

## 摘要

压电变压器(PT)是利用压电及逆压电效应工作的第三代变压器，与传统的电磁变压器相比具有功率密度高、无磁噪声、效率高、体积小等特点，近年来在诸多领域得到了广泛的应用。压电变压器可分为升压型和降压型，其中升压 PT 还具有升压比高的特点，特别适合于高电压、低电流的器件；降压 PT 可实现小功率 AC-DC 转换。压电变压器的增益及效率受负载、温度等因素的影响，因此需配合相应的驱动控制电路才能高效稳定地工作。

本文研究了升压和降压两类 PT 的驱动控制电路，分别以冷阴极管灯和 AC-DC 转换器为具体应用，设计并实现了相应的驱动控制电路。

在分析升压 PT 的工作特性基础上，制定出基于联合 PFM、PWM 的控制策略。利用 PFM 使 PT 的工作频率与其谐振频率一致，使其工作效率达到最佳，然后利用 PWM 调节 PT 输出电压。以 XC2S100E 型 FPGA 为控制器、利用 MOSFET 组成全桥逆变电路，并基于闭环反馈控制，设计了以冷阴极管灯为负载的升压 PT 驱动控制电路，编制了相应的控制算法和程序。经测试，驱动电路可根据冷阴极管灯的负载变化自动调节 PT 的工作频率和输出电压，实现了 PT 高效率、高输出电压的设计目标。

为利用降压 PT 实现 AC-DC 转换，市电经过整流、滤波，为 PT 提供直流电源；该直流电压经逆变电路为 PT 提供合适频率的输入信号；PT 输出信号经整流滤波后，变为较低的直流电压。以 PIC24F 单片机为控制器，采用 PWM 控制策略，以高压 MOSFET 组成半桥逆变电路，设计了以固定电阻为负载的降压 PT 驱动控制电路。设计中，利用电容降压为单片机控制器提供电源，很好地解决了控制器电源问题。本文所设计的基于降压 PT 的 AC-DC 转换器，能够稳定地输出低压直流电压，输出功率达 5W 以上，可作为手机等设备的电源适配器，实现了从市电到低压直流电压变换的目标。

**关键词：**压电变压器；驱动控制电路；逆变电路；PWM；AC-DC

## The Design and Application of Piezoelectric Transformer's Driver and Control Circuit

### Abstract

Piezoelectric transformer (PT) is the third-generation transformer which makes use of piezoelectric and inverse piezoelectric effect. Compared with the electromagnetic transformer, piezoelectric transformer was applied in more and more fields based on the advantages of small size, no electromagnetic interference, high efficiency and some other merits. Piezoelectric transformer can be classified as step-up PTs and step-down PTs. The former PTs are fit for the device with high voltage and low current; the latter PTs can be used in AC-DC converters. The gain and efficiency of piezoelectric transformer are influenced by load, temperature and some other factors, so it is necessary to configure corresponding driver circuit.

The driver circuits of step-up PTs and step-down PTs are researched in this paper, and are applied in CCFL and AC-DC converters respectively.

The control strategy that combined PFM and PWM is introduced based the characters of step-up PT. The efficiency can reached max when the working frequency is consistent with resonant frequency by PFM control, and then the output voltage of piezoelectric transformer can be adjusted by PWM control. The driving control circuit based on closed loop feedback control with CCFL is designed. This circuit adopts the type of XC2S100E FPGA as controller and make use of full-bridge inverter circuit composed of MOSFET. The arithmetic is also compiled according to PFM and PWM control. It is tested that the driver circuit can adjust the working frequency and the output voltage of piezoelectric transformer automatically, so the goal of high efficiency and high output voltage can be achieved.

To apply AC-DC converters to PTs, municipal electric power is converted to direct current (DC) voltage after rectifying and filtering, and this DC voltage supplies the PTs for input signal with suitable frequency through inverter circuit. The output signal of PTs becomes low direct current voltage after rectifying and filtering. This paper introduced the driver circuit of step-down PTs with fixed load that adopts PIC24F as controller, PWM control strategy and make use of half-bridge inverter circuit composed of MOSFET which bears high voltage. It is designed that capacitor is adopted to achieve step-down voltage, and this low voltage work as the power supply of PIC MCU. This solved the problem of the supply of controller. In this paper, the output power of designed AC-DC converters could

reach above 5W. It is validated that the designed AC-DC converters can be used as adapter for mobile phones and can realize the goal of converting municipal electric power to low direct current voltage.

**Key Words:** PT;Driver and control;inverter circuit;PWM;AC-DC

## 大连理工大学学位论文独创性声明

作者郑重声明：所呈交的学位论文，是本人在导师的指导下进行研究工作所取得的成果。尽我所知，除文中已经注明引用内容和致谢的地方外，本论文不包含其他个人或集体已经发表的研究成果，也不包含其他已申请学位或其他用途使用过的成果。与我一同工作的同志对本研究所做的贡献均已在论文中做了明确的说明并表示了谢意。

若有不实之处，本人愿意承担相关法律责任。

学位论文题目：\_\_\_\_\_

作者签名：\_\_\_\_\_ 日期：\_\_\_\_\_年\_\_\_\_月\_\_\_\_日

### 大连理工大学学位论文版权使用授权书

本人完全了解学校有关学位论文知识产权的规定，在校攻读学位期间论文工作的知识产权属于大连理工大学，允许论文被查阅和借阅。学校有权保留论文并向国家有关部门或机构送交论文的复印件和电子版，可以将本学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索，可以采用影印、缩印、或扫描等复制手段保存和汇编本学位论文。

学位论文题目： 飞电变压器飞弧抑制机理及应用

作者签名： 周立

日期： 2009 年 7 月 14 日

导师签名： 董维杰

日期： 2009 年 7 月 13 日

# 1 绪论

## 1.1 课题背景

1880 年法国人居里兄弟发现了“压电效应”。某些电介质在沿一定方向上受到外力的作用而变形时，其内部会产生极化现象，同时在它的两个相对表面上出现等量异号的电荷。当外力去掉后，它又会恢复到不带电的状态，这种现象称为正压电效应。当作用力的方向改变时，电荷的极性也随之改变。相反，当在电介质的极化方向上施加电场，这些电介质也会发生变形，电场去掉后，电介质的变形随之消失，这种现象称为逆压电效应。

压电变压器(PT)是采用压电陶瓷材料，基于正、逆压电效应的新型电子变压器。根据电压增益的大小分为两种：一种是由低压变成高压，简称升压压电变压器；另一种是由高压变成低压，简称降压压电变压器。升压压电变压器的研究从 20 世纪 50 年代开始，第一个升压压电变压器是由 C.A.Rosen 提出的，但由于受到压电材料性能的限制以及在升压比、输出功率方面的不尽人意，没有得到人们的重视。随着锆钛酸铅等新型压电材料的出现及制作工艺的进步，升压压电变压器取得了显著的进展，已应用于液晶显示器背光源、离子发生器、静电除尘、静电复印机、小功率激光管、高压极化等高压设备中。由于手机、MP3 等手持设备出现之间，小功率电源等需求较少，作为 AC-DC 转换器应用的降压压电变压器，在实际应用中需求也较少，造成了降压压电变压器研究的滞后，降压压电变压器现在仍处于研究开发阶段。

压电变压器包括驱动、发电两部分。驱动部分利用逆压电效应将电能转换为机械能，相当于电磁变压器的原边；发电部分利用压电效应将机械能转换为电能，相当于电磁变压器的副边，实现了电压的变换。

与传统线绕变压器相比，压电变压器具有电磁干扰小、体积小、效率高、寿命长、节省有色金属等优点，作为液晶屏背光灯电源时，压电变压器的特点如表 1.1 所示。

由于以上优点，压电变压器在高压发生器、背光电源、AC-DC 等领域得到了广泛的应用。但同时压电变压器具有以下的特点<sup>[1-3]</sup>：(1) 电压增益与负载及工作环境有关；(2) 效率与负载及工作频率有关；(3) 工作频率较高，一般在几十 kHz 到几 MHz 不等。这些特点决定了压电变压器在使用时必须有驱动控制电路，控制压电变压器的工作频率和输入电压的大小，从而保证压电变压器工作在较高的效率并且输出电压较为稳定。

表 1.1 压电变压器与传统变压器比较  
Tab. 1.1 Comparing magnetic and piezoelectric transformer

比较项目	寿命	空间	EMI	启动电压	经济性
传统背光电源	3~5 年	6mm (4W)	高	低	持平
压电背光电源	8~10 年	3.8mm (4W)	低	高	持平
结论	使用期长	体积小	噪音小	适合长灯管	持平

本文的主要工作内容是针对升压和降压压电变压器的应用，并根据压电变压器的电气特性，设计相应的驱动控制电路。将升压压电变压器用于冷阴极管供电电路；将降压压电变压器并将其用于 AC-DC 转换电路。课题的意义在于通过分析升压和降压压电变压器驱动控制电路的特点，探索压电变压器驱动控制电路的工作特性，总结出压电变压器驱动控制电路的一般方法；促进压电变压器商用化进程，提高电力能源利用效率，减少有色金属的使用。本课题受到大连市科学技术基金“低压压电变压器及其驱动电路研究”的资助。

## 1.2 PT 驱动控制国内外研究现状

升压 PT 输入电压一般较低，而降压 PT 输入电压一般高于 100V，故二者的驱动电路不同，需要相应的控制电路。目前国外升压压电变压器驱动控制电路已经进入商用化阶段，已出现专门的 IC 芯片，如 TI 公司的 UCC3976，而降压压电变压器从上世纪 90 年代才开始受到业界的关注，研究起步较升压 PT 晚，相应的驱动电路国内外研究较少。

### 1.2.1 升压压电变压器

升压压电变压器的驱动控制电路主要包括控制器、逆变电路、反馈电路三部分。

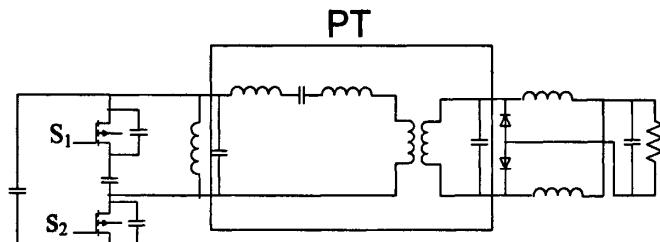
#### (1) 控制器

控制器是整个电路的核心，控制器所采用的控制策略是由压电变压器的特性以及所要达到的目标所决定的。控制器主要控制变压器的工作频率和输入电压，根据不同的控制策略可大概分为以下几种方案：

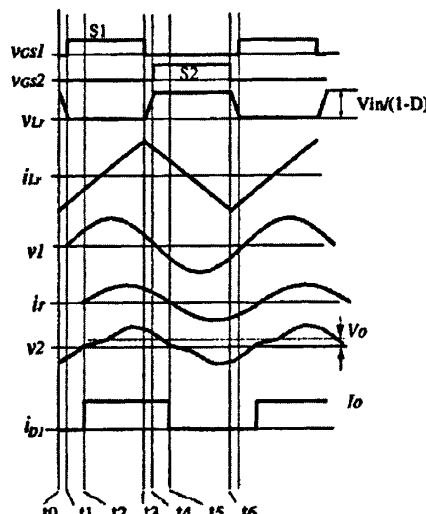
##### ① PWM 控制器

脉宽调制(PWM)是通过调节数字信号占空比改变模拟输出电压的一种控制方式，从而控制和变换模拟信号的功率，是目前广泛采用的压电变压器驱动控制方式<sup>[4-7]</sup>。在文献[4]中，Myounghwan Ryu 等设计的驱动控制电路中，采用 PWM 控制的 PT 系统如图

1.2(a)所示, 其主要波形如图 1.2(b)所示。通过改变开关  $S_1$ 、 $S_2$  的开断时间, 从而改变 PT 输入电压幅值, 进而在 PT 输出端得到预设的电压值。



(a)



(b)

图 1.2 采用 FWM 控制方式的 PT 系统及主要波形图  
Fig.1.2 PT system controlled with PWM and key waveforms

考虑到压电变压器在谐振频率处电压增益达到最大且效率较高, 而单一的 PWM 控制器不能根据压电变压器的工作状态自动调节工作频率, 所以 PWM 控制器主要应用在负载及环境温度变化不大的情况, 否则会影响到压电变压器的工作效率。

## ② PFM 控制器

脉冲频率调制(PFM)控制器是根据反馈信号来调节输入电压的频率。根据压电变压器特性可知, 改变输入信号频率就能改变压电变压器增益, 从而能改变输出电压。目前

基于 PFM 控制方式的 PT 驱动电路较少, Toshiyuki Zaitsu 等设计的驱动控制电路中<sup>[8]</sup>, 采用 PFM 控制, 以一定的占空比, 改变  $S_1$ 、 $S_2$  的开关频率, PT 输入端电压不变, 而 PT 的增益变化, 从而改变 PT 的输出电压。

TI 公司的 PT 专用芯片 UCC3976 采用压控振荡器(VCO)改变 PT 的输入信号频率, 从而达到改变输出电压的目的<sup>[9]</sup>, 如图 1.13 所示。UCC3976 使 PT 的基本工作频率稍大于谐振频率。当取样电阻上的电压低于设定电压  $V_{ref}$ , 比较器输出低电平, VCO 输出频率减低, PT 输出电压提高。反之, VCO 输出频率升高, PT 输出电压降低。

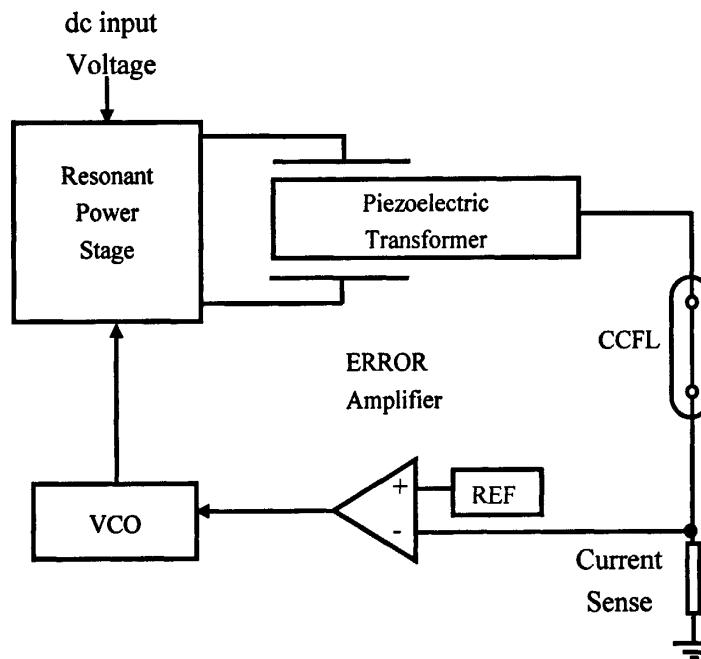


图 1.3 采用 PFM 控制方式的 PT 系统  
Fig.1.3 Circuit diagram of PFM control and key waveforms

PFM 控制方式使 PT 的工作频率变化较大, 所以大大降低了 PT 的工作效率, 存在很大的局限性。当 PT 的负载为冷阴极管灯(CCFL)时, PFM 控制方式能够实现对 PT 谐振频率的跟踪, 充分发挥了 PT 的优点, 实现对 CCFL 启动以及稳定运行的控制<sup>[10]</sup>。其工作过程如图 1.4 所示, 电路启动时, 将 PT 的工作设定为  $B_0$  点, 此时 PT 的增印极低, PT 的输出电压较低; 然后工作频率逐渐降低并接近谐振频率, PT 输出电压增大直到点

亮 CCFL，此时工作点为  $B_1$ ，CCFL 点亮后，其等效电阻较小，PT 增益降低，随着 PT 工作频率的进一步降低到工作点  $B_2$ ，CCFL 达到最亮。

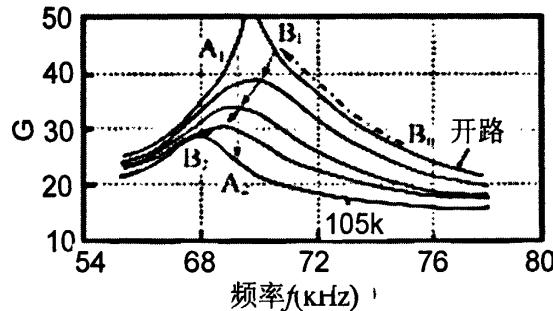


图 1.4 PFM 控制器实现频率跟踪

Fig.1.4 Frequency trace with PFM

S.W.Fung 等人为使压电变压器的工作效率最大，使用微处理器作为控制器扫描并记录各个工作频率时的输出电压信号，然后比较找出输出电压最大时的频率，最后使 PT 的工作频率与此频率相同<sup>[11]</sup>。这种方式能够充分发挥 PT 高效率的优点，但是不能调节输出电压，应用受到了限制，但是其用微处理扫描各个工作频率下的输出电压，并找出谐振频率的方法具有借鉴意义。

利用 PFM 进行频率跟踪能使 PT 的工作效率接近最大，充分发挥了其特点，但是仅使用 PFM 不能在满足工作效率最大化的条件下调节 CCFL 亮度，因此仅使用 PFM 不能同时满足工作效率最大和输出电压可调的要求。

### ③ PWM 与 PFM 混合控制器

PWM 和 PFM 的有效结合能够同时调节 PT 的工作频率和输入电压，克服单独使用 PFM 或 PWM 的不足。杨桁等使用 PWM、PFM 控制 IC 来实现二者的联合控制<sup>[12]</sup>，提出在 PT 的谐振频率变化不大时，使用 PWM 控制方式，反之使用 PFM 控制方式，电路框图如图 1.5 所示。这种是 PMW、PFM 简单结合的方式，使 PT 控制策略更加灵活，但是不能同时达到工作效率最大化和稳定输出电压的要求。

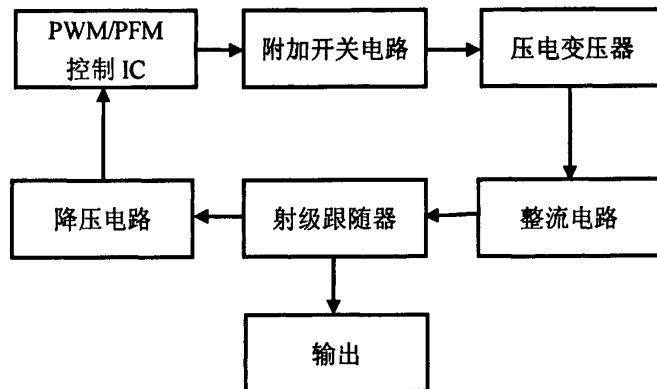


图 1.5 使用 PWM/PFM 联合控制

Fig.1.5 Control with Combined PWM and PFM

PWM、PFM 控制都能实现对 PT 输出电压的调节，PWM、PFM 的结合，能够增大 PT 输出电压的调节范围，Sunao Hamamura 等为增大 PT 输出电压的可调节范围，提出分时使用 PFM、PWM 的方法<sup>[13]</sup>，当输出电压  $V_f$  低于设定电压  $V_{ref}$  时，使用 PWM 控制方式，反之使用 PFM 控制方式，其控制原理如图 1.6 所示。

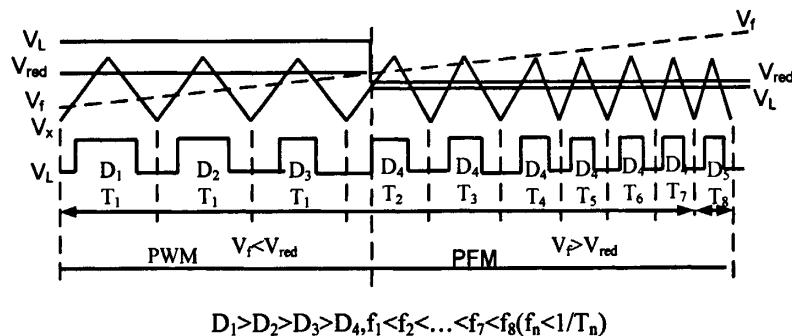


图 1.6 PFM、FWM 分时控制方式

Fig.1.6 time-share control of PFM FWM

使用分时的 PWM、PFM 控制方式，增大了 PT 输出电压的可调节范围，但牺牲了 PT 的工作效率，这种方法有一定的局限性。

Sam Ben-Yaakov 等提出基于谐振频率跟踪的 PWM、PFM 联合控制器<sup>[14]</sup>，利用 PFM 调节 PT 的工作频率，直至与谐振频率相一致，此时 PT 的工作效率较高，同时使用 PWM

方式调节 PT 输入电压以稳定输出电压。这种 PWM、PFM 联合控制的方式能够同时满足工作效率最大化和稳定输出电压的要求，充分发挥 PT 的优点。

在实际的电路设计中，充当控制器的器件可以是分立器件、逻辑电路、专用 IC、微处理器或者 FPGA 等，这些器件可完成 PFM 或者 PWM 控制算法。

## (2) 逆变电路

压电变压器的工作频率一般都在几十 kHz 到几百 kHz，需要用逆变电路将直流电压变换为交流电压作为压电变压器的输入。压电变压器逆变电路主要有以下几种<sup>[15]</sup>：

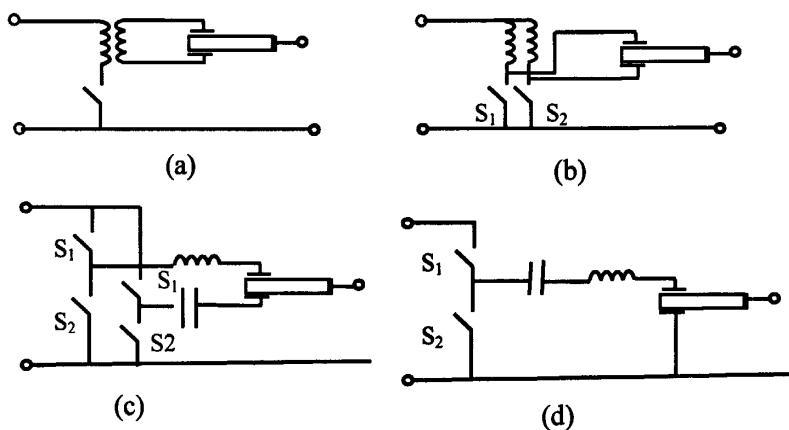


图 1.7 典型逆变电路  
Fig.1.7 Typical inverter circuit

①回扫型逆变电路，如图 1.7(a)所示，通过压电变压器输入端电学等效电容和电磁变压器输出端电感组成的选频振荡电路，这样能确保压电变压器输入端的输入电压为正弦波。缺点是采用电磁变压器，有较大的电磁泄漏和体积，效率不高。

②推挽型逆变电路，如图 1.7 (b)所示，缺点依然是采用了大体积的电感，不利于小型化。

③全桥型逆变电路，如图 1.7 (c)所示，在开关中插入一个死区并严格控制死区的时间，就可以很容易地实现零电压切换(ZVS)，因此全桥型的特点就是避免了采用大电感，有利于电路板的小型化。

④半桥型逆变电路，如图 1.7 (d)所示，其特点是，所采用的电子元件最少，也最有利于实现小型化。但在 ZVS 的实现上较全桥型困难，同时加在输入端的直流分量较大，效率上也会受到影响。与全桥逆变电路相比，半桥逆变电路能降低 PT 输入电压，所以多用于降压 PT。

### ① 电压型

为实现 PT 输出电压的稳定, PT 的输出电压信号是必然的反馈对象, 文献[13]是输出电压作为反馈信号的典型实例, 输出电压与设定电压相比较, 比较结果作为控制器控制策略的依据, 如图 1.8 所示。

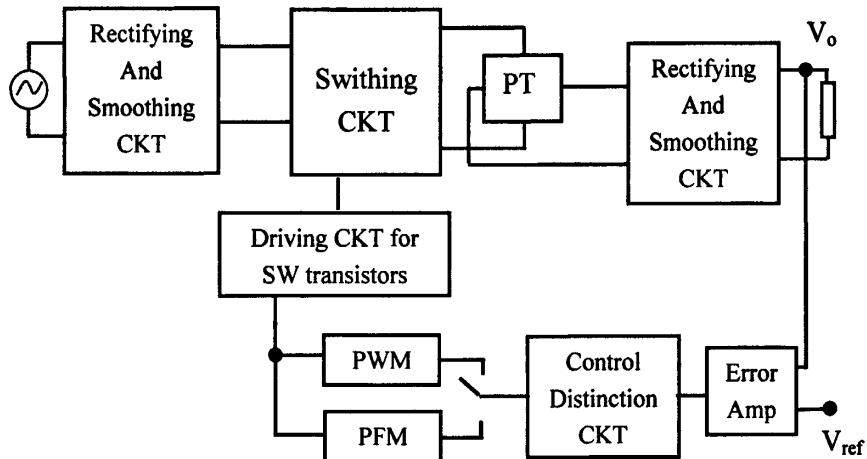


图 1.8 输出电压型反馈

Fig.1.8 Reactive circuit diagram with voltage

### ② 电流型

若 PT 的负载为 CCFL 时, 因其亮度与输出电流成比例, PT 的输出电流为反馈对象。TI 公司的 PT 控制芯片 UCC3976 的典型电路中, 其反馈信号为 PT 的输出电流, 反馈电流经过取样电阻(图中 Current Sense)后得到电压信号, 然后使此电压信号与设定信号相比较, 控制器根据其比较结果调整控制策略, 电路框图如图 1.3 所示。

### ③ 相位型

在当压电变压器的工作频率与谐振频率一致时, 压电变压器为纯阻性元件, 其输入电压和输出电流的相位差为零, 根据输入电压与输出电流的相位差即可判断 PT 的工作频率与谐振频率是否相一致<sup>[14]</sup>, 原理如图 19 所示。

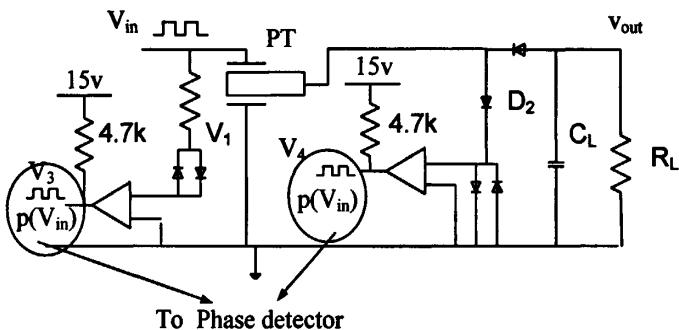


图 1.9 相位型反馈电路

Fig.1.9 Reactive circuit of phase

利用相位差可实现对压电变压器谐振频率的跟踪,提高压电变压器的工作效率。但是经过对本文使用的 Rosen 型 PT 的输入电压与电流的相位关系的测量,发现 PT 的工作频率与谐振频率相一致时,其输入电压与输出电流相位并不相同,本文的测量结果如图 1.10 所示。

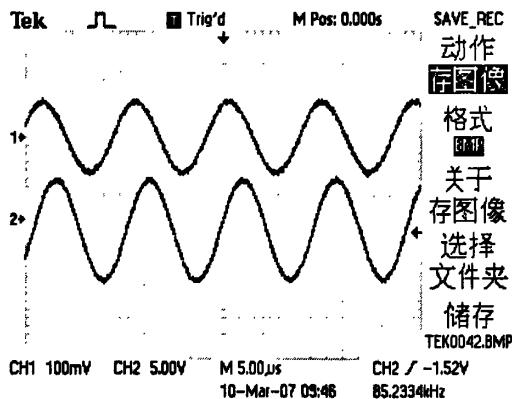


图 1.10 Resen 压电变压器输入电流与电压相位关系  
(CH1-输入电压, CH2-输入电压)

Fig.1.10 Phase relationship between input current and output voltage for Rosen PT  
(CH1-Input voltage, CH2-Output voltage)

在图 1.10 中 CH1 为输入电压相位, CH2 为输入电路相位。由此可以看出在谐振频率下, 二者相位差大约为  $37^\circ$ 。所以相位检测法使用的范围具有一定的局限性。

利用 PFM、PWM 或者二者的混合控制，调节 PT 的工作频率和输入电压，均可以调节压电变压器的输出电压，若使压电变压器的工作频率与谐振频率相一致，需利用频率跟踪技术，但目前实现频率跟踪的方法较少，且具有一定的局限性。

### 1.2.2 降压压电变压器

与升压 PT 相似，降压 PT 驱动控制电路同样包含控制器、逆变电路、反馈电路等部分。目前对降压压电变压器驱动控制电路的研究较少，主要集中在国外<sup>[16-18]</sup>。在已有的研究中，降压压电变压器的驱动电路多采用如图 1.11 所示的电路结构。逆变电路均采用半桥方式，半桥逆变电路增加了 PT 输入信号的直流分量，但是降低了输入信号的幅值，有利于电源降压的实现，且半桥逆变电路简单，容易实现 ZVS，这正是所有文献均采用半桥逆变电路的原因。

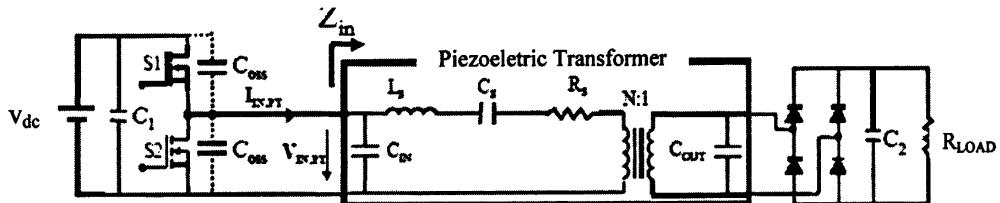


图 1.11 降压压电变压器驱动电路原理图  
Fig 1.11 Circuit diagram of step-down piezoelectric transformer

图 1.11 与如 1.2 相比可以发现，其电路结构非常相似，但由于降压 PT 输入电压一般为高电压，所以在器件选择上与升压 PT 有很大的差别。

#### (1) 控制器

根据降压 PT 的特性<sup>[19-20]</sup>可知，改变 PT 输入信号的大小及频率均可以改变 PT 的输出电压，所以在反馈及控制方式上，可分为 PFM 和 PWM 控制。

##### ① PFM 控制方式

使用压控振荡器作为控制器，反馈电压与基准电压相比较，其结果可控制压控振荡器(VCO)频率，改变 PT 的输入信号频率，这是典型的 PFM 控制方式<sup>[21]</sup>，如图 1.12 所示。PT 的效率与其输入信号频率相关，以改变输入频率的方式改变输出电压降低了压电变压器的工作效率，所以使用 PFM 方式控制压电变压器的实用性较差。

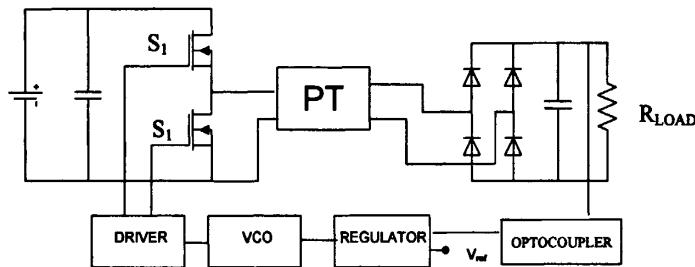


图 1.12 PFM 型控制器  
Fig.1.12 PFM control circuit

## ②PWM 控制方式

Juan Diaz 等人使用 RC 振荡器作为频率发生器<sup>[22]</sup>，副边电压信号通过光耦反馈给控制器，在电路中逻辑电路充当控制器，控制器通过改变 PT 输入信号的占空比改变输出信号大小，如图 1.13 所示。PT 对输入信号的频率非常敏感，而 RC 振荡器的频率稳定性较差，因此使用 RC 振荡器作为频率发生器，无法保证 PT 的工作频率的稳定性。

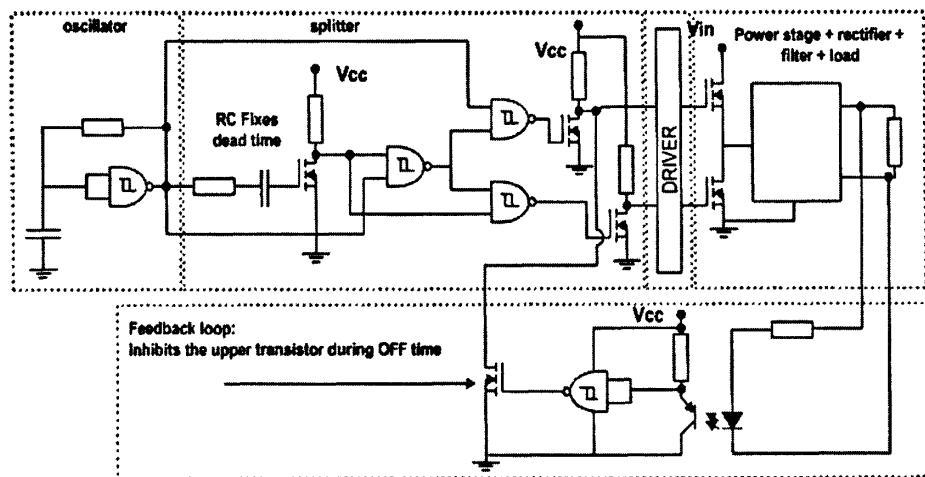


图 1.13 PWM 型控制器  
Fig.1.13 PWM control circuit

## (2) PT 输出电路

降压 PT 的输出为交流电压，一般不能直接应用，经过整流滤波电路后可变为直流电压，为其他器件提供直流电源。整流电路可分为半波整流、全波整流，如图 1.14 所示。

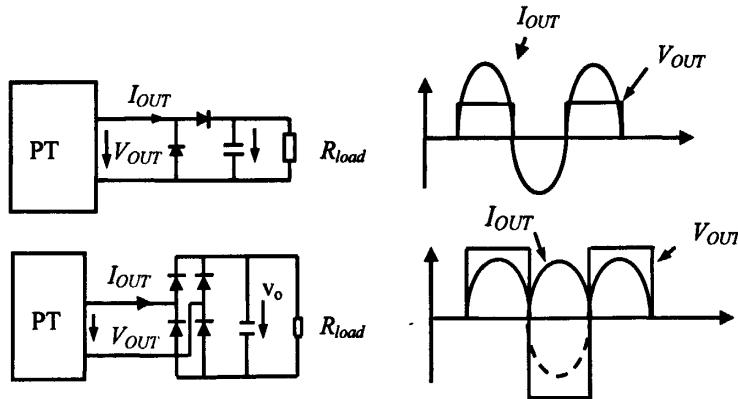


图 1.14 整流滤波电路

Fig1.14 rectifier filter circuit

在降压 PT 驱动控制电路中，半桥整流电路能进一步降低输出电压，但由于输出电压副半周电压为零，降低了 PT 的工作效率；全桥整流电路提高了 PT 的工作效率，但是整流二极管消耗较大的电压。

也有文献提高效率跟踪问题，本文中 PWM 控制已能满足基本需求，所以不加叙述。关于降压 PT 及其驱动电路的研究，国内外都很少，很多方面都无借鉴之处，给降压 PT 驱动控制电路的设计带来了难度，同时在具体电路元件选择上，也无相应的参考，只能借鉴开关电源的设计。在已有的文献中，均未提到控制部分电路的供电问题，与升压 PT 不同，降压 PT 的输入端一般为高电压，而控制器一般只能在 5V 电压或更低的电压下工作，所以需要给控制器提供额外的电源。

### 1.3 本文的主要工作

本文根据压电变压器的工作特性，设计了升压压电变压器驱动电路及降压压电变压器驱动控制电路，并将升压压电变压器用于点亮冷阴极管灯(CCFL)，降压压电变压器用于 AC-DC 转换。本文主要完成以下工作：

升压压电变压器：

- (1) 采用基于 PFM、PWM 的联合控制方法，实现对压电变压器谐振频率的跟踪并稳定输出电压；
- (2) 基于上述方法搭建出基于 FPGA 的硬件电路及编制 Verilog DHL 语言软件算法；
- (3) 实现压电变压器驱动控制电路在控制冷阴极管灯亮度上的应用。

降压压电变压器：

- (1) 通过降压 PT 特性测试及文献资料的查阅，确立采用基于 PWM 的控制方法；
- (2) 基于 PWM 控制方法搭建基于单片机的硬件电路及软件算法；
- (3) 将降压压电变压器用于 AC-DC 转换器。

## 2 压电变压器特性及驱动控制原理

压电变压器按照振动方式的不同,可分为Rosen型压电陶瓷变压器、厚度振动模式压电陶瓷变压器、径向振动模式压电陶瓷变压器等,本文研究的升压压电变压器为Rosen型,降压压电变压器为径向振动模式压电陶瓷变压器。

### 2.1 压电变压器特性

#### 2.1.1 压电变压器结构及等效电路

典型压电变压器包括驱动部分和发电部分,以Rosen型PT为例,其结构如图2.1所示。驱动部分将电能转换成机械能,发电部分将机械能转换成电能,实现了电压变换。

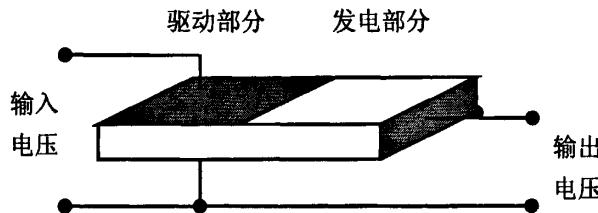


图 2.1 压电变压器的结构组成

Fig. 2.1 Construction of piezoelectric transformer

压电变压器等效电路是研究压电器件工作特性的一种重要的手段,它能直观地显示出器件的电学特性,便于分析其工作过程,利于设计和优化器件。尽管压电变压器具有不同的振动模式和机械结构,但其特性可以用图2.2所示的等效电路模型来描述。

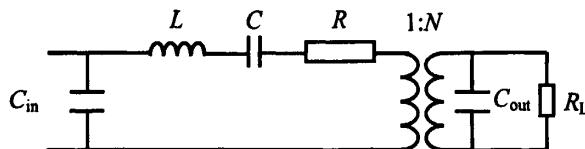


图 2.2 压电变压器等效电路

Fig. 2.2 Equivalent piezoelectric transformer circuit model

图中  $C_{in}$  和  $C_{out}$  是压电变压器输入、输出电容，电感  $L$  与压电变压器的质量有关，电容  $C$  与材料的弹性劲度张量有关，它是由压电体的运动方程导出的，电阻  $R$  由压电变压器的介质损耗和机械品质因数  $Q$  决定。该等效电路模型为不考虑压电变压器的多谐振或反谐振基础上根据基本的压电方程和运动方程得出的。

### 2.1.2 升压压电变压器特性

压电变压器的特性有多方面的，本文主要从驱动控制电路相关方面研究压电变压器特性，即本文主要研究其外部特性，主要包括工作频率、谐振频率、效率、输出功率、温度特性等方面。

升压压电变压器的工作频率、谐振频率及负载对其输出电压、输出功率及效率都有影响。其相互关系有如下几个<sup>[23]</sup>：

#### (1) 负载与增益关系

输入电压、工作频率不变时，增益随着负载的增大而增大，如图 2.3(b)所示。

#### (2) 负载与谐振频率关系

负载的变化能影响压电变压器谐振频率的变化，负载变大时，谐振频率增大，反之亦然，如图 2.3(c)所示。

#### (3) 谐振频率与增益关系

压电变压器具有滤波作用，只有当输入信号(电压)的频率接近其谐振频率时，此电压才被大幅放大，当输入信号的频率偏离PT的谐振频率较大时( $>1\text{kHz}$ )，放大倍数大大降低，如图2.3(d)所示。

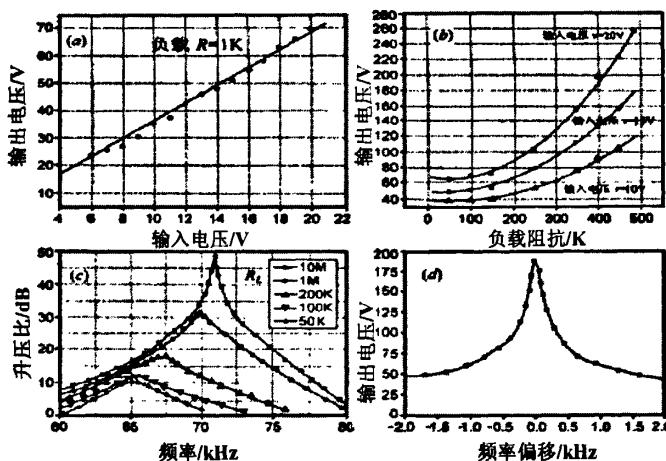


图 2.3 压电变压器的典型特性

Fig.2.3 Typical characteristics of piezoelectric transformer

#### (4) 效率与工作频率及谐振频率关系

压电变压器的工作频率与谐振频率相近时，其效率最大，如图 2.4 所示<sup>[24]</sup>。

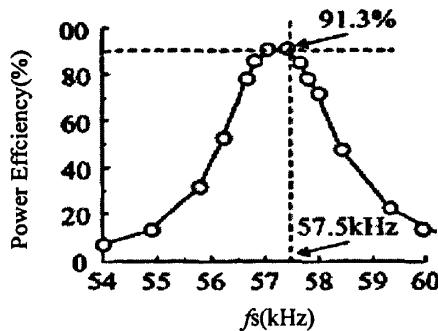


图 2.4 压电变压器工作频率与效率关系

Fig.2.4 The relationship between frequency and efficiency of PT

#### (5) 温度特性

但是随着环境温度的改变及介质损耗、内摩擦的影响，PT 的谐振频率及阻抗的绝对值将随之改变，从而影响到升压比和效率。温度对谐振频率的影响约  $6\text{Hz}/^\circ\text{C}$ ，如图 2.5 所示。

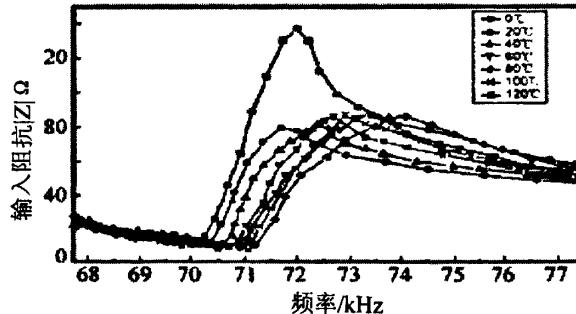


图 2.5 压电变压器温度特性

Fig.2.5 Temperature characteristics of piezoelectric transformer

由上述压电变压器特性可知,压电变压器的最大增益频率为谐振频率,最大效率时的工作频率也接近谐振频率,所以使压电变压器的工作频率接近谐振频率时,其状态达到最佳。

### 2.1.3 降压压电变压器特性

降压 PT 与升压 PT 的电路模型相同,仅参数有所差别,所以降压 PT 的特性与升压 PT 特性相似,降压 PT 的工作特性同样受负载、工作频率的影响<sup>[25]</sup>,其电压增益和效率的频率特性如图 2.6 所示。从图中可以看出:

- (1) 谐振频率处电压增益达到最大;
- (2) 降压 PT 电压增益随负载电阻的增大而增大;
- (3) 负载固定时,工作频率偏离谐振频率越大,电压增益越小;
- (4) 降压 PT 谐振频率随负载的增大而增大;
- (5) 降压 PT 工作频率靠近谐振频率右侧时效率最大,谐振频率处也可达 90%以上;
- (6) 同一负载下,PT 工作频率离最高效率频率点越大,效率越低。

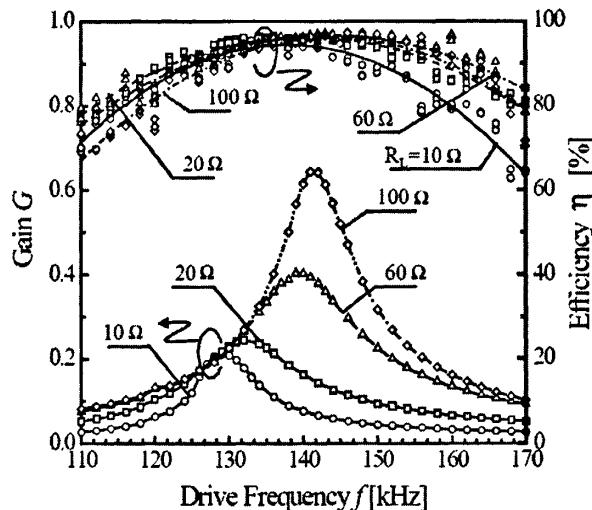


图 2.6 降压 PT 特性  
Fig.2.6 The characteristics of step-down PT

本文采用本课题组自行设计制备的浮地型单向极化降压压电变压器,其电压增益的频率特性如图 2.7 所示。从图中可以看出,课题组设计的降压压电变压器电压增益的频率特性仍然满足上述的(1)-(4)点。

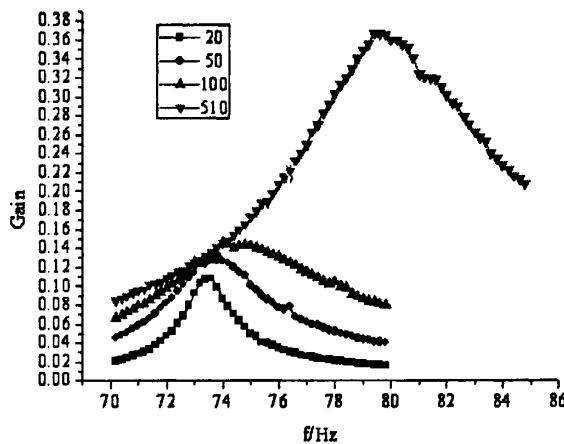


图 2.7 降压压电变压器电压增益的频率特性曲线

Fig.2.7 Voltage gain versus frequency of step-down piezoelectric transformer

根据降压压电变压器特性,在设计驱动电路时,在满足所需电压增益要求的前提下,需要着重考虑工作频率、效率问题。与升压 PT 不同,降压压电变压器用于降压领域且谐振频率处效率未必达到最大,故不需要工作在谐振频率处,一般将工作频率设置为略高于谐振频率。

## 2.2 压电变压器驱动控制电路的组成及原理

### 2.2.1 压电变压器驱动控制电路组成

根据其特性可知<sup>[26]</sup>,压电变压器的工作频率与其谐振频率相一致时,其性能达到最佳。目前开发出来的压电变压器的谐振频率从几十 Hz 到几百 kHz 不等,且对于某一变压器来说,其谐振频率及增益都随负载以及工作温度的变化而变化,因而压电变压器需要外围电路控制其工作状态,以达到稳压及高效率要求,这样便可为其他电子器件提供符合需要的电源。

驱动控制电路一般包括控制器、逆变电路、反馈电路等部分,如图 2.8 所示。

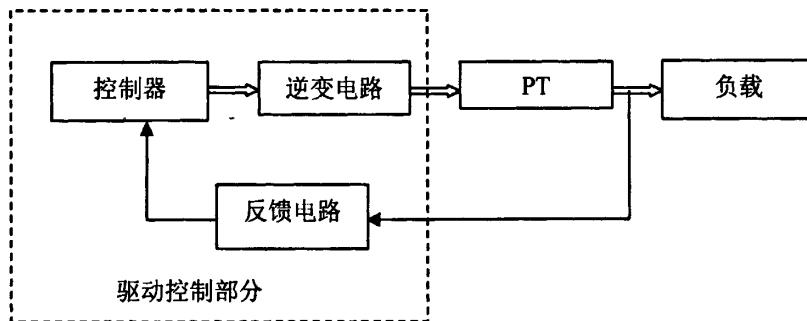


图 2.8 PT 及其驱动控制电路框图  
Fig.2.8 Block diagram of PT driving circuit

控制器输出特定占空比和频率的信号, 以控制 PT 的输入电压大小和频率, 并根据 PT 副边的反馈信号, 随时改变 PT 的输入信号特性, 以达到稳定输出电压的目的。

逆变电路的主要作用是将直流电压变换为交流电压, 变换后的电压频率和占空比由控制器控制。升压压电变压器一般使用全桥逆变电路, 这样可以提高 PT 的输出电压, 减小直流分量; 降压压电变压器一般使用半桥逆变电路, 与全桥逆变电路相比, 可降低电压, 但增加了直流分量。

反馈电路的主要作用是将 PT 副边的电压或者电流信号取出, 经过整流、滤波、模数转换后反馈给控制器。

压电变压器驱动控制电路要尽量满足以下三个条件:

- (1) 保证输出电压稳定;
- (2) 保证压电变压器较高的工作效率;
- (3) 保证驱动电路本身较高的工作效率。

根据压电变压器特性, 输出电压取决于输入电压的大小及频率, 效率取决于输入电压的频率, 因此, 通过驱动控制电路调节输入电压的大小及频率可满足条件(1)和(2); 对于条件(3), 主要在驱动控制电路的逆变电路部分采用零电压切换技术(ZVS)。

## 2.2.2 压电变压器方波驱动原理

PT 的工作状态可通过反馈电路提供给控制器, 控制器根据反馈电路的信号, 改变 PT 输入电压的大小和频率, 以达到控制 PT 的目的。由控制器、逆变电路、反馈电路等部分组成一个闭环控制系统, 在控制系统中, 被控制量有两个: PT 输出电压和 PT 的工作频率。

当 PT 的输入电压为周期方波时, PT 的特性类似于带通滤波器, 与其谐振频率相近的频率能够通过, 否则将被滤除。根据傅里叶级数原理<sup>[27]</sup>, 一个周期为 T 的非正弦周期函数  $f(t)$ , 当满足狄利克雷条件时, 就可以分解为一系列的正弦谐波, 即

$$\begin{aligned} f(t) &= a_0 + (a_1 \cos \omega t + b_1 \sin \omega t) + (a_2 \cos 2\omega t + b_2 \sin 2\omega t) \\ &\quad + \cdots + (a_k \cos k\omega t + b_k \sin k\omega t) + \cdots \\ &= a_0 + \sum_{k=1}^n (a_k \cos k\omega t + b_k \sin k\omega t) \\ &= A_0 + \sum_{k=1}^n A_{km} \cos(k\omega t + \varphi_k) \end{aligned} \quad (2.1)$$

式中  $\omega = \frac{2\pi}{T}$ ,  $A_0 = a_0$ ,  $A_{km} = \sqrt{a_k^2 + b_k^2}$ ,  $\tan \varphi_k = \frac{-b_k}{a_k}$ 。

$$a_k = \frac{2}{T} \int_{T/2}^{T/2} f(t) \cos(k\omega t) d(\omega t) \quad (2.2)$$

$$b_k = \frac{2}{T} \int_{\pi/2}^{\pi/2} f(t) \sin(k\omega t) d(\omega t) \quad (2.3)$$

根据式(2.1)、(2.2)、(2.3)可知,  $f(t)$  的傅里叶级数中, 其基波及一次谐波的系数最大, 所以当方波的频率与 PT 的谐振频率相一致时, 方波信号的基频分量能够通过 PT, 而直流分量和高次谐波会被 PT 滤除, 此时 PT 输入有效信号最大。

设输入幅值为  $A$ , 周期为  $T$ , 占空比为  $d$  的方波信号在一个周期内的函数表达式为

$$f(t) = \begin{cases} A & 0 < t < dT \\ 0 & dT < t < T \end{cases} \quad (2.4)$$

$$a_k = \frac{2A}{T} \int_0^T \sin\left(\frac{2\pi}{T} kt\right) dt = \frac{1}{k\pi} (1 - \cos(2\pi d)) \quad (2.5)$$

$$b_k = \frac{2A}{T} \int_0^T \cos\left(\frac{2\pi}{T} kt\right) dt = \frac{1}{k\pi} \sin(2\pi d) \quad (2.6)$$

$$A_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2} = \frac{A}{k\pi} (\sqrt{2 - 2 \cos(2\pi d)}) \quad (2.7)$$

当  $k=1$  时,  $A_1$  为基频谐波分量的系数。当  $A=1$  时, 基频谐波分量系数与占空比关系如图 2.33 所示。

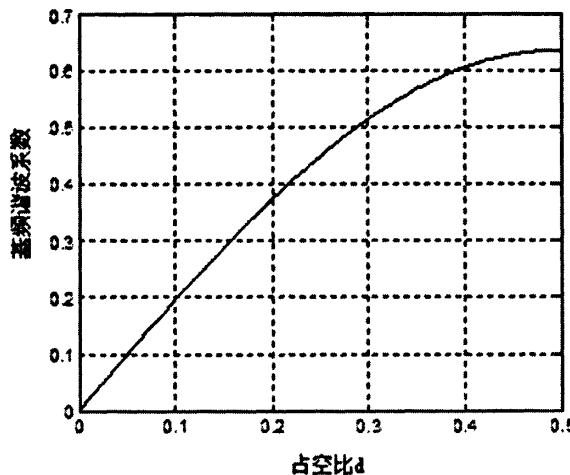


图 2.9 基频谐波系数与占空比关系  
Fig.2.9 Coefficient of first harmonic and duty cycle

由式(2.7)及图 2.9 可知, 当占空比为 50% 时, 输入电压信号基频分量达到最大为  $\frac{2A}{\pi}$ 。

由以上推导可得出如下结论: 当 PT 输入的方波电压的频率与谐振频率相一致, 且其占空比为 50% 时, PT 输入端方波的基频分量最大; 改变占空比可改变输入信号有效值的大小。

PWM 控制即通过改变输入信号的占空比来改变 PT 输入电压的基频分量, 从而达到改变 PT 输入电压的大小, 进而控制 PT 输出电压。

根据 PT 工作频率特性可知, 负载相同时, 当输入信号的频率与谐振频率一致时, 电压增益最大、效率较高。所以采用 PFM 控制使 PT 的工作频率与谐振频率一致, 使 PT 在较高的效率下工作。

采用 PWM、PFM 相结合的方法, 可同时改变 PT 的输入电压的频率及大小, 使 PT 的工作频率与谐振频率相一致, 同时还能稳定输出电压的大小。当 PT 的谐振频率发生改变时, 采用 PFM 来控制 PT 的工作频率, 做到对谐振频率的频率跟踪。

### 2.3 两类压电变压器驱动控制电路比较

升压压电变压器与降压压电变压器的驱动电路组成结构相同, 均包括控制器、逆变电路、反馈电路, 控制原理也相似。但是由于升压压电变压器的输入端电压较低, 降压压电变压器的输入电压较高, 一般为市电, 在电路的具体实现方法上也造成了如下的区别:

### (1) 控制器电源

升压压电变压器输入信号电源与控制器电源电平可以采用同一个电源,如采用一个5V的电源,既可以作为压电变压器的输入逆变电源,也可以作为控制器的电源;降压压电变压器逆变电路的电源一般为市电,有效值为220V,控制器电源电压较低,一般为5V,二者相差很大,所以控制器需要另外的电源,这就要求必须为控制器提供额外的低压电源。

### (2) 开关管 MOSFET

升压压电变压器逆变电路开关器件MOSFET及驱动器属于低压器件,而降压压电变压器逆变电路的开关器件MOSFET必须选用耐高压器件,且高压逆变电路的高压边MOSFET需要高边驱动器,给驱动控制电路的设计增加难度。

### (3) MOSET 驱动器

升压PT驱动控制电路中的逆变电路电压较低,驱动MOSFET较容易实现,不使用专用IC的也可以实现,开关死区容易实现;降压PT的驱动控制电路逆变电路电压较高,必须使用带有高压边驱动的专用IC,死区时间控制比较困难。

### (4) 反馈电路

升压压电变压器的输出电压较高,一般需要分压、整流、滤波等处理电路,转换为较低的直流电压后才能反馈给控制器,而降压压电变压器的输出电压较低,可直接反馈给控制器。因此,在反馈电路方面,降压压电变压器驱动电路较为简单。

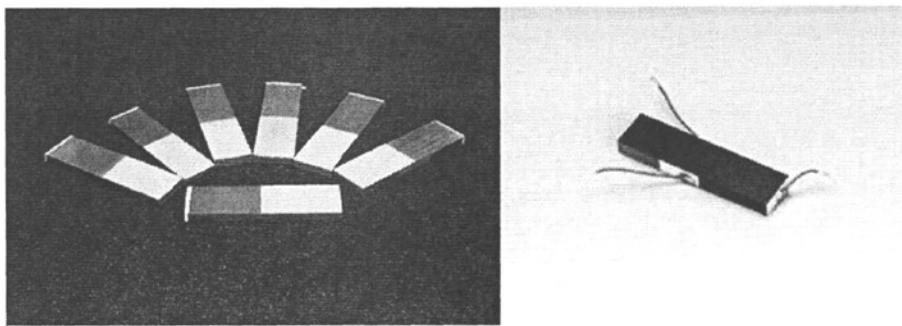
尽管升压与降压PT驱动电路结构相同,但由于以上所述差别,二者在具体的电路上还是有很大的差别。

### 3 升压压电变压器驱动控制电路设计

Rosen 型压电变压器是目前广泛商用的一种升压 PT，可分为单层结构和多层结构。多层压电变压器与单层压电变压器特性相似，但增益和功率较单层 PT 有很大的提高，本文选用西安康鸿信息技术股份有限公司生产的型号为 PT3906BR(单层)和 MPT3006(多层)的压电变压器，特性参数如表 3.1 所示，实物照片如图 3.1 所示。

表 3.1 压电变压器参数  
Tab.3.1 Parameters of piezoelectric transformer

型号	额定功率 (W)	尺寸(mm)			输入电容 (nF)	输出电容 (pF)	等效参数		
		L	W	H			L (mH)	C (nF)	R (Ω)
PT3906BR		39	6	1.1	1.86	13	45	62.78	
MPT3006A55L0	5.5	30	6	2.4	113	15	10.55	7.278	0.25



(a)PT3906BR (b)MPT3006A55L0

图 3.1 Rosen 型压电变压器

Fig.3.1 Rosen type piezoelectric transformer

在实际应用中，升压压电变压器主要用于冷阴极管灯背光源，冷阴极管灯的启动过程，也是其等效电阻有大变小的过程；而冷阴极管灯在正常运行时，其等效电阻为恒值。所以在升压压电变压器驱动控制电路的研究中，为探索不同负载特性的控制方法，本文首先设计了固定负载时的 PT 驱动控制电路，在熟悉了初步的设计方法后，设计了负载为冷阴极管的 PT 驱动控制电路，即变负载 PT 驱动控制电路。负载为电阻时，负载对压电变压器功率要求不大，所以采用单层压电变压器，而冷阴极管灯的驱动功率大约为 4W，所以使用多层压电变压器才能驱动其发光。

### 3.1 升压压电变压器驱动控制电路工作原理

压压电变压器的负载一般分为两种情况,当负载为定值时称为固定负载型驱动电路当负载变化时是成为变负载型。两者的驱动电路类似,控制原理相同。下面分别阐述两者的控制原理及硬件电路。

#### 3.1.1 固定负载型

压电变压器的工作频率最终要与谐振频率相一致,而且压电变压器的工作频率与谐振频率相一致时其增益最大。控制原理如图 3.2 所示,首先进行 PFM 控制,取一定的间隔频率点,对相邻的两个工作频率点  $f_A$ 、 $f_B$  的输出电压  $V_A$ 、 $V_B$  相比较,若  $V_A > V_B$ ,则谐振频率更接近  $f_A$  点,否则,谐振频率更接近  $f_B$  点。为方便说明,我们假设  $V_A > V_B$ ,所以谐振频率更接近  $f_A$  点,然后在  $f_A$  点左侧取频率点  $f_C$ ,比较  $f_A$  点  $f_C$  点的输出电压。若  $V_A < V_C$ ,则继续取点比较,若  $V_A > V_C$ ,则说明  $f_A$  点即是谐振频率点,至此 PFM 控制过程结束。当谐振频率确定后,然后调节输入电压的占空比,进行 PWM 控制。

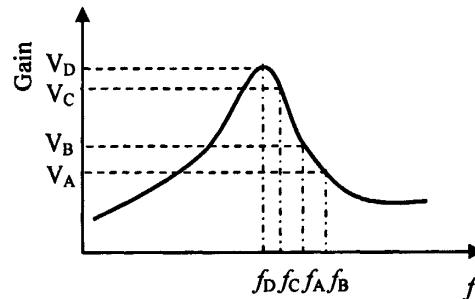


图 3.2 负载固定时的控制原理  
Fig.3.2 The control principle of fixed load

利用先 PFM、后 PWM 控制方法可以使压电变压器的工作与谐振频率一致,且输出电压达到预设值,PT 输出电压变化如图 3.3 所示。

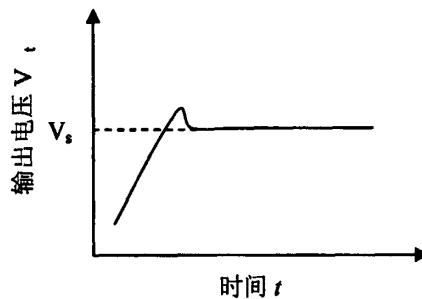


图 3.3 输出电压随时间变化趋势

Fig.3.3 The trace of output voltage

采用先 PFM 后 PWM 控制的方法虽然可达到要求，但是在调节频率过程中，输出电压可能超过目标电压  $V_s$ 。若压电变压器作为其他器件的电源，就可能造成这些器件的损坏。所以需对上述过程改进。PFM 控制与 PWM 控制交替进行的方法可消除调节过程中的尖峰电压，保证输出电压不超过目标电压，即在进行 PFM 过程中，实时检测 PT 输出电压，当输出电压超过设定电压  $V_s$  时，利用 PWM 调节 PT 输入电压，降低 PT 输出电压直至低于  $V_s$ ，此时从新进行 PFM 控制。利用 PFM、PWM 交替进行的方法可大大减小输出电压调节过程的尖峰，平稳的调节 PT 工作频率和输出电压。

### 3.1.2 变负载型

#### (1) PT在驱动CCFL的应用

多层升压压电变压器的应用之一是驱动冷阴极管灯，CCFL在被点亮的一瞬间，加在其上的电压非常高，一般高于500V，流过其上的电流近似为零，所以此时CCFL的等效阻抗非常大，近似于开路；当CCFL被点亮之后，一直到达到稳定状态前的过程中，工作电流逐渐增大，工作电压逐渐降低，所以在这个过程中，其等效阻抗逐渐变小；当CCFL上的电压和电流都达到稳定值时，其等效阻抗也达到稳定值。另外，CCFL的亮度随驱动频率的变化不大，而随电流的变化比较大。在某一特定的电流下，当PT供给的电压达到CCFL的维持电压时，CCFL的输入阻抗呈现纯电阻特性。

因此，如果以PT作为CCFL的功率输入级，则二者可构成极佳的配合：首先，CCFL启动时需要很高的启动电压，而这时CCFL的等效阻抗也非常大，对于大的负载，PT恰好输出高电压，满足了CCFL的要求；接下来，随着CCFL等效阻抗的降低，PT的输出电压也会自动降低；最后，当CCFL的等效阻抗稳定时，PT输出电压也将保持稳。

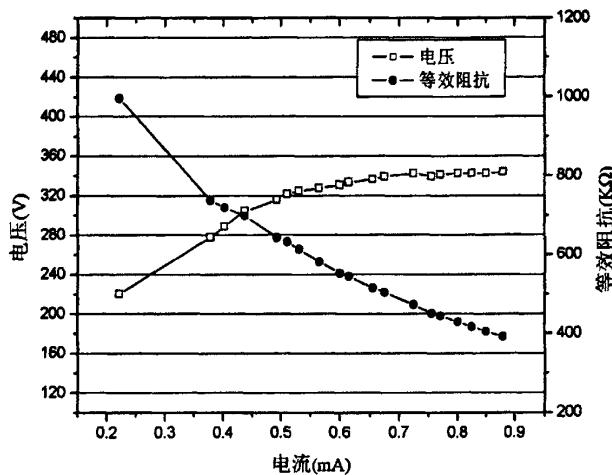


图 3.4 CCFL 特性曲线  
Fig.3.4 The character curve of CCFL

本文使用的 CCFL 的电压、等效阻抗与电流的特性曲线如图 3.4 所示，在测试过程中，CCFL 的启动是在瞬间完成，通过泰克 TDS1002 示波器无法捕捉到启动电压，所以本文进行的 CCFL 特性测试主要集中在发光后的测试。在 CCFL 刚启动后一段时间内中，CCFL 中的电流较小，约 0.2mA，电压约为 420V。随着 CCFL 两端电压的上升，电流而随之上升，即亮度而随之增加，CCFL 在启动过程中其等效电阻由大到小变化。

## (2) 控制策略

当用 PT 驱动 CCFL 时，为了充分发挥 PT 的优点，本文采用频率跟踪控制，因为 PT 的谐振频率及效率会因负载阻抗、环境温度、元件、尺寸及其误差的影响而变化，当以 CCFL 为 PT 的负载时，CCFL 的等效阻抗从启动到稳态工作过程中会由大变小，因而 PT 的增益也会随着负载的减小而下降，显然 PT 的这一特性有助于点亮 CCFL。但是如果以恒定频率的电压驱动 PT，则 PT 的电压增益不能达到曲线的峰值，PT 的优点失去意义。

控制策略如图 3.5 所示。对恒定频率，使用 PWM 调节的电路而言，电路的启动点在 A，工作点在 B，由于是固定频率，启动点 A 频率与工作点频率相同，可以看到，B 点并未处在相应负载(如 400kΩ)曲线的峰值点，所以其增益较小，PT 工作效率也较低；对固定占空比，使用 PFM 调节的电路而言，电路的启动点为 C 点，工作点为 B 点左右，电路通过调节 PT 工作频率，调节输出电压大小，由于工作频率不能时刻与谐振频率相同，所以工作效率也较低。

本文设计的利用PWM、PFM联合控制而能进行频率跟踪电路，启动点在C点，工作点为D点，在电路启动过程中，首先将工作频率定于C点，点亮CCFL，随着CCFL亮度的增加，其等效电阻随之减小，PT的谐振频率也随之下降，控制也将PT工作频率慢慢降低，当CCFL亮度达到要求后，控制器继续寻找谐振频率点，当发现PT在某一频率下工作时其输出电压最大即图中的D点，控制器停止PFM调节，使用PWM调节方式调节PT输入电压，从而调节输出电压。三种路径相比而言，当以相同的电压供电时，频率跟踪电路可以保证CCFL所需的启动电压，并且PT的优点得以充分利用，而其他两种控制方式不能保证PT的工作频率与谐振频率相一致，所以CCFL驱动器应采用频率跟踪控制方式。

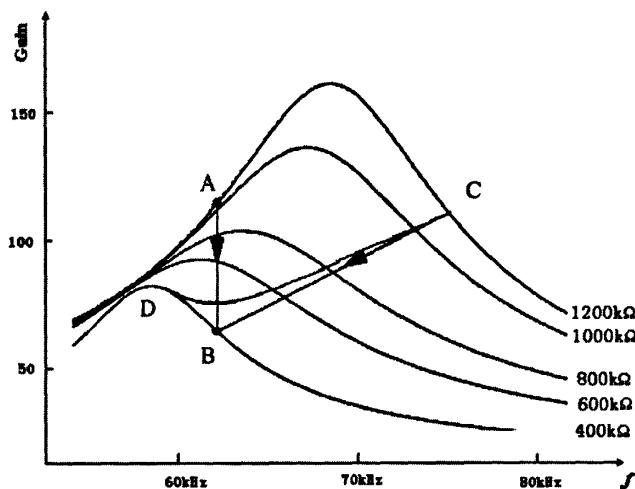


图 3.5 控制策略示意图  
Fig.3.5 Sketch map of control strategy

### 3.2 硬件电路设计

硬件电路可分为控制器、逆变电路、反馈电路、ADC 转换电路等部分。控制器输出频率及占空比可调的方波信号；逆变电路根据控制器输出信号将直流电压斩波为方波电压，即将直流信号变换为交流信号，为压电变压器提供交流输入电压；反馈电路实时监测 PT 负载电压或电流变化，反馈给控制器，作为控制器调节 PT 输入电压幅值和频率的依据。

### 3.2.1 控制器

控制器在系统中的作用是提供 PT 输入电压的频率及占空比。控制器可选择的范围较广，可以是单片机、ARM、FPGA、DSP 等，其中传统的 51 单片机等由于速度较低，不能满足压电变压器驱动频率要求。ARM、FPGA、DSP 均能满足要求，但是 FPGA 属于硬件语言设计，实时性强，可同时控制多路系统，如果用户需求量非常大，采用 ASIC 流片能极大地节省成本，经济效益十分显著。FPGA 可做其他全定制或半定制 ASIC 电路的中试样片，所以本文选用 FPGA 作为控制器。

XILINX 公司 XC2S100E 是其 Spartan-II 系列，引脚图如图 3.6 所示。其主要特性如下：

- (1) 内核电压: 1.8V
  - (2) 引脚电压: 3.3V
  - (3) 逻辑门数: 100000 门
  - (4) 时钟频率:  $\geq 50\text{MHz}$
  - (5) 引脚数: 144

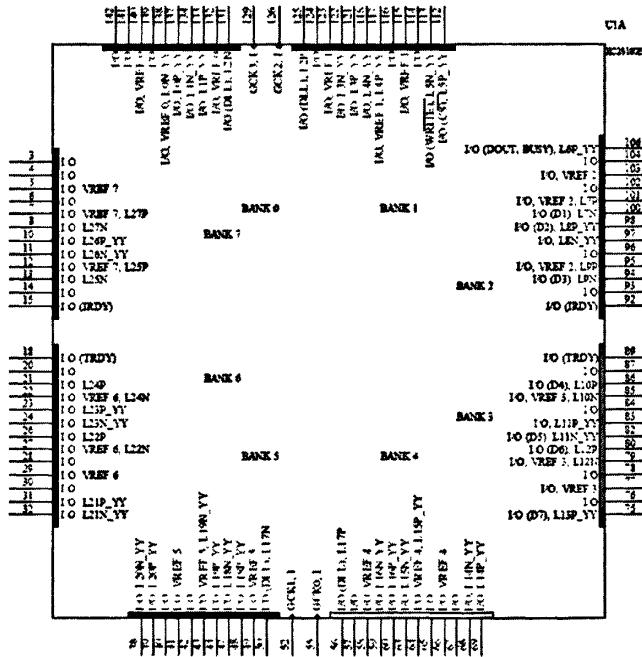


图 3.6 XC2S100E 引脚图

Fig.3.6 The pins of XC2S100E

XC2S100E 的工作频率可大于 50MHz, 与传统的单片机等相比可大大提高控制的精度; 内部含有 10 万逻辑门, 为程序提供了足够的空间。控制器主要作用如下:

- (1) 控制器同时需要输出 ADC 的控制信号, 控制 ADC 将 PT 输出电压模拟量转换为数字量;
- (2) 产生逆变电路控制信号时序;
- (3) 控制算法实现;
- (4) 接收手动调节信号。

### 3.2.2 逆变电路

#### (1) 逆变电路原理

电子电路中一般使用直流电源, 而压电变压器的输入必须是交流电压, 所以压电变压器的驱动控制电路需要包含逆变电路。为了避免使用大容量电感, 一般采用全桥或半桥逆变电路。全桥逆变电路具有双极性输出、便于实现零电压切换及 PWM 调制等特点, 多用于升压压电变压器<sup>[28]</sup>。逆变电路原理及其输入输出信号时序关系如图3.7所示, 其中 A、B、C、D 分别为开关管 SA、SB、SC、SD 的控制输入端, E、F 为逆变电路输出端, 压电变压器的两个输入端子分别与 E、F 连接。

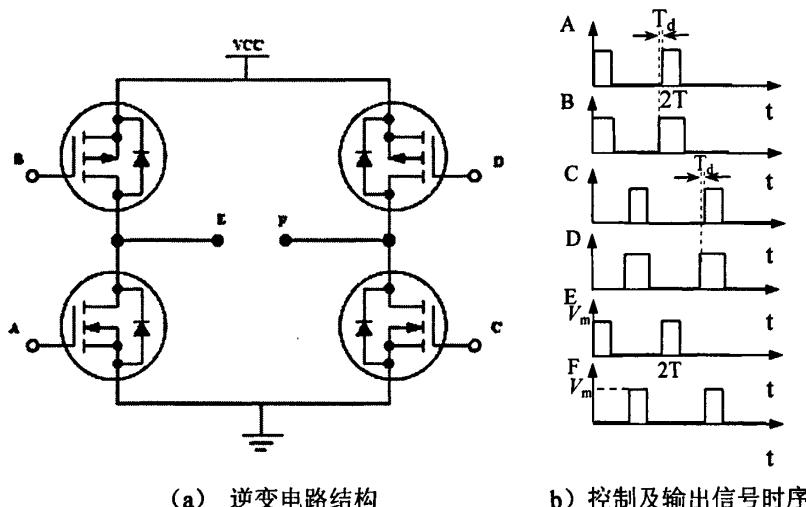


图 3.7 全桥逆变电路及主要波形时序

Fig.3.7 Full-bridge inverter circuit and the main waveform of circuit

图中, 一个 N 型 MOSFET 和一个 P 型 MOSFET 构成 PT 输入电压的一端, A、B 信号相同时, E 端电压信号与 A、B 端反相, C、D 信号相同时, F 端信号与 C、D 端反

相；A、B 信号与 C、D 信号相反时，E、F 就会有压差，这样便可以为 PT 提供输入电压信号。为减小 MOSFET 管自身功耗，A、B 端信号加入一定的死区时间  $T_d$ ，同理，C、D 信号之间也要加入一定的死区时间  $T_d$ ，如图 3.7(b)所示。

## (2) 逆变电路器件选择

逆变电路开关管的选择直接影响其逆变的效率，开关管可使用晶体管、MOSFET 等，其中功率 MOSFET 由于具有以下特点而被本文选用：

- ① MOSFET 是电压控制型器件(双极型是电流控制型器件)；
- ② 输入阻抗高，可达  $10^8\Omega$  以上；
- ③ 工作频率范围宽，开关速度高(开关时间为几十纳秒到几百纳秒)，开关损耗小；
- ④ 功率 MOSFET 耐压较高，可达几十到几千伏；
- ⑤ MOSFET 的导通电阻小，可承受大电流。

但是 MOSFET 作为开关管存在一些固有问题，针对这些问题，本文提出了相应的解决措施。

### ① 开关损耗

不管是 NMOS 还是 PMOS，导通后都有导通电阻存在，因而在源漏极间流过电流的同时，两端还会有电压，这样电流就会在这个电阻上消耗能量，这部分消耗的能量叫做导通损耗。选择导通电阻小的 MOS 管会减小导通损耗。

MOS 导通和截止不是在瞬间完成的，MOS 两端的电压有一个下降的过程，流过的电流有一个上升的过程，在这段时间内，MOS 管的损失是电压和电流的乘积，叫做开关损失。通常开关损失比导通损失大得多，而且开关频率越快，损失也越大。图 3.8 是 MOS 管导通时的波形。可以看出，导通瞬间电压和电流的乘积很大，造成的损失也就很大。降低开关时间，可以减小每次导通时的损失；降低开关频率，可以减小单位时间内的开关次数。这两种办法都可以减小开关损失。本文中，由于 PT 的工作频率相对稳定，所以可以减小开关管开关时间来降低损耗。

### ② MOS 管驱动

功率 MOSFET 是电压型驱动器件，没有少数载流子的存贮效应，输入阻抗高，因而开关速度可以很高，驱动功率小，电路简单。但功率 MOSFET 的极间电容较大，其栅极输入端相当于一个容性网络，MOSFET 管的驱动，实际上就是对电容的充放电，它的工作速度与驱动源内阻抗有关。MOSFET 的输入电容已经固定，只能通过减小输入回路电阻来提高开关速度。实际上，一般使用 MOSFET 作为开关管时，都会使用专门的驱动电路来驱动 MOSFET，提高其开关速度，减小开关损耗。

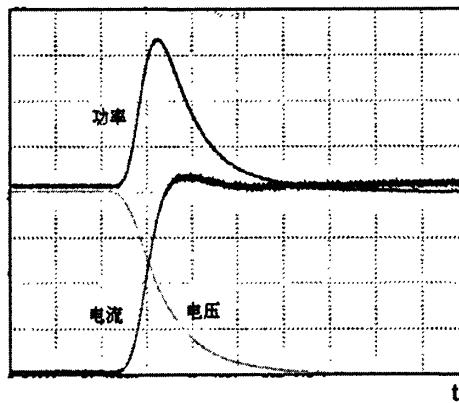


图 3.8 开关管的损耗示意图  
Fig.3.8 Sketch map of wastage of switch

③ MOSET 一般的栅源极开关电压为 4~6V, 对于电源电压为 5V 的系统很难达到开关阈值。所以必须选用低开关电压型 MOSFET。

所以本文选用 TC4427 作为 MOSFET 的驱动器, 选用 NTHD3102C 作为开关管。

TC4427 主要特性如下:

- ①峰值输出电流: 1.5A;
- ②电源电压: 4.5~18V;
- ③负载能力: 1000pF 时小于 25nS;
- ④输出电阻: 7Ω;

且单个芯片内含有两路驱动器, 其内部原理及引脚图如图 3.9 所示。

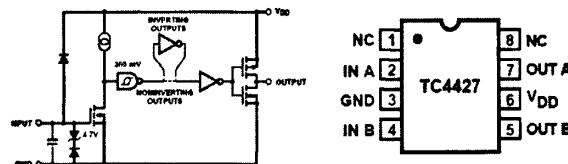


图 3.9 TC2247 内部原理及引脚图  
Fig.3.9 Internal principle and pins of TC2247

NTHD3102C 主要特性如下:

- ①单片集成 PMOSFET 和 NMOSFET;

②源漏极最大电压: 20V;

③典型输入电容: 510pF;

④源极最大电流: 2.3A;

⑤栅极开关电压: 1.2V;

其内部原理及引脚如图 3.10 所示。

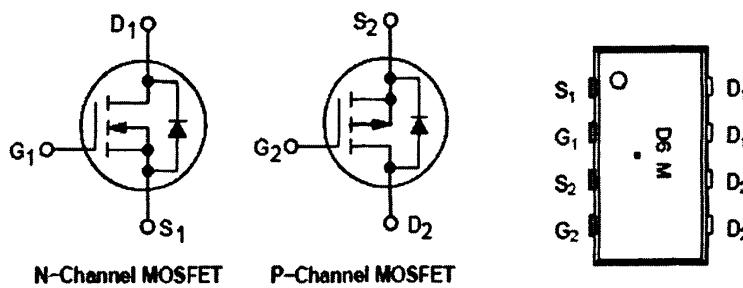


图 3.10 NTHD3102C 内部原理及引脚图

Fig.3.10 Internal principle and pins of HTDD3102C

#### ④ 逆变匹配网络

由于全桥逆变器输出的是方波电压, 而驱动 PT 最好使用与 PT 谐振频率相同的正弦电压, 所以有必要在 PT 与全桥逆变器之间设置匹配网络, 滤除(或衰减)方波电压中的高次谐波成分, 使其变成 PT 所需的正弦波<sup>[29]</sup>。另外, 为了提高逆变效率, 避免硬开关方式所产生的开关损耗大、尖峰电压或电流以及电磁干扰等问题, 全桥逆变器的四个开关管必须采用软开关方式。

软开关技术从原理就是利用电容与电感谐振, 使开关器件中电流(或电压), 按正弦或准正弦规律变化。当电流过零时, 使器件关断; 当电压过零时, 使器件开通, 实现开关损耗为零。观察图 2.2 所示的 PT 在谐振频率附近的等效电路可知, 如果以 PT 作为全桥逆变器的负载, 并且在全桥逆变器与 PT 之间增加电感  $L$ , 则 PT 等效电路输入端的等效输入电容  $C$ , 以及开关管的结电容与电感  $L$  恰好可构成  $LC$  谐振电路, 既可以达到滤波的目的, 同时又可实现开关管的软开关。

为了同时实现滤波和软开关, 必须合理地选择电感值。选择电感时应当使得所构成的  $LC$  谐振电路能够允许 PT 工作所需的基波频率成分顺利通过, 同时, 要有效地衰减

高次谐波成分，这就要求  $LC$  电路的振荡频率大于升关频率，而小于二倍开关频率。也就是

$$2f > \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{in}}} > f \quad (3.1)$$

$$\frac{1}{16\pi^2 f^2 C_{in}} < L < \frac{1}{4\pi^2 f^2 C_{in}} \quad (3.2)$$

在上式中， $C_{in}$  是 PT 输入端的等效输入电容， $f$  是开关频率。公式(2)给出的仅仅是电感  $L$  的范围，电感值还要进行进一步的优化，否则电感  $L$  的取值太大、太小或是恰好取到某些特殊值时，都会对电路产生不利影响。电感  $L$  值太大，则  $LC$  电路对输入电压衰减过大，造成整个电路的增益不足； $L$  的值太小，会导致  $LC$  谐振频率过高，使得输入电压中的高频成分得以到达 PT 的输入端，影响输入端的波形。

逆变电路使用 TC4427 作为 MOS 管驱动器，NTHD3102 为 MOS 开关管，电感的值取 10mH，总图如图 3.11 所示。

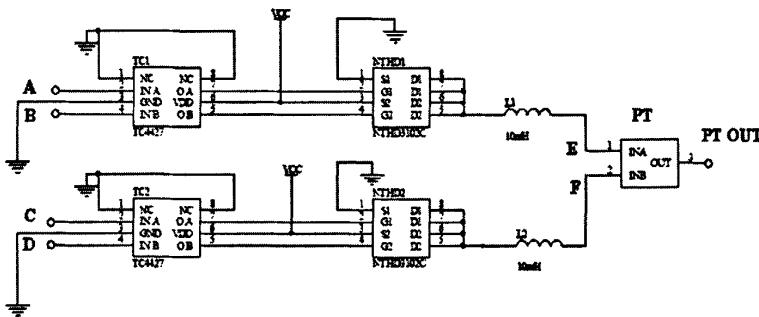


图 3.11 逆变电路总图

Fig.3.11 Converter circuit

图中，A、B、C、D 信号由 FPGA 产生，其时序如图 3.7 所示，E、F 为逆变电路输出端，其中 A、B 控制 E 端电压，C、D 控制 F 端电压，E、F 端电压互补为 PT 供电。

### 3.2.3 反馈网络

对于闭环控制系统，控制器通过反馈网络得到系统状态，并以此调节系统参数。对于本文所设计的压电变压器驱动控制电路，控制器需得到 PT 向负载的输出的电压或者电流信号，并以此调节 PT 输入信号的频率和大小。

根据控制目的不同的不同，选取作为反馈的信号也不同，在本文所做的两个升压压电变压器实验中，其中一个负载为纯电阻，选取 PT 的输出电压作为反馈参数，而另一

个负载为冷阴极管灯，由于冷阴极管灯的亮度为控制对象，且灯的亮度与其电流相关，所以取冷阴极管灯的电流为反馈信号。

### (1) 取样电路设计

#### ① 电压型取样电路设计

升压压电变压器的输出电压一般为几十到几百伏特交流信号，所以不能将此信号直接接入ADC，所以要经过分压、整流、滤波、放大或跟随等过后才能接入ADC，控制器通过ADC得到此电压信号，取样电路如图3.12所示，图中 $V_{out}$ 为取样电压输出。

为了减少对PT输出电压的影响并减小电流的消耗，分压取样电阻应该大于十倍的 $R_L$ 。

#### ② 电流型取样电路设计

与电压型取样电路不同的是，电流型取样一般在负载回路中串入取样电阻，将电流信号变换为电压信号，然后经过整流、滤波、放大等过程后接入ADC。电流型取样电路如图3.13所示。

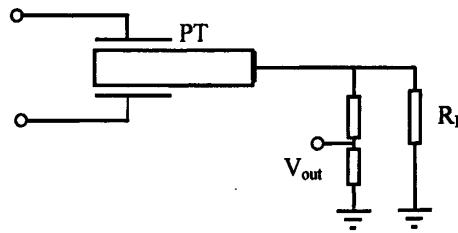


图 3.12 电压型取样电路  
Fig. 3.12 Simple circuit of voltage

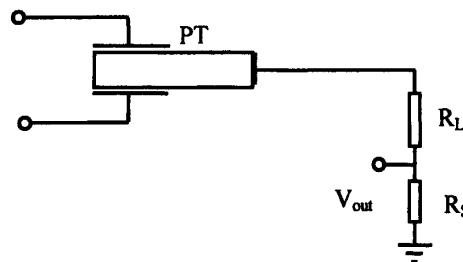


图 3.13 电流型取样电路  
Fig. 3.13 Simple circuit of current

因为 $R_s$ 被串入负载回路中，所以 $R_s$ 的值要适当，太大会影响 $R_L$ 两端的电压，增加

功耗，改变负载特性；太小会使取样电压减小，增大放大电路误差。

### ③ 反馈信号调理电路

由于PT的输出为交流信号，所以对信号进行整流滤波放大等处理，便于信号的采集和处理。为减小对信号源的影响，信号以此被整流、放大、滤波、二次放大。调节电路结构如图3.14所示。

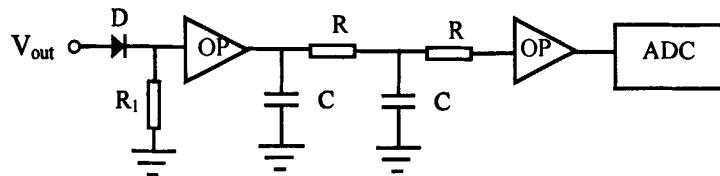


图 3.14 反馈调理电路原理图

Fig.3.14 Reactive circuit schematic diagram

图中二极管D和 $R_1$ 组成整流电路，R和C组成二阶低通滤波电路。取截止频率 $f=10\text{Hz}$ ， $C=1\mu\text{F}$ ，根据截止频率公式

$$\frac{1}{2\pi RC} = f \quad (3.3)$$

得到 $R=16\text{k}\Omega$ ，方便调试电路，使用滑动变阻器可以调节其放大倍数。

### (2) 元器件的选型

① 整流二极管：由于从取样电路中得到的反馈电压信号的一般在mA级水平，这就要求二极管D的压降要充分的小， $V_{out}$ 的信号频率约为50kHz，要求二极管的恢复时间较小，所以本文选择1N5819作为整流二极管。1N5819内通过1mA电流时，其压降为200mV，恢复时间约为10nS，可以满足本文实验的要求， $R_1$ 为泄流电阻，使通过二极管的电流通过电阻泄流，从而形成电流回路。

② 运算放大器：考虑到本文电路系统中是单电源5V供电，且信号频率100kHz左右，所以必须选择低压单电源轨至轨(Rail-To-Rail)型运算放大器。

传统的运算放大器输入设计或者采用NPN双结型晶体管(BJT)，该型器件具有高带宽，较低的噪声和低漂移优点，但消耗的电流较大，或者采用场效应结型晶体管(JFET)，该型器件具有非常高的输入阻抗，非常低的漏(偏置)电流和低失真优点。但是，两种设计都要求在双电源即+和-电源下工作，并且要求在每一端有2~3V的端边占用电压以便有效地工作在它们的线性范围之内。轨至轨放大器采用一种特殊的输入结构，采用背靠背NPN和PNP输入晶体管和双折式共射共基放大电路使输入可达到每一个电源端点的几个毫伏之内。基于此本文选用MAX4492轨至轨运算放大器，其主要特性如下：

- 电源电压: 2.7V~5.5V;
- 静态电流: 50pA;
- 带宽: 10MHz;
- 输入偏置电流: 0.05nA;

MAX4492单片内含4路放大器, 简化了设计, 降低成本。反馈网络电路图如图3.15所示, 图中IN为反馈网络的输入端, 即反馈信号输入端。OUT为反馈网络输出端, 后接入ADC数模转换器。

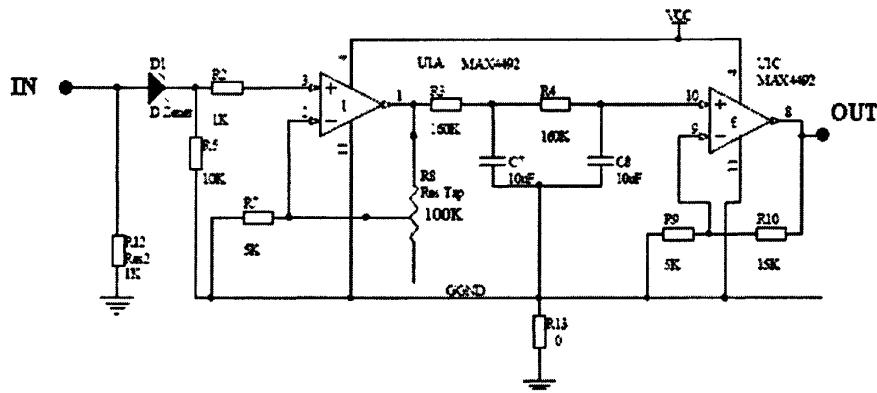


图 3.15 反馈网络电路图

Fig.3.15 Reactive Circuit

### 3.2.4 ADC 模数转换

ADC模数转换器的作用是将反馈回路信号转换为数字信号, 为方便与控制器的连接, 且输入信号的频率小于10Hz, 所以本文选用常用的串行ADC即可。经过比较, TLC1549可满足本文要求。TLC1549是美国德州仪器公司生产的10位模数转换器。它采用CMOS工艺, 具有内在的采样和保持, 采用差分基准电压高阻输入, 抗干扰, 可按比例量程校准转换范围, 其主要特性如下:

- (1) 转换精度: 10Bit
- (2) 电源电压: 4.5V~5.5V
- (3) 数据接口类型: 串行口
- (4) 数字时钟频率:  $\leq 2\text{MHz}$
- (5) 转换误差:  $\pm 1\text{LSB}$

ADC转换电路如图3.16所示, 图中CLK, CS, DATA OUT与控制器相连, ANAGLOG IN是模拟信号输入。

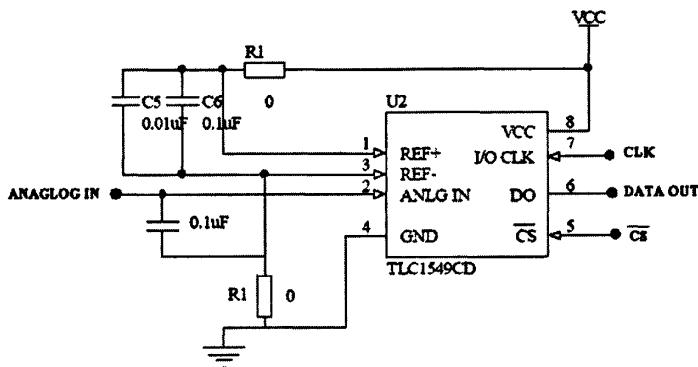


图 3.16 模数转换电路图

Fig.3.16 ADC circuit

设定ADC参考电压为5V, 控制数据传输时序图如图3.17所示, 其中CS为片选信号, CLK为时钟信号, DATA OUT串行数据输出信号。控制器将CS信号置低, 选中ADC; 输出方波时钟信号CLK, 频率约为1kHz; DATA OUT在时钟上升沿时输出数据。

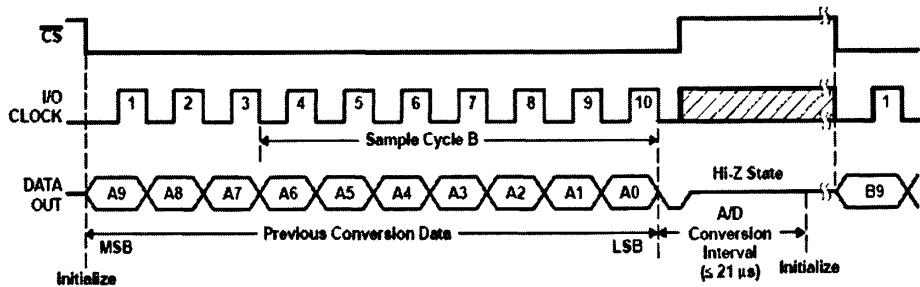


图 3.17 ADC 数据输出时序图

Fig.3.17 The timing for ADC's output data

### 3.2.5 电路总图

电路中, 控制器的I/O口电压为3.3V, 电平为LVTTL型, 而与控制器相连的ADC芯片TLP1549的工作电压及I/O为5V, 逆变电路中TC4429的I/O电压也是5V, 电平均为TTL型, 所以必须注意接口电平兼容问题。由LVTTL电平驱动TTL电平时, 由于LVTTL的

高电平可达到3V，而TTL的输入高电平为2.8V，所以LVTTL电平可直接驱动TTL电平；由TTL电平驱动LVTTL电平时，TTL高电平5V大于LVTTL的最大电压，所以必须将5V电平降低到LVTTL电平能够接受的电压。通常有最简单的转换方式为电阻分压，如图3.18所示。

系统总图如图3.19所示。图中包括逆变电路部分、反馈网络部分、ADC模数转换部分，控制器电路使用已有的开发板，所以未包含在内。图中的A、B、C、D、DO、CLK、 $\overline{CS}$ 与控制器引脚相连。图中模拟地和数字地之间使用零欧姆电阻连接，可减小数字电路对模拟电路部分的干扰。

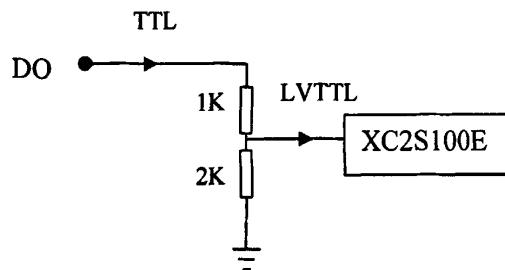


图 3.18 TTL 电平到 LVTTL 的转换

Fig.3.18 Conversion from TTL to LVTTL

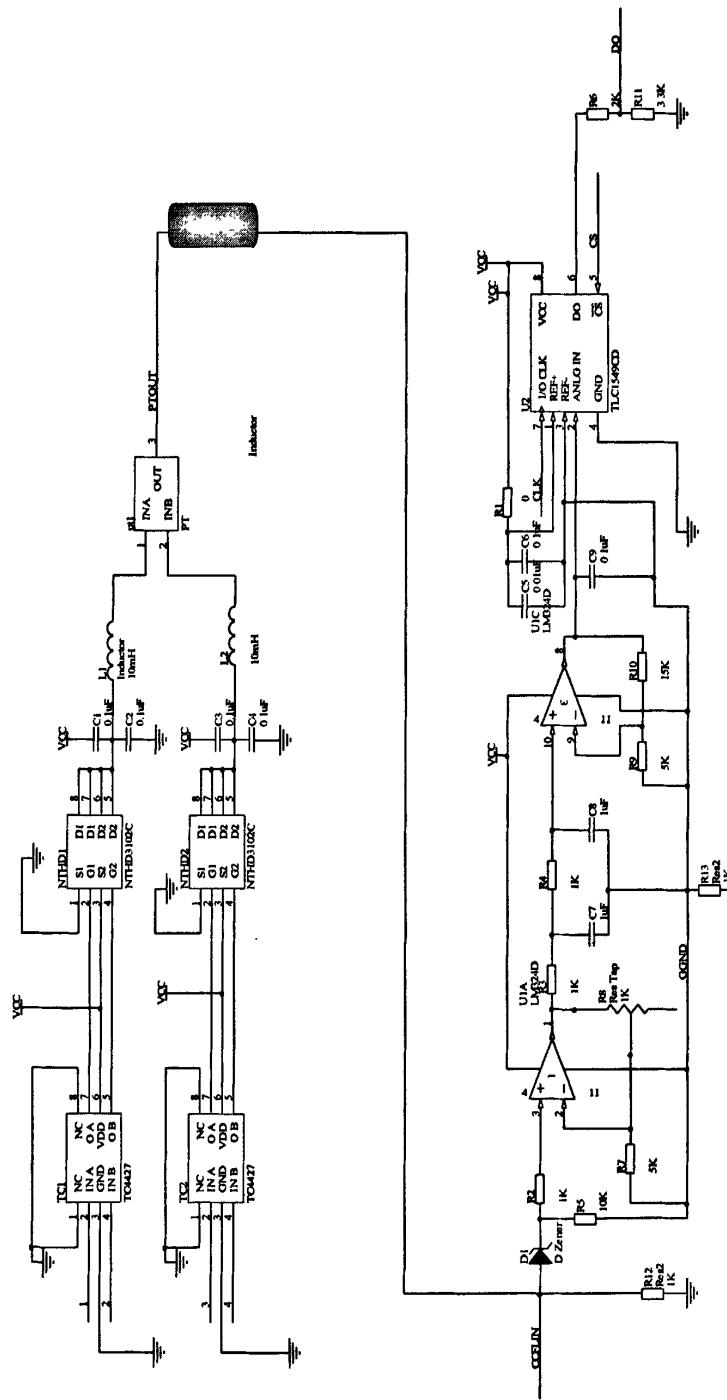


图 3.19 升压型 PT 驱动控制电路总图  
Fig.3.19 The circuit of step-up PT drive and control

### 3.3 软件程序设计

因为控制器使用 FPGA，所以程序使用 Verilog HDL 硬件描述语言，Verilog 语言风格与 C 语言类似，容易实现模块化设计，便于程序的维护和升级。程序使用 XILINX 公司的 ISE 作为编译环境，在 Modelsim 环境下进行仿真。程序主要包括采样、滤波、状态调节、信号输出等部分，与单片机不同，FPGA 的各个程序模块为并行运行，没有先后顺序，各个模块之间相对独立，只有参数传递。

#### 3.3.1 采样模块

采样部分的主要作用是完成与 ADC 的接口协议，读取 ADC 转换结果，其流程图如图 3.20 所示。

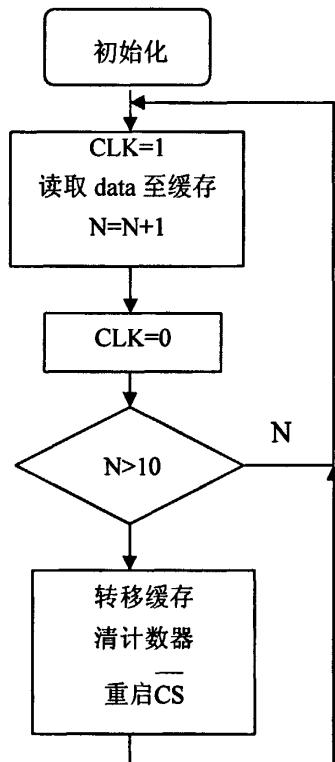


图 3.20 采样程序流程图  
Fig.3.20 Program flow chart of simple

图中,  $N$  为一个数据读取过程中数据 Bit 的位数,  $CLK$  为数字信号的时钟,  $\overline{CS}$  是 ADC 芯片片选端。ADC 的数据输出口为串行接口, 控制器需一个一个地读取单个比特的数据至缓冲区, 每 10 个比特组成一次 AD 转换, 每完成一次转换, 给  $\overline{CS}$  一个高电平脉冲, 开始新的一次数据传输。根据 ADC 芯片 TLC1549 的接口时序, 控制器在  $CLK$  信号为高时读取 DATA 值。

### 3.3.2 滤波模块

滤波主要采用平均值滤波的方法, 程序中每采集 8 个数据, 取一次其平均值。

### 3.3.3 状态调整模块

状态调整模块是系统软件设计的核心, PWM、PFM 的参数在此模块中被确定, 电路工作时可分为两个状态: 调节状态和稳定状态。

在调节状态下, 驱动控制电路的主要作用是确定谐振频率及输出设定电压。在 PFM 调节过程中以一定步长改变 PT 输入信号的频率, 并比较不同频率时 PT 的输出电压, 逼近谐振频率, 并在调节过程中采用 PWM 稳定 PT 输出电压, 其流程图如图 3.21 所示。对调节状态的控制流程作如下说明:

(1) 初始化程序的主要作用是设定 PFM 频率初值及 PWM 占空比初值。频率初值根据经验略大于谐振频率, PWM 占空比初值根据压电变压器初始输入电压、电压增益、设定输出电压来确定。本文把初始频率定为 90kHz, PWM 占空比定为 45%; PFM 调节过程中其频率是通过对 FPGA 晶振分频得到, 故为变步长调节, 步长大约为 0.15kHz; 在 PWM 调节时, 占空比的调节步长为 0.5%, 对应于图 3.5 中的 C 点。

(2) 变量  $V_a$  为设定电压,  $V_1$  为当前频率  $f_1$  下 PT 输出电压, 当  $V_1$  超过  $V_a$  时, 采用 PWM 减小开关管控制脉冲的占空比, 使 PT 输出电压不超过设定电压。

(3)  $V_0$  为上一频率  $f_0$  下 PT 输出电压, 比较  $V_1$  和  $V_0$  值。若  $V_1 > V_0$ , 说明当前频率更接近谐振频率, 电压  $V_1$  变为下次比较的  $V_0$ , 调节 PFM 的频率, 测定新驱动频率下的输出电压, 继续进行下次  $V_1$  和  $V_0$  的比较。

(4) 输出电压最大时对应的频率即为谐振频率  $f_r$ , 因此 PFM 停止的条件是检测到 PT 输出电压开始下降, 即  $V_1 < V_0$ , 表明当前频率  $f_1$  大于  $f_r$ , 所以要将谐振频率  $f_r$  定为上一个扫描频率  $f_0$ , 对应图 3.5 中的 D 点。

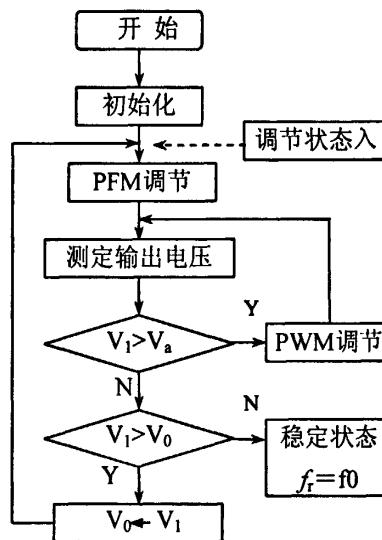


图3.21 调节状态下软件流程图

Fig.3.21 Program flow chart of adjusting state

当谐振频率确定后，控制电路进入稳定状态，此状态下，可能由于外界温度变化或者其他原因，电压增益或者谐振频率发生变化，所以在稳定状态下，驱动控制电路也需要实时检测PT输出电压，稳定状态下软件流程如图3.22所示。当PT输出电压变化范围不大时，可以认为PT的谐振频率变化不大，其效率还能保持在一个较高的水平，此时使用PWM调节输入电压以稳定输出电压，驱动频率 $f=f_0$ 保持不变。

当PWM的占空比 $d$ 达到一定值时，如本文的49%，就可以认为PT谐振频率发生了较大的变化，此时再次启用PFM调节，重新确定新的谐振频率，即程序转到调节状态。

### 3.3.4 信号输出模块

信号输出模块的主要作用是，根据调整模块给出的参数输出PWM、PFM控制信号，调整模块利用脉冲计数器确定输出信号频率及占空比。周期信号计数值M，占空比信号计数值N，即FPGA随着时钟频率从M开始递减计数，当数值大于N时，输出高电平信号，当小于N时输出低电平信号，当计数器归零时，从新从M递减计数。输出信号频率及占空比为：

$$f = \frac{1}{M \cdot T} \quad (3.1)$$

$$d = \frac{N}{M} \quad (3.2)$$

式3.1中 $T$ 为FPGA时钟周期,信号频率及占空比与M、N的关系示意图如图3.23所示。

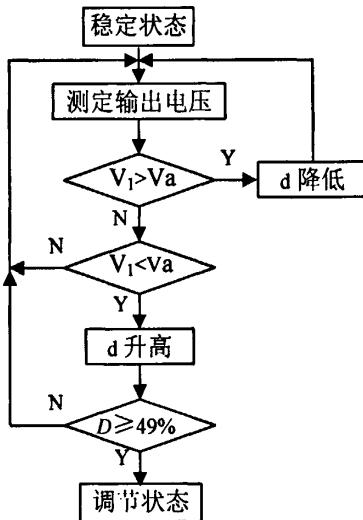


图 3.22 稳定状态下软件流程图

Fig.3.22 Program flow chart of static state

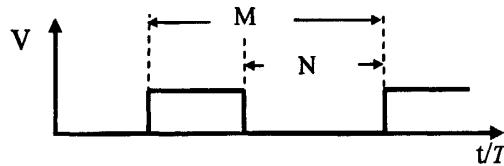


图 3.23 信号输出示意图

Fig.3.23 Sketch map of output signal

控制器输出4路信号A、B、C、D，其中A、B左半桥，C、D为右半桥，A与C，B与D的相位相反。防止同侧开关管同时导通，程序中加入一定的死区时间，即A、B间及C、D间加入死区时间。A、B、C、D相位关系如图3.7(b)所示。

控制器输出4路信号，信号B、C、D都可以从信号A演变生成。所以以信号A为例，说明程序中信号变化的过程。程序中对控制器晶振频率进行计数，计数器小于M并大于N时，信号A输出低电平，计数器大于N时信号A输出高电平信号，计数器到达零时，重新读取M、N的值，开始新一轮的信号输出。其流程图如图3.24所示。

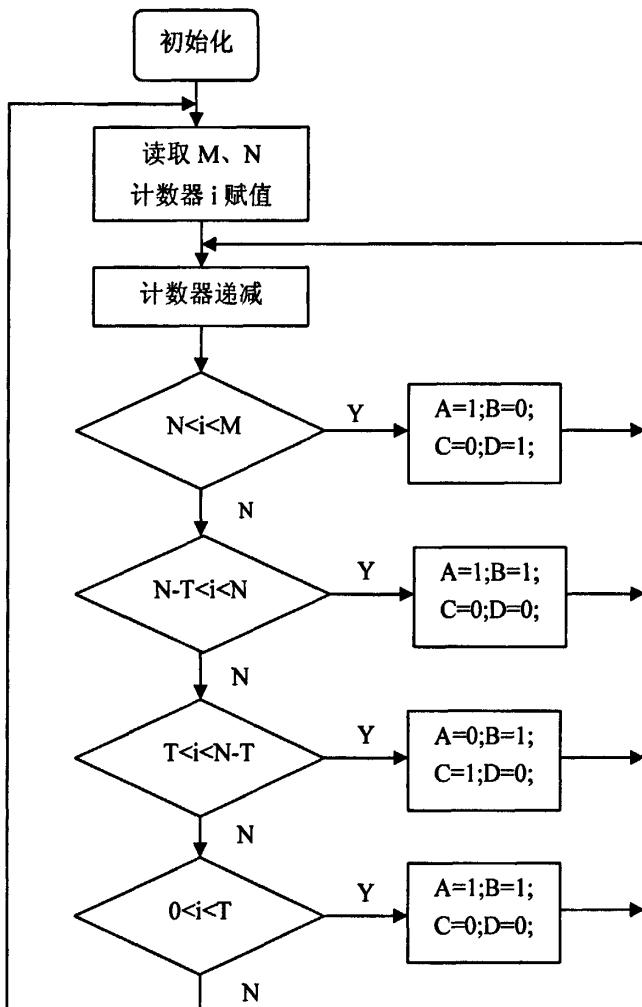


图 3.24 信号输出流程图

Fig.3.24 Program flow chart of sign output

图中,  $T$  为死区时间, 系统根据  $M$ 、 $N$ 、 $T$  的值改变信号输出。

### 3.4 驱动控制电路调试

本文分别设计了以固定值电阻负载和冷阴极管等为负载的实验, 两者除反馈方式不同外, 其他原理类似, 所以本文以冷阴极管灯为例说明调试情况及结论。

### 3.4.1 调试及仿真工具介绍

本文使用 XILINX 公司的 FPGA 作为控制器，软件调试环境使用 ISE 综合调试工具。ISE 可以完成 FPGA 开发的全部流程，包括设计输入、仿真、综合、布局布线、生成 BIT 文件、配置以及在线调试等，而且 ISE 是集成开发环境，集成了大量实用工具，包括引脚约束编辑器、静态时序分析工具、布局规划工具等。在 ISE 开发环境中还可集成第三方软件，如时序逻辑分析工具 ModelSim，为 FPGA 调试提供了方便。

Mentor 公司的 ModelSim 是业界最优秀的 HDL 语言仿真软件，它能提供友好的仿真环境，是业界唯一的单内核支持 VHDL 和 Verilog 混合仿真的仿真器。它采用直接优化的编译技术、Tcl/Tk 技术、和单一内核仿真技术，编译仿真速度快，编译的代码与平台无关，便于保护 IP 核，个性化的图形界面和用户接口，为用户加快调错提供强有力手段，是 FPGA/ASIC 设计的首选仿真软件。

### 3.4.2 系统调试

冷阴极管灯的信号反馈类型为电流反馈，即将反馈电阻串联接入 CCFL 电路中，如图 3.19 所示。在系统调试过程中，遇到很多实际问题，以下是几个典型的调试问题。

#### (1) 反馈信号大小的确立

在确立系统的硬件电路及软件设计思路后，系统的参数需经过不断的测验确定。由于硬件电路上，反馈取样电阻的大小直接影响着反馈电路参数，经过比较，反馈电阻取  $1k\Omega$ ，反馈信号图如 3.25 所示。由图可知，反馈信号峰值近 600mV。

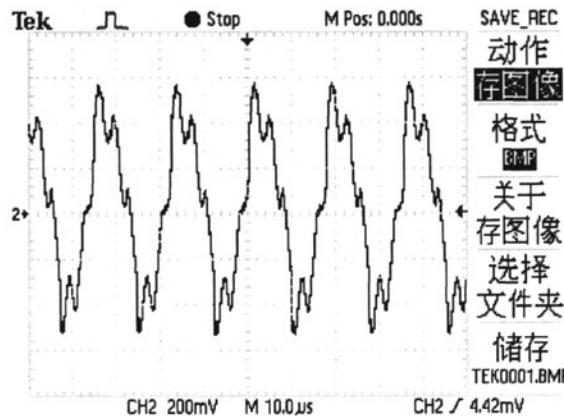


图 3.25 反馈信号图

Fig.3.25 The feedback sign

由于压电变压器的输入与输出信号存在一定的延迟。当输入信号改变频率或者占空比后，需等待一定的时间来采样输出信号。在程序中，可以使用多次采样，取其平均值的方法充分利用延迟时间，且提高了系统的抗干扰性。

### (2) 死区时间确立

PT 输入信号死区时间的确定，由于死区时间的计算较为复杂，若利用器件给定的参数计算，其效果往往很不理想，所以以理论计算为指导，并对不同死区时间进行比较。本文经多次实验选定的死区时间为  $0.25\mu\text{s}$ ，能达到较好的效果。如图 3.26 所示，图中 CH1 是逆变电路 A 端控制信号，CH2 是逆变电路 B 端控制信号。

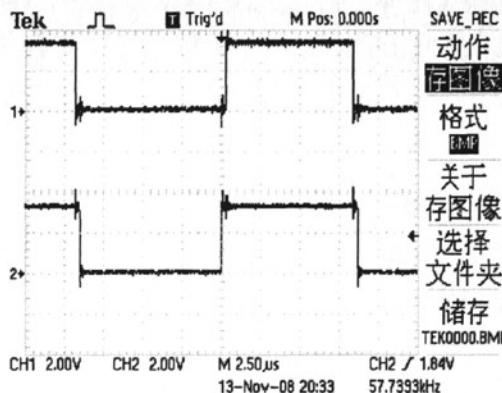


图 3.26 逆变电路部分控制信号波形

(CH1-信号 A, CH2-信号 B)

Fig.3.26 Waveform of inverter circuit

(CH1-signal A, CH2-signal B)

### (3) 初始工作频率选择

驱动控制电路的初始频率关系着系统的调节时间，根据 PT 的特性可知，负载较大时，其谐振频率也相应的增加，且 PT 谐振频率右侧即工作频率大于谐振频率的一侧，其电压变化较为平稳，更适合驱动控制的实现。为使 CCFL 能有足够的电压启动，PT 的在启动频率时的输出电压应大于 CCFL 启动电压，在此条件下，启动频率离谐振频率的差越小越好。经过多次实验，本文选择的启动频率为  $70\text{kHz}$ ，在这个启动频率下，PT 的输出电压能很好的满足 CCFL 的启动电压要求，且离 PT 的谐振频率较近。

## 3.4.3 系统测试结果

### (1) PT 稳定时的工作频率测试

从图 3.26 可以得知 PT 的工作频率为 57.8kHz，与实际测量的谐振频率相符合。PT 的谐振频率与负载、温度等有关系，在不同的环境下，谐振频率不同，所以工作频率随谐振频率变化，即本文提出的频率跟踪。

## (2) 系统控制效果

系统控制的最终目的是 CCFL 的亮度及 PT 的工作频率，CCFL 的亮度与电流成正向比，即电流值大小能表明 CCFL 的亮度值。CCFL 点亮过程中电流信号经过反馈网络后的的变化曲线如图 3.27 所示。图中曲线突然下降的点是系统手动重启点，系统重启后，电流瞬间有大的增加，这时 CCFL 已被点亮，然后电流慢慢增加，代表 CCFL 亮度也在增加，最后 CCFL 电流达到设定值。

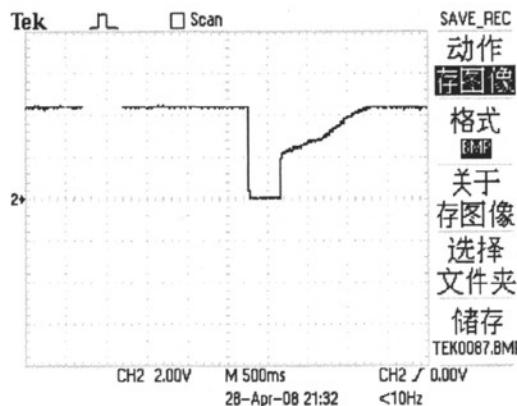


图 3.27 CCFL 电流曲线图

Fig.3.27 Graph of CCFL current

### 3.4.4 PCB 板设计及电路实物

为达到实用化的目的，驱动控制电路经过设计及调试后，制作成 PCB 电路板，电路板上包括逆变电路、反馈网络、模数转换等部分，但是不包括控制器，控制器使用另外的 FPGA 板，控制同时也可以是其他处理器等，增加了系统的实用性和可扩展性。

由于电路包含有高压电路、数字电路及模拟电路，为减小对模拟电路的干扰，设计电路板时模拟地和数字地相隔离，模拟地和数字地通过零欧姆电阻连接，减小了高压电路、数字电路对模拟电路的干扰。电路实物照片如图 3.28 所示，电路能够点亮冷阴极管灯，且能够实例按键调节亮度大小。

### 3.5 小结

本章基于 FPGA 利用 PWM、PFM 联合控制方法，设计了压电变压器驱动控制电路，利用 PT 驱动 CCFL 作为应用实例，作成 PCB 板进行了实际的测试，压电变压器驱动控制电路能使 PT 工作在谐振频率上，并能在谐振频率发生变化时跟踪谐振，且能使输出电压达到事先设定的值，达到了最初设计的目标。

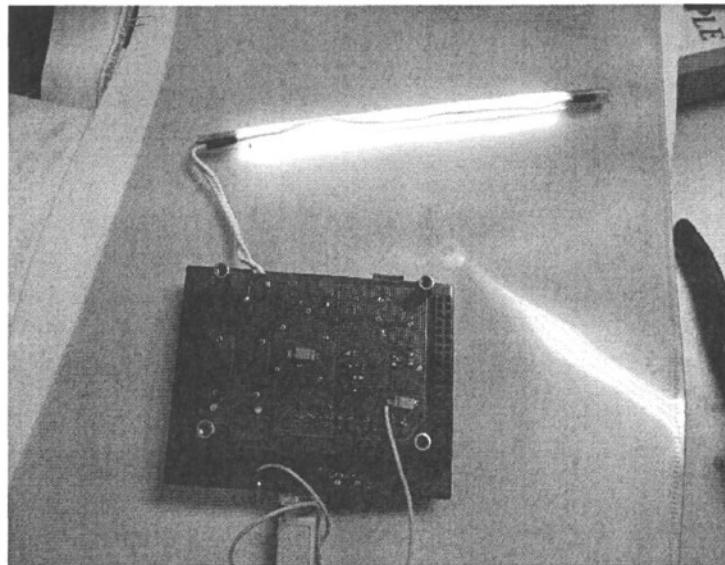


图 3.28 压电变压器驱动控制电路实物图

Fig.3.28 The prototype of PT drive and control circuit

## 4 降压压电变压器驱动控制电路设计

降压压电变压器在国内外研究较少, 其可将 220V 市电降为较低的电压, 如 5V。与传统的电磁变压器相比, 降压压电变压器具有体积小、无电磁干扰、节省有色金属等特点, 因此在小功率 AC-DC 转换器方面具有很好的应用前景。降压 PT 的工作频率一般为几十 kHz, 与市电频率为 50Hz 相差甚远, 与升压 PT 类似, 降压 PT 的增益受负载影响, 所以降压 PT 同样需要相应的驱动控制电路。本文使用的压电变压器是本课题组自行开发的单向极化径向振动降压压电变压器<sup>[20]</sup>, 如图 4.1 所示, 其增益与负载及工作频率关系如图 2.7 所示, 其当负载  $R_L=20\Omega$  时, 其谐振频率  $f$  约为 73kHz, 增益  $G=0.11$ 。与 Rosen 型压电变压器不同, 该变压器输入输出不共地, 输入端与输出端隔离, 提高了安全性。

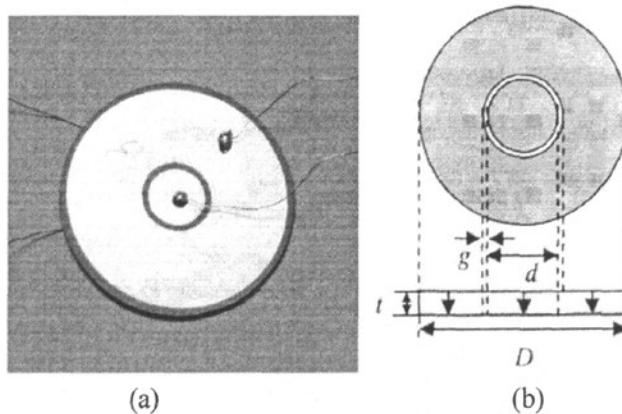


图 4.1 降压压电变压器实物图及外形尺寸

Fig.4.1 Picture and dimensions of the step-down PT

图 4.1(b)中, 内径  $d=7\text{mm}$ , 外径  $D=30\text{mm}$ , 隔离带  $g=1\text{mm}$ , 厚度  $h=0.8\text{mm}$ , 隔离带外侧为输入端, 内侧为输出端, 隔离带实现了输入输出信号的隔离。

### 4.1 降压压电变压器驱动控制原理

降压压电变压器特性与升压压电变压器相似, 其输入电压信号应为一定频率的交流信号。由于降压压电变压器的工作频率与市电频率相差很大, 市电无法直接驱动, 所以需对市电进行整流、滤波、逆变等变换, 使 PT 输入电压的频率接近其谐振频率, 驱动控制电路原理图如图 4.2 所示。

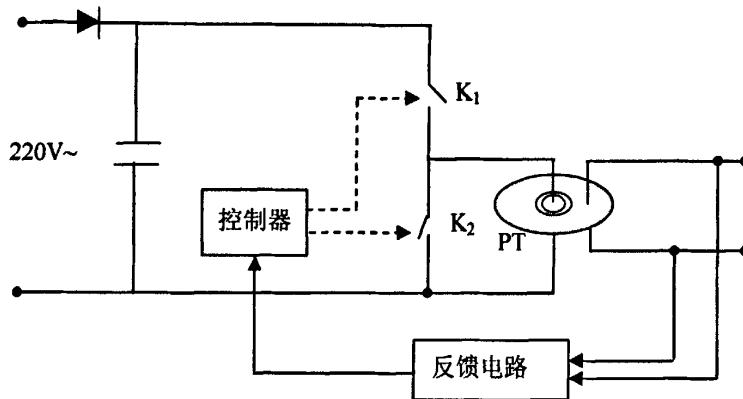


图 4.2 降压压电变压器电路示意图

Fig.4.2 Schematic diagram of step-down PT circuit

图中，开关  $K_1$ 、 $K_2$  交替开关，为控制两开关管频率和相位关系，电路还需要利用处理器等作为控制器，同时控制通过反馈电路得到 PT 输出电压信号，以实时调整开关的频率和相位关系。和开关电源类似，本文设计的降压驱动控制电路采用固定频率工作模式，降低了控制器的设计难度，所以采用 PWM 控制器，通过改变 PT 输入电压信号的占空比以稳定其输出电压。

PWM 控制器的工作电压一般为 5V 或更低电压，远远小于市电电压，如何选择 PWM 控制器的供电电源是设计的难点。与开关电源不同，压电变压器一般只有一个副边，不能作为 PWM 控制器的电源，因此采用额外电源供电，本文中采用电容降压方式来给控制器提供电源；PT 对工作频率非常敏感，工作频率的不稳定影响着其工作效率及输出电压的稳定性，使用 RC 振荡器不是理想的选择，若采用单片机作为控制器能解决这一问题。为此本文设计了采用电容降压并基于微处理器的降压压电变压器驱动电路，使用电容降压为控制器提供电源，能降低设计复杂度、减小电路体积、减低成本，微处理器使用晶振作为时钟源，能大大提高 PWM 控制信号频率的稳定性。

## 4.2 硬件电路设计

降压压电变压器驱动控制电路与升压压电变压器驱动控制电路类似，同样包括电源、控制器、开关、整流滤波及反馈等部分，与升压压电变压器不同，降压压电变压器驱动控制电路的输入电压为有效值为 220V 的市电，输出电压为低压直流。下面阐述各部分的作用及电路原理。

### 4.2.1 PWM 控制器电源电路

PWM 控制器的主要作用是控制逆变开关的开关频率和占空比。PWM 控制器的设计需考虑的方案如下：

#### (1) 控制器电源的选择

与开关电源不同，降压压电变压器只有一个副边，无法使用副边作为控制器的电源，而原边电压一般为 220V，不能直接为控制器供电。就是说需要另外的电路将 220V 电压降为 PWM 控制芯片能够接受的电源电压。一般来说，除压电变压器外，能将 220V 市电降为低压的方法有线圈变压器、逆变斩波、电容降压、电阻分压等。其中线圈变压器由于电磁干扰严重不能为本文所用；逆变斩波本身也需要 PWM 控制，同样不能为本文所用；而电阻分压的效率太低，且电阻发热量较大，同样不能为本文所用。电容降压是利用电容具有交流阻抗的特性而实现降压的。电容本身不消耗能量，且电路简单易用，虽然其功率较小，但在本文中，因为负载仅仅为一个 PWM 控制器，消耗的功率很小，所以使用电容降压可满足本文的要求。

#### (2) 电容降压原理及电路设计<sup>[30-32]</sup>

电容降压的工作原理是利用电容在一定的交流信号频率下产生的容抗来限制最大工作电流。例如，在 50Hz 的工频条件下，一个  $1\mu\text{F}$  的电容所产生的容抗约为  $3180\Omega$ 。当 220V 的交流电压加在电容器的两端，则流过电容的最大电流约为 70mA。虽然流过电容的电流有 70mA，但在电容器上并不消耗有功功率，根据这个特点，如果在一个  $1\mu\text{F}$  的电容器上再串联一个阻性元件，则阻性元件两端所得到的电压和它所吸收的功率完全取决于这个阻性元件的特性。

电容 C 的作用为降压和限流，电容的特性是通交流、隔直流，在交流电路中，其容抗计算公式为：

$$X_C = 1/(2\pi f C) \quad (4.1)$$

式中， $X_C$  表示电容的容抗、 $f$  表示输入交流电源的频率、 $C$  表示降压电容的容量。流过电容降压电路的电流计算公式为：

$$I = U/X_C \quad (4.2)$$

式中  $I$  表示流过电容的电流、 $U$  表示电源电压、 $X_C$  表示电容的容抗。

在 220V、50Hz 的交流电路中，当负载电压远远小于 220V 时，电流与电容的关系式为：

$$I = 0.069C \quad (4.3)$$

其中，电容的单位为  $\mu\text{F}$ ，电流的单位为 A。

在上述电容降压原理基础上，本文设计出如图 4.3 所示的电容降压电路。

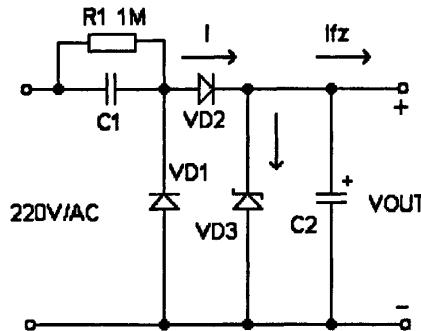


图 4.3 电容降压电路图

Fig.4.3 The circuit of step down with capacitance

电路中  $C_1$  为降压电容、 $R_1$  为泄流电阻、二极管  $VD_1$  及  $VD_2$  组成半波整流电路、 $VD_3$  为 5.1V 的稳压二极管、电容  $C_2$  为滤波电容。电路中电流  $I$  为：

$$I=0.0345C \quad (4.4)$$

其中电容的单位为  $\mu F$ ，电流的单位为  $A$ 。

电容降压是恒流输出，所以要根据负载消耗的电流的大小来选择电容的大小，不能根据负载的电压选择。为方便说明，电容能够提供的电流大小，可以称之为额定电流。当负载消耗的电流小于额定电流时，由于 5.1V 稳压二极管的作用，输出电压  $V_{out}$  可以稳定在 5.1V；当负载消耗的电流大于额定电流时，输出电压  $V_{out}$  将不能确定。

#### 4.2.2 PWM 控制器电路

555 定时器、微控制器、FPGA、开关电源专用 IC 等都可以实现 PWM 控制。其中 555 定时器、开关电源 IC 等使用 RC 振荡器作为频率发生装置，频率稳定性差，不适合作为控制器；微控制器及 FPGA 使用晶振作为时钟，频率稳定性好，可作为控制器，考虑到实验的复杂性及实验成本，本文使用微控制器作为降压压电变压器驱动控制电路的控制器。

目前微控制器的种类繁多，选择时主要因素是工作频率及功耗，其中工作频率关系着 PT 输入信号的频率精度，功耗与控制器电源电路相关，不能超过控制器电源电路的额定功率。经比较，采用 microchip 公司的 16 位单片机 PIC24FJA64GA 系列单片机<sup>[33]</sup>，该系列单片机采用 RISC 结构，单指令周期，单片机可外接 8MHz 的晶振，经内部 DLL 倍频后，单片机的工作频率为 32MHz，采用内核省电模式时工作电流在 15mA 以内，

且内部集成 PWM 控制器、ADC 转换器，很好的满足了本文设计的要求，单片机引脚图如图 4.4 所示。

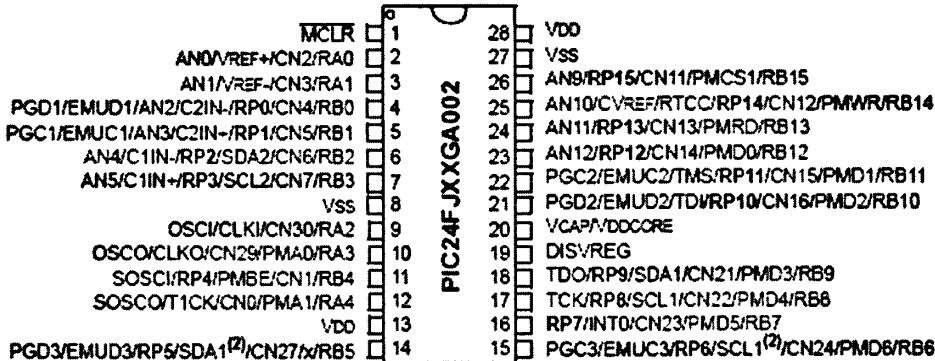


图 4.4 PIC24F 系列单片机引脚图

Fig.4.4 Pins of PIC24F

为得到稳定的工作电压，使用 LM1117-3.3 线性稳压器为单片机供电。由于该系列单片机支持在线调试，降低了程序的开发难度。

#### 4.2.3 逆变电路

逆变电路的主要作用是将直流电压转换为交流电压。逆变电路可以选用全桥逆变或者半桥逆变，半桥逆变输出电压幅值是全桥逆变电路的一般，所以降压 PT 驱动电路应选用半桥逆变电路。降压压电变压器的输入端电压可达 250V 以上，逆变电路的功率损耗在整个电路中占有较大的比例，逆变电路效率的高低直接影响整个电路的效率。在逆变电路中，为防止开关管的同时导通，必须加入死区。死区时间的大小需根据开关器件的导通和截止速度以及开关频率决定。

逆变开关器件的选择直接影响着开关电路的好坏。理论上，开关关闭时，其阻抗应为无穷大，开关关闭时，其导通电阻应为零，且其开关频率最高应可达几百 kHz。实际上这样的开关是不存在的，实际电路设计中，常使用高压功率 MOSFET 作为逆变开关，通常功率 MOSFET 的工作电压可达 1000V，导通电阻仅为  $10\text{m}\Omega$ ，关断电阻能大于  $10^9\Omega$ ，开关频率可大几 MHz，是非常理想的开关器件。

在实际实验中，本文采用 IRF840 为开关元件，其主要特性如下所示：

①导通电阻：  $0.14\Omega$ ；

②截止电阻：  $10^8\Omega$ ；

③源漏极耐压: 500V;

④栅极开关电压: 4V;

⑤源极最大电流: 15A。

半桥逆变电路可由两个 N 型 MOSFET 组成, 也可由一个 N 型和一个 P 型 MOSFET 组成, 可根据不同的情况选择不同的组成方式, 为与 MOSFET 驱动器兼容, 本文采用两个 N 型 MOSFET 组成半桥逆变电路。

与升压压电变压器逆变电路相似, 降压压电变压器逆变电路同样需要 MOSFET 驱动电路。为提高 MOSFET 的开关频率, 并且简化电路设计, 本文采用美国国际整流器公司(IR)的半桥逆变驱动芯片 IR2302 作为 MOSFET 驱动器。IR2302 可直接驱动高达 600V 的半桥电路, 可同时驱动高边、低边 MOSFET, 芯片同时内部含有高压、低压两路驱动接口, 高低边与低压边驱动信号间有 540ns 的死区, 为设计半桥逆变电路提供很大的方便。

IR2302 的工作电压为 10~20V, 输入信号为 TTL 或 MOS 电平, IR2302 的引脚及典型应用如图 4.5 所示<sup>[34]</sup>。图中, IR2302 的典型应用图与本文设计的半桥逆变完全相同, 故本文的逆变电路部分电路图采用图 4.5 所示电路, 其中 IN 为控制输入端, SD 为使能端, HO 为高压边驱动端, LO 为低压边驱动端, Vs 为逆变电压输出端。为保证高压边 MOSFET 导通, 芯片内部通过电荷泵给 HO 端充电, 使 HO 端电压高于 Vs, 这样保证了高压边 MOSFET 开关管的导通截至不受 Vs 电压影响。

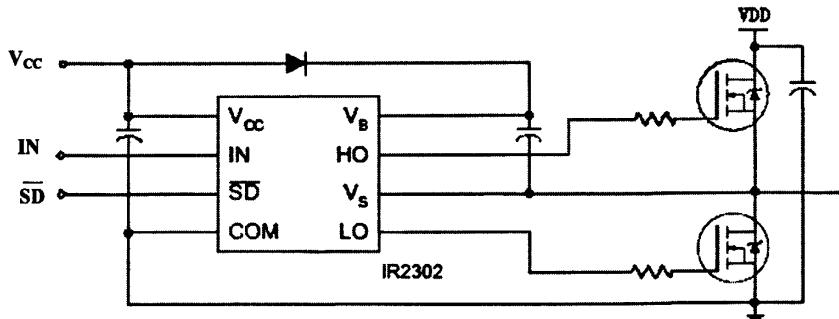


图 4.5 IR2302 典型应用图

Fig.4.5 Typical application of IR2302

#### 4.2.4 整流滤波及反馈电路

PT 的输出为正弦交流电压, 经过全波整流滤波后可得到直流电压  $V_{OUT}$ , 为使控制器能控制 PT 输出电压, PT 的输出电压必须反馈给控制器, 为实现 PT 输出与输入相隔离, 使用光耦隔离是较好的实现方法, 因此本文使用光耦隔离反馈, 如图 4.6 所示。

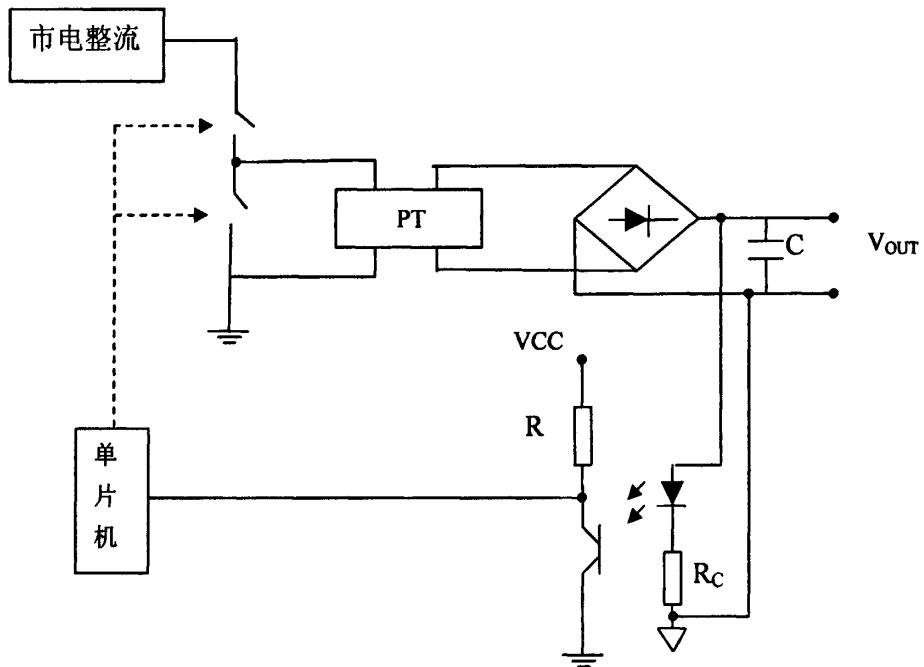


图 4.6 整流滤波及反馈电路  
Fig.4.6 Rectifier and filter and reactive Circuit

普通的硅二极管如 1N4007, 其正向压降一般在 0.7V 以上, 全波整流时会消耗 1.4V 的电压, 降低电源的效率, 肖特基二极管的典型压降小于 0.2V, 使用肖特基二极管能够减小整流压降, 提高电源效率。当二极管从正向导通状态转变为反向截止状态时, 由于 PN 结电容的存在, 二极管内流过反向电流。频率较低时, 反向电流的影响可忽略不计, 高频时反向电流会严重影响整流特性, 所以信号频率较高时, 使用 PN 结电容较小的快恢复二极管或肖特基二极管等可降低反向电流的影响。压电变压器的输出信号频率一般在几十 KHz, 所以整流二极管需要选择快恢复二极管或肖特基二极管, 其中硝基特二极管的恢复时间可以小到几纳秒, 正向压降可以到 0.2V, 所以在高频整流电路中使用肖特基二极管是理想的选择。

本文使用肖特基二极管 1N5819 作为整流二极管，1A 时其正向压降 0.5V，0.5A 时正向 0.4V，反向恢复时间小于 10nS。经实验证明，使用肖特基 1N5819 能明显提高整流电压。

#### 4.2.5 降压压电变压器驱动控制电路图

降压压电变压器驱动控制电路包括 PWM 控制器、逆变电路、反馈电路及 RC 降压等部分，如图 4.7 所示。由于反馈电路采用光耦隔离，PT 输出端与市电无电气连接，增强了人员的安全性。

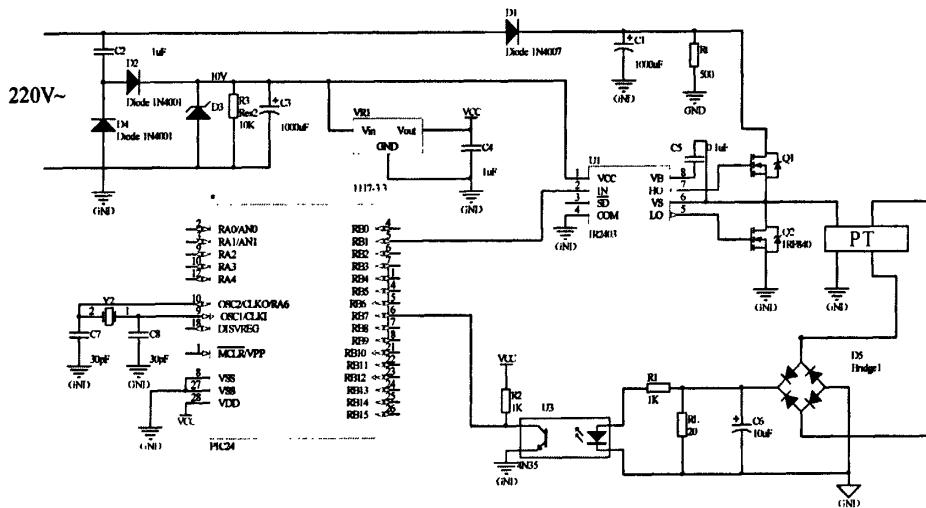


图 4.7 降压压电变压器驱动控制电路图

Fig.4.7 The circuit diagram of step down PT driver

#### 4.3 软件程序设计

整个电路系统的目地是输出一个稳定的电压，在一定的负载下，PT 的谐振频率变化也较小，PT 的工作效率对整个系统的工作效率影响也很小，所以本文仅使用 PWM 控制 PT 的输出电压。

PIC24F 系列单片机内部含有 PWM 控制及 ADC 模数转换器，对单片机寄存器设置后，可直接读取 ADC 转换结果和设置 PWM 频率及占空比，大大简化了单片机程序复杂度。由于时间所限，本文实验中仅采用 PWM 控制方式，软件程序可分为初始化程序和 PWM 调节程序。

### 4.3.1 初始化程序

初始化程序主要设定系统的初始状态、PWM 工作方式、ADC 工作方式。程序中使能单片机 DLL，设定单片机工作方式为内核省电模式，使内核工作频率为外设的 128 分频，PWM 控制器使用内部定时器作为时钟源，设定 ADC 的工作方式为定时采样，即每秒采样 100 次，程序流程图如图 4.8 所示。

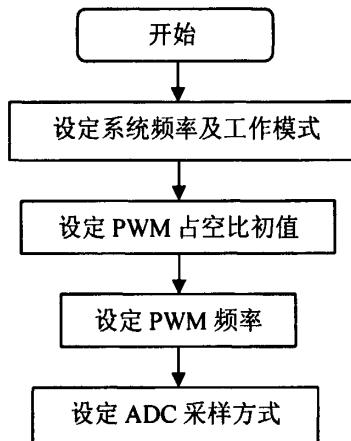


图 4.8 初始流程图  
Fig.4.8 Program flow chart of initialization

### 4.3.2 PWM 调节程序

单片机通过反馈电路得到 PT 副边电压值，改变 PT 输入信号的占空比，可使 PT 输出电压信号的幅值稳定在一定范围之内。程序中，当单片机检测到 PT 输出信号低于一定的值时，便增大 PT 输入信号的占空比，否则降低 PT 输入信号的占空比，程序流程图如图 4.9 所示。

## 4.4 驱动电路测试

(1) 考虑到降压 PT 的耐压，对电路进行探索性实验。本节利用  $500\Omega$  的水泥电阻作为整流滤波电路负载  $R_t$ ，降低市电整流后的电压即 PT 输入电压峰值。

### ① 市电整流波形测试

实验中使用一个二极管 1N4007，一个  $470\mu\text{F}/400\text{V}$  的滤波电容进行半桥整流滤波，得到有效值约为  $180\text{V}$ ，纹波约为  $20\text{V}$  的直流电压，即图 4.5 中的  $V_{DD}=180\text{V}$ ，波形如图 4.10 所示。

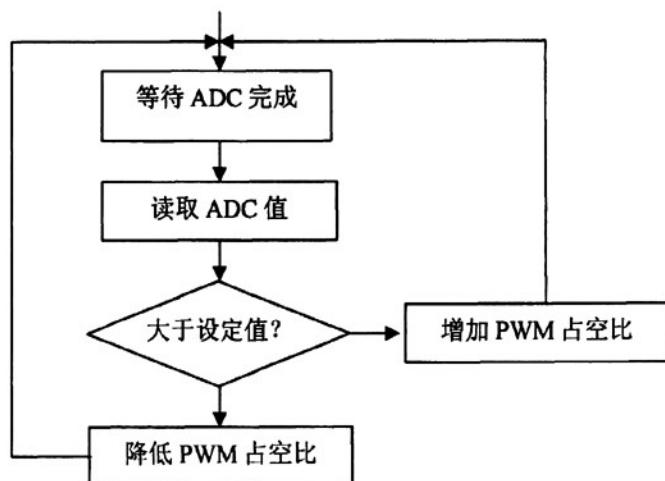


图 4.9 PWM 调节流程图  
Fig.4.9 Program flow chart of PWM

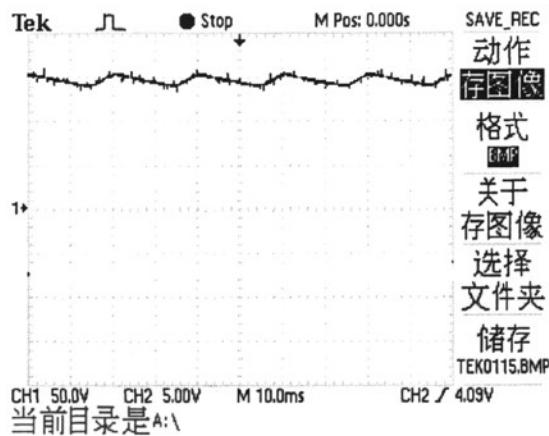


图 4.10 市电半波整流电压波形  
Fig.4.10 The voltage waveform of half-wave rectification

## ② 输出电压测试

测试了负载为  $10\Omega$ 、 $20\Omega$ 、 $50\Omega$ 、 $100\Omega$  时 PT 输入端、负载端电压特性，在 PT 输入电压相同的情况下，输出波形相似，但幅值有差别，测量结果如表 4.1 所示。

表 4.1 AC-DC 转换测量结果

Tab.4.1 Test result of AC-DC converter

负载/ $\Omega$	压电变压器输入端 电压峰值/V	压电变压器输出电压 有效值/V	负载电压/V	输出功率/W
10	180	6.68	6.2	3.844
20	184	11.05	10.5	5.512
50	184	12.7	12.1	2.928
100	185	16.2	16.4	2.689

表 4.1 所示参数表明, 降压 PT 的增益随负载的增大而增大, 与图 2.7 所示特性相吻合。

以负载为  $20\Omega$  为例, PT 输入电压及负载端电压波形如图 4.11 所示。

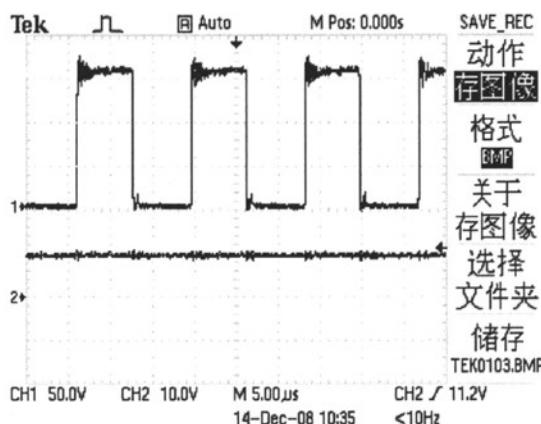


图 4.11 输入信号波形及负载端波形图  
(CH1-输入信号波形, CH2-负载端波形)  
Fig.4.11 The waveform of input sign and load sign  
(CH1-input waveform, CH2-load sign)

从示波器测量结果中可知, PT 输入信号的峰值电压约为 180V, 当占空比为 50% 时 PT 输出电压达到最大, 负载端直流电压为 10V, PT 增益约为 0.13, 输出功率 5.5W, 达到了预期的结果, 初步实现了 AC-DC 转换。

## ② 输出电压与输入电压占空比关系测试

改变 PT 输入信号占空比, 负载端电压也会随之变化, 测量的负载端电压信号随输入电压占空比的变化的趋势图如图 4.12 中 CH2 所示。实验中, 在程序中设定输入信号在 15% 到 85% 之间变化, 根据理论计算及图 4.12 的比较可知, 占空比在 50% 时, 其输出电压最大, 达到 10V, 占空比为 15% 和 85% 时输出电压最小, 约为 2V。

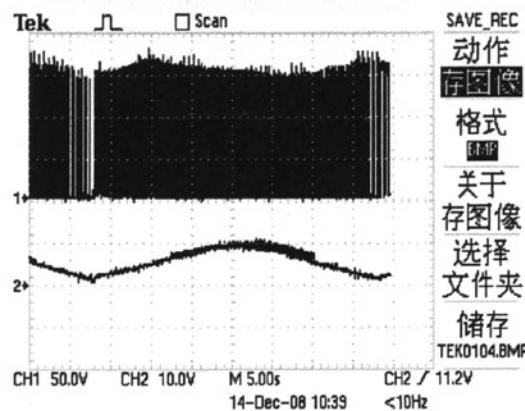


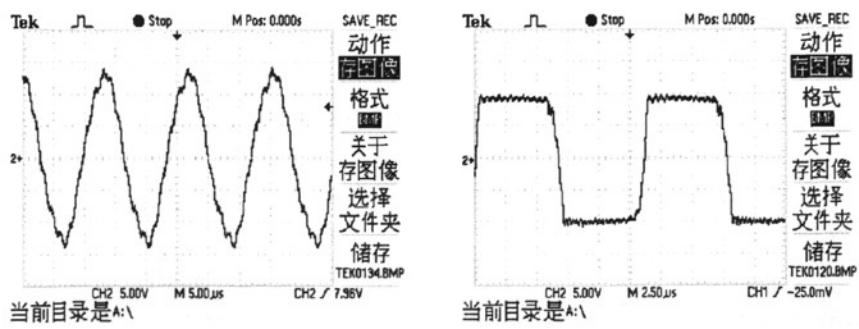
图 4.12 负载端电压变化波形

(CH1-PT 输入电压, CH2-PT 输出电压)

Fig.4.12 The waveform of the load voltage  
(CH1- Input of PT, CH2-Output of PT)

### ③ 整流滤波电路对 PT 的影响测试

为测试 PT 输出端整流滤波电路对 PT 输出电压的影响, 以负载为  $20\Omega$  为例, 测试了无整流滤波电路和有整流滤波电路时 PT 输出端电压, 对比两种情况如图 4.13 所示。表面看出, 整流滤波电路限制了 PT 输出电压, 作用类似于限幅二极管。



(a) 无整流电路

(b) 有整流电路

图 4.13 PT 输出信号图

Fig.4.13 The output signal of PT

为分析这种现象的原因, 本文使用 EWB 电路仿真软件仿真了 PT 输出端电路, 如图 4.14 所示。图中, 电压源及电阻 R2 组成 PT 的输出端, D1 为全波整流电路, C1 为

滤波电容， $R_1$  为负载电阻。 $R_2$  代表 PT 内阻，其中电路节点 3 的电压如图 4.14 所示。图 4.15 中所示电压图与图 4.14(b) 极为相似，所以从仿真结果分析可知，PT 输出端内阻较大是造成这一现象的原因。

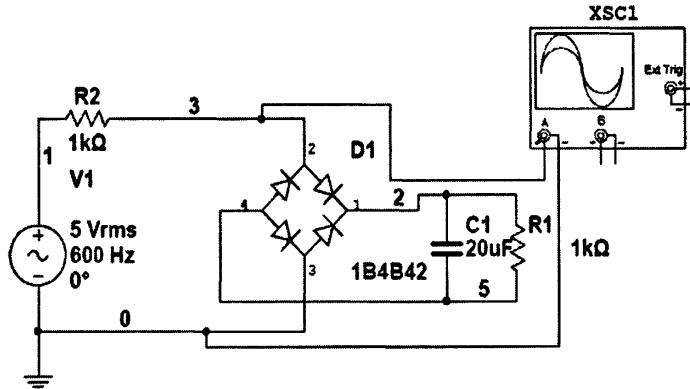


图 4.14 PT 输出端仿真电路图

Fig.4.14 The emulate circuit of PT output

实验将 220V, 50Hz 市电通过降压 PT 实现了 AC-DC 转换，同时能过调节 PT 输入电压占空比改变 PT 负载端直流电压，初步实现了预期的目标。但电路中电阻  $R_t$  消耗大量的电能，电路效率较低，实用性较差。

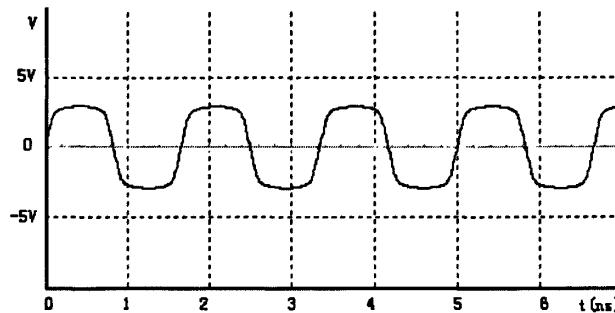


图 4.15 仿真电路图示波器所示波形

Fig.4.15 Oscillogram of emulate circuit

(2) 为使实验接近实际情况，在经过了初步实验后，去掉水泥电阻  $R_t$ ，由于市电整流电路的负载减小，整流后电压明显增大，约 250V，纹波约为 5V。经测试 PT 能够

耐压 250V 并且温度无明显上升，说明 PT 在 250V 电压下能够正常工作。以负载为  $20\Omega$  为例，PT 输出负载端电压约为 14V，可以实现 AC-DC 转换。

对比压电变压器输入电压为 180V 和 250V 两种情况，PT 输入电压、输出电压波形相似，幅值有所差异。但 PT 输入电压 250V 时，逆变电路所用的 IRF840 发热现象明显，经分析可能是由于 MOSFET 驱动器死区时间过小而导致的，故本节单独对无任何负载的逆变电路部分进行了测量分析，将开关频率定于 73kHz 左右，在高压端开关管 IRF840 源极串入  $10\Omega$  电阻，电阻两端波形如图 4.16 所示。由图可知，在开关管闭合和断开切换时，电流出现较大的尖峰，最大值达 0.8A，验证了是由于 MOSFET 驱动器死区时间过短导致开关管发热现象明显。

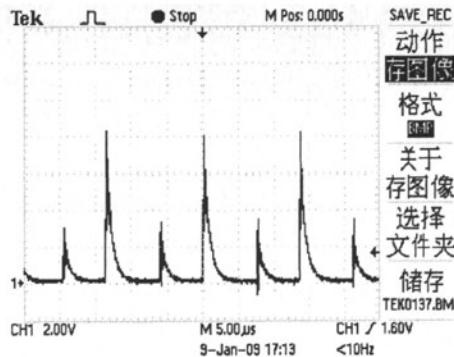


图 4.16 电阻两端电压波形  
Fig.4.16 Voltage waveform of resistance

## 4.5 小结

本章设计了降压压电变压器驱动电路，分析了降压 PT 驱动控制电路特点，得到了设计降压 PT 的一般方法。采用电容降压的方法解决了为控制器提供电源这一难点，简化了电路设计。PT 输出经全桥整流滤波电路后得到直流电压，控制器通过 PWM 控制方式调节 PT 输出电压，输出功率达 5W 以上，实现了由市电 220V 到低压的变换。

## 结 论

本文分析了压电变压器的频率及负载等特性，在此基础上提出了 PWM 与 PFM 相结合控制方法，分别设计了升压及降压压电变压器驱动控制电路，并将升压压电变压器用于驱动冷阴极管。本文的研究成果总结如下：

(1) 分析了压电变压器谐振频率、工作频率及负载特性与驱动控制电路的关系，明确了驱动控制电路的任务。压电变压器的工作频率与谐振频率相一致时，压电变压器的增益最大，效率也较高。压电变压器负载及工作温度的变化能够引起其谐振频率及增益的变化，压电变压器驱动控制电路要根据不同的压电变压器的特性、负载、工作温度使用不同的控制策略，保证压电变压器的工作效率及输出电压的稳定。

(2) 实现了基于 PWM、PFM 相结合的控制方法，并能对压电变压器进行谐振频率跟踪，使用 PFM 改变压电变压器的工作频率，使之与压电变压器的谐振频率相一致，同时使用 PWM 改变压电变压器输入电压的占空比，稳定压电变压器输出电压。两者相结合能够在工作效率较高的条件下稳定输出电压。

(3) 利用 XC2S100E 型 FPGA 作为控制器、利用 MOSFET 及其驱动器组成逆变电路，设计了以电阻为负载，基于 PWM、PFM 控制策略升压单层 PT 驱动控制电路。电路能够使 PT 工作频率与谐振频率相一致，根据设定值调节负载端电压。

(4) 设计了升压多层压电变压器驱动控制电路，并利用该电路实现了驱动冷阴极管的应用。冷阴极管在启动及正在运行过程中其等效电阻为变化量，且启动电压一般大于 500V，正常运行时电压降低，使用压电变压器很好满足这一特性。驱动控制电路能够跟踪压电变压器的谐振频率，使工作频率与谐振频率相一致，并能使冷阴极管指定的亮度下工作。

(5) 分析了本课题组自行设计的降压变压器的特性及其应用特点，确立了基于 PWM 控制的设计方法。降压 PT 的负载一般为固定负载，如手机充电器，所以工作时谐振频率变化不大，利用 PWM 控制能在较高的效率条件下满足输出电压需要。

(6) 设计了以 PIC24 单片机为控制器、利用高压 MOSFET 开关管 IRF840 及高压 MOSFET 驱动器 IR2302 组成逆变电路、PT 输出电压全波整流的降压 PT 驱动控制电路。电路将市电 220V 电压经降压压电变压器变换为低压直流电压，并能提供大于 5W 的功率输出，初步实现了 AC-DC 转换。降压压电变压器的输入端为高电压端，给控制器及逆变电路的设计带来了困难，本文使用电容降压控制器提供电源，同时设计了高压半桥逆变电路，使用 PWM 方式稳定压电变压器输出电压，为降压压电变压器的实用化提供了更多的选择。

目前对降压压电变压器驱动电路的研究还不够，仍然有很多实验和理论方面的工作要做，结合本文所做的工作，提出以下展望：

(1) 针对逆变电路开关管发热问题，可以选择新型的半桥逆变驱动器，以增大死区时间，消除开关管发热问题，增强电路的可靠性；

(2) 降压压电变压器多应用于电源设备，效率是衡量电源的重要参数之一，目前对降压压电变压器的驱动处于初步探索阶段，今后需要测量电路效率并改进电路，提高电路整体效率。

(3) 压电变压器相对于传统电磁变压器具有无电磁干扰、高效率、小型化、节省有色金属的突出优点，应用前景广泛。本文设计的降压变压器驱动电路具有一定的通用性，但针对某一特定的应用背景，例如手机充电器等，仍需选择合适的降压压电变压器，设计相应的驱动控制电路。

## 参 考 文 献

- [1] Rosen C A. Ceramic transformer and filters. *Proceedings of Electron CompnSymp*[J], 1957: 205 - 211.
- [2] Yamamoto M, Sasaki Y, Inoue T, et al. Piezoelectric transformer for 30W output AC-DC converters. *Applications of Ferroelectrics*[C], *Proceedings of the 13th IEEE International Symposium*, 2002: 347 - 350.
- [3] 黄以华, 周康源等. 压电变压器的原理及其应用中的关键问题[J]. 声学技术, 2003, 22 (1) : 58-60.
- [4] Zaitsu T, Shigehisa T, Shoyama M, et al. Piezoelectric Transformer Converter with PWM Control. *Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC '96 Conference Proceedings*[J] , 1996, 1(11): 279-283.
- [5] 谢菊芳, 邝安祥. 一种新型压电陶瓷变压器驱动电路的研究[J]. 湖北大学学报, 1993, 15 (3) :242.
- [6] 张峰, 张秀彬. 用于液晶显示器荧光灯供电的压电变压器研究[J]. 电力电子技术, 2003, 37 (4) :65-67.
- [7] 马朝阳, 张方辉, 李志贤. 一种基于压电陶瓷变压器技术的 CCFL 驱动电路[J]. 现代显示, 2007(11) :49-53.
- [8] Toshiyuki Z, Shigehisa T , Inoue T, et, al. Piezoelectric Transformer Converter with Frequency Control[J], *Telecommunications Energy Conference*, 1995:175-180.
- [9] 黄以华, 朱文政, 张爱华. 利用压电变压器设计冷阴极管驱动器的理论与方法研究[J]. 电路与系统学报, 2008, 13(3):125-129.
- [10] Michael D, Bang S. Understanding piezoelectric transformers in CCFL backlight applications[J], *Analog and Mixed-Signal Products*, 2005:19-24.
- [11] S. W. Fung, M. H. Pong. A microprocessor controlled piezoelectric power converter[C]. *the 4th international power electronics and motion control conference, IPEMC*, 2004, 3 (3), 1152-1157.
- [12] 杨桁, 吕文中等. 基于 PWM / PFM 的压电变压器驱动电路的设计与仿真[J]. 计算机与数字工程. 2006, 34(4):146-148.
- [13] Hamamura S, Ninomiya T, Yamamoto M, et, al. Combined PWM and PFM Control for Universal Line Voltage of a Piezoelectric Transformer Off-Line Converter[J], *Power Electronics*, 2003, 18(1):270-277.
- [14] Sam B, Simon L. Frequency Tracking to Maximum Power of Piezoelectric Transformer HV Converters under Load Variations[J]. *Power Electronics Specialists Conference*, 2002, 2: 657-662.

- [15] 黄以华, 朱文政, 张爱华. 利用压电变压器设计冷阴极管驱动器的理论与方法研究[J]. 电路与系统学报, 2008, 13 (3) :125-129.
- [16] Lim K, Kang S, Kim H. design and performance of miniaturized piezoelectric step-down transformer[J]. Journal of electroceramics, 2004, 13:433-442 .
- [17] Hamamura S, Zaitsu T, Ninomiya T. noise characteristics of piezoelectric-transformer dc-dc converter[J], Power Electronics Specialists Conference, 1998, 2:1262-1267.
- [18] Svetlana B, Sam B .Design Considerations for Achieving ZVS in a Half Bridge Inverter that Drives a Piezoelectric Transformer with No Series Inductor: (D), 台湾: 台湾大学, 2008.
- [19] 徐永洁, 董维杰, 白凤仙等. Rosen 型压电变压器反接降压特性研究[J]. 压电与声光, 2008, 30 (6) : 712-714.
- [20] 徐永洁. 降压压电变压器原理分析与设计[D]. 大连: 大连理工大学电子与信息学院, 2009.
- [21] Sanz M, Alou P, Soto A. magnetic-less converter based on piezoelectric transforms for step-down dc/dc and low power application[J]. Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2003, 2:615-621.
- [22] Myounghwan R, Sungjin C, Sangmin L. A New Piezoelectric Transformer Driving Topology for Universal Input AC/DC Adapter using a Constant Frequency PWM Control[J]. Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006:4.
- [23] 黄以华, 周康源, 陈昕. 压电变压器工作特性及应用研究[J]. 电子学报, 2001, 29 (11) :1546-1551.
- [24] Ishizuka Y, Lee K-W, Consideration of A Single-Switch Inverter for Piezo-Electric Transformer with A New Control Method[J]. Power Electronics Specialist Conference, 2003, 4:1621-1626.
- [25] Yamamoto M, Sasaki Y, Ochi A, Inoue T, and Hamamura S. Step-Down Piezoelectric Transformer for AC-DC Converters[J]. Japanese Journal of Applied Physics, 2001, 40(5) :3637-3642.
- [26] Rosen C A. Ceramic transformer and filters[A]. Proc Electron CompnSymp[C]. 1957: 205-211.
- [27] 董维杰, 白凤仙. 电路分析[M]. 北京: 科学出版社, 2008.
- [28] Ninomiya N, Shoyama M. Zero-Voltage-Switching techniques and their application to high-frequency converter with piezoelectric transformer[C]. Industrial Electronics, Control and Instrumentation, 1994, 3:1665-1669.
- [29] 黄以华, 杨智, 陈挚睿等. 压电变压器在冷阴极管驱动器中的应用研究[J], 电子学报, 2006, 5:878-887.
- [30] 李湘江. 电容降压原理及元件选择[J]. 家庭电子, 1996, 4:28-29.

- [31] 王崇杰, 史若凡. 一种简便实用的电容降压方法[J]. 辽宁师范大学学报(自然科学版), 1997, 1:80-81.
- [32] 康春雨. 几种电容降压整流电路的特点及应用[J]. 元器件应用, 2006, 12.
- [33] <http://www.microchip.com>
- [34] <http://www.irf.com>

## 附录 A 升压压电变压器 FPGA 程序

```
module pt(ADC_DATA,ADC_CLK,clk,CS,RES,PWM_1,PWM_2);
    input ADC_DATA; //ad 输入
    output ADC_CLK; //AD 时钟
    output CS; //AD 片选
    input clk; // 系统时钟输入
    output PWM_1,PWM_2; //pwm 输出
    input RES; //RESET
    reg CS;
    reg ADC_CLK; //AD 时钟
    reg [8:0] count; //分频计数
    reg CLOCK; //分频后时钟
    reg [4:0] state; //状态机
    reg [9:0] DATA; //AD 输入暂存
    reg [9:0] LIST [7:0]; //采样序列
    reg [9:0] DATA_LAST; // 滤波后采样结果
    reg [4:0] i; //采样序列计数器
    reg [2:0] t; //i 循环的次数
    reg [4:0] j,k; //排序计数器
    reg [9:0] DATA_; //临时数据
    always@ (posedge clk) //时钟分频
    begin
        if(!RES) //复位
            begin
                count=0;
                CLOCK=0;
            end
        else
            begin
                count=count+1; //5000 2.5KHZ
                // 500 25K
            end
    end
endmodule
```

```
// 50 250K
// 5 2500K
if(count==0) CLOCK=~CLOCK;
end
end
always@(posedge CLOCK or negedge RES) // 采集数据
begin
    if(!RES)
begin
    i=0;
    j=0;
    k=0;
    ADC_CLK=0;
    state=0;
    DATA=0;
    t=0;
    CS=1;
    DATA_=0;
end
else
begin
casex(state)
0:
begin
    ADC_CLK=0;
    CS=1;
    state=1;
end
1:
begin
    ADC_CLK=0;
    CS=0;
    state=2;
end
2:
begin
```

```
ADC_CLK=0;
state=3;
end
3:
begin
state=4;
ADC_CLK=1;
DATA[9]=ADC_DATA;    //CLK=1; UP
end
4 :
begin
state=5;
ADC_CLK=0;    // CLK=0; DOWN
end
5:
begin
state=6;    //CLK=1; UP
ADC_CLK=1;
DATA[8]=ADC_DATA;
end
6:    //CLK=0  DOWN
begin
state=7;
ADC_CLK=0;
end
7:
begin
state=8;
ADC_CLK=1;    //UP
DATA[7]=ADC_DATA;
end
8:
begin
state=9;
ADC_CLK=0;    //DOWN
```

```
    end
9:
begin
state=10;
ADC_CLK=1;      //UP
DATA[6]=ADC_DATA;
end
10:
begin
state=11;
ADC_CLK=0;      //DOWN
end
11:
begin
state=12;
ADC_CLK=1;
DATA[5]=ADC_DATA;      //UP
end
12:
begin
state=13;
ADC_CLK=0;      //DOWN
end
13:
begin
state=14;
ADC_CLK=1;
DATA[4]=ADC_DATA;      //UP
end
14:
begin
state=15;
ADC_CLK=0;      //DOWN
end
15:
begin
```

```
state=16;
ADC_CLK=1;
DATA[3]=ADC_DATA; //UP
end

16:
begin
state=17;
ADC_CLK=0; //DOWN
end

17:
begin
state=18;
ADC_CLK=1; //UP
DATA[2]=ADC_DATA;
end

18:
begin
state=19;
ADC_CLK=0; //DOWN
end

19:
begin
state=20;
ADC_CLK=1; //UP
DATA[1]=ADC_DATA;
end

20:
begin
state=21;
ADC_CLK=0;
end //DOWN

21:
begin
state=22;
ADC_CLK=1; //UP
```

```
DATA[0]=ADC_DATA;
LIST[i]=DATA;
i=i+1;

if(i==8)
begin
i=0;
j=0;
k=0;
t=t+1;
for(k=0;k<7;k=k+1)
begin //排序
for(j=0;j<(7-k);j=j+1)
begin
if(LIST[j]<LIST[j+1])
begin
DATA_=LIST[j];
LIST[j]=LIST[j+1];
LIST[j+1]=DATA_;
end
end
end
end
end
22:
begin
state=0; //DOWN
ADC_CLK=0;
DATA_LAST=LIST[4];//>1)+(LIST[3]>1);
end
default:
begin
state=0;
ADC_CLK=0;
end
endcase
```

```

    end
end
reg [4:0] DELAY;
reg [9:0] F0;
reg [4:0]state1;
reg [6:0] P_PWM;// 占空比 从 50%到 20% 0 代表% 31 代表 19%
reg [9:0] DATA_WANT;
    reg [8:0] PWM_REG; //pfm 频率寄存器    最大值 511
always@ ( negedge t[2] or negedge RES)
if(!RES)
begin
PWM_REG=270; //270 90K
F0=11; // 25000/PWM_REG=PFM 频率 (单位 KHz)
// 292 85.6k
state1=0;
P_PWM=10; //占空比 (145-1.5*P_PWM)/292
DELAY=0; // P_PWM=10 44.5%
// 最大值 50%    最小值 17%
DATA_WANT=10'b10_0000_0000; //希望电压值, 应在可调范围内
end
else
begin
casex(state1)
0: begin
PWM_REG=PWM_REG+1;
if(PWM_REG>310) begin P_PWM=10;PWM_REG=270;F0=0;state1=0;end
else begin state1=1; end
end
1: begin
if(DATA_LAST>DATA_WANT) state1=5;
else if(DATA_LAST>F0) begin state1=2;end
else if(DATA_LAST<=F0-10) begin state1=3;end
else state1=4;
end

```

```
end
2: begin
    if(DATA_LAST>=F0)      begin F0=DATA_LAST; state1=0; end
    else      state1=1;
    end
3: begin
    if(DATA_LAST<=F0-10)
    begin
        PWM_REG=PWM_REG-1; state1=1;
        if(PWM_REG<270) begin P_PWM=10;F0=0;state1=0;end
        end
    else state1=1;
    end
4:begin
    if((DATA_LAST<F0) &(DATA_LAST>F0-10)) state1=7;
    else state1=1;
    end
5:begin
    P_PWM=P_PWM+1;
    state1=6;
    F0=11;
    end
6: begin
    if(DELAY<2)begin state1=6; DELAY=DELAY+1;end
    else begin state1=1;  DELAY=0;end
    end
7:begin
    if(DATA_LAST>DATA_WANT+1) begin P_PWM=P_PWM+1; end
    else if(DATA_LAST<DATA_WANT-10) begin P_PWM=P_PWM-1; end
    state1=8;
end
8: begin
    if(DELAY<20)begin state1=7; DELAY=DELAY+1;end
    else begin state1=9;  DELAY=0;end
    end
9:begin
```

```
if(P_PWM==0) begin P_PWM=10; F0=0;PWM_REG=270;state1=0; end
else if(P_PWM>80) begin P_PWM=10; F0=0;PWM_REG=270;state1=0; end
else state1=7;
end
endcase
end
reg[8:0] pwm_count;
reg PWM_1,PWM_2;
reg P1,P2,P3,P4,P5,P6;
reg [8:0] PWM_REG_NEW;
always@ (posedge count[0] or negedge RES)
if(!RES)
begin
pwm_count<=0;
PWM_REG_NEW<=0;
end
else begin
if(pwm_count<(PWM_REG_NEW+1))
begin
P1<=|(pwm_count-PWM_REG_NEW);
P2<=|(pwm_count-(PWM_REG_NEW+(3*P_PWM)>>1));
P3<=|(pwm_count-(PWM_REG>>1));
P4<=|(pwm_count-((3*P_PWM)>>1));
P5<=P1&P2;
P6<=P3&P4;
pwm_count<=pwm_count-1;
end
else
begin
PWM_REG_NEW<=PWM_REG;
pwm_count<=PWM_REG;
end
end
always@(negedge P2 or negedge P1 or negedge RES)
begin
```

```
if(!RES) PWM_1<=1;  
else if(!P1)      PWM_1<=1;  
else      PWM_1<=0;  
end  
always@( negedge P3 or negedge P4 or negedge RES)  
begin  
if(!RES) PWM_2<=0;  
else  if(!P3)      PWM_2<=1;  
else      PWM_2<=0;  
end  
endmodule
```

## 攻读硕士学位期间发表学术论文情况

周杰, 董维杰, 徐永洁, 白凤仙. PFM 与 PWM 联合的压电变压器驱动控制方法研究.  
大连理工大学网络学刊, 2008, 学位论文第三章。

## 致 谢

本论文得到大连市科学技术基金“低压压电变压器及其驱动电路研究”的资助，在此表示非常地感谢！

本论文是在导师董维杰教授的悉心指导下完成的，从论文的选题一直到论文的完成无不包含着导师的心血，实事求是的治学精神、导师严谨的治学态度、为人处世方面的正直原则、乐观豁达的生活态度、和以学生为本的高尚师德都使我终生受益。同时导师在生活上也给了我很大的支持，导师灵活的思路和丰富的知识面，也是我们课题顺利完成的保障，在此对导师的无私的奉献表示衷心的感谢！

在课题研究过程中，还得到了课题组白凤仙老师帮助和细心指导，在此向白老师表示深深的谢意！

同时感谢攻读研究生学位期间的师兄妹们，师兄娄敏、张鹏、卢晓光、肖磊、蔡猛，师姐贾艳丽的指导也同样给了我莫大的帮助，同届毕业的徐永洁、宋志杨也在生活和学习上给我很大的支持和鼓励，陈小卫、靳亚静、程鹏、党永、姚国良、林旭东、王瑶等师弟师妹们在论文的修改及校正上给与了大力的支持，再次感谢大家在攻读研究生硕士学位期间给与的关心和支持！

同时感谢我的父母和家人，感谢父母多年的养育之恩！

最后感谢所有关心、帮助和支持我的人。