

摘 要

金丝球焊线机是超声键合封装重要设备，它采用超声波焊线技术，在压力和超声波能量共同作用下，产生超声机械振动并带动金属丝与焊盘在接触面处进行摩擦，此接触面瞬间产生高温，使金属丝与晶圆之间发生原子扩散，实现其原子间的连接。超声波发生器作为金丝球焊线机设备的超声信号源，是金丝球焊线机电动系统的重要组成部分，其性能直接决定键合封装的质量和效率。本论文针对超声波发生器的关键技术问题，研究了数字控制超声波发生器的原理和控制方法，从硬件电路和软件程序两方面进行了设计，并对制作的实验电路板进行了相关的硬件测试和参数实验验证分析。工作主要体现在以下几个方面。

根据设计要求，确定了整体工作原理，并对方案进行了比较和研究。重点对正弦波发生电路、滤波器的类型、功率放大器方案、换能器振动特性、频率自动跟踪电路进行了详细分析，为硬件电路的搭建提供依据。

在硬件电路部分，设计了单片机控制电路、DDS 信号产生电路、滤波电路、功率放大电路、信号采集电路、功率信号调整电路、超声输出时间控制开关电路、信号调理反馈电路、阻抗匹配电路、显示电路、上位机通信电路、电源电路等，同时制作了实验电路板。

在软件程序部分，主要为下位机系统进行了软件设计，针对系统软件框架中的主要功能模块进行了较为详细的分析和设计，主要包括主程序流程图模块、正弦波发生模块、上位机通信模块、串行口中断服务模块、功率调整模块、超声输出定时模块、调频模块、谐振频率显示模块等。

电路测试实验包括超声频率与功率测试，频率自动跟踪效果测试，以及换能器功率和输入频率变化测试。对测试结果进行了分析，总结出实验结论。

该数字控制超声波发生器能够在所规定的频域内驱动金丝球引线键合换能器，实现了自动搜索换能器最佳工作频率，并动态地在所设定的频域内锁相，较好地满足了不同功率输出的要求。

关键词：焊线机；数字控制超声波发生器；DDS；频率跟踪；锁相环

ABSTRACT

Gold ball wire bonding machine is an important equipment of ultrasound bonding encapsulation, which uses ultrasonic wire bonding technology, pressure and ultrasonic energy together, produces ultrasonic mechanical vibration and leads wire in contact with the pad at the friction surface, the exposure surface instantly generate high temperatures, the metal atoms between the wire and the spread of the wafer to achieve the connection between its atoms. Ultrasonic generator devices as a gold ball wire bonders ultrasonic signal source, is an important part of electric system of the gold ball wire bonders, which performance bond package directly determine the quality and efficiency. This thesis focuses on the key technical issues of ultrasonic generator, which researches the theory and control methods of the digital control ultrasonic generator, designs the digital control ultrasonic generator from both hardware and software aspects, and production of the experimental circuit board testing and related hardware experimental validation of parameters. The major research aspects in this thesis are as follows:

According to the design requirements, the overall principle is determined, and the schemes are compared and studied. The sine wave generation circuit, the type of filter, power amplifier solutions, vibration transducer, and frequency automatic tracking circuit are analysed in detail to provide foundations for hardware.

In the hardware circuit part, control circuit design of the microcontroller, DDS signal generator circuit, filter circuit, power amplifier, the signal acquisition circuit, the power signal conditioning circuit, ultrasonic output time control switch circuit, the feedback signal conditioning circuit, the impedance matching circuit, display circuit, PC communication circuit, and power circuit are designed. Accordingly, the experimental circuit board are produced.

In the software part, software for the main controller system are designed. Main function modules of the system software framework of the system are analysed and designed in detail, including the main program flow chart of the module, the sine wave

generator module, the PC communication module, the serial port interrupt service module, the power adjustment module, ultrasonic output timing module, FM module, the resonant frequency of display modules, etc.

Circuit testing, including ultrasound frequency and power of experimental tests, the frequency automatic tracking test, and power and the input transducer frequency test. The test results are analyzed, and the experimental results are summarized.

The digital control ultrasonic generator can drive the frequency domain under the gold ball wire bonding transducer to achieve an automatic search for optimal frequency transducer, and set dynamically in the frequency domain lock, better meet the requirements of the different power output.

Keywords: Wire Bonders; Digital Control Ultrasonic Generator; DDS; Frequency Tracking; PLL

CONTENTS

ABSTRACT (Chinese)	I
ABSTRACT (English)	III
CONTENTS (Chinese)	V
CONTENTS (English)	IX
Chapter I Introduction	1
1.1 Background of Research	1
1.1.1 Ultrasonic Generator	2
1.1.2 Frequency Autotracking Technology	3
1.2 The Practical Significance of the Research	3
1.3 Current Developing Status of Ultrasonic Generator	4
1.4 Source of the Research	5
1.5 Main Content of the Thesis	5
Chapter II Hardware System Design and Research	7
2.1 Design Requirements of Digital Control Ultrasonic Generator	7
2.2 The Whole Principles of Digital Control Ultrasonic Generator	7
2.3 Hardware of Digital Control Ultrasonic Generator	9
2.4 Power Supply Circuit	10
2.5 MCU Circuit	11
2.5.1 MCU Program	11
2.5.2 C8051F340 SCM	11
2.5.3 C8051F340 Control Circuit	12
2.6 Sine Wave Generation Circuit	13
2.6.1 The Occurred Programs of Sine Wave	13
2.6.2 Ultrasonic Sinusoidal Signal Generating Circuit	16
2.7 Filter	17
2.7.1 Filter Program	17
2.7.2 Elliptic Filter Design	19

2.8 Ultrasonic Power and Time Control Circuit	21
2.9 Power Amplifier and the Current Phase of the Sampling Circuit.....	23
2.9.1 Power Amplifier Circuit Program	23
2.9.2 OTL Power Amplifier Circuit and Sampling Circuit.....	24
2.9.3 Efficiency Calculation of OTL Power Amplifier.....	25
2.9.4 Sampling Program.....	26
2.10 Automatic Frequency Tracking Circuit.....	27
2.10.1 Ultrasonic Transducer Vibration Analysis	27
2.10.2 The Theoretical Basis of Phase Control.....	28
2.10.3 Automatic Frequency Tracking Circuit Program	31
2.10.4 Circuit Design	33
2.11 Impedance Matching and Signal Conditioning Circuit.....	34
2.12 Display Circuit	35
2.13 PC Communications Programs and Circuit	36
2.14 Brief Summary of this Chapter	37
Chapter III Experiment Software Design.....	39
3.1 The Main Program Flow Chart	39
3.1.1 Sine Subroutine	41
3.1.2 To PC Communication Program	43
3.1.3 Voltage A / D Conversion Subroutines	44
3.1.4 FM Subroutine	45
3.1.5 Serial Interrupt Service Subprogram	45
3.1.6 Ultrasonic Power Adjustment Procedure	46
3.1.7 Timing Program Design of Ultrasonic Output.....	47
3.1.8 Display Programming	47
3.2 Brief Summary of this Chapter	48
Chapter IV System Debugging and Experimental	49
4.1 Experimental Platform and Equipment.....	49
4.2 DDS Module Testing.....	50
4.3 Maximum Power Test of 1st Bond and 2nd Bond	52

4.4 Test of Frequency Autotracking	54
4.5 Frequency Stability Test of the Transducer	55
4.6 Experiment Conclusions	56
4.7 Brief Summary of this Chapter	56
Conclusions and Expectations	57
I Conclusions	57
II Expectations	58
References	59
Published Papers During Candidate For Master	63
Original Thesis Statement	65
Thesis Statement Copyright License	65
Acknowledgement	67

第一章 绪 论

1.1 课题背景

金丝球焊线机又称金线邦定机^[1]，它的主要控制系统包括工业计算机主控系统、压力系统、超声系统、打火系统、温度控制系统、电源提供系统、运动控制系统和图像定位系统等。金丝球焊线机的理论基础是金丝球焊线技术，又称为芯片打线技术，是一种初级内部互连方法，它把框架引脚连到裸片表面或器件逻辑电路内部，通过这种连接方式，把 IC 的电信号与外界连接起来。金丝球焊接工艺是介于冷压焊和摩擦焊之间的一种工艺，其利用高频机械振动产生的高密度能量来工作的^[2]。

金丝球焊线技术原理图如图 1-1 所示，金丝球焊线机焊接的焊头机械振动平行于工件表面^[3]，当焊接时，焊接压力通过焊头垂直作用在焊接表面上，同时叠加着高频振动的剪切力，当剪切力超过材料弹性极限时，工件接触表面部分地区开始发生滑移，这个剪切力在焊接过程中以每秒钟几万次的频率不断地改变方向，破碎并清除工件表面的污物，纯净金属表面开始呈多点状接触，随着高频振动的延续，纯净金属接触面积不断扩大，直到扩展为整个焊接区，与此同时在接触面上发生原子扩散，金属再结晶生成细晶粒组织结构并且呈现金属冷变形的特性。当超声波停止作用后，让施加在劈刀上的压力持续一段时间，使其凝固成型，这样就形成牢固的机械连接，即实现焊接^[4]。

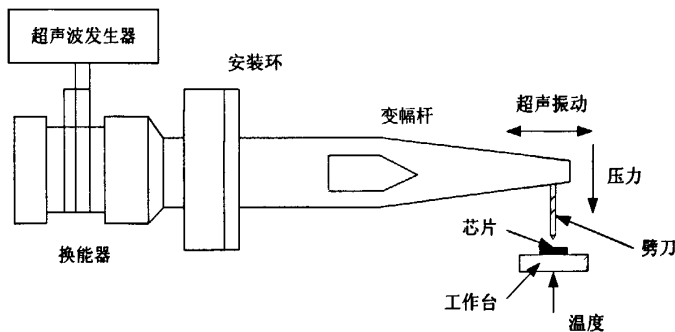


图 1-1 超声波焊线技术原理图

Fig.1-1 Schematic of Ultrasonic Wire Bonding Technology

1.1.1 超声波发生器

目前大功率超声波发生器多采用开关式, 比较常见的电路形式主要有: 半桥型和全桥型, 这些属于模拟超声波发生器^[7]。传统的模拟超声波发生器主要有以下缺点: (1) 不易使用现代的微处理器来处理, 因为该电路呈现一个比较典型的模拟线路特征, 用数字处理比较复杂, 涉及到 A/D (模数转换) 和 D/A (数模转换), 成本比较高, 可靠性低^[8]。(2) 模拟控制电路存在控制精度低、动态响应慢、参数整定不方便、温度漂移严重、容易老化等缺点。虽然专用模拟集成控制芯片的出现大大简化了电力电子电路的控制线路, 提高了控制信号的开关频率, 只需外接若干阻容元件即可直接构成具有校正环节的模拟调节器, 提高了电路的可靠性^[9]。但是, 也正是由于阻容元件的存在, 模拟控制电路的固有缺陷, 如元件参数的精度和一致性、元件老化等问题仍然存在。(3) 模拟集成控制芯片还存在功耗较大、集成度低、控制不够灵活、通用性不强等问题。用新型数字化控制代替模拟控制, 可以消除温度漂移等常规模拟调节器难以克服的缺点, 有利于参数整定和变参数调节, 便于通过程序软件的改变方便地调整控制方案和实现多种新型控制策略, 同时可减少元器件的数目、简化硬件结构, 从而提高系统的可靠性^[10]。此外, 还可以实现运行数据的自动储存和故障自动诊断, 有助于实现电力电子装置运行的智能化。

新型数字化控制超声波发生器技术一般有三种形式^[11]: (1) 采用 AVR 等高档单片机控制。在超声波发生器中, 单片机主要用作数据采集和运算处理、电压电流调节、PWM 信号生成、系统状态监控和故障自我诊断等, 一般作为整个电路的主控芯片运行, 完成多种综合功能。配合 D/A 转换器和 MOSFET 功率模块实现脉宽调制。另外, 单片机还具有对过流、过热、欠压等情况的中断保护以及监控功能^[12]。单片机控制克服了模拟电路的固有缺陷, 通过数字化的控制方法, 得到高精度和高稳定度的控制特性, 并可实现灵活多样的控制功能。(2) 采用 DSP 控制^[13]。DSP (数字信号处理器) 是近年来迅速崛起的新一代可编程处理器。DSP 属于精简指令系统计算机 (RISC), 大多数指令都能在一个周期内完成并可通过并行处理技术, 在一个指令周期内完成多条指令。在超声波发生器中, 它可以完成除功率变换以外的所有功能, 如主电路控制、系统实时监控及保护和系统通信等。虽然 DSP 有着许多优点, 但是它也存在一些局限性, 如采样频率的选择、PWM 信号频率及其精度、采样延时、运算时间及精度等, 这些因素会或多或少地影响电路的控制性能。(3) 采

用 FPGA 控制。FPGA（现场可编程门阵列）属于可重构器件，其内部逻辑功能可以根据需要任意设定，具有集成度高、处理速度快和效率高等优点^[14]。

1.1.2 频率自动跟踪技术

超声波发生器的输出频率不跟随超声波换能器的变化而变化，则会使整个系统失谐，这就要求超声波发生器具有频率自动跟踪功能^[15]。目前频率自动跟踪的方法，可以分为电反馈控制和声反馈控制两种，声反馈控制是以声耦合方式，从换能器上采集反映机械谐振频率的反馈信号^[16]。电反馈控制方法把换能器振动系统看作超声功率电源的电学负载，通过利用在谐振时换能器电学信号的特征进行反馈控制。由于声反馈可以直接检测换能器的振动信息，但传感信号一般极微弱，在信号处理上对系统抗干扰性要求非常严格，从而导致成本的增加。现在常用电反馈，具体的电反馈形式有阻抗电桥式动态反馈、电流动态反馈、基于锁相环硬件电路、自适应控制方式^[17]。本文采用基于锁相环硬件电路的谐振频率跟踪方式，它是利用换能器电压与电流的相位差来控制数字控制超声波发生器的输出电频率，从而实现频率自动跟踪。主要优点有，电路结构简单，锁相环片内集成的 VCO 振荡频率范围宽，频率跟踪能力稳定可靠，成本低廉；锁相环芯片能减少杂波；其跟踪的是相位信号；不直接使换能器包括在反馈网络中，避免了复杂的硬件电路设计。频率自动跟踪技术未来的方向是自适应控制方式，随着控制理论在超声键合中的运用，这种方式逐渐成为实现频率自动跟踪的一个新兴的、有潜力的发展方向^[18]。

1.2 课题研究的实际意义

金丝球焊线机是 IC 封装过程中的重要设备，目前国内 IC 封装设备仍然主要依赖价格昂贵的进口设备，而且香港、日本、美国、韩国等国家和地区的厂家只对我国开放低端技术，阻止高端关键技术向中国大陆转移，这种趋势容易造成国内核心技术边缘化、空心化^[19]。另外在国内，尤其是珠三角地区对 IC 封装设备具有巨大的市场需求^[20]。调查数据显示，在过去的“十五”期间，在 IC 产业的发展中，有 60~70%^[21]的预算资金投用于购置半导体专用设备，尤其是 IC 封装设备等。预计未来几年有可能出现 IC 产业高速发展的局面，所以 IC 封装中关键设备全自动焊线机的市场前景是巨大的^[20]。作为焊线机重要组成部分的超声波发生系统，其性能优劣，直接影响焊线机的效能，提高超声键合技术，有利于提高芯片封装成品率，提高生

产效率,降低成本。为保证最佳连接强度与提高键合效率,需要精确控制系统的超声能量,研制具有自主知识产权的高性能、高精度超声发生器有着至关重要的意义,它为满足高速、高效、高可靠性的封装发展趋势提供了必要的设备保障^[22]。目前国内的超声发生器在频率自动跟踪、功率自动调节和阻抗匹配三大主要性能指标上,尚无法完全实现,并且产品工作噪声大、功耗高,不能很好地满足高密度、高集成的芯片封装趋势。要想加快焊线的速度,改善焊点的质量,提高焊线机整机设备的性能,促进我国半导体封装产业的发展,打破国外的技术垄断,掌握面向金丝球焊线机的高性能超声波发生器的原理及其控制方法,因此研制一款数字化,高精度超声波发生器,并且其智能地高精度频率跟踪充分保证换能系统一直处于最佳工作状态,摆脱多模态对换能器使用寿命及封装效率、可靠性的不利影响^[23]。所以采用单片机控制、高精度 DDS、集成数字芯片、模块电路设计的数字超声波发生器的意义非常重大。

1.3 超声波发生器国内外研究动态

超声波发生器国内外的研究状态可以大致划分为三个阶段:第一阶段,上世纪 80 年代前,采用电子管放大。但是电子管极易老化、效率低、能耗大和体积大等,对设备的维护有很大的麻烦,目前已经基本上不生产了^[24]。SCR 的可控硅式超声波发生器由于 SCR 振荡器输出波形不是正弦波,在电源中含有尖峰脉冲,这对无线电或高灵敏度测量仪器,往往引起感应故障,目前也已不生产。第二阶段,上世纪 80 年代到 90 年代中旬,采用晶体管放大器,同样存在功耗较大、体积大、重量重、效率不高和不易使用现代的微处理器来处理等缺点。第三阶段,随着电力电子器件的发展,特别是 VDMOS 管和 IGBT 的发展和成熟,采用开关型超声波发生器,主要特点是功耗低、效率高、体积小、重量轻、可靠性好、与微处理器等配合较容易^[25]。

国外对超声波发生器的研究,一般把数字技术引入到超声波发生器之中,特别是微处理器(MPU)及信号处理器(DSP)的发展,对实现频率自动跟踪和功率自动调节成为近几年来研究的热点^[26]。扫频技术在超声波发生器上的应用,避免了某一工作点固定出现驻波的现象,使加工效果均匀和稳定。另外模糊控制技术和人工智能技术在超声系统上的开始应用,为超声系统和 IC 封装设备的前景发展带来了新的方向^[27]。

1.4 课题来源

本课题来源于广州市科技攻关计划项目——全自动 IC 芯片焊线机的关键技术研究与开发（项目编号：2006Z3-D9071）。如图 1-2 所示为全自动 IC 芯片焊线机的工作台。

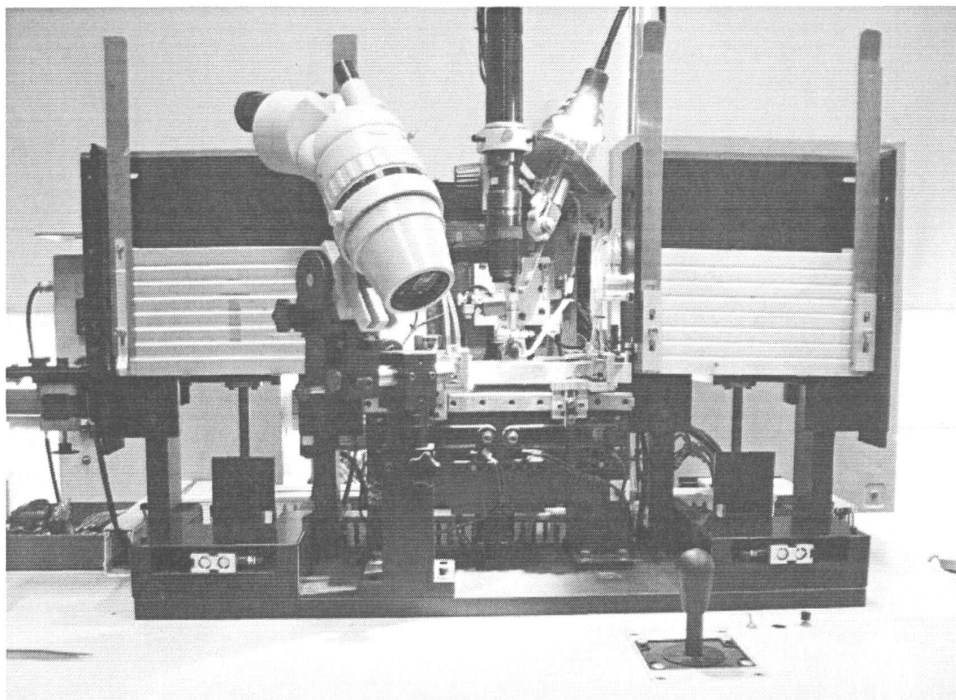


图 1-2 全自动 IC 芯片焊线机的工作台

Fig.1-2 The Table of IC Chip Automatic Wire Bonders

1.5 本文主要研究内容

本文根据金丝球焊线机的工艺动作和数字控制超声波发生器的控制要求，主要在以下几个方面开展研究工作。

1. 数字控制超声波发生器系统的整体功能分析，根据该系统要求设计控制方案。
2. 设计数字控制超声波发生器硬件系统，采用模块化设计的方式，主要包括以下模块电路：单片机主控制模块、DDS 波形发生器模块、滤波模块、功率放大模块、信号采集调理模块、频率自动跟踪模块、串口通信模块、显示模块和电源模块等。

3. 系统实验软件的设计，主要为下位机实验软件的设计，包括主程序流程图模块、超声波产生模块、A/D 转换模块、谐振频率显示模块、串行中断服务模块、功率调整模块和超声输出定时模块。

4. 数字控制超声波发生器实验电路板的搭建，电路板的调试等。

5. 数字控制超声波发生器电路的实验测试以及相应的实验分析与实验结果的总结。

第二章 数字控制超声波发生器硬件系统的设计与研究

数字控制超声波发生器是利用微控制器控制，采用 DDS 技术产生超声波信号，经过滤波、放大，之后驱动换能器工作，其中超声功率是用数字调节，频率跟踪数字化，能够实现超声键合稳定和可靠。

传统超声波发生器，多采用模拟硬件电路实现，不具有智能控制的要求，采用数字控制为超声键合智能化提供了条件，同时数字控制超声波发生器具有可移植性的优点，只需改变软件，即可完成另外一种频率的超声键合工作。

2.1 数字控制超声波发生器的设计要求

本文研究的数字控制超声波发生器应用于微功率焊接的金丝球焊线机。功率上需求较小，最大只有 5W；可焊金丝线径为 20~50 μm 即 0.8~2mil；超声焊接时劈刀的振动幅度极小，肉眼基本上难以观测。因此，对驱动压电换能器的超声波电信号的波形失真度和频率稳定性要求较高，频率的变化范围须在 $\pm 1\text{KHz}$ 之内。

焊线机工作时，焊一条线一般要有两个焊点。焊接过程分一焊和二焊，一焊焊点是 IC 的硅片焊盘，二焊焊点是铜质引线框架的焊盘。由于两个焊点材料不同，则一焊焊接和二焊焊接时，所需超声焊接功率和时间不同。设计两个通道，对超声功率和时间进行数字化调节。数字控制超声波发生器的详细技术参数要求如下：

电源：AC220V $\pm 10\%$ ，50Hz；

超声输出通道数：2 通道（一、二焊超声功率以及时间分别可调）；

超声输出功率：0~5W 可调；

超声输出时间：5~100ms $\pm 5\%$ 可调；

超声输出频率：62.5KHz $\pm 1\text{KHz}$ ；

频率跟踪方式：自动跟踪；

焊接参数输入方式：通过软件由上位机控制平台输入。

2.2 数字控制超声波发生器的整体原理

数字控制超声波发生器系统结构框图如图 2-1 所示，包括上位机和下位机两部分，上位机使用 PC 机上的控制软件平台，如 Visual Basic 等。下位机系统采用模块

化设计，主要包括以下功能模块：一焊超声功率模块、二焊超声功率模块、一焊超声时间控制、二焊超声时间控制、一焊超声输出和二焊超声输出等。

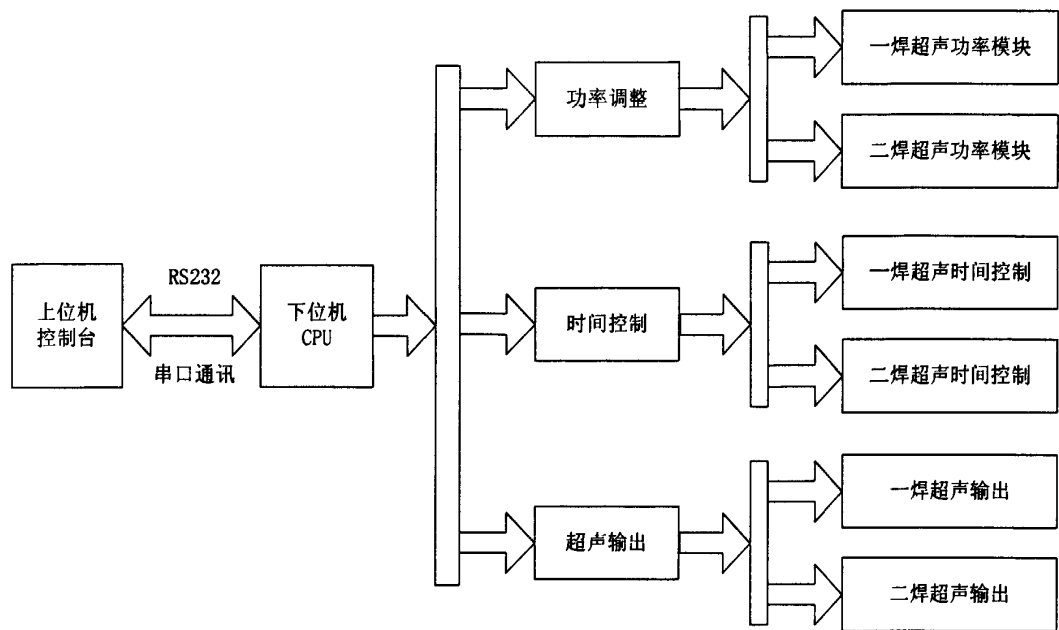


图 2-1 系统控制方案

Fig.2-1 Blueprint of the Control System

数字控制超声波发生器基本系统框图如图 2-2 所示，

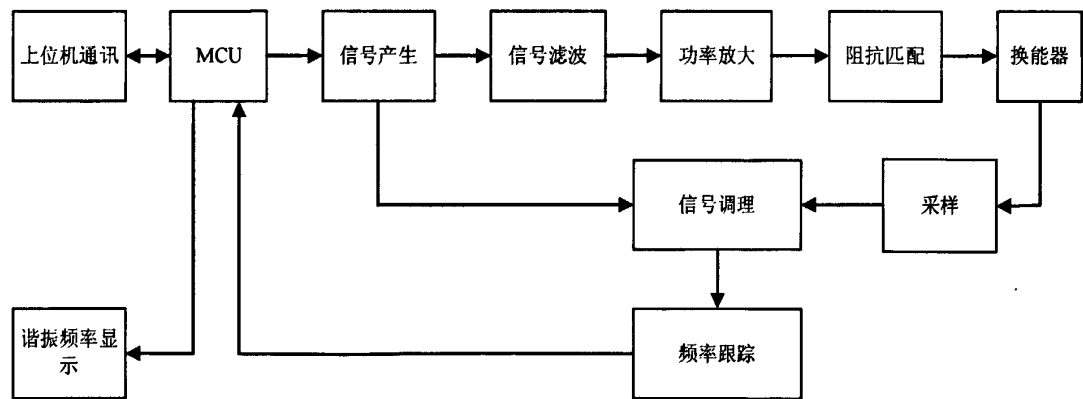


图 2-2 数字控制超声波发生器基本系统框图

Fig.2-2 Schematic Diagram of Digital Control Ultrasonic Generator

数字控制超声系统主要有以下几个部分组成，正弦波信号产生模块、信号滤波模块、功率放大模块、阻抗匹配模块、采样跟踪电路模块、谐振频率显示模块和上位机通信模块。超声系统以 C8051F 系列单片机为系统主控芯片，通过对 DDS 芯片控制产生正弦波信号，该信号经过滤波和放大，最后加载在换能器上，驱动换能器工作。换能器工作过程中由于受到负载力、温度和湿度等影响，将导致换能器频率

发生漂移，为了使换能器始终工作在谐振状态，利用频率跟踪电路来解决这个问题，解决过程为：调理后的参考信号和采样信号送入频率跟踪电路，频率跟踪电路输出相位差信号送给单片机，单片机经过 A/D 转换计算出信号电压值，并决定是否调节频率，从而达到了频率跟踪的目的，使换能器工作在谐振状态下。

2.3 数字控制超声波发生器硬件结构

根据系统的功能要求和方案的分析，设计了超声波发生器系统的硬件结构，其结构框图如图 2-3 所示。

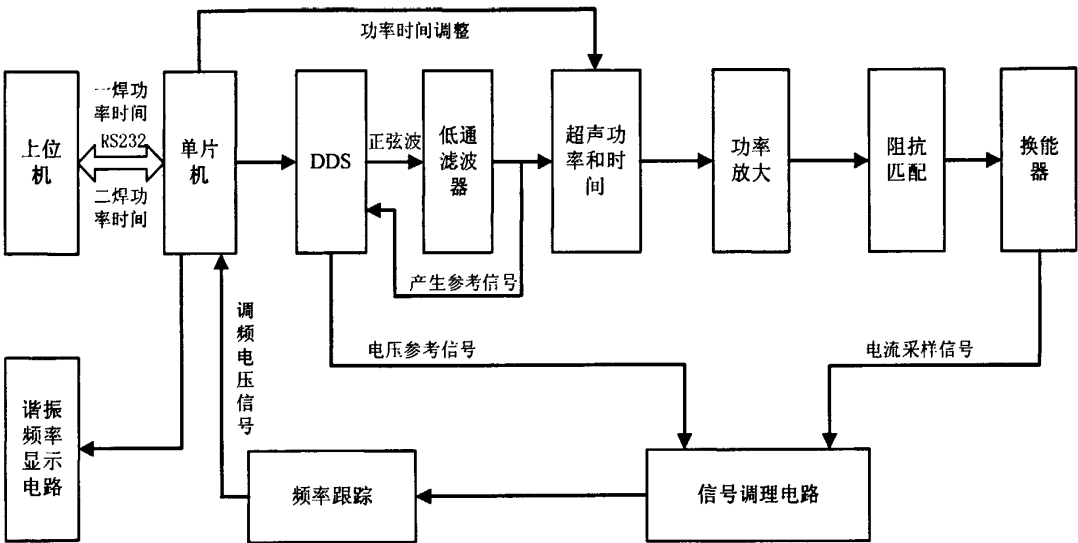


图 2-3 数字控制超声波发生器硬件结构原理图

Fig.2-3 Schematic Diagram of Digital Control Ultrasonic Generator

在数字控制超声波发生器硬件结构原理图中，单片机为主控芯片，控制超声功率、超声时间、谐振频率显示、给 DDS 送相位频率参数、调频和上位机通信。DDS 产生正弦波信号，该信号通过低通滤波，反馈给 DDS 内部比较器，比较后的方波信号作为参考信号，该信号和正弦波信号同频同相，之后送入频率跟踪模块。滤波后的正弦波信号经过功率放大，加载在经过阻抗匹配后的换能器上，驱动换能器工作。

其中图 2-3 中的电流采样信号是指同换能器工作电流频率、相位一致的电流信号。信号调理电路用来调整电压参考信号和电流采样信号，使与频率跟踪电路的输入要求相一致。调频电压信号包括调高频率、调低频率和换能器谐振信号。超声功率和时间电路放在低通滤波器和功率放大电路之间，受单片机控制，进行调节超声功率和超声时间。

2.4 电源电路

本系统需要提供如下电源：

C8051F340 单片机控制模块提供+3.3V，+5V 电源；超声发生主体回路提供+15V 电源；换能器功放驱动模块提供+40V 电源。

电源结构框图如图 2-4 所示，电源的实现方法主要是 220V 的交流市电经变压、整流滤波、稳压和滤波后分别输出+3.3V 、+5V、+15V 和+40V。各路电源允许输出的电流最高可达 1.5A。电源内部具有过载保护、热保护和短路保护等功能，以确保系统的安全。

电源电路如图 2-5，图 2-6 所示，

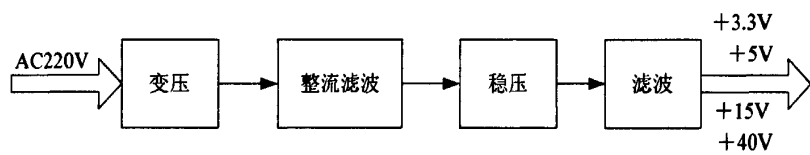


图 2-4 电源结构框图

Fig.2-4 Structure of Power Supply

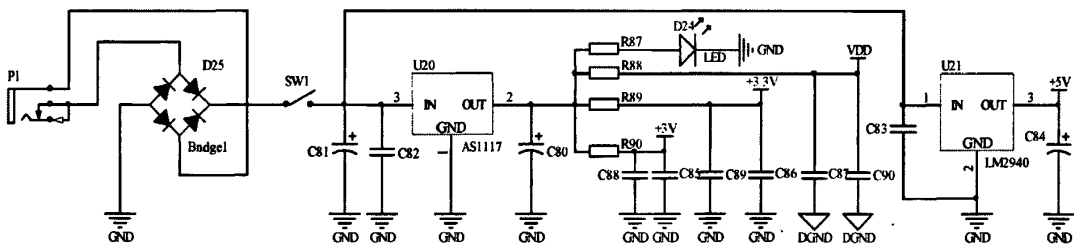


图 2-5 +3V、+3.3V 电源电路

Fig.2-5 +3V、+3.3V Power Circuit

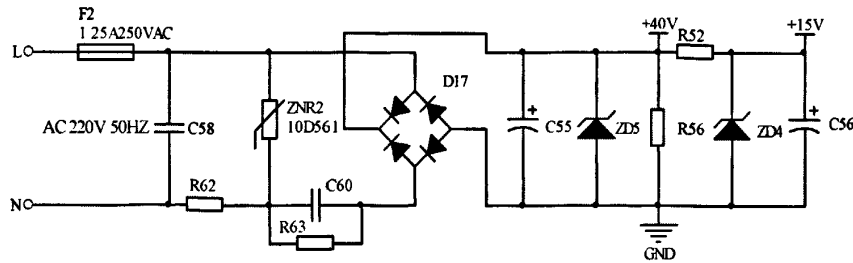


图 2-6 +40V、+15V、+5V 电源电路

Fig.2-6 +40V、+15V、+5V Power Circuit

2.5 微控制器电路

2.5.1 微控制器方案

常用微处理器的比较如表 2-1 所示，从性价比及实验室条件出发，设计方案采用 C8051F340 单片机做主控芯片。

表 2-1 常用微处理器的比较

Tab.2-1 Common Microprocessors Comparison

控制芯片	MCU	ARM	DSP	FPGA
控制能力	强	很强	中等	中等
速度	中等	高	高	高
价格	低	高	高	高

2.5.2 C8051F340 单片机

C8051F340 单片机原理框图如图 2-7 所示。

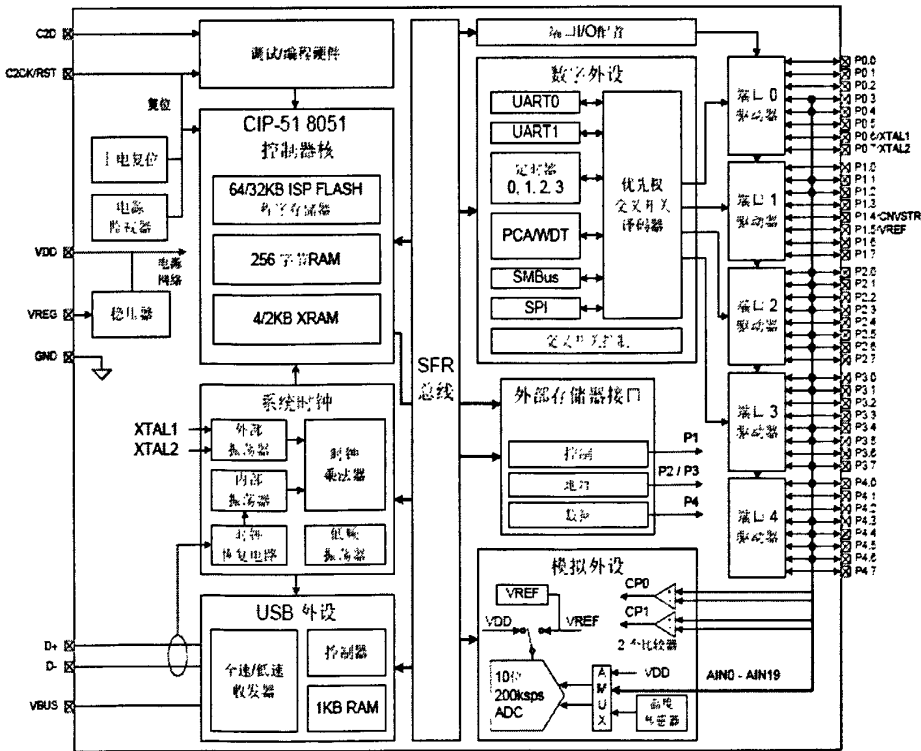


图 2-7 C8051F340 原理框图

Fig.2-7 Principle Diagram of C8051F340

C8051F340 微控制器^[28]的模拟外设包含 10 位 ADC, 特点为转换速率可达 200ksps; 内置模拟多路器, 单端或差分输入; VREF 可在内部 VREF、外部引脚或 VDD 中选择; 内置温度传感器; 外部转换启动输入; 有两个比较器; 内部电压基准; 上电复位/掉电检测器。USB 控制器特点为符合 USB 规范 2.0 版; 全速 (12Mbps) 或低速 (1.5Mbps); 集成时钟恢复电路, 无需外部晶振; 支持 8 个端点; 1KB USB 缓存; 集成收发器, 无需外部电阻。在片调试特点为片内调试电路提供全速、非侵入式的在系统调试 (不需仿真器); 支持断点、单步、观察/修改存储器和寄存器; 比使用仿真芯片、目标仿真头和仿真插座的仿真系统有更优越的性能。电压调整器输入 2.7V-5.25V, 使用片内电压调整器时, 支持的电压范围为 3.6-5.25V。高速 8051 微控制器内核, 特点为流水线指令结构: 70% 的指令的执行时间为一个或两个系统时钟周期; 有 48MIPS 和 25MIPS 两种版本; 有扩展的中断系统。存储器主要有 4352 或 2304B 数据 RAM; 64 或 32KB FLASH: 可在系统编程, 扇区大小为 512 字节。数字外设部分特点为 40/25 个端口 I/O, 均耐 5V 电压, 大灌电流; 硬件增强型 SPI、SMBus 和 1 或 2 个增强型 UART 串口; 4 个通用 16 位计数器/定时器; 16 位可编程计数器/定时器阵列 (PCA), 有 5 个捕捉/比较模块; 外部存储器接口 (EMIF)。时钟源为内部振荡器 0.25% 的精度 (时钟恢复被使能时)。支持所有 USB 和 UART 工作方式; 外部振荡器: 晶体、RC、C、或外部时钟 (1 或 2 引脚方式); 低频 (80KHz) 内部振荡器; 可在运行中切换时钟源^[29]。温度范围: -40℃-+85℃。封装为 48 TQFP。

2.5.3 C8051F340 控制电路

C8051F340 主控电路如图 2-8 所示。

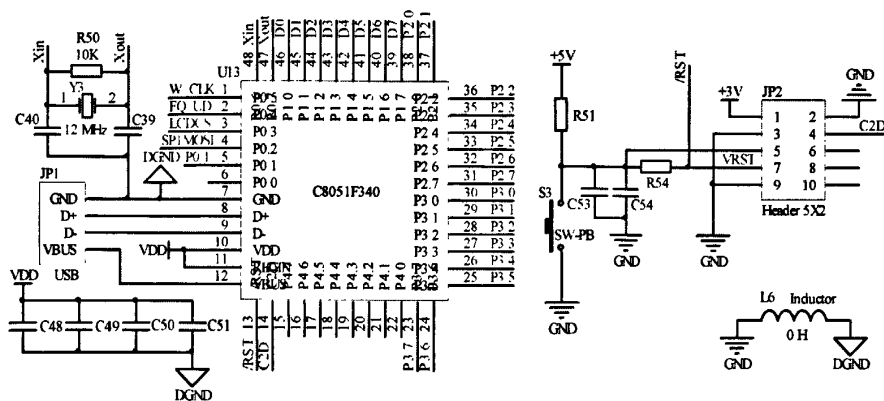


图 2-8 C8051F340 主控电路

Fig.2-8 C8051F340 Control Circuit

C8051F340 主控电路主要包括：向 DDS 模块送频率和相位参数、控制超声功率和超声时间、处理频率跟踪电路送来的调频信号、谐振频率实时显示以及负责处理把从 PC 机传送过来的数据。

在 C8051F340 主控电路中，虽然 C8051F340 有内部振荡源，但是从稳定性出发及与上位机通信波特率的准确性而言，采用外接晶振能充分发挥单片机的速度优势，这里采用 12MHz 无源晶振。其中，端口引脚 P0.6 和 P0.7 分别被用作 XTAL1 和 XTAL2，必须在 XTAL1 和 XTAL2 引脚之间并接一个 10MΩ 的电阻，这是因为 C8051F3XX 系列单片机使用外部振荡器电路时所规定的，同时应将所用的端口引脚配置为模拟输入。

复位电路方面采用上电复位，在上电期间，器件保持在复位状态，/RST 引脚被驱动到低电平，直到 VDD (+3.3V) 上升到超过 VRST (JP3 引脚 7 端电压) 电平。从复位开始到退出复位状态要经过一个上电复位延时 (TPORDelay)，该延时通常小于 0.3ms。根据参数计算出所需电容电阻值。模拟地和数字地接 0 值电感，起降低干扰作用。

2.6 正弦波发生电路

2.6.1 正弦波发生电路方案

几种正弦波发生电路方案如表 2-2 所示。

表 2-2 几种正弦波发生电路方案

Tab.2-2 Sine Wave Generating Circuit Comparison

正弦波发生电路	频域	分辨率	频率切换	失真	数控	成本
文氏桥振荡	较宽	低	中等	较小	无	低
方波滤波	较宽	中等	中等	较大	可行	低
SPWM	较宽	较高	较慢	较小	可行	低
VCO	宽	较低	较快	很小	可行	较高
锁相环频率合成器	很宽	较低	慢	很小	可行	较低
DDS	宽	高	很快	很小	可行	中等

从表 2-2 所示方案比较可知，采用 DDS 技术设计的正弦波发生电路，有更简洁的电路设计环节，频率转换时间更快，可以达到 ns 数量级别，频率精度和分辨率非常高，可以数字化控制。

2.6.1.1 DDS 基本原理

DDS 是一种全数字化的频率合成器，由相位累加器、波形 ROM、D/A 转换器和低通滤波器构成^[30]，其工作原理框图如图 2-9 所示。

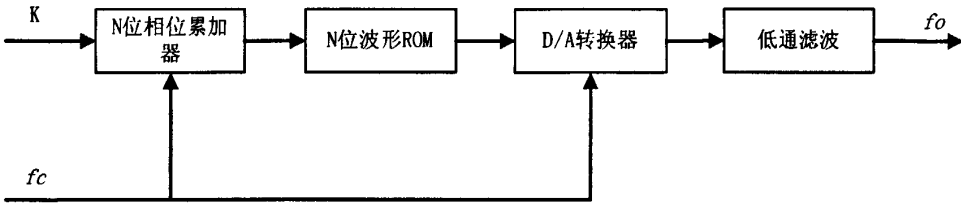


图 2-9 DDS 基本原理图

Fig.2-9 Basic Schematic Diagram of DDS

相位累加器由 N 位加法器与 N 位累加寄存器级联构成。每来一个时钟脉冲 f_c ，加法器将频率控制字 K 与累加寄存器输出的累加相位数据相加，把相加后的结果送至累加寄存器的数据输入端。累加寄存器将加法器在上一个时钟脉冲作用后所产生的新相位数据反馈到加法器的输入端，以使加法器在下一个时钟脉冲的作用下继续与频率控制字相加。这样相位累加器在时钟作用下，不断对频率控制字进行线性相位累加。由此可以看出，相位累加器在每一个时钟脉冲输入时，把频率控制字累加一次，相位累加器输出的数据就是合成信号的相位，相位累加器的溢出频率就是 DDS 输出的信号频率。用相位累加器输出的数据作为波形存储器 (ROM) 的相位取样地址，这样就可把存储在波形存储器内的波形抽样值 (二进制编码) 经查找表查出，完成相位到幅值转换。波形存储器的输出送到 D/A 转换器，D/A 转换器将数字量形式的波形幅值转换成所要求合成频率的模拟量形式信号。低通滤波器用于滤除不需要的取样分量，以便输出频谱纯净的正弦波信号。DDS 在相对带宽、频率转换时间、高分辨力、相位连续性、正交输出以及集成化等一系列性能指标方面远远超过了传统频率合成技术所能达到的水平，为系统提供了优于模拟信号源的性能。

2.6.1.2 AD9850 简介

选择 DDS 芯片 AD9850 来实现超声波正弦信号的产生，其工作原理组成框图和系统功能框图如图 2-10、图 2-11 所示，

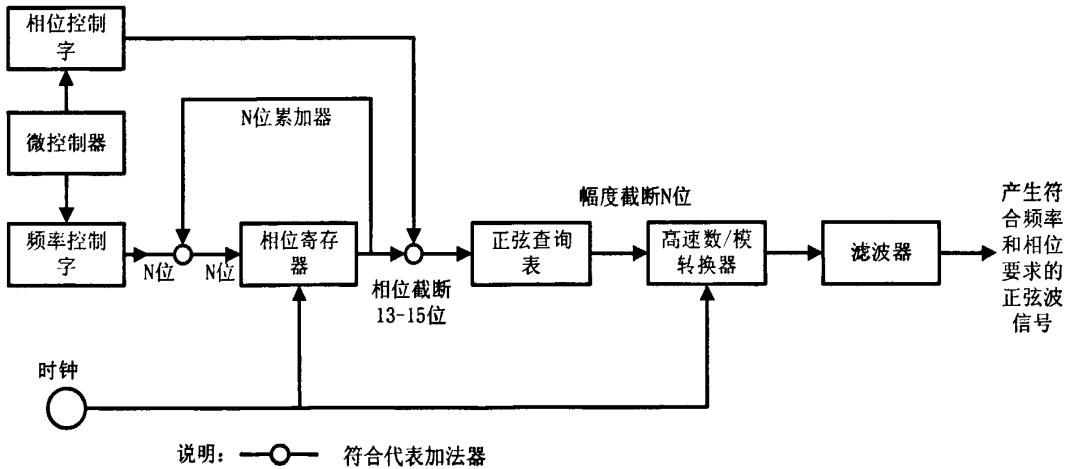


图 2-10 AD9850 工作原理组成框图

Fig.2-10 Principle Block Diagram of AD9850

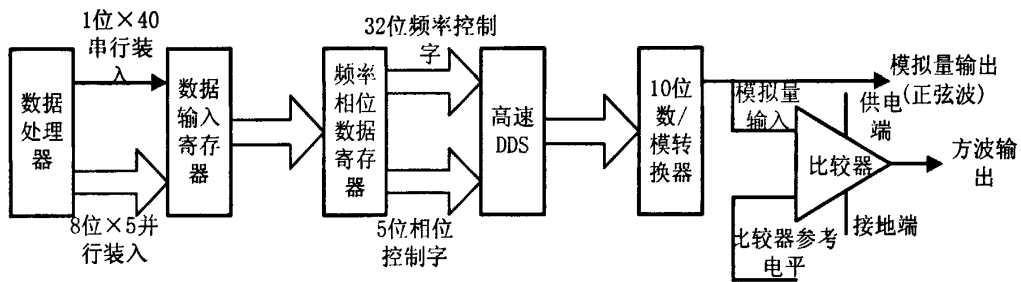


图 2-11 AD9850 系统功能框图

Fig.2-11 Systematical Function Diagram of AD9850

AD9850 与 MCU 相连接, 由 MCU 通过串行或并行通信向 AD9850 装入控制字, AD9850 有 40 位的控制字, 32 位用于频率控制, 5 位用于相位控制, 这 5 位相位控制字, 允许相位按增量 180° 、 90° 、 45° 、 22.5° 、 11.25° 或这些值的组合进行调整。1 位用于电源休眠 (Power Down), 2 位用于选择工作方式。AD9850 工作时钟频率最高可到 125MHz, 在此时钟频率下, 可产生 $0.0291\text{Hz} \sim 62.5\text{MHz}$ 的正弦波信号和标准的方波信号^[31]。一般情况下, AD9850 实际工作频率小于参考频率的 40% 时较合适。AD9850 的参考时钟最高 125MHz, 故信号发生源可以稳定的控制在 50MHz 以内^[32]。

另外 AD9850 内部有高速比较器, 接到 DAC 滤波输出端, 就可直接输出一个抖动很小的方波信号, 此方波信号可作为系统时钟源或数据处理器的中断信号。取该信号为参考信号, 此信号和超声信号同频同相。

2.6.2 超声波正弦信号发生电路

超声波正弦信号发生电路如图 2-12 所示，AD9850 与单片机的连接采用并行总线接口方式，这种方式占用的单片机资源较少。

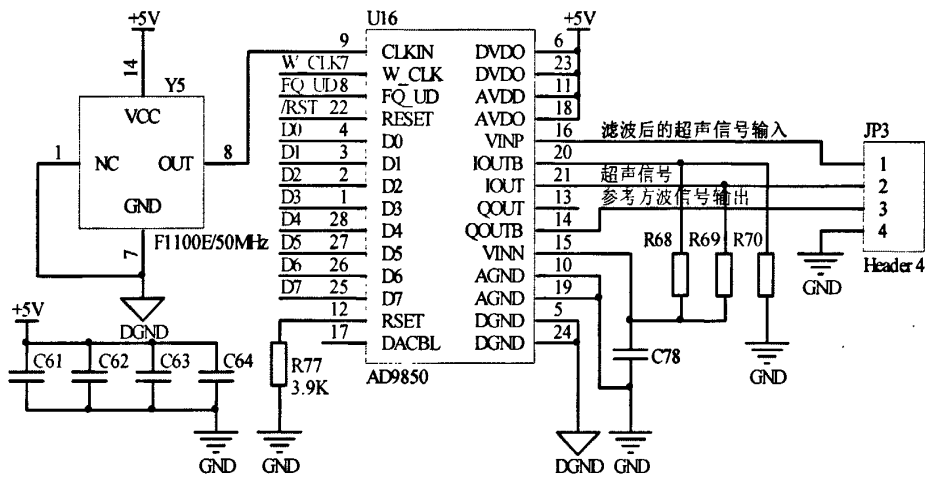


图 2-12 超声波正弦信号发生电路

Fig.2-12 Ultrasonic Sinusoidal Signal Generating Circuit

AD9850 的 D0-D7 管脚和单片机的 P1 端相连接，主要接收单片机输入频率、相位控制字等数据，同时完成调频、调幅和调相等功能。器件 Y5 为有源晶振，其频率为 50MHz，对于晶振选择，应注意晶振输出波形，其性能直接影响着 DDS 输出波形的优劣。采用方波输出的晶振将导致 DDS 的输出波形变差，其根本原因主要是寄生电容的存在，方波输出的晶振容易产生一定的振铃（ringing）现象，振铃的频率成了另一个参考频率源，因此产生了波形较差的多谐波信号。所以，这里优先采用正弦波输出的有源晶振。由 Nyquist 采样定律及 DDS 内部结构特点^[30]，所选晶振频率 f 不宜超过参考时钟频率 f_{mclk} 的 40%，有 $f \leq f_{\max} \leq f_{mclk} \times 40\%$ ，电路产生频率为 62.5KHz 的正弦波，则参考时钟频率应大于 156.25KHz 较合适，超声波正弦波信号发生电路中 Y5 取的是频率为 50MHz 的晶振。

AD9850 工作电压为 +5V，电源引脚加滤波电容。其中引脚 IOUT（21 引脚）为正弦波形输出端，带有杂波，引脚 VINP（16 引脚）为滤波后正弦波输入端，作用是在 QOUTB（14 引脚）产生一个同超声波信号同频同相的方波参考信号，用于频率跟踪电路。

2.7 滤波器

2.7.1 滤波器方案

理想情况下 DDS 输出的频谱结构图如图 2-13 所示,在整个 DDS 信号发生电路工作过程中,低通滤波器不仅要过滤高频信号,还要去除 DDS 的谐波杂散和边带杂散信号,因此低通滤波器是本文数字控制超声波发生器中信号处理的重要部件,其性能的优劣对输出波形信号有重大影响^[33]。

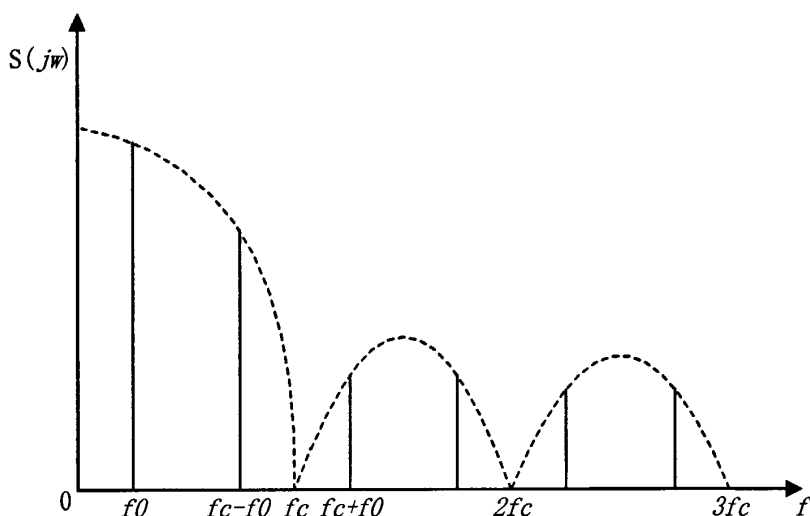


图 2-13 理想情况下 DDS 输出频谱结构图

Fig.2-13 Ideally DDS Output Spectrum Structure

有源滤波器主要用于低频及受到放大器开环增益不够大和频带限制的场合。DDS 作为一种全数字器件,由于自身特性,其输出频谱杂散是制约其发展应用的一个瓶颈。为了获得高质量纯净的波形信号输出,使用低通滤波器去除干扰信号非常重要。在整个 DDS 实现过程中,低通滤波器不仅要滤出高频信号,还要去除 DDS 的谐波杂散和边带杂散信号,因此低通滤波器是信号发生器中信号处理的重要部件,其性能的优劣对输出波形信号有重大影响。

目前常用的低通滤波器按其传递函数不同可以分为^[34]:巴特沃斯滤波器、切比雪夫 I 滤波器、切比雪夫 II、贝塞尔滤波器和椭圆滤波器。当阶数 $N=7$ 时,它们在 Matlab 软件环境下的幅频仿真图如图 2-14 所示。

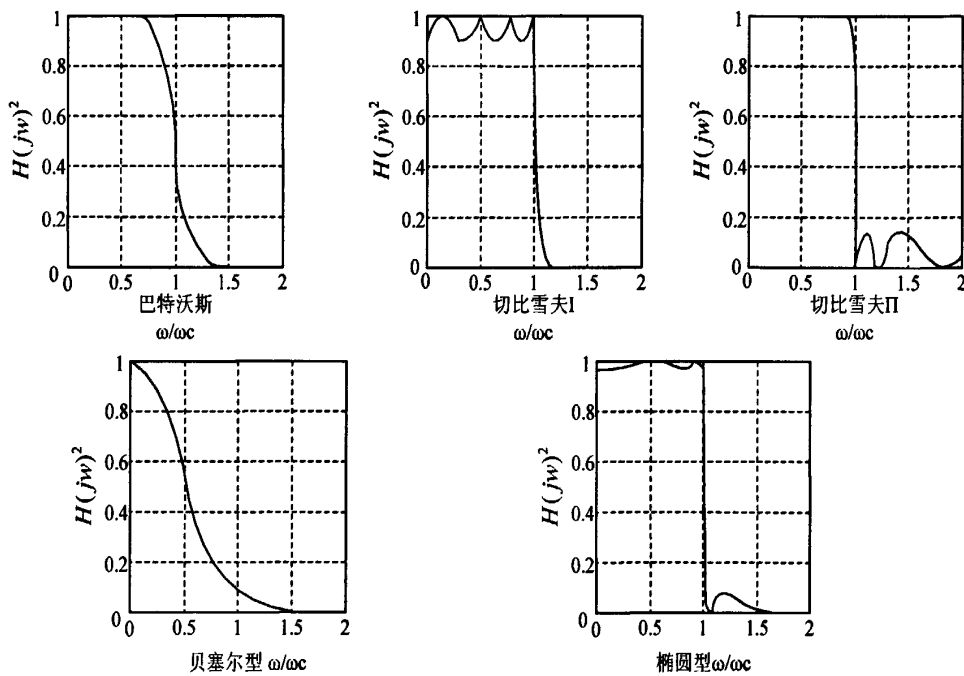


图 2-14 5 种不同型滤波器幅频仿真图对比

Fig.2-14 Five Different Type Filter Amplitude-frequency Simulation Diagram Contrast

1. 巴特沃斯滤波器拥有最平滑的幅频响应，频率响应单调下降，通带内比较平坦，截断频率处有 3 dB 的衰减，但在阻带衰减缓慢，从通带到阻带的过渡带很宽，对带外干扰信号衰减作用很弱。
 2. 切比雪夫 I 型滤波器通带内具有等波纹起伏特性，阻带内单调下降且具有更大的衰减，截止特性好但群延迟特性（即相位变化与频率变化的比）不好。切比雪夫分布 II 型滤波器与切比雪夫 I 型频带特性刚好相反，通带内平滑且有衰减特性，阻带内有等波纹起伏特性。
 3. 贝塞尔滤波器在零频时具有最平坦的群延时，群延迟在整个通带内保持不变，但是截止特性相当差。
 4. 椭圆型滤波器在通带内和阻带内都有等波纹的起伏，比巴特沃斯和切比雪夫滤波器有更陡的下降梯度，过渡带陡峭，在相同性能指标下，椭圆滤波器所需的阶数更小。
- 综合比较可知，椭圆滤波器的性能更好。

2.7.2 椭圆滤波器设计

根据 DDS 原理, 频率控制字 K 和时钟频率 f_c 共同决定 DDS 的输出频率 f_o , 它们之间满足: $f_o = Kf_c/2^N$ (N 为相位累加器的位数)。由奈奎斯特采样定理, 输出的最高频率是 DDS 的时钟频率 f_c 的 50% (理论值), 但是考虑到低通滤波器的设计难度以及对输出信号杂散的抑制, 实际频率只达到 40% f_c [34]。

AD9850 高集成度频率合成器工作时钟可达 125MHz, 该滤波器是建立在 AD9850 基础上, 由采样定理可知, AD9850 输出的最高频率为 62.5MHz, 则椭圆滤波器的截止频率为 50MHz [35]。

在设计 DDS 输出信号的滤波电路时, 需要考虑滤波器的幅频特性、电路输入、阻抗匹配、截止频率等参数, 根据设计参数确定具体曲线和归一化的元件值, 然后根据去归一化得到实际元件值。

1. 在实际应用中, 一般都选择 f_p 为基准频率, 在这种情况下, 通带上限频率和阻带下限频率的归一化值分别为 $\Omega_p = \frac{f_p}{f_p} = 1$; $\Omega_s = \frac{f_s}{f_p} = \frac{1}{k}$, 选择性因子 k 就是与椭圆函数滤波器有关的各椭圆函数的模数。在椭圆函数理论中, $k = \sin \theta$ 表示模数 k , θ 称为模角。由于这 4 个参数的关系相当复杂, 用解析法求解阶数很困难, 可用特制的图表确定阶数 N 。其中椭圆函数滤波器的传递函数为 [36]:

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 R_n^2(\omega)} \quad (2.1)$$

其中 ε 为纹波参数, m 为变量的个数, 而有理函数 $R_n^2(\omega)$ 表达式为:

(1) 当 n 为奇数时, $m = (n-1)/2$, 则

$$R_n(\omega) = \frac{\omega(\omega_1^2 - \omega^2)(\omega_2^2 - \omega^2) \dots (\omega_m^2 - \omega^2)}{(1 - \omega_1^2 \omega^2)(1 - \omega_2^2 \omega^2) \dots (1 - \omega_m^2 \omega^2)}, \quad f_c = f_s / \Omega_s \quad (2.2)$$

(2) 当 n 为偶数时 $m = n/2$, 则

$$R_n(\omega) = \frac{(\omega_1^2 - \omega^2)(\omega_2^2 - \omega^2) \dots (\omega_m^2 - \omega^2)}{(1 - \omega_1^2 \omega^2)(1 - \omega_2^2 \omega^2) \dots (1 - \omega_m^2 \omega^2)} \quad (2.3)$$

2. 确定阶数 N

以 DDS 芯片 AD9850 的特性为依据, 本次设计的椭圆低通滤波器的设计指标为:

截止频率为 50MHz；通带内起伏量为 0.1dB；阻带频率为 62.5MHz，此处的最小阻带衰减为 50dB；特性阻抗：R1=R2=200Ω。

(1) 根据电子滤波器设计手册估算椭圆函数滤波器阶数用的曲线^[36]，并由给定的技术指标（阻带频率 Ω_s ，反射系数 ρ ，阻带最小衰减 A_s ）估算滤波器的阶数 N。

$$(2) \text{ 根据设计要求可得低通陡度系数 } A = \frac{62.5\text{MHz}}{50\text{MHz}} = 1.25;$$

(3) 根据阻带端点 Ω_s 内的最小阻带衰减为 50dB，由文献^[4]中 R_{dB} ， ϵ ， ρ 之间的关系，获得该设计要求的通带起伏量为 0.1dB，从而计算出反射系数 $\rho=15\%$ ；

$$(4) \text{ 查找估算阶数曲线}^{[36]} \text{ 得到 } A_p=16.5, \text{ 则 } A_p + A_{\min}=66.5;$$

(5) 据电子滤波器设计手册，在 $\Omega_s=1.25$ 时，N=7 可满足给定的衰减量 0.3dB。因 N 为奇数，所以模数 k 和模角 θ 可直接由 Ω_s 求得： $k=1/\Omega_s=1/1.25=0.8$ ， $\theta=\sin^{-1}k=53.13^\circ$ 。实际采用 θ ，该数值略大，以便超过裕量。

当在 N=7 时，选取 $\theta=55^\circ$ ，可得 $\Omega_s=1.2208$ 。由该截止 Ω_s 值可求出实际截止频率： $f_c=f_s/\Omega_s=62.5/1.2208\approx51.19$ (MHz)。

3. 归一化

7 阶椭圆型低通滤波器的模型如图 2-15 所示。由于得到了截止频率为 50MHz，特性阻抗等于归一化特性阻抗 1Ω 的过渡性滤波器^[36]。对归一化元件参数变换：

$$M = \frac{\text{待设计的截止频率}}{\text{基准滤波器的截止频率}} = C_{(NEW)} = C_{(MID)} / K \frac{50\text{MHz}}{(1/2\pi)\text{Hz}} \approx 10.1 \times 10^8, \text{ 电感变换}$$

$$L_{(MID)} = L_{(OLD)} / M; \text{ 电容变换 } C_{(MID)} = C_{(OLD)} / M。 \text{ 阻抗变换，由过渡性滤波器转换成最终需要的截止频率为 51.19MHz，特性阻抗为 } 200\Omega \text{ 的滤波器。}$$

过渡性元件参数变换如下： $K=\text{待设计滤波器特性阻抗}/\text{基准滤波器特性阻抗}=200\Omega/1\Omega=200$ ；电感变换

$$L_{(NEW)} = L_{(MID)} K; \text{ 电容变换 } C_{(NEW)} = C_{(MID)} / K。$$

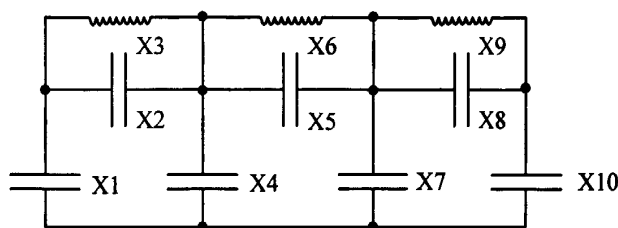


图 2-15 7 阶椭圆函数滤波器模型

Fig.2-15 Model of 7-order low-pass elliptic filter

查表所得滤波器得到各元件的参数，其中截止频率 50MHz，特性阻抗 200Ω。元件值表如表 2-3 所示。

表 2-3 元件值表

Tab.2-3 Table of Component Value

元件号	C72/pF	C67/pF	C73/pF	C68/pF	C74/pF	C69/pF	C75/pF	L8/nH	L9/nH	L10/nH
归一化	1.208	0.1541	1.626	0.7745	1.2382	0.5482	0.9230	1.232	0.8420	0.8981
去归一化	6.04	0.7705	8.13	3.8725	6.191	2.741	4.615	6.16	4.21	4.4905

椭圆滤波器如图 2-16 所示，根据表 2-3 数值，得到椭圆滤波器的电路参数值。

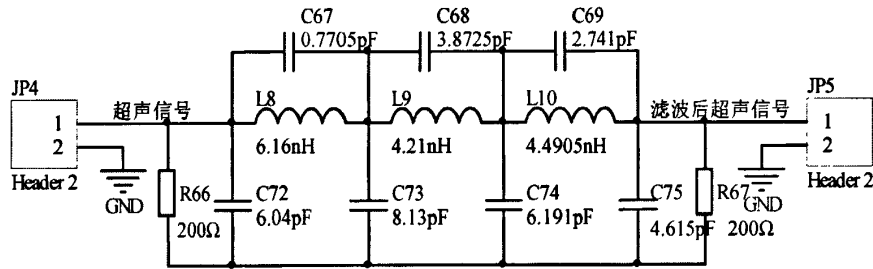


图 2-16 椭圆滤波器

Fig.2-16 Elliptic Filter

2.8 超声功率和超声时间控制

超声键合焊接分一焊和二焊，因为在键合焊接时，一焊键合是通过打火系统把烧好的金球，通过超声和压力作用键合在晶片上，二焊键合是在超声和压力的作用下，把金线键合在晶片外部的引线框架的焊盘上。设计两个通道，每个通道均可以超声功率调整和超声时间调整。超声功率调整是指在不改变频率的情况下，在超声信号源输出电路中串入一个可调电阻，通过改变可调电阻的分压阻值，从而改变功放电路的输入电压，达到调节超声功率的目的。

超声功率和时间控制电路如图 2-17 所示。

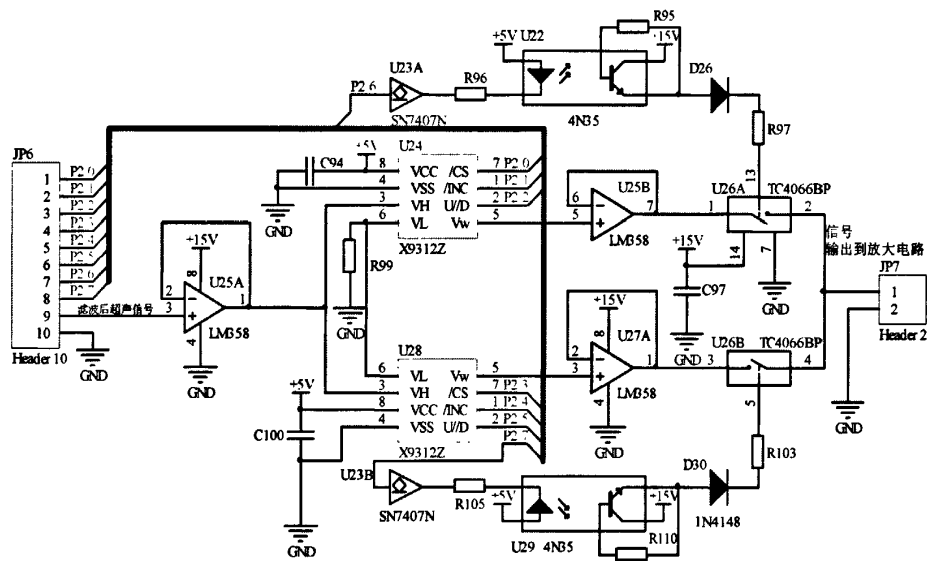


图 2-17 超声功率和时间调整电路

Fig.2-17 Ultrasonic Power and Time to Adjust Circuit

采用 C8051F340 单片机控制数字电位器 X9312Z 来调整超声功率的大小，该数字电位器功能与机械电位器相似，可以取代几乎所有模拟电路中的机械电位器，而且不受机械振动的影响。X9312Z 数字电位器有 100 个滑动抽头点，滑动端的位置取决于片内计数器的值，通过芯片的三线接口可以改变计数器的值，且该值可以贮存于非易失存储器中，在掉电情况下数据也不会丢失，上电时也可重新调用^[37]。用线组双边开关 TC4066BP 来控制超声时间，TC4066BP 包含四个双向开关，当控制输入端 CONT 被设置为“H”电平时，TC4066BP 输入与输出阻抗的很低，相当于开关闭合，反之开关打开。

为了响应高速控制和提高抗干扰能力，在单片机控制端与 TC4066BP 控制端中间增加了高速光耦 4N35，图中器件 U24 和 U28 为 TC4066BP，U22 和 U29 为 4N35，U23A 和 U23B 为 OC 门 SN7407N。

超声波正弦信号源从一、二焊超声功率调整电位器 X9312Z 的 VH 端输入，由 X9312Z 的 VW 端输出，再经超声输出控制开关 U26A 或 U26B 传送至功率放大模块。U24 为一焊超声功率调整数字电位器，U28 为二焊超声功率调整数字电位器。单片机 P2 口的 P2.0, P2.1 和 P2.2 控制一焊超声功率调整电位器 U24 的 $\overline{CS}$ ， $\overline{INC}$ 和 $U/\overline{D}$ 端，P2.3, P2.4 和 P2.5 控制二焊超声功率调整电位器 U28 的 $\overline{CS}$ ， $\overline{INC}$ 和 $U/\overline{D}$ 端，用于调节电位器的阻值。

超声输出控制逻辑表如表 2-4 所示，

表 2-4 超声输出控制逻辑表

Tab.2-4 Control Logic of Ultrasonic Output

单片机I/O口输出	超声输出通道
低电平	闭合
高电平	关断

当单片机的 P2.6 输出低电平时，U23A 的输出也为低电平，U22 的第 4 脚输出为 +15V，加在 U26A 的第 13 脚，使得模拟开关 U26A 闭合，从而连通一焊的超声输出通道。反之，当单片机的 P2.6 输出高电平时，模拟开关 U26A 断开，一焊超声输出通道截止。二焊超声时间控制逻辑与一焊相同，超声控制开关为 U26B。单片机 I/O 口输出低电平的持续时间，即为超声输出的时间。

2.9 功率放大电路和电流相位采样电路

2.9.1 功率放大电路方案

由于 DDS 芯片 AD9850 的输出电流不大，必须在输出级使用放大电路来提供足够的输出电压和电流。放大电路的选择主要是在不失真前提下尽可能输出最大功率和效率。功率放大电路有三种工作状态，按静态工作点在交流负载线上的位置不同，将功率放大器分为甲类、乙类以及甲乙类^[38]。

(1) 甲类功率放大器的静态工作点设置在交流负载线的中点，功率管在工作过程中处在导通状态。波形无失真，但由于静态工作点较高，效率低。

(2) 乙类功率放大器的静态工作点设置在交流负载线的截止点，功率管仅在输入信号的半个周期导通，波形失真严重。但由于静态工作点低，功耗最小，效率最高可达 75%^[39]。

(3) 甲乙类功率放大器的静态工作点介于甲类和乙类之间，该电路在静态时静态偏流较小，它的波形失真和效率介于甲类和乙类之间。

本文选用了一种工作于甲乙类或乙类状态的互补对称放大电路——无输出变压器（OTL）的互补对称放大电路。OTL 功率放大器是指采用一个电源供电的互补

对称电路，在输出端接一个电容器 C，输出信号通过电容耦合到负载 R_L ，而不用变压器，故称为无输出变压器电路，简称 OTL 电路。

2.9.2 OTL 功率放大电路与采样电路

无输出变压器（OTL）的互补对称放大电路及采样电路如图 2-18 所示。

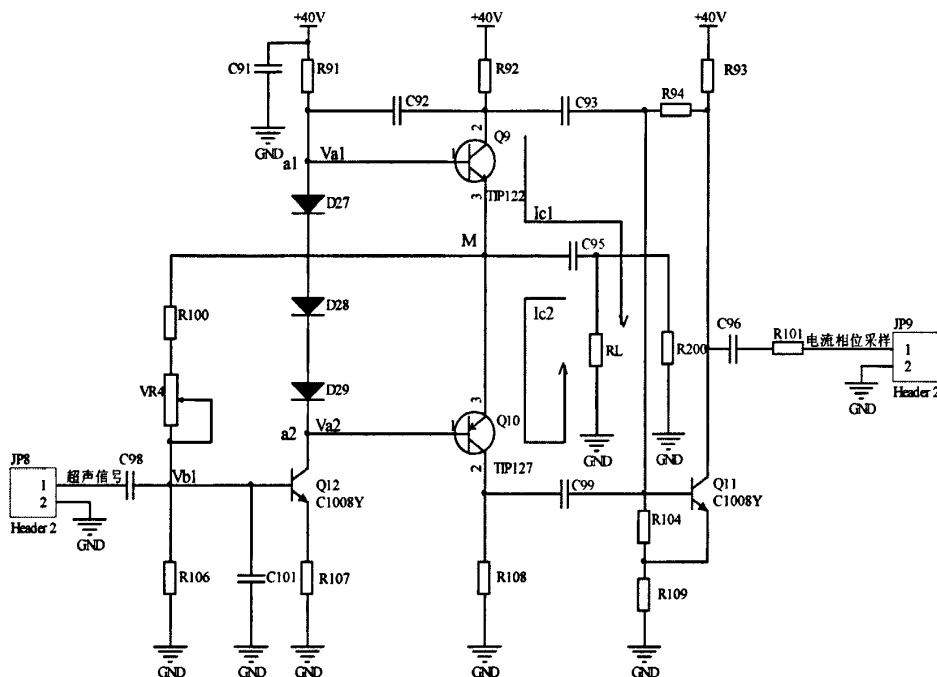


图 2-18 无输出变压器（OTL）的互补对称放大电路及采样电路

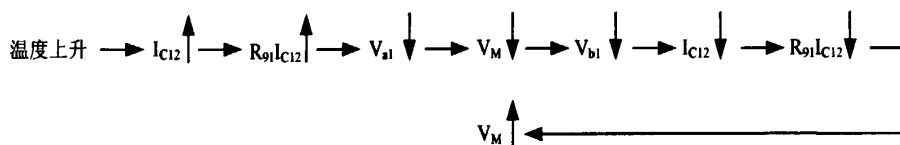
Fig.2-18 Output Transformerless Amplification Circuit and Sampling Circuit

无输出变压器（OTL）的互补对称放大电路及采样电路中，当有输入信号 V_i 时，在信号的正半周，Q9 导通，有电流 I_{c1} 通过负载，同时向电容 C95 充电；在信号的负半周，Q10 导通，则已充电的电容 C95 通过负载放电。Q9 和 Q10 都是以射极输出的形式将信号传输给负载 R_L ，这样在负载 R_L 上得到了完整的输出波形。

其中，三极管 Q12 为前置放大推动级，Q9 和 Q10 组成互补推挽对称电路的输出级。静态时，电阻 R100、R106 和可调电位器 VR4 组成分压式偏置电路，调节 VR4 可使 Q12 的集电极电流 I_{c1} 和 Q10 的基极电压 V_{a2} 达到所需大小，给 Q10 提供一个合适的偏置。二极管 D27、D28、D29 供给 Q9 一定的正偏压，从而使 Q9、Q10 两管处于微导通状态，又因为 R92 和 R108 阻值相等，Q9、Q10 彼此互补，根据电路的对称性可知，M 点电位 $V_M = V_{CC}/2$ 。为验证 $V_M = V_{CC}/2$ ，实验中取 $V_{CC} = 40V$ ，测试静态时的 M 点电压为 20V，正好是 V_{CC} 的一半。

该电路有如下特点：

1. 静态时负载 R_L 上无电流；
2. D27、D28、D29 供给 Q9 和 Q10 两管一定的正偏压，使两管处于微导通状态，即工作于甲乙类状态，这样避免了信号产生交越失真；
3. R91 为 Q12 的集电极负载电阻，a1、a2 两点的直流电位差始终为 2V 左右，由于二极管 D27、D28、D29 的动态电阻很小，三管串联连接后其上的交流压降不大，故 a1、a2 两点的交流电压的变化量可认为是相等的；
4. Q12 的偏置电压取自 M 点，是为了取得电压负反馈，以保证静态时 M 点的电位稳定在 $V_{CC}/2$ 。例如当环境温度升高使 Q12 的集电极电流 I_{C12} 增大时，R91 上的压降也增大，于是 Q9 的基极电位 V_{a1} 降低，M 点电位 V_M 也随着降低。 V_M 经 R100、R106 和 VR4 分压后，使 Q12 的基极电压 V_{b1} 也降低，于是 I_{C12} 减小，R91 上的压降也下降，使 V_M 基本上恢复到原来的值。这一反馈过程可表示如下：



因此无输出变压器（OTL）的互补对称放大电路具有自动稳定静态工作点的作用；

5. 由于换能器负载 R_L 阻抗低，为提高负载吸取信号的能力，在 R_L 两端并一电阻 R200，以提高功放电路的输出能力；

6. 在上述甲乙类互补对称功放电路的集电极利用电阻 R92、R108 进行压电换能器电流相位的采样，然后把完整的采样波形经过三极管 Q11 进行放大，再经过信号调理转换为 CD4046BE 所需要的矩形波信号，输入到 CD4046BE 的 COMPARATOR IN 端口（第 3 引脚）。

2.9.3 OTL 功率放大电路的效率计算

对于图 2-18 无输出变压器（OTL）的互补对称放大电路及采样电路，其效率计算如下：假定电路工作在极限状态，输出电压的最大值为 $\frac{V_{CC}}{2}$ ， V_{CC} 为 40V，即

$$V_{OM} = \frac{V_{CC}}{2} \quad (2.4)$$

在此理想情况下，最大输出功率为

$$P_{OM} = \frac{V_{OM}}{\sqrt{2}} \times \frac{I_{OM}}{\sqrt{2}} = \frac{V_{OM}}{\sqrt{2}} \times \frac{V_{OM}}{\sqrt{2}R_L} = \frac{V_{OM}^2}{2R_L} = \frac{V_{CC}^2}{8R_L} \quad (2.5)$$

式 (2.5) 中， I_{OM} 为输出电流最大值，

$$I_{OM} = \frac{V_{OM}}{R_L} = \frac{V_{CC}}{2R_L} \quad (2.6)$$

R_L 为换能器的等效阻抗，电源给的功率为

$$P_E = V_{CC} I_{C(AV)} \quad (2.7)$$

$$I_{C(AV)} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \frac{V_{CC}}{2R_L} \sin \omega t d(\omega t) = \frac{V_{CC}}{2\pi R_L} \quad (2.8)$$

于是得出理想情况下 OTL 功率放大电路的效率

$$\eta = \frac{P_{OM}}{P_E} = \frac{V_{CC}^2 / 8R_L}{V_{CC}^2 / 2\pi R_L} = \frac{\pi}{4} = 78.5\% \quad (2.9)$$

实际效率一般低于这个数值，视具体电路和具体环境而定^[38]。

2.9.4 采样方案

对于电压相位采样，如上图 2-12 超声波正弦信号发生电路所示，采用滤波后的超声信号反馈到 AD9850 芯片内部的比较器正端口 VINP (16 引脚)，和地电平相比较，转化成方波信号，从端口 QOUT (14 引脚) 输出，此信号和超声信号频率相位一致，把此方波信号输入到 CD4046BE 的端口 Signal In (第 14 引脚)。

对电流相位采样如上图 2-18 无输出变压器 (OTL) 的互补对称放大电路及采样电路所示，由于压电换能器是一敏感的被控对象，必须减少对其的影响；同时要采样的只是压电换能器电流的相位，而非电流值，采用间接采样电流相位的方法，即在无输出变压器 (OTL) 的互补对称放大电路的集电极利用两电阻进行压电换能器电流相位的采样，然后把完整的采样波形经过三极管进行放大，再经过电路调理转换为 CD4046BE 所需要的矩形波信号，输入到 CD4046BE 的 COMPARATOR IN 端口 (第 3 引脚)。

2.10 频率自动跟踪电路

2.10.1 超声换能器振动特性分析

在超声谐振频率附近,利用集总参数法可将压电换能器等效为如图 2-19 所示电路。其中 C_0 为换能器的静态电容,主要由换能器因夹持而产生的电容构成, R_0 为压电陶瓷片的内介电损耗,通常可以忽略其影响(一般认为 R_0 为无穷大), L_1 为动态电感,由换能器质量引起, C_1 为换能器引起的动态电容, R_L 为负载反映的动态电阻。一般由 R_0 和 C_0 组成的电路称为电学臂,由 L_1 、 C_1 和 R_L 组成的电路称为机械臂^[40]。

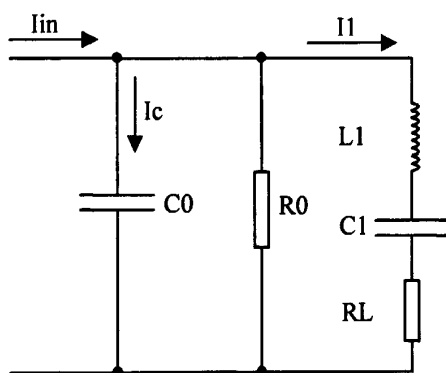


图 2-19 压电换能器等效电路

Fig.2-19 Equivalent Circuit of Piezoelectricity Transducer

依照电路理论^[38],压电换能器的阻抗为:

$$Z_0 = R_y + jX_0 \quad (2.10)$$

$$R_y = \frac{R_L}{\left[1 - \omega C_0 \left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} \right) \right]^2 + \omega^2 C_0^2 R_L^2} \quad (2.11)$$

$$X_0 = \frac{\left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} \right) - \omega C_0 \left[R_L^2 - \omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} \right]}{\left[1 - \omega C_0 \left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} \right) \right]^2 + \omega^2 C_0^2 R_L^2} \quad (2.12)$$

则当超声频率 $\omega_s = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}$, $L_1 C_1$ 支路串联谐振; 当信号频率等于 $\omega_p = \frac{1}{\sqrt{L_1 \frac{C_0 C_1}{C_0 + C_1}}}$

时, ω_p 称为并联谐振频率。

超声系统要求激励频率必须要跟踪谐振频率的变化, 同时为了防止负载阻抗急剧变化带来的损坏, 要求超声系统对换能器传递出的机械功率必须随负载变化而变化。因此通过对系统频率跟踪的设计, 为系统的正常工作提供了保障。本文采用的超声换能器固有振动频率为 $62.5\text{KHz} \pm 1\text{KHz}$, 等效阻抗约 14Ω 。

2.10.2 相位差控制理论基础

2.10.2.1 串联谐振电路

由图 2-19 压电换能器等效电路图可知, 超声焊接谐振系统, 实际上为串并联谐振系统。串联谐振时, 如图 2-20 串并联谐振电路中 a) R、C、L 串联谐振所示,

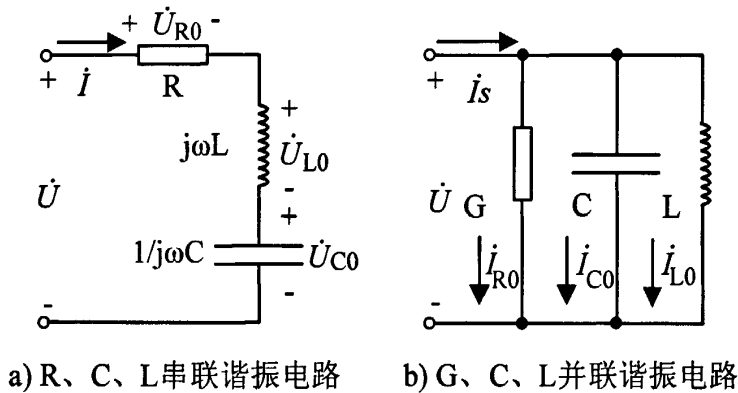


图 2-20 串并联谐振电路

Fig.2-20 Series-Parallel Resonant Circuit

设激励源的角频率为 ω , 在正弦电压激励下的串联谐振电路的等效阻抗为

$$\begin{aligned}
 Z(j\omega) &= R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C} = R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) \\
 &= \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2} e^{j\arctan\left(\frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R}\right)} \quad (2.13)
 \end{aligned}$$

实部 $\operatorname{Re}[Z(j\omega)] = R$ ，而虚部 $\operatorname{Im}[Z(j\omega)] = X(\omega) = \omega L - \frac{1}{\omega C}$ 是角频率 ω 的函数，它随 ω 变化的规律，若 $\omega < \omega_0$ 时，该电路呈电容性；若 $\omega > \omega_0$ 时，则电路呈电感性；若 $\omega = \omega_0$ 时 $\omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C}$ ，此时 $X(\omega_0) = \omega_0 L - \frac{1}{\omega_0 C} = 0$ ， $Z(j\omega_0) = |Z(j\omega_0)| = R$ ，电路呈电阻性，即电路串联谐振，所以串联谐振的条件即是感抗等于容抗，角频率 ω_0 就是串联谐振角频率。对于串联谐振频率 f_0 ，根据 $\omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C}$ ，可得 $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ ，由于串联谐振频率为 $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ ，则 f_0 仅仅决定于电路参数 L 和 C 。

电抗的频率特性如图 2-21 所示。

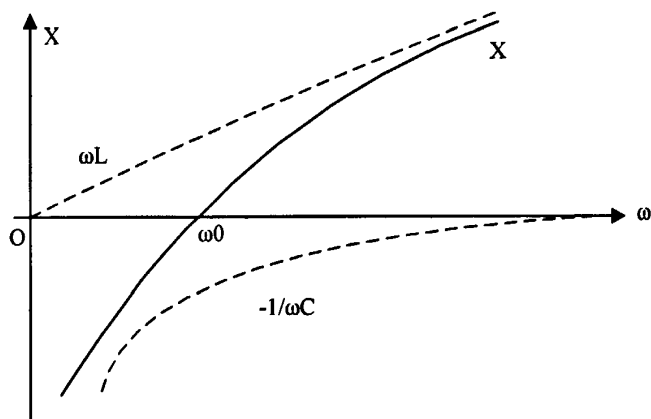


图 2-21 串联电抗频率特性曲线图

Fig.2-21 Frequency Characteristic Curve of Series Reactance

电路处于谐振状态时，表现出以下两种现象^[33]：

1. 等效电抗为零，等效阻抗为电阻 R ，见式 (2.11) 所示。此时现象为：在一定的电压激励下，电流值必为最大，并与激励电压同相。

$$\dot{I}_0 = \frac{\dot{U}_x}{Z(j\omega_0)} = \frac{\dot{U}_s}{R} \quad (2.14)$$

2. 感抗等于容抗, 由 (2.13) 可知电感电压相量 $\dot{U}_{L0} = j\omega_0 L \dot{I}_0$ 与电容电压相量

$\dot{U}_{C0} = \frac{1}{j\omega_0 C} \dot{I}_0$ 二者大小相等, 相角相反, 而使电抗电压相量

$$\dot{U}_{X0} = \dot{U}_{L0} + \dot{U}_{C0} = 0 \quad (2.15)$$

激励电压相量: $\dot{U}_S = \dot{U}_{R0} + \dot{U}_{L0} + \dot{U}_{C0} = \dot{U}_{R0} + 0 = R \dot{I}_0$ (2.16)

现象为: 电感电压与电容电压相互抵消, 激励电压全部降落在电阻上。

2.10.2.2 并联谐振电路

如图 2-20 串并联谐振电路中 b) G、C、L 并联谐振电路所示,

设激励源的角频率为 ω_l , 在正弦电流激励下的 RLC 并联谐振电路, 输入端口的等效导纳为:

$$\begin{aligned} Y(j\omega_l) &= \frac{1}{R} + j\omega_l C + \frac{1}{j\omega_l L} = G + j\left(\omega_l C - \frac{1}{\omega_l L}\right) \\ &= \sqrt{G^2 + \left(\omega_l C - \frac{1}{\omega_l L}\right)^2} e^{j\arctan\left(\frac{\omega_l C - \frac{1}{\omega_l L}}{G}\right)} \end{aligned} \quad (2.17)$$

实部 $\operatorname{Re}[Y(j\omega_l)] = G$, 虚部 $\operatorname{Im}[Y(j\omega_l)] = B(\omega_l) = \omega_l C - \frac{1}{\omega_l L}$ 是角频率 ω_l 的函数。它

随 ω_l 变化的规律, 当 $\omega_l < \omega_0$ 时, 该电路呈电感性; 当 $\omega_l > \omega_0$ 时, 电路呈电容性。

当电路发生并联谐振时, 由于 $\omega_0 C = \frac{1}{\omega_0 L}$, 电容电流相量 $\dot{I}_{C0} = j\omega_0 C \dot{U}_0$, 与电感电

流相量 $\dot{I}_{L0} = \frac{1}{j\omega_0 L} \dot{U}_0$ 二者大小相等, 相角相反, 其和为零, 从而激励电流相量:

$$\dot{I}_S = \dot{I}_{R0} + \dot{I}_{L0} + \dot{I}_{C0} = G \dot{U}_0。$$

结论表明, 当电路并联谐振时, 电容电流与电感电流相互抵消, 激励电流全部通过电阻支路, 其激励电流和端电压相位差为零。因此, 当谐振系统处于谐振状态时, 其特殊现象是其电压和电流相位差必然为零。

电纳的频率特性如图 2-22 所示

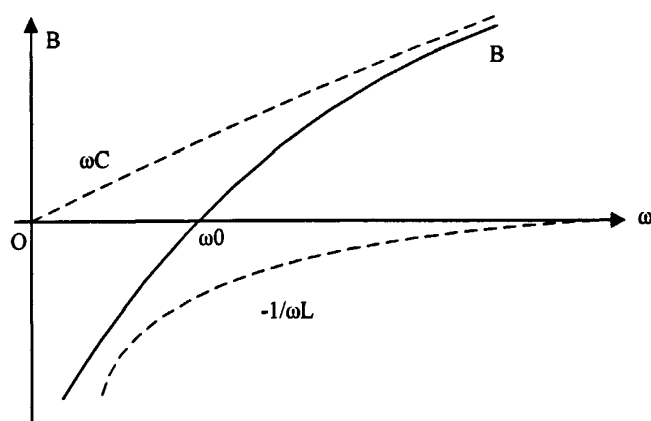


图 2-22 并联电纳的频率特性曲线图

Fig.2-22 Frequency Characteristic Curve of Parallel Admittance

2.10.3 频率自动跟踪电路方案

频率自动跟踪是指在加工过程中,由换能器、变幅杆、刀具组成的振动系统在外界因素影响下,其固有振动频率发生变化时,控制系统能立即发现变化后的固有频率并及时调整激励源频率与变化后的固有频率相同,使振动系统始终工作在谐振状态,以维持振动系统的最大振幅。若在所有情况下,均能保证激励源频率 f_s 与振动系统固有频率 f_0 相等,则频率自动跟踪系统是理想的,但这是非常困难和不易实现的。对于一个实际的跟踪系统来说,只要能使激励源频率 f_s 与振动系统的固有频率 f_0 比较接近,达到系统要求的频率范围即可^[41]。

在超声振动焊接中,为得到大的振幅以提高焊接质量,发挥超声焊接的优越性,要求振动系统工作在谐振状态。一般换能器振动系统工作前,通过调节电源的电频率,可满足系统处于共振的工作条件。但是在实际焊接中,由于负载的变化、系统发热、环境的影响等一系列因素的影响,使振动系统的固有频率发生变化。此时,若不及时调整换能器的激励源频率,振动系统将工作在非谐振状态,从而使振动系统的输出振幅减小,造成加工质量下降。当失谐严重时,振动系统的输出振幅接近为零,金球根本焊接不上。因此,在超声焊线加工中采用频率自动跟踪是非常必要的。

选择相位差控制方法来控制频率自动跟踪的方案,实现这一方案,采用的主要芯片为锁相环芯片 CD4046BE。CD4046BE 内部结构框图如图 2-23 所示,利用

CD4046BE 集成锁相环里面的相位比较器 II 作为系统锁相环的鉴相器，由于相位比较器 II 是一个由信号的上升沿控制的数字存储网络，它对输入信号占空比的要求不高，允许输入非对称波形，同时具有很宽的捕捉频率范围，而且它提供数字误差信号以及锁定信号两种输出，其中锁定信号又称相位脉冲。如果使系统达到锁定，此时必须在相位比较器 II 的两个输入信号之间保持 0° 相移^[42]，满足了这个条件，就达到了频率跟踪的目的。

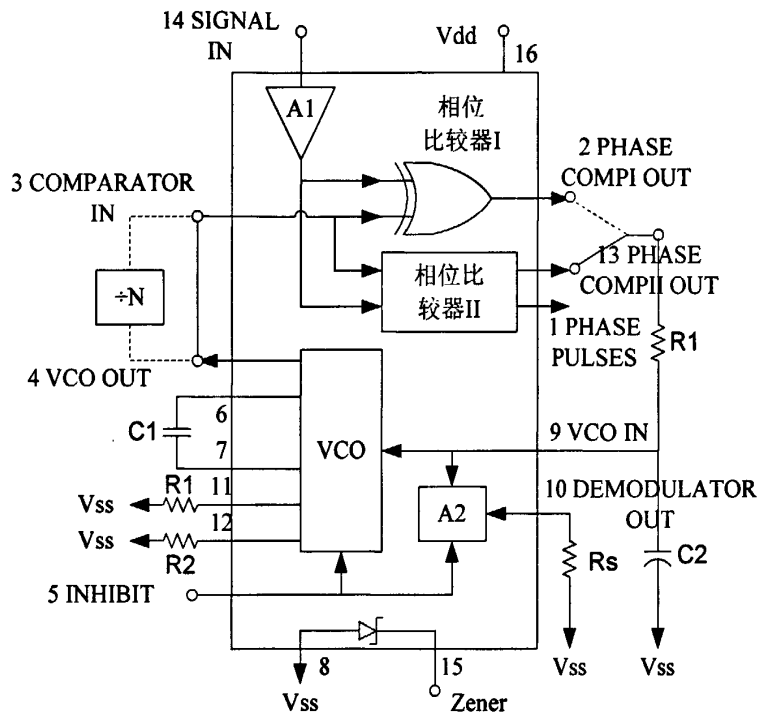


图 2-23 CD4046BE 内部结构图

Fig.2-23 Frame of CD4046BE

CD4046BE 主要由相位比较器 I、II，压控振荡器 VCO，线性放大器 A1，源跟随器 A2 和整形电路等部分组成^[43]。

相位比较器 I 采用异或门结构，如果两个输入端信号 U_i 、 U_o 的电平状态不同时，输出端信号 U_ϕ 为高电平；当电平状态相同时， U_ϕ 为低电平。当 U_i 、 U_o 的相位差 $\Delta\phi$ 在 $(0^\circ, 180^\circ)$ 范围内变化时， U_ϕ 的脉冲宽度亦随之改变。相位比较器 I 要求 U_i 、 U_o 的占空比均为 50% 的方波，因为这样才能使锁定范围最大。

相位比较器 II 波形图如图 2-24 所示，

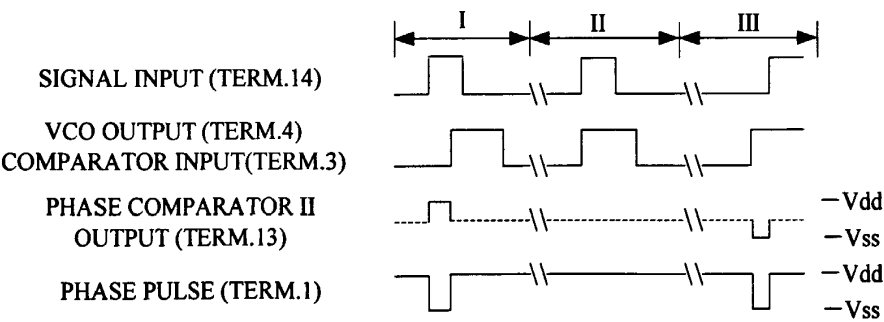


图 2-24 相位比较器 II 波形图

Fig.2-24 The Waveform of Phase Comparator II

相位比较器 II 是一个由信号的上升沿控制的数字存储网络，当输入信号 U_i 的相位滞后于比较信号 U_c 时，相位比较器 II 在 COMP II OUT (13 引脚) 输出正脉冲；当 U_i 相位超前 U_c 时，则输出低电平。COMP II OUT 脚输出的脉冲宽度等于 U_i 和 U_c 输入脉冲上升沿之间的相位差，而 PHASE PULSES 脚也有与上述相位差脉宽相同的低电平输出。当 U_i 和 U_c 两个输入脉冲的频率和相位均相同时，相位比较器 II 的输出 COMP II OUT 为高阻态，PHASE PULSES 脚输出为高电平。相位比较器 II 对输入信号占空比的要求不高，允许输入非对称波形，具有很宽的捕捉范围，而且不会锁定输入信号的谐波。

2.10.4 电路设计

频率跟踪电路如图 2-25 所示，

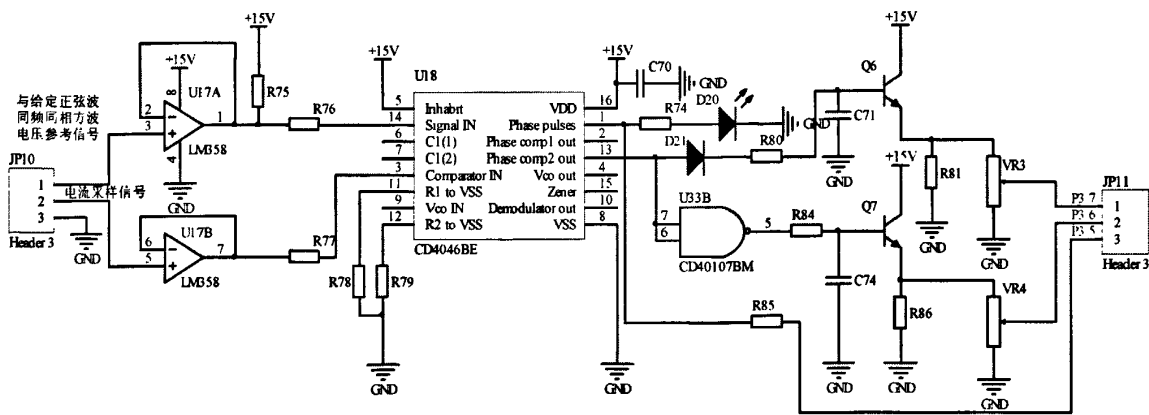


图 2-25 频率跟踪电路

Fig.2-25 Frequency Tracking Circuit

信号输入端为 U18 的 Signal IN (第 14 引脚) 端和 Comparator IN (第 3 引脚) 端, 14 引脚端输入信号是与给定正弦波同频同相方波信号, 此信号与换能器电压信号同频同相; 3 引脚端输入信号是换能器电流相位信号。当端口 Signal IN (第 14 引脚) 信号的相位超前端口 Comparator IN (第 3 引脚) 信号的相位时, 在芯片的 PHASE COMP2 OUT (第 13 引脚) 输出一宽度为相位差的正脉冲信号, 打开开关管 Q6, C8051F340 单片机的 P3.7 端口出现和相位差脉冲宽度一致的电平, 经过对电平信号 A/D 转换, 把电平持续电压值变成单片机可识别的数值, 判断此数值是否为零, 不为零则运行调频程序, 调频程序为调低超声频率值, 直到此数值为零。当端口 Comparator IN (第 3 引脚) 信号的相位超前端口 Signal IN (第 14 引脚) 信号的相位时, 在芯片的 PHASE COMP2 OUT (第 13 引脚) 输出低电平, 经过 CD40107BM 的反相, 使 Q7 导通, 单片机 P3.6 端口出现和低电平宽度一致的电平信号, 经过对该电平 A/D 转换, 判断此值是否为零, 如果不为零运行调频程序, 此时调高超声频率。当换能器谐振时, PHASE COMP2 OUT (第 13 引脚) 为高阻状态, U18 的 Phase pulses (第 1 引脚) 出现高电平, 状态指示灯 D20 亮, 单片机 P3.5 端口有电平, 经过 A/D 转换, 可以得到单片机可以识别的电平值。如果换能器不能谐振, 则 Phase pulses (第 1 引脚) 出现低电平, 电平值为零。

对于输入信号有几点说明: 第一, 换能器电压相位的采样, 是通过直接提取 AD9850 内部比较器输出方波信号的相位, 作为输入到相位比较器 II 的其中一路相位比较信号, 这种电压采样方法可以减少对换能器的影响, 并且使电路设计简单化; 第二, 电压相位与换能器实际的电压相位刚好反相, 这是因为 AD9850 输出的正弦信号经过功率放大模块, 再输入到压电换能器, 而功率放大模块中的推动管 Q12 对信号有反相作用; 第三, 对换能器的电流相位采样, 输入到相位比较器 II 的电压和电流相位与换能器实际的电压和电流相位均相反, 但对相位的逻辑比较不会造成影响, 因为相位比较器 II 进行相位比较时所需要的是某一时刻两信号的相位差, 而不是某一时刻两信号的。

2.11 阻抗匹配和信号调理电路

换能器的阻抗匹配非常重要。而在一些超声功率较小的应用场合, 例如微功率超声焊接, 阻抗匹配的重要性不大^[5], 可直接通过电容耦合来传递超声功率信号, 本文所设计的超声波发生器正是采取这一方案, 因为其功率最高只有 5W, 功率信

号较小, 阻抗匹配设计不好反面会降低超声的效率, 影响焊接效果。图 2-18 无输出变压器 (OTL) 的互补对称放大电路及采样电路中电容 C95 起阻抗匹配的作用。

信号调理主要调理参考电压信号和采样电流信号。参考电压调理见图 2-25 频率跟踪电路,其中电压跟随器 U17B 和电阻 R77,用来匹配 CD4046BE 引脚 Comparator IN (第 3 引脚) 的输入。采样电流信号的调理,如图 2-26 采样正弦波信号调理电路所示,电路主要作用是把采样正弦信号转变为方波信号。

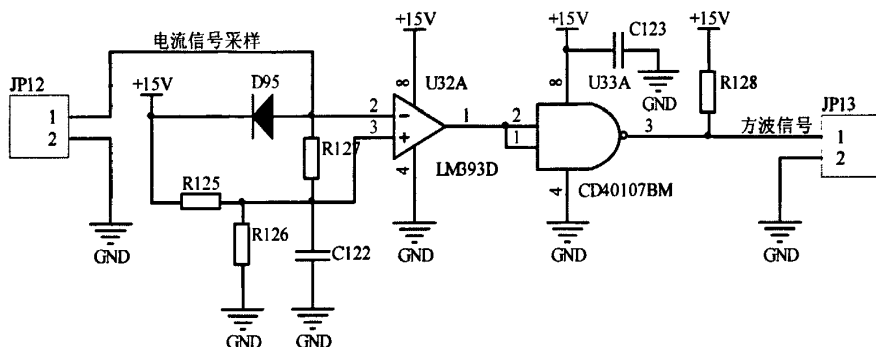


图 2-26 采样正弦波信号调理电路

Fig.2-26 Sampling Sine Wave Signal Conditioning Circuit

2.12 显示电路

数字控制超声波发生器显示电路显示如图 2-27 所示,

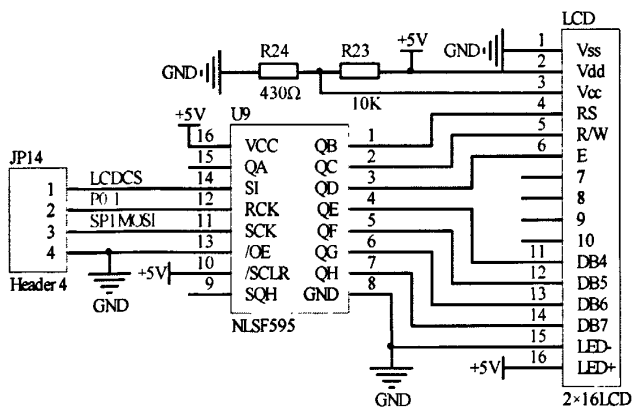


图 2-27 数字控制超声波发生器显示电路

Fig.2-27 Digital Control Ultrasonic Generator Display Circuit

数字控制超声波发生器显示电路中采用了安森美公司生产的 NLSF595 芯片,它是一个先进漏极开路输出的 CMOS 移位寄存器^[44]。采用的是 0.6 μm 硅片 CMOS 制

造工艺。通过专线直接与 C8051F340 连接。其所有的管脚都具有过电压保护功能，且不论工作电压是多少，可允许管脚上的电压高于 V_{cc} 达 7.0V，而不会造成损害或中断器件的工作。器件工作电压为 2.0-5.5V，输出电压独立于电源电压，可达 0-7.0V。LCD 采用的是 2 行 16 个字的 1602 液晶显示器。

2.13 上位机通信电路

RS232 接口（又称 EIA RS.232.C）是目前最常用的一种串行通信接口，被定义为一种在低速率串行通信中增加通信距离的单端标准，其采取不平衡传输方式，即单端通信。它是在 1970 年由美国电子工业协会（EIA）联合贝尔系统、调制解调器厂家及计算机终端生产厂家共同制定的用于串行通信的标准。

由于 RS232 发送电平与接收电平的差仅为 2V 至 3V 左右, 所以其共模抑制能力较差, 再加上双绞线上的分布电容, 其传送距离最大约为 15 米, 最高速率为 20Kb/s。考虑到 RS232 在通信工业领域应用较广, 且其成本较低, 焊线机内通信距离只有几米, 故选用 RS232 作为超声波发生器与上位机的通信方式, RS232 接口芯片选用 Sipex 公司的 5V 供电的 SP3223ECY 芯片。该器件包含 2 驱动器、2 接收器和 1 个电压发生器电路, 提供 TIA/EIA-232-F 电平^[45]。

RS232 串口通信接口电路如图 2-28 所示，上位机 PC 机的发送数据端 TXD 经 SP3223ECY 进行电平转换后传送到下位机单片机的数据读取端 RXD，同理，单片机的发送数据端 TXD 经电平转换后传送到上位机的数据读取端 RXD，从而实现上位机与下位机的串行数据收发通信。发送的数据包括一焊超声功率、二焊超声功率、一焊超声时间、二焊超声时间和超声输出控制命令（一焊超声输出、二焊超声输出）。

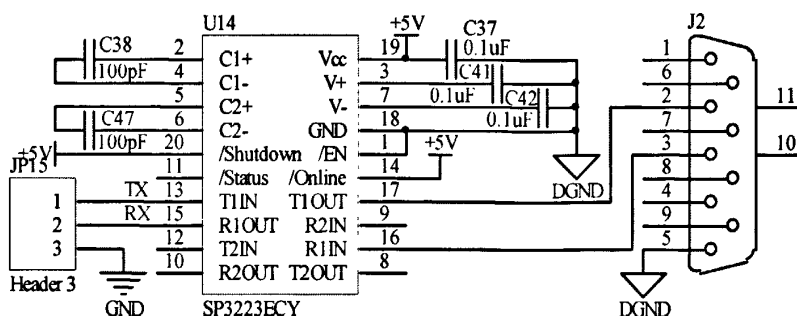


图 2-28 RS232 串口通信接口电路

Fig.2-28 Interface Circuit of Serial Port Communication

2.14 本章小结

本章主要针对数字控制超声波发生器硬件系统的设计与研究，从系统设计的基本技术要求入手，提出了系统的控制方案，描述了系统的硬件结构和工作原理，采用模块电路的设计方式，对各个模块电路做了重点设计和介绍，主要模块有：电源电路设计、C8051F340 控制电路、正弦波信号发生电路、椭圆滤波器设计、超声功率和时间调整电路设计、功率放大电路和采样电路设计、信号调理电路设计、频率跟踪电路设计、信号显示电路、以及上位机通信电路。

第三章 实验软件设计

实验软件结构框图如图 3-1 所示，根据对系统功能要求的分析，以及模块化编程的需要，将系统软件的整体结构划分为以下主要功能模块：主程序模块、正弦波产生模块、通信模块、超声功率控制模块、超声时间控制模块、电压 A/D 转换模块、调频模块和显示模块等。其中通信模块又分发送和接收两模块，超声功率控制模块分一焊超声功率控制模块和二焊超声功率控制模块，超声时间控制模块分一焊超声时间控制模块和一焊超声时间控制模块。

本文主要完成下位 C8051F340 单片机系统的实验软件设计，程序采用 C51 语言编写，编译调试平台采用 SILABS IDE 集成开发环境，并采用 RS232 串行口实现单片机 ISP 编程烧写。

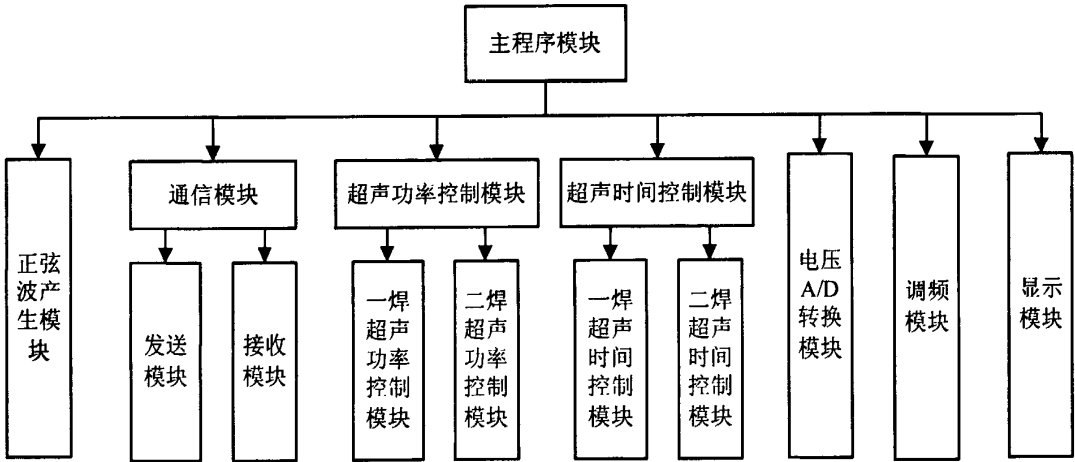


图 3-1 系统软件结构框图

Fig.3-1 Software Structure of System

3.1 主程序流程图

主程序流程图如图 3-2 所示，主要针对下位机（单片机）程序的设计，先对单片机初始化，进行端口的配置，选择相应寄存器，之后编写子程序，子程序分别有正弦波产生子程序，电压 A/D 转换子程序，调频子程序，显示子程序，其中超声功率和超声时间的调节采用中断的方式进行程序的编写。

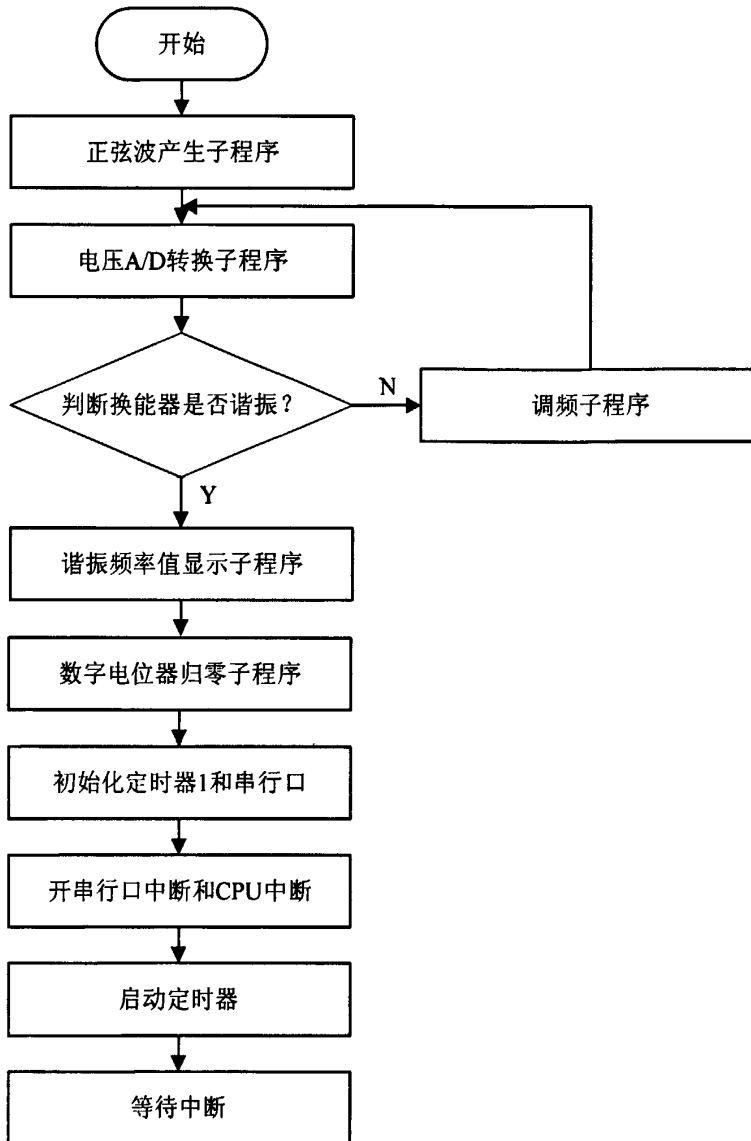


图 3-2 主程序流程图

Fig.3-2 The Flow Chart of Main Program

主程序的部分初始化代码编写如下：

```

void main (void)
{
    Init_C8051f340 ();           //初始化 C8051f340，进行端口配置
    dds_new (float fre);        //正弦波产生子程序
    C8051f340A_D ();            //电压转换子程序
    Judg_Resonance ();          //判断是否谐振子程序
    Freq_Modulation ();          //调频子程序
}
    
```

```

Display1602 ( ) ;           //实时谐振频率值显示子程序
Digital_Potentiometer_1st ( ) ;   //调一焊数字电位器归零子程序
Digital_Potentiometer_2nd ( ) ;   //调二焊数字电位器归零子程序
Init_Serial ( ) ;             //使用 T1 作为串行口通信的波特率发生器,
                                //并初始化串行口

While (1)
{
    if (Flag_RS232)
    {
        Flag_RS232 = FALSE;
        RS232 ( ) ;           //上位机通信
    }
    If (Cmd_Bond)
    {
        Cmd_Bond = FALSE;
        Bond ( ) ;           //输出超声进行焊接
    }
}
}

```

3.1.1 正弦波产生子程序

正弦波产生子程序的流程图如图 3-5 所示, 先对串口、AD9850 和计数器首先初始化, 设定频率值, 初始为 62.5KHz。正弦波产生子程序如下:

```

#include<c8051f340.h>           // c8051f340 单片机头文件
#define uchar unsigned char     //定义字符变量
#define uint unsigned int       //定义整数变量
#define dds_data P1            //使用 P1 口送数据
sbit dds_fqud=P0^4;            //定义端口
sbit dds_wclk=P0^5;            //定义端口
float frequency;
unsigned long int phase;

```

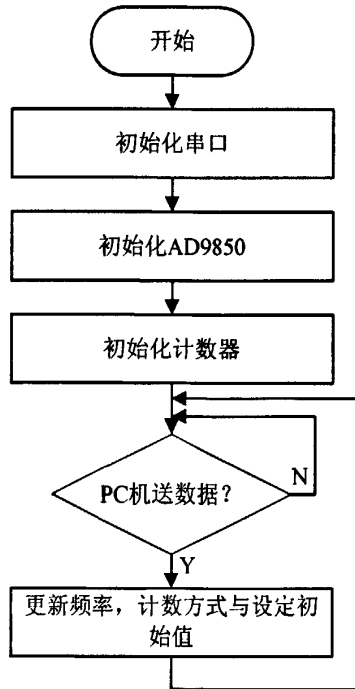


图 3-5 正弦波产生子程序流程图

Fig.3-5 The Flow Chart of Sine Subroutine

```

uchar dds_w[5];           //ad9850 的频率更新操作
void dds_new (float fre)   //fre 为设定频率，具体参数的给定要结合
                           //AD9850 的输入
{
    uchar i=0;
    frequency=fre;         //将参数传递
    phase= (unsigned long int) (85.899346*frequency);
                           //计算公式为 frequency=phase×50M/2 的
                           //32 次方
    dds_w[0]=0x00;         //开启 AD9850，初始相位为 0 度
    for (i=4;i>0;i--)      //频率控制字更新
    {
        dds_w[i]= (uchar) (phase&0x000000ff);
        phase=phase>>8;
    }
    For (i=0;i<=4;i++)     //写控制字

```

```

    {
        dds_data=dds_w[i];
        dds_wclk=0;
        dds_wclk=1;
        dds_wclk=0;
    }

    dds_fqud=0;           //将控制字由数据输入寄存器装入到
    //频率/相位数据寄存器

    dds_fqud=1;
    dds_fqud=0;
}

void delay_2us (unsigned char us)    //延时子程序
{
    While (--us);
}

void main (void)
{
    delay_2us (2);
    dds_new (62500);
    delay_2us (2);
    while (1);
}

```

3.1.2 上位机通信程序

主从机串行通信中断子程序流程图如图 3-3 所示，程序采用中断方式的设计。PC 机与 C8051F340 单片机的串行通信程序由两部分组成：一部分是 PC 机的通信程序，另一部分是单片机的通信程序。这两部分虽然在不同的机器上编写和运行，但是要做的工作是对应的。一个发送时，另一个一定接收；反之，一个接收时，另一个一定发送，否则不能通信。

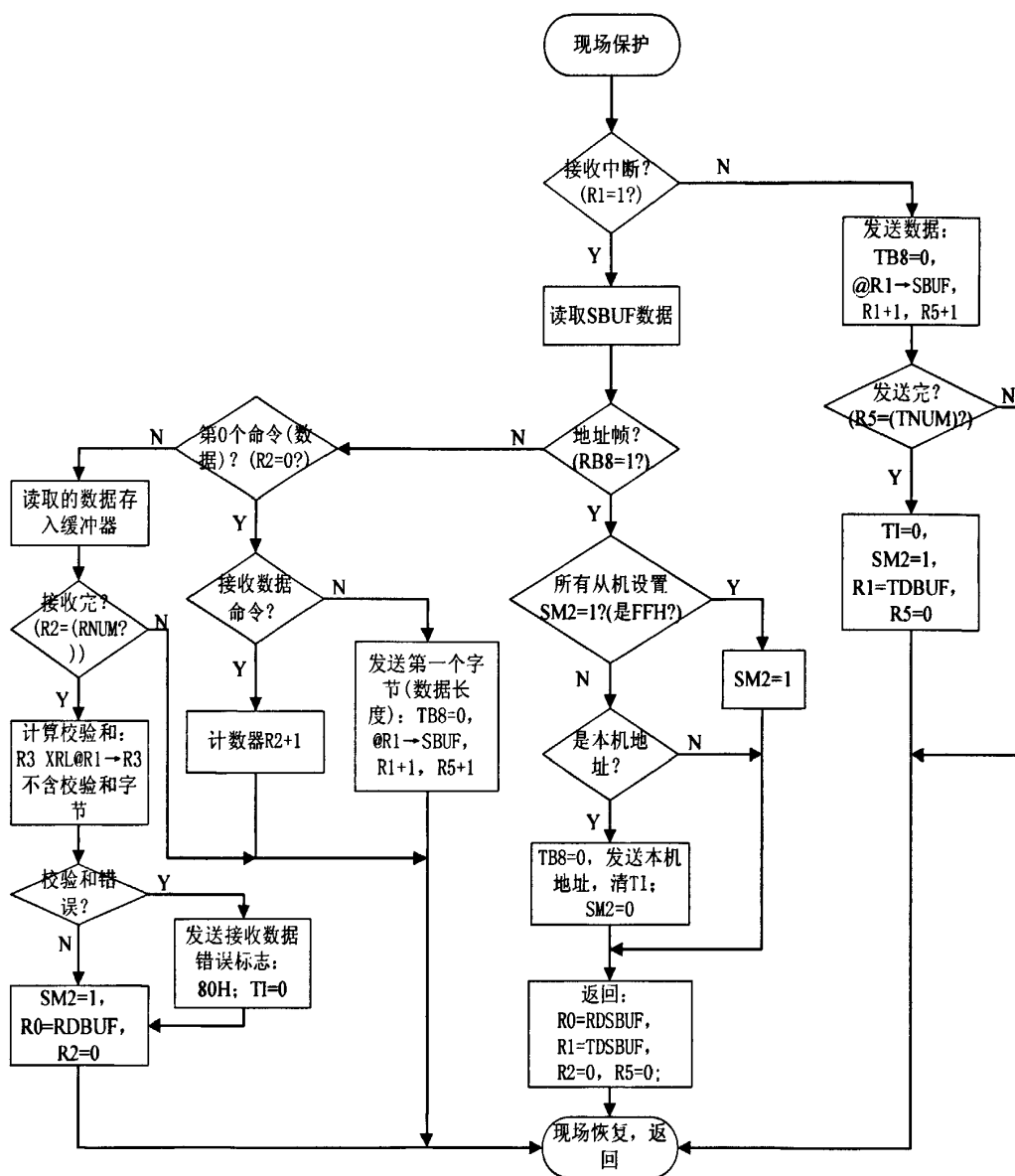


图 3-3 主从机串行通信中断子程序流程图

Fig.3-3 Master-slave Machine Serial Communication Interrupt Subroutines Flow Chart

3.1.3 电压 A/D 转换子程序

C8051F340 内部有一个 10 位 SAR ADC 和一个差分输入多路选择器。该 ADC 工作在 200ksps 的最大采样速率时可提供真正 10 位的线性度, INL 为 ± 1 LSB。ADC 系统包含一个可编程的模拟多路选择器, 用于选择 ADC 的正输入和负输入。端口 I/O 引脚中的 20 个(48 脚封装)或 21 个(32 脚封装)引脚可用作 ADC 的输入; A/D 转换可以有 6 种启动方式: 软件命令、定时器 0 溢出、定时器 1 溢出、定时器 2 溢

出、定时器 3 溢出或外部转换启动信号。一个状态位用于指示转换完成，或产生中断（如果被允许）。转换结束后 10 位结果数据字被锁存到 ADC 数据寄存器中。

窗口比较寄存器可被配置为当 ADC 数据位于一个规定的范围之内或之外时向控制器申请中断。ADC 可以用后台方式连续监视一个关键电压，当转换数据位于规定的范围之内/外时才向控制器申请中断。

本文设计用软件命令进行 A/D 转换，在 P3.5 口定时实时转换电压，当其端口电压值等于零时，启动 P3.6 及 P3.7 端口 A/D 转换，得到电压值。之后经过判断，运行调频子程序。

3.1.4 调频子程序

调频程序主要判断端口 P3.5, P3.6, P3.7 A/D 转换的电压值，来决定是增加频率值，或者减小频率值，在 1KHz 范围内，增加或减小单位量为 0.1Hz，即频率在范围（61.5KHz, 63.5KHz）内调整。具体流程为，调频子程序分调高超声频率值和调低超声频率值，单片机定时读取 A/D 转换后端口 P3.7, P3.6, P3.5 的值，与零值做比较，当端口 P3.7 取得值大于零值，则调低超声频率，直到 P3.7 端口取得的值为零，同时 P3.5 端口取得值大于零为止；同理若端口 P3.6 取得值大于零则调高超声频率，直到 P3.6 端口取得的值为零，P3.5 端口取得值大于零为止。

3.1.5 串行中断服务子程序

串行中断服务子程序流程图如图 3-4 所示，其基本任务是：根据上位机发来的命令执行相应的动作，动作执行完成后，返回执行结果给上位机。下位机接收到上位机发来的数据后，先判别是参数调整命令还是超声输出命令，然后再执行相应的动作。因为在焊接初始阶段，一般是先根据焊接材料的可焊性设定相关的焊接超声功率和焊接超声时间，待参数设定好后，在焊接过程中只需要控制超声的输出即可，不需要每次焊接都进行参数的调整，不然就大大降低了焊接的工作效率。若下位机接收到的是焊接超声时间参数命令，则先判断该时间参数是一焊还是二焊的时间参数，然后把时间参数存入相应的时间控制寄存器，供超声输出定时模块调用。若接收到的是焊接功率参数命令，则把超声功率参数存入相应的功率控制寄存器，同时调整相应功率数字电位器的阻值后，向上位机返回动作完成信息。待焊接的时间和

功率调参数调整完毕，就可以向下位机发送超声输出焊接命令，同样，超声输出结束后向上位机返回动作完成命令。

若焊接过程中因焊接材料改变或者材料的可焊性变差造成金球焊接不上时，此时可以先暂停超声的输出，由上位机发送相应的参数调整命令，然后执行超声的输出，观察一下焊接的效果，达到要求后下位机每次焊接就只需执行超声的输出即可。这样就大大提高了焊接的效率，同时减轻了下位机 CPU 的负担。

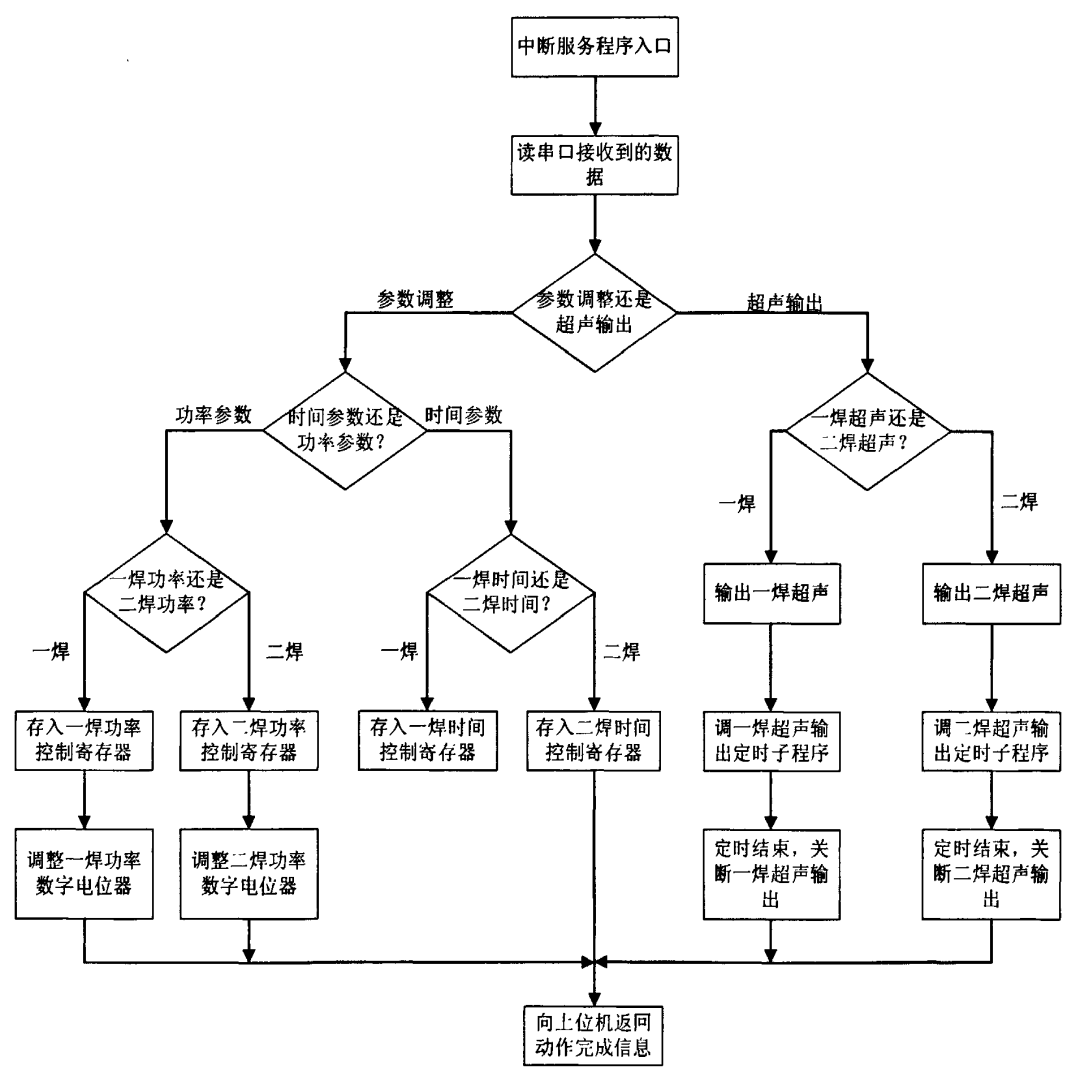


图 3-4 串行中断服务子程序流程图

Fig.3-4 Flow Chart of Serial Interrupt Service Subprogram

3.1.6 超声功率调整子程序

超声功率调整采用数字电位器 X9312Z, 由于单片机不能直接读取 X9312Z 片内计数器触点的值, 所以功率调整前先调用数字电位器归零子程序, 即发送 100 个脉冲让电位器的触点回到触点 0 的位置, 然后再开始计数。以一焊功率调整为例, 程序中使用单片机内寄存器 R0 作为计数单元, 其初始值为 100, 电位器的触点每下移一档, R0 内的值相应减 1, 一直减到 0 时表示数控电位器已调到零位置。程序中还使用了 R1 寄存器作为记录当前一焊功率档位的贮存器, R1 的初始值为 0, 电位器归零后, 当且仅当发送一个向上移动触点的脉冲, R1 寄存器内的值就加 1, 一直累加到 100 为止; 若电位器归零后发送向下移动触点的脉冲, R1 寄存器内的值不变, 即保持为 0。若电位器触点不在 0 的位置, 则每发送一个向下移动触点的脉冲, R1 的值就减 1, 因此, R1 寄存器内的数值反映了当前一焊功率所在的档位。

另外 X9312Z 内部计数器在计数达到极值 (最大或最小) 后, 不会自动循环回复, 只可往回调整计数, 这一点与机械电位器相似。

3.1.7 超声输出定时子程序

当收到超声输出命令, C8051F340 输出驱动使得模拟开关闭合, 并同时启动对应的内部定时器开始计时, 定时器溢出中断之后断开模拟开关, 停止超声的输出。C8051F340 内部有 4 个定时器: T0, T1, T2 和 T3, 使用其中的 T0 和 T1 分别作为一焊、二焊的超声输出计时定时器, 从而可以实现系统要求的一焊和二焊超声输出时间范围 5~100ms, $\pm 5\%$ 并且分别可调。

3.1.8 显示子程序

谐振显示子程序流程图如图 3-6 所示, 首先对显示初始化, 判断 P3.5 端口 A/D 转换后的电压值是否大于零值, 如果大于零值, 系统工作于谐振状态, 此时单片机送入 LCD 命令和谐振频率数据, 进行显示, 如果 P3.5 端口 A/D 转换后的电压值是零值, 则取消显示, 重新判断 P3.5 端口值。

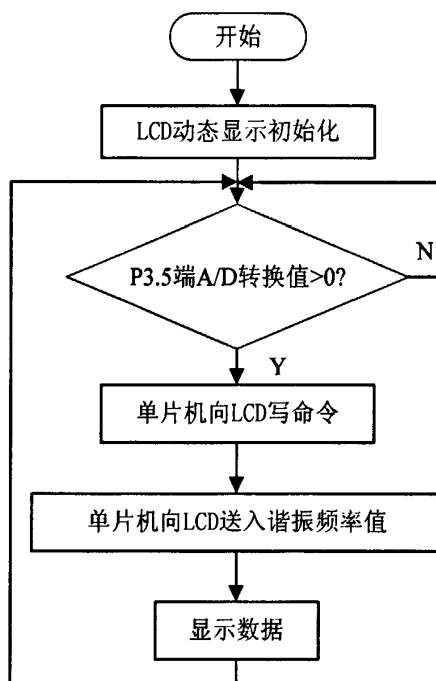


图 3-6 显示子程序流程图

Fig.3-6 Display Subroutine Flow Chart

3.2 本章小结

本章主要介绍了下位机系统实验软件的设计，首先介绍了实验软件的整体结构和系统实验软件主要功能模块的设计，其次对下位机软件的主要功能模块进行了详细描述，主要有主程序流程图的设计，与上位机通信程序的设计，串行中断服务子程序的设计，正弦波产生子程序及调频程序设计，功率调整程序设计，超声输出定时程序设计和谐振频率值显示程序设计等。

第四章 数字控制超声波发生器系统调试及实验

4.1 实验平台及仪器

实验平台有电源板和超声电路板如图 4-1、图 4-2 所示，仪器有 TDS2014B 示波器如图 4-3 所示，压电换能器（带变幅杆、劈刀），万用表一台和导线若干等。

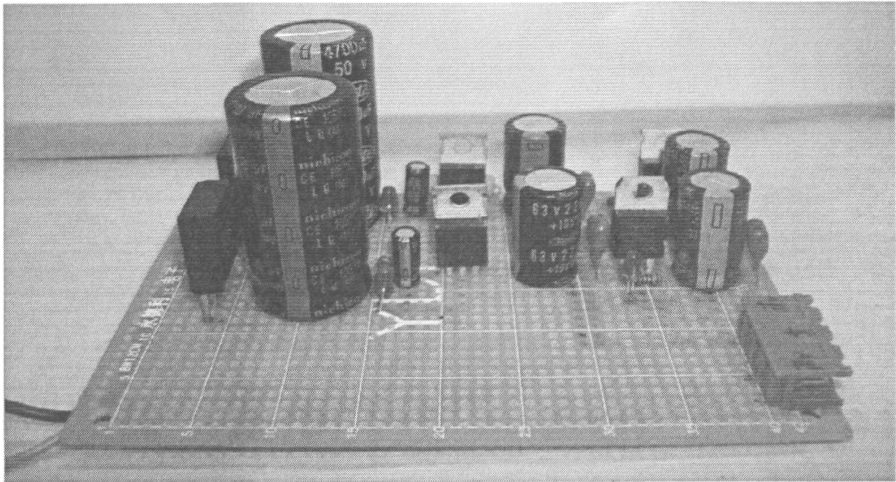


图 4-1 实验电路电源板

Fig.4-1 Experimental Circuit Power Supply Board

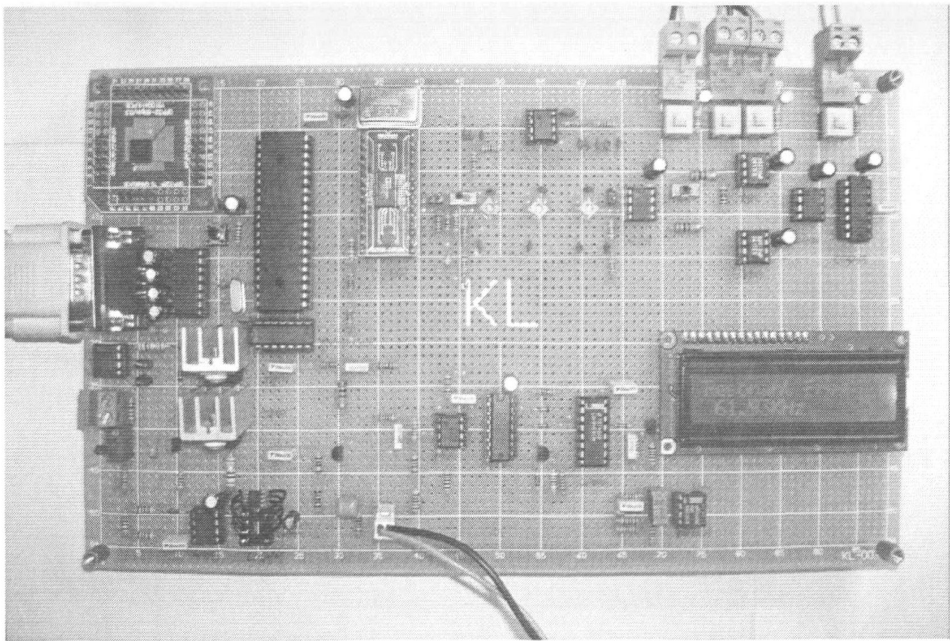


图 4-2 数字控制超声波发生器实验电路板

Fig.4-2 Digital Control Ultrasonic Generator Circuit Board

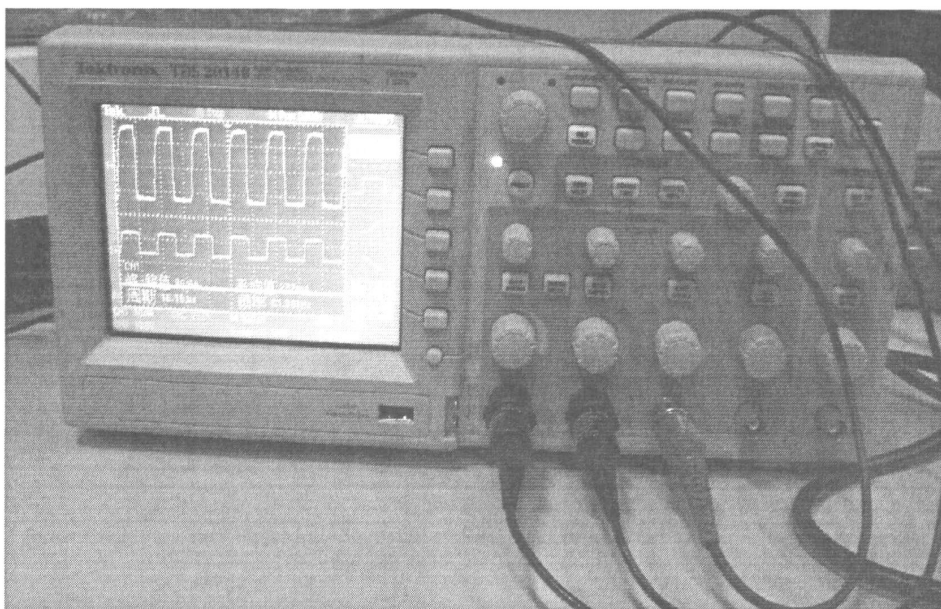


图 4-3 TDS2014B 四通道数字示波器

Fig.4-3 TDS2014B Four Channels Digital Oscilloscope

4.2 DDS 模块测试实验

1. 实验目的

观察 DDS 输出波形的频率、波形对称性及失真情况。观察滤波后的波形及失真情况。

2. 实验方案

设置示波器为随机采样方式，测试 AD9850 的正弦波输出 IOUT（引脚 21）及椭圆滤波器滤波后的电压波形。

3. 实测波形及相关数据分析

实验所得 AD9850 正弦波输出波形如图 4-4 所示，滤波后正弦波的波形如图 4-5 所示。

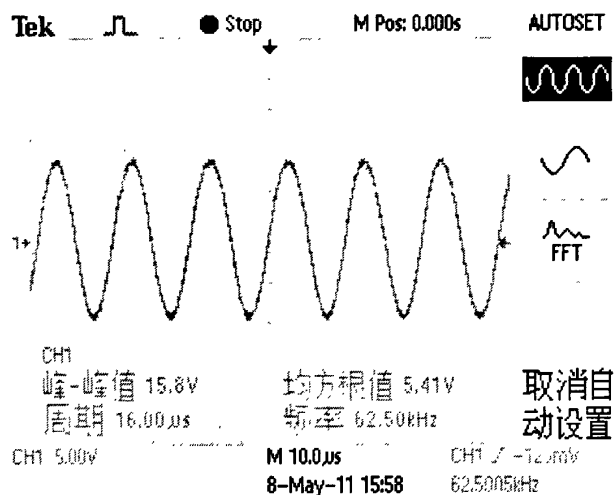


图 4-4 AD9850 正弦波输出

Fig.4-4 AD9850 Sine Wave Output

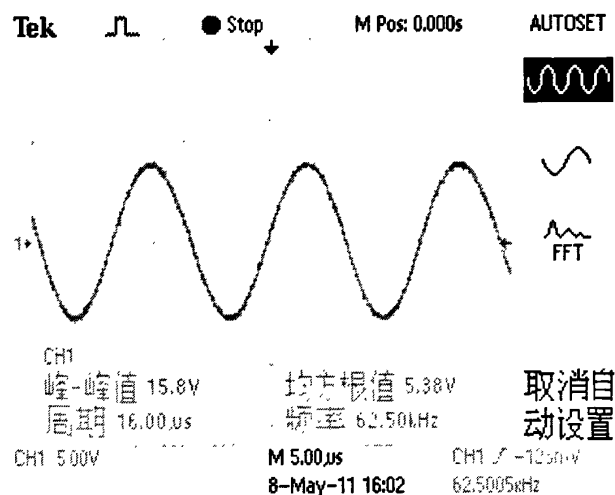


图 4-5 滤波后正弦波的波形

Fig.4-5 The Filtered Sine Waveform

图 4-4 为 DDS 芯片 AD9850 输出的正弦波，该图横坐标表示时间（单位 μs ），纵坐标表示电压（单位 V）。从图上显示的数据可知（本示波器具有自动读取数据并显示数据的功能），该正弦波的峰—峰值为 15.8V，振幅为 $15.8/2=7.9V$ ，均方根值（亦即有效值）为 5.41V，周期为 $16.00\mu s$ ，频率为 62.50KHz，达到了系统 $62.5KHz \pm 1KHz$ 的频率要求。

4. DDS 模块测试实验结论

滤波后的正弦波波形过渡平滑，失真很小，正负半波对称，DDS 输出信号的波形和频率能够满足系统的要求，并且信号源正常。

4.3 一焊和二焊最大功率测试

1. 实验目的

观察换能器的输入信号是否正常以及测试一、二焊输出最大功率时的波形曲线。

2. 实验方案及实测波形

(1) 一焊功率调到最大时

示波器采用随机采样方式，换能器空载，一焊功率调到最大，测试前面图 2-18 所示电路中的换能器负载 RL 两端输入的电压波形，得到的曲线如图 4-6 所示。

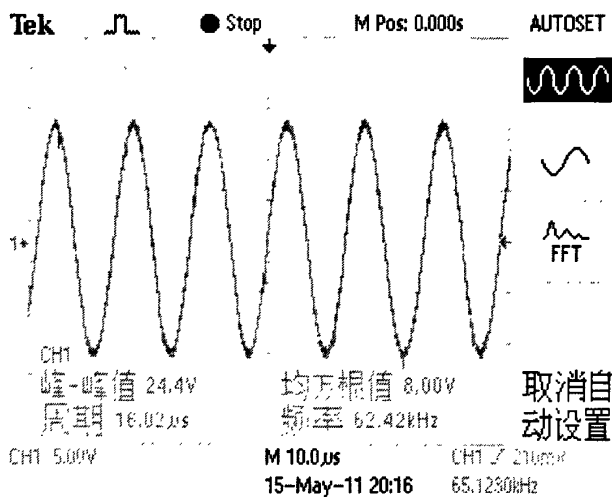


图 4-6 一焊最大输出功率测试

Fig.4-6 The Maximum Power Output of 1st Bond

(2) 二焊功率调到最大时

示波器采用随机采样方式，换能器空载，二焊功率调到最大，测试前面图 2-18 所示电路中的换能器负载 RL 两端输入的电压波形，得到的曲线如图 4-7 所示。

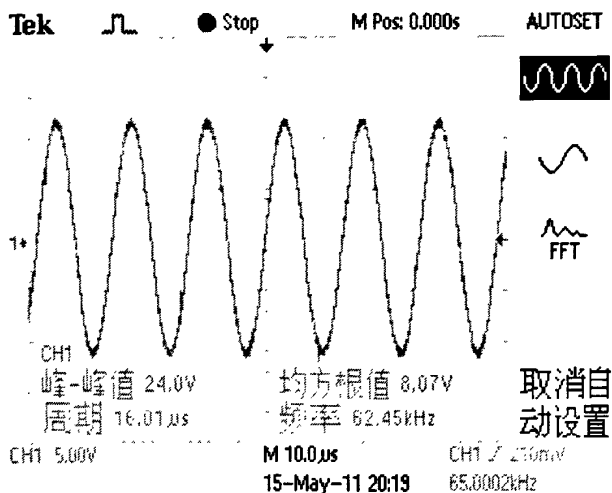


图 4-7 二焊最大输出功率测试

Fig.4-7 The Maximum Power Output of 2nd Bond

3. 波形曲线及相关数据分析

图 4-6 和图 4-7 两图的横坐标表示时间（单位 μs ），纵坐标表示电压（单位 V）。

从图 4-6 显示的数据可看到：一焊功率调到最大时，输入换能器的正弦波信号频率为 62.42KHz，误差在 1KHz 的范围之内，满足系统的要求。正弦波的均方根值电压（有效值）为 8.00V，而本实验所用换能器的等效阻抗约为 14Ω ，于是一焊输出的最大功率有效值约为 $8.00 \times 8.00 / 14 \approx 4.571$ （W），满足系统要求的功率 0~5W 可调的要求。换能器实际消耗的功率有专门的计算公式^[43]，这只是一个粗略的估算。

从图 4-7 显示的数据可看到：二焊功率调到最大时，输入换能器的正弦波信号频率为 62.45KHz，误差在 1KHz 的范围之内，满足系统的要求。正弦波的均方根值电压（有效值）为 8.07V。于是，二焊输出的最大功率有效值约为 $8.07 \times 8.07 / 14 \approx 4.652$ （W），和一焊最大输出功率基本一致，同样满足了系统要求的功率 0~5W 可调的要求。而频率方面则和一焊输出信号的频率相当，而且更接近换能器的谐振频率 62.5KHz。

4. 一、二焊最大功率测试实验结论

从该实验可以得出以下结论：

（1）一、二焊输出功率恒定，空载时最大输出功率约为 4.652W，并可调，达到了系统要求的功率 0~5W 可调的要求。

（2）换能器输入信号频率非常接近其谐振频率 62.5KHz，基本上可以让换能器工作在谐振状态，满足系统所要求的频率范围 $62.5\text{KHz} \pm 1\text{KHz}$ 。

4.4 频率跟踪实验

1. 实验目的

观察系统的频率自动跟踪效果。

2. 实测波形及波形曲线分析

参考信号波形如图 4-9 所示,该信号来源于 DDS 芯片 AD9850 的 QOUTB 引脚,经过信号调理电路后,作为参考,输入锁相环 CD4046BE 的 Signal IN 端。

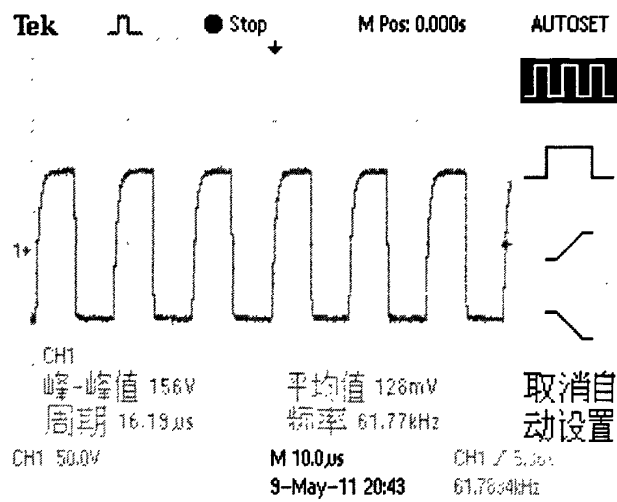


图 4-9 参考信号波形

Fig.4-9 Reference Signal Wave

频率跟踪谐振时波形如图 4-10 所示,

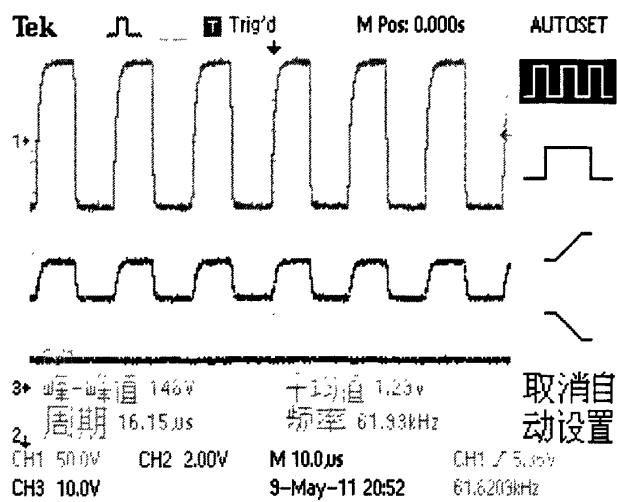


图 4-10 频率跟踪谐振时波形

Fig.4-10 The Wave of Frequency Tracking Reasonance

在波形图上波形 1 为锁相环上 Signal IN 端信号，即参考信号；波形 2（中间波形线）为锁相环上 Comparator IN 端信号，即为采样信号；波形 3（最下面波形线）为锁相环上 Phase comp1 out 端信号。参考信号和采样信号两条曲线的相位几乎是同步的，相位差接近为零，亦即电压与电流之间的相位差接近为零。

3. 频率跟踪实验结论

从该实验可看到：本系统可实现无相位差的频率自动跟踪，跟踪效果良好。

4.5 换能器输入信号频率稳定性测试实验

1. 实验目的

验证换能器的输入信号频率是否稳定可靠。

2. 实验方案

在不同的功率档位下，对换能器输入信号的频率进行随机采样，测试点为前面图 2-18 无输出变压器（OTL）的互补对称放大电路及采样电路中 M 点，换能器负载 RL 两端输入的电压波形频率。

3. 实测数据及相关数据分析

对换能器的输入电压信号频率一共采样了 17 次，超声输出对应的功率和相应采样得到的频率数据如表 4-1 所示：

表 4-1 换能器输入频率随机采样数据

Tab.4-1 Frequency Sample Data of the Transducer

超声功率(W)	0.3	0.6	0.9	1.2	1.5	1.8	2.1	2.4	2.7	3.0	3.3	3.6	3.9	4.2	4.5	4.8	5.0
换能器输入频率(KHz)	62.27	62.45	62.3	62.55	61.89	61.9	62.52	62.83	63.05	62.78	62.49	62.15	61.96	62.67	62.88	63.35	61.61

从表中的数据可看到，换能器的实际工作频率最大为 63.35 KHz（此时超声功率为 4.8W），最小为 61.61 KHz（此时超声功率为 5W）。实测的 17 组数据中，谐振频率误差小于 1KHz，满足系统的需求。

4. 频率稳定性测试实验结论

通过此实验可观察到：换能器的实际工作频率稳定，换能器能够在谐振频率状态下工作。

4.6 实验结论

通过以上几个实验测试，总结得出以下实验结论：

1. 本超声波发生器的输出波形曲线平滑，失真小，振幅恒定，正弦信号的正负半周对称。
2. 一、二焊超声输出功率稳定，空载时最大输出功率约为 4.652W，并可调，基本达到了系统要求的 0~5W 可调的要求。
3. 系统的频率自动跟踪效果良好，换能器输入信号频率稳定，并且非常接近其谐振频率 62.5KHz，满足系统所要求的频率范围 $62.5\text{KHz} \pm 1\text{KHz}$ ，可以使换能器工作在谐振状态。

4.7 本章小结

本章主要对超声波发生器电路板作了一系列的实验测试和验证，包括 DDS 信号源输出波形测试、换能器输入的一二焊最大功率测试、频率自动跟踪效果测试、换能器输入信号频率稳定性测试实验，最后总结得出实验结论，从而验证了系统设计的可靠性。

总结与展望

一 全文总结

本文系统地分析和设计了金丝球焊线机设备中的关键装置——超声波发生器，根据焊线机的功能特点和超声波发生器的性能要求，进行了全面的研究和设计，设计了数字控制超声波发生器。取得如下几点成果：

(1) 针对精密金丝球焊线机对超声波发生器的功能要求，综合运用单片机技术、DDS 技术和频率自动跟踪技术，设计了金丝球焊线机数字控制超声波发生器。在整体结构上数字控制超声波发生器由控制系统、信号生成系统、滤波系统、功率放大系统、信号采集系统、信号调理反馈系统、通信系统及供电系统组成。这种设计方法为将来的焊线机技术改造打下了良好的基础，具有较强的实用价值。

(2) 超声波的发生和输出采用 DDS 和椭圆低通滤波器相结合，产生出了稳定、纯净的波形，通过软件设置，可以改变不同要求的频率，为变频超声波发生器的研制打下了基础。

(3) 超声输出功率调整模块采用数字电位器来取代传统的机械电位器，既实现了功率的数字化控制，又使硬件免受机械振动的影响，同时也避免了机械电位器因老化造成滑动触片接触不良而导致功率调整失灵的现象发生，因此大大提高了功率调整的可靠性。超声波输出时间控制模块采用单片机控制模拟开关的控制端，通过软件编程，来实现输出时间的控制，满足了设计的要求。增加了频率显示电路的设计和程序的编写，根据要求可以实时显示换能器谐振工作时的频率值。

(4) 在频率跟踪的问题方面，首先对数字控制超声波发生器的锁相依据进行了研究，采用了无相差频率跟踪。利用数字锁相环 CD4046BE 内部的鉴相器 II 和单片机相结合的方法来组成系统的锁相环路，实时跟踪换能器固有频率的变化，使控制系统能立即发现变化后的固有频率并及时调整供电频率与变化后的固有频率相同，使振动系统始终工作在谐振状态，以维持振动系统的最大振幅。单片机实时检测与锁相环输出口转换电路相连端口（即 P3.5、P3.6、P3.7）电平的状况，单片机对三个端口电平进行 A/D 变换，根据变换后三个端口电压值的情况，进行判断是否来调节超声波的频率。由于单片机高速运行的特性，可大大提高系统的稳定性和频率自动跟踪的可靠性，同时可使输出波形更平滑，跟踪的效果更理想。

(5) 设计了下位机系统的实验软件, 采用串行中断输出超声的方式, 大大减轻了下位机 CPU 的负担, 提高了焊接效率; 同时, 软件延时程序的设计使超声输出计时准确可靠, 程序模块化的设计也使系统软件程序简单化。

(6) 进行了相关的实验测试, 验证了系统设计的可靠性。

二 工作展望

超声波发生器控制系统是一个混合了数字电路和模拟电路的复杂系统, 设计时需要综合考虑很多的因素, 因时间和能力有限, 设计不可能一步到位, 在电路结构和软件控制等方面仍需要作不断的改进和完善, 以使系统更稳定、可靠地工作。从实验中发现, 本文在以下方面需加以改进和扩展:

(1) 应用 DSP 和 FPGA 技术实现频率自动跟踪和功率自动调节是近几年来研究的热点, 接下来的工作将在这方面的功能需求作进一步的扩展;

(2) 本文采用的 OTL 互补对称功率放大器效率仍然不高, 而且发热大, 如何提高功放模块的效率也是以后研究工作的一个重要方面;

(3) 在通信方面, 依然采用的是传统的 RS232 通信, 如果采用 USB 高速传输, 则采用计算机进行锁相算法计算将有明显的速度提升效果;

(4) 实现恒定幅值的控制, 使键合效果的单一性更强;

(5) 需要完善的上位机软件设计, 以期达到数据处理图形化、形象化, 有更强的功能和数据管理能力。

参考文献

- [1] 杜昌源, 王晓初, 李克天, 武大勇. 面向金丝球焊线机的功率超声电源的设计[J]. 微计算机信息, 2010, 02: 53-58.
- [2] 曹凤国主编. 超声加工技术[M]. 北京: 化学工业出版社, 2004.
- [3] 彭惠民. 超声波在机械中的妙用[M]. 济南: 大众机械, 1990.
- [4] 陈思忠, 郑伟成, 都文华等. 铝塑复合管的超声金属焊接[J]. 应用声学, 2000, 19(4): 1-4.
- [5] 张云电. 超声加工及其应用[M]. 北京: 国防工业出版社, 1995.
- [6] 张镜澄. 差动变量器桥式自动频率跟踪电路[J]. 应用声学, 1988, 7(4): 17-19.
- [7] 袁易全, 陈思忠. 近代超声原理与应用[M]. 北京: 清华大学出版社, 2002.
- [8] 李朝青. 单片机原理及接口技术[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 1998.
- [9] 曲永印主编. 电力电子变流技术[M]. 北京: 冶金工业出版社, 2002.
- [10] G. G. Harman, J. Albers. The ultrasonic welding mechanism as applied to aluminum and gold wire bonding in microelectronics, IEEE Trans. Hybrids Package, PHP-13 (1977): 406-412.
- [11] 张胜宇. 数字式超声波发生器的研制[D]. 哈尔滨工业大学硕士学位论文, 2005.
- [12] T.Suzuki, H.Ikeda, Y.Mizutani, T.Nakabori. Full-bridged MOS-FET DC-TO-RF Inverter for High Frequency Ultrasonic Transducer at 3MHz.IEEE ISIE, 1995, 232-236.
- [13] 翟伟翔, 白焰, 翟玲玲. 智能化功率超声电源的研制[J]. 电力电子技术, 2006, 25(1): 65-67.
- [14] 马建国, 孟宪元. FPGA 现代数字系统设计[M]. 北京: 清华大学出版社, 2010.
- [15] 鲍善惠. 超声波发生器的频率跟踪电路[J]. 洗净技术, 2002, 17(7): 21-15.
- [16] 林仲茂. 决定超声换能器最大效率的参量 NEFF[J]. 声学学报, 1982, 7(4): 267-270.
- [17] 陈思忠. 我国功率超声技术近况与应用进展[J]. 声学技术, 2002, 21(2): 46-49.

- [18] LUK C F, CHAN Y C, HUNG K C. Development of gold to gold interconnection flip chip bonding for chip on suspension assemblies[A] . 51st Electronic Components and Technology Conf[C] . Orlando, FL, USA, 2001: 1040-1044.
- [19] 中国报告大厅市场研究报告网. 2006-2007 年 IC 封装测试行业竞争分析及市场预测研究报告. [http: //www. chinabgao. com/reports/13826.html](http://www.chinabgao.com/reports/13826.html).
- [20] 中国智能卡黄页. IC 测试封装中心在深设立, 珠三角 IC 制造形成完整产业链. [http: //www. card. ac. cn/News/show. asp?newsid=2010](http://www.card.ac.cn/News/show.asp?newsid=2010).
- [21] Charles A.Harper, 贾松良, 蔡坚, 沈卓身. 电子封装与互连手册[M] . 电子工业出版社, 2009.
- [22] 林仲茂. 20 世纪功率超声在国内外的的发展[J] . 声学技术, 2000, 19(2): 101-104
- [23] 刘丽华, 顾煜炯, 杨昆. 智能化功率超声发生器的研制[J] . 电子器件, 2002, 25 (1): 67-70.
- [24] L. K. Cheah, YM. Tan, J. Wei and C. K. Wong. Gold to gold thermosonic flip —chip bonding. The International ConFerence&Exhibition Oil Hilgh Density Interconnect and Systems Packaging[C], USA, 2001.
- [25] H.Ikeda, T.Suzuki, T.Nakabori, H.Yoshida. Full-bridged MOS-FET DC-TO-RF Power Inverter for Use with High-Frequency High-Power Ultrasonic Transducer.IEEE IECON, 1994: 108-111.
- [26] MASON W P. Maximing the Probability ofAchieving a Goal in the case of a Partially Observed Drift Process. US Patent, 25 14080, 1945.
- [27] Zdenko Kovacic, Stjepan Bogdan, 胡玉玲, 张立权. 模糊控制器设计理论与应用[M] . 北京: 机械工业出版社, 2010.
- [28] 张培仁, 孙力. 基于 C 语言 C8051F 系列微控制器原理与应用[M] . 北京: 清华大学出版社, 2007.
- [29] 潘琢金译. C8051F340 全速 USB FLASH 微控制器数据手册. 2006, 01.
- [30] DDS 原理简介. [http: //www. fpga. com. cn](http://www.fpga.com.cn).
- [31] AD9850 英文 PDF 文档. [http: //www. ic37. com](http://www.ic37.com).
- [32] 马伯志, 吴敏生, 陈以方等. 基于 DDS 技术的智能超声波功率源的研制[J] . 电子技术应用, 2004, 5 (8); 24-27.

- [33] 彭辉生, 陈永泰. DDS 信号发生器中椭圆低通滤波器的设计[J]. 电子元器件应用, 2007, 4 (9): 57-58.
- [34] 毛敏, 郑珍, 周渭. 基于 DDS 的低通滤波器的设计与实现[J]. 电子科技, 2006, 3 (7): 17-20.
- [35] 张培仁, 孙力. 基于 C 语言 C8051F 系列微控制器原理与应用[M]. 北京: 清华大学出版社, 2007.
- [36] 阿瑟·B·威廉斯. 电子滤波器设计手册[M]. 喻春轩, 译. 北京: 电子工业出版社, 1986.
- [37] 樊斌. E2POT 非易失性数字电位器 X9312 与单片机的接口及应用[J]. 铁道师院学报, 2000, 17 (4): 22-25.
- [38] 周守昌. 电路原理(上册)[M]. 第 1 版. 北京: 高等教育出版社, 1999.
- [39] 王志勇. 功率超声电源的研制[D]. 哈尔滨工业大学硕士论文, 2001.
- [40] 翟伟翔. 智能化大功率超声电源的研制[D]. 华北电力大学硕士论文, 2002.
- [41] 刘殿通, 于思远. 程控超声加工电源的频率跟踪和恒幅控制[J]. 电加工与模具, 2000, 13 (2): 23-25.
- [42] 陈世伟. 锁相环路原理及应用[M]. 北京: 兵器工业出版社, 1980.
- [43] Texas Instruments Incorporated, Datasheet of CD4046B Types CMOS Micropower Phase-Locked Loop, 2003.
- [44] NLSF595. <http://www.icbase.com/HotIC/html/PP-2408-10cn.htm>.
- [45] 李朝青. 单片机原理及接口技术[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 1998.

攻读硕士学位期间发表的论文

1. 张金勋, 王晓初, 李克天, 徐佳. 基于隔离技术的交流电压变送器设计. 电测与仪表, 总第 47 卷 第 533 期.
2. 徐佳, 王晓初, 张金勋. 基于 HCPL-7840 的小信号隔离变送器. 压电与声光, 2011 年第 4 期.

致谢

本论文是在我的导师王晓初副教授的悉心指导下完成的，在此首先衷心感谢我的导师王晓初副教授。本文从选题、软硬件的开发到论文的撰写、修改，无不凝聚着我导师的汗水和心血。在跟随王老师一起做课题研究工作的日子里，我发现王老师严谨的治学态度和对科研工作孜孜不倦的敬业精神无不使我受益匪浅，从他身上学到的做人处事的方法，也将使我受益终身。同时，王老师不但给我提供了良好的科研条件，而且对我的生活也给予了无微不至的关怀。在此，再一次向王老师表示最诚挚的谢意和最崇高的敬意。

感谢李克天、吴小洪、刘吉安、杨志军等老师，他们给了我很多学习上的意见，对我课题的开展有很大的帮助。特别在课堂上和研制全自动 IC 芯片焊线机过程中，李克天老师发散的创新思维和扎实的专业技术功底更是我学习的榜样，加上他那风趣幽默的言语，更让课堂和课题的研究氛围得到了大大的改善。在此，一并向他们表示衷心的感谢。

感谢本实验室的徐佳、陈科、吴雪文和汤鹏几位研究生，大家在同一个实验室里一起学习、一起研究、一起讨论，他们对我课题的开展和论文的撰写带来了深刻的启发。

感谢实验室的吴勇刚、王义、杜昌源、武大勇等几位师兄，他们教会我很多课题和就业上需要用到的知识，是我开展课题研究的启航灯，为我能够尽快地进入课题的研究带来了极大的启发。感谢我的室友曾广玺、邹建、王小明、段现银和尧三品，虽然我们属于不同的实验室，但是我们相互之间的学术交流，使我增长了学识，拓展了知识面。同时，与他们在思想上、生活上的交流也使我受益匪浅。

特别感谢我的家人，是他们一如既往的物质和精神上的支持与鼓励，使得我能够走进大学校门，顺利地完成我的研究生学业，他们永远是我不断前进的基础和动力。

最后，感谢所有支持我和关心我的朋友们，感谢在百忙之中抽出宝贵时间评审我论文的各位专家、学者。

衷心谢谢你们！

2011. 06 于广州大学城