

文章编号 1004-924X(2011)10-2464-08

基于压电作动器的直线电机及其高效驱动

潘松*, 黄卫清, 王寅, 赵淳生

(南京航空航天大学 机械结构强度与振动国家重点实验室, 江苏 南京 210016)

摘要: 由于传统的压电作动器驱动易造成严重发热、波形欠佳以及处理速度要求较高等问题, 本文提出了一种新型的基于压电作动器的非共振型直线电机及其驱动方式。为满足作动器大容量负载特性及其驱动器对高频率的需求, 通过电路匹配分析, 提出了直流升压变换器和谐振变换的驱动方案, 设计了偏压电路使输出驱动波形满足作动器驱动电压的要求。采用傅里叶变换对设计的电路波形及电路功率进行了分析与计算, 结果显示采用新驱动方式电路消耗的功率仅是线性驱动方式的 61.7%。将设计的新驱动电路用于双作动器驱动的新型非共振型直线电机驱动实验表明, 电机运转平稳, 电路功耗小, 实现了变频和变压驱动。

关键词: 压电作动器; 电机; 谐振电路; 偏置电压

中图分类号: TM32; TN384 **文献标识码:** A **doi:** 10.3788/OPE.20111910.2464

High efficiency driving of linear motor based on piezoelectric actuator

PAN Song*, HUANG Wei-qing, WANG Yin, ZHAO Chun-sheng

(State Key Laboratory of Mechanics and Control of Mechanical Structures,
Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, China)

* Corresponding author, E-mail: pansong@nuaa.edu.cn

Abstract: Aiming at the shortcomings of traditional drivers by piezoelectric actuators in overheating, driving signal distortion and high speed requirements, this paper researches a driving method for a new motor based on the piezoelectric actuator. A driving circuit for the piezoelectric actuator based on a direct current step-up converter and a resonant circuit was proposed according to the circuit analysis of large capacitive load characteristic of a multilayer piezoelectric actuator. An offset circuit was presented to meet the demand of unbalanced voltage driving of the piezoelectric actuator. The Fourier method was used for the circuit wave analysis and power saving. Experiments show that the power consumption of the new driving circuit is 61.7% that of traditional linear drive circuits. It proved that the presented method is reliable for the drive of a new type of non-resonant piezoelectric motor. The experimental results indicate that the developed circuit could drive the motor smoothly with lower power losses, and the variable frequency and drive voltage have been realized.

Key words: piezoelectric actuator; motor; resonant circuit; offset voltage

收稿日期: 2010-12-13; 修订日期: 2011-02-15.

基金项目: 国家自然科学基金重点项目 (No. 50735002)

1 引言

压电作动器具有输入电压低、变形大、输出力大、响应快、位移可重复性好及体积效率高等优点^[1-2],被广泛应用于小(小型化)、特(特殊化)、精(精密化)领域中,特别是近年发展起来的压电电机及超声电机的驱动中的应用十分引人注目^[3-5]。

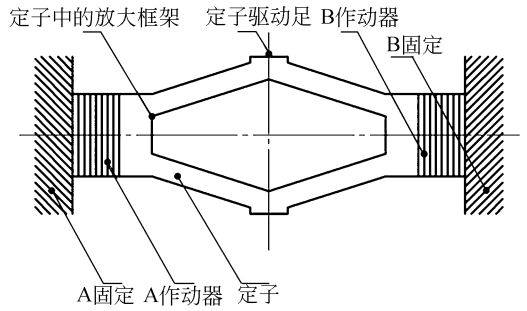
压电作动器是由多层压电陶瓷在机械结构中串联而成的,所以在低输入电压下可以输出较大的力和位移。在电特性上具有并联特性,因此电容较大,在驱动过程中,对电源的带负载能力要求较高,需要优化驱动电源与作动器负载的匹配,以便提高驱动效率,减小驱动过程中的无功功率损失。

目前作动器常用以下两种驱动方式:其一是线性放大器^[6-9],它多用于低频,大约在数百赫兹以内,这种方式在驱动频率升高以后会由于作动器的大电容特性使得系统功耗增大,驱动器发热严重。其二是开关放大器^[10-12],这种方式驱动效率比较高,但是它的控制逻辑比较复杂,驱动频率升高后对驱动控制系统的处理速度要求较高,并且驱动波形变差。可以看出,作动器大容量负载的特性及其驱动器对高频率的需求,使研究开发适合上述功能的执行器及其驱动控制装置,并且尽可能简化驱动形式变得十分必要。

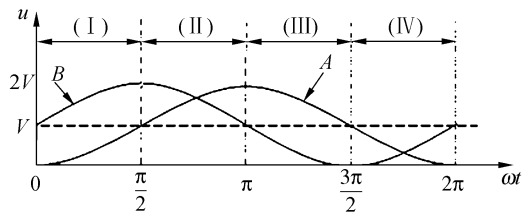
为此本文研究了一种新型的基于压电作动器的非共振型直线电机及其驱动方式,提出了基于 LC 振荡和电压偏置的驱动形式,并对所提出的方案进行驱动效率分析,并取得了较好的驱动效果。

2 电机的结构与工作原理

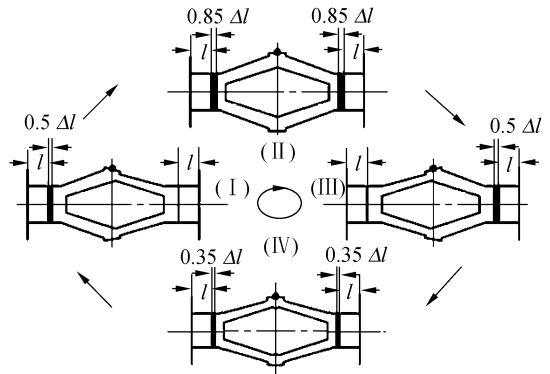
新型基于压电作动器的非共振型直线电机的结构如图 1(a)所示。该电机采用两个压电作动器 A 和 B 驱动定子,在两个作动器上施加图 1(b)所示的相位差 90°正弦电压信号,在一个驱动周期内定子驱动足的运动可以分为四个阶段。设每个作动器最大变形为 Δl ,在该驱动信号下电机定子驱动足的运动如图 1(c)所示:阶段(I),作动器 A 的由 0 变形到 $0.5\Delta l$,作动器 B 由 $0.5\Delta l$ 变形到 Δl ;阶段(II),作动器 A 由 $0.5\Delta l$ 变形到 Δl ,



(a) 电机结构
(a) Structure of the motor



(b) 电机驱动波形
(b) Drive signal



(c) 电机工作原理
(c) Principle of the motor

图 1 电机结构和工作原理

Fig. 1 Structure and principle of the motor

作动器 B 由 $0.5\Delta l/2$ 变形到 Δl ,并在 $3\pi/4$ 时两作动器输出相等为 $0.85\Delta l$,驱动足纵向位移达到最大;阶段(III),作动器 A 由 Δl 变形到 $0.5\Delta l$,作动器 B 由 $0.5\Delta l$ 变形到 0;阶段(IV),作动器 A 由 $0.5\Delta l$ 变形到 0,作动器 B 由 0 变形到 Δl ,并在 $7\pi/4$ 时两作动器输出相等为 $0.35\Delta l$,驱动足纵向位移达到最小。这样在一个完整的信号周期内定子驱动足形成椭圆运动,从而可以驱动负载

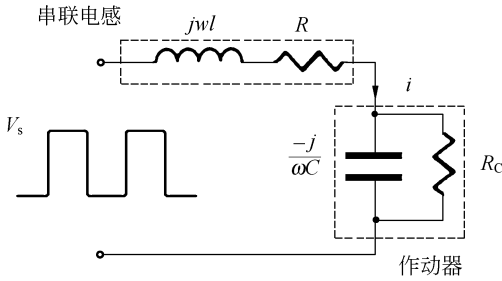
运动。

电机的工作频率在 1.5~3.5 kHz 范围,采用的压电作动器工作电压不对称,允许值为-20 V 到 100 V。该电机无法采用普通超声电机所常规采用的驱动方式。

3 驱动电路设计及分析

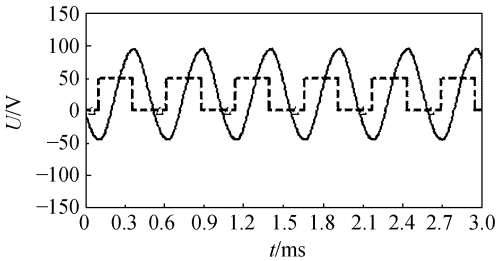
3.1 驱动电路原理

压电作动器在电学上表现为容性负载,可以等效为一个电容并联一个电阻^[13],如图 2(a)所示,串联一个电感后,利用电感性元件和电容性元件在串联谐振频率附近的充放电特性可以形成电机工作所需要的电压波形。给图 2(a)所示电路在谐振频率附近施加占空比为 50%的矩形波驱动信号时,会在作动器两端形成图 2(b)中实线所示的电压波形。



(a) 谐振网络

(a) Resonant circuit



(b) 作动器两端波形

(b) Driving signal of piezoelectric actuator

图 2 压电作动器谐振驱动

Fig. 2 Resonant driving of piezoelectric actuator

对于图 2(a)中电感 L 和压电作动器组成的负载电路,需要分析驱动频率在谐振频率附近变化时对作动器驱动波形的影响。在外加电压 V_s 下该电路的状态方程为:

$$\begin{cases} V_s = L \frac{di}{dt} + V_c \\ i = C \frac{dV_c}{dt} + \frac{V_c}{R} \end{cases}, \quad (1)$$

得到该电路的传递函数为:

$$H(s) = \frac{V_c}{V_s} = \frac{1/LC}{s^2 + (1/RC)s + 1/LC}, \quad (2)$$

令 $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$, 上式变换为:

$$H(s) = \frac{\omega_0^2}{s^2 + (1/RC)s + \omega_0^2}, \quad (3)$$

在频域内有:

$$H(jk\omega) = \frac{\omega_0^2}{-(k\omega)^2 + jk\omega(1/RC) + \omega_0^2} = \frac{1}{1 - (\frac{k\omega}{\omega_0})^2 + j \frac{k\omega}{\omega_0^2 RC}}. \quad (4)$$

对图 2(b)所示的矩形波驱动波形进行傅里叶变换^[14],可得到:

$$u_{in}(t) = a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cos k\omega t + b_k \sin k\omega t) = a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} C_k \cos(k\omega t + \beta_k). \quad (5)$$

设矩形波电压的幅值为 V_s , 占空比为 D , 周期的基频 $\omega = 2\pi/T$, 其中 T 是矩形波的周期,可以得到上面式(5)中的系数:

$$a_0 = V_s D; \quad a_k = \frac{V_s}{k\pi} \sin 2\pi k D;$$

$$b_k = \frac{V_s}{k\pi} (1 - \cos 2\pi k D);$$

$$c_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2}; \quad \beta_k = \arctan \frac{-b_k}{a_k}.$$

输入电压可以等效为无穷多个级数相关正弦源,每个正弦源都有自己的振幅和频率,可以得到在传递函数(4)下每一个正弦源对输出电压的响应,采用叠加原理可以得到等效电容两端的电压的傅里叶级数表达式为:

$$u_{co} = a_{co} + \sum_{k=1}^{\infty} C_{ck} \cos(k\omega t + \beta_k), \quad (6)$$

其中:

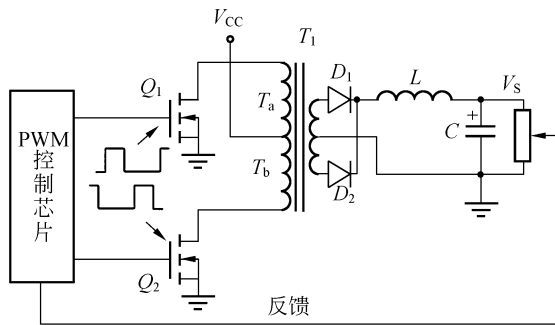
$$a_{co} = a_0 = V_s D;$$

$$C_{ck} = \frac{C_k}{\sqrt{[1 - (\frac{k\omega}{\omega_0})^2]^2 + (\frac{k\omega}{\omega_0^2 RC})^2}};$$

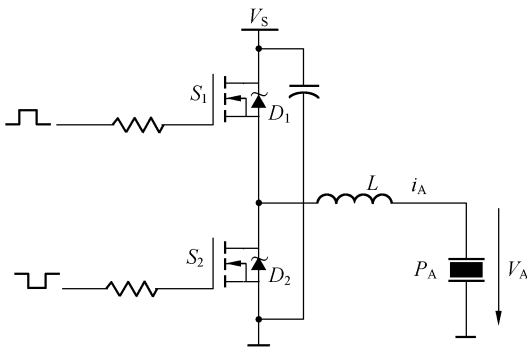
$$\beta_{ko} = \arctan \frac{-b_k}{a_k} - \arctan \frac{\frac{k\omega}{\omega_0^2 RC}}{1 - (\frac{k\omega}{\omega_0})^2}.$$

对式(6)所表示的波形,在谐振频率附近时,在作动器两端形成的电压驱动波形中基波占主要成分,固定占空比时作动器两端的电压主要跟矩形波电压的幅值和矩形波频率与电路谐振频率的比值有关,在电路谐振点附近的一段频率范围内电压变化比较平缓,可以实现变频驱动。通过改变矩形波的幅值可以改变作动器两端的电压大小。

为实现作动器驱动电压的幅值控制和频率控制,本文设计了图 3 中所示的 DC-DC 升压电路和开关控制电路。



(a) DC-DC 升压电路
(a) DC-DC boost circuit



(b) 频率控制电路
(b) Frequency control circuit

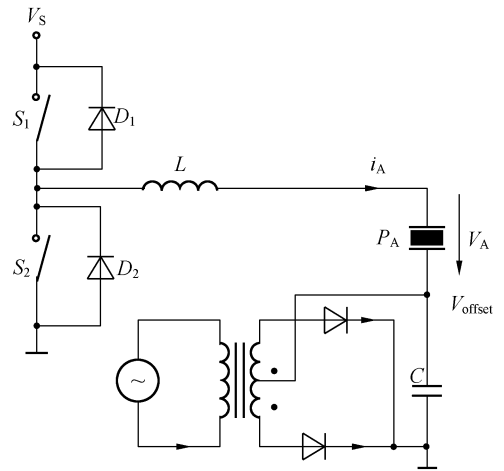
图 3 调压和调频控制电路

Fig. 3 Frequency and voltage control circuits

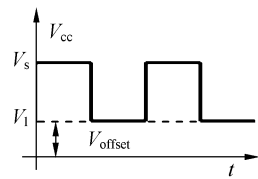
3.2 偏压电路设计及分析

由于压电作动器工作中正负电压不对称,负电压绝对值比较小,直接采用谐振方式来驱动时负电压会超过其允许值。为此,本文提出了一个偏置电路来解决该问题,添加偏置电压后的驱动电路原理如图 4(a)所示。添加偏置电路后,电感 L 和压电作动器组成的负载电路的输入波形如图

4(b)所示。通过调节 V_{offset} 则可以消除或减小负电压, V_{offset} 由 DC-DC 电路产生。



(a) 偏置电路
(a) Offset circuit



(b) 偏置后驱动波形
(b) Driving signal of (a)

图 4 偏置电路设计及波形

Fig. 4 Offset circuit and driving signal

需要研究在该信号下,驱动波形的占空比、幅值 $V_s - V_1$ 以及偏压值 V_1 对作动器两端电压的波形的影响以及电路的驱动效率。对于图 4(b)所示的带偏压的矩形波驱动波形进行傅里叶变换,可得到:

$$u_{pin}(t) = a_{p0} + \sum_{k=1}^{\infty} (a_{pk} \cos k\omega t + b_{pk} \sin k\omega t) = a_{p0} + \sum_{k=1}^{\infty} C_{pk} \cos(k\omega t + \beta_{pk}) \quad (7)$$

令带偏置电压的矩形波高电压为 V_s ,低电压为 V_1 ,占空比为 D ,周期的基频 $\omega = 2\pi/T$,其中 T 是矩形波的周期,可以得到式(7)中的系数:

$$a_{p0} = (V_s - V_1)D + V_1;$$

$$a_{pk} = \frac{V_s - V_1}{k\pi} \sin 2\pi kD;$$

$$b_{pk} = \frac{V_s - V_1}{k\pi} (1 - \cos 2\pi kD);$$

$$c_{pk} = \sqrt{a_{pk}^2 + b_{pk}^2};$$

$$\beta_{pk} = \arctan \frac{-b_{pk}}{a_{pk}}.$$

公式(7)表示的波形经过传递函数(4)后作动器两端形成的电压的傅里叶级数表达式为:

$$u_{pc0}(t) = a_{pc0} + \sum_{k=1}^{\infty} C_{pk} \sin(k\omega t + \beta_{pk}), \quad (8)$$

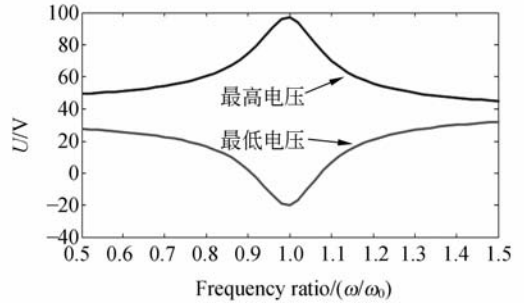
其中:

$$a_{pc0} = a_{p0} = (V_s - V_1)D + V_1;$$

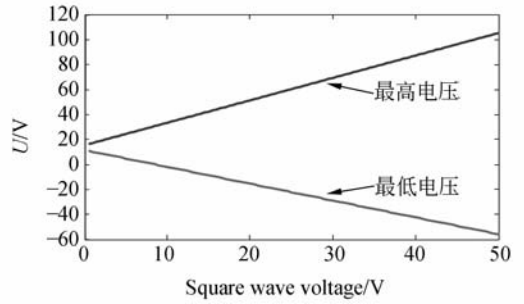
$$C_{pk} = \frac{C_{pk}}{\sqrt{[1 - (\frac{k\omega}{\omega_0})^2]^2 + (\frac{k\omega}{\omega_0^2 RC})^2}};$$

$$\beta_{pk} = \arctan \frac{-b_k}{a_k} - \arctan \frac{\frac{k\omega}{\omega_0^2 RC}}{1 - (\frac{k\omega}{\omega_0})^2}.$$

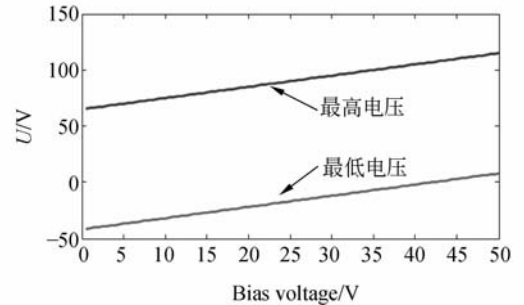
当矩形波的频率在该 LC 电路的谐振频率附近时,公式(8)表示电压中的一次谐波成分起主要作用,所以有必要研究一次谐波的幅值随驱动信号变化而变化的情况。作动器两端的电压波形分别随驱动矩形波的占空比、驱动频率、偏置电压大小和幅值的变化而变化的情况如图 5 所示。图 5(a)是固定驱动频率 2.38 kHz,作动器两端的电压随驱动矩形波的占空比变化而变化的情况,可见占空比为 0.5 时作动器两端电压达到最大。图 5(b)是固定占空比 0.5,作动器两端的电压随驱动矩形波的频率变化而变化的情况,可见在固定占空比下驱动频率等于电路谐振频率时作动器两端的电压最大。图 5(c)是固定偏置电压,作动器两端的电压随驱动矩形波的幅值 ΔV 变化而变化的情况,在固定的偏置电压下作动器两端的电压随驱动矩形波幅值的增大而增大。图 5(d)是固定矩形波的幅值,作动器两端的电压随偏置电压的大小变化而变化的情况,固定矩形波的幅值时作动器



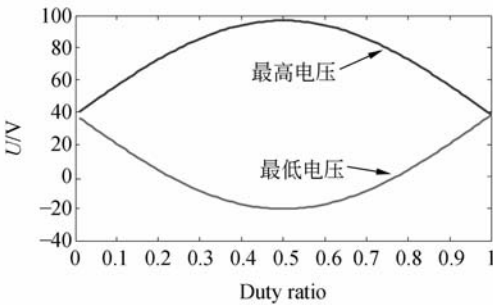
(b) 作动器两端电压随驱动频率变化
(b) Actuator's voltage vary with drive frequency



(c) 作动器两端电压随 ΔV 变化
(c) Actuator's voltage vary with ΔV



(d) 作动器两端电压随 V_1 变化
(d) Actuator's voltage vary with V_1



(a) 作动器两端电压随占空比变化
(a) Actuator's voltage vary with duty

图 5 波形参数对作动器两端电压的影响

Fig. 5 Influence of driving signal parameters on the voltage of piezoelectric actuator

两端的电压随偏置电压的增大而增大。

3.3 电路功率分析

为了分析谐振式驱动方式的效率,需要分析谐振驱动方式下电路消耗的功率。图 2(a)所示电路的阻抗为:

$$Z(j\omega) = j\omega L + \frac{R/j\omega C}{R + 1/j\omega C} = \frac{R + j\omega(L - RC(R - \omega^2 RLC))}{1 + (\omega RC)^2}, \quad (9)$$

令

$$a_z(\omega) = \frac{R}{1 + (\omega RC)^2},$$

$$b_z(\omega) = \frac{\omega(L - RC(R - \omega^2 RLC))}{1 + (\omega RC)^2},$$

则: $Z(j\omega) = a_z(\omega) + jb_z(\omega)$ 。

由公式(7)和公式(9)可以得到电感与作动器组成的阻抗网络中电流的傅里叶表示:

$$i(t) = \frac{a_{p0}}{R} + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{C_{pk}}{\sqrt{a_{zk}^2 + b_{zk}^2}} \cos(k\omega t + \beta_{pk} - \theta_k), \quad (10)$$

其中: $\theta_k = \arctan \frac{b_{zk}}{a_{zk}}$ 。

电路的瞬时功率:

$$P(t) = u_{pin}(t)i(t), \quad (11)$$

在一个周期内求式(11)平均值可以得出在一定驱动频率下电路平均消耗的电功率。在线性功率放大器下,作动器平均消耗的电功率可以由下式得出^[15]:

$$P_a = CU_{\max} U_{pp} f. \quad (12)$$

这样可以对比两种驱动方式下的驱动效率。本文电机采用的作动器的静态等效电容为 0.25 μF , 动器两端的工作电压为 -20 V 到 100 V, 取电机的工作频率为 2.3 kHz, 如采用线性驱动方式用式(12)计算得到作动器消耗的平均电功率为 5.75 W, 而采用本文提出的谐振驱动方式, 通过调节矩形波的幅值和偏置电压的大小, 使驱动波形满足上述作动器的要求, 通过式(11)计算得到作动器消耗的平均电功率仅为 3.532 W, 可见采用本文提出的驱动方式可以降低电路的功耗, 提高驱动效率。

4 仿真和实验

为初步验证所设计的电路, 本文采用电路仿真软件对所提出的电路进行了仿真。采用如下仿真参数: $C_A = 0.25 \mu\text{F}$, $L = 21 \text{ mH}$, $R = 60 \Omega$, 开关频率 $f = 2.38 \text{ kHz}$, 驱动矩形波的幅值为 24 V, 偏置电压 12 V, 仿真结果如图 6 所示, 图中虚线是输入信号, 实线是作动器两端的电压波形。由图 6 的仿真结果可以知道, 采用本文所提出的驱

动方式可以产生作动器驱动所需要的电压波形。

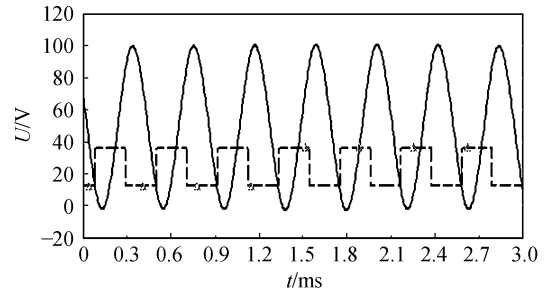
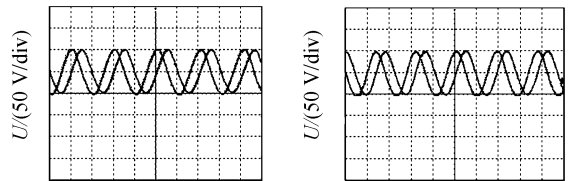
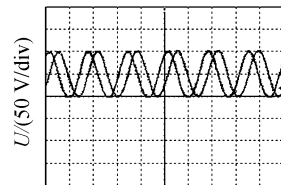


图 6 电路仿真结果
Fig. 6 Simulation results

为验证所设计的驱动控制电路的合理性, 以本研究所自主研制的基于压电作动器的直线电机为研究对象, 进行了驱动控制实验研究。压电直线电机用作动器电参数为: 其静态电容 0.25 μF , 推荐工作电压为 -20 V 到 100 V。驱动电路匹配电感为 21 mH, 电机驱动频率 1.5 ~ 3.5 kHz。在不同频率下电机两相驱动波形如图 7 所示, 在固定驱动频率 2.387 kHz 下调压驱动波形如图 8 所示。



(a) 驱动频率 1.9 kHz (a) Driving frequency in 1.9 kHz
(b) 驱动频率 2.1 kHz (b) Driving frequency in 2.1 kHz



(c) 驱动频率 2.4 kHz
(c) Driving frequency in 2.4 kHz

图 7 不同频率驱动波形

Fig. 7 Drive signals under different frequencies

从图 7 和图 8 实验结果可知, 采用本文提出的驱动方式可以满足电机工作所需要的驱动波形, 在一定范围内实现调频和调压驱动。在驱动

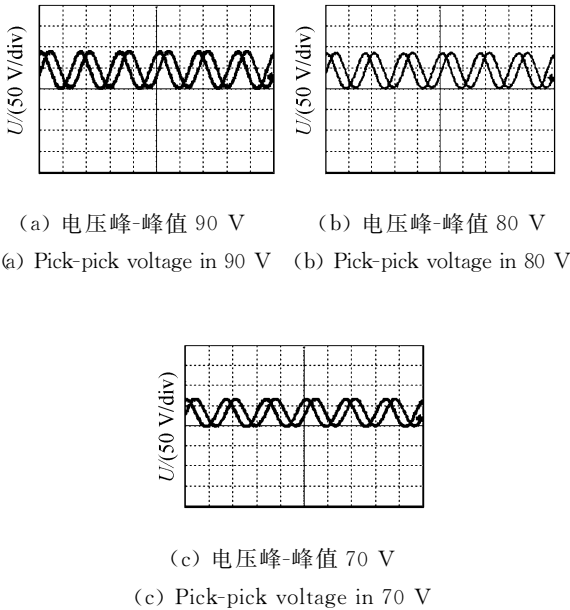


图 8 不同电压驱动波形

Fig. 8 Driving signals under different voltages

频率 2.1 kHz, 电压峰峰值为 100 V 时, 电机消耗的电功率为 7.1 W, 而采用线性放大电路方式驱动电机的消耗功率达到 11.5 W, 即采用本文提出的驱动方式电路功耗仅为线性驱动方式的 61.7%, 驱动效率明显提高。

5 结 论

鉴于压电作动器的大容性负载特性, 在电路分析的基础上, 本文提出了基于直流升压变换和 LC 振荡的驱动电路, 并在傅里叶变换的基础上对所提出的电路进行了分析。实验显示, 本文提出的驱动方式的电路其功耗仅为线性驱动方式的 61.7%, 驱动效率明显提高。对一台基于压电作动器的新型直线型电机的实验表明, 该驱动方式所用电子元器件少, 电路结构简单, 适合于小型化和集成化。另外, 采用该驱动方式, 匹配不同的电感可以实现宽频范围内驱动。

参考文献:

- [1] GEORGIU H M S, MRAD R B. Electromechanical modeling of piezoceramic actuators for dynamic loading applications [J]. *ASME Dynamic Syst., Meas. and Control*, 2006, 128: 558-567.
- [2] JANG M J, CHEN C L, LEE J R. Modeling and control of a piezoelectric actuator driven system with asymmetric hysteresis [J]. *Franklin Inst.*, 2009, 346: 17-32.
- [3] 张涛, 孙立宁, 蔡鹤皋. 压电陶瓷基本特性研究 [J]. *光学 精密工程*, 1998, 6(5): 26-32.
- [4] ZHANG T, SUN L N, CAI H G. Study on the fundamental characteristics of piezoelectric element [J]. *Opt. Precision Eng.*, 1998, 6(5): 26-32. (in Chinese)
- [5] SALISBURY S P, WAETHTER D F. Design considerations for complementary inchworm actuators [J]. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 2006, 11(3): 265-272.
- [6] 刘建芳, 杨志刚, 范尊强, 等. 压电直线精密驱动器研究 [J]. *光学 精密工程*, 2005, 13(1): 65-72.
- [7] LIU J F, YANG ZH G, FAN Z Q, et al.. Precise PZT linear step actuator [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2005, 13(1): 65-72. (in Chinese)
- [8] 王宏, 钟朝位, 张树人. 压电陶瓷驱动器线性动态驱动电源的研制 [J]. *压电与声光*, 2004, 26(31): 189-191.
- [9] WANG H, ZHONG CH W, ZHANG SH R. Development of a dynamic driving line power for piezoelectric ceramic actuator [J]. *Piezo electrics & Acoustooptics*, 2004, 26(31): 189-191. (in Chinese)
- [10] WALLENHAUER C, KAPPEL A, GOTTLIEB B, et al.. Efficient class-B analog amplifier for a piezoelectric actuator drive [J]. *Mechatronics*, 2009, 19: 56-64.
- [11] JENG S L, TUNG Y CH. A multicell linear power amplifier for driving piezoelectric loads [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2008, 55(10): 3644-3652.
- [12] ANDREW J F. A megahertz bandwidth dual amplifier for driving piezoelectric actuators and other highly capacitive loads [J]. *Review of Scientific Instruments*, 2009, 80(10): 4701-4707.
- [13] ZVONAR G A, LUAN J, LEE F C, et al.. High-frequency switching amplifiers for electrostrictive actuators [J]. *SPIE*, 1996, 2721: 465-475.
- [14] CHANDRASEKARAN S, LINDNER D K, SMITH R. Optimized design of switching amplifiers for piezoelectric actuators [J]. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, 2000, 11(11): 887-

901.

- [12] LINDNER D K, ZHU M, VUJIC N, *et al.*. Comparison of linear and switching drive amplifiers for piezoelectric actuators[C]. *Proceedings of the 43rd AIAA/ASME/ASCE/AHS/ASC Structures, Structural Dynamics, and Materials Conference*, 2002:1148-1152.
- [13] 李华峰,赵淳生. 基于 LC 谐振的超声电机驱动器的研究[J]. *中国电机工程学报*, 2005, 25(23): 144-148.

LI H F, ZHAO CH SH. Research on the ultrasonic motor driver based on LC resonant [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2005, 25(23):144-148. (in Chinese)

- [14] JAMES W N, SUSAN A R. *Electrics Circuits 8th Edition*[M]. New Jersey: Prentice Hall Press, 2008.
- [15] PI. *Designing with Piezoelectric Transducers: Nanopositioning Fundamentals*[R/OL]. www.pi.ws. 2005.

作者简介:



潘 松(1978-),男,山东邹平人,博士后,2003 年于山东理工大学获得学士学位,2009 年于南京航空航天大学获得博士学位,主要从事超声电机控制、压电作动器驱动控制、压电精密定位控制系统等方面的研究。E-mail: pan-song@nuaa.edu.cn



王 寅(1986-),男,江苏淮安人,博士研究生,2008 年于南京航空航天大学获得学士学位,主要从事直线型压电电机技术的研究。E-mail: wangyin_0816@live.cn



黄卫清(1965-),男,江苏南通人,教授,博士生导师,新世纪百千万人才工程、国家教育部优秀人才计划、江苏省 333 工程第二层次获得者,1987 年于南京航空航天大学获得学士学位,1990 年于南京航空航天大学获得硕士学位,1999 年于香港理工大学获得博士学位,主要从事压电精密致动技术的研究。E-mail: mehwwq@nuaa.edu.cn



赵淳生(1938-),男,湖南衡山人,教授,博士生导师,中科院院士,1961 年于南京航空学院获得学士学位,1984 年于法国巴黎高等机械学院获得博士学位,主要研究方向为机械设计及理论。Email: cszhao@nuaa.edu.cn

(本栏目编辑:曹 金)