

宽范围调压的超声电机测试驱动电源*

龙涛元, 张铁民, 梁莉, 董义奎

(华南农业大学工程学院 广州, 510642)

摘要 测试新超声电机的现有方法是研究专用测试电源, 为了避免重复性开发驱动电源引起的研制周期长、材料和人力成本高等影响, 研究了宽范围调压的超声电机测试驱动电源。首先, 理论分析变压器体积与损耗及频率的关系, 确定电源为无变压器结构; 其次, 分析 Boost 等效电路推导出升压比存在上限, 逆变电路占空比大范围调节会导致交流方波总谐波失真(total harmonic distortion, 简称 THD)增加。综上确定了测试驱动电源拓扑为可控整流+Boost 电路+半桥逆变三级电路, 提出了预配置+自动选择性控制策略解决级联电路的稳定性问题。实验结果证明了测试驱动电源能输出 2 相工作频率在 10~100 kHz、相位差在 ±90°内、电压幅值为 20~600 V 的交流电。用 TRUM60 和直线超声电机作为负载, 测试驱动电源能为不同超声电机提供合适的驱动信号和匹配参数, 超声电机运行平稳。

关键词 超声电机; 宽范围调压; 驱动电源; 逆变器; 选择性控制

中图分类号 TH89; TM359.9; TN86

引言

超声电机 (ultrasonic motor, 简称 USM) 是新型电机领域研究的热点, USM 测试驱动电源是 USM 样机研制阶段的关键设备之一。USM 测试驱动电源提供激励信号驱动 USM, 获得的运动参数为 USM 优化设计提供依据。现有 USM 测试设备一般由多功能信号函数发生器和进口高速高压大功率放大设备组成, 输出电压峰值约为 150 V, 体积庞大, 质量超过 20kg, 运行时散热噪音大。文献[1-9]反映了针对各种类型 USM 的驱动器方案主要是高压集成功放电路或带高频升压变压器的推挽实现升压, 高压输入由半桥方波逆变器实现调压, 或基于谐振技术的逆变器。上述方案驱动电源输出电压范围窄, 或在宽频率范围低效率工作, 因此需要研制相应的驱动电源测试新 USM。

笔者结合文献[1-2]所描述的 USM 工作频率在 10~100 kHz、交流电压幅值在几十伏至几百伏、相位差在 ±90°内等要求, 从通用性、体积、效率等方面考虑, 研究了宽范围调压的 USM 测试驱动电源。测试驱动电源用多路独立输出开关电源为辅助电源; 主电路用可控整流+Boost 电路+半桥逆变三

级级联拓扑结构, 核心控制器为 16 bit dsPIC33EP128MC202, 在预配置+自动选择性控制策略作用下, 提供多路 PWM 波调制三级变换器输出电压和频率, 相位差可调节的交流方波电压; 根据 USM 阻抗特性参数自动计算匹配电路参数, 易于用户快速选择匹配电感, 实现匹配和滤波功能, 使 USM 端电压为正弦信号。

1 USM 测试驱动电源结构

图 1 虚线框内为 USM 测试驱动电源内部结构图, 主要有 AC-DC-AC 无变压器变换器、隔离驱动电路、多路独立电源以及基于 dsPIC33EP128MC202 的控制电路。USM 测试驱动电源设有 USM 转速接口, 液晶屏实时显示转速值。设有串口向上位机发送速度获取速度曲线。设有基于 KA331 实现精密 V-F 转换电路, 直接将速度脉冲转换为模拟电压, 便于示波器获得反映 USM 转速的特性曲线。内置了串联电感匹配网络参数计算单元, 输入 USM 阻抗分析结果便可得到匹配参数, 其计算方法为

$$L_{s1} = \frac{R_s^2 C_d}{1 + (\omega_s R_s C_d)^2} \quad (1)$$

* 广东省自然科学基金资助项目(2018B030311028)

收稿日期: 2018-08-05; 修回日期: 2018-10-08

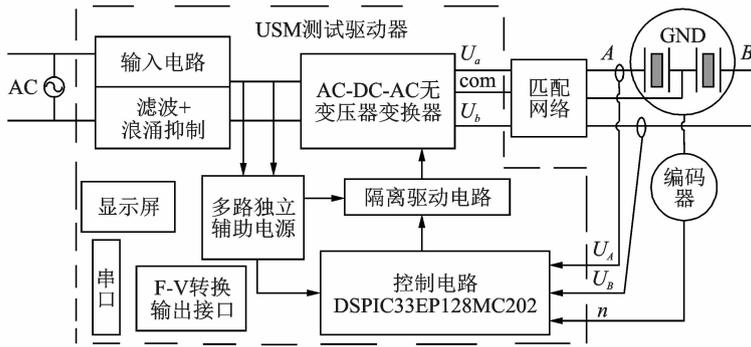


图 1 USM 测试驱动器结构图

Fig.1 USM test-driver block diagram

其中: C_d 为 USM 等效电路的并联电容; R_s 为串联支路等效电阻; ω_s 为串联谐振频率。

2 测试驱动电源主电路

2.1 传统 USM 驱动器主电路分析

传统 USM 驱动器主电路用推挽或半桥+高频升压变压器拓扑, 脉宽调制 (pulse width modulation, 简称 PWM) 单脉冲控制方式, 调节占空比 D 实现输出电压控制^[1-2]。

建立半桥逆变电路仿真模型, 得到 THD 与 PWM 占空比关系曲线如图 2 所示。曲线反映 D 大范围变化会导致 THD 含量增加; D 在 35%~45% 小范围内变化, THD 值相对较低和基本保持不变。

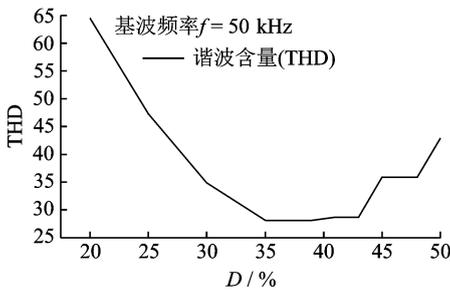


图 2 占空比与 THD 关系曲线

Fig.2 Duty cycle and THD curve

传统 USM 驱动器用高频变压器实现能量传递和升压功能, 高频变压器有效截面积 A_c 与窗口面积 A_w 的乘积表达式为

$$A_w A_c = \frac{U_{in} I_{in} + U_{out} I_o}{K_w K_f f_s B_s j} \quad (2)$$

其中: K_f 为波形系数; K_w 为窗口系数; f_s 为工作频率; B_s 为工作磁通密度; j 为电流密度。

变压器容量为输入功率和输出功率之和, 由

式(2)可知变压器传递功率 P_{tr} 为

$$P_{tr} = K_f K_w j B_s A_w A_c f_s \quad (3)$$

变压器迟滞损耗 P_h 经验公式为

$$P_h = k_h f_s V B_s^a \quad (4)$$

其中: a 为铁氧体材料参数, 其值为 1.9~2; V 为磁芯体积; k_h 为磁滞系数。

涡流损耗 P_e 经验公式为

$$P_e = C_e f_s^2 B_s^2 / \rho \quad (5)$$

其中: C_e 为系数, 取决于磁芯材料、形状、尺寸和单位; ρ 为磁芯电阻率。

由式(3)可知, 在固定输入电压和固定输出功率情况下, 带变压器的驱动器要在 10~100 kHz 频率范围内工作, 需要按照最低工作频率设计使用更大的磁芯才能满足要求。式(4)和式(5)表明变压器损耗随磁芯体积和工作频率增加而增大。

2.2 USM 测试驱动电源主电路

在无升压变压器情况下, 用 Boost 电路升压。Boost 电路只有升压功能, 这意味着供电电压不能高于 USM 所需驱动电压值。低压供电使得 Boost 升压比 M_D 可能高达 10 倍。考虑电感电阻 R , MOSFET 通态电阻 R_{ds} 及 Boost 等效电路如图 3 所示。

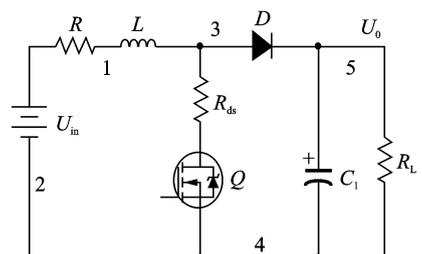


图 3 Boost 等效电路

Fig.3 Boost equivalent circuit

设 T 为开关周期, t_{on} 为导通时间, t_{off} 为关断时间, 占空比 $D=t_{on}/T$ 。

Q 导通期间

$$U_{in} = \hat{i}_L(R + R_{DS}) + L \Delta i_L / t_{on} \quad (6)$$

Q 关断期间

$$U_o + V_d - U_{in} + \hat{i}_L R = L \Delta i_L / t_{off} \quad (7)$$

其中: V_d 为二极管压降。

根据平衡原理, 可得

$$U_o = \frac{1}{1-D} U_{in} - V_d - \frac{R + DR_{DS}}{1-D} \hat{i}_L \quad (8)$$

Boost 电路在 Q 导通阶段, 电感 L 储能, 储能电容 C_1 单独向负载供电; Q 关断阶段, 电源和电感共同向负载供电, 因此输入电流就是电感 L 的平均电流 \hat{i}_L , 流过二极管的平均电流 i_d 表达式为

$$i_d = \hat{i}_L(1-D) \quad (9)$$

在稳态时, 滤波电容 C_1 充放电相等, 平均电流为 0, 故二极管的平均电流等于负载电流 I_o , 则有

$$\hat{i}_L(1-D) = U_o / R_L \quad (10)$$

将式(10)代入式(8), 为了计算方便, 忽略二极管导通压降以及 MOSFET 导通电阻 R_{ds} , 则有升压比 M_D

$$M_D = \frac{U_o}{U_{in}} = \frac{1-D}{(1-D)^2 + R/R_L} \quad (11)$$

根据式(11), 可得到图 4 所示的 M_D, D 及 R/R_L 关系图。

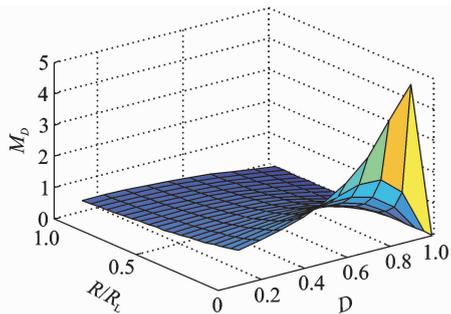


图 4 M_D, D 及 R/R_L 的关系

Fig. 4 M_D, D and R/R_L relationship

图 4 说明实际 Boost 电路在 D 增大到一定时, 升压比反而减小。从电感、MOSFET、二极管损耗和 MOSFET 所需通断时间考虑, Boost 的 M_D 不宜太大。若取值为 5 左右, 即占空比 $D=0.8$ 左右。假设 M_D 值取 5, 考虑半桥逆变器占空比小范围 (35%~45%) 情况下调节, 输入恒值低压直流电, 逆变难以实现在几十伏~几百伏输出, 因此 USM 测试驱动电源主电路需要可变的输入直流电压。图 5 为测试驱动电源主电路, 由可控整流、Boost、半桥逆变器三级变换器级联组成。可控整流电路和 Boost 电路将工频交流电变换为大范围升降压的直流电, 2 路半桥组成 2 相逆变器实现 DC-AC。

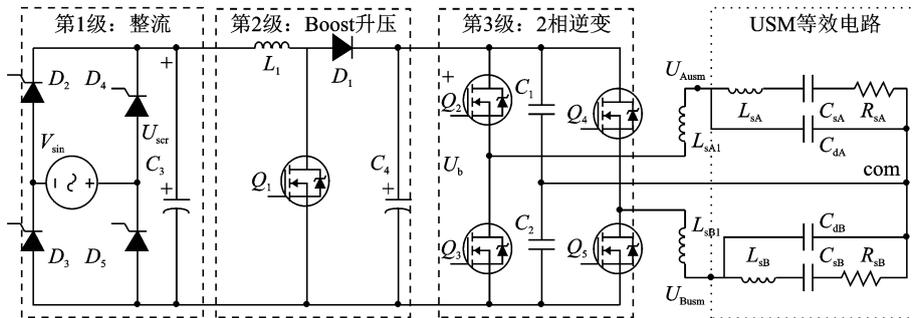


图 5 USM 测试驱动电源主电路

Fig. 5 USM test drive power main circuit

3 USM 测试驱动电源控制策略

不同 USM 驱动电压大小差别可能很大, 但文献[1]测量 USM 速度与驱动电压关系结果反映了 USM 调速所需驱动信号幅值变化范围不大。多级变换器串联存在稳定性问题^[10-11], Boost 电路特性要求闭环控制方式, 因此 USM 测试驱动电源控制策略总体原则是 Boost 电路用闭环控制, 可控整流电路根据期望电压与实测输出电压选择性调节控制, 半桥逆变器固定占空比开环调节, 为此提出了预配置+自动选

择性控制策略 (pre-configured and selectivity control, 简称 PCASCC)。在 PCASCC 控制作用下: a. 根据设定输出电压, 合理分配三级变换器电压变比, 实现电压大范围调整; b. 固定可控整流占空比, 调节 Boost 占空比完成输出电压精细调节; c. 根据 2 相逆变电压差, 微调半桥逆变占空比, 保证 2 相电压相等, 或控制输出电压稳定在误差带范围内。

下面主要论述 PCASCC 控制策略。用 U_{Ausm} 表示 USM 端电压幅值, U^*_{Ausm} 表示 USM 端电压期望值, V_{sin} 表示市网单相交流电压有效值, 可控整流控制角 α 余弦值 $\cos(\alpha)$ 用 D_{scr} 表示, U_{scrmax} 表示可控

整流最大输出电压, D_B 表示 Boost 占空比, D_{hlf} 表示逆变电路占空比。

当测试驱动电源启动或重新设置 U^*_{Ausm} 时, 需要确认 U^*_{Ausm} 值才能进入正常工作模式。预配置占空比是根据新设的 U^*_{Ausm} 值与上一次 U^*_{Ausm} 值的差距, 以及存储器中占空比值大小确认。考虑 THD 和 M_D 约束关系, 预配置规则如式(12)所示

$$[D_{scr} \quad D_B \quad D_{hlf}] = \begin{cases} [D_{scr} \quad 0.1 \quad 0.8] & (U_{scrmax} \geq U^*_{Ausm}) \\ [0.8 \quad D_B \quad 0.8] & (U_{scrmax} - U^*_{Ausm} < 0) \end{cases} \quad (12)$$

参考图 2, 式(11)中 D_{hlf} 预配值取 0.8, 确保输出 THD 最小和获取更高输出电压。 D_{hlf} 值只有在 2 相幅值差距较大时, 调节其中 1 相实现 2 相电压相等。

在 $U^*_{Ausm} \leq U_{scrmax}$ 时, 为了让 Boost 电路工作在闭环状态实现输出调节, 抑制各种扰动引起的电压波动, Boost 占空比 D_B 取值为 0.1。根据升压比限制, 以及可控整流、Boost 电路输出与输入关系, D_{scr} 取值范围为

$$\frac{5U^*_{Ausm}}{9V_{sin}} < D_{scr} \leq 2.5 \frac{U^*_{Ausm}}{V_{sin}} \quad (13)$$

式(13)中, D_{scr} 取最小值会使 Boost 电路升压比接近 5, 故预配值应靠近最大值, 在负载增加拉低电压时, 有足够升压比余量。

在 $U^*_{Ausm} > U_{scrmax}$ 时, D_{scr} 预配值为 0.8, 式(12)中的 D_B 预配值为

$$D_B = 1 - 36U^*_{Ausm}/125V_{sin} \quad (14)$$

预配置成功后, USM 驱动器进入自动调整状态。检查 U_{Ausm} , 并与 U^*_{Ausm} 比较得到偏差 ΔU , 根据偏差实施不同的控制方式, PCASCC 自动选择控制原理如图 6 所示。

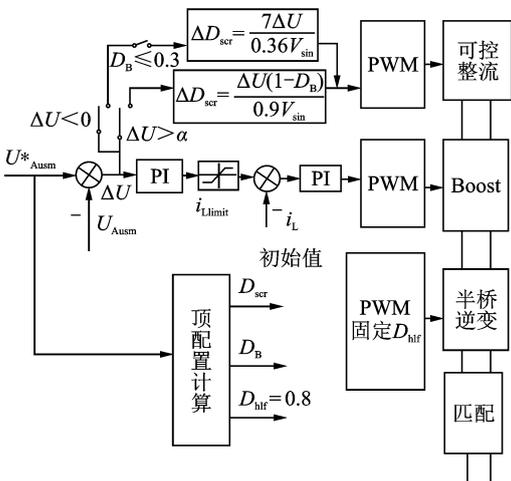


图 6 USM 测试驱动电源控制策略

Fig. 6 USM test drive control Strategy

取值 α , 在 $\Delta U > \alpha$ 时, 进入选择性单次控制模式, 即保持 Boost 电路当前周期占空比不变, 计算可控整流 D_{scr} 的增量 ΔD_{scr}

$$\Delta D_{scr} = \Delta U(1 - D_B) / 0.9V_{sin} \quad (15)$$

若计算出的 ΔD_{scr} 与当前 D_{scr} 之和大于 0.8 时, 直接取值 $D_{scr} = 0.8$, 下一个周期释放掉可控整流闭环控制, Boost 闭环自动调节实现 U_{Ausm} 与 U^*_{Ausm} 相等。

在 $0 < \Delta U < \alpha$ 时, 三级变换器只有 Boost 变换器为闭环控制方式, 采用电流电压双闭环控制。

在 $\Delta U < 0$ 时, Boost 自动减小 D_B 降低电压输出, 但当 $D_B \leq 0.3$ 时, 自动选择性单次降低可控整流 D_{scr} 实现降压, 计算 D_{scr} 的减量 ΔD_{scr} 为

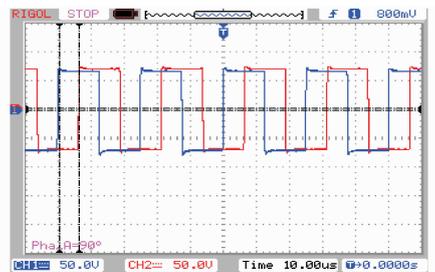
$$\Delta D_{scr} = 7\Delta U / 0.36V_{sin} \quad (16)$$

当前周期 Boost 占空比不调整, 通过 D_{scr} 减小 ΔD_{scr} 实现调节, 下一个周期释放可控整流, 进入 Boost 自动调节模式。

4 实验结果和讨论

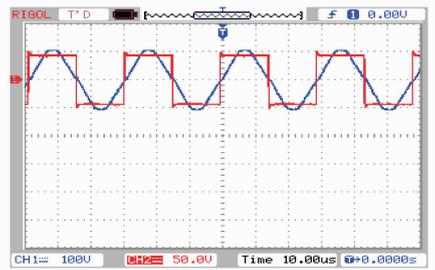
采用笔者提出的方案搭建实验平台, 图 7(a) 为驱动电源输出同频率、同幅值、相位差 90° 的交流方波。图 7(b) 为匹配网络前后的交流电, 由图 7(b) 可知, 匹配网络滤掉高次谐波, 交流方波变为正弦波, 但电压有所升高。

用实验室购置的 TRUM60 旋转超声电机以及



(a) 匹配网络前2相交流方波

(a) 2-phase AC square wave before matching network



(b) 匹配前后交流电压

(b) AC Voltage before and after matching network

图 7 USM 测试驱动电源输出波形

Fig. 7 The output waveform of USM test drive power

实验室自行设计的直线超声电机作为测试驱动电源负载。图 8 说明 USM 测试驱动电源实现了频率、电压,相位大范围调节,其中图 8(a)和(b)分别为带直线超声电机和 TRUM60 负载端波形,波形为近似正弦信号,说明波形中还有谐波成分;图 8(c)和(d)波形为匹配网络后的空载波形,波形正弦度比图(a)和(b)好。图 8 是在 2 相逆变占空比一样的情况下测得的波形,每一幅波形都呈现了 2 相交流电在幅值上有一定差距,但从图 7(a)可知逆变桥输出 2 相交流方波差距很小,因此可以推测是由 2 相匹配网络和 USM 不对称引起。

采用基于 Labview 测试平台,用 NI 数据采集

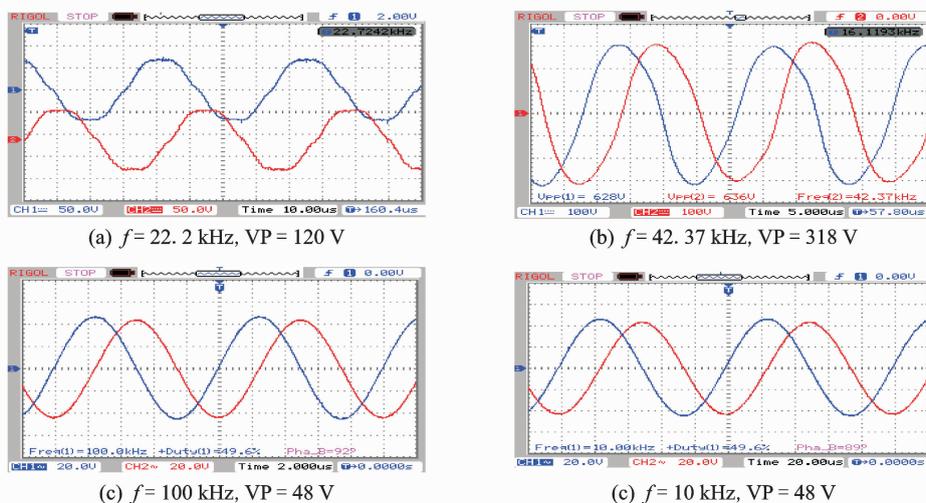


图 8 不同频率、幅值和相位差的正弦信号

Fig. 8 Different frequency, amplitude and phase difference sine signal

板获取数据,用 origin8.0 制图软件将数据转换为曲线。图 9 为驱动电源驱动 TRUM60 的速度曲线,获取数据是在启动后的几分钟内,电机基本还处于常温状态。由图可知,其速度波动范围小,运行稳定。速度曲线存在几处较大的抖动,根据 TRUM60 运转存在周期性卡顿的声音,以及用标准的纯正弦功放设备驱动 TRUM60 也存在上述现象,可以推断是 TRUM60 本身问题。图 10 为驱动电源输出频率不变,电压峰峰值不变,TRUM60 运行一段时间后,电机温度明显上升后获得的速度曲线,

曲线反映了文献[1-2]所述的超声电机工作频率漂移结论。

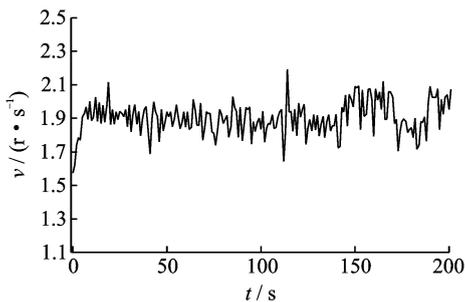


图 9 TRUM60 启动几分钟内的速度曲线

Fig. 9 Speed curve of TRUM60 within a few minutes after start-up

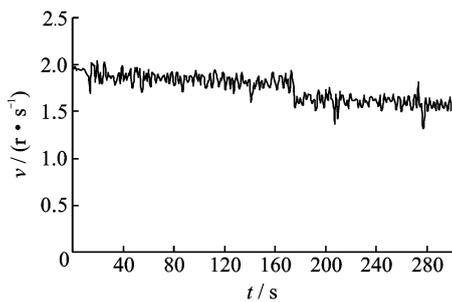


图 10 TRUM60 明显温升后的速度曲线

Fig. 10 Speed curve of TRUM60 after significant temperature rise

5 结论

1) USM 测试驱动电源输出电压、频率、相位差能大范围调节,满足绝大多数 USM 测试需求,无需再设计 USM 驱动电源,可缩短 USM 研制周期和降

低成本。

2) 受到高频变压器效率、体积、Boost 升压比以及占空比与 THD 的限制,单级带高频变压器的 USM 电路拓扑和 Boost 都不适合作为 USM 测试驱动电源主电路,需要多级电路扩大电压调整范围。

3) 采用 PCASCC 控制策略,使得多级电路只有一级处于闭环控制,各级之间关联程度降低,系统稳定性提高。

4) USM 测试驱动电源输出为交流方波,仿真结果反映 USM 端电压仍然含有较大 THD,说明单一电感不能完全消除高次谐波。从匹配角度出发,最佳匹配值随着工作频率漂移发生改变,需要微调匹配网络参数,但这会导致 USM 端电压 THD 增加,而运行过程中自动调节匹配参数存在困难,这需要根据研究固定匹配参数对电机运行的影响来调整设计方案。

5) 超声电机速度曲线反映了超声电机运行一段时间后工作频率发生漂移,专用 USM 驱动控制器需要频率跟踪或电压调节补偿速度变化。

参 考 文 献

- [1] Zhao Chunsheng. Ultrasonic motors technologies and applications[M]. Beijing: Science Press, 2007: 162-174.
- [2] 史敬灼. 超声电机运动控制理论与技术[M]. 北京: 科学出版社, 2011: 12-98.
- [3] 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(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(S1):184-189. (in Chinese)
- [4] 朱华,吴文才,潘松,等. 多自由度超声电机驱动电路研究[J]电机与控制学报,2014,18(12):45-48.
Zhu Huan, Wu Wencai, Pan Song, et al. Study on driving circuit of multi degree of freedom ultrasonic motor [J]. Electrics Machines and Control, 2014, 18 (12):45-48. (in Chinese)
- [5] 梁大志,时运来,朱华,等. 超声电机驱动及控制技术的新进展[J]. 振动、测试与诊断,2012,32(6):990-993.
Liang Dazhi, Shi Yunlai, Zhu Hua, et al. New progress of drive and control techniques of ultrasonic motor[J]. Journal of Vibration, Measurement & Diagnosis, 2012, 32(6):990-993. (in Chinese)
- [6] 罗婕,樊俊峰,司永顺,等. 超声电机在真空高低温环境下的驱动性能[J]. 振动、测试与诊断,2018,38(2): 378-379.
Luo Jie, Fan Junfeng, Si Yongshun, et al. Driving performance investigation on ultrasonic motor under vacuum and high-low temperature environment [J]. Journal of Vibration, Measurement & Diagnosis, 2018,38(2):378-379. (in Chinese)
- [7] Pan Peng, Jin Long, Xu Zhike, et al. Design and manufacture of LLC resonant ultrasonic motor drive circuit [C] // International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2014. [S. l.]: IEEE,2014:2252-2255.
- [8] Shi Jingzhuo, Zhang Yanan. Ultrasonic motor's H-bridge control circuit using phase-shift PWM method [J]. Journal of Control, Automation and Electrical Systems, 2014, 25 (3): 303-310.
- [9] Zhang Zhifu, Chen Weizhi, Wai Rongjiong. Design of high step-up driving circuit for linear ultrasonic motor. [C]//Proceedings of the 2017 IEEE International Conference on Applied System Innovation. [S. l.]: IEEE, 2017:1347-1350.
- [10] 张欣,阮新波. 用于提高级联型电源系统稳定性的自适应有源电容变换器[J]. 电工技术学报, 2012, 2(27):24-26.
Zhang Xin, Ruan Xinbo. Adaptive active capacitor converter for improving the stability of cascaded DC power supply system [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 2(27):24-26. (in Chinese)
- [11] 张纯江,董洁,刘君. 分布式电源系统中变换器的输入阻抗与稳定性分析[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(12):57-62.
Zhang Chunjiang, Dong Jie, Liu Jun. The input impedance and stability analysis of the converter in the distributed system [J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(12):57-62. (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年增刊)等论文。
E-mail:longtaoyuan126@126.com

通信作者简介:张铁民,男,1961年11月生,教授、博士生导师。主要研究方向为机电系统控制、压电驱动、机器人技术和智能检测与控制。
E-mail:tm-zhang@163.com