

# 中功率数字超声波电源研究与设计

李 森

(中国兵器装备集团自动化研究所有限公司, 四川 绵阳 621000)

**摘 要:** 根据实际的需求设计了一款额定功率为 2 000 W 的数字超声波电源。采用 STM32F767 作为该智能数字超声波电源的主控制器, 完成整个电源的控制与处理。根据换能器的特性设计了一种 LC 串联型匹配电路, 实现换能器的谐振匹配; 根据阻抗匹配的要求设计了高频变压器, 实现逆变器输出阻抗的匹配。为了解决在频率跟踪过程中, 跟踪方向自动调节的难题, 设计了一种方向自适应变步长频率跟踪算法, 实现频率跟踪方向的自动调节; 采用“开环+闭环”的复合功率控制算法对输出功率进行有效的调节。实际测试结果表明该智能数字超声波电源达到设计要求, 且性能稳定。

**关键词:** 超声波电源; LC 谐振匹配; 频率跟踪; 复合功率调节

中图分类号: TP273 文献标志码: A 文章编号: 1673-159X(2023)01-0106-09

doi:10.12198/j.issn.1673-159X.4410

## Research and Design of Medium Power Digital Ultrasonic Power Supply

LI Sen

(China Ordnance Equipment Group Automation Research Institute Co., Ltd., Mianyang 621000 China)

**Abstract:** According to the actual needs, a digital ultrasonic power supply with a rated power of 2000 W was designed. STM32F767 was used as the main controller of the intelligent digital ultrasonic power supply to complete the control and processing of the entire power supply. According to the characteristics of the transducer, an LC series matching circuit was designed to realize the resonance matching of the transducer. According to the requirement of impedance matching, a high-frequency transformer was designed to realize the matching of the output impedance of the inverter. In order to solve the problem of automatic adjustment of the tracking direction in the process of frequency tracking, a direction adaptive variable-step frequency tracking algorithm was designed to realize the automatic adjustment of the frequency tracking direction. The composite power control algorithm of "open-loop + closed-loop" was utilized to effectively regulate the output power. Finally, the actual test results show that the intelligent digital ultrasonic power supply can meet the design requirements and has stable performance.

**Keywords:** ultrasonic power supply; LC resonance matching; frequency tracking; combined power regulation

收稿日期: 2022-03-13

作者简介: 李森(1993—), 男, 工程师, 硕士, 主要研究方向为数字集成电路与军用特种电子。

ORCID: 0000-0001-5446-7878 E-mail: 1694335941@qq.com

引用格式: 李森. 中功率数字超声波电源研究与设计[J]. 西华大学学报(自然科学版), 2023, 42(1): 106-114.

LI Sen. Research and Design of Medium Power Digital Ultrasonic Power Supply[J]. Journal of Xihua University(Natural Science Edition), 2023, 42(1): 106-114.

随着超声波换能器制造技术的成熟及功率超声控制技术的不断发展,功率超声波技术广泛应用于塑料、金属制品焊接领域。超声波塑料焊接技术由于其高效、安全、清洁的特点得到了极大的应用。超声波换能器负责将电能转化为机械能。超声波换能器在工作过程中由于老化、发热和负载突变等,会导致谐振频率发生变化,使换能器工作在失谐的状态下,导致输出功率不稳,焊接质量无法得到均一稳定的保证。目前大部分超声波电源存在的问题如下:1)无频率跟踪功能,当扫频结束后,按照一个固定的频率对换能器进行驱动;2)频率跟踪方向无法自适应调节;3)上电扫频时间较长。基于以上问题国内有许多高校与学者对此进行了研究<sup>[1-8]</sup>。原艺博<sup>[1]</sup>对频率跟踪过程中的锁相电路进行了设计,但并未对频率跟踪策略进行研究。陈洪欢等<sup>[3]</sup>对频率跟踪算法进行了研究,当相位差超出正常范围时,对输出频率进行连续 3 次调整,如果不能调整到正常值,就用当前值减去一个固定值。这种方法的缺陷是:有一定经验性,并不能从理论上解决跟踪方向的调节问题。刘平峰<sup>[5]</sup>、苏文虎等<sup>[8]</sup>,利用 FPGA 根据电压电流的超前滞后关系,单纯地对频率进行调节,并未考虑工作频率突变到并联谐振频率之上,系统呈现容性后,原有频率跟踪算法失效的问题。因此研究具有快速扫

频、自适应频率跟踪功能的超声波电源具有极其重要的价值。本文主要围绕超声波塑料焊接电源在频率跟踪方向的自适应调节、功率调节平顺、断电快速放电以及便捷的人机接口等问题进行了系统研究,研制出额定功率 2 kW 的超声波电源样机。

## 1 系统总体设计

### 1.1 系统设计指标

根据实际需求,该超声波电源的设计指标如下:

- 1)输入电压为交流 220 V(50 Hz);
- 2)最大输出功率为 2 kW;
- 3)功率调节范围为 1%~100%,连续可调;
- 4)扫频范围为 19~21 kHz;
- 5)具有自动频率跟踪功能,频率调节精度 1 Hz。

### 1.2 系统总体设计方案

数字超声波电源的功能是将工频 220 V(50 Hz)交流电转换为高频交流电。超声波换能器在高频交流电的驱动下产生高频振动,并将机械能传递给焊接模具,完成对金属、塑料制品的焊接工作。整个超声波电源的系统结构框图如图 1 所示,主要由整流电路、滤波电路、全桥逆变电路、高频变压器、匹配网络、电压采样、电流采样、有效值采集、相位采集、PWM、过温检测、驱动电路、ADC、RS485、STM32F767、人机界面系统、超声波换能器等组成。

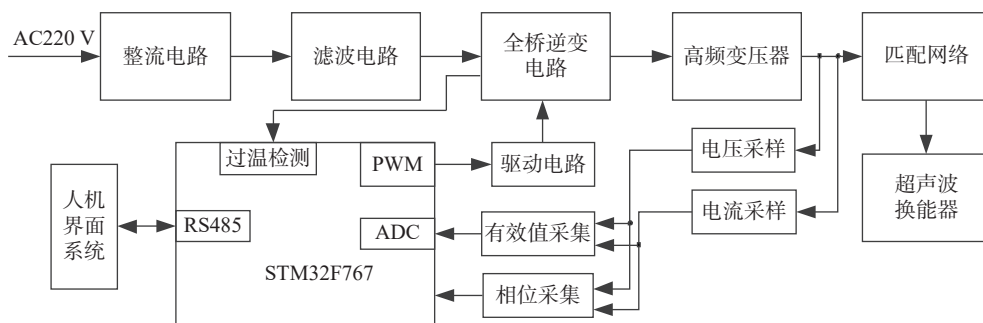


图 1 超声波电源系统整体框图

Fig. 1 Overall block diagram of ultrasonic power supply system

## 2 系统主要硬件设计

### 2.1 匹配网络设计

超声波换能器的实际模型比较复杂,在实际应用分析中一般采用 Mason 等效模型对超声波换能器进行分析,其等效模型的电路图如图 2 所示<sup>[1]</sup>,其  $R_1$ 、 $L_1$ 、 $C_1$  分别为动态电阻、动态电感、动态电

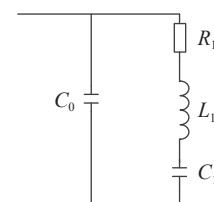


图 2 换能器等效模型

Fig. 2 Equivalent model of transducer

容,  $C_0$  为静态电容<sup>[2]</sup>。当串联 RLC 支路发生谐振时对应的谐振频率  $F_s$  称为串联谐振频率, 在这个频率下换能器的阻抗最小, 换能器在正常工作时应该工作于串联谐振频率  $F_s$  处。

换能器工作于串联谐振频率  $F_s$  时, 整个器件对外呈阻容性, 如果将换能器直接连接到逆变器输出端的高频变压器的副边, 将会产生很多无功损耗, 使换能器的输出功率低并且发热严重, 缩短换能器的寿命。为了使逆变器的输出功率更多地消耗在换能器上, 需要在换能器与高频变压器的副边之间添加一个调谐匹配网络, 使整个网络呈纯阻性<sup>[3]</sup>。为此设计了串联 LC 匹配电路, 整个电路的结构如图 3 所示,  $L_2$ 、 $C_2$  与换能器匹配形成新的等效换能器, 减小换能器参数波动带来的影响。

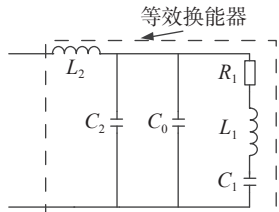


图 3 LC 串联型匹配网络  
Fig. 3 LC series matching network

当换能器工作于串联谐振频率  $F_s$  时, LC 串联型匹配网络等效如图 4 所示。

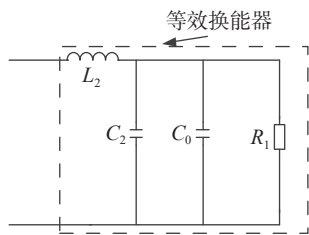


图 4 LC 匹配谐振等效电路  
Fig. 4 LC matched resonant equivalent circuit

由图 4 可知,  $C_2$ 、 $C_0$ 、 $R_1$  构成并联支路的等效阻抗  $Z_1$  为

$$Z_1 = \frac{R_1}{1 + \omega_s^2(C_0 + C_2)^2 R_1^2} - j \cdot \frac{\omega_s(C_0 + C_2) R_1^2}{1 + \omega_s^2(C_0 + C_2)^2 R_1^2} \quad (1)$$

由式 (1) 可知, 并联电容  $C_2$  有两大作用: 1) 减小了整个  $C_2$ 、 $C_0$ 、 $R_1$  并联支路的等效电阻  $\frac{R_1}{1 + \omega_s^2(C_0 + C_2)^2 R_1^2}$ , 且  $C_2$  越大整个并联支路的等效电阻越小, 提高了电源的输出功率; 2) 降低了静态电容  $C_0$  的变化对匹配网络的影响, 并联电容

$C_2$  一般取为  $C_0$  的 2~3 倍。将匹配电感  $L_2$  与  $C_2$ 、 $C_0$ 、 $R_1$  并联支路进行匹配后看作新的等效换能器, 由式 (1) 可得

$$L_2 = \frac{(C_0 + C_2) R_1^2}{1 + \omega_s^2(C_0 + C_2)^2 R_1^2} \quad (2)$$

将  $\omega_s = 1/\sqrt{L_1 C_1}$ 、 $C_2 = 3C_0$ , 代入式 (2) 得

$$L_2 = \frac{4C_0 L_1 C_1 R_1^2}{L_1 C_1 + 16C_0^2 R_1^2} \quad (3)$$

## 2.2 高频变压器设计

高频变压器是指工作频率在 10 kHz 以上的电源变压器, 常用于高频开关电源。高频变压器具有电气隔离、储能、变压、变流以及阻抗匹配的功能<sup>[4]</sup>, 通过阻抗匹配可以使电源的输出功率达到最大。高频变压器的设计流程如图 5 所示。

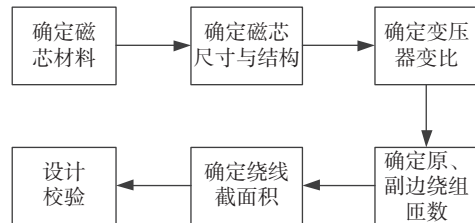


图 5 高频变压器设计流程  
Fig. 5 High frequency transformer design process

### 2.2.1 确定磁芯材料

高频变压器与工频变压器所用的磁芯有所不同。高频变压器要求磁芯材料具有高电阻率、高导磁率、高饱和磁感应强度以及居里温度等。材料的电阻率越高, 工作时产生的涡流损耗就越小; 较高的导磁率, 可以提升变压器的效率、降低激磁功率、减少铜损; 高饱和磁感应强度, 能够减小变压器的体积, 节约空间。高频变压器磁芯常用的材料有锰锌铁氧体、纳米晶铁芯、坡莫合金等<sup>[5]</sup>。根据电阻率、应用频率、价格等因素综合考虑, 本设计采用锰锌铁氧体类材料作为高频变压器的磁芯材料, 具体选择的型号为 TDK 公司的 PE22 锰锌铁氧体作为变压器的磁芯, 其部分参数如表 1 所示。

表 1 PE22 磁芯部分参数(25 °C)  
Tab. 1 PE22 Core partial parameters (25 °C)

磁芯材料	居里温度 $T_c/^\circ\text{C}$	饱和磁通密度 $B_s/\text{mT}(23^\circ\text{C})$	剩余磁通密度 $B_r/\text{mT}(23^\circ\text{C})$	矫顽力 $H_c/\text{Am}^{-1}(23^\circ\text{C})$	磁芯损耗 $P_{cv}/\text{kW}\cdot\text{m}^{-3}(25\text{ kHz})$
PE22	>200	510	140	16	79

### 2.2.2 确定磁芯尺寸与结构

高频变压器磁芯尺寸的确定方法有2种,一种是面积乘法(AP法),另一种是几何参数法(KG法)。AP法的计算过程为,首先求出AP值,即: $A_e$ (磁芯有效截面积)与 $A_w$ (磁芯窗口面积)的乘积;再根据AP值选择磁芯型号。KG法的计算过程为,首先计算磁芯几何参数,再根据几何参数选择磁芯。由于AP法使用方便,且大多磁芯参数都以AP值给出,所以在本设计中选用AP法确定磁芯尺寸,其计算公式为

$$AP = A_w \cdot A_e = \left( \frac{P_T \times 10^4}{K_0 K_f f_s B_w K_j} \right)^{\frac{1}{1+X}} \quad (4)$$

式中: $P_T$ 为变压器计算功率4 222 W; $K_0$ 为窗口面积比例系数,通常为0.2~0.4,此处取0.4; $K_f$ 为波形系数,方波取值为4.0; $f_s$ 为变压器的工作频率,此处为20 kHz; $B_w$ 为磁芯工作磁感应强度,根据所选磁芯材料此处取0.222 T; $K_j$ 为电流密度系数,此处取395 A/cm<sup>2</sup>;X为磁芯结构常数,查表可得X=-0.13。将以上数据代入式(4)可得:AP=22.56 cm<sup>4</sup>,查找TDK公司锰锌铁氧体磁芯手册,选择型号为PE22 EE90×56×16的锰锌铁氧体。

### 2.2.3 确定变压器变比

设变压器原边等效阻抗为 $Z_0$ ,原边等效阻抗的功率为 $P_0$ ,变压器的传输效率 $\eta_e=90\%$ 。由上文可知,超声波电源的输出功率 $P_{out}=2\ 000$  W,原边方波电压的幅值为 $U_0=311$  V。对方波进行傅里叶级数展开,则其基波分量的有效值 $u_{01}$ 为

$$u_{01} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{4U_0}{\pi} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_0 \quad (5)$$

则变压器原边的等效阻抗 $Z_0$ 为

$$Z_0 = \frac{u_{01}^2}{P_0} = \frac{8 \cdot \eta_e \cdot U_0^2}{\pi^2 P_{out}} = 35.28 \ \Omega \quad (6)$$

变压器副边的阻抗就是换能器处于串联谐振频率 $F_s$ 时,由换能器与整个匹配网络形成的等效阻抗,由2.1小节可知

$$Z_1 = \frac{R_1}{1 + \omega_s^2 (C_0 + C_2)^2 R_1^2} = 24.79 \ \Omega \quad (7)$$

设高频变压器原边线圈的匝数为 $n_1$ ,副边线圈的匝数为 $n_2$ ,则原边、副边的匝比 $N$ 为

$$N = n_1/n_2 = \sqrt{Z_0/Z_1} = 1.19 \quad (8)$$

### 2.2.4 确定原、副边绕组匝数

高频变压器原边绕组匝数 $n_1$ 的计算公式为:

$$n_1 = \frac{u_{in\_min} \times 10^4}{K_f f_s B_w A_e} \quad (9)$$

其中: $u_{in\_min}$ 为变压器原边输入电压的最小值,在该电路中为304 V; $K_f=4.0$ 、 $f_s=20 \times 10^3$  Hz、 $B_w=0.222$  T;查阅所选型号磁芯的技术手册可知 $A_e=4.19$  cm<sup>2</sup>。代入数值可得: $n_1=40.85$ ,取整数为41匝。

变压器副边绕组的匝数 $n_2$ 可由匝比 $N$ 求出,由式(8)得,副边匝数 $n_2$ 为

$$n_2 = n_1/N = 35 \text{ 匝} \quad (10)$$

### 2.2.5 确定绕组导线截面积

高频变压器工作的频率在20 kHz左右,因此选择导线的线径时,需要考虑导线的集肤效应。导线的线径由穿透深度 $\Delta$ 的大小决定,实际使用时应满足导线的线径小于 $2\Delta$ 。穿透深度的计算公式为

$$\Delta = \sqrt{2/\omega\mu_0\gamma} \quad (11)$$

其中: $\omega$ 为电流的角频率; $\mu_0$ 为铜在真空中的磁导率,其值为 $4\pi \times 10^{-7}$  H/m; $\gamma$ 为铜的电导率,其值为 $5.7 \times 10^7$  S/m。将 $\omega=2\pi f_s$ , $f_s=20$  kHz代入到式(11)可得 $\Delta=0.47$  mm,则选取漆包线的线径应小于0.94 mm。

漆包线的电流密度 $J=3.5$  A/mm<sup>2</sup>,选取直径 $d=0.6$  mm的漆包线,则每一根漆包线允许通过的电流 $I_0$ 为

$$I_0 = J \cdot \pi \cdot \left( \frac{d}{2} \right)^2 = 0.9896 \text{ A} \quad (12)$$

变压器原边绕组导线电流 $I_{n1}$ 为

$$I_{n1} = \frac{P_0}{u_{01}} = \frac{\pi P_{out}}{2\sqrt{2}\eta_e U_0} \quad (13)$$

将 $P_{out}=2\ 000$  W、 $\eta_e=90\%$ 、 $U_0=311$  V代入到式(13),得 $I_{n1}=7.94$  A。

由原、副边电流与变压器匝比 $N$ 的关系可得副边电流 $I_{n2}$ 为

$$I_{n2} = N \cdot I_{n1} = 9.45 \text{ A} \quad (14)$$

则原、副边绕组导线所含漆包线的股数 $m_1$ 、 $m_2$ 为

$$\begin{cases} m_1 = I_{n1}/I_0 = 9 \\ m_2 = I_{n2}/I_0 = 10 \end{cases} \quad (15)$$

### 2.2.6 设计校验

由于在设计变压器时,是先选择磁芯型号,后确定漆包线的线径与股数,因此在设计完后必须对设计进行校验,保证所有绕组导线的截面积之和小于变压器磁芯的窗口面积 $A_w=608\text{ mm}^2$ ,即窗口系数 $\sigma$ 小于1。在该设计中窗口系数表示为

$$\sigma = \frac{\pi \cdot (m_1 n_1 + m_2 n_2) \cdot d^2}{4A_w} = 0.33 \quad (16)$$

由于该设计的窗口系数等于0.33,满足 $\sigma < 1$ 的条件,因此该设计校验正确。

整个主功率电路设计完毕后,其实物图如图6所示。

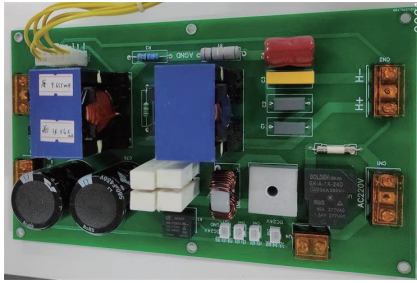


图6 主功率电路  
Fig. 6 Main power circuit

## 3 系统软件设计

系统软件是实现整个系统控制与相应算法的核心,主要包括扫频算法、频率跟踪算法与功率调节算法。

### 3.1 最大电流变步长扫频算法

换能器在长时间工作后,随着温度的升高、负载的变化以及老化现象其谐振频率会发生改变,为了保证在换能器开始工作时处于谐振状态,在每次开机时必须对系统进行扫频。当回路电流最大时,其对应的频率就是串联谐振频率<sup>[6]</sup>;同时当工作频率靠近谐振频率时,其阻抗变化非常剧烈,在相邻工作频率点上,其电流的大小相差很大<sup>[7]</sup>,而在远离谐振频率时其阻抗变化缓慢,相邻频率点上的电流差值较小<sup>[8]</sup>,基于这种特性本文采用一种基于最大电流的变步长扫频算法,在远离谐振频率时采用大步长扫频,在靠近谐振频率时采用小步长扫频,这样可以提高扫频速度。最大电流变步长扫频的算法流程如图7所示。

### 3.2 方向自适应变步长频率跟踪算法

超声波电源在工作的过程中由于工况、负载

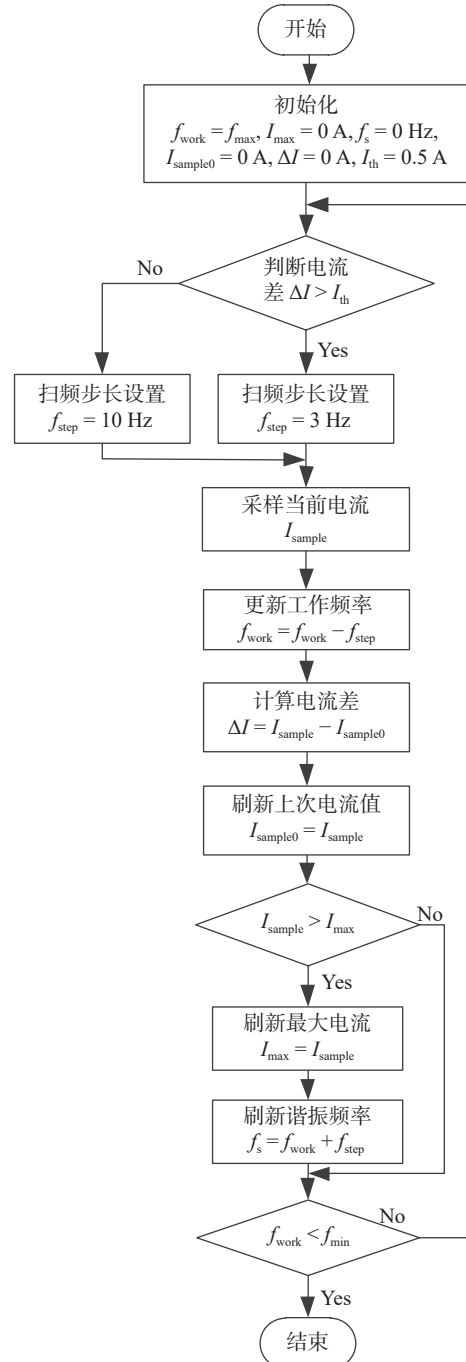


图7 扫频算法程序流程图

Fig. 7 Sweep frequency algorithm program flow chart

以及换能器温度的改变,都将导致换能器的谐振频率发生变化<sup>[1]</sup>,为了保证换能器始终工作在谐振状态下,因此需要在工作的过程中进行谐振频率的跟踪<sup>[9-10]</sup>。换能器的阻抗特性曲线如图8所示。

由图可知当工作频率大于并联谐振频率 $f_p$ 或小于串联谐振频率 $f_s$ 时换能器都呈容性,工作频率在串联谐振频率 $f_s$ 与并联谐振频率 $f_p$ 之间换能器呈感性。在频率跟踪的过程中常根据相位标志位判断频率调节方向,当呈感性时频率减小,呈容性

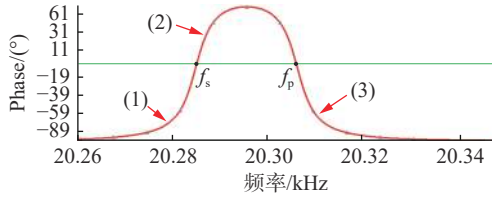


图 8 换能器阻抗特性曲线

Fig. 8 Impedance characteristic curve of transducer

时频率增大;但如果由于工况或负载的改变,使当前的工作频率  $f_{work}$  处于换能器阻抗特性曲线的 (3) 区域,如果此时继续增加频率将使工作频率  $f_{work}$  偏离谐振频率越来越远,如果不能及时改变频率跟踪方向,将永远跟踪不到谐振频率,为此设计了如图 9 所示的方向自适应变步长频率跟踪算法。该算法的特点是:只要换能器进入容性状态后,不论初始状态怎样,只需连续采样两次相位差  $\Delta\phi$ ,即可将频率跟踪的方向调节为正确的方向,实现频率跟踪方向的自适应调节。

### 3.3 复合功率调节算法

超声波电源在工作过程中需要保持输出功率的稳定,因此在工作过程中需要对功率进行调节。功率控制采用 PS-PWM(移相 PWM)波对功率进行控制<sup>[11-13]</sup>,它的原理是通过改变移相角大小,控制全桥逆变器中对管上 IGBT 的导通角进而对输出功率进行调节,移相角越大,IGBT 的导通角越大,输出功率越大,反之移相角越小,输出功率越小。本设计中的功率控制策略采用“开环+闭环”的复合控制方式<sup>[14-15]</sup>,其控制原理如图 10 所示。利用基本控制量使系统快速达到目标值,减小了单一 PID 闭环控制出现超调量过大的缺点,同时又利用 PI 闭环控制器输出修正量,对系统进行动态修正提高系统的精度与鲁棒性。

为了减小控制器的运算量,PI 控制器采用增量式 PI 进行实现。

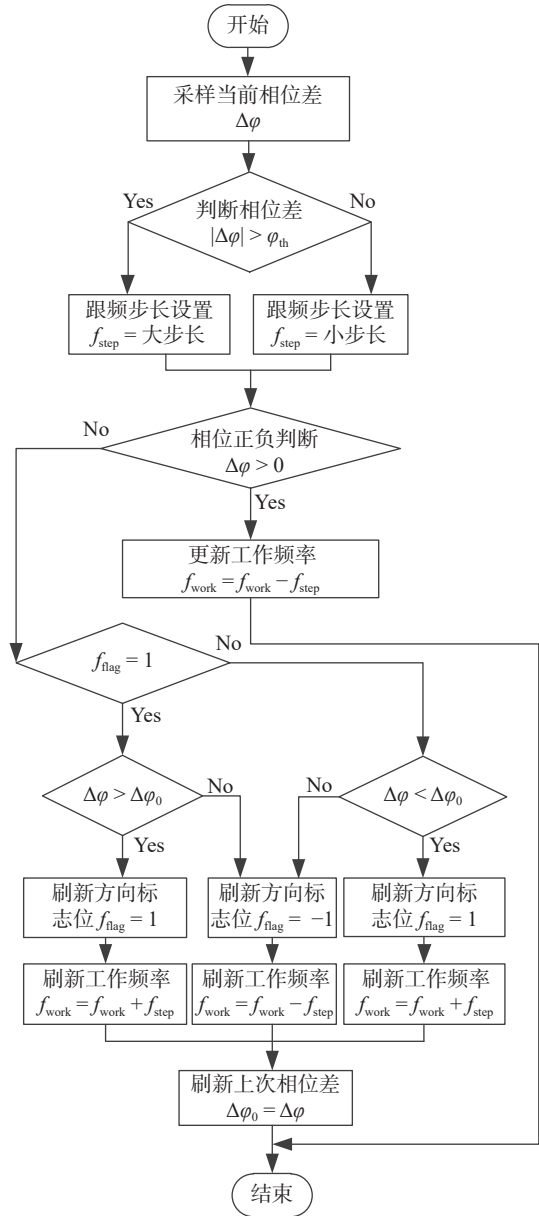


图 9 方向自适应变步长频率跟踪算法流程图

Fig. 9 Flow chart of direction adaptive variable step size frequency tracking algorithm

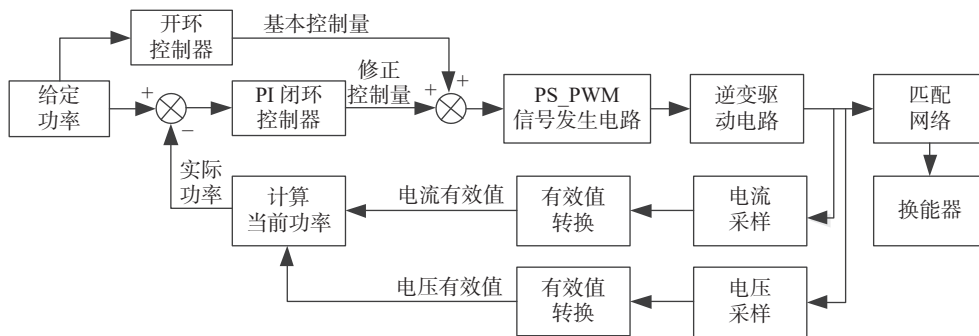


图 10 功率调节算法框图

Fig. 10 Block diagram of power regulation algorithm

### 4 实验测试

为了验证设计的正确性,如图 11 所示搭建了智能数字超声波电源的测试平台,对智能数字超声波电源的功能与性能进行验证。

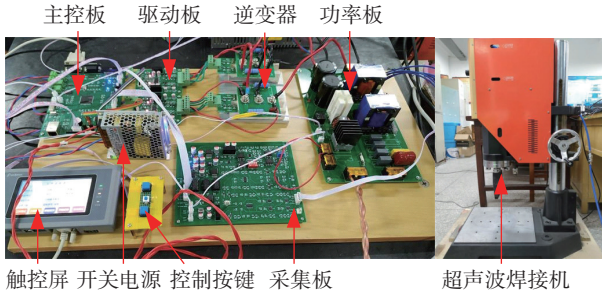


图 11 智能数字超声波电源测试平台

Fig. 11 Intelligent digital ultrasonic power testing platform

#### 4.1 驱动信号测试

功率调节是通过 PS-PWM 进行实现的,因此首先对驱动信号进行测试,如图 12 所示,分别测试了移相角为 0°、18°、54°、90°时的驱动波形。从上到下依次为 1、2、3、4 通道的波形,其中 1、2 通道为定相桥臂的驱动波形,3、4 通道为移相桥臂的驱动波形。

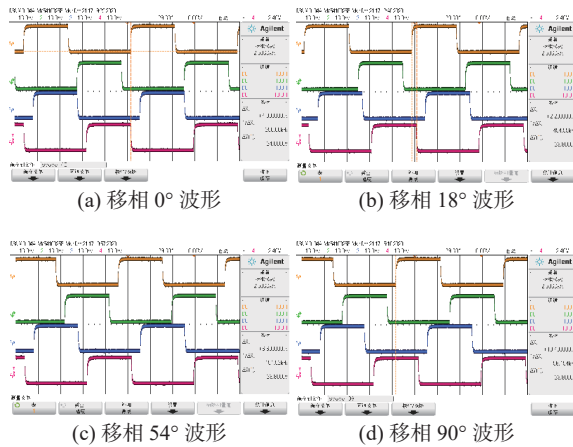


图 12 PS-PWM 驱动波形

Fig. 12 PS-PWM drive waveform

#### 4.2 频率跟踪测试

为了测试频率跟踪的功能,将焊接头置于水中,进行打水测试,模拟实际的工作过程,并用示波器测量整个匹配网络两端的电压、电流波形。换能器工作于容性状态时,测量结果如图 13 所示,其中 1 号通道为电压波形、2 号通道为电流波形、3 号通道为相位差波形、4 号通道为相位标志位(低电平表示电压滞后电流,高电平表示电压超前电流)。

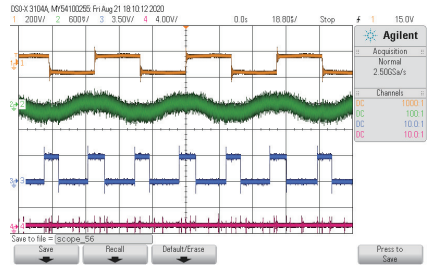


图 13 容性工作状态测量结果

Fig. 13 Capacitive working condition measurement results

通过频率跟踪后,换能器工作于谐振态时,其测量结果如图 14 所示,由图 14 可知,电压、电流的相位基本一致,此时电压电流之间存在很小的相位差脉冲。

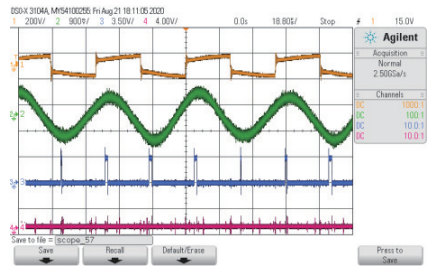


图 14 谐振工作状态测量结果

Fig. 14 Resonant working state measurement results

当驱动信号的频率靠近谐振频率时,此时处于弱容性状态,如果频率继续增大,换能器将工作于感性状态,其测量结果如图 15 所示,由图 15 可知,此时电压超前电流,相位标志位为高电平,换能器处于感性状态。

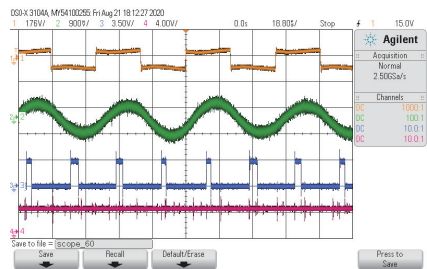


图 15 感性工作状态测量结果

Fig. 15 Measurement results of perceptual working state

#### 4.3 系统整体测试

基本功能测试通过后,对控制系统进行集成设计,设计了如图 16 所示的智能数字超声波电源样机。为了测试系统的实际工作效果,将超声波电源接入超声波焊接平台进行实际的打水测试,其效果如图 17 所示,其中 17(a)为打水之前的状态,17(b)为正在打水时的状态,由图可知超声波换能器能够

使水产生强烈的雾化效果。让超声波电源持续工作 8 h 后, 高频变压器、匹配电感、逆变器温度均保持正常, 说明该超声波电源的实际工作性能良好。

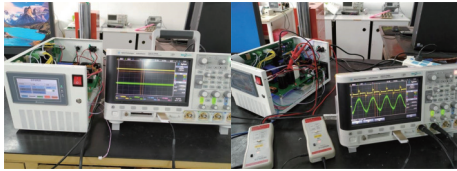


图 16 智能数字超声波电源样机

Fig. 16 Intelligent digital ultrasonic power supply prototype



(a) 打水前状态 (b) 打水中状态

图 17 打水测试

Fig. 17 Water drawing test

同时为了测试该智能数字超声波电源功率调节性能, 测试了在不同输出功率百分比值下, 超声波电源的实际输出功率, 其测量结果如表 2 所示。

表 2 输出功率调节测试  
Tab. 2 Output power adjustment test

功率百分比 $\eta/\%$	输出电压有效值/V	输出电流有效值/A	实际输出功率 $P_{\text{real}}/\text{W}$	设定输出功率 $P_{\text{set}}/\text{W}$
5	226.60	0.45	101.97	80.00
10	225.40	0.77	173.56	160.00
20	223.00	1.27	283.21	320.00
30	219.40	1.84	403.70	480.00
40	217.10	3.00	651.30	640.00
50	214.60	3.65	793.29	800.00
60	211.00	4.43	934.73	960.00
70	207.70	5.06	1050.96	1120.00
80	202.10	6.72	1358.11	1280.00
90	199.70	7.37	1471.79	1440.00

该超声波电源的设计额定功率为 2 kW, 在实际使用时根据实际的使用需求, 对输出功率进行了限制, 限制为设计额定功率的 80%, 因此在实际使用时的最大输出功率为  $P_{\text{max\_real}}=1\ 600\ \text{W}$ , 在表 2 中设定功率  $P_{\text{set}}=\eta\cdot P_{\text{max\_real}}$ 。由表 2 可知, 该超声波电源在功率调节的波动范围内, 可以对功率进行有效的调节。

## 5 结束语

利用 STM32F767 主控芯片与智能触控屏设计

了具有扫频、频率跟踪、功率调节功能的智能数字超声波电源; 与其他超声波电源相比, 由于采用了变步长扫频算法, 扫频时间得到降低, 同时采用了方向自适应频率跟踪算法, 可以自动地调节频率跟踪方向, 防止频率跟踪方向失调。实际测试结果表明该智能数字超声波电源能够实现相应的功能, 并且稳定性良好, 能够满足工业生产要求, 对于超声波塑料焊接领域具有促进作用。

## 参 考 文 献

- [1] 原艺博. 超声波发生器控制电路的研究 [D]. 西安: 西安石油大学, 2019.
- [2] YUAN Y B. Research on control circuit of ultrasonic generator [D]. Xi'an: Xi'an Shiyou University, 2019.
- [3] 段纯杰. 基于超声手术刀应用的超声波电源 [D]. 武汉: 华中科技大学, 2017.
- [4] DUAN C J. Ultrasonic power supply based on ultrasonic scalpel application [D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2017.
- [5] 陈洪欢. 大功率数字式超声电源设计 [D]. 杭州: 杭州电子科技大学, 2015.
- [6] CHEN H H. Design of high-power digital ultrasonic power supply [D]. Hangzhou: Hangzhou Dianzi University, 2015.
- [7] 薛伟, 郑丽君, 高云广, 等. 电力电子变压器中高频变压器的设计方法 [J]. 电测与仪表, 2015, 52(23): 117-121.
- [8] XUE W, ZHENG L J, GAO Y G, et al. Design method of high frequency transformer in power electronic Transformer [J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2015, 52(23): 117-121.
- [9] 刘平峰. 基于 FPGA 的大功率超声波电源研究 [D]. 广州: 广东工业大学, 2016.
- [10] LIU P F. Research on high-power ultrasonic power supply based on FPGA [D]. Guangzhou: Guangdong University of Technology, 2016.
- [11] 刘晓光, 蒋晓明, 黄丹, 等. 全数字超声波焊接电源的研究和设计 [J]. 电力电子技术, 2018, 52(5): 62-64.
- [12] LIU X G, JIANG X M, HUANG D, et al. Study of all-digital ultrasonic welding power source and design [J]. Power electronics technology, 2018, 52(5): 62-64.
- [13] 侯光华, 杜贵平, 罗杰. 超声波电源的改进频率跟踪方法 [J]. 电源学报, 2019, 17(1): 152-158.
- [14] HOU G H, DU G P, LUO J. Improved frequency tracking method for ultrasonic power supply [J]. Journal of

Power Supply, 2019, 17(1): 152 – 158.

[8] 苏文虎, 陈迅. 基于 FPGA 的宽频超声波电源频率跟踪系统设计[J]. 电子技术应用, 2017, 43(3): 59 – 62.

SU W H, CHEN X. Research on frequency tracking system of wide-band ultrasonic power supply based on FPGA[J]. Embedded Technology, 2017, 43(3): 59 – 62.

[9] 王杰. 基于频率自动跟踪及功率调节技术的超声波电源设计[D]. 南京: 南京信息工程大学, 2021.

WANG J. Design of ultrasonic power supply based on automatic frequency tracking and power regulation technology [D]. Nanjing: Nanjing University of Information Science and Technology, 2021.

[10] 张景坤. 具有快速追频功能的双频超声波电源的研究[D]. 杭州: 杭州电子科技大学, 2021.

ZHANG J K. Research on dual-frequency ultrasonic power supply with fast frequency chasing function [D]. Hangzhou: Hangzhou Dianzi University, 2021.

[11] 邓财江. 基于 STM32 控制的超声电源系统研究[D]. 南昌: 南昌大学, 2020.

DENG C J. Research on ultrasonic power supply system based on stm32 control[D]. Nanchang: Nanchang University, 2020.

[12] 张远宝. 基于 FPGA 的超声波电源系统研究[D]. 西安: 西安科技大学, 2021.

ZHANG Y B. Research on ultrasonic power system based on FPGA [D]. Xi'an: Xi'an University of Science and Technology, 2021.

[13] 盛铭伟, 李翔龙, 刘一凡, 等. 基于单片机的移相 PWM 功率控制超声波电源的研究[J]. 电子设计工程, 2019, 27(8): 188 – 193.

SHENG M W, LI X L, LIU Y F, et al. Research on phase-shifted PWM power control ultrasonic power supply based on single chip microcomputer[J]. Electronic Design Engineering, 2019, 27(8): 188 – 193.

[14] 郝允志, 薛荣生, 陈建, 等. 比例电磁阀开环-闭环复合控制算法[J]. 农业机械学报, 2014, 45(2): 314 – 319.

HAO Y Z, XUE R S, CHEN J, et al. Open loop-closed loop compound control algorithm of proportional solenoid valve[J]. Transactions of the Chinese Society of Agricultural Machinery, 2014, 45(2): 314 – 319.

[15] 郝晓弘, 郭铁镠, 汪宁渤, 等. 开-闭环结合控制方式的定日镜跟踪控制策略[J]. 自动化仪表, 2018, 39(9): 5 – 9.

HAO X H, GUO T E, WANG N B, et al. Tracking and controlling strategy of heliostat based on open-closed-loop control mode[J]. Process Automation Instrumentation, 2018, 39(9): 5 – 9.

(编校: 叶超)

#### (上接第 105 页)

[12] 谭礼斌, 黄灿, 余千英, 等. 基于 STARCCM+ 的通机整机流场特性分析[J]. 装备制造技术, 2018(4): 1 – 7.

TAN L B, HUANG C, YU Q Y, et al. Flow field characteristics analysis of general purpose engine using STARCCM+ [J]. Equipment Manufacturing Technology, 2018(4): 1 – 7.

[13] 张宝玉, 李萍, 汪东明. 发电机散热片有限元分析与结构优化[J]. 机械研究与应用, 2015(5): 29 – 31.

ZHANG B Y, LI P, WANG D M. FEA and structural optimization to the cooling fins of generator[J]. Mechanical Research & Application, 2015(5): 29 – 31.

[14] TAN L B, YUAN Y J, HUANG C, et al. CFD simulation and investigation on flow field characteristics and temperature predictions of an electric generator unit[J]. Journal of the Brazilian Society of Mechanical Sciences and Engineering, 2021, 43(5): 263.

[15] 张焕宇, 郝志勇, 郑旭. 柴油机冷却系统散热性

能优化设计[J]. 浙江大学学报(工学版), 2014, 48(1): 70 – 75.

ZHANG H Y, HAO Z Y, ZHENG X. Optimization design of heat transfer performance for diesel cooling water jacket[J]. Journal of Zhejiang University(Engineering Science), 2014, 48(1): 70 – 75.

[16] CHEN W H, LIN Y X, CHIOU Y B, et al. A computational fluid dynamics (CFD) approach of thermoelectric generator (TEG) for power generation[J]. Applied Thermal Engineering, 2020, 173: 115203.

[17] 王旭龙, 辛志锋, 王玉任. 某型风力发电机组叶片的双向流-固耦合探究[J]. 机床与液压, 2021, 49(14): 173 – 178.

WANG X L, XIN Z F, WANG Y R. Research on bidirectional fluid-structure coupling of wind turbine generator system blades[J]. Machine Tool & Hydraulics, 2021, 49(14): 173 – 178.

(编校: 饶莉)