

文章编号 1004-924X(2012)03-0597-10

多单元浮地级联式压电陶瓷执行器高压驱动电源

刘向东,傅 强*,赖志林

(北京理工大学 自动化学院,北京 100081)

摘要:为了改善压电陶瓷驱动电源在高电压输出下的动态特性以及高频下的带载能力,提高频率响应范围,设计了一种基于多单元级联的压电陶瓷执行器高压驱动电源。首先,基于分立元件构建直流放大式高精度驱动单元,并针对每个独立的驱动单元进行建模仿真,分析其在压电陶瓷等容性负载下的稳定性并采取了有效的双通道隔离反馈补偿策略。然后,利用多单元隔离浮地级联的方法,将多个独立的高精度驱动电源模块进行浮地级联,构成了一种组合式压电陶瓷高压驱动电源。实验结果表明,该级联驱动电源的输出幅值达0~1 000 V,最大输出功率为1 kW,满信号带宽为1 kHz/0.3 μ F,纹波小于100 mV。根据实验结果,该级联驱动电源满足低纹波,高精度,大带宽,响应时间短,带载能力强等特性。

关键词:压电陶瓷执行器;高压驱动电源;多单元级联;稳定性

中图分类号:TN384;TP273.1 文献标识码:A doi:10.3788/OPE.20122003.0597

High-voltage power amplifier based on multi-unit cascade for piezoelectric actuators

Liu Xiang-dong, Fu Qiang*, Lai Zhi-lin

(College of Automation, Beijing Institute of Technology, Beijing 100081, China)

* Corresponding author, E-mail: paradise-bird@163.com

Abstract: In order to improve the dynamic performance, load capacity and the bandwidth of a piezoelectric amplifier, a high-voltage power amplifier based on multi-unit cascade was developed. First, a high-precision amplifier unit based on discrete components was designed and a series of models for every driving units were simulated. Then, the stability of the amplifier unit in a piezoelectric capacitive load was analyzed and a effective dual-channel feedback compensation strategy was given. Furthermore, based on multi-unit floating cascade topology, a novel combined high-voltage piezoelectric amplifier was developed by cascading the multiple independent high-precision piezoelectric amplifier unit. Experimental results indicate that the cascade amplifier can offer the output voltage amplitude of 0~1 000 V, maximum output power of 1 kW, large signal bandwidth over 1 kHz/0.3 μ F, and the static ripple of 100 mV. It concludes that the amplifier can satisfy the system requirements of low ripple, high accuracy, large bandwidth, short response time and good load capacity.

Key words: piezoelectric actuator; high-voltage power amplifier; multi-unit cascade; stability

收稿日期:2011-09-13;修订日期:2011-11-10.

基金项目:国家自然科学基金资助项目(No. 10872030)

1 引言

压电陶瓷驱动系统是理想的纳米级微位移元件。利用压电材料逆压电效应研制的微执行器是近年来倍受关注的新型执行器,它具有体积小,位移分辨率高,频响高,无噪声,不发热等特点,已广泛应用于微型机械制造、超精密加工、航空航天和机器人等领域中^[1]。

随着压电陶瓷执行器的应用日益广泛,压电陶瓷驱动电源技术也得到了越来越多的重视。压电陶瓷驱动电源一般应用于高精度场合,而要达到纳米级的定位精度,就不仅需要满足高分辨率和高精度的基本要求,还要能输出较高电压,最高可达千伏级,且输出线性度要好;另外,还要保证较高的负载能力。同时,随着人们对于精密定位的快速性能的要求越来越高,对压电陶瓷驱动电源的动态频率响应也提出了更高的要求。

目前,对压电陶瓷执行器的驱动方法主要有两大类:一类为电压驱动方式^[2-7],另一类为电流驱动方式^[8-9]。电流型电源开环控制线性度比较好,迟滞蠕变很小,但其存在电荷泄漏、输出电压饱和以及零点位移控制难等问题,而且电流源的输出阻抗限制了压电陶瓷驱动系统的频率响应,因此电流型驱动更适合于静态或对频响要求不高的情形。同时由于电荷驱动控制设备庞大复杂,价格昂贵,所以电压驱动方式仍在实际应用中占据主流地位。电压驱动型电源主要有基于直流变换原理的开关式和基于线性放大的直流放大式两种形式。其中开关式电压型电源功率损耗小、效率高、体积小,但高频干扰较大,电源输出纹波较大,频响范围窄;直流放大式电压驱动电源线性度比较好,输出纹波小,电源结构也较为简单,驱动方便,但存在功率耗散过大、效率比较低、动态性能差的问题。而且在高速运行状态下,电压型电源均普遍存在带负载能力显著下降的问题。而且目前广泛应用的高压驱动电源多基于高压运放^[3,6-7],其输出功率非常有限,极大地限制了电源的负载能力。

为了改善压电陶瓷执行器驱动电源在高电压输出下的动态特性以及高频下的带载能力,提高频响范围,本文提出一种新型多单元级联式直流放大型压电陶瓷高压驱动电源研制方案。

2 多单元驱动电源设计

本驱动电源主要基于隔离级联的拓扑结构,将几个独立的低压高精度浮地驱动单元(如图 1 所示)级联组合构成高压驱动电源^[10],如图 3 所示,在保证压电陶瓷驱动电源输出高电压的同时,具有高动态性能和高频率响应,而此时整个驱动电源的频率响应特性和动态响应特性将主要取决于每个独立的浮地驱动单元的性能。

本驱动电源设计指标是,输出电压幅值 0~1 000 V,最大输出电流±1 A,最大输出功率 1 000 W,最大信号输出带宽 1 kHz(0.3 μF)。

2.1 浮地驱动单元

浮地驱动单元由一个隔离线性放大器和两个功率放大器组成,如图 1 所示。隔离线性放大器可将后级功率放大器的电位与前级隔离,以用于多单元级联。两个功率放大器构成桥式电路,其输出电压是单放大器的两倍,它可以将转换速率提高一倍,同时,两个放大器的非线性也是对称的,相对于单个放大器可进一步减小二次谐波失真。每个功率放大器均采用分立元件构建,其电路结构如图 2 所示。

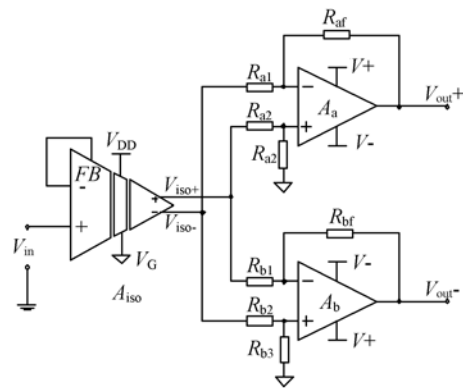


图 1 浮地驱动单元原理

Fig. 1 Floating power amplifier unit

隔离放大器的两个差模输出端接入两个功率放大器构成加减运算电路,利用叠加原理在理想情况下这两个功率放大器的输出为:

$$V_{out+} = \frac{R_{a3}(R_{a1} + R_{af})}{R_{a1}(R_{a2} + R_{a3})} V_{iso+} - \frac{R_{af}}{R_{a1}} V_{iso-}, \quad (1)$$

$$V_{out-} = \frac{R_{b3}(R_{b1} + R_{bf})}{R_{b1}(R_{b2} + R_{b3})} V_{iso-} - \frac{R_{bf}}{R_{b1}} V_{iso+}, \quad (2)$$

$$V_{out} = V_{out+} - V_{out-}, \quad (3)$$

为简便起见,基于式(1)~(3)可取如下约束条件:

$$\begin{cases} R_{a1} = R_{a2} = R_{b1} = R_{b2}, \\ R_{a3} = R_{af} = R_{b3} = R_{bf} \end{cases}, \quad (4)$$

利用(4)式的约束条件,两个功率放大器的输出幅值相等,相位相反,由此可得到两倍于单放大器的输出电压幅值。设隔离放大器的放大增益为 A_{iso} ,则输出电压 V_{out} 与输入电压 V_{in} 的关系为:

$$V_{out} = \frac{2R_{af}}{R_{a1}}(V_{iso+} - V_{iso-}) = \frac{2R_{af}}{R_{a1}} \cdot A_{iso} V_{in}. \quad (5)$$

压电陶瓷驱动电源是高功率带宽积的功放电路,可以采用传统的分立原件功率驱动电路设计驱动电源,用正副电压来提供直流电源,差动输入,推挽输出^[11-12]。

基本电路结构如图 2 所示。该电路共分为 4 级:输入级,偏置级,中间级和输出级。其中,输入级为差动放大级,偏置级为输入级和中间级提供静态偏置电流,中间级主要用于电压放大,而输出级为甲乙类功率放大级。

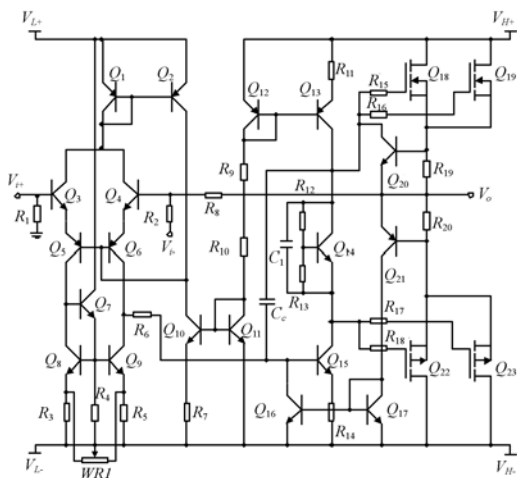


图 2 浮地驱动单元电路结构
Fig. 2 Circuit of floating unit

2.2 多单元级联驱动电源

在隔离放大器的隔离作用下,可将多个浮地驱动单元进行级联,原理如图 3 所示。此时整个驱动电源的频率响应特性和动态响应特性将主要取决于每个独立的低压驱动电源的性能,具有较高的灵活性和更宽的频率范围,其总输出电压等于每个独立单元输出电压之和。在总输出电压随着单元的增加而增大的同时,带宽范围并没有减

小,意味着整个电源的增益带宽积随串联独立单元的增多而增大。

其中,每个浮地驱动单元均由如图 1 的差模放大器桥式隔离电路构成。每个浮地驱动单元的两个输出端相对于该单元的参考地的幅值相等,相位相反。第 $(i-1)$ 个单元的非反相端直接连接到第 i 个单元的反相端:

$$V_{out+(i-1)} = V_{out-(i)}, \quad (6)$$

当各个浮地驱动单元均相同且均满足式(4)时,结合式(5),系统总的输出将为:

$$V_{out} = V_{out+(n)} - V_{out-(1)} = \frac{2nR_{af}}{R_{a1}} \cdot A_{iso} V_{in}. \quad (7)$$

由此可见,驱动电源的总输出电压与浮地驱动模块的个数成正比,经过多个模块的级联组合,将大大增加整个电源的输出能力。

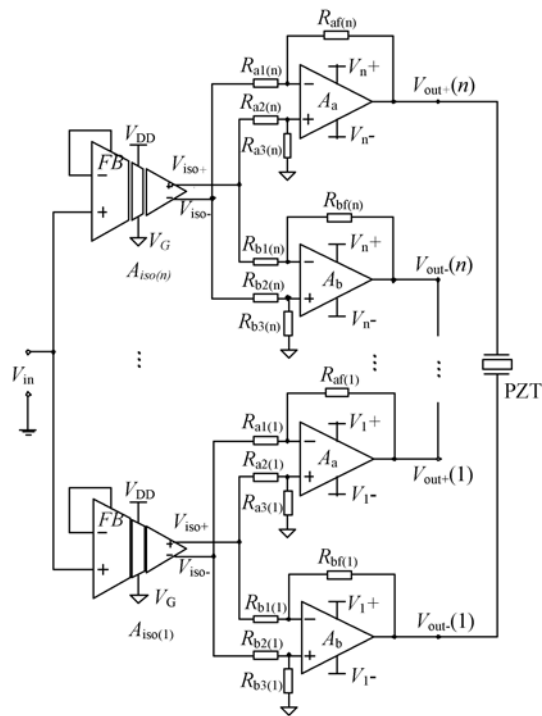


图 3 多单元级联驱动电源原理
Fig. 3 Multi-unit power amplifier

由于叠堆型压电陶瓷执行器采用多片压电陶瓷片按一定方式叠加而成,其等效容量也会相应增加,使其呈现强容性的特点,简化后的模型常被等效为一个容量为 C_L 的电容器^[7,13-16]。当驱动电源电路没有任何补偿时,驱动大容量负载极易产生振荡,因此必须对电路进行稳定性补偿。

级联驱动电源由多个独立的浮地驱动单元级联构成,而每个浮地驱动单元中两个桥臂的放大器结构完全对称,所以仅需分析单个桥臂的放大器并逐个进行补偿即可。

3 容性负载下的驱动单元频率特性分析以及稳定性补偿

3.1 放大器增益模型

图 4(a) 为一个典型的带反馈的同向输出运放电路,其中 Z_i 和 Z_f 分别为输入阻抗和反馈阻抗,图 4(b) 代表了与该反馈运放电路相对应的传

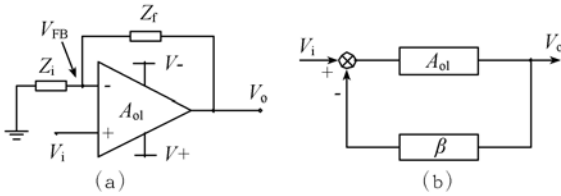


图 4 放大器增益模型

Fig. 4 Gain model of amplifier

统控制环路模型框图,其中 A_{ol} 为放大器的开环增益, β 为反馈传递函数。由此可得放大器的闭环传递函数为:

$$G = \frac{A_{ol}}{1 + A_{ol}\beta}, \quad (8)$$

$$\beta = \frac{V_{FB}}{V_O} = \frac{Z_f}{Z_i + Z_f}, \quad (9)$$

其中 $A_{ol}\beta$ 为环路增益,它包含了 A_{ol} 和 β 网络,其表示有多少信号被作为反馈以减小误差和非线性,体现了信号在回路中的传输。 $1/\beta$ 称为放大器的闭环 AC 小信号增益。当 $A_{ol}\beta \gg 1$ 时, $G \approx 1/\beta$ 。

3.2 环路增益与稳定性准则

考虑电路运行时由于功率上升、下降等瞬态以及印制电路板布局等产生的寄生效应所带来的稳定性问题以及当环路增益的相位裕度值较小时可能在闭环频率响应曲线上产生不必要的尖峰问题,系统需要保持较大的相位裕度来满足实际电路的稳定。在本文设计中,采用了如下准则:在所有小于 f_{ol} 的频率上相移都小于 135° 。

分析环路增益 $A_{ol}\beta$ 的频率特性,可以通过间接分析开环增益曲线 A_{ol} 和 $1/\beta$ 曲线之间的关系来完成。 $A_{ol}\beta$ 曲线即为 A_{ol} 与 $1/\beta$ 曲线之差。因此 A_{ol} 曲线中的极点和零点即是环路增益曲线中的极点和零点, $1/\beta$ 曲线中的零点和极点将对应

于环路增益曲线的极点和零点。

一旦在 A_{ol} 上绘出了 $1/\beta$, 可以采用称为“闭合斜率”的简单一阶稳定性分析方法^[3]来测试稳定性。方法如下:设放大器的开环增益曲线 A_{ol} 在低频只具有一个极点,然后检查 $1/\beta$ 曲线和 A_{ol} 曲线交叉点的斜率差是否小于或等于 20 dB/dec 。因为 40 dB/dec 的闭合斜率意味着环路增益在 f_{ol} 之前有两个极点,而这可能意味着 180° 的相移,从而导致不稳定。

3.3 浮地驱动单元稳定性分析与测试

3.3.1 空载时的开环增益 A_{ol} 及 AC 小信号增益 $1/\beta$ 分析与仿真

浮地驱动单元中的每个功率放大器前两级的交流小信号近似等效模型如下图所示:

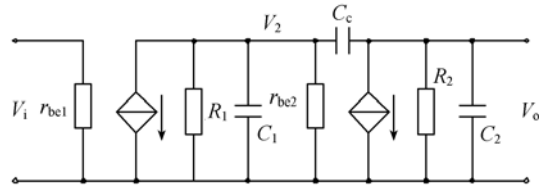


图 5 浮地驱动单元近似微变等效模型

Fig. 5 AC equivalent model for floating unit

其中, C_c 为保证电路输出稳定的相位补偿电容, R_1 与 C_1 , R_2 与 C_2 分别为第一增益级(输入级)和第二增益级(中间级)的输出等效电阻与分布电容, r_{be1} 与 r_{be2} 分别为两个增益放大级三极管的 be 级间电阻,由于镜像电流源的作用,该阻值也近似等于两级的输入电阻。

当用电容 C_c 进行频率补偿时,可写出电路的节点方程:

$$\begin{cases} \frac{\beta_1 V_i}{r_{be1}} + \frac{V_2}{R_1} + V_2 C_1 s + (V_2 - V_o) C_c s = 0 \\ \frac{\beta_2 V_2}{r_{be2}} + \frac{V_o}{R_2} + V_o C_2 s + (V_o - V_2) C_c s = 0 \end{cases} \quad (10)$$

解上述方程,得传递函数为:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{A_V \left[1 - \frac{r_{be2} C_c s}{\beta_2} \right]}{1 + bs + cs^2}, \quad (11)$$

式中,

$$A_V = \frac{\beta_1 \beta_2 R_1 R_2}{r_{be1} r_{be2}},$$

$$b = \left[(C_2 + C_c) R_2 + (C_1 + C_c) R_1 + \frac{\beta_2 R_1 R_2 C_c}{r_{be2}} \right],$$

$$c = R_1 R_2 (C_1 C_2 + C_c C_2 + C_c C_1), \quad (12)$$

由此可知,该方程有两个极点,由于补偿电容 C_c 的作用,使两个极点分离得比较远,即一个极点在低频段,另一个极点频率较高,根据这一假定,可求得式(12)的极点 P_1 、 P_2 和零点 Z 分别为:

$$P_1 = \frac{-r_{be1}}{(r_{be1} + \beta_1 R_2) C_c R_1}$$

$$P_2 = \frac{-\beta_2 C_c}{r_{be2} (C_c C_1 + C_2 C_c + C_c C_1)} \quad (13)$$

$$Z = \frac{\beta_2}{r_{be2} C_c}$$

式中, P_1 为低频极点,即为放大器的主极点, P_2 为高频极点,由于 C_c 的作用,使 $P_1 \ll P_2$,假如 P_2 高于系统的单位带宽增益,而 $Z > P_2$,那么幅频特性和相频特性将如图 6 所示,此时当放大器闭环至 0 dB 时系统也是稳定的。

在加了补偿电容 C_c 之后,在高频处同时出现了一个正零点,这个零点在 S 平面的右半平面上,因而该零点所产生的相移是滞后的,它与主极点所产生的滞后相移相叠加,产生较大的附加相移。但由于该零点的频率大于单位增益带宽,因此该零点对运算放大器相移的影响可以忽略,不影响其稳定性。

将图 2 中 R_2 和 R_3 电阻分别设为 10 k Ω 和 240 k Ω ,从而将 AC 小信号增益 $1/\beta$ 的值设定为 25,利用 Multisim 仿真软件对图 2 电路进行 AC 分析仿真,可得到开环增益 A_{ol} 曲线和 AC 小信号增益 $1/\beta$ 曲线,如图 6 所示。由于系统的环路增益为 $A_{ol}\beta$,因此图中 A_{ol} 曲线与 $1/\beta$ 曲线相交处的频率即为环路增益 $A_{ol}\beta$ 的穿越频率,也是空载情况下的单位增益带宽。

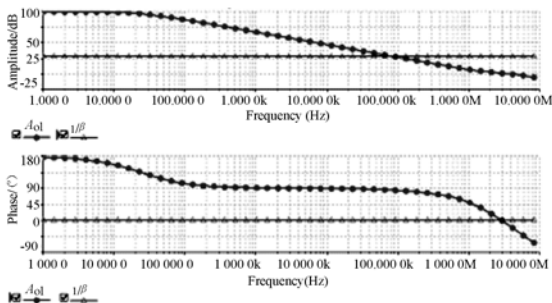


图 6 空载时的 A_{ol} 曲线和 $1/\beta$ 曲线

Fig. 6 A_{ol} and $1/\beta$ curves without a load

从图中可以看出,空载时的开环增益 A_{ol} 曲线在大约 30 Hz 处存在一个低频主极点,与理论推

算基本一致。而且由于相位补偿电容 C_c 的加入,在环路增益 $A_{ol}\beta$ 的穿越频率处的相位裕量约为 90° ,整个系统在空载状态下是稳定的。

3.3.2 容性负载下的开环增益 A_{ol} 及 AC 小信号增益 $1/\beta$ 分析与仿真

要分析压电陶瓷容性负载对驱动电源系统稳定性的影响,需要知道整个电路的输出阻抗 R_o 。输出阻抗可用下式计算:

$$R_o \approx \frac{2}{g_{mN}} // \frac{2}{g_{mP}} \quad (14)$$

其中, g_{mN} 和 g_{mP} 分别为电路输出级的 N 沟道场效应管和 P 沟道场效应管的低频跨导。本课题中的场效应对管分别采用了 IXTH12N90(N 沟道)和 IXTH10P60(P 沟道),通过查询其官方数据资料,得到 $g_{mN} \approx g_{mP} \approx 10$ mS,由此可得出电路输出阻抗 R_o 约为 100 Ω 。

根据第 2 节中提出的设计指标,可以得到,压电陶瓷驱动电源在 1 kHz 频率的大信号正弦波输出时的最大负载电容值 C_L 约为 0.3 μ F。容性负载 C_L 与输出阻抗 R_o 共同作用会在 A_{ol} 曲线上形成另外一个极点 f_{p1} :

$$f_{p1} = \frac{1}{2\pi R_o C_L} \quad (15)$$

带入 C_L 与 R_o 计算可得 $f_{p1} = 5.3$ kHz。

此时开环增益 A_{ol} 曲线上将有两个极点存在, A_{ol} 曲线与 AC 小信号增益曲线 $1/\beta$ 曲线将会出现 40 dB/dec 的夹角,如图 7 所示。利用 3.2 节的稳定性准则判断,从工程意义上说,整个系统在 0.3 μ F 负载下是不稳定的。

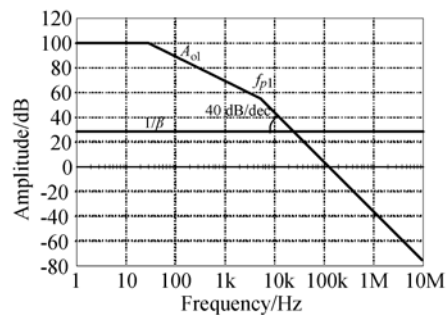


图 7 0.3 μ F 负载下的 A_{ol} 曲线与 $1/\beta$ 曲线

Fig. 7 A_{ol} and $1/\beta$ curves with a load of 0.3 μ F

利用 Multisim 进行仿真得到的结果如图 8 所示。与上述分析相同,开环增益 A_{ol} 与 AC 小信号增益 $1/\beta$ 的幅频特性曲线以 40 dB/dec 的斜率

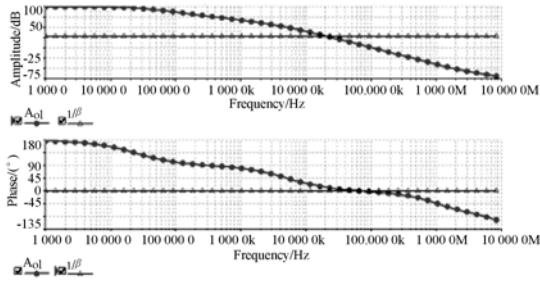


图 8 0.3 μF 负载下的 A_{ol} 与 $1/\beta$ 频率特性仿真结果
Fig. 8 Simulation of A_{ol} and $1/\beta$ curves with a load of 0.3 μF

相交,同时从相频特性还可看出,在两幅频特性曲线相交点及环路增益穿越频率处,此时的相位裕度仅有 10° ,很接近不稳定,在工程中是不可取的,因此需要对系统采取补偿措施以提高其稳定性。

3.4 容性负载下的稳定性补偿

为改善系统在容性负载下的稳定性^[3],本文采取了一种可称为双通道隔离反馈的稳定性补偿策略,即:在驱动模块的输出端与容性负载 C_L 之间使用隔离电阻 R_{iso} ,反馈电阻 R_f 的反馈点直接取自于压电陶瓷的正电压端,同时在驱动单元的输出端增加反馈电容 C_f ,其反馈点取自于驱动单元的输出端 V_{OA} ,使 A_{ol} 曲线与 $1/\beta$ 曲线分别增加多个零点和极点,从而修改 A_{ol} 曲线与 $1/\beta$ 曲线闭合速率。补偿原理如图 9 所示。

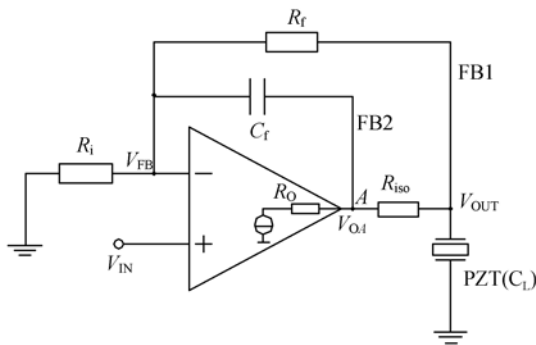


图 9 双通道隔离反馈补偿原理

Fig. 9 Dual channel isolated feedback compensation

其中,FB1 和 FB2 为两条反馈回路,两条反馈回路之间由隔离电阻 R_{iso} 隔离。分别独立分析两条反馈回路的 $1/\beta$ 传递函数,然后将两者相叠加,可获得最终的 AC 小信号增益 $1/\beta$ 传递函数。

保留 FB1 回路而忽略 FB2 回路,计算 $1/\beta$ 传递函数:

$$G_{1/\beta(FB1)} = \frac{V_{OA}}{V_{FB}} = \frac{V_{OA}}{V_{OUT}} \frac{V_{OUT}}{V_{FB}} \\ = \frac{R_i + R_f}{R_i} (1 + sR_{iso}C_L), \quad (16)$$

该传递函数为一个微分环节。

保留 FB2 回路而忽略 FB1 回路,计算 $1/\beta$ 传递函数:

$$G_{1/\beta(FB2)} = \frac{V_{OA}}{V_{FB}} = \frac{R_i + \frac{1}{sC_f}}{R_i} = \frac{1 + sR_iC_f}{sR_iC_f}, \quad (17)$$

该传递函数由一个积分环节和微分环节构成。

接着对隔离电阻进行分析,运算放大器的输出阻抗为 R_O ,则以输出电压 V_{OA} 作为输出,可得出该部分传递函数为:

$$G = \frac{R_{iso} + \frac{1}{sC_L}}{R_O + R_{iso} + \frac{1}{sC_L}} = \frac{sR_{iso}C_L + 1}{s(R_O + R_{iso})C_L + 1}. \quad (18)$$

由此可得,隔离电阻 R_{iso} 加入后会使得系统的开环增益 A_{ol} 曲线上增加一个零点和极点,零点和极点处频率分别为:

$$\begin{cases} f_{p1} = \frac{1}{2\pi(R_O + R_{iso})C_L} \\ f_{z1} = \frac{1}{2\pi R_{iso}C_L} \end{cases}. \quad (19)$$

隔离电阻 R_{iso} 值不能过大,否则将会使得驱动模块的输出电压与加载到压电陶瓷上的电压之间产生较大误差,同时还必须保证 A_{ol} 曲线与 $1/\beta$ 曲线能以 20 dB/dec 的速度闭合,基于此通过反复的推算与试验,选取反馈电阻 C_f 为 100 pF,隔离电阻 R_{iso} 为 15 Ω,带入式(16)、式(17)、式(18)中,计算得:

$$f_{p1} = 4.6 \text{ kHz}, f_{z1} = 35.4 \text{ kHz} \\ f_{z(FB1)} = 35.4 \text{ kHz}, f_{z(FB2)} = 159 \text{ kHz}$$

对开环增益 A_{ol} 和两条反馈回路的 AC 小信号增益 $1/\beta$ 进行频率特性分析,如图 10 所示。其中,对两条反馈回路的 $1/\beta$ 曲线进行叠加,依据增益较小的回路占主导地位的原则,可得出合成 $1/\beta$ 曲线。从图中可看出, A_{ol} 曲线与 $1/\beta$ 曲线的闭合速率为 20 dB/dec,根据 2.2 节提出的稳定性准则,系统将是稳定的。

利用 Multisim 对反馈补偿效果进行仿真,结

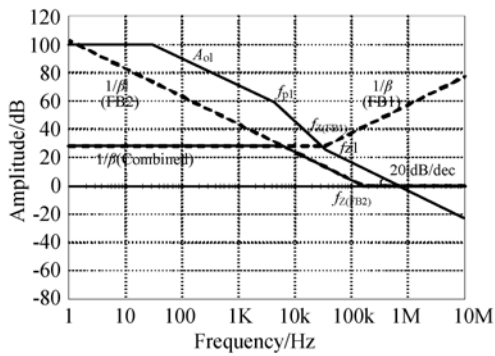


图 10 补偿后的 A_{ol} 和 $1/\beta$ 曲线

Fig. 10 A_{ol} and $1/\beta$ curves with compensation

果如图 11 所示。与理论推算一致, A_{ol} 曲线与 $1/\beta$ 曲线以 20 dB/dec 的闭合速率相交, 预计系统将是稳定的。

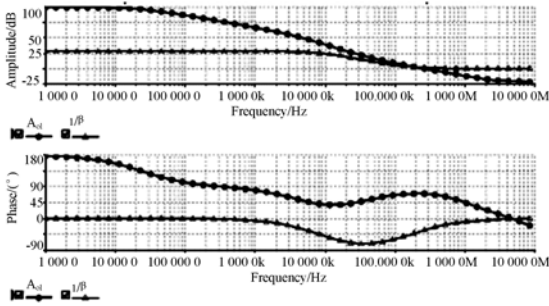


图 11 补偿后的 A_{ol} 和 $1/\beta$ 仿真曲线

Fig. 11 Simulation of A_{ol} and $1/\beta$ curves with compensation

图 12 为系统的环路增益 $A_{ol}\beta$ 的频率特性仿真结果, 从图中可看出, 在穿越频率处, 环路增益的相位裕度大于 45° , 系统是很稳定的, 双通道反馈的隔离电阻补偿具有良好的补偿效果。

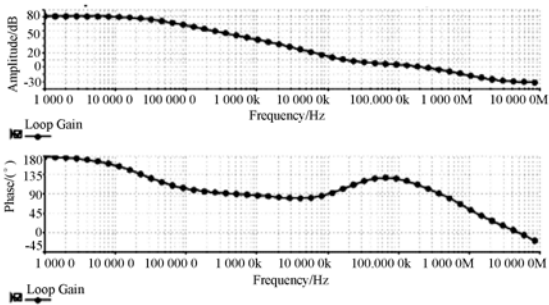


图 12 补偿后的环路增益曲线

Fig. 12 Loop gain curves with compensation

4 多单元级联驱动电源的性能测试与分析

根据上一节的分析, 对本文提出的多单元级联式压电陶瓷驱动电源进行了实验测试, 实验装置如图 13 所示, 其中浮地单元基于图 2 电路, 实

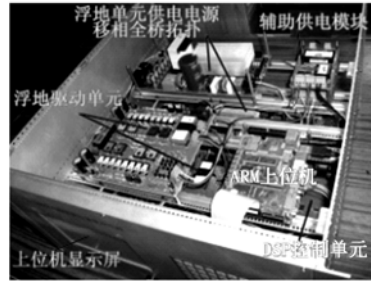


图 13 多单元级联式压电陶瓷驱动电源

Fig. 13 Multi-unit cascaded power amplifier

验中采用两个浮地单元级联, 浮地单元的供电电源采用的是基于 DSP 的移相全桥式开关电源, ARM 上位机系统^[6]用于监测和显示驱动电源的输出情况。

表 1 中分别列出了浮地单元、隔离放大器、级联驱动电源的相关参数。实验中采用两个浮地单

表 1 驱动电源相关参数

Tab. 1 Parameters of power amplifier

名称	参数	值
多单元级联驱动电源	输出电压	0~1 000V
	最大输出电流	± 1 A
	最大输出功率	1 000 W
	浮地驱动单元数	2
	闭环增益	100
隔离放大器 AD210	隔离供电电源	+15 V
	输入电压	0~10 V
	闭环增益	1
浮地驱动单元	隔离供电电源	± 270 V ± 20 V
	输出电压	0~500 V
	小信号带宽	>100 kHz
	大信号带宽	1 kHz(0.3 μ F)
	开环增益	100 dB
	闭环增益	25

元级联,每个浮地单元中,桥式电路两端的功率放大器增益各为 25,则每个浮地单元的闭环增益为 50,由此整个级联驱动电源的闭环增益将为 100。

4.1 动态频率特性测试

4.1.1 空载动态特性

本文设计的级联高压驱动电源中采用的隔离运算放大器为 AD 公司的 AD210,其带宽最大为 10 kHz,因此,本实验的空载动态特性测试选取的最大频率也为 10 kHz。

利用函数信号发生器产生 0~10 V 的正弦波,频率设为 10 kHz,将其作为驱动电源的输入端电压,测试得到输出波形如图 14 所示,可以看到在 10 kHz 时系统输出波形保持良好,未发生畸变与衰减。

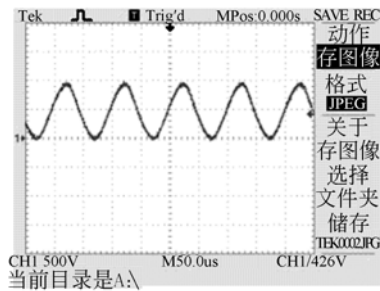


图 14 空载动态特性

Fig. 14 Dynamic characteristic without load

4.1.2 闭环幅频特性

分别对稳定性补偿(3.4 节)后的单一浮地驱动单元和由两个浮地单元组成的级联驱动电源测试其不同频率的小信号输入下的输出幅值,负载均为 0.3 μF 电容,将结果利用 matlab 绘图得到其闭环幅频特性曲线如图 15 所示,级联驱动电源的整体闭环增益与浮地单元个数成正比。

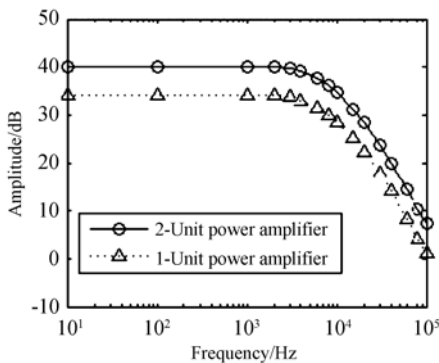


图 15 频率特性曲线

Fig. 15 Frequency characteristics

4.2 负载能力测试

利用函数信号发生器产生 0~10 V 的正弦波,将其作为级联驱动电源的输入端电压,将 0.3 μF 的电容作为负载接入驱动电源的输出端,工作频率为 1 kHz,用示波器测量输出电压,得到结果如图 16 所示,此时驱动电源的输出电流将达到约 ±1 A,而此时的输出电压幅值并未衰减,由此体现了该驱动电源良好的输出带载能力和较高的大信号带宽。

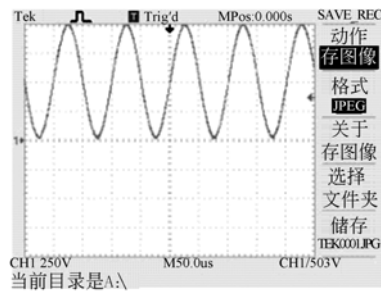


图 16 0.3 μF 负载 1 kHz 动态特性测试

Fig. 16 Dynamic characteristics with a load of 0.3 μF at 1 kHz

4.3 阶跃响应特性测试

图 17 为级联驱动电源在阶跃输入信号驱动下的输出端响应特性曲线,其上升时间约为 150 μs。

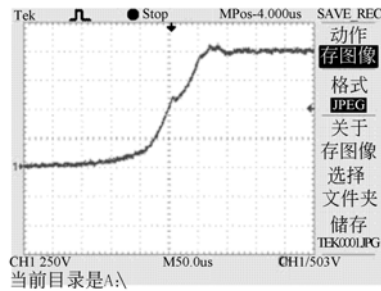


图 17 阶跃响应特性

Fig. 17 Step response characteristics

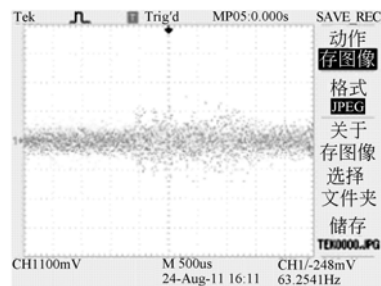


图 18 静态纹波

Fig. 18 Static ripple characteristics

从图中可以看出,在进行阶跃响应测试时系统保持稳定,超调很小,充分保证了电路良好的稳定性和快速响应特性。

4.4 静态纹波测试

在空载下,将驱动电源的输入电压设为0,即与输入端GND短接,将示波器设定为交流耦合,开启20 MHz带宽限制,并测量输出端电压,得到驱动电源的静态纹波波形如图18所示,纹波峰峰值约为100 mV,可以看出该驱动电源具有良好的纹波抑制性能。

5 结 论

为改善当前压电陶瓷驱动电源普遍存在的动

态特性不理想,交流负载能力差,闭环频响带宽较窄等问题,也为了保证压电陶瓷驱动电源能在输出高电压的同时,具有高动态性能和高频率响应,本文提出了一种基于多单元浮地级联的拓扑结构,将多个独立的高精度驱动单元进行隔离级联以构成高输出电压驱动电源,其中每个驱动单元均采用分立元件设计,并对其进行建模仿真分析,设计了一种称为双通道隔离反馈补偿的补偿策略,以确保其在压电陶瓷容性负载下的稳定性。通过实验测试证明,本文所设计的级联式压电陶瓷高压驱动电源的输出幅值达0~1 000 V,最大输出功率为1 kW,满信号带宽为1 kHz/0.3 μ F,纹波小于100 mV,在动态性能、响应时间、带载能力等方面都达到了较好结果,完成了预期目标。

参考文献:

- [1] 杨雪锋,李威,王禹桥. 压电陶瓷驱动电源的研究现状及进展[J]. 仪表技术与传感器,2008,11: 109-112.
YANG X F, LI W, WANG Y Q. Present situation and development of power supply for piezoelectric actuator [J]. *Instrument Technique and Sensor*, 2008, 11:109-112. (in Chinese)
- [2] FLEMING A J. A megahertz bandwidth dual amplifier for driving piezoelectric actuators and other highly capacitive loads[J]. *Review of Scientific Instruments*, 2009, 80, 104701.
- [3] 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 CH, RU CH H, YE X F, *et al.*. A broadband piezoelectric amplifier based on compensation technology[J]. *Piezoelectrics & Acousto-optics*, 2009, 31(3): 373-376. (in Chinese)
- [4] 王代华,朱炜. WTYP型压电陶瓷微位移器的迟滞特性建模与实验验证[J]. 光学精密工程,2010,18(1): 205-211.
WANG D H, ZHU W. Hysteretic modeling and experimental verification For WTYP type piezoceramic micro-actuators[J]. *Opt. Precision Eng.*, 2010, 18(1): 205-211. (in Chinese)
- [5] MATIULKO J, POZNIAK, PRZYGODA K, *et al.*. Development and tests of PWM amplifier for driving the piezoelectric elements[C]. *16th International Conference Mixed Design of Integrated Circuits and Systems*, 2009,93-96.
- [6] 杨克己,桑武斌. 基于FPGA的高精度压电陶瓷数字驱动电源[J]. 工程设计学报,2008,15(6): 435-438.
YANG K J, SANG W B. High resolution PZT digital driving power supply based on FPGA[J]. *Journal of Engineering Design*, 2008, 15(6): 435-438. (in Chinese)
- [7] WANG D H, ZHU W, YANG Q, *et al.*. A high-voltage and high-power amplifier for driving piezoelectric stack actuators[J]. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, 2009, 20: 1987-2001.
- [8] DORLEMANN. New high speed current controlled amplifier for PZT multilayer stack actuators[C]. *8th International Conference on New Actuators*, 2002:294-297.
- [9] FURUTANI K, FURUTA A. Evaluation of driving performance of piezoelectric actuator with current pulse[C]. *10th IEEE International Workshop on Advanced Motion Control*, 2008. 387-392.
- [10] 吴伟雄,周庆华. 基于D/A集成控制的压电陶瓷驱动电源设计[J]. 压电与声光,2005,27(1): 40-42.
WU W X, ZHOU Q H. Design of piezoelectric ce-

- ramic driven supply based on D/A integrated control[J]. *Piezoelectrics & Acoustooptics*, 2005, 27(1): 40-42. (in Chinese)
- [11] WALLENHAUER C, GOTTLIEB B, ZEICHFÜßL R, *et al.*. Efficiency-improved high-voltage analog power amplifier for driving piezoelectric Actuators[J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, 2010, 57(1): 291-298.
- [12] WALLENHAUER C, KAPPEL A, GOTTLIEB B, *et al.*. Efficient class-B analog amplifier for a piezoelectric actuator drive [J]. *Mechatronics*, 2009(19): 56-64.
- [13] ORIOL G B, JOSEP R S, DANIEL M M. Design and control of a half-bridge converter to drive piezoelectric actuators[C]. *IEEE Power Electronics and Motion Control Conference*, 2008, 731-733.
- [14] 赖志林,刘向东,耿洁,等. 压电陶瓷执行器迟滞的滑模逆补偿控制[J]. *光学 精密工程*, 2011, 19(6): 1281-1290.
- LAI ZH L, LIU X D, GENG J, *et al.*. Sliding mode control of hysteresis of piezoceramic actuator based on inverse Preisach compensation[J]. *Opt. Precision Eng.*, 2011, 19(6): 1281-1290. (in Chinese)
- [15] 潘松,黄卫清,王寅,等. 基于压电作动器的直线电机及其高效驱动[J]. *光学 精密工程*, 2011, 19(10): 2464-2471.
- PAN S, HUANG W Q, WANG Y, *et al.*. High efficiency driving of linear motor based on piezoelectric actuator[J]. *Opt. Precision Eng.*, 2011, 19(10): 2464-2471. (in Chinese)
- [16] KARPELSON M, WEI G Y, WOOD R J. Milligram-scale high-voltage power electronics for piezoelectric microrobots[C]. *IEEE Int. Conf. on Robotics and Automation*, 2009, 2217-2224.

作者简介:



刘向东(1971—),男,湖北荆门人,博士,教授,博士生导师,1992年于武汉工学院获得工学学士学位,1995年、1998年于哈尔滨工业大学分别获得硕士、博士学位,研究方向为非线性动力学理论、迟滞非线性系统的建模与控制,航天器控制、高精度伺服控制等。
E-mail: xdliu@bit.edu.cn



赖志林(1984—),男,江西赣州人,博士研究生,2006年于南昌大学获得工学学士学位,2009年于北京理工大学获得工学硕士学位,主要从事压电陶瓷微定位系统的建模与控制方面的研究。
E-mail: lai@bit.edu.cn



傅强(1988—),男,山西晋中人,硕士研究生,2009年于北京理工大学获得工学学士学位,主要从事压电陶瓷微定位系统的驱动及控制方面的研究。
E-mail: paradise-bird@163.com