

# 宏微超声电机驱动系统辅助电源研制\*

龙涛元, 张铁民, 董义奎

(华南农业大学工程学院 广州, 510642)

**摘要** 针对宏微超声电机驱动系统内部电路需求多路相互独立的高稳定精度电压, 设计了逻辑链路控制(logical link control, 简称 LLC)变换器+开关型集成稳压两级结构的多路独立输出稳压电源。采用 LLC 变换器将 220 V 交流电降压转换为多路输出, 主功率用闭环控制实现高精度稳压输出, 其他辅助输出用高效开关型 MP1584 降压稳压电路实现二次稳压输出。用设计的电源、宏微超声电机、宏微驱动器、光栅尺及激光测振仪构建了宏微超声电机驱动控制系统。试验结果证明, 本电源解决了传统单级多路输出电源存在的交叉调整率问题, 能提供 $\pm 1\%$ 内的稳定电压, 整机效率 $\geq 80\%$ , 且线路简单、体积小, 工程设计上易于实现; 优化了宏微超声电机驱动控制系统的体积, 提高了效率和可靠性。

**关键词** 宏微超声电机; 逻辑链路控制变换器; 多路独立输出; 二次稳压

**中图分类号** TN86; TH744.5; TH822

## 引言

宏微超声电机(macro-micro ultrasonic motor, 简称 MMUSM)是将大行程高速宏运动和微行程高精度微运动集于一体的新型超声电机<sup>[1-2]</sup>。较目前国内外采用传统大行程高速伺服电机驱动与纳米级的压电陶瓷微驱动相结合的宏微驱动方式相比, 具有系统架构不复杂, 可靠性好等优点<sup>[1,3]</sup>。MMUSM 驱动控制系统需 5 路+15 V 给交直流输出电路的功率开关驱动供电, +5 V 为控制器和位移检测传感器等电路供电,  $\pm 12$  V 为精密信号调理电路供电, 且上述各电源相互独立。为配合 MMUSM 驱动控制系统能够实现精密测量和脉冲式等各种控制算法, 其辅助电源输出电压精度应控制在 $\pm 2\%$ 以内。

超声电机或 MMUSM 驱动控制系统所用辅助电源市面上无此类特殊电源, 在 USM 和 MMUSM 相关文献中很少提及到其多路独立输出辅助电源设计。文献[1-5]提及的辅助电源是采用多个工频变压器降压整流和线性稳压芯片实现多路独立输出, 但线路结构复杂、体积大、效率低。文献[4-7]提及了几种应用场合的多路输出电源: a. 采用单级拓扑结构和多绕组输出高频变压器实现, 并通过用加权

控制, 变压器优化设计, 磁放大器控制, 增加次级侧电感等方法来解决交叉调整率问题, 但工程试验结果说明上述方法存在设计难度较大或交叉调整率不理想问题; b. 采用 PWM 开关调制方式降压和线性稳压方式, 但效率不理想, 且较大功率时需散热片增大了电源尺寸和重量。文献[6-10]论述了多路输出调节技术因不同实际应用而不同, 如加权控制不适合多路独立输出, 磁放大器调节法不适合高频场合。笔者结合 MMUSM 驱动系统实际需求, 采用 AC-DC 变换器和开关型 MP1584 降压稳压电路两级拓扑实现高效率、高功率密度和高精度输出电压。考虑 LLC 谐振变换器更易实现效率和轻量化, 以及输出端毛刺较小更适合多路输出, AC-DC 变换器使用半桥 LLC 谐振变换器。

## 1 原理与设计

### 1.1 MMUSM 驱动系统辅助电源结构

图 1 为 MMUSM 驱动系统辅助电源结构图。辅助电源包含 2 级变换, 半桥 LLC 谐振变换器配合高频多路输出变压器  $T_1$  实现大范围降压处理, 其中主功率输出电压采用 TL431 和 PC817 构成闭环

\* 国家自然科学基金资助项目(51177053); 高等学校博士学科点专项科研基金资助项目; 广东省科技计划资助项目(2014A020208090); 广东省自然科学基金资助项目(2018B030311028)

收稿日期: 2017-09-21; 修回日期: 2018-03-21

控制保持高精度稳压输出。其他辅助输出均为开环输出,但通过加开关型 MP1584 降压稳压电路实现二次稳压得到高的稳压精度。

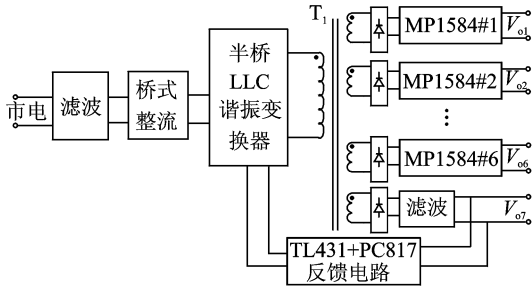


图 1 MMUSM 驱动控制系统辅助电源结构

Fig. 1 MMUSM drive control system auxiliary power block diagram

### 1.2 基于 NCP1396 半桥 LLC 谐振 DC-DC

图 2 为基于 NCP1396 控制器的多路独立输出半桥 LLC 谐振变换器主电路,图中仅画出了闭环控

制的主功率输出。NCP1396 是高性能谐振模式控制器,具有峰值电流 1 A 的高低端 MOSFET 驱动电路,高精度可调的工作频率和死区时间,以及过温、过压等保护功能,简化了 LLC 半桥谐振变换器电路结构,提高了电路的可靠性。采用 PC817 线性光耦( $U_2$ )和 TL431( $U_3$ )组成了主功率输出隔离反馈网络,当输出电压偏离设定电压时,PC817 注入 NCP1396 第 6 脚电流发生变化,控制开关频率;采用三极管  $Q_3$ 、稳压管  $D_{11}$  和  $D_{12}$  和 TL431( $U_4$ )组成了短路保护网络,TL431( $U_4$ )接至 NCP1396 第 9 脚,在发生短路时,使得第 9 脚电压大于 2.5 V,此时 OCP 点电压瞬间变为高压,关闭 NCP1396。图 2 中  $C_9, D_{10}, D_7, R_{15}$  和  $R_{13}$  组成过流保护网络接至 NCP1396 第 9 脚,当通过  $C_9$  传过来的电压经过  $R_{15}$  和  $R_{13}$  分压,使得 NCP1396 低脚电压超过 0.85 V 时,NCP1396 关闭。LLC 半桥谐振变换器工作原理可参阅文献[6-8]。

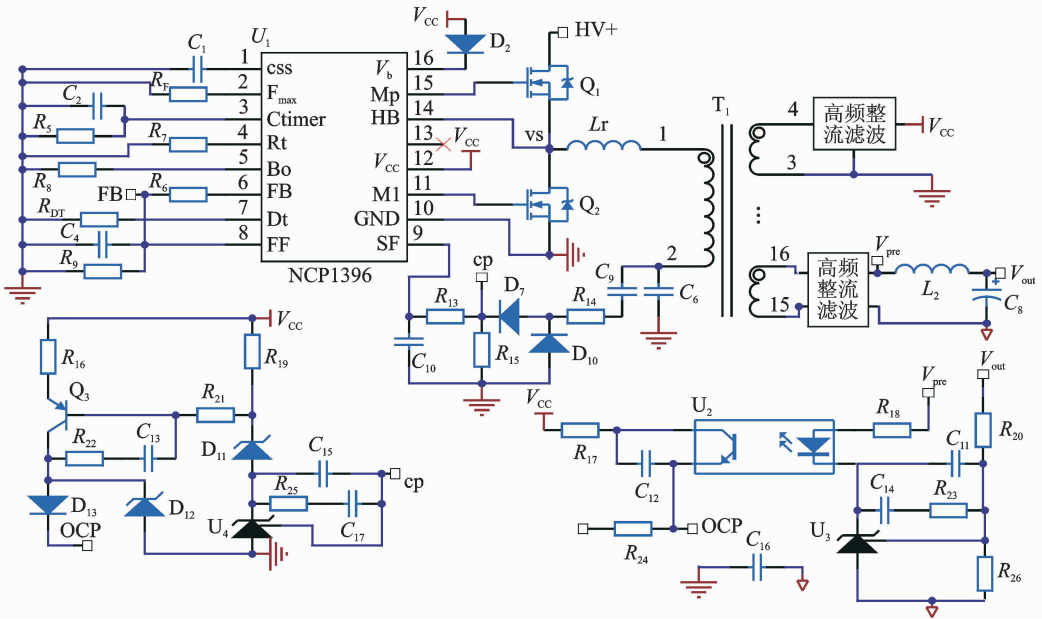


图 2 基于 NCP1396 控制器 LLC 半桥谐振电路

Fig. 2 LLC half bridge circuit based on NCP1396

### 1.3 MP1584 降压稳压电路

图 3 为基于 MP1584 的 Buck 电路,用于 LLC 谐振变换器非稳定输出的二次稳压。MP1584 控制器集功率,控制和保护功能一体,省去反馈网络和保护网络减小了电路尺寸;很宽的输入电压范围降低了对 LLC 谐振变换器输出要求;1.5 MHz 的开关频率能解决 EMI 噪声问题;具有在轻载时按比例降低开关频率减小开关管驱动电路损耗实现高效率转换。

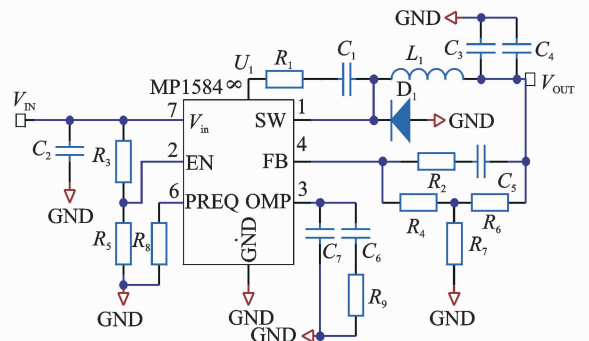


图 3 基于 MP1584 稳压电路

Fig. 3 Regulator circuit with MP1584

## 2 参数计算

### 2.1 变压器及主电路参数设计

MMUSM 驱动控制系统需要 5 路 +15, +5, ±12 V, 为了降低变压器绕组组数过多绕制困难, 将 ±12 V 及其他等级电压合为 24 V 主功率稳定输出, 考虑 MP1584 Buck 电路输入电压至少要高于输出电压 3 V, 非稳定输出电压均设为 20 V。变换器参数如下: 输入电压  $V_{in_{min}} = 198$  V,  $V_{in_{max}} = 330$  V; 额定输入电压  $V_{in_{nom}} = 264$  V; 输出 +20 V/1 A(5 路); +24 V/3 A。

为了最大限度地降低开关频率变化, 提高变换器效率, 在额定工作输入电压下, 变换器工作频率设计为谐振频率  $f_s$ , 电压增益  $A_{nom} = 1$ 。因此在最大输入电压和最小输入电压下的增益分别为

$$A_{max} = \frac{V_{in_{nom}}}{V_{in_{min}}} A_{nom} = 1.333 \quad (1)$$

$$A_{min} = \frac{V_{in_{nom}}}{V_{in_{max}}} A_{nom} = 0.8 \quad (2)$$

变压器  $T_1$  激磁电感为  $L_m$ , 串联谐振电感为  $L_r$ , 变压器初级的等效负载阻抗为  $R_{ac}$ , 则谐振电感系数  $k$  和品质因素  $Q$  分别为

$$k = \frac{L_m}{L_r}, Q = \frac{\sqrt{L_r/C_r}}{R_{ac}} \quad (3)$$

考虑 +24 V 在输出功率中比重大, 设计以 +24 V 作为主控输出, 其变压器变比为

$$n = \frac{N_p}{N_{+24}} = \frac{V_{in_{nom}}}{2(V_{+24} + 2V_D)} \quad (4)$$

其中:  $V_{+24}$  表示 24 V,  $V_D$  为整流二极管压降 0.7 V, 则可得  $n = 5.2$ 。

变压器  $T_1$  初级的等效负载阻抗  $R_{ac}$  为

$$R_{ac} = \frac{8n^2}{\pi^2} R_o = \frac{8n^2}{\pi^2} \frac{V_{+24}^2}{P_o} \quad (5)$$

代入相关参数得到  $R_{ac} = 73.5 \Omega$

根据  $k$  和  $Q$  与增益的关系曲线<sup>[11]</sup>, 以及  $k$  对转换效率的影响, 考虑 10% 的电压增益余量, 确定  $k = 7$ ,  $Q$  值为 0.46 时能确保在  $V_{in_{min}}$  下有足够的峰值增益。确定谐振频率  $f_s = 120$  kHz, 谐振网络参数为

$$C_r = \frac{1}{2\pi Q f_s R_{ac}} = 39.25 \text{ nF} \quad (6)$$

$$L_r = \frac{1}{(2\pi f_s)^2 C_r} = 44.86 \text{ } \mu\text{H} \quad (7)$$

$$L_m = \frac{(k+1)^2}{(2k+1)} L_r = 191.4 \text{ } \mu\text{H} \quad (8)$$

变压器  $T_1$  初级最小线圈数

$$N_{p_{min}} = \frac{n(V_{+24} + 2V_D)}{2f_{s_{min}} \Delta B A_e} \quad (9)$$

允许的最小频率  $f_{s_{min}}$

$$f_{s_{min}} = \frac{f_s}{\sqrt{1+k(1-1/A_{max}^2)}} = 60.1 \text{ kHz} \quad (10)$$

这里取  $f_{s_{min}} = 80$  kHz,  $\Delta B = 0.25$  T, 磁芯选择 EER35 ( $A_e = 107.00 \text{ mm}^2$ ) 可得  $N_{p_{min}} = 31$  匝。  $N_{+24} = 7$  匝, 则  $N_p = 37 > N_{p_{min}}$ 。其他非稳定输出绕组匝数按照式(4)和  $N_p$  值计算得出, 在此不作详细计算。

### 2.2 控制器外围电路关键参数设计

#### 2.2.1 NCP1396 外围电路参数

NCP1396 外围电路需要确定最小工作频率电阻  $R_{Fmin}$ , 最大工作频率电阻  $R_{Fmax}$ , 死区时间电阻  $R_{DT}$ , 查阅 NCP1396 数据手册, 可得:  $R_{Fmin} = 15 \text{ k}\Omega$ ;  $R_{Fmax} = 3.5 \text{ k}\Omega$ ;  $R_{DT} = 12 \text{ k}\Omega$ 。

PC817 和 TL431 组成的反馈网络影响到电源工作的稳定性, 反馈太快易造成震荡, 太慢易导致输出电压异常。电阻  $R_{20}$  和  $R_{26}$  用于设定输出电压, 但考虑效率和 TL431 正常工作所需  $2 \mu\text{A}$  电流。  $R_{20}$  和  $R_{26}$  电路上的电流应大于 TL431 参考脚电流 100 倍, 则有:  $R_{26} < 2.5 \text{ V}/200 \mu\text{A} = 12.5 \text{ k}\Omega$ , 取  $R_{26} = 10 \text{ k}\Omega$ , 则  $R_{20} = 86 \text{ k}\Omega$ ; 因 TL431 正常工作,  $I_{ka} > 1 \text{ mA}$ , 故一般要加一个  $R_{12} = 1.2 \text{ k}\Omega$ 。

#### 2.2.2 MP1584 外围电路参数

MP1584 集成控制芯片工作频率通过第 6 脚的接地电阻  $R_8$  控制, 设定开关工作频率  $f_s = 1 \text{ MHz}$ , 则有  $R_8$

$$R_8 = \frac{180000}{f_s^{1.1} \text{ kHz}} = 90.3 \text{ k}\Omega \quad (11)$$

输出电压  $V_o$  由  $R_6$  和  $R_7$  组成的分压电路接至第 4 脚(FB)设定, 第 4 脚电压  $V_{FB}$  与他们的关系为

$$V_o = V_{FB} \frac{R_6 + R_7}{R_7} \quad (12)$$

考虑 MP1584 空载时, 约  $20 \mu\text{A}$  电流从高端流出,  $R_7$  应在  $40 \text{ k}\Omega$  以下, 一般取  $R_7 = 40.2 \text{ k}\Omega$ ,  $V_{FB} = 0.7 \text{ V}$ , 可得  $R_6 = 713.5 \text{ k}\Omega$ 。

在开关工作状态下, 输出电感应向负载提供恒定电流。大电感值可获得低纹波电流和电压, 但其尺寸大, 电阻高和饱和电流较小。一般原则是电感电流纹波不得超过最大电流的 30%。输出电感值

$$L_1 = \frac{V_o}{f_s \Delta I_L} \left(1 - \frac{V_o}{V_{in}}\right) \quad (13)$$

其中: 输入电压  $V_{in} = 20 \text{ V}$ ; 输出电压  $V_o = 15 \text{ V}$ ;  $\Delta I_L = 0.3 \times 1.5 = 0.45 \text{ A}$ ; 开关频率  $f_s = 1 \text{ MHz}$ ; 则可以得到  $L_1 = 8.3 \mu\text{H}$ 。

### 3 试验结果和讨论

根据上述设计参数,制作了 MMUSM 驱动系统辅助电源样机。图 4 为 NCP396 半桥 LLC 谐振变换器开关管(Q<sub>2</sub>)V<sub>GS</sub>和 V<sub>DS</sub>波形。从波形可知 Q<sub>2</sub>完全截止至与门级达到打开阈值存在一段时间,这段时间保证 V<sub>DS</sub>为 0,实现 ZVS 功能。图 5 和图 6 分别是负载电流为 3 A 和 0.5 A 时,谐振电容 C<sub>6</sub> 电流波形 I<sub>C6</sub>和电压波形 V<sub>C6</sub>,以及 MOSFET 开关管(Q<sub>2</sub>)V<sub>GS</sub>波形,波形反映出负载变轻时,电流波形谐波含量增加,但基本近似正弦波。图 7 为谐振变换器主功率 24 V 输出电压纹波控制在 96 mV,小于对应额定输出电压+24 V 的 0.5%。图 8 为基于 MP1584 的二次稳压输出电压纹波,纹波电压 < 20 mV,小于对应额定输出电压+15 V 的 0.2%。

试验测试出非稳定+15 V 输出在不同负载下负载调整率控制在 0.5%以内,效率达到 90%,谐振变换器效率达到 89%,整机效率达到 80%。

用设计的电源为图 9 所示的 MMUSM 驱动系统供电,驱动 MMUSM 运行,光栅尺测量宏运动,激光测振仪测量微位移。图 10 为 MMUSM 宏运动电压与速度关系曲线,MMUSM 速度与电压关系呈非线性,且存在一定电压死区,在 100~240 V 和 240~300 V 2 个区间段存在不同的线性关系。图

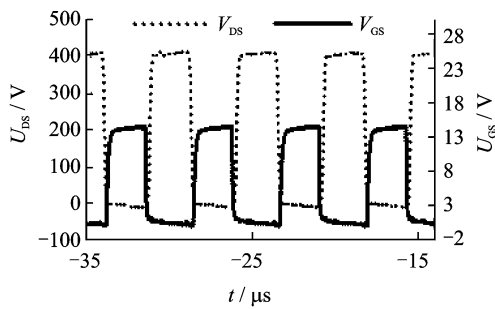


图 4 Q<sub>2</sub>:V<sub>GS</sub>,V<sub>DS</sub> 波形

Fig. 4 Q<sub>2</sub>: The waves of V<sub>GS</sub> and V<sub>DS</sub>

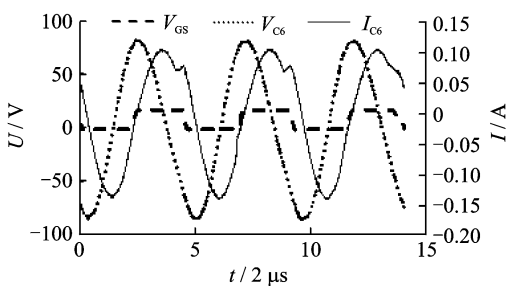


图 5 负载电流为 3 A 时,C<sub>6</sub>:I<sub>C6</sub>,V<sub>C6</sub>;Q<sub>2</sub>:V<sub>GS</sub>波形

Fig. 5 Load current is 3 A, the I<sub>C6</sub>, V<sub>C6</sub> waves of C<sub>6</sub>; and the V<sub>GS</sub>wave of Q<sub>2</sub>

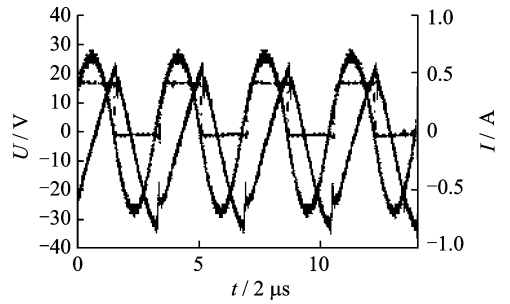


图 6 负载电流为 0.5 A 时,C<sub>6</sub>:I<sub>C6</sub>,V<sub>C6</sub>;Q<sub>2</sub>:V<sub>GS</sub>波形  
Fig. 6 Load current is 0.5 A, the I<sub>C6</sub>, V<sub>C6</sub> waves of C<sub>6</sub>; and the V<sub>GS</sub>wave of Q<sub>2</sub>

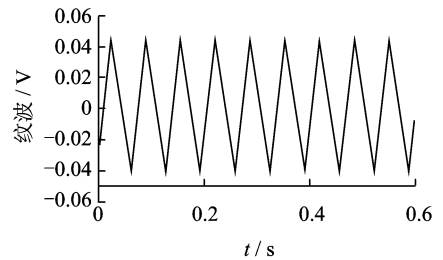


图 7 LLC 谐振变换器 24 V 输出电压纹波

Fig. 7 Voltage ripple of 24 V output of LLC resonant converter

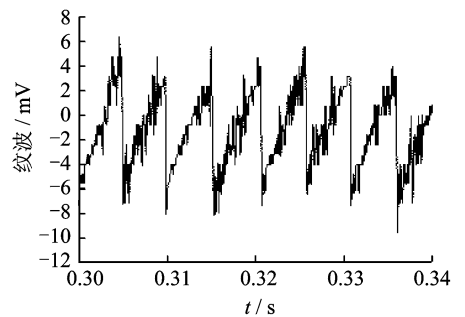


图 8 MP1584 输出电压纹波

Fig. 8 Voltage ripple of MP1584 output

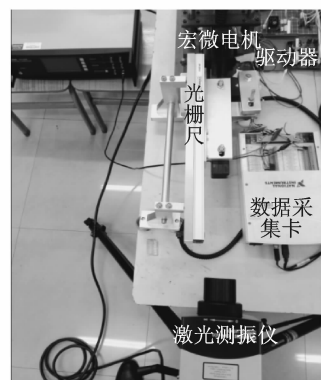


图 9 宏微超声电机驱动系统

Fig. 9 Drive system of MMUSM

11 为 MMUSM 微位移与激励电压关系曲线,在 100~300 V 区间线性关系较好。

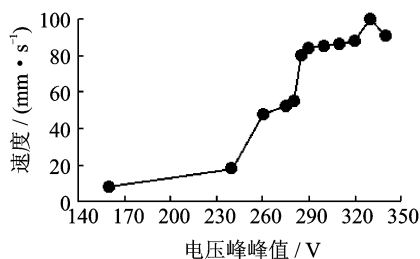


图10 MMUSM速度与电压关系

Fig. 10 Curve between MMUSM macro-speed and driving voltage

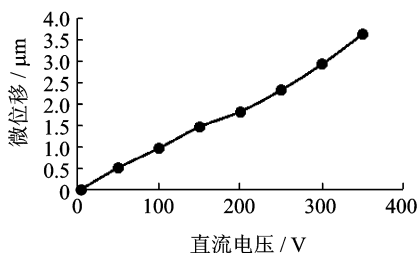


图11 MMUSM微位移与激励电压关系

Fig. 11 Curve between MMUSM micro-displacement and excitation voltage

## 4 结束语

对MMUSM准确地驱动控制比较困难,尤其是在评估电机性能和控制算法效果时,采用高质量的辅助电源供电确保系统稳定工作是必要的。基于LLC谐振变换器+集成开关稳压二级结构的稳压电源实现了小尺寸,高精度,无多路输出交叉调整率问题。该电源很好地解决了MMUSM驱动系统供电问题,优化了驱动系统结构和可靠性,在工程上易于实现。MMUSM宏运动测量数据表明速度与电压存在较大的非线性,为了更好的控制效果,需要结合MMUSM优化,进一步改进驱动系统控制方法。

## 参 考 文 献

- [1] 龙涛元,张铁民,廖贻泳. 宏微运动一体化压电直线电机驱动电路设计[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(S1):184-189.  
Long Taoyuan, Zhang Tiemin, Liao Yiyong. Design of macro micro motion integrated piezoelectric linear motor drive circuit[J]. Chinese Journal of Electrical Engineering, 2015, 35(S1):184-189. (in Chinese)
- [2] 张铁民,李晟华,梁莉,等. 宏微直线压电电机微驱动机构设计与分析[J]. 振动、测试与诊断, 2017, 37(4): 692-694.  
Zhang Tiemin, Li Shenghua, Liang Li, et al. Design and analysis of a macro-micro linear piezoelectric motor micro driven mechanism[J]. Journal of Vibration, Measurement & Diagnosis, 2017, 37(4):692-694. (in

Chinese)

- [3] 张铁民,许志林,曹飞,等. 宏微压电驱动器的电源设计与试验[J]. 压电与声光, 2015, 37(1):167-171.  
Zhang Tiemin, Xu Zhilin, Cao Fei, et al. Design and experiment of a power supply to drive a macro-micro piezoelectric actuator[J]. Piezoelectrics & Acousto-optics, 2015, 37(1):167-171. (in Chinese)
- [4] 节德刚. 宏/微驱动高速高精度定位系统的研究[D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学, 2006.
- [5] Zhang T, Cao F, Li S, et al. FEM Analysis and parameter optimization of a linear piezoelectric motor macro driven[C]// International Conference on Intelligent Robotics & Applications. Berlin: Springer International Publishing, 2014: 171-178.
- [6] 杨帆,任小永,陈乾宏. 高压输入低压多路输出模块电源的效率优化[J]. 电源学报, 2013, 11(2):1-6.  
Yang Fan, Ren Xiaoyong, Chen Qianhong. Efficiency optimization of high voltage input low voltage multi-output modules[J]. Journal of Power Supply, 2013, 11(2):1-6. (in Chinese)
- [7] 乔彦鹏. 多路输出串联谐振变换器交叉调整率研究[D]. 西安:西安电子科技大学, 2014.
- [8] 王亮. 多路输出反激式变换器的分析模型及改善交叉调整率控制方法的研究[D]. 广州:华南理工大学, 2010.
- [9] Ji C, Jr M S, Smedley K M, et al. Cross regulation in flyback converters: analytic model and solution[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2001, 16(2):231-239.
- [10] Khoobroo E, Ashrafi Nia B, Akhbari M. Optimal design of LLC resonant converter with improved controllability[C]// 2014 5th Power Electronics, Drive Systems & Technologies Conference (PEDSTC). [S. l.]: IEEE, 2014:396-401.
- [11] 胡先东,高俊宁,葛立峰. 半桥LLC谐振变换器的参数优化设计[J]. 电力电子技术, 2013, 47(7):101-103.  
Hu Xiandong, Gao Junning, Ge Lifeng. Parameters optimization Design for half-bridge LLC resonant converter [J]. Power Electronics, 2013, 47(7):101-103. (in Chinese)



**第一作者简介:**龙涛元,男,1983年11月生,博士、讲师。主要研究方向为超声电机驱动控制技术,超声电机应用技术。曾发表《宏微运动一体化压电直线电机驱动电路设计》(《中国电机工程学报》2015,35(S1))等论文。

E-mail: longtaoyuan126@126.com

**通信作者简介:**张铁民,男,1961年11月生,博士、教授、博士生导师。主要研究方向为机电系统控制、机器人技术和智能检测与控制技术。

E-mail: tm-zhang@163.com



