

文章编号: 2095-4980(2015)06-0961-06

## 压电马达功率驱动电路的工程优化

李寅鑫, 杨 晴, 张 德

(中国工程物理研究院 电子工程研究所, 四川 绵阳 621999)

**摘 要:** 压电马达需高压交流信号进行驱动, 传统的驱动电路通过电感与马达构成谐振升压电路产生高压。分析指出了传统电路缺点在于谐振电路的输出信号不均衡且不稳定, 而且需逐个微调马达对应的匹配电感。基于短时工作、轻载荷的应用环境, 针对上述缺点提出了多级升压方案。新的方案减轻了谐振升压电路的压力。电感主要作用转变为调节电路功率因数。因此两相输出信号变得平稳、均衡, 且无需微调电感, 调试过程得以精简, 利于批量生产。试验数据表明电路可输出  $\pm 260$  V 的交流信号, 驱动  $\Phi 11$  mm 行波压电马达正常工作, 转速约 600 RPM。

**关键词:** 驱动电路; 压电马达; 多级升压; LC 谐振

**中图分类号:** TN751.3

**文献标识码:** A

**doi:** 10.11805/TKYDA201506.0961

## Engineering optimization for the power drive circuit of ultrasonic motor

LI Yinxin, YANG Qing, ZHANG De

(Institute of Electronic Engineering, China Academy of Engineering Physics, Mianyang Sichuan 621999, China)

**Abstract:** Ultrasonic Motor (abbr. USM) is driven by high voltage AC signal from driving circuit. The traditional driving circuit generates high voltage output signals by resonance between inductor and USM. Analysis points out that defects of traditional driving circuit are the unstability of output signal and low efficiency during preliminary test. An improved driving method named multilevel stepping-up is presented toward these problems. The stepping-up pressure of LC circuit is released. The working condition of LC resonant circuit is improved and the main function of inductor changes from resonating to adjusting the power factor. It is no need to adjust inductor during test and the efficiency is improved. Experiment result shows that the voltage of the output signal of the improved method can be as high as  $\pm 260$  V<sub>pp</sub>, and  $\Phi 11$  mm motor runs well at about 600 RPM by the driving of the improved circuit.

**Key words:** driving circuit; Ultrasonic Motor; multilevel stepping-up; LC resonance

行波型压电马达由两相交流信号激励, 依靠逆压电效应将电能转换为机械能, 摩擦推动转子工作, 具有转速低、断电自锁及扭力高的特点。由于工作原理的制约, 压电马达适用于空间狭小、短时间工作的场合<sup>[1]</sup>。国内开始研究这种器件已超过 20 年, 但其工程化、实用化尚未起步: 目前仅有南航研制的压电马达用于“嫦娥”探月车的一例公开报道, 而驱动电路在国内尚无实用化、工程化方面的设计报道。

压电马达属于容性器件, 其激励信号电压峰值超过 200 V, 配套驱动电路通常由电池(12 V 或 5 V)供电, 采用电感与压电马达的等效电容(下文简称“LC”)谐振升压, 输出 2 个相差 90°的交流信号<sup>[1-2]</sup>。德国 PI 公司、日本新生公司等企业的压电马达产品, 其制作工艺成熟, 参数一致性好, 其配套电路大都采用 LC 谐振升压电路或专用驱动设备。国内尚无成熟的马达装配工艺借鉴, 项目组实际组装的马达两相等效电容  $C$  存在 5%~10% 的差异。同时马达的等效电容在旋转时会小范围变化, 导致马达两端存在电压不稳、电感易饱和及调试费时等问题<sup>[3]</sup>。鉴于上述不足, 针对工程应用提出优化方案: a) 采用比谐振电感值偏小的电感; b) 采用多级升压思路, 增加 DC/DC 升压模块, 与变压器、LC 串联形成多级升压电路。该方案避开 LC 电路的电学谐振频率进行工作, 依靠多级升压达到正常驱动的目的。相比优化前, 电路没有工作在 LC 谐振点, 驱动效率略有下降。但电路不主要依靠 LC 振荡升压, 故输出电压稳定。电感值较之前降低约 40%, 使电路体积减小。且生产调试中无需对电感进行调整, 有效缩短了调试时间, 是压电马达工程化的重要保证之一。研制的电路输出信号平均为 260 V, 两相交变信号幅

值稳定、均等，可驱动  $\Phi 11$  mm 压电马达正常工作。

## 1 电路优化原理

### 1.1 传统驱动电路的弊端

传统驱动电路功能框图如图 1 所示。由单片机等组成的控制单元通过变压器将  $12\text{ V}_{\text{dc}}$  逆变为交流方波。LC 谐振升压后产生峰值超过  $200\text{ V}$  的激励信号。但马达在工作中等效电容有小幅波动 ( $<5\%$ )，导致输出电压产生较大幅度变化。由此电路面临着谐振点漂移、电感饱和等问题<sup>[4]</sup>，对马达转速、扭矩等性能来讲都是隐患。而这些问题都与电感有关，可概括为：

- 1) 两相谐振电压不均，对转速、力矩带来负面影响<sup>[5]</sup>；
- 2) 谐振后输出信号幅值难以控制，可能导致压电陶瓷开裂或极化特性减弱；
- 3) 每台马达都需微调电感，调试耗时长，不利于批量生产、调试。

### 1.2 电路优化方案

经上节分析，电感是关键元器件，担负着阻抗匹配、谐振升压的作用，同时也带来两相电压不均的问题。针对这一情况，使用较谐振值偏低的功率电感。然后采用多级升压思路设计了优化电路，功能框图见图 2。DC/DC 模块将  $12\text{ V}_{\text{dc}}$  直流电压升高，供给变压器。变压器担任推挽、升压双重作用，输出  $\pm 80\text{ V}$  交流信号至电感——马达组成的 LC 电路。DC/DC、变压器、LC 电路三者串联完成升压功能。电感主要功能转变为匹配、滤波——滤除驱动信号的高次谐波，保障压电陶瓷规则振动。新驱动电路的优点概括如下：

- 1) 多级升压，输出信号平稳均匀；
- 2) 两相驱动信号幅值差小于  $10\%$ ；
- 3) 无需反复选择电感，调试简便，且电感体积减小  $40\%$  以上。

## 2 电路设计

优化方案采用多级升压。首先增加了变压器匝数比，但即使加上后端 LC 电路，仍不能产生足够高的驱动电压。进一步增加匝数比又将导致变压器体积过大，效率偏低。故在电路前端增加一个小体积的 DC/DC 电路，兼顾电路体积和效率。

### 2.1 DC/DC 与变压器选型

DC/DC 与变压器分别是多级升压的第 1 环与第 2 环，两者选型非本文重点，在此不详述。

### 2.2 电感参数设计

电感是驱动电路的核心器件，它与马达组成的 LC 电路是决定性能的关键。优化方案淡化了 LC 谐振的作用，但如何选取电感，既保证电路的升压增益，又兼顾驱动效率是电路设计需重点考虑的部分。

#### 2.2.1 压电马达等效电路

超声波马达在谐振频率附近的等效电路图见图 3(a)<sup>[6]</sup>。 $L_{m0}$ 、 $R_{m0}$ 、 $C_{m0}$  组成马达的等效动态电路模型，分别对应马达质量效应的等效电感、弹性效应的等效电容和机械损耗电阻。 $C_d$  为马达对应的压电陶瓷静态电容。马达等效电路经过图 3(b)所示变换，最终可简化为图 3(c)所示的电路，相应参数关系为：

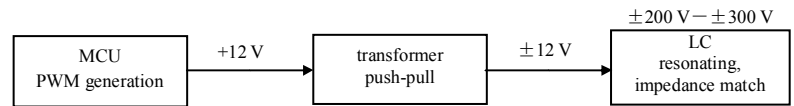


Fig.1 Diagram of piezomotor traditional driving circuit

图 1 压电马达传统驱动电路功能框图

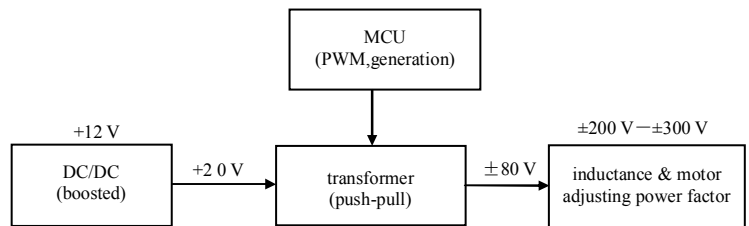


Fig.2 Improved piezomotor driving circuit scheme for engineering application

图 2 针对工程应用改良后压电马达驱动电路功能框图

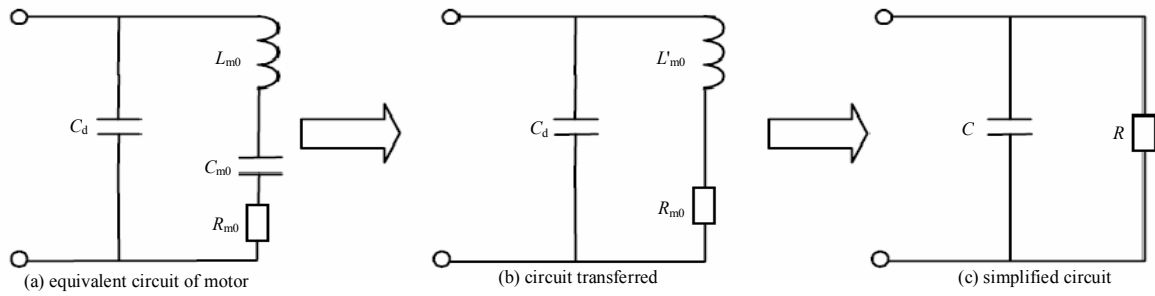


Fig.3 Motor equivalent circuit transferred  
图 3 马达等效电路变换

$$\begin{cases} L'_{m0} = L_{m0} - 1 / (\omega^2 C_{m0}) \\ C = C_d - L'_{m0} / [R_{m0}^2 + (\omega L'_{m0})^2] \\ R = R_{m0} + (\omega L'_{m0})^2 / R_{m0} \end{cases} \quad (1)$$

2.2.2 LC 串联电路电压增益

电压增益是电路升压的比率。电感可减小功率损耗，减少无用功比例。对于压电马达  $R \ll 1/\omega C$ ，为便于定性分析，不考虑等效电阻  $R$ ，选择满足式(2)的电感即可达到谐振效果<sup>[7]</sup>：

$$f = 1 / 2\pi\sqrt{LC} \quad (2)$$

LC 谐振电路品质因数  $Q \sim (L/C)^{1/2}$ 。当  $L$  越大时， $Q$  越高，对应频带越窄，谐振时电压增益越高。随着工作频率的偏移，电路增益将快速降低。在工作频率不变的前提下，选择较谐振值偏低的电感，则  $Q$  值会下降，但对应频带扩宽。电路增益随着频率的偏移而较缓下降，即仍可获得较大的电压增益。具体电感值偏低多少为宜，很难通过公式求解得出，所以下面采用 PSPICE 仿真软件来计算获得电感值与谐振电压、有效功比例等参数，作为实际器件选择的参考。

项目使用的  $\Phi 11 \text{ mm}$  马达对应式(2)条件的匹配电感为 11.5 mH。在计算时，选用的电感值都小于 11.5 mH。

2.2.3 Pspice 仿真计算

Pspice 模型如图 4 所示。非线性变压器 XFRM\_NONLIN 模型<sup>[8]</sup>的磁芯截面、磁饱和强度设置为  $12.5 \text{ mm}^2$ ， $1.289 \times 10^6 \text{ A/m}$ ，与电路使用的变压器参数保持一致。信号源频率与马达工作频率量级一致，定为 60 kHz。

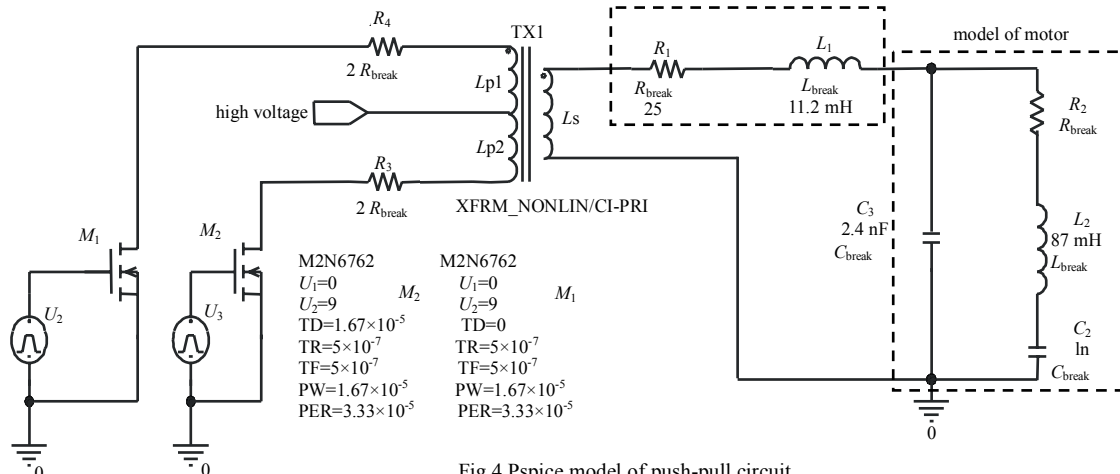


Fig.4 Pspice model of push-pull circuit  
图 4 电路 Pspice 模型

表 1 电感仿真值

Table1 Parameters of inductance utilized in simulation

| number | resistance/ $\Omega$ | inductance/mH |
|--------|----------------------|---------------|
| 1#     | 10                   | 2.5           |
| 2#     | 12                   | 4.5           |
| 3#     | 15                   | 6.5           |
| 4#     | 20                   | 8.5           |
| 5#     | 25                   | 10.5          |

通过阻抗分析仪测出压电陶瓷的夹持电容  $C_3$  为 2.4 nF，动态参数取经验值：电容  $C_2$  为 1 000 pF，动态电感  $L_2$  为 87 mH，动态电阻  $R_2$  为 40  $\Omega$ <sup>[9]</sup>。谐振电感等效模型由电感  $L_1$ +电阻  $R_1$  组成，详见图 4。作为参考，11.5 mH 电感是满足谐振条件的电感值。仿真时，电感选取了 1#~5# 5 种电感规格，具体参数见表 1。

图 5 是采用 1#电感计算的结果。类似正弦型信号是马达端电压，方波是变压器输出波形。端电压信号不光滑，且峰值低于 150 V。这是因为电感的工作频率和 LC 电学谐振点相差过远，滤波、谐振作用较弱，使得输出波形中含有高次谐波。

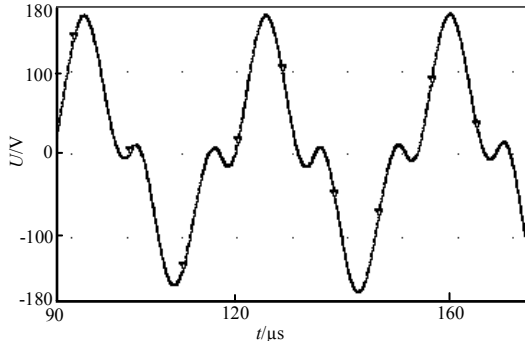


Fig.5 Output voltage of simulation I  
图 5 电压计算波形 I

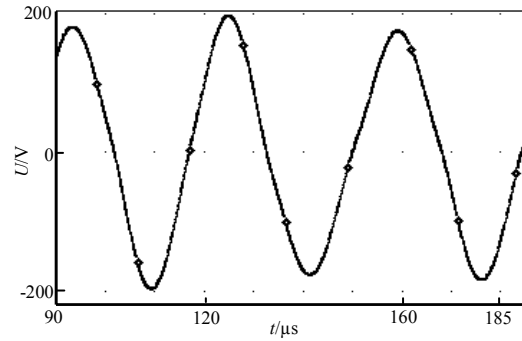


Fig.6 Output voltage of simulation II  
图 6 电压计算波形 II

图 6 是采用 2#电感的计算结果。类正弦波为马达端电压波形。方波为推挽变压器输出波形，电压增益约为 2。3#电感计算结果与 2#电感计算结果类似，故没有单独列出，其电压增益提升至 2.7。

4#、5#电感计算所得输出电压峰值超过 450 V，电压增益大于 4.5。将仿真结果汇总于表 2，从表 2 的结果中可归纳得到以下结论：

1) 如 2.2.3 节所分析，即使电路没有工作在电学谐振点，但 LC 等效电路仍带来一定程度的电压增益。电感越接近理想匹配值，输出电压增益越高。而当电感值过低时(如 1#电感)，输出电压存在较多高次谐波，没有起到很好的滤波作用；

2) 当电感值变大时，回路中电流也随之增大。且越接近谐振电感值，电流越大。这是因为回路的阻抗随着电感值接近谐振点而逐渐减小所致。

对  $\Phi 11$  mm 马达的压电陶瓷而言，输入电压若超过 400 V，则压电陶瓷内部场强将超过 1 800 V/mm，易致压电陶瓷破裂或退化<sup>[10]</sup>。而电感值升高还会导致体积增大。经权衡，选用升压增益为 2.7，电气参数接近 3#电感的实物。实际选用了 6.2 m、额定电流 0.15 A、静态电阻 14.6  $\Omega$  的电感。优化方案的不足之处是驱动效率，由理论计算得到的效率只有 68.7%，意味着实际使用时，达到相同的输出力矩，需要大约原来 1.4 倍的电流。但设计的前提是用于短时间运转的场合，可以接受效率的部分降低。

表 2 仿真结果汇总

| Table2 Simulation results |               |                                |                  |              |  |
|---------------------------|---------------|--------------------------------|------------------|--------------|--|
| number                    | $I_{peak}/mA$ | $U_{peak}$ Of driving signal/V | LC resonate gain | efficiency/% |  |
| 1#                        | $\approx 70$  | $< 150$                        | $\approx 1.5$    | 34.1         |  |
| 2#                        | $\approx 120$ | $< 220$                        | $\approx 2.0$    | 49.5         |  |
| 3#                        | $\approx 130$ | $< 300$                        | $\approx 2.7$    | 68.7         |  |
| 4#                        | $\approx 150$ | $< 450$                        | $\approx 4.5$    | 76.3         |  |
| 5#                        | $\approx 220$ | $< 600$                        | $\approx 6$      | 92.6         |  |

### 3 试验结果与验证

#### 3.1 试验用电路与电感

依据图 2 所示方案绘制、投产得到试验电路板如图 7 所示。包含 4 只功率电感(如图 8 中圆形电感)。作为对比，图 8 中方形电感为传统方案使用的 11.5 mH 电感，两者体积相差约 40%。

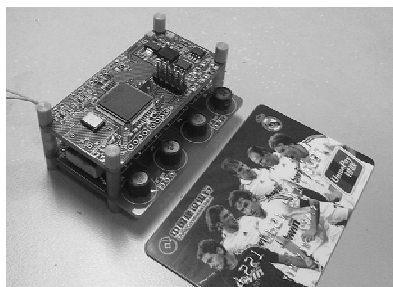


Fig.7 Circuit for test  
图 7 试验电路板

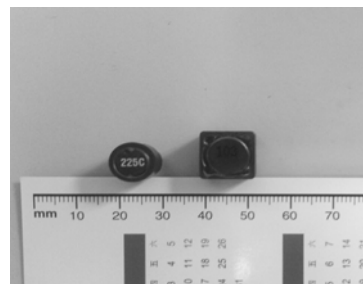


Fig.8 Comparison of inductances  
图 8 试验电感对比

### 3.2 阻抗扫描

将马达与 6.2 mH 电感串联后接入安捷伦 4 294 A 阻抗分析仪进行扫频,得到导纳图,如图 9 所示。图中标出了机械谐振峰( $f_m$ )、电学谐振峰( $f_e$ )所在位置。马达的  $f_m$  为 64.5 kHz,即工作频率为 64.5 kHz。而 6.2 mH 电感与马达构成的 LC 电路  $f_e$  为 80 kHz,两者相差 15 kHz 以上。这正是优化方案的核心:避开  $f_e$  频率进行驱动,避免电学谐振,结合多级升压,达到正常驱动、电压稳定且均匀对等的目的。图 9 的结果与 2.2.3 节理论计算的趋势一致:  $f_m$  对应位置的导纳曲线有局部峰值,可带来一定升压增益。

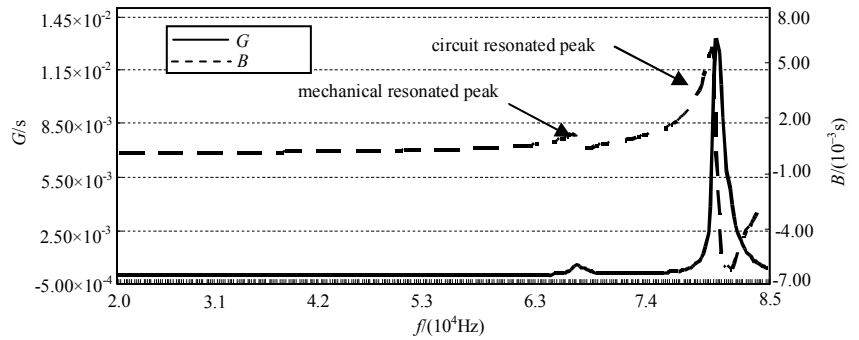


Fig.9 G-B feature by frequency sweeping  
图 9 导纳扫频结果

### 3.3 马达端电压测试

图 10、图 11 是分别采用传统、优化方案对同一马达(等效电容 550 pF)进行端电压测试的结果。传统方案的两相波形电压之差  $\Delta V$  大于 80 V,且电压波动幅度较大(170 V~310 V)。优化方案的两相电压差值  $\Delta V$  小于 20 V,且电压波动小(180 V~210 V)。实测马达的空载转速约 600 RPM,较传统方案有约 5%的提升;施加相当于自身堵转力矩 20%的载荷,转速较传统方案的转速持平。逐一测试了同批次 18 台样机,得到的结果趋势一致。

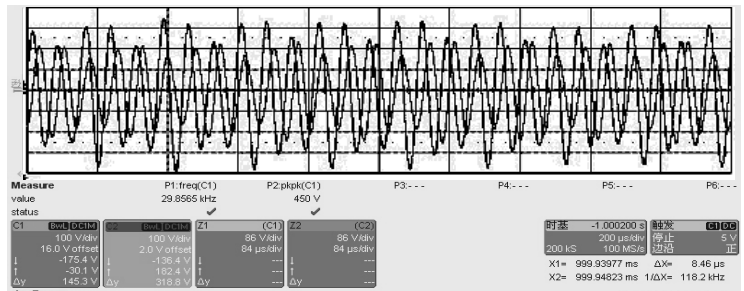


Fig.10 Motor driving signal(by traditional circuit)  
图 10 马达端电压波形(传统方案)

### 3.4 驱动效率

使用电流探头对马达进行测试,优化前后两者总消耗电流分别为 0.25 A 和 0.34 A。考虑到 DC/DC 升压模块效率在 85%左右,马达实际消耗电流增幅小于 17%,即优化方案多消耗约 17%的功率。这意味着长时间运转后,马达发热量略有偏高。但优化前提为短时或低负荷条件,效率的稍许下降并不会带来明显影响。广泛来讲,压电马达采用摩擦的方式推进,本身就只适用于短时间或者步进运转的场合,所以电路不局限于本项目开发,具有一定的普适性。

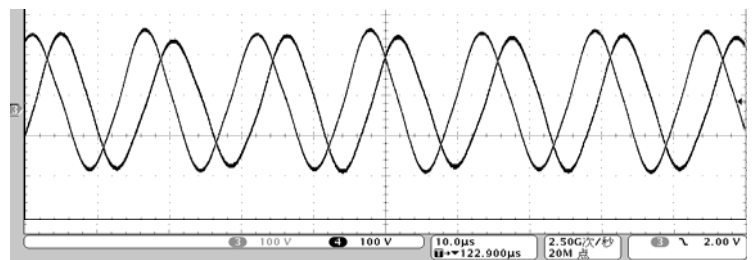


Fig.11 Motor driving signal(by improved circuit)  
图 11 马达端电压波形(优化方案电路)

### 3.5 调试方式

加工、装配过程具有离散性,每个马达的电学、机械参数都存在一定差异。对传统方案而言,匹配电感值需微调,实际将消耗可观的时间。采用优化方案,针对不同马达仅需调节电路输出信号频率即可,为大批量生产调试创造了可能性。

## 4 结论

采用优化的电路驱动方案,解决了谐振电压不均、输出信号过高、调试困难等工程应用中存在的问题,电路输出峰值超过 260 V<sub>pp</sub> 马达转矩、转速等性能与传统电路的驱动效果类似或略有提升。虽然增加了 DC/DC 升压

模块,由于电感体积大幅缩小,所以电路总体积反而缩小。困扰压电马达推广应用的因素之一是调试费时<sup>[11]</sup>。对同种马达,优化方案可统一选用一种电感,仅需调节测量电路驱动频率,为大批量生产调试压电马达带来可能。

由于研制的DC/DC转换效率约为85%,且LC电路没有工作在电学谐振点,故本方案的无用功比例增加。实测增加约为18%,这将使电路、马达发热量有少许增加。不过压电马达因为依靠摩擦转动,较多应用于步进或者短时间工作的场合,所以本方案具有较高普适性。

#### 参考文献:

- [1] 赵先锋. 专用超声波马达驱动电路研究[D]. 绵阳:中国工程物理研究院研究生部, 2005.(ZHAO Xianfeng. Research on USM driving circuit for special application[D]. Mianyang,Sichuan,China:Graduate Department of China Academy of Engineering Physics, 2005.)
- [2] 史敬灼,肖隽亚. 超声波马达串联电感匹配电路研究[J]. 电气应用, 2008,12(27):3-15. (SHI Jinzhuo,XIAO Junya. Research on series inductance impedance match for USM driving circuit[J]. Electrotechnical Application, 2008,12(27):3-15.)
- [3] Watson B,Friend J,Yeo L. Piezoelectric ultrasonic micro/milli-scale actuators[J]. Sensors and Actuators A:Physical, 2009,152(2):219-233.)
- [4] 郭建中,林书玉,高伟. 超声换能器电感电容匹配电路的改进[J]. 压电与声光, 2005,27(3):257-260. (GUO Jianzhong,LIU Shuyu,Gao Wei. A modification of matching circuit for ultrasonic transducer[J]. Piezoelectrics & Acousto-optics, 2005,27(3):257-260.)
- [5] 王宸. 铝合金铸造用超声波电源的研究与设计[D]. 长沙:中南大学, 2010. (WANG Chen. Design research on ultrasonic power used in aluminum alloy casting process[D]. Changsha,China:Central South University, 2010.)
- [6] 俞浦,李华峰,黄卫清. 超声电机LLCC谐振电路研究[J]. 中国电机工程学报, 2011,31(24):105-109. (YU Pu,LI Huafeng,HUANG Weiqing. Study on driving circuit of ultrasonic motor with LLCC resonant technique[J]. Proceedings of the CSEE, 2011,31(24):105-109.)
- [7] 肖洪地,王成建. 高频压电陶瓷谐振器的制备与性能[J]. 电子元件与材料, 2003,22(1):33-35. (XIAO Hongdi, WANG Chengjian. The preparation and performance of high frequency piezoelectric ceramic resonators[J]. Electronic Components and Materials, 2003,22(1):33-35.)
- [8] 杨哲,鞠晓东. 小型脉冲变压器设计[J]. 变压器, 2006,12(43):11-14. (YANG Zhe,JU Xiaodong. Small pulse transformer design[J]. Transformer, 2006,12(43):11-14.)
- [9] 张东辉,严平. Pspice电路仿真中变压器模型的使用[J]. 电力系统, 2007,26(2):21-26. (ZHANG Donghui,YAN Ping. Using methods of transformer in Pspice[J]. Electrotechnical Application, 2007,26(2):21-26.)
- [10] 刘芝福,李学勇,高思远. 一种推挽逆变器用高频变压器的研制方法[J]. 现代电子技术, 2008,4(19):23-31. (LIU Zhifu,LI Xueyong,GAO Siyuan. Approach to research and development of high frequency transformer in push-pull inverter[J]. Modern Electronics Technique, 2008,4(19):23-31.)
- [11] 高跃民,姬海英. 超声波电机的装配调试技术[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2011,9(6):778-781. (GAO Yuemin,JI Haiying. Assembly and debugging technology for ultrasonic motor[J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, 2011,9(6):778-781.)

#### 作者简介:



李寅鑫(1984-),男,重庆市人,助理研究员,主要研究方向为压电换能器驱动、信号处理技术.email:lyxmlwb2002@163.com.

杨晴(1967-),女,四川省绵阳市人,研究员,主要研究方向为机械解码技术、压电换能器技术.