

# 超声电机多参数驱动器设计\*

焦西凯, 陈宁, 陈凌宇, 郑杰基, 范大鹏

(国防科技大学智能科学学院 长沙, 410072)

**摘要** 超声电机的性能与幅值、频率、相位差 3 个输入参数以及输出信号波形精度等因素密切相关。目前的商用驱动器多采用线性放大或推挽电路, 既缺乏三参数调控的灵活性, 且体积较大, 笔者提出了一种基于现场可编程门阵列 (field programmable gate array, 简称 FPGA) 和 ARM 微处理器, 可实现多参数在线调整的小型化驱动器方案, 主要聚焦多参数驱动和总线式控制。首先, 从控制信号生成和驱动架构设计提出了总体方案, 驱动架构选择 H 桥驱动方式; 其次, 介绍了功率电路及传感检测电路的设计过程, 通过输出波形失真度比较了推挽及 H 桥驱动的波形质量, 经测试 H 桥方案的电机端输出波形失真度较小 (5.25%); 最后, 应用所设计的多参数驱动器对超声电机进行基本的性能测试, 涵盖变参数转速测试、输出力矩测试以及微步进响应测试等内容。结果表明: 所设计的超声电机驱动器不仅实现小型化 (85 mm × 54 mm × 23 mm), 而且能够兼顾参数在线快速调整和多传感量检测, 有利于电机性能的快速分析及检验, 应用该驱动器的测试结果与电机性能参数基本一致, 验证了驱动器方案的有效性, 为超声电机的多参数耦合控制奠定硬件基础。

**关键词** 超声电机; 波形失真度; 微步进; 多参数驱动  
**中图分类号** TH7

## 引言

旋转型行波超声电机利用压电陶瓷的逆压电效应, 通过定转子之间的摩擦, 将定子表面的微观振动转化为转子宏观运动, 具有结构紧凑, 设计灵活、功率密度大、响应速度快、断电自锁、无电磁干扰及低速大扭矩等优势<sup>[1-2]</sup>, 在探月工程、医疗器械及机器人等领域得到广泛应用。旋转型行波超声电机工作频率在 20~50 kHz 之间, 呈现出典型的容性负载特性, 其运行精度与驱动控制电路性能紧密相关<sup>[3]</sup>。传统的超声电机驱动电路多采用线性放大或推挽的设计模式, 驱动器体积较大, 并且只能实现单一调频或调幅, 不能对 3 个参数进行灵活调整, 制约了超声电机的速度稳定性控制研究<sup>[4]</sup>。

线性放大电路通过直接线性功放芯片实现对正弦信号的直接放大, 具有无高次谐波分量等优势, 但具有功耗高、体积大及效率低等缺陷<sup>[5-7]</sup>。推挽电路采用方波信号进行驱动, 该类电路虽然弥补了线性放大电路效率低的缺点<sup>[8-10]</sup>, 但是输出波形仍然掺杂较多的高次谐波, 造成电机运行或者控制分析时引入更多不可控的非线性。同时, 现有的驱动器不仅体积较大, 而且一般只集成编码器测量, 未能将电压电流以及孤极的信号进行全面综合的采集, 无法拓

展超声电机的控制应用。

针对超声电机小型化集成化的驱动需求, 以南京航大超控公司研制的 PUM60 电机为研究对象, 笔者提出了一种基于 H 桥结构的多参数在线可调的小型驱动器设计方案。首先, 根据电机应用需求建立总体方案, 从控制信号流程和驱动采集电路设计两方面详细阐明设计过程; 其次, 根据电压波形的质量对不同拓扑结构的电路进行对比分析; 最后, 进行电机的典型性能测试。

## 1 驱动器总体设计

### 1.1 总体方案

针对超声电机的应用特点, 笔者设计的一种小型化驱动器的主要功能定位涵盖驱动信号三参数控制、电机输入端电压电流采集、定子界面温度采集、孤极电压采集和编码器信号采集。

驱动器的总体框架结构从总体上看, 分控制板和驱动板两部分。控制板以国产 SOC 芯片 CME-M7 为核心, 集成串行通信协议 CAN 扩展接口, 串行通信接口, 增量编码器接口以及数字 IO, 能够将驱动板上各传感器采集到的信号反馈至 FPGA 进行解算并发送新的指令。驱动板以功率放大电路和检测电路为

\* 国家重点基础研究发展计划 (“九七三”计划) 资助项目 (2015CB057503)

收稿日期: 2019-05-23; 修回日期: 2019-07-17

主,能够生成相应的功率信号。具体实施方式如图1所示:上位机指令通过总线接口传输到FPGA主控单元,控制FPGA主控单元输出两相幅度、载波频率、相位差可调的脉冲宽度调制(pulse width modulation,简称PWM)信号,经功率放大电路和匹配电路转化为两相正弦信号驱动超声电机运转;与此同时,编码器解析模块获取电机角位置信息,电压电流采集

集模块检测超声电机输入端电压电流,界面温度采集模块敏感定子摩擦界面在电机运行过程中的温度变化,孤极电压采集模块通过定子上孤极电压的变化检测定子振动信号。上述信号均反馈至FPGA后经总线接口输出至上位机,从而实现超声电机的性能实时监测,进一步可集成多参数控制算法于FPGA主控单元上用于对电机的精密伺服控制。

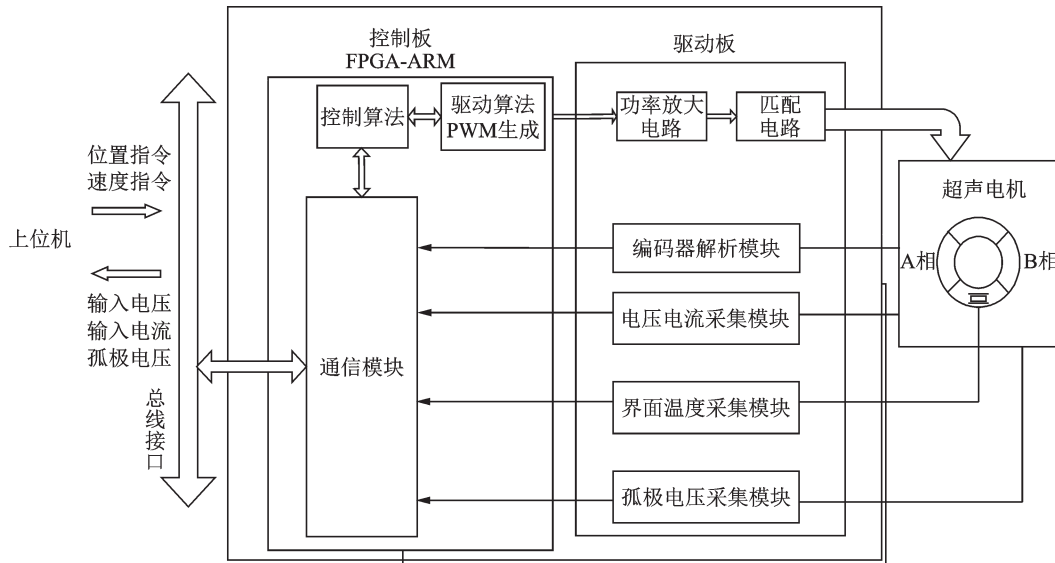


图1 驱控电路结构

Fig.1 The structure of drive control integrated circuit

## 1.2 控制信号流程

图1中的总体方案涉及多种通信和控制信号,为了保证传输的时序和准确性,需要对其控制流程进行设计。如图2所示,上位机通过CANopen协议发送驱动信号频率、幅值、相位差、数据更新标志位及脉冲数等信号,然后ARM芯片通过CAN接口接收到指令信号后,将指令信号转化为PWM发生模块的触发指令,进而将指令数据放入EMB中,EMB为ARM与FPGA之间交换数据的中介寄存器,FPGA从EMB中获取指令信号,根据指令信号对应地更新驱动参数等信息。

在PWM发生模块输出的四路脉冲信号中,A,B相相位相反,同时考虑到同桥臂MOS管同开时将引

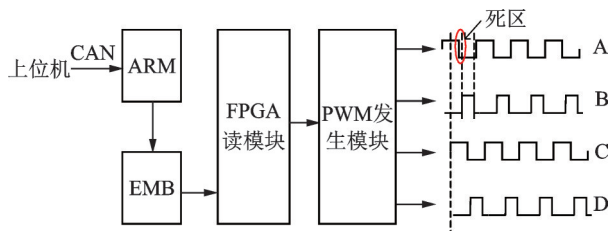


图2 控制信号流程

Fig.2 Control signal flow

起较大的电流及热损耗,因此人为设计一定的死区以解决MOS管开关瞬间导通带来的问题,通过上层的有效控制,这4路信号的相位关系可实时调整。

超声电机的运动方式可以分为连续运动和脉冲步进运动2大类,所设计的程序框架应兼顾2种模式,具体流程如图3所示。指令信号通过控制每一个脉冲周期内高低电平的时间分配来调控相应信号的频率、幅值及相位差。当运动模式为连续时,每个脉冲周期结束后会判断是否有模式转换以及数据更新,若有数据更新,则将更新的数据作为下一个脉冲周期的指令信号。当切换为微步进运动模式时,每一个脉冲周期结束后会判断驱动信号频率、幅值及相位差是否更新,如果有数据更新,则将更新的数据作为下一个脉冲周期的指令信号。值得注意的是,当发送的脉冲数等于指令信号的脉冲数时,4路输出信号全部改为低信号,并且一直判断是否有模式转换或者脉冲数更新,若有更新则根据指令产生相应的驱动信号。

## 2 驱动采集电路设计

根据应用需求,PUM60电机所需的驱动信号应满足如下指标:电压幅值为150~250V,频率为38~46kHz,两相相位差介于 $\pm 90^\circ$ 之间。遵循上述

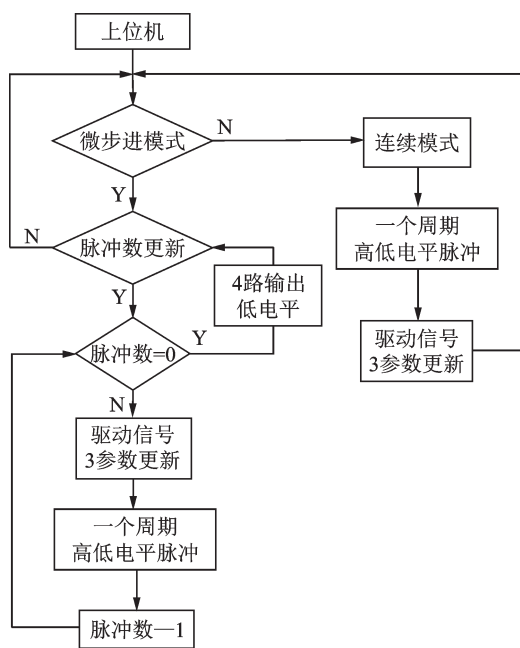


图 3 4路PWM信号产生流程

Fig.3 Four-phase PWM signal generation process

的设计指标,将驱动采集电路分为功率放大电路和信号检测电路两部分进行设计。

### 2.1 功率电路

驱动电路的拓扑结构为“控制板+H桥电路+变压器+匹配电路”的形式。由于线性放大电路体积较大,推挽输出电压波形失真度较高,因此采用如图 4 所示的主体驱动电路,主要由 MOS 管 SWD6N60D 组成的 H 桥以及变压器构成。其中: HINA, LINA 分别为输入栅极驱动器的高低电平信号; H<sub>01</sub>, H<sub>02</sub> 为栅极驱动器输出的高电平信号; L<sub>01</sub>, L<sub>02</sub> 为栅极驱动器输出的低电平信号; Q<sub>1</sub>, Q<sub>2</sub>, Q<sub>3</sub>, Q<sub>4</sub> 均为 MOS 管 SWD6N60D; U<sub>1</sub> 为栅极驱动器; T<sub>1</sub> 为变压器; L 为匹配电感。为了保证超声电机的每相信号均独立可调,两路独立的信号共采用 8 个 MOS 管,每个 MOS 管可以独立开关。为降低电路板高度,选用型号为 EPC13 的小变压器,其原副边线圈匝数比为 15:240。基于超声电机容性负载的特点,为了降低电路的无功损耗,采取并联电感的方式构

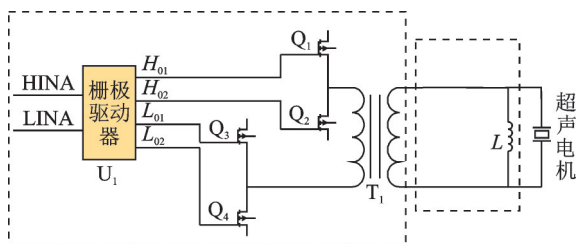


图 4 功率电路结构

Fig.4 The structure of power circuit

成匹配电路。

### 2.2 电压电流检测电路

超声电机输入端的电压电流和电机驱动信号的频率相同,电流传感器串联于超声电机输入电路中,电压互感芯片与超声电机两端并联,因此所设计的集成的电压电流检测模块应该兼顾精度和带宽。传感器芯片输出的电压经过加减法电路后输入至 LTC6992 压控振荡器转化为数字信号,进而传输给 FPGA 进行解析。LTC6992 输入电压范围为 0~1 V,输出对应 0~100% 占空比的 PWM 信号。

根据超声电机两端实际电流范围进行电流检测芯片选型,选用 ACS70331EESATR-2P5B3 芯片,检测电流与输出电压之间的关系表 1 所示。

表 1 电流检测电路

Tab.1 The detection circuit of current

ACS70331		LTC6992	
输入电流/ A	输出电压/ V	实际输入 电压/V	输出 PWM 占空比范围/%
±0.4	1.5±0.16	0.34~0.66	34~66

流经超声电机的峰值电流约为 ±0.4 A,经过 ACS70331 电流采集芯片后输出 1.5±0.16 V 正弦电压信号,经过减法电路转化为 0.5±0.16 V 后输入至 LTC6992 压控振荡器转化为数字信号。

电流输入输出公式为

$$I_{PWM} = (0.5 + 0.4I_m) \times 100\% \quad (1)$$

根据超声电机实际驱动电压范围,选用 TI 公司的 AMC1311 芯片,该芯片具有极低的增益误差和漂移。超声电机两端峰值电压约为 ±300 V,经过电阻分压后转化为 ±0.5 V 输入至 AMC1311 电压采集芯片,AMC1311 芯片输入输出增益为 1 V,输出 ±0.5 V 电压,经过加法电路转化为 0~1 V 后输入至 LTC6992 压控振荡器转化为数字信号。

得到输入电压与输出电压之间的关系如表 2 所示。

电压输入输出公式为

$$U_{PWM} = \left(0.5 + \frac{U_m}{600}\right) \times 100\% \quad (2)$$

表 2 电压检测电路

Tab.2 The detection circuit of voltage

电压 检测 电路	AMC1311		LTC6992	
	输入 电压/V	输出 电压/V	实际输入 电压/V	输出 PWM 占 空比范围/%
分压 电路	±0.5 (±300)	±0.5	加法 电路	0~1 0~100

AMC1311输出端接OPA2170运算放大器组成的减法电路,将AMC1311输出的差分信号做减法,得到输入输出增益为1V的电压检测信号。

### 2.3 温度采集电路

温度调理电路将嵌入电机内部定子齿侧面的薄膜温度传感器阻值变化通过惠斯通电桥转换为电压变化,得到超声电机运行过程中定转子摩擦界面的实时温度,为了保证微型化嵌入且不影响电机自身的模态,采用MCBM薄膜温度传感器,经过测量,其阻值随温度变化如图5所示。

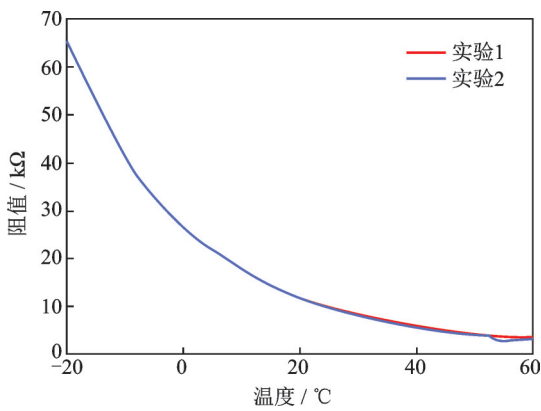


图5 热敏电阻特性

Fig.5 Thermistor characteristics

由图5可知,经过实验1和实验2,热敏电阻阻值变化均为4~60 kΩ,性能稳定。根据应用需求,超声电机工作的环境温度在-10~60℃,即热敏电阻阻值在4~40 kΩ变化时,输出电压在0~1V内,以满足压控振荡器的输入电压范围。采用惠斯通电桥来测量热敏电阻阻值变化,电路结构如图6所示,其中P+5V表示接功率电压5V,Temp为热敏电阻两端的电压经过线性增益放大器后输出的可以反映温度情况的电压信号。根据节点电流法计算输出电压ΔU与热敏电阻R之间的关系,可得

$$R = \frac{100 - 90\Delta U}{2.50 + 4.25\Delta U} \quad (3)$$

经过电阻配比,使得热敏电阻阻值在4~40 kΩ变化时,输出电压为0~0.84V,能够满足超声电机温度测试要求。通过LTC6992压控PWM及光耦隔离器TLP2301将薄膜温度传感器测得的电压信号传输至FPGA进行解算。

此外还包括孤极电压反馈模块和编码器解析模块,电压电流检测模块、温度反馈、孤极电压反馈得到的信号经过压控振荡器LTC6992转化为数字信号传输至FPGA进行解算、反馈。

经过上述设计与计算,所制作的驱动器外形与

尺寸如图7所示,有效实现了小型化和集成化。

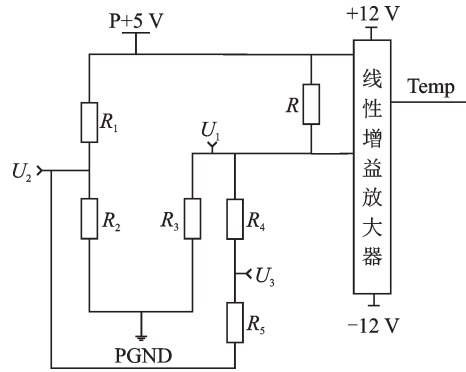


图6 温度传感器信号调理电路

Fig.6 Temperature sensor signal conditioning circuit

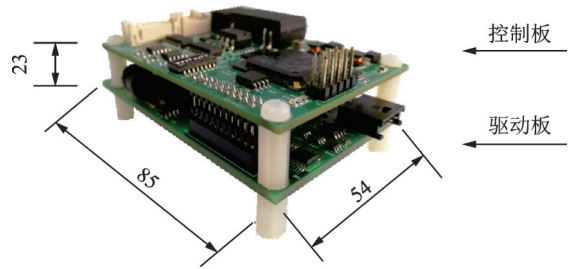


图7 总线式驱动器实物图(单位:mm)

Fig.7 Physical picture of the bus driver (unit:mm)

## 3 典型性能测试

为了评估驱动器的性能,进行了以下3项实验,首先,考察电压幅值、频率、相位差3参数调整的灵活性与准确性;其次,分析驱动信号的畸变程度,以说明驱动器采用的电路拓扑结构相比较优;最后,对电机典型性能进行分析,以验证驱动器设计的有效性。

### 3.1 3参数在线调整测试

电压幅值、频率、相位差3参数调整的灵活性与准确性有利于电机性能的快速检验,通过CAN发送3参数指令,CAN通信的指令发送至ARM中后,ARM程序将指令信号转化为相应的时钟周期数发送至FPGA,FPGA根据高低电平的时钟周期数产生相应的PWM信号,其中时钟周期数与3参数的对应关系为

$$N_1 = 1/(fT) \quad (4)$$

$$N_2 = N_1 A \quad (5)$$

$$N_3 = N_1 p/360 \quad (6)$$

其中: $N_1$ 为一个驱动信号周期所需的时钟周期数; $f$ 为超声电机驱动信号频率,根据应用需求频率设计分辨率为0.1kHz; $T$ 为一个时钟周期的时间,控制板采用100M的时钟频率,所以 $T$ 为10ns; $N_2$ 为占

空比对应的时钟周期数;A为占空比,取值0~1,设计分辨率为0.01,对应2.4V;N<sub>3</sub>为相位差对应的时钟周期数;p为相位差度数,取值范围为0~360°,设计分辨率为1°。

通过CAN发送指令信号,由示波器观察控制板实际信号输出,可以得到表3所示的数据,通过在线修改频率、幅值、相位等指令验证了上位机能够在线调整两路PWM信号的参数。

表3 在线调参实验数据

**Tab.3 Adjust experimental data of parameters online**

参数	频率/kHz	幅值	相位差/(°)	正反转	数据更新
CAN发送指令	2B01	A901	5A00	0100	0100
理论信号	44.00	50% 占空比	90	DIR=1 (正转)	X=1
实际信号	43.86	50% 占空比	90	DIR=1 (正转)	X=1

经过控制板自身输出信号测试,证明了CAN通信、ARM采集CAN通信指令以及转化为FPGA所需的时间周期数程序、FPGA产生相应频率、幅值、相位差的PWM信号均能满足要求。

### 3.2 驱动信号失真度

由于驱动信号的波形质量对电机定子振动有直接影响,旋转型行波超声电机需要两相“纯”的驻波来合成“纯”的行波,因此两相信号的波形将影响到机械振动的能量能否高效率地转化为电机的转速与扭矩。线性放大电路虽然拥有无高次谐波的优势,但由于功耗高、体积大,因此文中主要分析了推挽与H桥拓扑结构下变压器端以及电机端电压的波形质量,主要依据失真度指标进行分析。

#### 3.2.1 变压器端波形分析

首先分析了推挽电路与H桥电路经过变压器输出后的波形,在42.5kHz,200V,90°相位差的驱动信号下,将变压器输出端的信号进行FFT频谱分析,通过谐波含量占基波含量的百分比来分析变压器端电压的波形失真。由表4及图8所示的数据分析可知,推挽电路变压器输出端信号谐波分量较大。

总谐波失真(total harmonic distortion,简称THD)计算

$$THD_1 = \sqrt{\frac{H_1^2 + H_2^2 + H_3^2}{H_0^2}} = \sqrt{\frac{67.87^2 + 30.99^2 + 23.05^2}{205.5^2}} = 0.380 \quad (7)$$

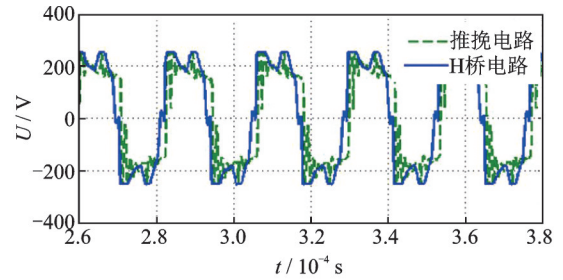
$$THD_2 = \sqrt{\frac{h_1^2 + h_2^2 + h_3^2}{H_0^2}} = \sqrt{\frac{90.04^2 + 12.78^2 + 11.69^2}{243.1^2}} = 0.377 \quad (8)$$

其中:THD<sub>1</sub>为推挽电路电机端电压波形失真度;THD<sub>2</sub>为H桥电路电机端电压波形失真度;H<sub>0</sub>表示基波的幅值;H<sub>1</sub>,H<sub>2</sub>,H<sub>3</sub>分别为推挽电路变压器输出端信号高次谐波的幅值;h<sub>1</sub>,h<sub>2</sub>,h<sub>3</sub>分别为H桥电路变压器输出端信号高次谐波的幅值。

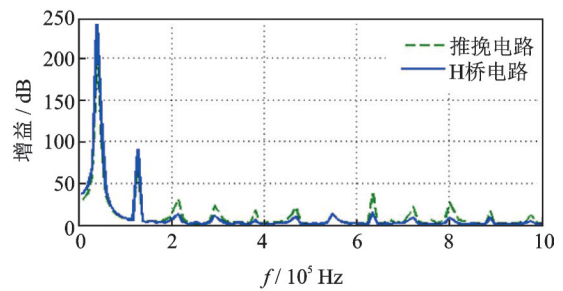
经过比较可知,推挽电路与H桥电路变压器输出端信号波形失真度接近,H桥电路相对较好。

表4 推挽电路与H桥电路变压器输出端电压谐波分量分析  
Tab.4 Voltage harmonic component analysis table of push-pull circuit and H-bridge circuit transformer output

电路	推挽电路		H桥电路	
	频率/kHz	幅值/dB	频率/kHz	幅值/dB
基波	39.06	205.50	39.06	243.10
高次谐波	127.0	67.87	127.0	90.04
	214.8	30.99	214.8	12.78
	293.0	23.05	293.0	11.69



(a) 时域波形  
(a) Time domain wave diagram



(b) 频谱图  
(b) Spectrum diagram

图8 推挽电路与H桥电路变压器输出端信号分析

Fig.8 Signal analysis of push-pull circuit and H-bridge circuit transformer output

#### 3.2.2 电机端波形分析

为了降低功耗,改善波形,推挽电路以及H桥电路变压器后端采用并联电感匹配的方法驱动超声电机<sup>[11-12]</sup>。

由于功率开关管在导通时会有较大电流流过,并含有高次谐波,高频变压器绕组漏感也会引起电流突变,因此通过对比分析电机端信号的谐波分量及失真度来对比两种驱动方式。

以PUM60电机为研究对象,分别通过推挽电路以及H桥电路进行驱动,分析超声电机两端的电压信号,结果如表5,图9所示,由频谱分析可知,H桥电路谐波分量较小,推挽电路谐波分量较大。

表5 电机端电压谐波分量分析表

Tab.5 Motor terminal voltage harmonic component analysis table

电路	推挽电路		H桥电路	
	频率/kHz	幅值/dB	频率/kHz	幅值/dB
基波	39.06	166.90	43.95	185.50
高次谐波	127	14.78	122.10	7.32
	205.100	6.202	210	6.436
失真度/%	9.60		5.25	

### 3.3 电机性能测试

#### 3.3.1 驱动参数对转速的影响

利用驱动器进行电机典型性能测试,分析三参数对电机转速的影响并进行重复性实验,结果如图10所示。可以看出,电机的谐振频率点约为41 kHz,靠近谐振频率点时电机阻抗最小,电机速度最大,调频对电机转速呈现非线性影响;当其他参数不

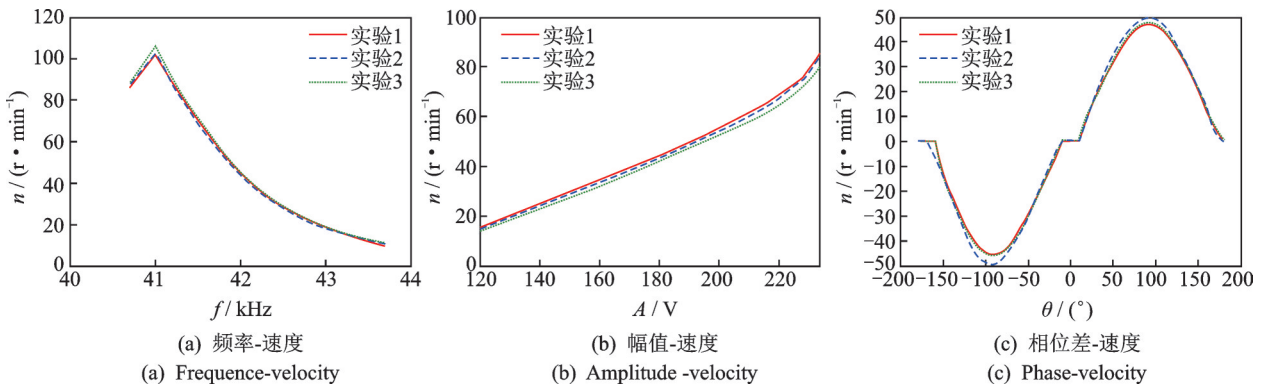
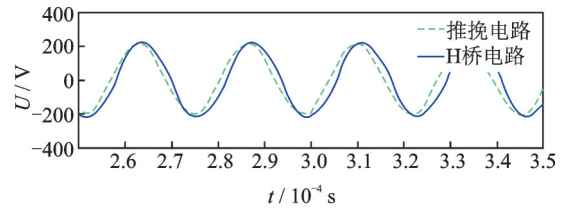


图10 驱动信号对电机速度的影响

Fig.10 Effect of drive signal on motor speed

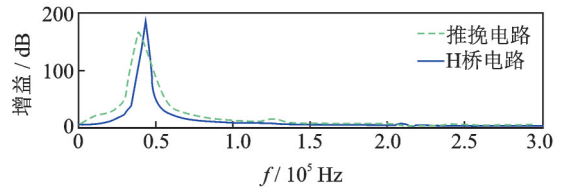
#### 3.3.3 微步进测试

超声电机断电后,自锁扭矩大于运转时最大输出力,转子会迅速停滞在当前位置,有利于高精度定位控制。驱动器能够精准控制脉冲发送指令,驱动电机完成步进运动,如图12所示,在46 kHz,200 V,90°的驱动参数下进行了脉冲激励的步进测试,通过CAN通信传送脉冲指令,FPGA产生相应参数下的脉冲电平,驱动电机步进并选用23位绝对式编码器



(a) 时域波形

(a) Time domain wave diagram



(b) 频谱图

(b) Spectrum diagram

图9 超声电机端电压分析

Fig.9 Analysis of voltage across the ultrasonic motor

变时,电压幅值在一定范围内对转速的影响呈线性,但是调速范围小;两相信号相位差调速范围较宽,并且呈现严格的对称性,但是在相位差小于±15°时存在死区,不能低速启动。

#### 3.3.2 转矩速度特性测试

为了检测驱动器驱动电机时的带载能力,以校准后的力矩电机作为可变负载,测试PUM60电机最大输出转矩。由图11可知,电机在220 V,43 kHz,相位差90°的两相驱动信号激励下,最大输出转矩约为0.7 N·m。

测试其步进角度,结果显示脉冲数与步进量(Pos)并没有呈现严格的线性关系,这是由于开环步进时,界面摩擦特性随着齿面磨损以及发热等原因而不断变化,导致电机启停特性不稳定,从而导致了电机在进行微步进时,步进量与脉冲数没有严格线性关系。

由于参数调控的灵活性,上述实验得以高效完成,并且所得的数据与电机的性能参数基本一致,充分验证了驱动器设计的有效性。

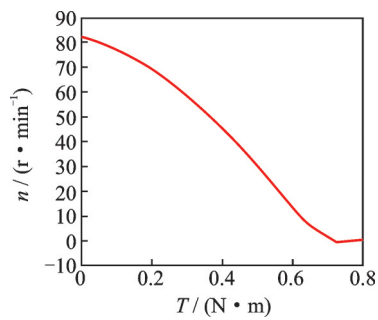


图11 超声电机输出转矩测试

Fig.11 Output torque test of ultrasonic motor

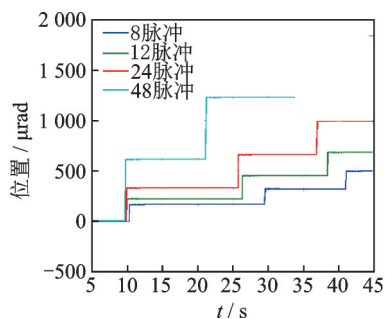


图12 微步进测试

Fig.12 Microstepping test

## 4 结束语

针对目前超声电机传统驱动器只能单一调参且检测功能单一的问题,笔者设计了基于FPGA-ARM的小型化总线式多参数驱动器。所设计的驱动器能够实现以下功能:①能够实现在线调整频率、幅值、相位差、电机连续运转模式与步进模式的切换;②集成了定转子界面温度采集、孤极电压采集、电压电流检测、编码器数据解析等功能,电路可以利用反馈信号实时检测超声电机运转过程各部分的工作状态,并通过对驱动信号频率、幅值、相位差的调整来控制电机的动态行为;③采用总线式接口实现了多台超声电机同步驱动控制;④通过对比分析推挽电路、H桥电路驱动超声电机时的波形失真度,以H桥作为电路拓扑结构时,电机端波形失真度为5.25%,更利于超声电机的驱动与速度稳定。

笔者设计的驱动器立足超声电机的参数性能映射关系分析的需求,有助于进一步深化对超声电机运行过程中机械参数、电学状态量的变化过程的认识,进一步掌握电机运行的内在机理,为实现多参数融合控制奠定了基础。

## 参 考 文 献

[1] 刘国嵩,杨志刚,曾平,等.新型压电步进式二维精密驱动器[J].光学精密工程,2006,14(4):602-606.  
LIU Guosong, YANG Zhigang, ZENG Ping, et al.

New piezoelectric stepping two-dimensional precision driver[J]. Optics and Precision Engineering, 2006, 14(4): 602-606. (in Chinese)

- [2] 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. Research on LLCC resonant circuit of ultrasonic motor[J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(24): 105-109. (in Chinese)
- [3] 赵淳生.超声电机技术与应用[M].北京:科学出版社,2007:426-463.
- [4] 史敬灼.超声波电机运动控制理论与技术[M].北京:科学出版社,2011:337-340.
- [5] 董砚,李国庆,荆锴,等. TRUM相移PWM信号控制器的研究与设计[J].河北工业大学学报,2015,44(6):5-9.  
DONG Yan, LI Guoqing, JING Kai, et al. Research and design of TRUM phase shift PWM signal controller [J]. Journal of Hebei University of Technology, 2015, 44(6): 5-9. (in Chinese)
- [6] 谭冠龙.基于DDS的超声电机驱动电源的研制[D].成都:电子科技大学,2011.
- [7] LIN F J, DUAN R Y, YU J C. A current-source parallel-resonant inverter for ultrasonic motor [C] // IEEE Power Electronics Specialists Conference. Fukuoka, Japan: IEEE, 1998.
- [8] 赵首帅.超声电机驱动控制技术研究[D].哈尔滨:哈尔滨工业大学,2014.
- [9] 张帆.行波型超声电机稳定性及其控制策略研究[D].重庆:重庆大学,2013.
- [10] 张军,时运来,冯森,等.直线超声电机驱动信号分析及其微步距输出特性研究[J].中国电机工程学报,2017,37(10):2994-2996.  
ZHANG Jun, SHI Yunlai, FENG Sen, et al. Analysis of driving signal of linear ultrasonic motor and its micro-step output characteristics [J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(10): 2994-2996. (in Chinese)
- [11] 赵淳生.面向21世纪的超声电机技术[J].中国工程科学,2002,4(2):86-91.  
ZHAO Chunsheng. Ultrasonic motor technology for the 21st century [J]. China Engineering Science, 2002, 4(2): 86-91. (in Chinese)
- [12] 牛子杰,闫锋欣,孙志峻,等.基于并联谐振匹配的超声电机阻抗特性[J].振动、测试与诊断,2018,38(1):74-76.  
NIU Zijie, YAN Fengxin, SUN Zhijun, et al. Impedance characteristics of ultrasonic motor based on parallel resonant matching [J]. Journal of Vibration, Measurement & Diagnosis, 2018, 38(1): 74-76. (in Chinese)



第一作者简介:焦西凯,男,1995年10月生,硕士。主要研究方向为超声电机精密伺服控制。  
E-mail:jiaoxikai13@126.com

通信作者简介:陈宁,男,1990年11月生,博士、助理研究员。主要研究方向为精密驱动传动部件的动力学分析及测控系统。  
E-mail:chenning007xin@126.com