

压电陶瓷动态驱动电源的设计与研究

唐英¹, 崔咏琴¹, 周友来², 张显斌², 崔华胜¹

(1. 北京科技大学 机械工程学院, 北京 100083; 2. 北京市二七机车车辆厂, 北京 100072)

摘要: 设计了一种适应压电陶瓷动态特性应用的驱动电源, 分析了该动态驱动电源的原理及参数的设计选择方法, 并进行了实验验证。实验结果表明, 该电源具有良好的动态性能, 满足了设计的要求。

关键词: 升压变压器 脉宽调制 H 桥电路 压电陶瓷

压电陶瓷具有体积小、分辨率高、响应快、推力大等一系列优点, 用它制成的压电驱动器广泛应用于微位移输出装置、力发生装置、微型机器人和光学扫描器等设备中^[1]。任何压电陶瓷微位移器件的使用, 都离不开驱动控制电源。因此, 性能良好的驱动控制电源是压电陶瓷微位移技术得以推广应用的前提。

压电陶瓷相当于容性负载, 由于 PZT 材料的介电常数较大, 所以压电陶瓷的电容 C 比较大, 它与驱动电路的输出电阻 R 构成 RC 回路, 将影响压电陶瓷的动态特性^[1]。目前, 国内压电器件的应用主要利用其静态特性, 大多数采用直流放大式驱动电源, 强调输出电压的稳定性与精度。在实际应用中, 有时需要压电陶瓷按照一定规律周期性地动态伸缩, 因此需要向压电陶瓷施加动态电压信号, 如三角波信号、方波信号等, 而传统的面向静态应用的驱动电源则不能满足要求。

为了适应压电陶瓷动态特性的应用, 本文介绍一种能满足压电陶瓷动态特性应用的驱动电源。该电源经脉宽调制向 H 桥电路输入推挽的方波信号, 采用变压器升压获得高压直流电源, 达到高压动态驱动压电陶瓷的目的。

1 压电陶瓷动态驱动电源设计

在本文中, 由于期望压电陶瓷产生连续的正负双向位移, 所设计的 H 桥电路驱动电源, 除了要求能够满足压电陶瓷动态应用的要求外, 还要求能够承受很高的电压(近几百伏), 功率也要比传统的驱动电源大大提高, 而且要求对输出信号的频率及幅值的控制比较容易实现。为了达到上述要求, 本设计采用由 H 桥电路、脉宽调制和升压整流等三部分组成电源, 如图 1 所示。

1.1 H 桥电路的设计

H 桥电路是本电源的核心, 如图 2 所示。IR2213 驱动 IGBT (S_1 、 S_2 、 S_3 、 S_4) 模块, 在整个电路中起功率放大的作用。 S_1 、负载(压电陶瓷)和 S_4 组成正向通路, 给压电陶瓷施加正向电压; S_2 、负载(压电陶瓷)和 S_3 组成负向

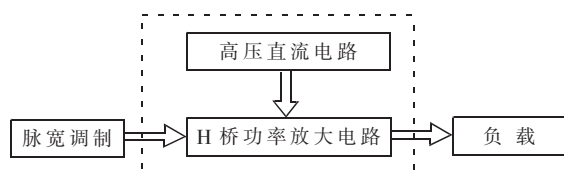


图 1 电源构成示意图

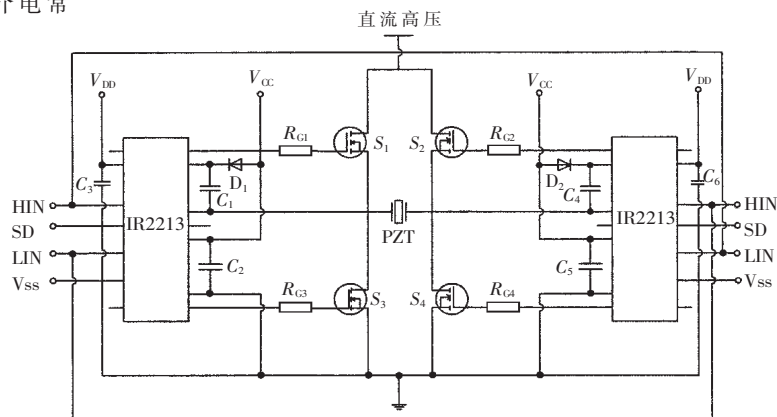


图 2 H 桥电路基本原理图

通路, 给压电陶瓷施加负向电压。正负电压连续重复施加在压电陶瓷上, 使压电陶瓷产生连续的正负向位移。

IR2213 具有独立的低端和高端输入通道, 悬浮电源采用自举电路, 其高端工作电压可达 1 200V, 输出电压范围(即功率器件的栅极驱动电压)为 12V~20V; 逻辑电源电压 V_{DD} 范围为 $(V_{SS}+3\sim V_{SS}+20)V$, 可方便地与 TTL 或 CMOS 电平相匹配, 而且逻辑电源地和功率地之间允许有 $-5V\sim+5V$ 的偏移量。而 IGBT 模块是近几年兴起的电子元器件, 因其开关速度快、损耗小而被广泛应用于电力电子装置中。

在本 H 桥电路中, 关键部分是自举电路的设计, 下面以左侧 IR2213 为例说明自举电路的工作原理。自举电路由自举电容 C_1 和自举二极管 D_1 构成, C_2 为滤波电容, R_{G1} 、 R_{G2} 、 R_{G3} 、 R_{G4} 为功率器件的栅极电阻。假定在 S_1 、 S_4 开通而 S_2 、 S_3 关断期间, C_1 已经充到足够的电压 V_{G1}

(V_{C1} 约等于 V_{CC}), 此时 C_1 、 R_{G1} 、 R_{gl} (IGBT 栅源极电阻) 构成 C_1 的放电回路, 放电时间 $T_1=(R_{G1}+R_{gl})C_1$, 应小于 S_1 、 S_4 的导通时间; 假定 S_1 、 S_4 关断而 S_2 、 S_3 导通, 此时自举电容 C_1 处于充电状态, 由自举电容 C_1 、自举二极管 D_1 和功率器件 S_3 构成充电回路, 充电时间要求能够使自举电容 C_1 充满到驱动功率器件 S_1 所需的电荷, 因此 S_3 的导通时间要大于 C_1 的充电时间。

在设计电路时应该注意功率器件 IGBT 的限流电阻 R_C 不能太大, 以免使功率器件的驱动脉冲不够陡; R_C 也不能太小, 以免电流过大而损坏功率器件; R_C 越大, 交换时间和交换损耗就越大, 但交换时的浪涌电压变小。

(1) 自举电容的计算

自举电容应该提供的最小电荷为:

$$Q_{bs} = 2Q_g + \frac{I_{qbs-\max}}{f} + Q_{bs} + \frac{I_{chs-\max}}{f}$$

式中, Q_g 为高端功率器件 IGBT 所需的驱动电荷; $I_{qbs-\max}$ 为自举电容的漏电流 (只有在选择自举电容时考虑); $I_{qbs-\max}$ 为 bs 间最大电流; Q_{bs} 为每个周期内电平转换电路中的电荷; f 为工作频率。

最小自举电容值必须满足:

$$C_1 \geq \frac{2Q_{bs}}{V_{cc} - V_f - V_{LS}} \quad (1)$$

式中, V_f 为自举二极管正向压降; V_{LS} 为低端器件压降或高端负载压降。

自举电容应选择合适的容值, 容值太大, 会使充放电时间过短, 造成电容充电不足; 容值太小, 有可能造成电容的过充而使 IC 器件损坏。为了不损坏 IC 器件, 又减小 V_{bs} 的波动, 将式(1)算得的电容值再乘以系数 15。即:

$$C_1 = 15 \times \frac{2Q_{bs}}{V_{cc} - V_f - V_{LS}} \quad (2)$$

滤波电容 C_2 约为自举电容的 10 倍。

(2) 自举二极管的计算

自举二极管必须能够承受干线电压 (即高端功率器件导通时的电压), 必须采用快速恢复二极管, 以减小自举电容 C_1 向 V_{cc} 反馈的电荷, 二极管的额定电流为:

$$I_F = Q_{bs} \times f \quad (3)$$

设计 H 桥电路时需要注意死区时间的确定, 为了保证 4 个 IGBT 器件安全的导通, 一定要设置死区时间, 以免 4 个 IGBT 同时导通而造成短路, 产生不必要的损失, 死区时间要保证充放电能够正常进行。本文所采用的 IGBT 要求最少要有 $3\mu s$ 的死区时间。但死区时间的确定还要根据容性负载的放电时间而具体确定。

1.2 脉宽调制

由于压电陶瓷上所加电压是正负交替连续变化的, 因此采用脉宽调制方法向 IR2213 双输入通道输入相位差 180° 的推挽方波信号。这样, IR2213 的双输出通道也输出推挽的方波信号, 分别驱动 IR2213 的高端和低端

的功率器件, 从而实现对压电陶瓷所加电压的要求。为此, 采用了脉宽调制器 TL494, 它是一种性能优良的固定频率的电压驱动型脉宽调制器, 包含了控制开关电源所需的全部功能。脉宽调制电路原理图如图 3 所示。

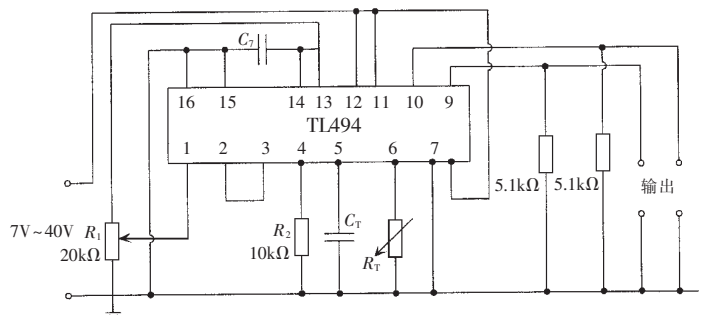


图 3 TL494 脉宽调制原理图

输出脉冲的频率可以通过改变 C_T 或 R_T 的值按下式进行调节:

$$f = \frac{1.1}{R_T \times C_T} \quad (4)$$

式中, R_T 为调频电阻, C_T 为调频电容。

9 脚和 10 脚输出推挽方波信号, 相位差为 180° , 用以满足 IR 芯片的输入要求。1 脚输入电压在 $0 \sim 5V$ 之间变化, 输出的脉冲宽度随之变化。1 脚输入电压值越高, 9 脚和 10 脚输出的脉冲宽度越窄。TL494 的工作电压在 $7V \sim 40V$ 范围内, 改变工作电压对输出脉冲的周期和脉宽没有影响, 但可以改变输出脉冲的幅值, 工作电压越高, 输出脉冲的幅值越大, 成线性关系。

1.3 变压器升压整流滤波电路

H 桥功率放大电路需要高压直流电源直接加在功率输出级, 且要求高压直流电源的稳定度高、纹波低, 一般的倍压升压电路带负载能力较差, 对元器件的耐压要求较高。因此, 改用由变压器升压, 再进行整流滤波得到高压直流电源的方法, 其电路图如图 4 所示。

变压器可以使电路与电网隔离, 以保证安全。该电路属于高压电路, 为了降低对滤波电容耐压能力的要求, 采用均流滤波的方式, 各滤波电阻和滤波电容值要分别相等, 设每个滤波电阻值为 R' , 即 $R_8=R_9=R_{10}=R_{11}=R_{12}=R_{13}=R_{14}=R'$, 每个滤波电容值为 C' , 即 $C_8=C_9=C_{10}=C_{11}=C_{12}=C_{13}=C_{14}=C'$, 则滤波电容总的耐压值达到直流电压值的 1.5 倍即可满足要求。

滤波电阻总值 R :

$$R = n * R' \quad (5)$$

滤波电容总值 C :

$$C = \frac{1}{n} * C' \quad (6)$$

式中, n 为滤波电阻、电容总个数。

对于有效值为 U_m 的输入交流电压, 其输出电压 U_o 计算公式为:

$$U_o = 2 \times 1.5 \times \sqrt{2} \times U_m \quad (7)$$

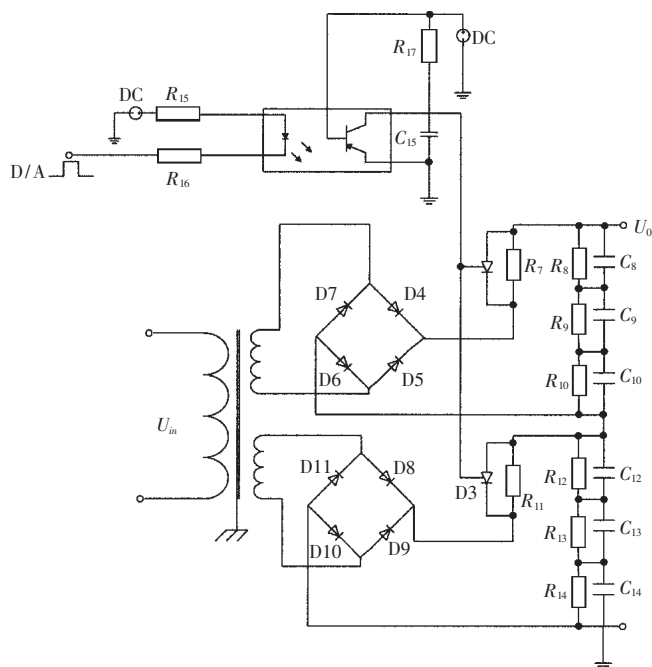


图4 高压直流电源原理图

式(7)为理想计算公式,当外界条件不同时,如滤波电容、电阻的取值不同时,实际中会有电压损失;另外,随着通电时间的延长,电阻电容等元件温度会有所变化,也会影响最终的输出电压值。因此,实际的输出电压会略低于理论计算值。

由于滤波电容值较大,在通电瞬间会有较大的浪涌电流产生。因此,在整流电路的干路上串接一电阻,用来限制浪涌电流,待电路中电流稳定以后,再将该电阻短路。为了限制通电瞬间带来的浪涌电流,本设计中采用晶闸管(D2、D3)控制电路,当电源通电瞬间,先将限流电阻(如 \$R_7, R_{11}\$)串入电路,延时一段时间、经过光电隔离器后给晶闸管发送脉冲,使晶闸管闭合,将限流电阻短路,以达到减小浪涌电流的目的。

2 实验及结果分析

压电陶瓷作动器在精密加工中有着广泛的应用。笔者利用压电陶瓷做微位移作动器,要求压电陶瓷的工作电压为 600V, 振动频率在 0~1500Hz, 可产生的位移为 0~10 μ m。根据这一要求,制作了压电陶瓷动态驱动电源,并做了相应的实验,以验证所设计驱动电源的性能。实测的加在压电陶瓷上的电压波形如图 5 所示。

实验中的主要参数如下:

(1)脉宽调制电路中的调频电容 C_T 为 0.1 μ F, 调频电阻 R_T 为 40k Ω , 据式(4)计算得脉宽调制器输出方波信号的频率为 $f=1.1$ kHz, 即压电陶瓷的振动频率 $f=1.1$ kHz。

(2)变压器每级线圈升压比为 1.5, 当输入 220V 交流电时, 经高压整流滤波后可得 880V 的直流电压。经过测试, 滤波效果很好, 纹波小于 4%。为了使压电陶瓷堆不被击穿, 在实验中, 经电阻分压将电压限制在 600V 以

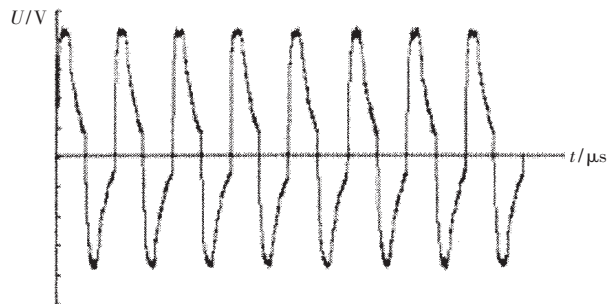


图5 压电陶瓷上的电压波形

下。由于电阻上有电压损失, 实验显示压电陶瓷上实际所加电压稍低于 450V。

(3)死区时间的设定要满足两个条件:一是要使自举电容有足够的时间充满到能够驱动 IGBT 功率器件所需要的电荷;二是要使压电陶瓷这个容性负载有足够的放电时间, 死区时间要大于 10 μ s。实验中推挽信号占空比为 30%, 死区时间为 272 μ s。

在本电路的 H 桥电路中, 自举电容 C_1, C_4 取 2.2 μ F, 滤波电容 C_2, C_5 取 22 μ F, TL494 的工作电压为 15V, 输出的推挽方波信号幅值也为 15V, 频率为 1.1kHz, 经测量, 压电陶瓷产生了约 7 μ m 的位移, 满足了设计要求。

由图 5 可以看出, 压电陶瓷的工作过程是一个充放电的重复过程, 可以通过改变充放电参数来改变容性负载的充放电的速度。需要注意的是, 在门极电路不良或门极电路完全未动作(门极开放状态)时, 在主电路上外加电压, IGBT 可能破坏。因此, 在使用本电源时应注意要先加脉宽调制器的控制电源, 即先给 IGBT 施加门极驱动电压, 再加直流高压, 以免损坏功率器件 IGBT。

为满足压电陶瓷动态应用特性而设计的压电陶瓷动态驱动电源, 可以很好地为压电陶瓷施加动态驱动电压, 使压电陶瓷产生连续的正负双向位移。通过改变脉宽调制电路中的调频电容和调频电阻可改变加在压电陶瓷上的电压信号的频率, 进而改变压电陶瓷的振动频率。通过改变外加高压直流电源电压的大小, 可以改变加在压电陶瓷两端的电压和改变压电陶瓷产生的振幅。实验证明, 本电源基本上满足了压电陶瓷驱动电源的设计要求。

参考文献

- [1] 尹德芹, 颜国正, 颜德田, 等. 压电陶瓷动态应用的新型驱动电源研究[J]. 压电与声光, 2000, 22(2).
- [2] 周亮, 姚学英, 张宏志. 低波纹度快速响应压电陶瓷驱动电源的研制[J]. 压电与声光, 2000, 22(4).
- [3] 冯晓光, 赵万生, 栗岩, 等. 压电陶瓷微位移器驱动电源及减小其纹波的方法[J]. 压电与声光, 1997, 19(1)
- [4] JACOB J M(美). 功率电子学—原理与应用[M]. 蒋晓颖, 译. 北京: 清华大学出版社, 2005
- [5] 周惠潮. 常用电子元件及典型应用[M]. 北京: 电子工业出版社, 2005.

(收稿日期: 2006-11-20)