



2008 年江苏省 TI 杯模拟电路设计竞赛论文

参赛学校：南京信息职业技术学院
电子信息工程系

论文题目：1GHz 射频信号源研制

作者：王璨玮（大四）穆少松（大四）李白（大三）

指导教师：顾斌 周望玮

2008 年 9 月

1GHz 射频信号源研制

王璨玮 穆少松 李白

南京信息职业技术学院

摘要：本系统实现 1GHz 频段射频信号的频率和功率可调。信号发生电路采用电荷泵锁相频率合成技术，以 TRF3750 实现前置分频、电荷泵和鉴频鉴相等功能，以 OPA365 实现有源环路滤波，以 MSP430F149 作为微控制器；放大电路采用 2SC3358 射频晶体管，配以微带电路设计理念；功率调节电路采用 M/A-COM 公司的 AT65-0263 实现可控衰减；杂散抑制电路采用微带滤波器，其设计基于 ADS 仿真。本系统以高性价比实现了射频信号源的功能。

Abstract: This system realizes adjustment of frequency and power in 1GHz RF band. The signal generation circuit employs CPPLL to realize frequency synthesization, employs TRF3750 to realize prescaler, charge pump and PFD, employs OPA365 to realize active loop filter and employs MSP430F149 as MCU. The amplifier employs 2SC3358 RF transistor and uses the design concept of microstrip. The power adjustment circuit employs M/A-COM's AT65-0263 to realize controllable attenuation. The spurious wave rejection circuit uses microstrip filter, the design of which is based on ADS simulation. This system realizes the function of RF signal source with a low performance-cost ratio.

1、作品简介

信号源是指测量用信号发生器。它是为电子测量提供符合一定技术要求的电信号设备，是电子测量中最基本、最广泛的电子测量仪器之一。信号源总的趋势是向着宽频率覆盖、高精度、多功能、自动化和智能化方向发展。然而，射频信号源的市场价格比较高，尤其到 VHF 以上频段，价格非常昂贵。即使条件好的高校，在射频微波电路的教学过程中，也不可能大量配置。开发一种频段较高、指标要求适合教学使用的信号源，供高校在相关课程的教学中使用，具有非常重要的现实意义。

本项目基于上述目的，开发一种性价比高的射频信号源，供高校射频微波教学实验使用。目前，移动通信频段在 800MHz 以上，如最常用的 GSM 移动通信，其上行频率范围在 890~915MHz，下行频率范围在 935~960MHz，因此，从贴近实际应用考虑，本项目的频率范围覆盖这个频段。

本系统达到如下功能：

- (1) 射频信号输出：由用户设置输出信号功率和频率，通过射频接口供用户使用；
- (2) 用户操作界面：通过键盘实现用户控制，通过数码管实现当前功率和频率的显示；

本系统的技术指标如表 1 所示。

表 1 1GHz 射频信号源技术指标

频率范围	848~1118MHz
频率精度	50KHz
功率范围	-57dBm~-5 dBm
功率精度	1dB
相位噪声	-70 dBc/Hz, ± 100 KHz
杂散抑制	>50 dBc
输出阻抗	41~61 Ohm

2、 方案设计

2.1 系统分析与理论计算

参考频率使用 $F_r=100\text{MHz}$ ，经过 14 位的 R 计数器（其值设置为 2000），使得分频后频率为 $F_r'=F_r/R=100\text{MHz}/2000=50\text{KHz}$ ，另一方面，输入 VCO 信号 F_v 经过内部的 B、A 计数器分频后得到 F_v' ， $F_v'=F_v/(B \cdot P+A)$ ，然后 F_r' 和 F_v' 进入鉴频鉴相器 PFD，使得 $F_r'=F_v'$ ，即 $F_v=(B \cdot P+A) 50\text{KHz}$ 。

根据设计任务的功能要求，本系统由信号发生电路、信号放大电路、功率调节电路、滤波电路和控制电路构成，其系统原理如图 1 所示。

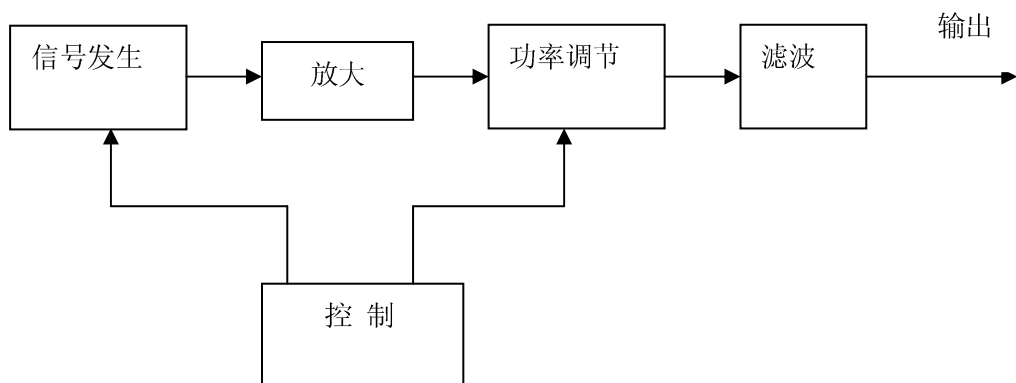


图 1 1GHz 射频信号源系统原理框图

2.2 设计方案论证

2.2.1 信号发生电路

近年来，随着无线电通信技术的迅速发展，锁相环和频率合成技术各个领域得到了广泛的应用。由于锁相环具有跟踪特性、窄带滤波特性和锁定状态无剩余频差存在^[1]，因此在频率合成技术中采用锁相环路可以产生频率准确度很高的振荡信号源。

锁相环已从最初仅为线性模拟锁相环发展到目前以数字锁相环为主。电荷泵锁相环(CPPLL)以其锁定相差小和捕获范围大的优点成为当前数字锁相环的主流^[1]。电荷泵锁相环具有低功耗、高速、低抖动和低成本等特点^[1]，在无线电通信、频率综合器、时钟恢复电路中被广泛采用。因此，本系统的信号发生电路采用 CPPLL 频率合成技术。

信号发生电路-CPPLL 频率合成器的组成^[1]框图如图 2 所示。

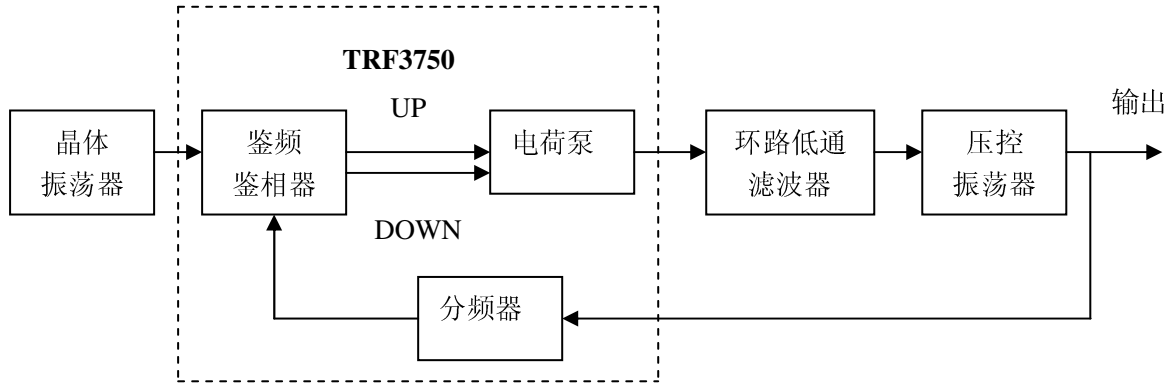


图 2 信号发生电路-CPPLL 频率合成器组成框图

1) TRF3750 构成鉴频鉴相器、电荷泵和内置分频器

TRF3750 是 TI 公司的一款高性能 CPPLL 频率合成芯片^[2]，具有超低的相位噪声，内含双模前置分频器、14 位 R 计数器、6 位 A 计数器和 13 位 B 计数器实现内部分频。内含鉴频鉴相器和充电泵。三线串行接口具有完备的可编程能力。另外，具有锁定显示功能和省电(POWER DOWN)功能。

2) OPA365 构成环路低通滤波器

环路低通滤波器的作用是滤除鉴频鉴相器输出电流中的无用组合频率分量及其它干扰分量,以保证环路所要求的性能,并提高环路的稳定性。环路低通滤波器有两种形式，即无源滤波器和有源滤波器。

有源滤波器因为采用放大器而引入噪声，所以采用有源滤波器的 PLL 产生的相位噪声性能会比采用无源滤波器的 PLL 差。因此在设计中我们尽量选用无源滤波器。其中三阶无源滤波器是最常用的一种结构。电荷泵电流通过环路滤波器积分后的最大控制电压低于额定输出最大值 V_p 。如果 VCO/VCXO 的控制电压在此范围之内，无源滤波器能够胜任。

然而，为了获得较大的频率范围，当 VCO 的控制电压接近或超过 V_p ，这时需要用有源滤波器，其作用是，在对环路误差信号进行滤波的同时，也在一定程度上降低了衰减，从而调整 VCO/VCXO 控制电压到较大的范围；另外本电路中的有源滤波器使用了负反馈，使得滤波器的低通特性比常用的无源三阶滤波器更加陡峭，这在一定程度上提高了锁相环锁定的稳定性，但同时也会降低了其捕捉能力，因为此次作品最终目标是信号源而不是通信产品中本地振荡器，所以相比锁定速度而言锁定稳定度更为重要。

经参阅供应商提供的 VCO 技术资料，并对样品测试后，要求 VCO 达到 848~1118MHz 的可控频率范围，用有源滤波器是合适的。

如何选择有源滤波器中运算的放大器，需要关心一下的如下指标：

低失调电压（Low Offset Voltage）（通常小于 500uV）；

低偏流（Low Bias Current）（通常小于 50pA）；

低噪声；

具备轨道到轨道输入特性。

TI 公司的 OPA365 是一款性能优良的运算放大器，其主要技术指标^[3]如下：

低失调电压：最大 200uV；

低偏流：最大 10 pA；

低噪声密度：通常（typically） $4.5\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$

轨道到轨道输入，无交越；

此外，它还有高摆率、高共模抑制比和低静态电流等特性

基于上述考虑，本系统选用 TI 公司的 OPA365，构建锁相环的有源低通滤波器。

3) 压控振荡器

压控振荡器要求幅度较高，噪声较低，杂散较低，因为市场供应的满足本设计要求的 VCO 价格不高，另外从缩短开发周期的角度考虑，本系统选用 Sirenza 公司的 VCO190-1000T(Y)型 VCO 模块。

2.2.2 信号放大电路

信号放大电路将 VCO 输出的射频信号放大到一定电平，再送到功率调节电路。信号放大电路原理^[4]框图如图 3 所示。信号放大电路选用廉价通用的射频晶体管 2SC3358,输入输出采用微带线匹配电路，在这个频段较为合适。

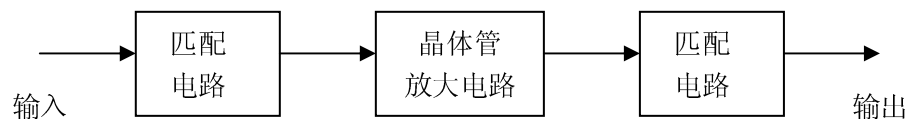


图 3 信号放大电路原理框图

2.2.3 功率调节电路

功率调节电路受控于控制电路，用于调节输出功率，使输出功率根据用户的设置，达到一定的电平。功率调节电路可以用 PIN 管实现，但匹配是一个难题。因为市场供应的满足本设计要求的功率调节电路价格不高，从缩短开发周期的角度考虑，功率调节电路选用 MA/COM 公司的 AT65-0263 数字衰减器芯片。

2.2.4 滤波电路设计方案

由于以下原因：一，系统含有微处理器晶振和锁相环参考频率晶振，二，放大电路有时处在大信号放大状态，等，输出会产生各种谐波。因此，有必要配置一个滤波电路用于抑制杂散。在 1GHz 频段选用微带滤波器是合适的。

2.2.5 控制电路

控制电路用于提供用户界面，以设置频率合成器的分频比的方式控制输出信号频率，以设置数字衰减器衰减的方式控制输出信号功率。TI 公司的 MSP430F149 是一款以超低功耗为显著特点的单片机，在业界广泛使用。此外，它具有如下特点^[5]：低电压供电：1.8~3.3V;16 位精简指令结构；125ns 指令周期；12 位内置 A/D；串行通信口(USART)，同/异步方式；在线编程；等。本系统采用 MSP430F149 实现控制。

3、 系统实现

3.1 硬件设计

3.1.1 信号发生电路设计

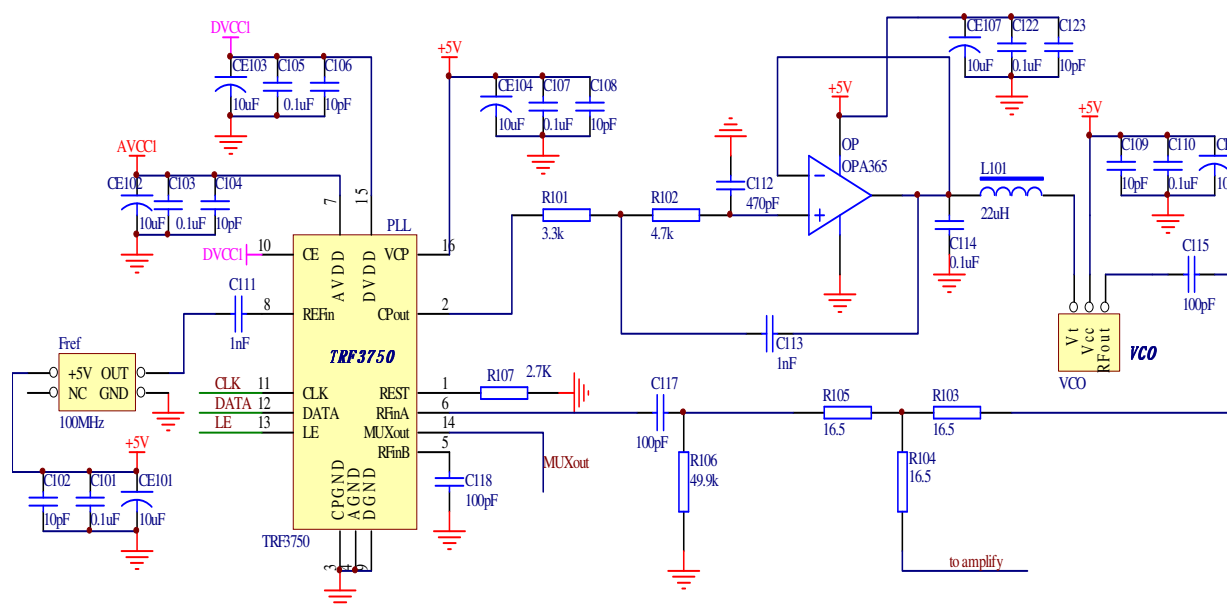


图 4 以 TRF3750 为核心的电荷泵锁相环频率合成器电路原理图

如图 4 所示^[2]，CE101~CE104、CE107、CE109、C101~C108、C109、C110、C122、C123 均为电源滤波电容；Fref 为 100MHz 的参考频率，C111 为耦合电容，R107 为电荷泵最大电流设置电阻（R107=2.7K Ohm 时， $I_{cp,max}=8.7mA$ ；R107=4.7K Ohm 时， $I_{cp,max}=5mA$ ；R107=10K Ohm 时， $I_{cp,max}=2.35mA$ ）；R101、R102、C112、C113、C114、OPA365、L101 组成锁相环的环路低通滤波器；VCO 为压控振荡器，C115 为其耦合电容；R103~R105 为功率分配及匹配电路（此处使用微带功分器更好，考虑其尺寸较大，不易实现，所以这里选用电阻）；R106、C117 为环路滤波电路，以滤除环路中的低频成分，使锁相环工作稳定。

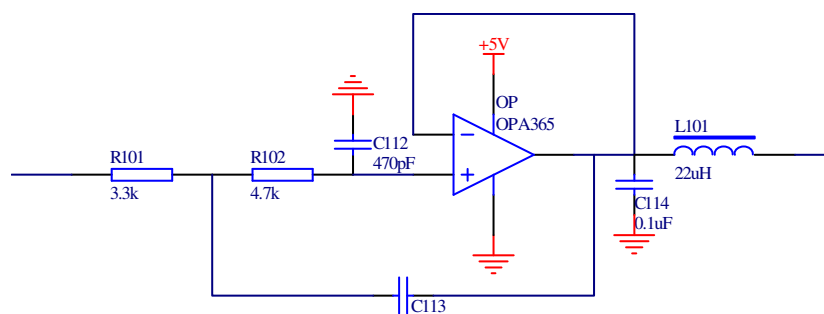


图 5 环路低通滤波器电路原理图

如图 5 所示，R101、R102、C112 构成主要的滤波电路，C113 形成负反馈，使得低通特性更加陡峭，C114、L101 为环路滤波器输出滤波，使滤波效果更好、锁相环更加稳定。图 6 为环路低通滤波器的 SPICE 交流特性仿真结果，可以看出环路低通特性比较陡峭，锁相环稳定性得到提高。



图 6 低通滤波器的 SPICE 交流特性仿真结果

3.1.2 输出滤波电路设计

1) 原理图仿真

微带带通滤波器的种类很多，如端耦合传输线带通滤波器、梳状线带通滤波器、发夹式带通滤波器、交指型带通滤波器和半波长谐振器平行耦合带通滤波器等^[6]。本文所设计的滤波器是发夹型带通滤波器。发夹型带通滤波器的一般结构形式如图 7 所示，它是由发夹型谐振器并排排列耦合而成，其信号的输入输出方式可采用抽头式和平行耦合方式。当滤波器的带宽大于 10% 时，宜采用抽头式发夹型滤波器，否则有可能造成第一级耦合微带线间距太小，使制造工艺难于实现。发夹型滤波器具有结构紧凑、耦合线终端开路无需通过过孔接地的优点。该滤波器是平行线滤波器的一种变形结构，是把耦合谐振器折合成“u”字形构成的，降低了滤波器的尺寸，因而本系统采用该种结构。输出滤波器原理图如图 7 所示。

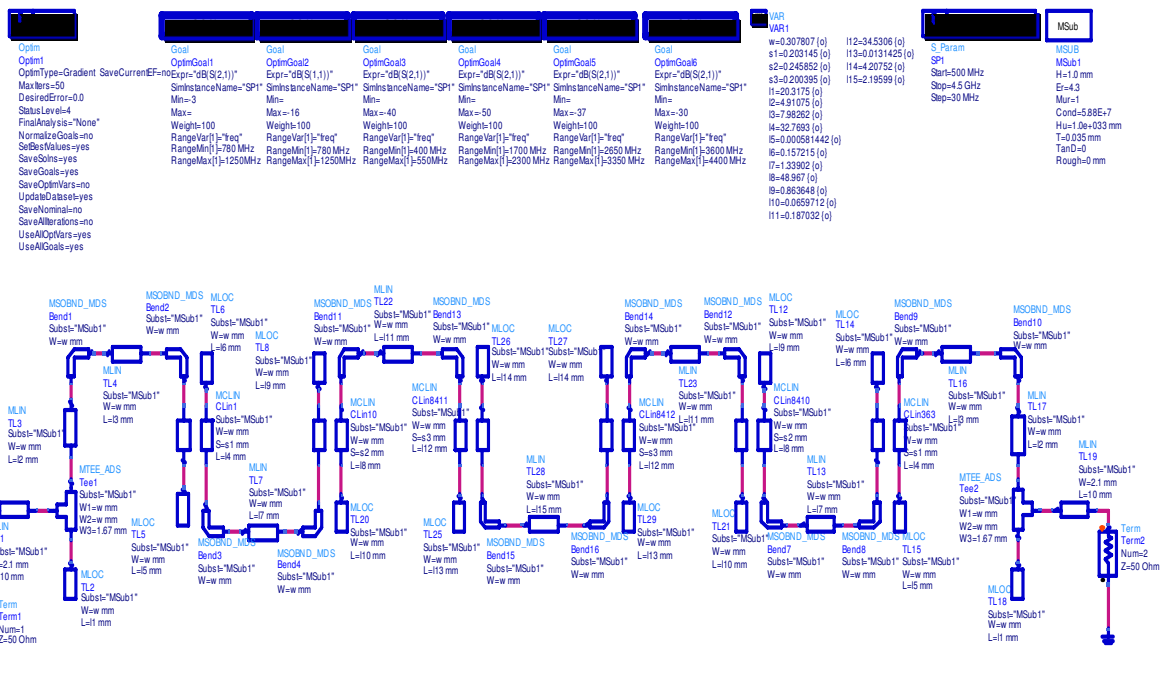


图 7 输出滤波器电路原理图

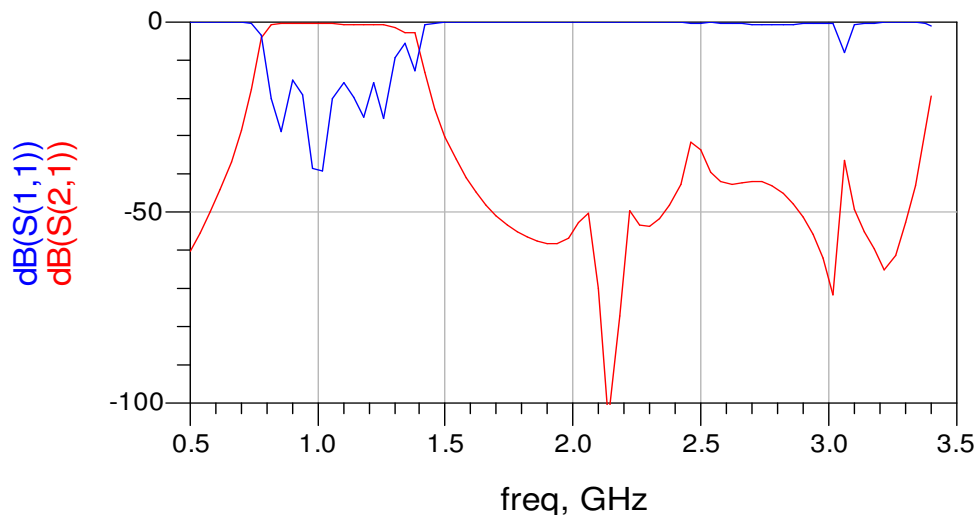


图 8 输出滤波器原理仿真结果

如图 8 所示的是射频设计 EDA 软件 ADS 的原理图仿真结果，在 848~1300MHz（本设计使用的是 848~1118MHz 频段）范围内，S(2,1)均小于-3dB,S(1,1)均小于-16dB，并且对 848~1118MHz 的二次和三次谐波的抑制达到较好效果。

2) 版图设计

输出滤波器微带电路版图如图 9 所示。此微带滤波器的总体尺寸小，各部分比例合适，避免了计算正确却工艺不能实现功能的现象。

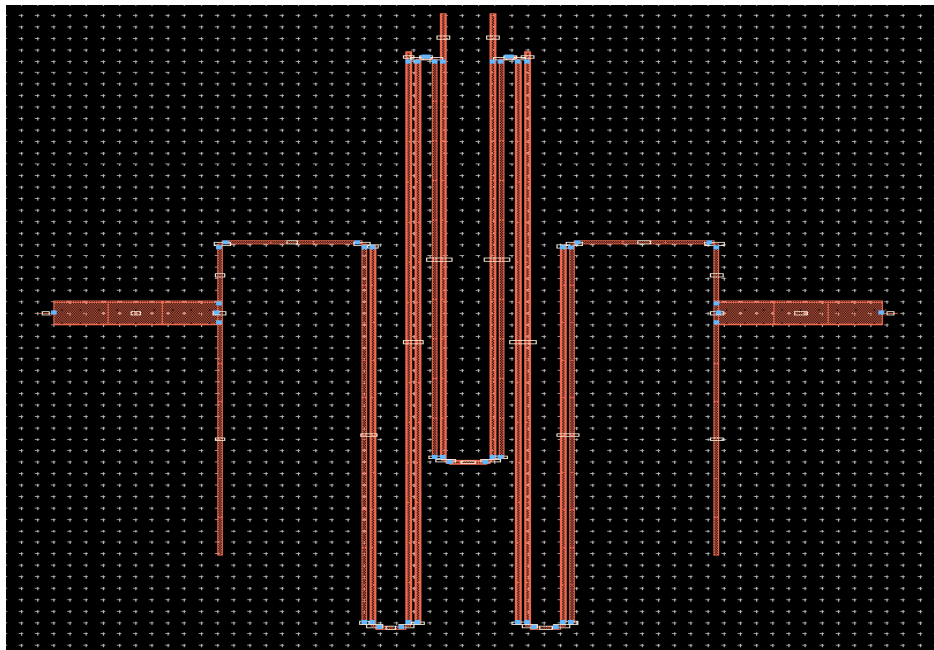


图 9 输出滤波器微带电路版图

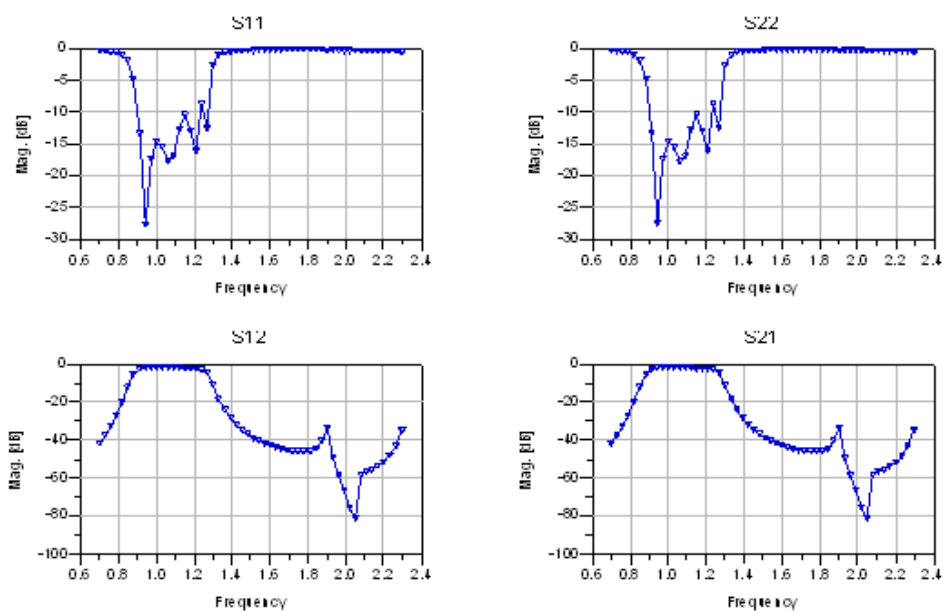


图 10 输出滤波器微带电路版图矩量仿真结果-S 参数

输出滤波器微带电路版图矩量仿真结果-S 参数由图 10 所示。比较图 8 和 10 可知，原理仿真和矩量仿真的结果存在一定的差异，这是由矩量仿真模型并非理想所造成的，但与原理仿真结果大致相同，进一步证明了设计的正确性。

3.2 软件设计

3.2.1 软件流程

控制系统软件设计方案如图 11 和图 12 所示。

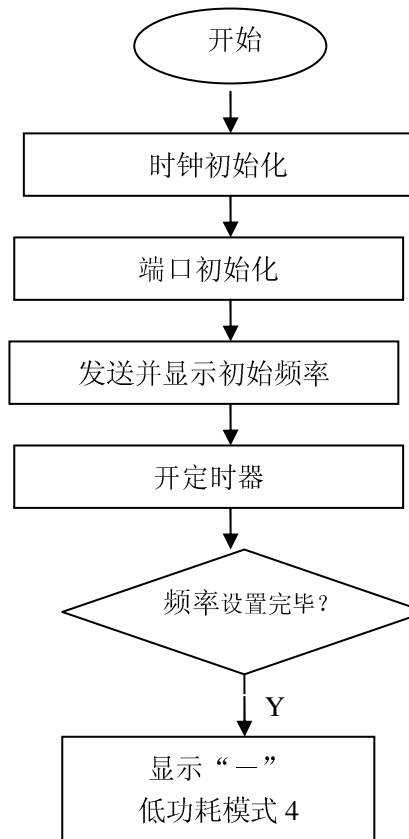


图 11 主程序流程图

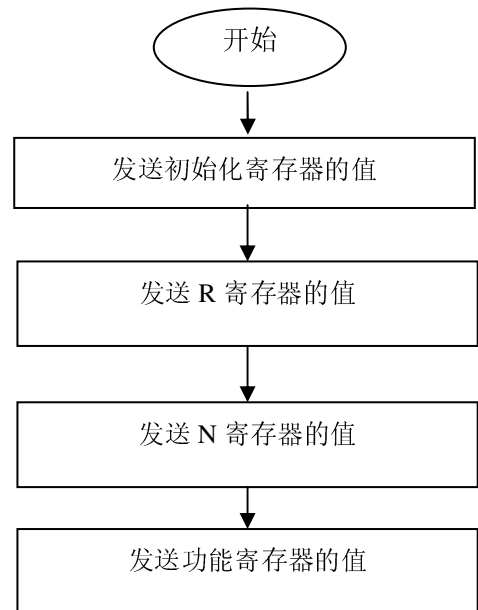


图 12 数据通信流程图

3.2.1 电磁兼容和功耗相关的软件设计要点

- 1) 为了减少功耗，并降低数字系统对模拟信号的干扰，控制数据设置完成后，应将微控制器设为低功耗模式。
- 2) 键盘输入采用中断模式，而不是查询模式，这样键盘输入完成后，数据端口处于静态，这样可以大大降低数字系统对模拟信号的干扰。

4、 作品性能测试与分析

4.1 系统测试方法

- 1) 将电源调至 7~8V，接通电源，此时电流约为 20mA；
- 2) 将信号源右侧的 SMA 接头接到频谱仪上；
- 3) 此时数码管上显示初始频率值，为 990MHz，按 F/P 切换至输出功率，初始值为-5dBm；
- 4) 显示频率时，改变闪烁位可以改变输出频率的值，按 F/P 切换至显示功率，改变闪烁位可以改变输出功率，按左移(L)或右移(R)可以改变闪烁位；
- 5) 当输出信号频率和功率显示都正确时，观察频谱仪上相应的频率和功率，并判断是否与设置

一致。

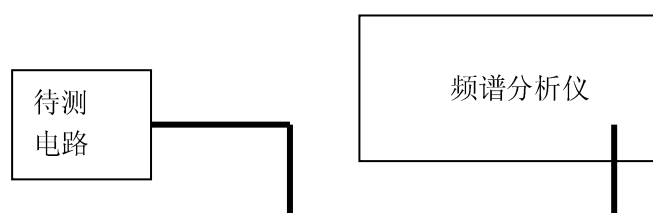


图 13 系统测试方法示意图

4.2 作品测试性能数据

测试结果如表 2 所示。

表 2 系统性能测试结果

频率范围	848~1118MHz
频率精度	50KHz
功率范围	-57dBm~-5 dBm
功率精度	1dB
相位噪声	-72 dBc/Hz, 100 KHz
杂散抑制	>53 dBc
输出阻抗	41~61 Ohm

4.3 测试结果分析

频率范围通过单片机设置可以达到 848~1118MHz; TRF3750 的参考频率为 100MHz, R 分频器的分频比通过软件可以设置为 2000, 所以频率精度可以达到 50KHz 的要求; 功率通过频谱仪的测量也可以判断准确度; MA/COM 公司的 AT65-0263 数字衰减器芯片的功率精度为 1dB, 通过使用 AT65-0263 芯片, 可以使功率精度为 1dB; 测量相位噪声时由于测试条件有限, 频谱仪精度不够, 所以测得在 ± 100 KHz 时相位噪声为 -60 dBc/Hz, 考虑仪器的缺陷, 预测如果使用精度较高的频谱仪测量, 估计相位噪声测量值可以达到 -80 dBc/Hz 以上; 杂散主要由 2SC3358 构成的末级放大器造成, 因为在放大器的输入功率已经比较大, 最佳的方法是使用功率合成 (从电路简化考虑, 本设计未使用), 否则, 大的输入信号使得放大器工作在非线性状态, 故合成的频率再与参考频率组合, 产生许多频率分量; 输出阻抗可以通过测量末级带通滤波器的反射系数来计算, 根据反射系数公式^[6] $\Gamma_L = (Z_L - Z_0) / (Z_L + Z_0)$, 使用标量网络分析仪测量。 Γ_L 在通带范围内测得为 -10dB, 而特性阻抗 Z_0 为 50 Ohm, 所以计算得到 Z_L 为 41~61 Ohm。

5、总结与展望

本系统使用 TI 公司提供的芯片 TRF3750 和 OPA365, 再与 VCO 形成锁相环频率合成器; 使用 TI 公司提供的 MSP4390F149 单片机控制锁相环的输出频率, 控制输出衰减器来控制输出功率, 整个电路没有为达到某一目而刻意增加冗余设计, 使得电路简捷, 其功能发挥充分。

此外, 本设计具有如下特点:

(1) 在设计过程中, 部分电路先采用原理仿真, 部分电路还进行了电磁仿真, 使得设计更加可靠;

(2) 末级的微带带通滤波器涉及微波的知识, 超出了高校专科生一般电子专业学科的知识范围, 就此频段电路设计水平而言, 在省内高校本专科学子中处于较领先的地位;

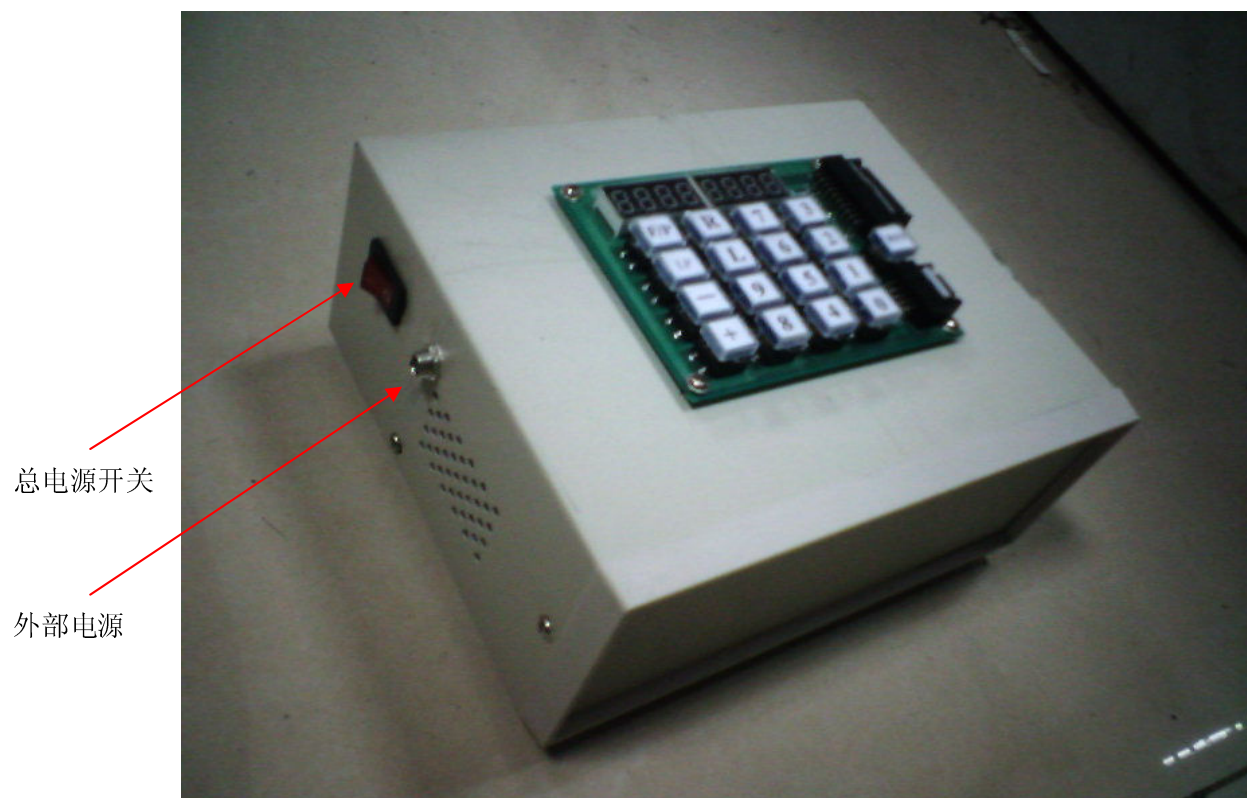
(3) 经过核算, 作品的成本不超过 400 元人民币。因此, 虽然本系统指标与射频信号源高端

产品差距较大，但性价比毫不逊色。射频信号源的市场价格比较高，尤其到 VHF 以上频段价格非常昂贵，即使条件好的高校，在射频微波电路的教学过程中，也不可能大量配置。在此情况下在开发这种频段较高的信号源，供高校在相关课程的教学使用，对提高无线电技术专业学生的培养质量，具有非常重要的现实意义。

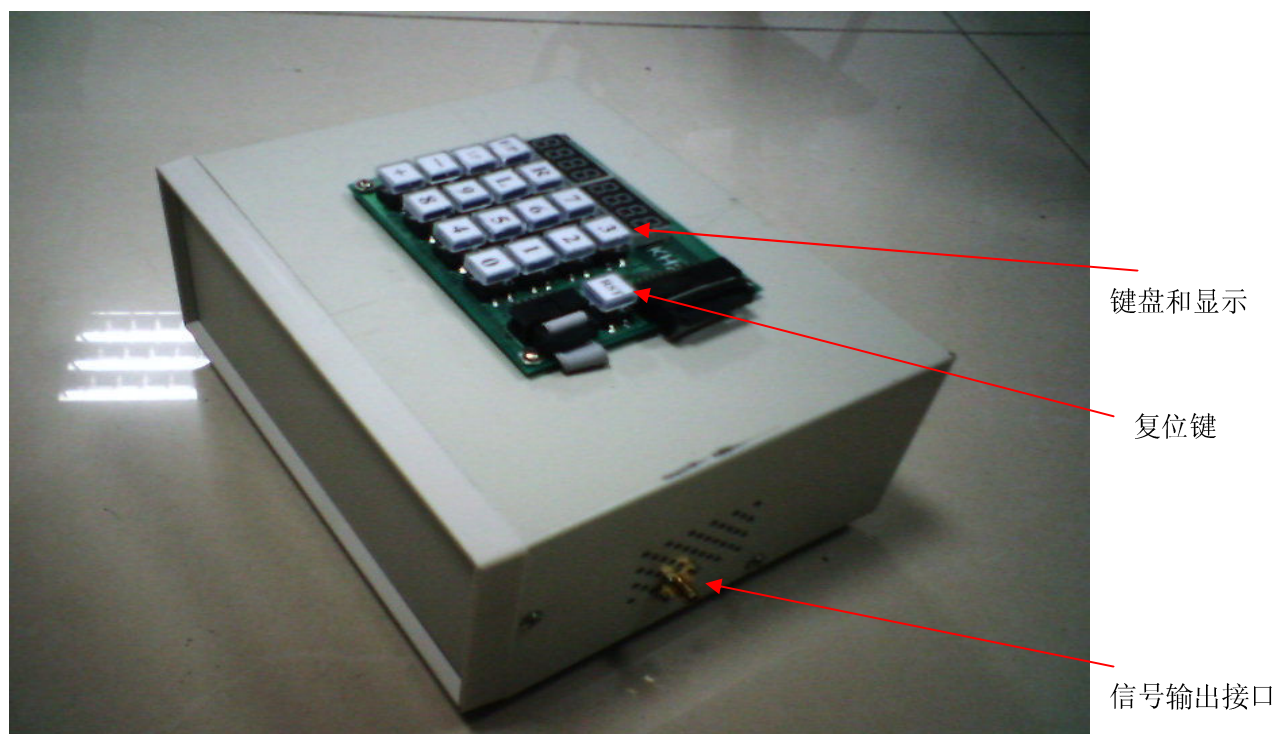
参考文献

1. Floyd M.Gardner 著，姚剑清译.锁相环技术（第三版）.北京：人民邮电出版社，2007
- 2.TRF3750 Datasheet, Texas Instruments, 2004
- 3.OPA365 Datasheet, Texas Instruments, 2006
- 4.Guillermo Gonzalez Gonzalez 著，白晓东译.微波晶体管放大器分析与设计. 北京：清华大学出版社，2003
5. MSP430F149 Datasheet, Texas Instruments, 2004
- 6.David M.Pozar 著，张肇仪等译.微波工程（第三版）.北京：电子工业出版社，2006

附录(1) 整机外观图



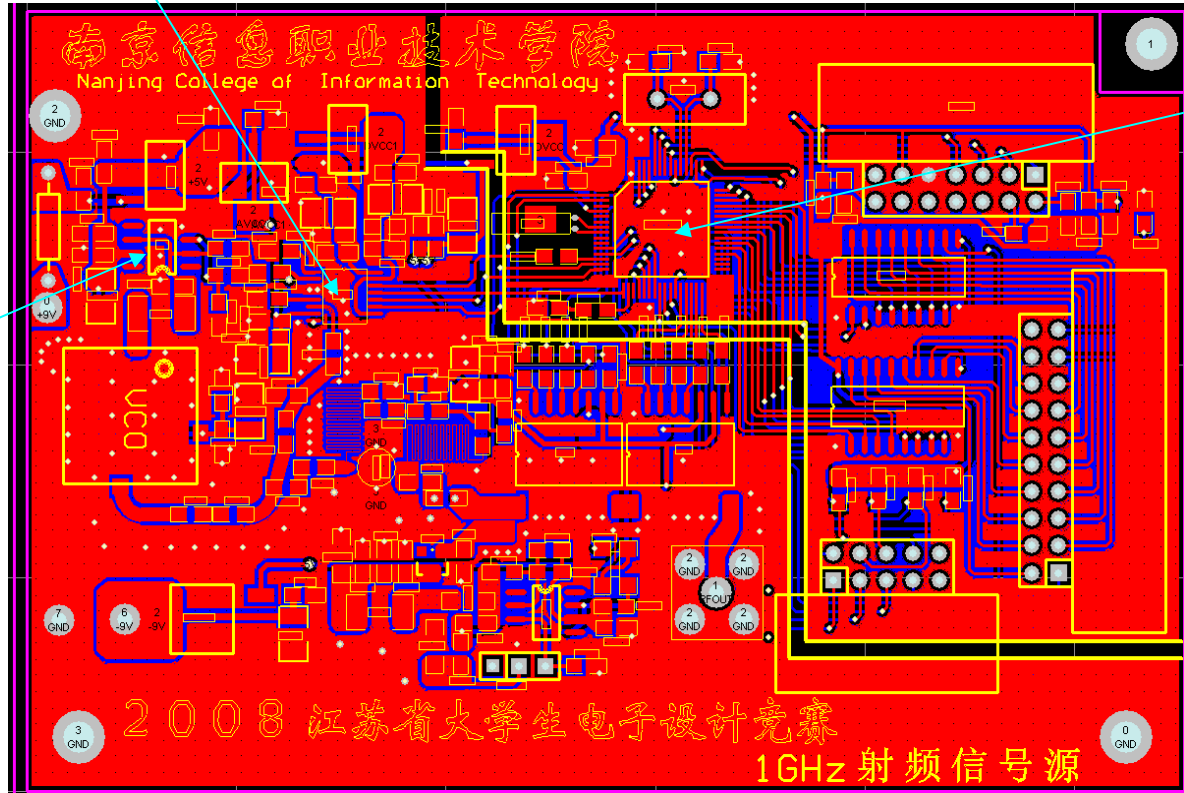
(a) 左侧视图



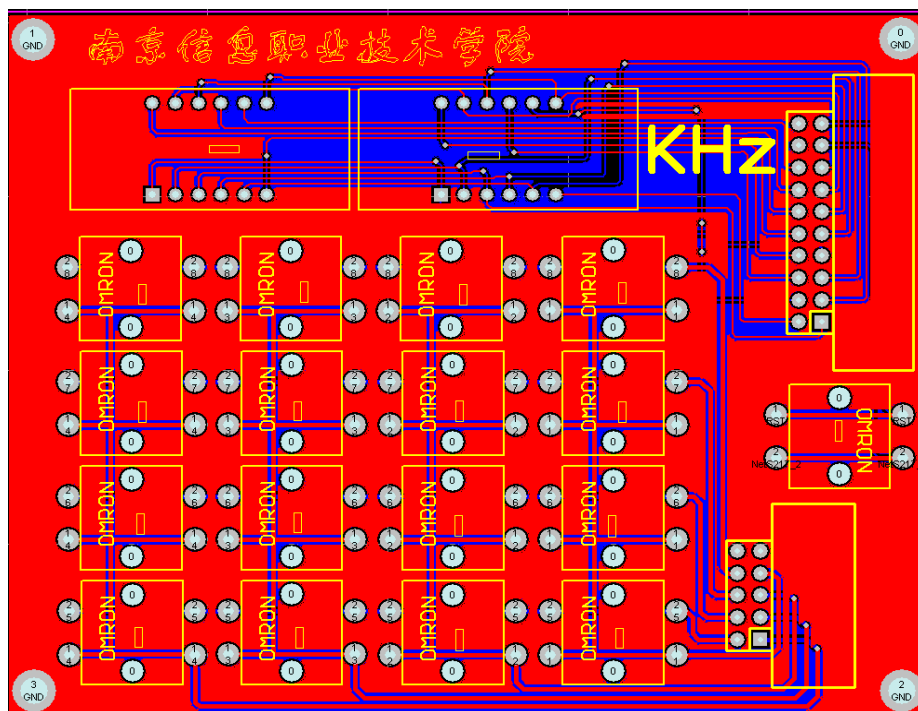
(b) 右侧视图

附录(2) 系统 PCB 版图

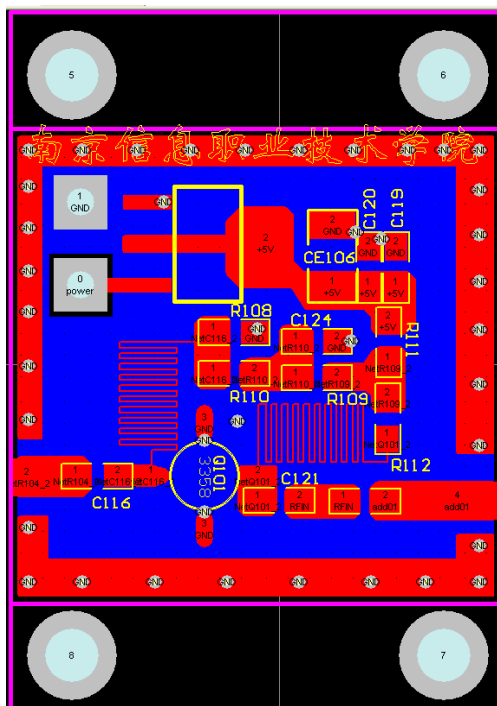
TI 公司器件
TRF3750



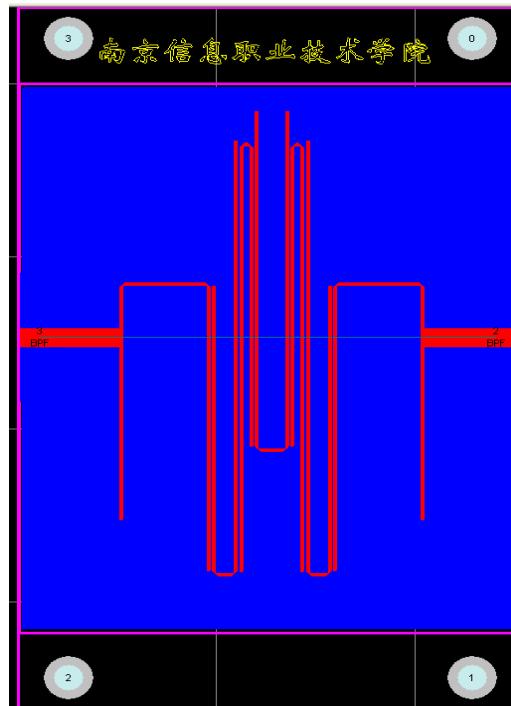
(a) 主电路



(b) 键盘和显示



(c) 放大器



(d) 微带带通滤波器

多功能计数器

指导老师：黄根春

队员及年级：伍玉、陈林辉、夏效禹

2006 级

学校及院系：武汉大学电子信息学院

摘要：本系统以单片机和 FPGA 构成的最小系统为控制核心，由宽带放大模块，比较整形模块，频率、相位差测量模块等模块构成。在 FPGA 内采用等精度测频法测出频率和周期，可实现对有效值为 0.005V~5V，频率范围 1Hz~35MHz 信号的频率、周期的测量。用计数法测出相位差，可实现对有效值 0.5V~5V，频率 10Hz~100KHz 信号的相位差测量。系统功能由按键控制，可对测量结果实时显示，人机交互界面友好，达到了较好的性能指标。另外我们系统还具有自动校准和手动校准的功能。

关键字：

等精度测频法 相位测量 程控放大

Abstract: This system is built upon the core of 89C55 microcontroller (MCU) and FPGA, consisting of the following functional blocks:programmable amplifier module, comparator module, frequency and phase difference testing module.We implement the equal accuracy frequency-examining technique and it manages to test the frequency and circle of signal which ranges from 1Hz ~ 35MHz and the amplitude of which ranges from 5mVrms to 5Vrms.We manage to detect the phase difference of signal,the amplitude of which range from 0.5Vrms to 5Vrms and the frequency of which range from 10Hz to100KHz.The function of the system is controlled by certain designed keys,while the LCD display shows the results.The system reaches excellent capability and is friendly interfaced. Our system also has the function of automatic calibration and manual calibration of frequency.

Keywords:

Equal accuracy frequency-examining method
Programmable amplifier

Phase difference testing

1 方案设计

1.1 理论分析

① 频率和周期测量方法分析

采用等精度测频法，其测量原理时序如图 1.1 所示。由待测信号 F_x 和预置门 $Gate_p$ 来控制精确门(同步门) $Gate$ 。预置门内的第一个 F_x 的上升沿到来时精确门 $Gate$ 开启，在预置门结束后的第一个 F_x 的上升沿时刻， $Gate$ 关闭。在精确门内，分别对待测信号 F_x 和 高频标准脉冲 F_o 计数，计数值分别为 NA 和 NB 。被测频率

$$F_x = \frac{NA}{NB} \times F_o, \text{ 取 } F_o = 40MHz。$$

在实际测量过程中，由于采用了等精度测频法，精确门 $Gate$ 正好是 F_x 的整数倍，所以对 F_x 的计数值 NA 不存在误差，而对 F_o 的计数值 NB 存在 ± 1 的误差。因此系统的相对误差

$$\frac{\Delta F_x}{F_x} = \frac{(\frac{NA}{NB-1} \cdot F_o - \frac{NA}{NB} \cdot F_o)}{\frac{NA}{NB} \cdot F_o} \approx \frac{1}{NB}$$

当 $T \approx 1s$ ， $F_o = 40M$ 时， $\Delta F_x \approx \frac{1}{40} \times 10^{-6} Hz$ ，可以满足题目要求。

当测量的低频段信号的频率低于预置门频率时，在精确门内就无法计数了。由于题目最低待测频率为 $1Hz$ ，且门限可以为 $1s$ ，等精度测频法可以满足要求。

② 相位测量方法分析

设 $IN1$ 和 $IN2$ 为两路输入信号经过整形得到的方波信号， $Gate2$ 为 $IN1$ 和 $IN2$ 经过异或之后得到的脉冲信号， F_o 为 FPGA 内部的标准高频脉冲信号。将 $IN2$ 进行八分频，结合单片机控制，可以得到一个动态门控信号

$Gate1$ 。

动态门控与脉冲信号相“与”，可以得到门限内的有限个脉冲信号 $Gate2$ 。易知， $Gate1$ 中含有 $IN2$ 的 4 个周期， $Gate2$ 含有 8 个异或脉冲。在其中分别对

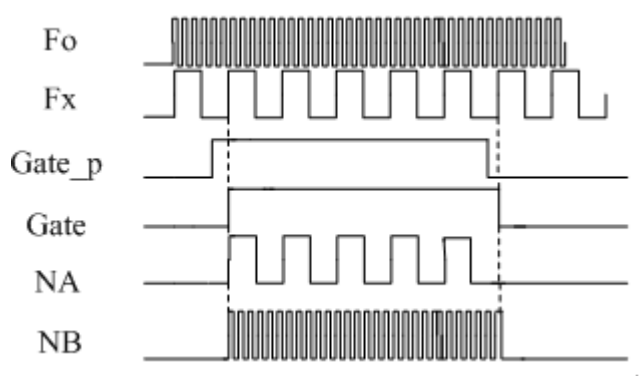


图 1.1 测频时序图

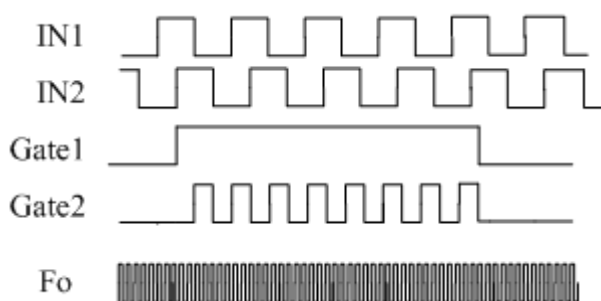


图 1.2 测相时序图

clk 进行计数，分别得到计数值 M 和 N。当 $0^\circ < \varphi_1 - \varphi_2 < 180^\circ$ 时，根据公式

$$\Delta\varphi_0 = \varphi_1 - \varphi_2 = \frac{N/8}{M/4} \times 360^\circ, \text{ 可以精确地测得相位差绝对值。其时序图如图 1.2}$$

所示。由于对高频脉冲计数可能存在 ± 1 的误差

$$\delta_{\max}(\Delta\varphi) = \Delta\varphi' - \Delta\varphi = \frac{1}{2} \times \frac{N+8}{M-1} \times 360^\circ - \frac{1}{2} \times \frac{N}{M} \times 360^\circ$$

$$\text{即 } \delta_{\max}(\Delta\varphi) = \frac{4}{M-1} \times 360^\circ \approx \frac{1440^\circ}{M}$$

在 $F=100\text{KHz}$ 时, $M_{\min} \approx 1600$, 则 $\delta_{\max}(\Delta\varphi) \approx 0.9^\circ$, 满足题目测量准确度为 1° 的要求。在 $\Delta\varphi = \varphi_1 - \varphi_2 < 180^\circ$ 时, 可以直接用公式(2)得到相位差, 即 $\Delta\varphi = \Delta\varphi_0$ 。当 $\Delta\varphi = \varphi_1 - \varphi_2 > 180^\circ$ 时, 相位差 $\Delta\varphi = 360^\circ - \Delta\varphi_0$ 。

为了判断 $\Delta\varphi$ 的区间, 我们在 FPGA 内部生成一个 D 触发器, 以 IN1 为触发器的数据输入, IN2 为触发器的时钟输入, 若触发器输出端为高电平, 则 $0^\circ < \Delta\varphi < 180^\circ$, 若输出端为低电平, 则 $180^\circ < \Delta\varphi < 360^\circ$ 。

1.2 器件选择

① 比较整形模块

对正弦波进行频率测量, 需要先将其整形为方波。而信号频率范围从 1Hz 到 35MHz, 一般的比较器无法达到这么宽的频率范围, 于是我们采用两个 TI 公司的比较器 TL3116 和 LM311, 分别用做高频信号和低频信号的比较整形。

TL3116 是一款超高速的比较器。它的输入共模电压可以达到负供电电压值, 适合对地电平敏感的应用场合。它的偏置电压很小, 精度很高。速度极快, 且功耗很低, 在标准情况下, 只需要 12.7mA 的电流就可以达到低至 10ns 的传输延迟时间。使用它来进行 35MHz 信号的比较整形, 非常适合。

LM311 是一款高速比较器, 响应时间稍大于 100ns。是一款用途很广泛的通用芯片。采用这款比较器对低频信号进行整形, 效果很好。

② 宽带放大器模块

为了实现频率 1Hz 到 35MHz 信号的准确测量, 需要采用宽带放大器。宽带集成运放的突出性能是很高的增益带宽积、极大的电压摆率。一般情况下, 电流反馈型运放在频率响应上的性能要优于电压反馈型放大器。但电流反馈型放大器的宽带特性导致了噪声增大。Ti 公司的 OPA637 是一款宽带的电压反馈型运放, 且噪声很低。由于本系统需要处理幅度很小的信号, 放大器的噪声对系统性能影响很大。于是我们舍弃高带宽电流反馈型运放 AD811, 而选择 Ti 公司的 OPA637。

OPA637 是一款高精度高速 Difet 运算放大器。绝缘隔离 FET(Difet)技术能够制造精度非常高的低噪声运算放大器。Difet 工艺还使寄生电容和输出晶体管饱和效应减至最小,从而改进带宽特性并获得了更宽的输出摆幅。它的 Difet 制造工艺使之在不引入附加输入电压噪声的条件下获得非常小的输入偏置电流。如此低的输入偏置电流保证了它的共射共基电路具有很宽的共模输入电压范围。

Ti 公司的 OPA637 具有高增益带宽积、高摆率、低噪声的特性。在频率为 10KHz 时噪声只有 $4.5nV/\sqrt{Hz}$ 。它的建立时间很短,450ns 可以达到 0.01%,摆率可达 135V/us。当增益 $G \geq 5$ 时输出很稳定。尽管处理频率高于 10MHz 的信号时,输出信号会有一定衰减,但是已经能够满足后级比较器的输入信号幅度要求。

③峰值检波模块

在进入模拟开关之前,需要进行峰值检波,通过测得的信号的幅值确定模拟开关的通道。峰值检波后级为一级射级跟随器,起到模块间隔离的作用。射随电路使用了 Ti 公司的精密运放 OPA602。

它是一款高精度、宽带运算放大器。Difet 结构使之成为独特的高速和高精度的特性完美结合的运放。它的宽带设计将其动态误差最小化。OPA602 独特的共射共基输入电路保证了它的低输入偏置电流以及在满量程输入共模电压范围内的高精度输入特性。这款运放具有 6.5MHz 的带宽,35V/us 的摆率,最大的偏置电压为 $\pm 250\mu V$,最大偏置电流为 $\pm 1pA$ 。建立时间较短,在 1us 内可以达到 0.01%。单位增益输出稳定而且可以驱动高达 1500pF 的容性负载。

④相位测量模块

在相位检测模块中,为了防止引入额外相差,我们采用了 Ti 公司的双路放大器 TL052 进行前级幅度调理,采用双路比较器 TLC372 进行比较整形。

TL052 是一款增强型结型场效应管低偏置运算放大器。在标准情况下,TL052 摆率为 20V/us,速度较快,且功耗很低。

TLC372 是一款 LinCMOS 双差分输入比较器。它的输入电压范围很宽,可达 2V ~ 18V;耗尽电流很小,在 5V 时只有 150uA;它具有很高的输入电阻,标准情况下可达 $10^{12}\Omega$,可以直接与高阻信号源相连。内部还集成有静电放电保护电路。它具有极小的输入偏置电流,标准情况下只有 5pA;具有极低的输入偏置电压,最大情况下有 5mV。

1.3 设计方案论证

①测频、测周方案

将信号比较整形为等频率的方波,再送入 FPGA 内进行频率测量。

方案一:直接测频法。在确定的闸门时间内,利用计数器记录待测信号通过的周期数,从而计算出待测信号的频率。此方案对低频信号测量的精度很低,较

适合于高频信号的测量。

方案二：测周法。以待测信号为门限，记录在此门限内的高频标准时钟的数量，从而计算出待测信号的频率。但被测信号频率过高时，由于测量时间不足会存在精度不够的问题，此方案适于低频信号的测量。

方案三：等精度测频法。其精确门限由被测信号和预制门控制共同控制，测量精度与被测信号的频率无关，只与基准信号的频率和稳定度有关，因此可以保证在整个测量频段内测量精度不变。因此我们选取方案三。

②相位测量方案

方案一：波形分析法。同时对输入两路信号进行等间隔采样，然后经过统计计算确定两路波形的时间间隔 ΔT ，由此计算出相位差。该方法需要软件对大量的波形数据进行处理，实现复杂，且精度不易提高。

方案二：相位电压转换法。具体实现方法有采样法(低通滤波法)和积分法。

采样法是将两路待测信号整形成为方波信号后进行逻辑“异或”，异或输出的电压的直流成分反映了两路信号的相位差。这种方法操作简单，但由于存在滤波环节，测量精度不易提高。

积分法可以消除采样法中低通滤波器引入的误差，将异或输出的脉冲电压送至积分器，通过计算充电放电时间 t_1 、 t_2 可以得到相位差。这种方法测量精度较高，但这种方法对积分电路和放电电路要求很高，受分立元件的参数影响很大。

方案三：计数法。将两路信号经过整形和异或后，所得的输出脉冲的占空比能反应相位差的大小，对异或脉冲进行填充计数，可以测得其相位差。采用多周期同步计数法，可使量化误差大大减小，精度也完全可以达到题目要求。

综上所述，选取方案三。

③信号采集与调理方案

由于测频、测相输入信号的幅度最小为 $0.005V_{rms}$ ，而比较器能检测到的输入信号的幅度有最低限制。两信号幅度的差异可能会引入额外误差。因此信号需要进行调理后才可送入比较器整形。

方案一：将信号进行限幅放大。但这样会将噪声放大，引入不稳定因素。

方案二：根据信号幅值分级放大。利用峰值检波大体检测出信号的幅度范围，单片机根据峰值选通模拟开关的不同通道，分别进行不同增益的放大。该方案可以很好地解决宽幅度范围的输入信号调理的问题，于是我们选取方案二。

2 系统实现

2.1 硬件设计

2.1.1 系统框图

根据以上的方案论证与比较，对于待测频率信号，先将信号经过峰值检波电

路,再由 AD 转换测出信号幅度的大小,然后由单片机控制模拟开关选择相应的放大通道,使得不同幅度的信号都放大到比较器的正常比较范围。用 TL3116 和 LM311 分别对高频信号和低频信号进行整形后进入 FPGA 的测频模块,可精确地测得信号频率和周期值。对于两路待测相位信号,先将其用双运放 TL052 进行幅度调理后再通过双路比较器 TLC372 进行比较整形,所得方波信号输入到 FPGA 的测相模块。系统的总体框图如图 2.1 所示。

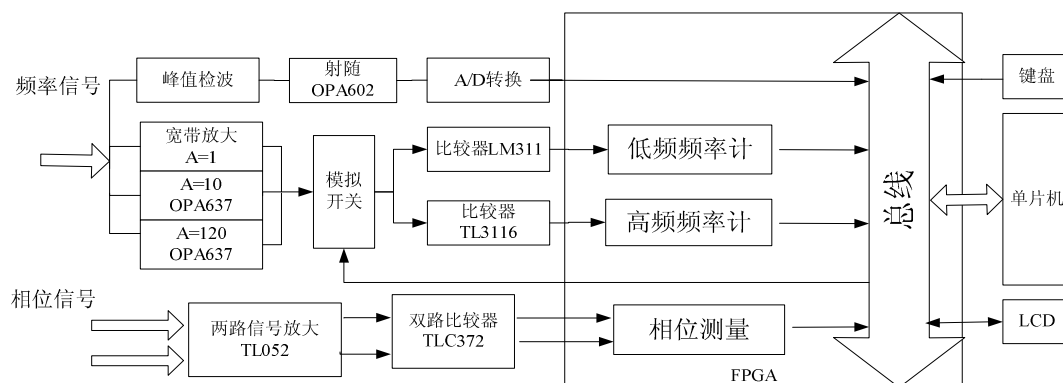


图 2.1 系统框图

2.1.2 功能模块设计

① 峰值检波模块

在进入模拟开关之前,需要进行峰值检波,通过测得的信号的幅值确定模拟开关的通道。峰值检波电路是由二极管电路和电压跟随器组成,其工作原理为:当输入电压正半周通过时,检波管 D2 导通,对电容 C1 充电,直到到达其峰值。三极管的基极由单片机控制,产生 10us 的高电平使电容放电,以减少前一频率测量对后一频率测量的影响,提高幅值测量精度。其中 D1 处于常导通状态,用以补偿 D2 上造成的压降。电容 C1 的取值需根据被测信号的频率合适的选取,此电路中的二极管使用高频二极管,可大大提高测量范围的频率上限。其电路图如图 2.2 所示。

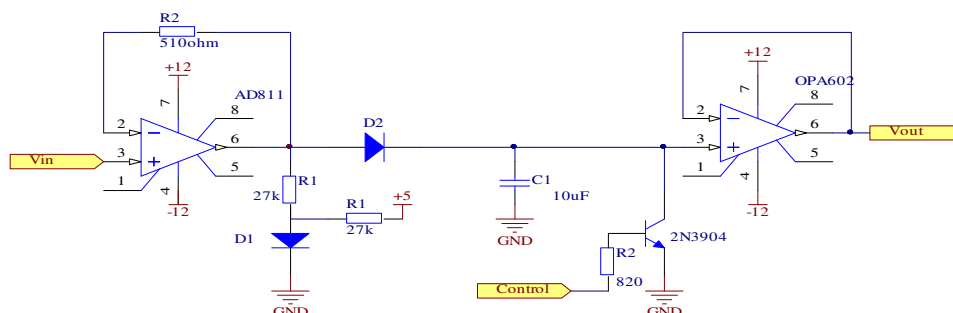


图 2.2 峰值检波模块

② 宽带通道放大器分析

为了检测有效值 0.005V~ 5V 的信号(即 V_{p-p} 为 0.014V~14V)的频率,而高频比较器 TL3116 能检测到的输入信号的最小幅度 $V_{p-p}=0.8V$,因此需要对信号

进行程控放大。当测得的信号峰峰值 $V_{p-p} < 0.1V$ 时，设定放大倍数为 120，当 $0.1V < V_{p-p} < 1V$ 时设定放大倍数为 10，当 $V_{p-p} > 1V$ 时，设定放大倍数为 1。

以 MAX309 为模拟开关，用 OPA637 接成一级同相放大器进行 10 倍增益放大。用两级 OPA637 级联进行 120 倍放大。其原理图如图 2.3。

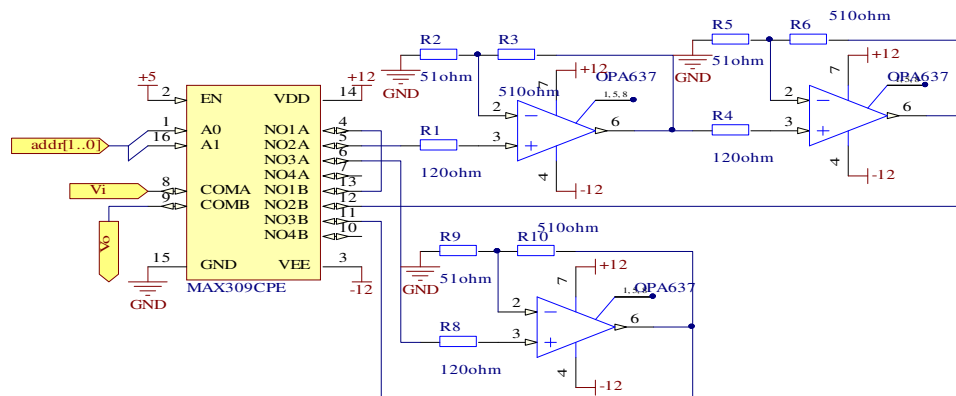


图 2.3 宽带放大器

③比较整形电路

在测频、测周部分，由于我们没有带宽由 1Hz 到 35MHz 的比较器，所以采用分段处理的方法实现整个频带的测量，高频部分用 TI 公司的 TL3116 实现，低频部分采用 LM311。为抑制干扰引起的误翻转，我们采取了带正反馈的滞回比较电路的形式。在反相输入方式时，其正向阈值电压 $u_+ = \frac{R_2}{R_2 + R_F} \times 5V$ ，对应

比较后信号的下降沿。负向阈值电平为 0V，对应于比较后信号的上升沿。故输出信号的上升沿仍属过零比较。其电路图如图 2.4 所示。

测相的两路信号经过整形，要使产生的额外相差最小，必须保证两路通道参数的一致性，选用 TI 公司的双路比较器 TLC372。其电路图如图 2.5 所示。

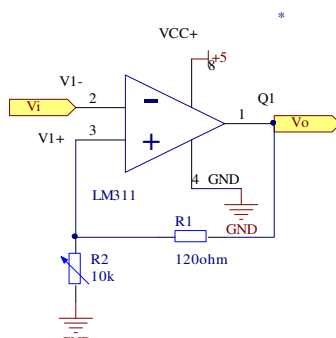
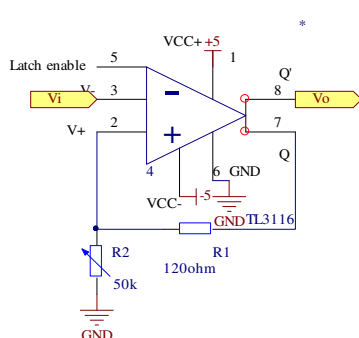


图 2.4 测频比较整形模块

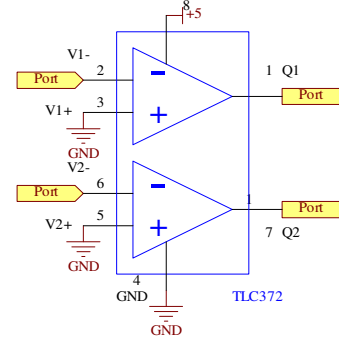


图 2.5 测相比较整形模块

④FPGA 模块

本系统采用数字方法在 FPGA 内部进行频率和相位差的测量。其电路图如图 2.6 所示。其中 fx_h 和 fx_l 分别为高频信号和低频信号输入端。CH1 和 CH2 分别为两路相位信号输入端。

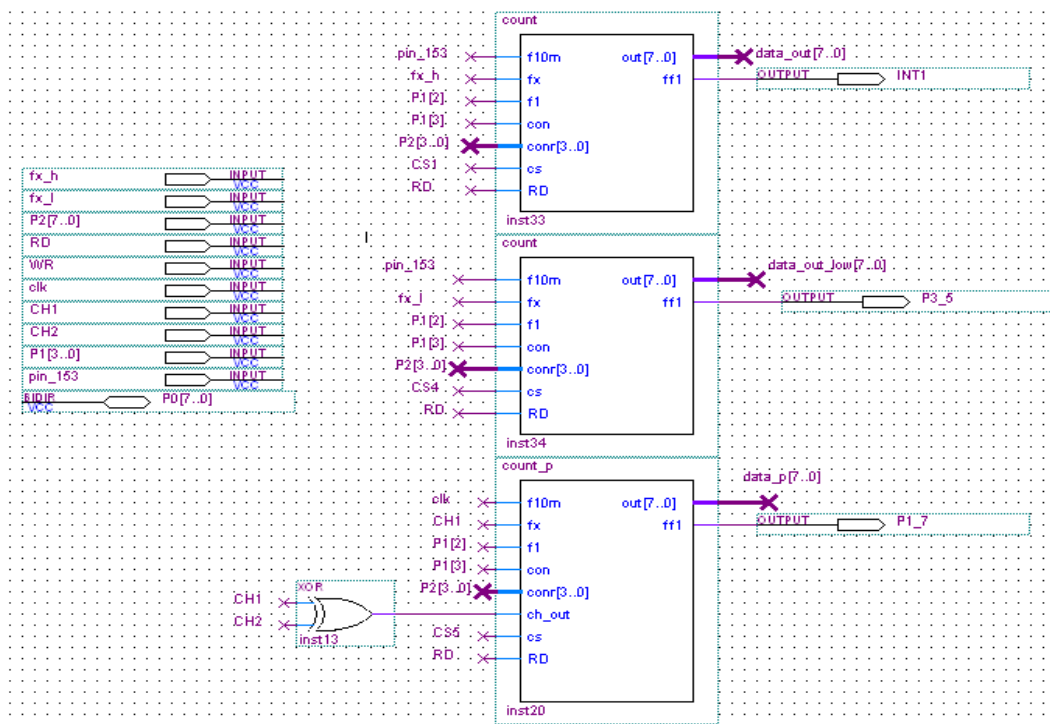


图 2.6 FPGA 中测频、测相模块

2.1.3 硬件设计注意事项

该系统需要处理高频小信号，硬件设计上需要应用抗干扰技术。

①防止数字信号与模拟信号耦合造成干扰

由于系统为数字系统与模拟系统相互联系的混合系统。由于模拟信号与数字信号在频域中的分布情况不同，数字信号更容易进入不属于它们的电路中，造成干扰。采用如下方法解决数字信号与模拟信号的耦合问题：数字信号尽可能远离模拟信号；若两信号不得不交叉，尽可能以 90° 交叉；在模拟信号与数字信号之间设置屏蔽；在数字地和模拟地之间接电感线圈防止两地线之间串扰。

②防止电源的干扰

由于单片机及一些接口电路为数字电路，在电源电路会产生峰值很大的尖峰电流，供电电源是外部瞬时脉冲窜入系统的主要通道，必须对其采取必要的抗干扰措施：采用 $0.01 \sim 0.1\mu\text{F}$ 的电容加在电源线和地线之间，作为旁路电容滤除纹波；在数字芯片的电源输入处采用一个 $0.1\mu\text{F}$ 的瓷片电容和一个 $220\mu\text{F}$ 的电解电容并联形成电荷池接地，有效地抑制了数字芯片对电源的影响；电容连线靠近电源端并尽量粗短，最好是直接用焊锡连接。

2.2 软件设计

2.2.1 软件流程

本系统软件部分由单片机和 FPGA 组成，单片机主要完成人机交互部分的处理和系统的控制，FPGA 主要完成测频、测周和测相的实现。整个软件系统的设计中模块化思想贯穿始终，采用菜单选择所用功能。程序流程图如图 2.7 所示。

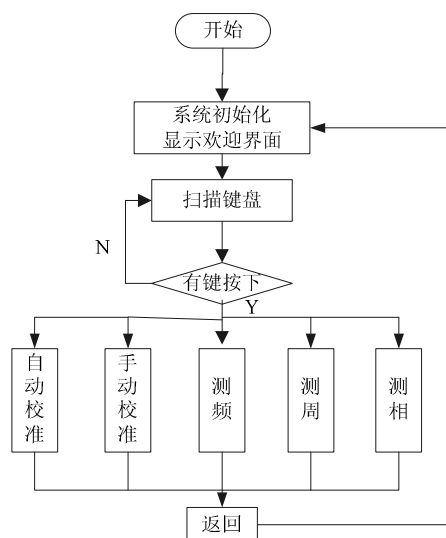


图 2.7 程序流程图

2.2.2 软件设计注意事项

- ①模块化编程。各个模块具有一定的独立性和可移植性，在调试过程中更容易寻找到程序漏洞，在修改程序时，也不会影响其他模块的实现。
- ②优化程序。充分利用单片机内部有限的资源，提高程序运行的效率。
- ③提高程序可读性。变量命名，函数命名体现其功能，使程序逻辑清晰；另外程序中的注释也必不可少。这对于系统的调试和维护具有很重要的意义。

3 作品性能测试与分析

3.1 系统测试方法及测试数据

① 测频、测周输入信号频率范围测试

由函数发生器产生单一频率 $V_{rms}=1.5V$ 的正弦信号，改变信号频率。

表一 输入信号频率范围测试数据

频率	真实值	1Hz	1kHz	100kHz	1MHz	35MHz
	测试值 (Hz)	1.000001	1.000000K	100.0000K	1.000001M	34.99998M
	误差	10^{-6}	0	0	10^{-6}	2.5×10^{-7}

②测频、测周输入信号幅度范围测试

由函数发生器分别产生 $F=1Hz$ 、 $10MHz$ 的正弦信号，改变信号的幅度。

表二 输入信号幅度范围测试数据

幅度有效值	0.005V	0.1V	幅度有效值	1V	5V
$F=1Hz$	1.000001	0.999999	$F=10MHz$	10.00001M	10.00001M
误差	10^{-6}	10^{-6}	误差	10^{-6}	10^{-6}

③测相输入信号频率范围测试

改变自制测相网络的相位差，可以测得三个频率点的相位值。

表三 输入信号频率范围测试数据

频率	10Hz	1kHz	100kHz
实际相位	20°	90°	300°
测量相位	20.2°	90.5°	300.8°

误差	0.2°	0.5°	0.8°
----	------	------	------

④测相输入信号幅度范围测试

测相网络的相差固定为 45°，改变输入信号幅值，进行测试。

表四 输入信号幅度范围测试数据

Vrms	0.5V	1V	3V	5V
相位差	45.1°	45.4°	45.6°	45.2°

3.2 系统性能概览

表五 系统性能指标

题目要求			完成情况
基本部分	频率、周期测量	频率范围：1Hz~1MHz	完成
		幅度范围：0.5Vrms~5Vrms	完成
		测量误差 $\leq 10^{-3}$	完成
	相差测量	量程：0~360°； 测量准确度：1°； 分辨率：0.1°	完成
		频率范围：10Hz~100kHz； 信号幅度范围：0.5Vrms~5Vrms	完成
发挥部分	扩大测频、测周输入信号动态范围		扩展到 0.005 Vrms~5Vrms
	扩展了测频、测周的频率		扩展到 1Hz 到 35MHz
	测频误差 $\leq 10^{-6}$		完成
	其他		系统具有自动校准和手动校准功能

3.3 误差分析

①频率测量

频率测量采用等精度测频法，计算在精确门限内的高频标准脉冲个数和待测信号的周期数。对于高频标准脉冲的计数可能会产生 ± 1 的误差。但是由于我们采用 40M 的高频标准脉冲，在闸门时间为 1s 的情况下，根据公式(1),误差可以控制在 10^{-6} 以内，甚至达到 10^{-7} 。实际上，我们测试的结果也证实了这一点。

②相位差测量

相位差的测量采用计数法。在动态门框内对高频标准脉冲进行填充计数。同样也可能产生上述 ± 1 的误差。但是由于我们需要测量的信号范围在 10Hz 到 100KHz, 根据公式(3), 可能产生的最大误差也只有 0.9°，可以满足题目的要求。

3.4 改进措施

- ①在单片机的运算能力范围内，使用频率更高的晶振，可以减小系统误差。
- ②在小信号测量时，采用一定的数字信号处理技术，如进行软件滤波等，可以降低外界环境对小信号的干扰对测量的影响。
- ③用一级仪器放大器对小信号进行处理，仪器放大器的共模抑制比很高，对于小信号处理效果很好。这样改进，可以再度降低被测信号的幅度。

4 附录

系统由 5 个模块构成：控制核心模块，峰值检波模块，程控放大模块，测频比较整形模块，相位测量模块。

控制核心模块集成了单片机，FPGA，键盘和 LCD 等，如图 4.1 所示。

峰值检波模块后级是一级用 Ti 公司的 OPA602 实现的射级跟随器。在程控放大模块中的三片宽带运放为 Ti 公司的 OPA637。在测频比较整形模块中，两片比较器分别是 Ti 公司的 LM311 和 TL3116。在相位测量模块中，一片双运放为 Ti 公司的 TL052，一片双路比较器 TLC372。其具体位置如图 4.2 所示。



图 4.1 控制核心模块

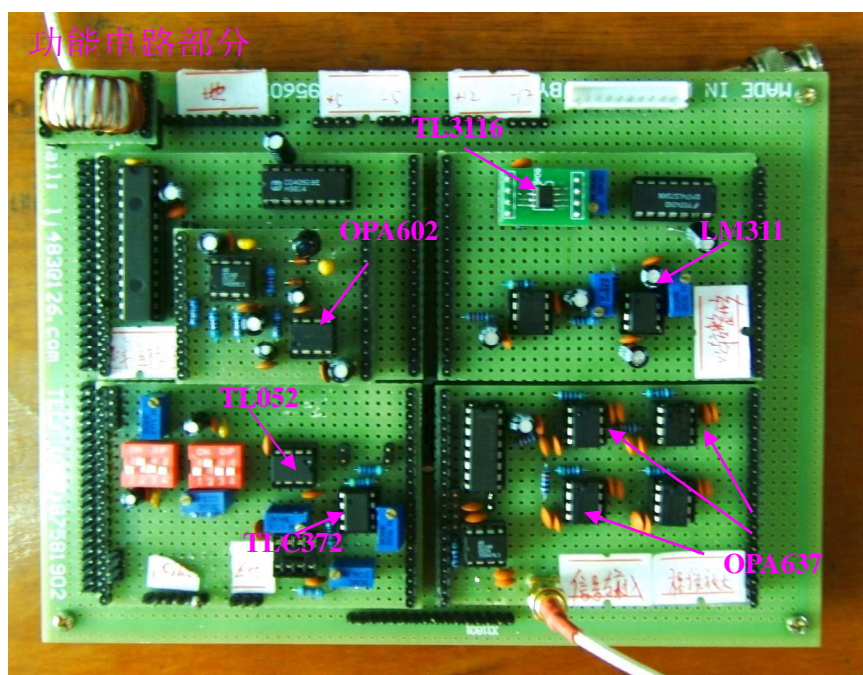


图 4.2 功能电路部分

整体系统如图 4.3 所示。

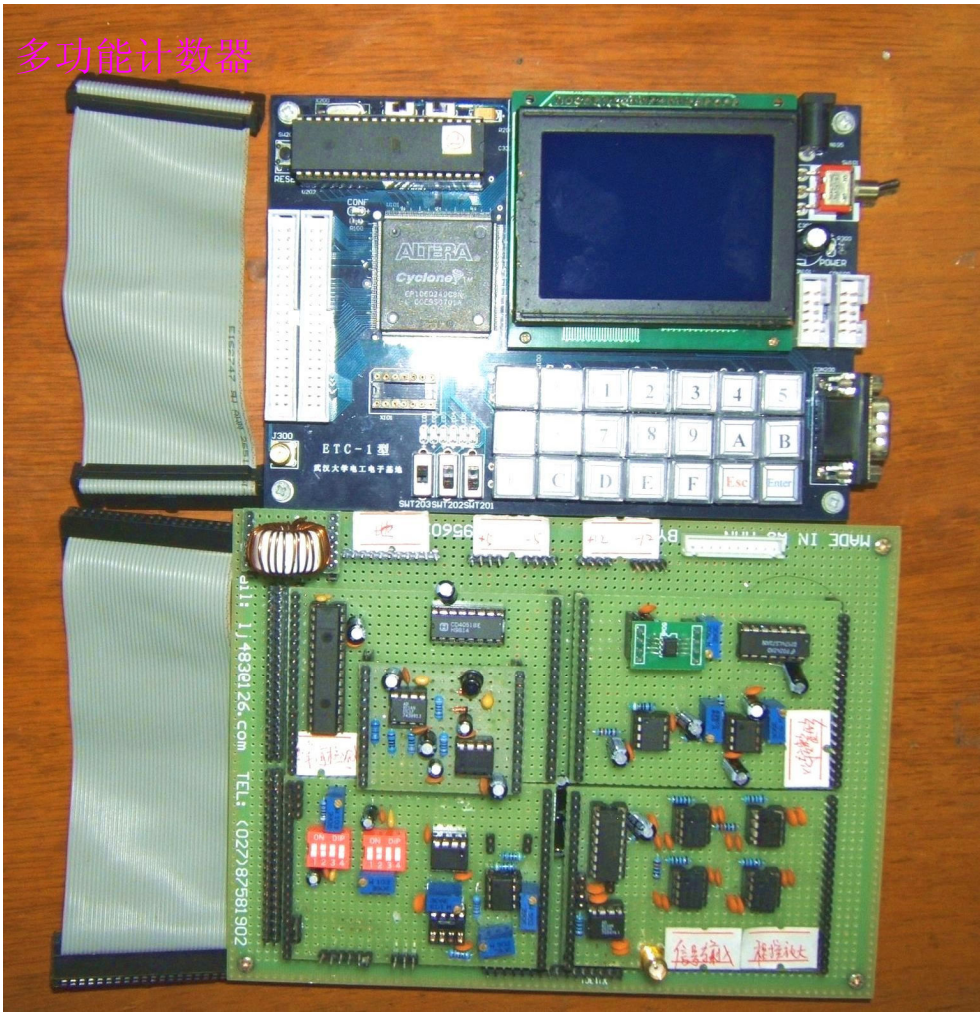


图 4.3 多功能计数器系统

高精度程控电压放大器

学校及院系： 西安通信学院三系

指导老师： 张玉峰 王建华 参赛队员： 张宏亮 周小丽 姚亮（本科四年级）

摘要

本设计以 VCA822、MSP430F2012、DAC7611 芯片为核心，加以其它辅助电路实现对宽带电压放大器的电压放大倍数、输出电压进行精确控制。放大器的电压放大倍数从 0.2 倍到 20 倍以 0.1 倍为步进设定，输出电压从 6mv 到 600mv 以 1mv 为步进设定，控制误差不大于 5%，放大器的带宽大于 15MHz。键盘和显示电路实现人机交互，完成对电压放大倍数和输出电压的设定和显示。

关键词： 程控放大器；高精度；控制电压；电压变换；D/A；A/D。

ABSTRACT

The design with VCA822, MSP430F2012, DAC7611 chip for core, the electric voltage which takes into the circuit realization of the other assistance to take voltage enlarger, the breadth enlarges multiple and outputs voltage to carry on an accurate control. The Amplifier multiple from 0.2-20with 0.1 to on enactment, output electric voltage to take 1mv as partition to enactment from the 6-600mv, control an error margin to be no bigger than 5%, the bandwidth of enlarger is at the 15MHz. Keyboard and manifestation electric circuit carry out person's machine to hand over with each other, completion enlarges the enactment of manifestation and voltage multiple.

Key words: Procedure Controls Amplifier; High accuracy; Control voltage; voltage transformation; D/A; A/D.

1. 作品简介

本设计高精度程控电压放大器以 VCA822、MSP430F2012、DAC7611 芯片为核心，加以其它辅助电路以实现对宽带电压放大器的电压放大倍数、输出电压进行精确控制。

放大器的电压放大倍数从 0.2 倍到 20 倍以 0.1 倍步进设定，输出电压从 6 毫伏到 600 毫伏以 1 毫伏为步进设定，控制误差不大于 5%，放大器带宽大于 15MHz。键盘和显示电路实现人机交互，完成对电压放大倍数和输出电压的设定和显示。本作品通过键盘可设定 6 种工作模式，放大增益实时跟踪模式、放大增益设置模式、放大器宽带工作模式、输出电压实时跟踪模式、放大器输出电压设置模式、放大器宽带（电压输出）工作模式，各模式相互间转换方便，电路工作稳定，操作简单，控制精确。

2. 方案设计

2.1 理论分析

电压增益控制放大器原理框图如图一所示，放大器增益取决于增益控制电压 V_G 。TI 公司的宽带电压增益控制放大器 VCA822 具有这一特性。

2.1.1 VCA822 的控制特性

VCA822 的典型应用电压见图七， V_G 是控制电压输入端，其控制电压范围为 $-1 \sim +1V$ 。当

$V_G = +1V$ 时，电压放大倍数最大。电压放大倍数表示式为：
$$G = 2 \times \frac{R_F}{R_G} \times \frac{V_G + 1}{2}。$$



图一

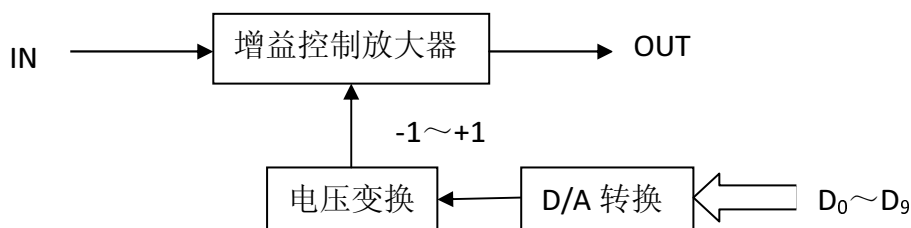
在 R_F 与 R_G 确定的情况下其增益只取决于控制电压 V_G 。

2.1.2 V_G 控制电压的产生

V_G 控制电压可由含调节电位器的电路产生，其优点是 V_G 电压调节连续，缺点精确调节较难，另外也与本设计不相符合，为此可采用 D/A 来产生控制电压 V_G ，原理框图如图二所示。

D/A 转换选用 TI 公司的 DAC7611。DAC7611 为串行输入的 12 位数/模转换芯片，内部参考电压为 2.435V，满刻度电压输出 4.095V，1mV /LSB。

为了程序设计上方便，以及后续处理电路中使用的 MSP430F2012 内部的 A/D 相对应，使用其低 10 位用来产生 0~1V 增益控制电压，0~1V 经电压变换电路产生符合 V_G 要求的 -1~+1V。

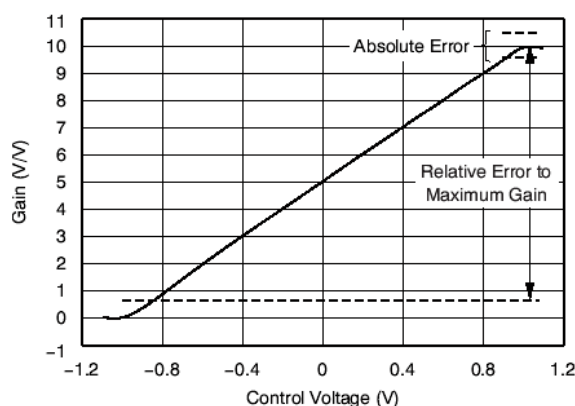


图二

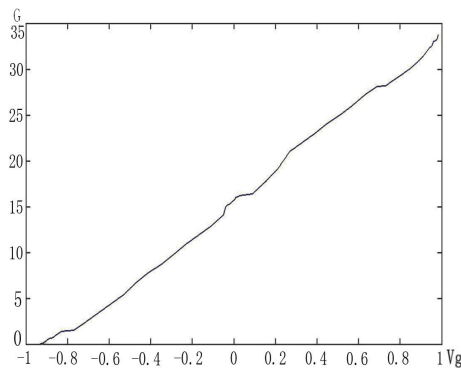
2.1.3 误差修正

图三为 VCA822 数据手册中给出的控制电压与增益误差关系，图四为实测控制电压与增益误差关系。从图中可知控制电压在 -0.8V~+0.8V 范围内具有较好控制线性。另外从实际测量的结果来看，控制电压在接近 0V 时增益误差较大，这主要是由于控制电压产生电路的噪声引起的。

从以上的分析中可以看出，对电压控制增益放大器要想做到精确的增益控制，在实际电路中必须进行控制误差修正。进行控制误差修正可采用以下的方法进行。



图三 控制电压与增益误差



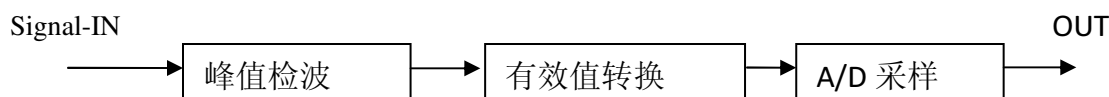
图四 VCA822 的 V_G 电压与增益

(1) 预置修正数据表

可以根据实际测量的数据制作修正数据表对误差进行修正。此种方法受工作条件以及环境温度影响较大。

(2) 闭环跟踪调整

如图五所示，对电压控制增益放大器输出进行峰峰值检波、A/D 转换，以 A/D 输出作为程控增益放大器增益调整依据。此种方法能够对放大器的进行实时跟踪。



图五

2.2 选用 TI 器件的依据，选型理由及所选 TI 器件介绍

2.2.1 选型的依据：

器件选型主要应考虑器件性能满足电路需要，器件性价比高，构成电路外围元件少，使用方便，功耗低；对于模拟器件还应考虑最高使用频率以及器件的工作噪声。

VCA822 最高使用频率达 150MHz，增益控制外围电路简单，增益调节线性度较高。

OP228 具有极低的输出阻抗，信噪比高。

DA7611 为电压型输出的 D/A 转换器，无需外接运算放大器进行电压转换，使用简单，输出电压精度较高。

MSP430F2012 性价比高，功耗低，开发容易，具有在线编程能力。

2.2.2 TI 器件介绍

(1) 增益可调放大器 VCA822

VCA822 是宽带、电压控制增益可变放大器，最高频率达 150 MHz。工作电压 $\pm 5V$ ，采用高阻抗的差分输入，通过调节增益电阻和反馈电阻，增益调节范围大于 40dB。增益设定范围为 $+2V/V \sim +100V/V$ ，增益控制电压为 $-1V \sim +1V$ ，控制电压与增益之间具有较高的增益线性。例如最大增益是 $+10V/V$ 时，增益控制电压在 $+1V$ 时放大器的增益为 $+10V/V$ ，增益控制电压为 $-1V$ 时放大器的增益为 $+0.1V/V$ 。VCA822 具有良好的增益线性，当最大增益为 20dB 时，控制电压在 $0V \sim +1V$ 之间变化，增益偏差不大于 $\pm 0.3dB$ 。

(2) MSP430F2012

MSP430F2012 的主要指标如下所述：供电电压 $1.8V \sim 3.6V$ ；62.5ns 指令周期时间，内部最高时钟可达 16 MHz，四个校准频率；使频率的误差小于 $\pm 1\%$ ；内置的低频振荡器，32KHz 的晶振；16 位的定时器和两个捕获比较寄存器，10 位的有内部参考电压的 A/D 转换器，2KB + 256B 闪存，10 位的 I/O 口，同时具有多种低功耗模式。

(3) 高精度，低噪声的运算放大器 OPA228

OPA228 是一个高精度，低噪声的运算放大器，带宽 33MHz， $10V/\mu s$ ，共模抑制比 138dB，开环增益 160dB，输入偏置电流 10nA，反馈电压 75uV，供电电源范围 $2.5V \sim 18V$ 。OPA228 是 8 引脚，有双列直插式和贴片式两种封装，具有工业级的温度范围。

(4) 数模转换芯片 DAC7611

DAC7611 是一个 12 位的数模转换芯片，输出电压范围是 $0V \sim +1V$ ，工作电压是 $+5V$ ，2.435V 内部参考电压，由 DAC 和高速轨到轨输出放大器组成，提供双列直插 (DIP) 和贴片 (SOIC) 封装。

2.3 设计方案论证

宽带增益可调放大器在信号调整与控制电路具有广泛的用途，如音响设备中音量的控制，电子设备中信号的准确放大，信号处理电路中输出信号的自动稳幅等。本设计采用程控的方法对宽带电压控制放大器 VCA822 的电压放大倍数进行准确控制，同时也满足当输入电压在一定的范围内变化时输出电压进行自动稳幅，以便于自动化控制。

准确程控增益可调放大器的实现方法通常有以下几种方案可供选用。

方案一：利用可编程的模拟开关和电阻网络构成放大器的反馈电阻，通过接入不同的电阻来实现放大器的放大倍数改变，以达到程控增益的目的。

此方案的优点是控制简单，电路实现较为容易。缺点是多路模拟开关使用频率较低，

其导通电阻对信号传输精度影响较为明显，对于较为精确的控制其影响难以进行后期修正，切换时抖动引起的误差比较大，切换速度较慢。控制精度增加一位，电阻网络就增加一级，电阻网络的电阻选择也较为困难，很难做到高精度控制。

方案二：利用数字电位器作为放大器的反馈电阻，实现放大器的放大倍数改变。

此方案和方案一原理基本相同，都是通过调节反馈电阻来实现对增益的控制，不同的是选用数字电位器来实现，缺点是数字电位器为了扩大使用电压范围，内部附加了由振荡器组成的充电泵，因而会产生有害的高频噪声，它同样不能满足高精度控制要求。

方案三：利用电流型 DAC 自身的乘法功能，可以实现程控放大器。

此方案实现较为容易，控制精确较高，一般不能做到宽频使用。

方案四：利用新型单片集成电压控制放大器实现程控放大器。

此方案实现也较为容易，控制电路成本较低，使用频率受限于放大器本身。

通过以上的对比分析和本次竞赛的要求，使用方案四来完成高精度程控放大器的设计。以宽带电压增益控制放大器 VCA822 为控制对象，用 MSP430F2012 为控制主体，电路结构简单，精度高，响应速度快，能够实现精确控制的要求。

3. 系统实现

3.1 硬件设计

3.1.1 系统框图

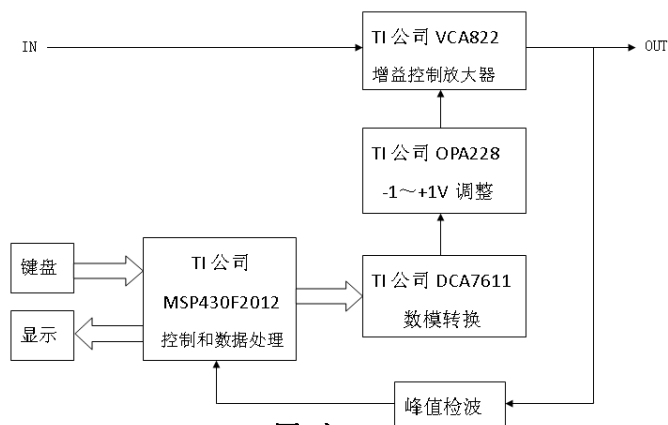
宽带电压控制放大器 VCA822 构成的高精度程控放大器原理框图如图六所示，由增益可调放大器电路、增益控制电压产生电路、用于数据处理产生控制信号的单片机应用电路、检测输出电压的峰值检测电路组成。

由宽带电压控制放大器 VCA822 工作原理可知，对其电压放大倍数以及输出电压的控制，其实质是能产生正确的控制电压。

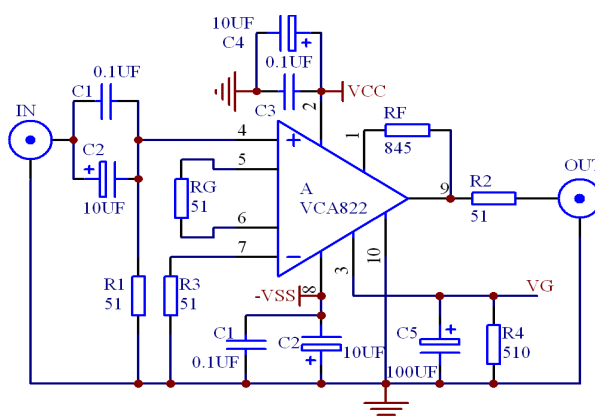
工作时通过键盘设定放大器的电压放大倍数或应输出的电压值，通过显示电路实时进行显示，设置完毕，经 MSP430F2012 单片机处理，输出相应的控制数据，由 DAC7611 将数字量转换为相应的模拟电压。低噪声集成运放 OPA228 构成电压变换电路，把 DAC7611 输出的正向电压转换成符合 VCA822 的 V_G 要求的电压值，即在 $-1V \sim +1V$ 间变化。

为了使电压放大倍数调节更加准确，增加了峰值检波、A/D 转换电路，把输出电压的峰值转换成相应的数字量，经 MSP430F2012 分析处理，并对 VCA822 的 V_G 电压再次进行调整，消除由 VCA822 控制特性所产生的误差，使设定的电压放大倍数和输出电压更加准确。

3.1.2 不同功能单元之间的接口设计；



图六



图七 VCA822 组成的增益控

(1) VCA822 增益控制放大电路设计

VCA822 是一个直接耦合、宽带、线性增益连续可调,电压控制增益放大器。最大增益由反馈电阻 R_F 和增益电阻 R_G 决定。图七为 VCA822 组成的增益控制放大电路, V_G 是控制电压输入端,电压范围为 $-1\sim+1V$ 。当 $V_G=+1V$ 时,该电路的放大倍数最大。其放大倍数表示式为: $G = 2 \times \frac{R_F}{R_G} \times \frac{V_G + 1}{2}$

(2) V_G 电压产生电路设计

V_G 电压产生电路由两部分组成,一部分由 DAC7611—12 位串行 D/A 完成数字量到模拟量的转换。另一部分由 OPA228 构成的电压变换电路,实现 $0\sim1V$ 电压变化到 $-1\sim+1V$ 电压变化的转换。其原理电路如图八所示。

①数模转换电路

DAC7611 为串行输入的 12 位数模转换芯片。内部参考电压为 2.435V,满刻度电压输出 4.095V, $1mV/LSB$,设计中要求输出电压范围为 $0\sim1V$,其对应输入数据范围为 $0000H\sim03E8H$ 。DAC7611 通过虚拟 SPI 总线和单片机连接。

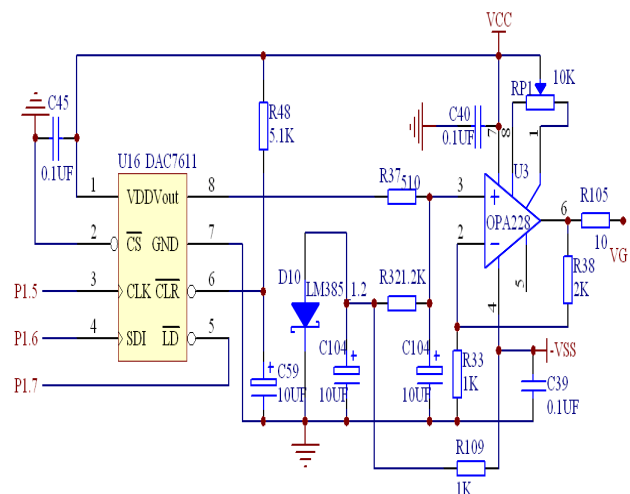
②电压转换电路

VCA822 的控制电压 V_G 为: $-1\sim+1V$,DAC7611 的输出电压为: $0\sim+1V$ 。所以需要该电路完成 $0\sim1V$ 到 $-1\sim+1V$ 转换。

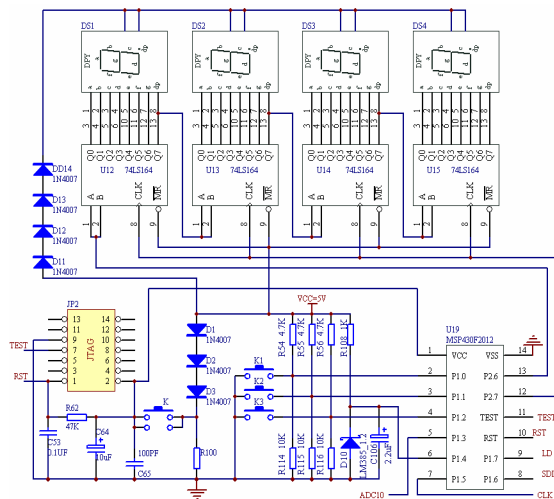
(3) MSP430F2012 电路设计

MSP430F2012 电路是高精度程控放大器系统电路的控制核心,它由单片机电路、键盘电路、显示电路和 JTAG 电路四部分组成,电路原理如图九所示。

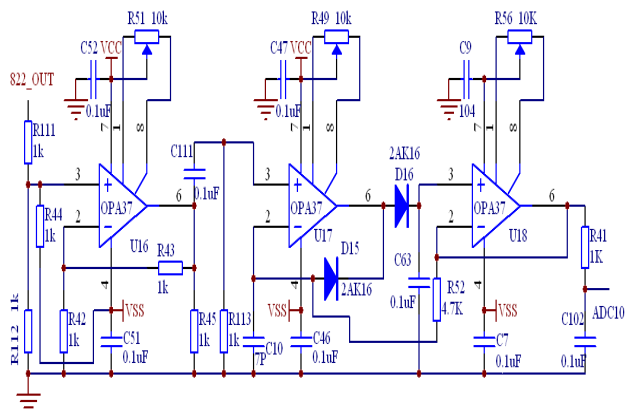
单片机系统时钟采用内部 DCO 时钟源,经程序设定为 1MHz。P1.0、P1.1、P1.2 供键盘电路使用,P1.3 为 A/D 转换的模拟



图八 V_G 电压产生电路



图九 MSP430F2012



图十峰值检波电路

量输入端,P1.4 引脚作为 A/D 转换的外部基准电压源的输入,P1.5、P1.6、P1.7 提供外接串行数据 D/A 转换芯片 DAC7611 的时钟输出端、串行数据输出端和数据锁存端,

P2.6、P2.7 用作显示电路的数据输出端和时钟信号输出端，10、11 引脚用作 JTAG 连接和上电复位。

(4) 峰值检波电路设计

峰值检波由隔离放大级、同相峰值检波器电路和输出跟随级组成。详细电路如图十所示。隔离放大级由 U16、R43、R42、R44、R111 和 R112 组成，主要作用是补偿后级检波电路的误差，同时也使检波电路的输入信号稳定。同相峰值检波器电路主要由元件 U17、D15、D16、C63 等组成，完成交流到直流的转换，D15 作用是提高对小信号的检波能力。

(5) A/D 转换电路设计

A/D 转换电路利用 MSP430F2012 单片机内部提供的 ADC10 外部模块完成，它是一个逐次逼近型高性能的 10 位模数转换器，使用外部基准参考电压。

(6) 电源电路设计

根据系统电路设计的需要，供电电路应能提供 $\pm 5V$ 的电源。由桥式全波整流，电容滤波电路和三端固定输出的集成稳压器组成。 $+5V$ 电源输出电流达 500mA。

3.1.3 硬件设计注意事项及窍门

(1) 在 VCA822 增益控制放大电路设计中，3 脚到地之间加了一个 100UF 的电容，目的是减小电压控制电路的噪声，降低电压控制端 V_c 的交流阻抗，提高控制电压的稳定性，增强 VCA822 程序电压放大器的整体特性。

(2) 7 段 LED 显示器的限流电阻改用二极管代替，简化电路联接。

(3) 单片机的供电电源。利用二极管 PN 结的稳压特性，对系统的供电电压进行二次稳压，使其满足单片机的工作电压范围，且低功耗，电路结构简单。

(4) PCB 设计的小技巧。

① 为了提高电路的抗干扰能，增加电路工作的稳定性，在每一集成电路的电源端加有容，模拟地与数字分开布置，最后在电源端汇接。

② 阻抗高的走线尽量短，阻抗低的走线可长一些，因为阻抗高的走线易产生干扰，引起电路工作不稳定。

③ 布线方向：从焊接面看，元件的排列方位尽可能保持与原理图相一致，布线方向最好与信号方向相一致。在 PCB 制作时要留测试点，以便于对数据的测试。

④ IC 座：设计印刷板图时，在使用 IC 座的场合下，要特别注意 IC 座上定位槽放置的方位是否正确，并注意各个 IC 脚位置是否正确。

3.2 软件设计

3.2.1 软件流程

系统软件流程如图十一所示。共设置六个工作模式，即：工作模式 0，工作模式 1，工作模式 2 和工作模式 3（工作模式 4、5 较简单在此略）。

工作模式 0 完成电压增益显示，根据增益输出相应的控制电压，对放大器输出电压进行峰值检测作相应的 A/D 转换，对实际检测值与理论输出值进行处理，依据处理结果确定输出控制电压增减，从而完成放大器增益控制电压的自动调整，达到对放大器放大倍数的精确控制。

工作模式 1 通过键盘完成对放大器增益设置与显示。

工作模式 2 通过键盘完成对放大器增益输出电压设置与显示。

工作模式 3 完成放大器输出电压的显示，根据输出电压的大小输出相应的控制电压，

对放大器输出电压进行峰值检测作相应的 A/D 转换，对实际检测值与理论输出值进行处理，依据处理结果确定输出控制电压增减，从而完成放大器输出电压幅度的自动调整，达到对放大器输出电压进行精确控制的目的。

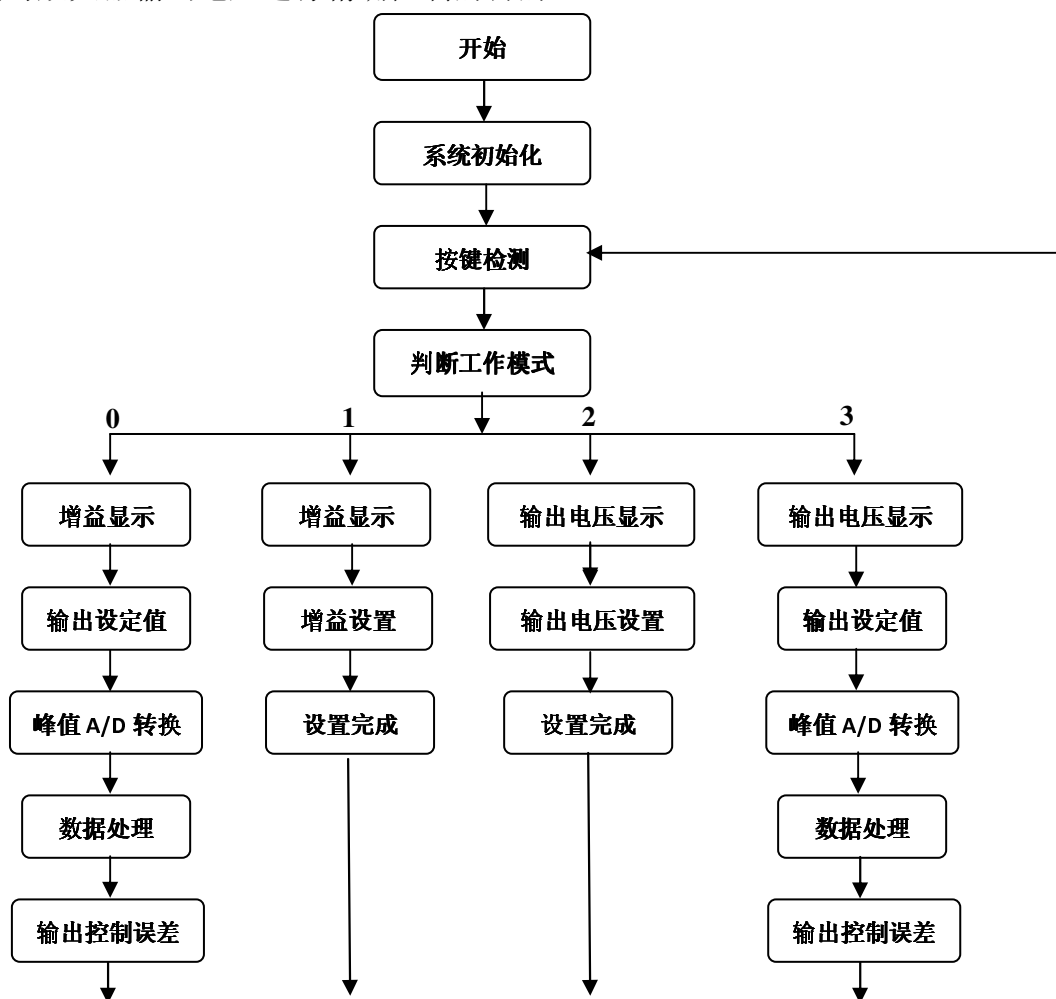


图 十一

3.2.2 MSP430F2002 的 ADC 使用

AD 模数转换采用 MSP430 内部自带的 ADC10 功能模块，考虑到采样的稳定性和准确性，我们选用外部参考电压，由一个高精度的能带隙基准电压源提供 1.2V 基准电压。

由公式 $N = V_{\text{采样值}} * 1023 / 1200$ 计算得到采样理论值数据。

ADC 转换完成后，应及时关闭 ADC10 功能模块，以降低功耗。

3.2.3 编程感想及软件设计注意事项。

程序应采用模块化结构，程序代码简洁，具有较高执行效率。对于变量的使用，尽可能多的使用局部变量，尽可能多的使用字符和整形变量。对于具有数据运算的程序，要注意参与运算数据的次序，否则影响运算结果的数据精度。编写程序需要不断的修改、整理、优化，以使程序具有较少的代码量，较高工作效率。

4. 作品性能测试与分析

4.1 系统测试方法

4.1.1 VCA822 增益控制放大电路测试

测试电路如图七所示，电压放大倍设置为

$$G = 2 \times \frac{845}{51} \times \frac{1+1}{2}, \text{ 近似为 } 33 \text{ 倍。}$$

±5V 电源由 DF1731SC2A 型双路直流稳压电源提供，F40 型数字合成函数信号发生器提供频率为 500KHz，幅度有效值为 30mv 的正弦波信号， V_G 端 -1V~+1V 控制电压通过电位器调节。为了提高测试精度，直流电压用 3 位半数字电压表测试，交流电压用 DF2170A 毫伏表进行测试。通过测试计算可绘出控制电压 V_G 与电压放大倍数关系图，如图十二所示。可以看出 V_G 与放大倍数基本呈线性关系，符合设计要求。但曲线的一些地方线性稍差，这可通过在软件中加补偿进行修正。

4.1.2 V_G 电压产生电路测试

在 MSP430F2012 开发平台上，编制 DAC7611 测试程序，改变 DAC7611 输入数据，逐点测试其输出电压和 OPA228 的输出电压值。测试时，我们对 R37、R32 与 R38 进行了微调，使其符合设计要求。

电压转换电路的输入与输出电压的特性如图十三所示。

4.1.3 峰值检波电路测试

函数发生器提供有效值为 30mv~600mv 的正弦信号，频率范围为 100Hz~3MHz。先固定输入信号幅度，改变频率，测试峰值检波电路的幅频特性。再固定频率，改变输入信号幅度，分析电路对信号幅度的影响。测试时用双踪示波器监测输入和输出的波形，用数字万用表测输出直流电压。其测量数据见测试性能部分。

4.1.4 单片机电路测试：

利用显示电路和键盘电路及 JTAG 电路调试单片机电路。编制了调试程序，对系统时钟、看门狗初始设定，经运行调试电路工作正常。

4.1.5 电源电路测试

在 J1、J2 接口用 DF1731SC2A 稳压电源提供双 9V。用数字万用表测输出电压，稳压值为 $V_{CC}=+5.002V$ ； $V_{SS}=-5.001V$ ，符合电路对电源的要求。

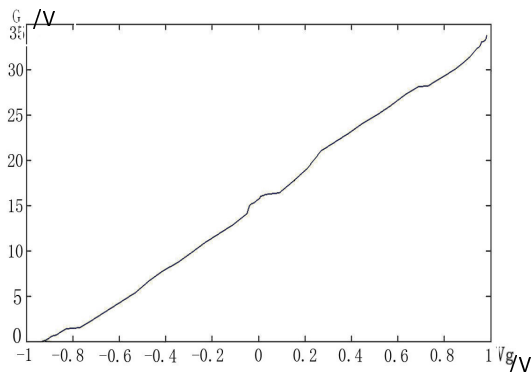
4.2 测试性能概览

(1) V_G 控制电压的测试数据如表一。由表一可以看出，在 DAC7611 以线性输入的情况下， V_G 控制电压的线性良好，这样就可以保证对 VCA822 增益的准确调节。

(2) VCA822 输出电压测试数据如表二。由表二可见，当 VCA822 的输入不同时，输出特性特征也存在差异，从表可以看出，输入为 40mv 时的线性比输入为 20mv 时的线性要好，因此 VCA822 的输出线性与它的输入幅度有关系。

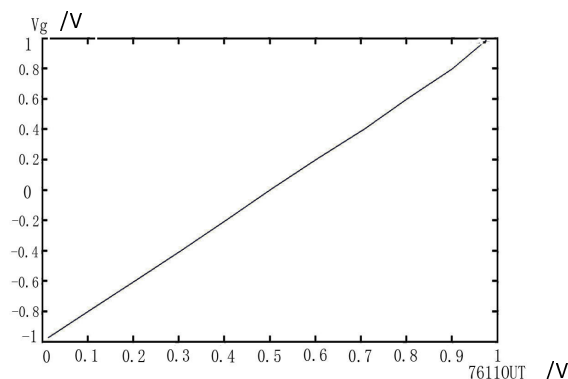
(3) 当输入为 50mv，500KHz 时， V_G 控制电压，VCA822 输出和放大倍数的关系如表三。

由表三可以看出 V_G 控制电压为 -0.86 时，放大倍数近似等于 1，随着 V_G 电压从 -1V



图十二 VCA822 的 V_G 电压与增益关

可以看出 V_G 与放大倍数基本呈线性关系，符合设计要求。但曲线的一些地方线性稍差，这可通过在软件中加补偿进行修正。



图十三 DAC7611 输出与 V_G 端电压关系

到 1V 的增加, 可实现对增益的控制放大。

表一

输入	7611 值	V _G 控制电压/mv	V _G 电压相邻差值/mv
25mv (有效值) 频率: 1MHz	0	-1079	
	100	-870	209
	200	-661	209
	300	-453	208
	400	-244	209
	500	-35	209
	600	173	208
	700	300	209
	800	591	209
	900	799	208
	1000	1008	209

表二

输入	7611 值	输出 (mv)	差值/mv	输入	7611 值	输出 (mv)	差值/mv
20mv (有效值) 频率: 1MHz	0			40mv (有效值) 频率: 1MHz	0		
	100	35			100	73.6	
	200	96	61		200	180	106.4
	300	158	62		300	328	146
	400	220	62		400	460	134
	500	283	63		500	589	129
	600	352	69		600	712	123
	700	408	56		700	832	120
	800	464	56		800	946	124
	900	526	62		900	1100	154
	1000	530	4				

表四

(4) 峰值检波测量数据表。
由表四中数据可以看出峰值检波电路的检波能力良好, 误差在允许的误差范围之内, 一些误差可以在程序中进行误差处理。

4.3 误差分析

(1) 由于仪表的精度不够高, 人为读数存在误差, 周围环境如磁场, 温度等一些因数影响, 测量的数据达不到理论计算值, 但是我们通过多次测量取平均把误差降低到最小控制在 5%以内。

交流输入 (有效值) /mv	直流输出 /mv	测量误差 /mv
25.1	25.2	0.1
50.2	50.2	0
75	75.1	0.1
99.8	100	0.2
124.9	125	0.1
150	150.2	0.2

(2) 整个系统板由手工焊接完成，布线无法避免线路之间以及外界磁场的干扰，总会存在一些误差。

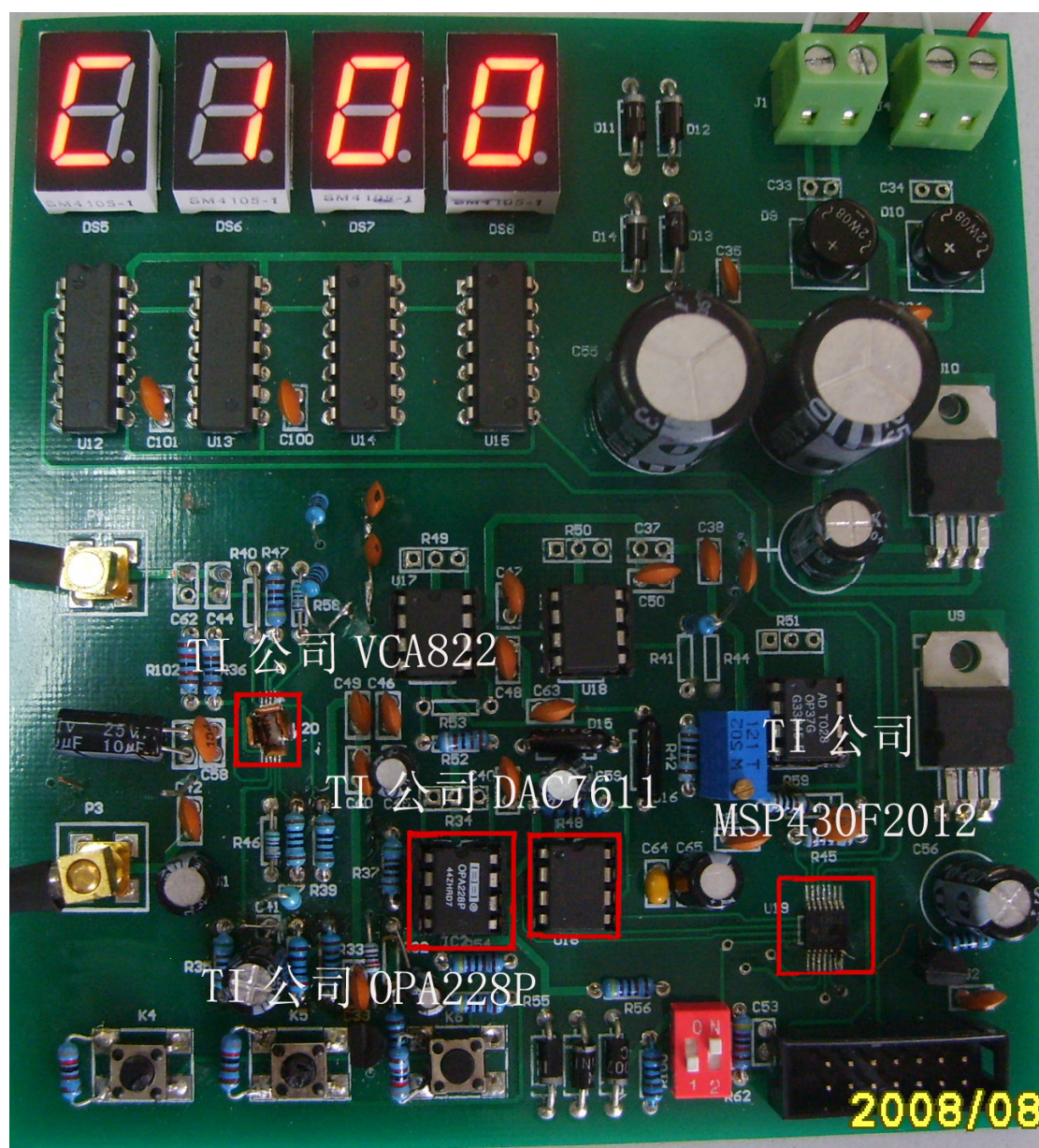
表三

V _G (V)	V _{IN} (mv)	Vout (V)	A	V _G (V)	V _{IN} (mv)	Vout (V)	A
-0.930	50.0	0.00113	0.0226	0.020	50.0	0.810	16.2
-0.910	50.0	0.0118	0.236	0.090	50.0	0.883	17.66
-0.900	50.0	0.0210	0.42	0.150	50.0	0.955	19.1
-0.890	50.0	0.0290	0.58	0.210	50.0	1.050	21.0
-0.880	50.0	0.0365	0.73	0.270	50.0	1.050	21.0
-0.830	50.0	0.0765	1.53	0.570	50.0	1.300	26.0
-0.770	50.0	0.123	2.46	0.630	50.0	1.360	27.2
-0.710	50.0	0.172	3.44	0.690	50.0	1.405	28.1
-0.650	50.0	0.222	4.44	0.730	50.0	1.410	28.2
-0.590	50.0	0.269	5.38	0.760	50.0	1.435	28.7
-0.470	50.0	0.390	7.8	0.820	50.0	1.480	29.6
-0.410	50.0	0.435	8.7	0.850	50.0	1.505	30.1
-0.290	50.0	0.545	10.9	0.910	50.0	1.570	31.4
-0.230	50.0	0.595	11.9	0.940	50.0	1.615	32.3
-0.170	50.0	0.654	12.9	0.945	50.0	1.620	32.4
-0.110	50.0	0.705	14.1	0.950	50.0	1.625	32.5
-0.050	50.0	0.750	15.0	0.955	50.0	1.630	32.6
-0.040	50.0	0.760	15.2	0.960	50.0	1.653	33.06
-0.010	50.0	0.785	15.7	0.975	50.0	1.660	33.2
0.000	50.0	0.790	15.8	0.980	50.0	1.670	33.4
0.005	50.0	0.800	16.0	0.982	50.0	1.690	33.8

4.4 进一步改进

由于水平有限，加上时间有点仓促，我们认为系统还有可改进的地方，例如，为了提高放大器的输出电压可加后置电压放大器；提高单片机的时钟频率，缩短自动跟踪调整时间；采用频带范围更宽的峰值检波电路，提高程序增益放大器工作频率。

5.附录 作品照片



光伏并网发电模拟装置

全国二等奖

西安电子科技大学 沈敏 郝爽 任腊梅

本系统涉及三大关键技术：全桥驱动电路、H 桥功率变换电路、变频低通滤波器。系统以全桥驱动电路为核心，以 MSP430F1611 单片机为主控制器和 SPWM 信号发生器。根据输出电压采样值，调整 SPWM 信号幅度，实现最大功率点跟踪。根据负载电压采样，对 SPWM 信号做出调整，实现频率跟踪相位跟踪。系统功能完善，达到了所有指标。

关键词： 并网 SPWM 跟踪

Abstract

The system contains three key technology :full bridge driving circuit 、H bridge power converter circuit and variable low pass filter .The core of the system is the full bridge circuit and the main controller is the MSP430F1611.The magnitude of SPWM is adjusted based on the output voltage sampling ,so that the output power keep being the largest .The output frequency is following the reference frequency based the sampled load voltage .The system is full functional ,meets all the target of the basic and exent demands .

一、 方案论证

光伏发电主要是完成 DC-AC 逆变，通常逆变有几种方案。

方案一：采用分立元件搭建三角波产生电路，正弦波产生电路，通过比较器比较产生正弦脉宽调制信号，通过功率驱动全桥，完成功率放大，实现逆变。

方案二：采用专用集成 SPWM 芯片，产生 SPWM 信号，通过全桥驱动，实现逆变。

方案三：采用软件产生 SPWM 信号，经 MOS 管全桥功率驱动，实现逆变。

方案比较：方案一模块明确，分立元件成本低。方案二电路简单，易于控制。方案三硬件少，功耗小，容易实现闭环控制和改善系统性能。

综合考虑成本及效率问题，本系统选用方案三，单片机采用 MSP430F1611，软件内实现正弦脉宽调制。根据脉宽调制原理，软件计数产生高频三角波，与慢变的正弦波数据进行比较，当计数值大于正弦波数值时，输出高电平，当计数值小于正弦波数值时，输出低电平。这样输出脉冲宽度反映了正弦波的幅度变化。该信号通过外围浮栅驱动器 IR2010 驱动 MOS 管 IRFB2 3 N15D 全桥，实现功率放大，由低通滤波器滤出功率正弦波，即完成了 DC-AC 逆变。

系统总体框图如图 1-1 所示。

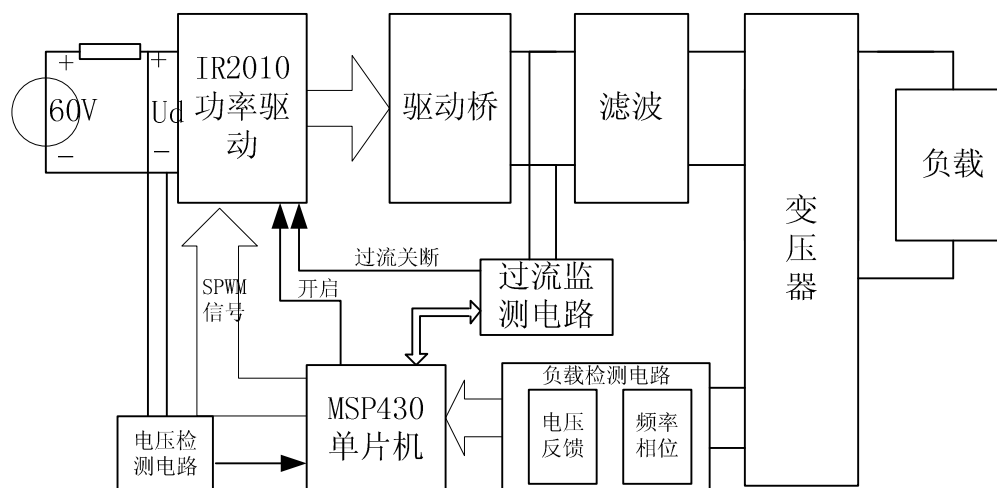


图 1-1 系统总体框图

二、 理论分析与计算

1.MPPT 的控制方法与参数计算

由电路知识知，输出最大功率时有 $R_s = R_L$ ，此时 $U_d = 30V$ ，因此只要监视 U_d ，通过调整，使其始终保持在 30V，便完成了最大功率跟踪。

由 A/D 采样输入电压 U_d ，与最大功率点（30V）进行比较，采用 PI 算法进行调节。当 U_d 大于 30V 时，减小 SPWM 调制频率的幅度，当 U_d 小于 30V 时增大 SPWM 调制频率的幅度，从而使得 D C A C 逆变功率为最大功率点。

2. 同频同相的控制方法与参数计算

1) 频率跟踪

首先通过硬件将正弦波整形为矩形波送往单片机，单片机根据矩形波电平进行计数，计数值反应频率信息，因此根据计数值改变 SPWM 步长，便可实现频率跟踪。

由计数测频法得 $f = f_{osc} / N$

而 SPWM 频率为 $f_o = \frac{f_{osc}}{M \times 2^n} \times K$, 其中 f_{osc} 为系统时钟, K 位步长。本系统时钟为 7.3768MHz, 为保证频率跟踪精度, 选最小频率步进为 0.25Hz, 因此当 $n=13$, $M=3600$ 时, 有 $f_o=0.25\text{KHz}$ 。当频率在 45Hz 到 60Hz 间以 0.25Hz 变化时, 频率步进为 180 到 240 以 4 间隔。

为减少软件计算量, 将这些数存入表中, 软件只需根据计数值进行查表改变步长, 即可实现频率跟踪。

2) 相位跟踪

首先将 U_f 和 U_{ref} 整形为矩形波, 通过鉴相电路, 将相位信息转换为脉宽信号, 送单片机。单片机根据该脉宽信号对 SPWM 输出起始地址进行修正, 实现相位跟踪。

3. 提高效率的方法

1) 使用合适的 MOS 管和驱动电路, 比如 IR 的高性能 MOS 和半桥驱动 I R 2 0 1 0 ;

2) 使用较低的开关频率, 因为功率管开关和磁性材料的磁通变化会带来损耗, 使用可以满足 D C A C 逆变需求的尽可能低的 P W M 频率, 如 8 ~ 10KHz, 可以降低开关管和滤波电感的损耗, 另外使用高频损耗较低的磁性材料做滤波电感, 如铁硅铝磁芯的电感, 也可以降低系统的损耗。

3) 尽可能降低变压器损耗, 变压器的损耗包含铜损和铁损, 采用电流密度较低的绕组可以降低变压器的铜损, 而是用较薄硅钢片的变压器可以降低铁损, 本设计使用了低损耗的 0.35mm 硅钢片的 R 型变压器。

4. 滤波器参数的计算

滤波的目的主要是滤除高频开关频率分量, 本系统中开关频率为 8.096KHz, 有用信号周期为 45Hz~55Hz。为使有用信号输出衰减小, 需使滤波器在低频时

输出幅度衰减极小, 采用 LC 型滤波器, 其 3dB 带宽频率为 $f \approx \frac{1.553}{2\pi\sqrt{LC}}$, 选截止频率为 2000Hz, 得 $LC=1.529 \times 10^{-8}$ 。选 $L=1.6\text{mH}$, $C=9.4\mu\text{F}$ 。仿真结果如图 2-2 所示。

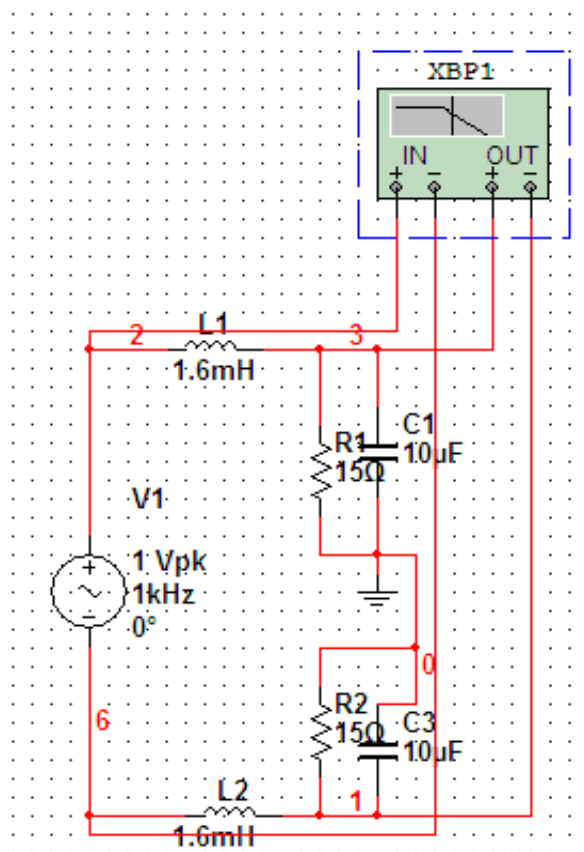


图 2-1 滤波器电路图

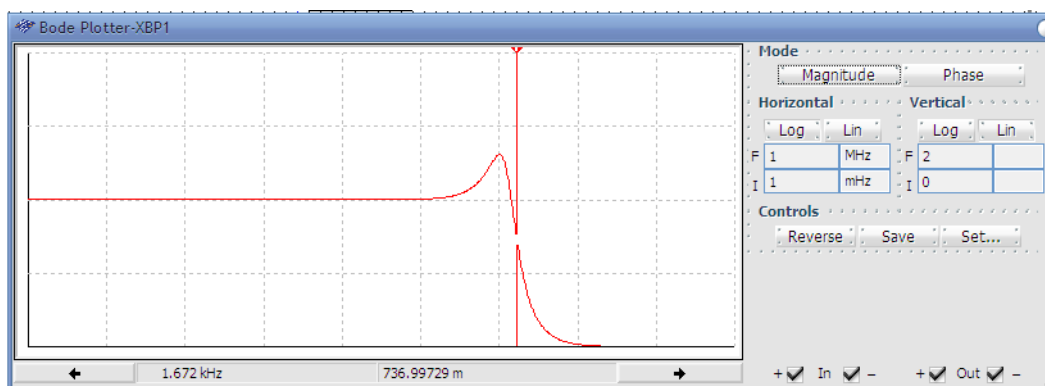


图 2-2 滤波器 multism 仿真结果

5. 关于 D C - A C 输出直流成分和变压器偏磁问题

在 SPWM 开关电路中由于正负信号的不对称，通常在变压器初级产生直流偏置。直流偏置的存在使得变压器磁芯容易饱和，一方面导致逆变效率低下，另一方面，较大直流分量的存在使变压器温升增大，容易损坏，工作不正常。因此，有效降低逆变器偏磁对系统性能非常关键。

本系统通过将桥臂中点与输出电压中点电压取样，判断偏置极性大小，并对 SPWM 进行相应调整，闭环控制使直流偏置保持在较小范围内。

三、电路与程序设计

1. DC-AC 主回路与器件选择

主回路包括 SPWM 信号的产生及放大。

首先由低功耗单片机 MSP430 产生 SPWM 信号，送驱动电路。驱动电路完成将 SPWM 脉宽调制信号功率放大的功能，目的是功率放大，要求放大效率要高。本系统选用 IR2010 浮栅驱动器对全桥进行驱动，该驱动芯片耐压高达 200V，输出电流 3.0A，输出电压 10—20V，开通关断时间分别为 95ns 和 65ns。功率管选用高耐压，导通电阻小，开关损耗小的高效 MOS 管 IRFB2 3 N15D，如图 3-1 所示为逆变主回路。

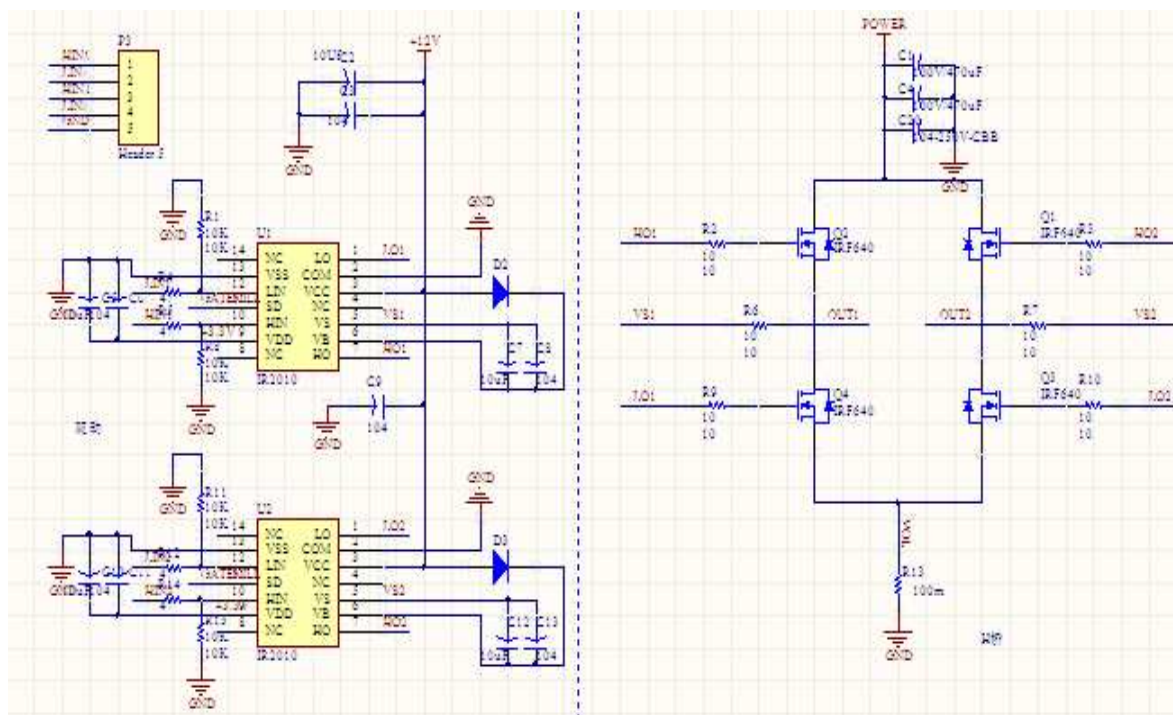


图 3-1 DC-AC 逆变驱动电路

高效率的驱动和 MOS 保证了系统的整体效率。

2. 相位检测及同步的功能实现

鉴相电路将两个周期信号的相位差转换为周期的脉宽信号，送单片机采样判断执行。

3. 保护功能

通过测量输入电压及变压器 U_f 端的输出电压，判断电路状态，并作出相应的回应。有故障出现时，关断电源，故障排除后，自动恢复。

4. 测量功能

输入电压分压调理送 A/D 进行测量，反馈电压，经有效值芯片转换为直流信号，送 A/D 完成测量功能。

5. 控制程序的设计

软件主要负责欠压保护，过流保护，故障消除后自动恢复的控制。其主要流程图如图 3-2 所示。

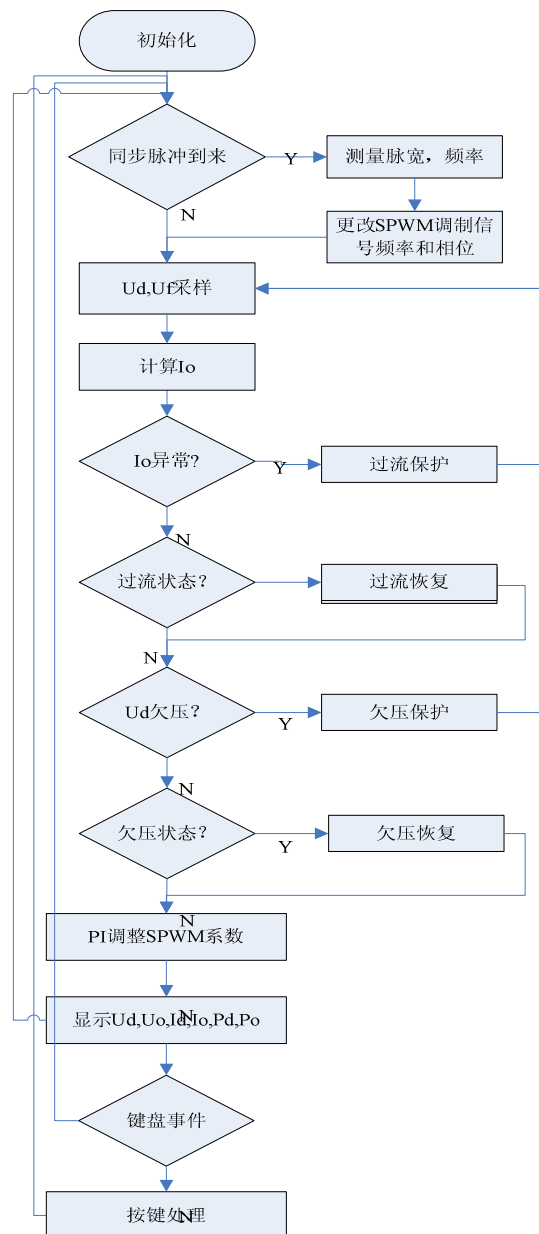


图 3-2 控制程序流程图

四、测试方案与测试结果

1.测试仪器：Agilent 54622D MIXED SIGNAL OSCILLOSCOPE

F80 型数字合成/任意波信号发生器/计数器

TAITAN DT9295 数字式万用表

2.测试方法步骤及数据

1)最大功率跟踪测试

改变 R_s 从 $30\Omega \sim 36\Omega$ ，将万用表接到 R_s 两端测试端子，测量输出电压。

测得当 $R_s = R_L = 30\Omega$ 时，输出电压为 30.0V

由此可见，最大功率跟踪稳定，达到了系统 1% 偏差的指标要求。

2).频率跟踪测试

信号发生器方波输出接到 Uref 端，改变 Uref 的频率从 45Hz 到 55Hz，将示波器接到 RL 测量端子测量输出频率。

表 4-1

fref (Hz)	45	50	55
fout	45.0	50.0	54.6

由表可见，频率跟踪稳定，达到了系统 1% 偏差的指标要求。

3) 效率测量

在 $R_s=RL=30\Omega$ 时，用万用表直流档测量输入电压电流，表交流档测量输出电压，进而计算出输出电流。

表 4-2

输入电压 Ud (V)	输入电流 Id (A)	输出电压 Uo1 (V)	输出电流 Io1 (A)
29.8	0.925	25.5	25.5/28.5

根据公式 $\eta = \frac{P_o}{P_d} \times 100\% = \frac{I_{o1} \cdot U_{o1}}{I_d \cdot U_d} \times 100\%$ 计算逆变效率得 $\eta=82.77\%$ 。

效率大于 80%，达到了发挥部分 80% 的指标要求。

4) 欠压保护测试

首先将电压值跳到欠压临界值附近，缓慢减小输入电压，使 Ud 减小，用万用表观察 Ud 欠压保护的临界值；将示波器探头接到 RL 端，测量从电压稳定输出到无电压输出响应时间。再将电压逐渐增大，测量从无电压输出到稳定输出的响应时间。

测得欠压临界电压为 25V。

经测量，系统可以自动恢复，响应时间约为 500ms，达到发挥部分响应不超过 1s 的要求。

5) 过流保护测试

将万用表调为交流电流测量模式，串入负载电路，减小负载，使输出电流接近临界保护电流，缓慢调节负载，测出临界电流值；将示波器探头接到 RL 端，测量响应时间。

测得过流保护电流为 1.51A。

经测量，系统过流故障排除后，可以自动恢复，响应时间约为 700ms，达到发挥部分响应不超过 1s 的要求。

6) 相位跟踪测试

将变压器 Uf 端接到反馈电压测试端，信号发生器正弦波输出接到 Uref 端，示波器双路分别接到 Uf 测量端，和 Uref 测试端，观察两波形相位差。

五、总结

本电路结构简单，性能优良，各项指标均达到并超过了题目要求。除可自动恢复的欠压保护和过流保护外，还有可靠的短路保护及指示报警功能，使用更安全。

六、附录

1. 完整电路原理图

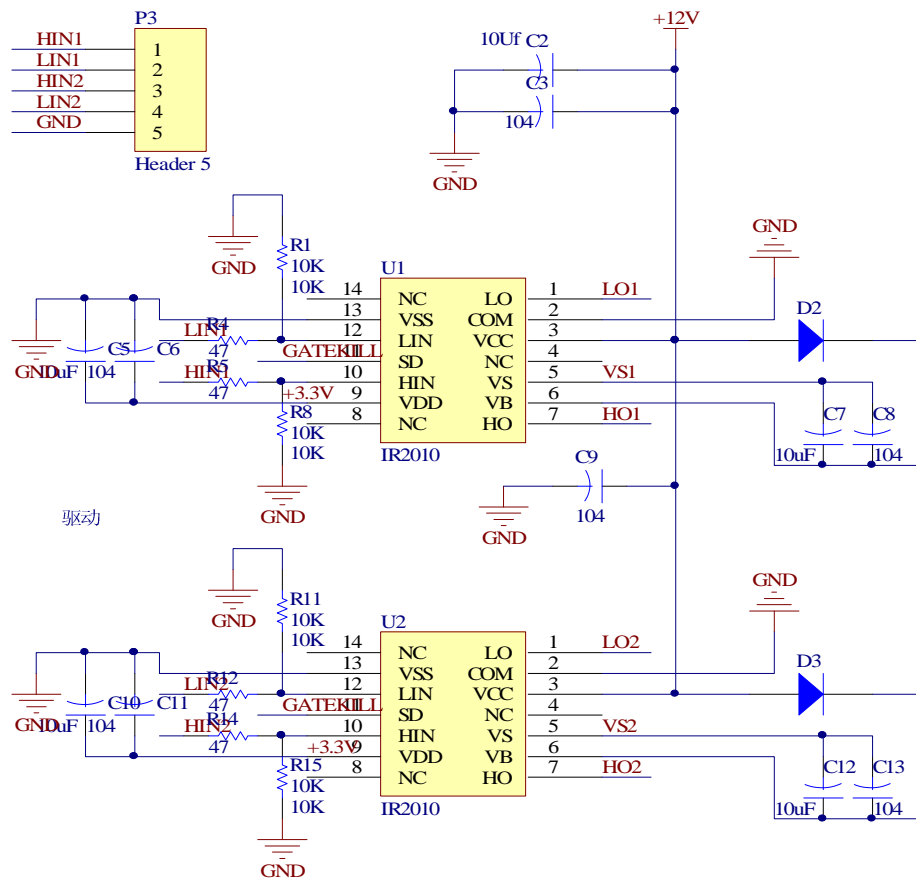


图 6-1 H 桥驱动电路

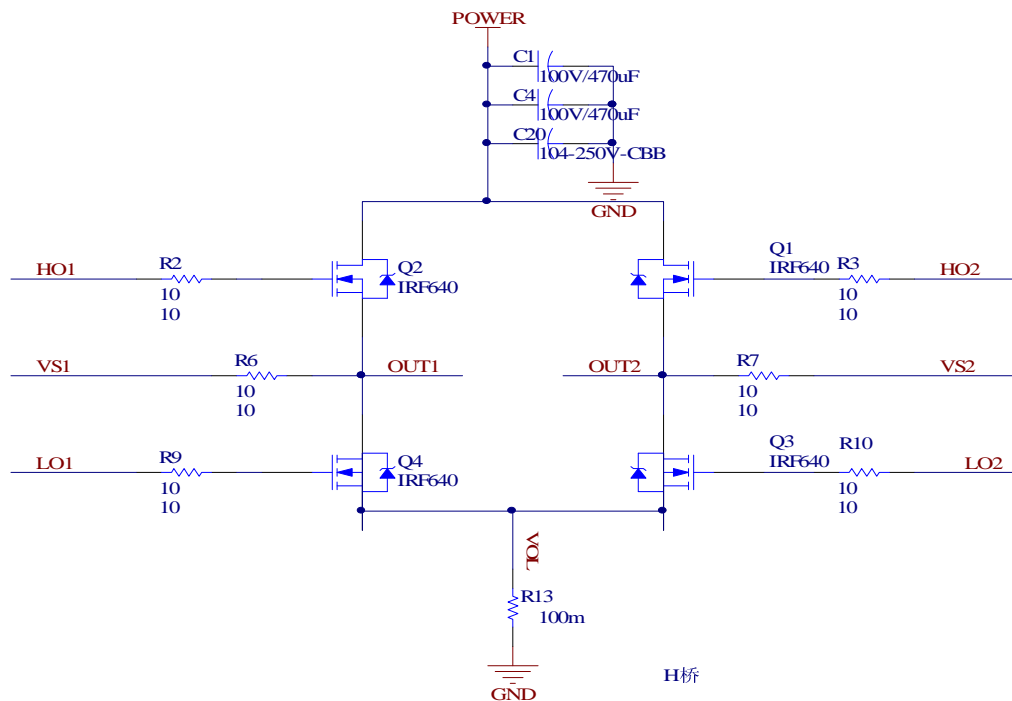


图 6-2 H 桥

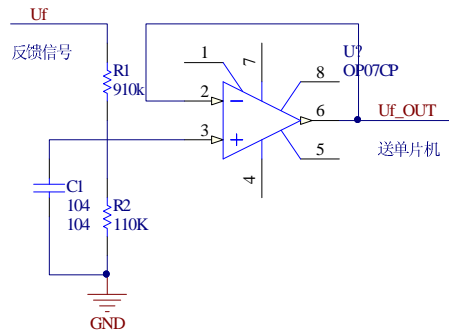


图 6-3 输入电压测量电路

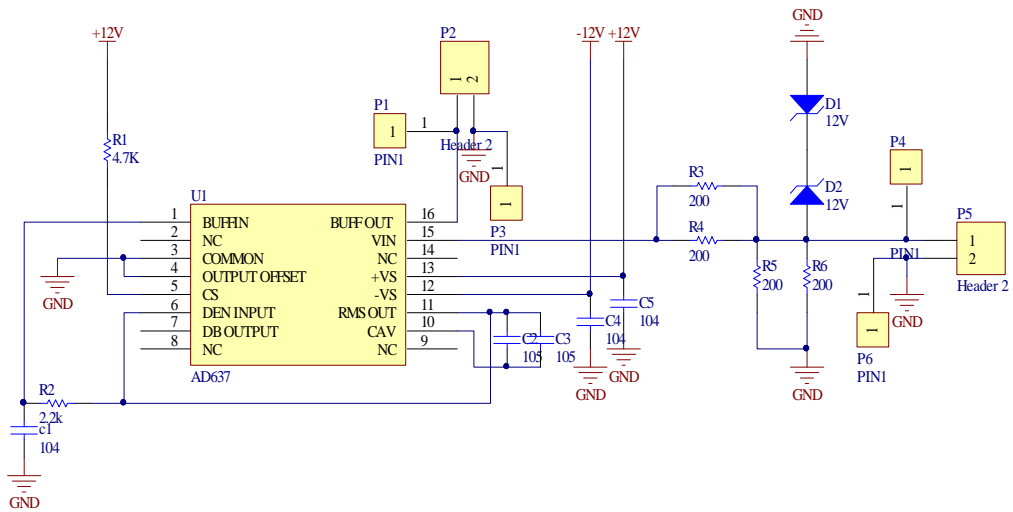


图 6-4 反馈电压 U_f 测量电路

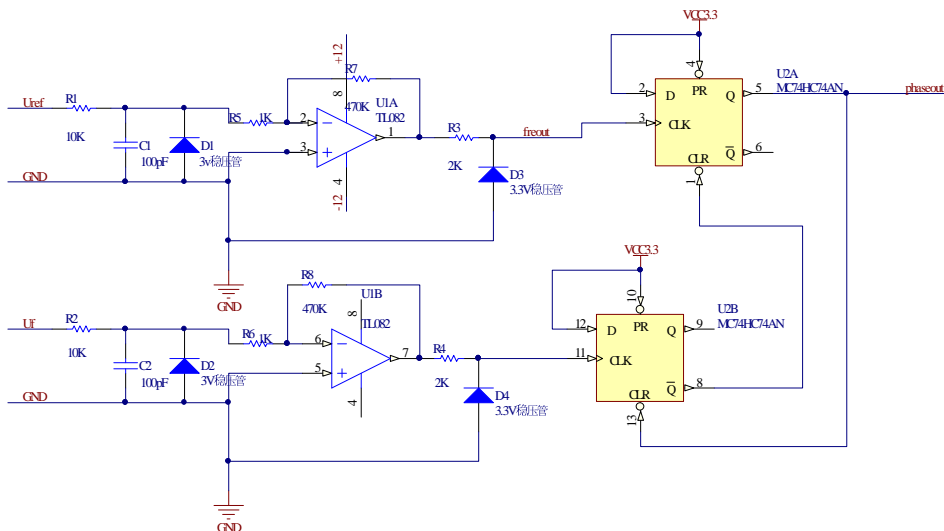


图 6-5 鉴相电路

2. 重要的源程序

PID 算法

/*

功能:增量式 PID 计算

参数:

```

    p:pid 结构体
    v:采样值
*/
double pid_inc_calc(pid_t *p,double v){
    double err,inc;
    err=p->target-v;//当前偏差
    inc=p->proportion*err//比例项
        -p->integral*p->last_err//积分项
        +p->derivative*p->pre_err;//微分项
    p->sum_err+=err;//积累误差
    p->pre_err=p->last_err;
    p->last_err=err;
    return inc;
}

MPPT PI 控制
//out_amp_h/out_amp_l 从 1/100~1,作为 DDS 幅度增益
out_amp_l=100;
pid_set_proportion(&pid,0.025);//设置比例系数 P
pid_set_integral(&pid,0.008);//设置积分系数 I
pid_v=pid_inc_calc(&pid,avai_in_va);//计算 PI 输出增量
//控制 DDS 幅度
dds_coef=pid_v;
if(dds_coef>97){
    dds_coef=97;
    out_amp_h=97;
}
else if(dds_coef<3){
    dds_coef=3;
    out_amp_h=3;
}
else{
    out_amp_h=(uint)dds_coef;
}
}

```

3. 完整的测试结果

1. 最大功率点跟踪

表 6-1

RS (Ω)	30
RL (Ω)	30
Ud (V)	30.0

2.频率跟踪功能

表 6-2

参 考 频 率 (Hz)	45	46	47	48	49
测量值(Hz)	45.0	46.1	46.9	47.8	48.8
参 考 频 率 (Hz)	50	51	52	53	54
测量值(Hz)	50.0	51.0	52.1	53.2	54.1
参 考 频 率 (Hz)	55				
测量值(Hz)	54.6				

3.变换效率

输入电压 $U_i=29.8V$ $I_i=0.925A$ 输出电压 $U_o=25.5$ $R_L=28.5\Omega$

效率为 82.77%

4. 输入欠压保护功能

保护点测试电压：25V

实际测试结果：25.0V

5. 动作电流：1.51A



作品设计报告

基于无线传感器网络的智能家居系统

指导教师：辛云宏

队员及年级：刘显桂，06 级

夏娟娟，05 级

张妮 ， 05 级

学校及院系：陕西师范大学

物理学与信息技术学院

摘 要

本设计以 TI 公司的 CC2430 芯片为核心组建了一个无线智能家居系统。该系统由协调器与终端节点组成,采用星型网络结构,各节点通信协议采用目前的热点技术——ZigBee 协议。系统可对各监测点的温度、亮度、湿度等物理量进行自动检测,同时将测量结果实时传输给协调器节点,协调器节点可根据设定参量控制终端节点执行适当操作。试验结果表明:所设计系统达到了预定的各项功能。该系统具有低功耗、低成本、易于组网和维护、可扩展性好等特点,具有很好的实用价值与市场前景。

关键字: IEEE 802.15.4 协议、无线传感器网络、智能家居系统、ZigBee

Abstract

The design establishes a wireless intelligent home network which is based on the TI company's IC CC2430. The system is constructed with a coordinator and a lot of terminal nodes and uses the star topological network. We have used the popular ZigBee protocol among nodes. The system can automatically detect physical quantities of temperature, brightness, humidity etc at every monitoring point, and transmits the survey results to the coordinator in real-time. The coordinator node can control the terminal nodes to execute suitable operation according to the pre-set standard parameters. The test result shows that: the system has achieved the designing function. The system has the advantages of low-power, low-cost, easy to network and maintenance, good expansibility and so on, so that it has a good practical value and the market prospects.

Key Words: IEEE 802.15.4, Wireless Sensor Network, The intelligent home system, Zigbee

目录

摘 要	I
Abstract	I
1. 作品简介.....	1
2. 方案论证与设计.....	1
3. 系统实现	2
3.1 系统硬件设计.....	2
3.1.1 协调器的硬件框图	
3.1.2 终端节点的硬件框图.....	2
3.1.3 硬件设计注意事项及窍门	
3.2 软件设计	
3.2.1 Zigbee 协议简介	
3.2.2 传感器节点软件设计	
3.2.3 协调器节点软件设计	
3.2.4 有关无线通信软件的设计	
3.2.5 编程感想及软件设计注意事项	
4. 作品性能测试与分析	
4.1 系统测试方法	
4.2 测试性能概览	
4.3 性价比评估	
5. 总结及改进	
附录：作品照片	

1. 作品简介

在信息和网络技术高速发展的今天，人们的居住理念也有了很大的变化和提升，越来越追求生活细节的简单化和智能化，希望在日常家居生活中都能置入智能化程序，享受智能化生活，于是智能家居便由此产生。

本作品以 TI 公司生产的 CC2430 芯片为核心组建了一个无线智能家居系统。本系统由一个协调器与多个终端节点构成、采用星型网络结构、各节点通信协议则用 ZigBee 协议。系统可对各监测点的温度、亮度、湿度、射频信号强度等物理量进行自动检测，同时将测量结果实时传输给协调器节点，协调器节点可根据设定的参量控制终端节点执行适当操作。本系统具有低功耗、低成本、易于组网和维护、可扩展性好等特点。

本系统实现了协调器节点和终端节点之间的互相通信。终端节点把采集到的温度、亮度、湿度等数据发送给协调器，并能在协调器的液晶屏上显示相应的测量值，这表示，协调器可以接收到终端节点发过来的信息。当协调器节点需要控制终端节点时，即有按键按下时，协调器发送数据给终端节点，使其相应的 LED 发光。这表明，终端节点也能接收和执行协调器发送过来的相关控制。

本系统所实现的无线智能网络还有很大的发展空间，还可以增加一些功能，如：烟雾报警、视频跟踪等，具有很好的实用价值和前景。

2. 方案论证与设计

2.1 理论分析

目前关于家庭内部网络有许多解决方案，其主要应用无线技术。它省去了花在布线上的费用 and 精力；灵活性和流动性也符合家庭网络通信的特点，

从 WI-FI 到蓝牙，再到今天短距离通信的热点 ZigBee / 无线定位、无线传感器网络。常用的无线通信协议有 802. 11b、Bluetooth、UWB、802. 15. 4 (ZigBee) 和自定义协议；802. 11b 因为功耗高而应用不多，Bluetooth 工作在 2. 4 GHz 频段，传输速率可达 10Mbps；缺点是传输距离只有 10m 左右，完整协议栈需要有 250KB 的存储单元，不适合使用低端处理器。

ZigBee 是一种近距离、低复杂度、低功耗、低数据速率、低成本的双向无线通信技术，完整的协议栈只需 32 KB，可以嵌入各种设备中；在通信时，它的连接时间短，可以大大减少通信数据碰撞的概率；在网络安全方面，它对所传输的数据信息进行加密，安全性高，同时支持地理定位功能。以上特点决定 ZigBee 技术非常适合应用在无线传感器网络中。

2.2 器件比较及介绍

目前市场上常见的支持 ZigBee 协议的芯片有很多种类。比如：飞思卡尔 ZigBee 射频芯片 MC13192，但是它需配置相应的微处理器，结合 MCU 和外围传感器构成传感器节点。还有 Chipcon 公司的 CC2420 芯片，应用也较广泛。采用 IEEE 802. 15. 4 规范要求的直接序列扩频方式、内部集成有 VCO、LNA、PA 以及电源整流器，采用低电压供电 (2. 1~3. 6V)、超低电流消耗等优点，它的外围电路包括晶振时钟电路、射频输入 / 输出匹配电路和微控制器接口电路三个部分。

Chipcon 公司的 CC2430 芯片延用了以往 CC2420 芯片的架构，而且不仅具有

CC2320 芯片的所有优点,在单个芯片上整合了 ZigBee 射频(RF)前端、微控制器和内存,主要集成了 80C51、内存、8-14 位模数转换、两个 LED 驱动端口,使得外围电路更加简单。

CC2430 芯片的主要特点如下:

高性能和低功耗的 8051 微控制器核、集成符合 IEEE802.15.4 标准的 2.4 GHz 的 RF 无线电收发机、优良的无线接收灵敏度和强大的抗干扰性、在休眠模式时仅 0.9 μ A 的流耗,外部的中断或 RTC 能唤醒系统;在待机模式时少于 0.6 μ A 的流耗,外部的中断能唤醒系统、硬件支持 CSMA/CA 功能、较宽的电压范围(2.0~3.6 V)、数字化的 RSSI/LQI 支持和强大的 DMA 功能、具有电池监测和温度感测功能、集成了 14 位模数转换的 ADC、集成 AES 安全协处理器、带有 2 个强大的支持几组协议的 USART,以及 1 个符合 IEEE 802.15.4 规范的 MAC 计时器,1 个常规的 16 位计时器和 2 个 8 位计时器、强大和灵活的开发工具。

CC2430 芯片的外围电路很少,连接简单,具体连接如图 1 所示。

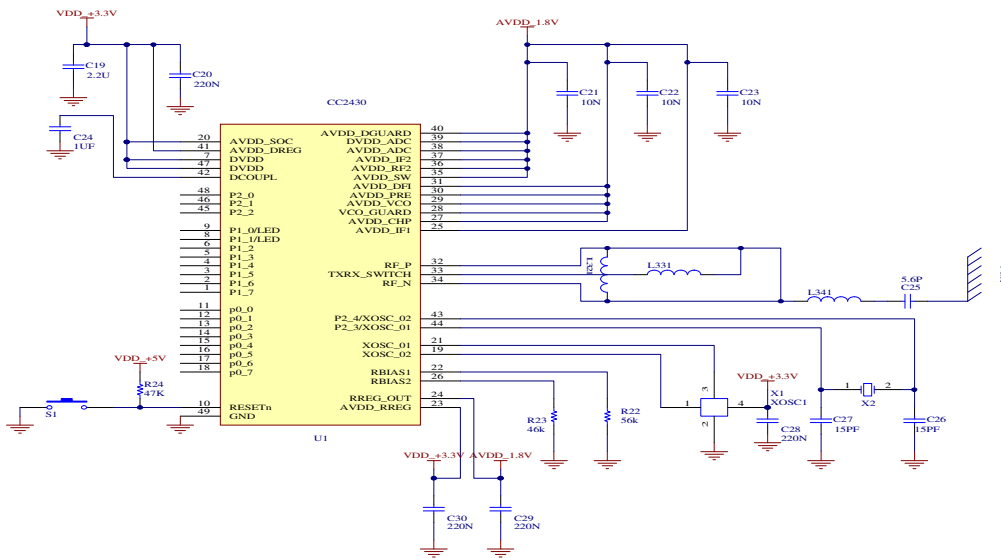


图 1: CC2430 外围电路

目前,国内外嵌入式射频芯片中,CC2430 芯片是性能最好、功能更强的一个。它结合了市场领先的 Z-Stack™ ZigBee™ 协议软件和其他 Chipcon 公司的软件工具,为开发出无接口、紧凑、高性能和可靠的无线网络产品提供了便利。相信在未来几年,它的应用将会涉及到社会的更多领域。

2.3 设计方案论证

基于以上的原因,我们决定采用 TI 公司的 CC2430 芯片为核心器件,采用星型的网络结构,在 ZigBee 协议的基础上建立了一个无线智能家居系统。其具体实现图形见图 2.3 所示。

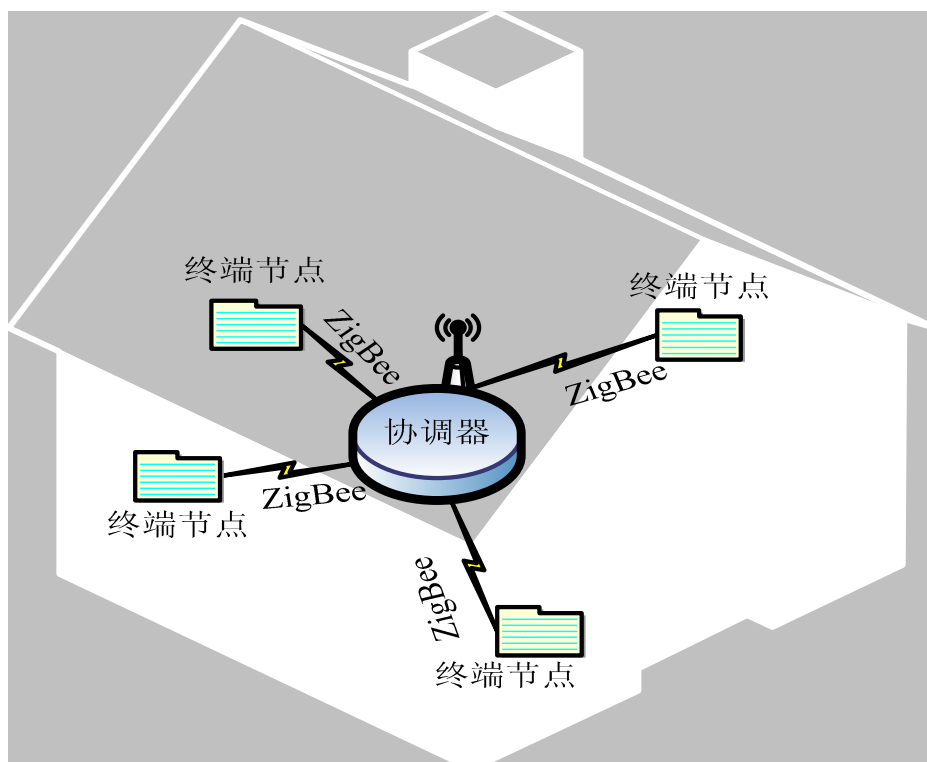


图 3.1:系统具体情境图

从上图可以看出，本系统采用的是星型网络结构，协调器就是整个系统的核心，它负责网络的建立、终端节点的加入、数据的接收和发送等功能。而终端节点之间不能互相通信，只能与协调器对话，它们的功能是实时地把采集到的数据通过射频模块发送给协调器，并且检测协调器是否有数据发送给终端节点，如果有，便执行相应的操作。

3. 系统实现

3.1 硬件设计

系统硬件包含协调器与终端节点两部分，其核心器件皆为 CC2430，即是处理器模块，下面分别对其电路构成作简要描述。

3.1.1 协调器的硬件框图

协调器的主要功能是自组织网络，并且把接收的终端节点信息，显示到液晶屏上；并可以通过操作杆发送相应的信息给终端节点，使其小灯点亮。。它没有传感器模块，但是比终端节点多了液晶显示和操作杆，其硬件框图如图 4.1.2 所示。



图 3.1.1: 协调器的硬件框图

其中液晶屏显示各个终端节点采集到的数据；操作杆用来输入控制字，实现对终端节点的操作；LED 则是用来表示通信是否成功。这三个模块就是分别通过 I/O 口与处理器模块（CC2430）连接的。

3.1.2 终端节点的硬件框图

终端节点设备相对于协调器来说功能要简单，不需要对网络进行管理，它只负责传感器数据的采集和处理、数据的接收和发送以及终端设备自身的控制管理。但在硬件电路方面，比协调器多了传感器模块，因为它要负责采集室内的信息，如温度、光强等。还加入了两个 LED 显示，作为接收指示灯。终端节点的整个硬件框图如图 4.2.1 所示。



图 3.1.2: 终端节点的硬件框图

从上图可以看到，终端节点设备在硬件电路上比协调器少了液晶显示，但多了传感器模块、电源模块和 LED。而传感器模块和 LED 则是通过 I/O 口接入到处理器模块（CC2430）中的。

在电源模块中，用 9V 电池供电，通过开关电源器件 MC34063AD 分别转换成 +5V、-5V。其中 +5V 和 -5V 分别给运放提供正负电压，+5V 还给传感器模块提供工作电压。系统中用到了一个 3.3V 电压，给 CC2430 提供外部电压，通过 AMS1117，把 +5V 稳压到 3.3V。其具体框图见图 4.2.2 所示。

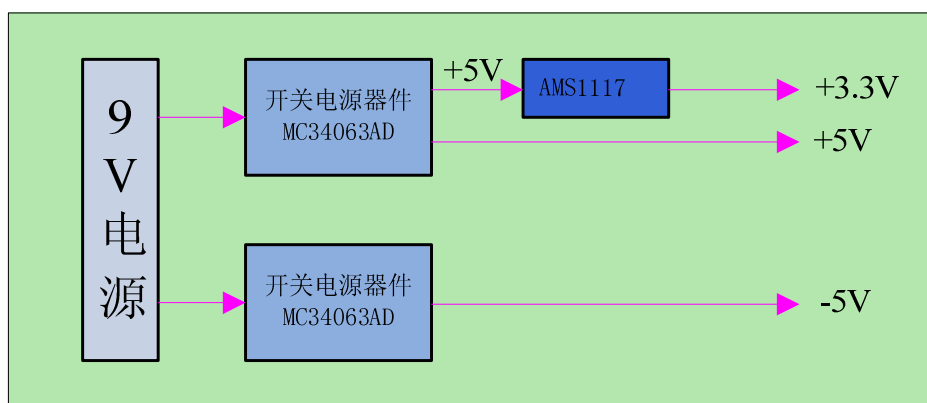


图 4.2.2: 电压模块框图

在传感器模块中，温度和亮度的采集分别是用 AD590 和光敏电阻，而湿度传感器信号则用电压代替。由于它们输出的都是模拟信号，所以传感器信号先通过运放（OPA228），再经 CPU 中的 AD 转换器变换为 12 位的数字信号，并实时传输给协调器。其具体应用见下图 4.2.3。

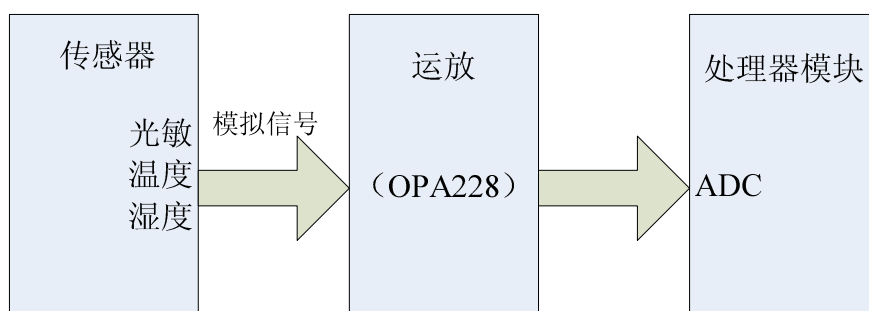


图 4.2.3: 传感器系统总体描述

在传感器模块中，OPA228 起到的是电压跟随器的作用。

硬件电路中还有两个 LED，它们是用来演示协调器对终端节点的控制。

在硬件设计过程中，首先要实现接入信号的标准化，即将模拟电压信号转换为数字信号，对传感器采集到的信息进行模数转换；其次将数字化的信号通过信道模块发送，运用 CC2430 完成基于 ZigBee 技术的无线收发功能。

3.2 软件设计

本设计使用 Zigbee 无线传感技术来构建星型传感器网络，利用 TI 公司的 CC2430 的无线收发功能实现终端节点和协调器节点之间的通信和控制。

3.2.1 Zigbee 协议简介

Zigbee 是一种新兴的短距离、低速率无线网络技术，适用于组建低成本、低功耗的无线网络。Zigbee 无线传感器网络是基于 IEEE802.15.4 技术标准和 Zigbee 网络协议而设计的无线数据传输网络。

Zigbee 协议栈是基于 IEEE802.15.4 的无线网络标准，由一组子层构成。每层为其上层提供一组特定的服务（一个数据实体提供数据传输服务，一个管理实体提供全部其他服务）。Zigbee 协议栈的体系结构如下图 5.1.1 所示。

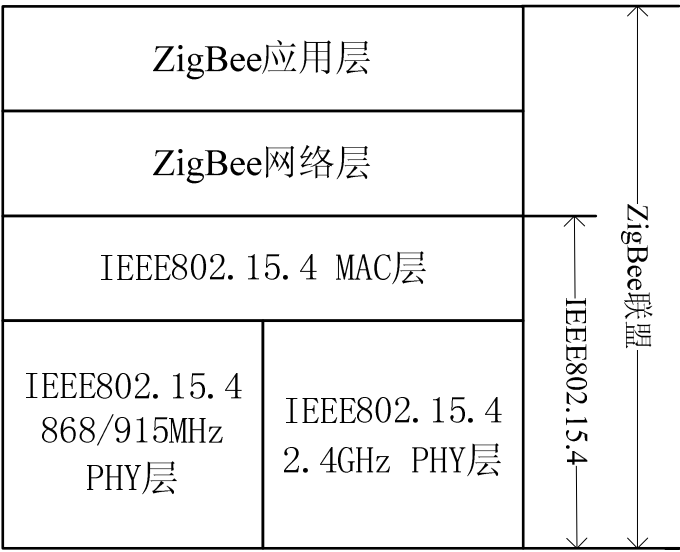


图 3.2.1： Zigbee 体系结构模型

Zigbee 协议栈给予标准的七层开放式系统互联（OSI）模型，但只对涉及 Zigbee 的层予以定义。IEEE802.15.4—2003 标准定义了最下面两层：物理层（PHY）和介质接入控制子层（MAC）。Zigbee 联盟提供了网络层（NP）和应用层（APS）框架的设计。相比与常见的无线通信标准，Zigbee 协议套件紧凑而简单，具体实现的要求很低。

本设计基于 Zigbee 协议由一个网络协调器 FFD 设备和多个子节点 RFD 设备组建成一个星型的 LR-WPAN 网络。该 LR-WPAN 网络组件和拓扑关系如下图 5.1.2：

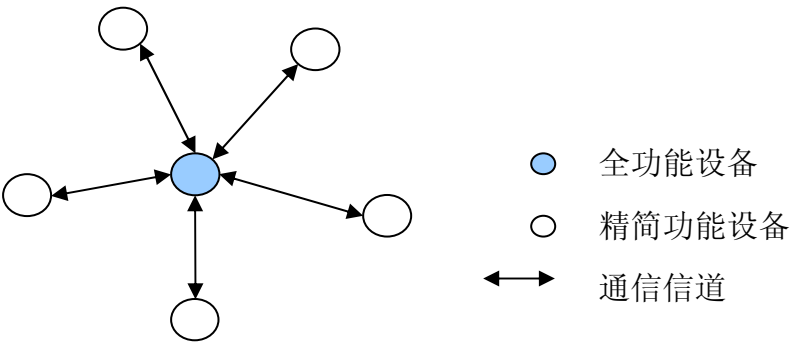


图 3.2.2： LR-WPAN 网络组件和拓扑关系

3.2.2 传感器节点软件设计

本设计中在传感器节点上集中了光敏、温度、湿度传感器等，它们感知周围环境的状态，获得的是模拟信号，经 CC2430 芯片中 A/D 转换模块处理成数字信号，再由发送控制模块利用天线发射出去。在 A/D 转换中给每个传感器设置不同的通道，并采用时序控制它们依次进行转换。

传感器节点软件设计流程图如下图 3.2.3 所示：

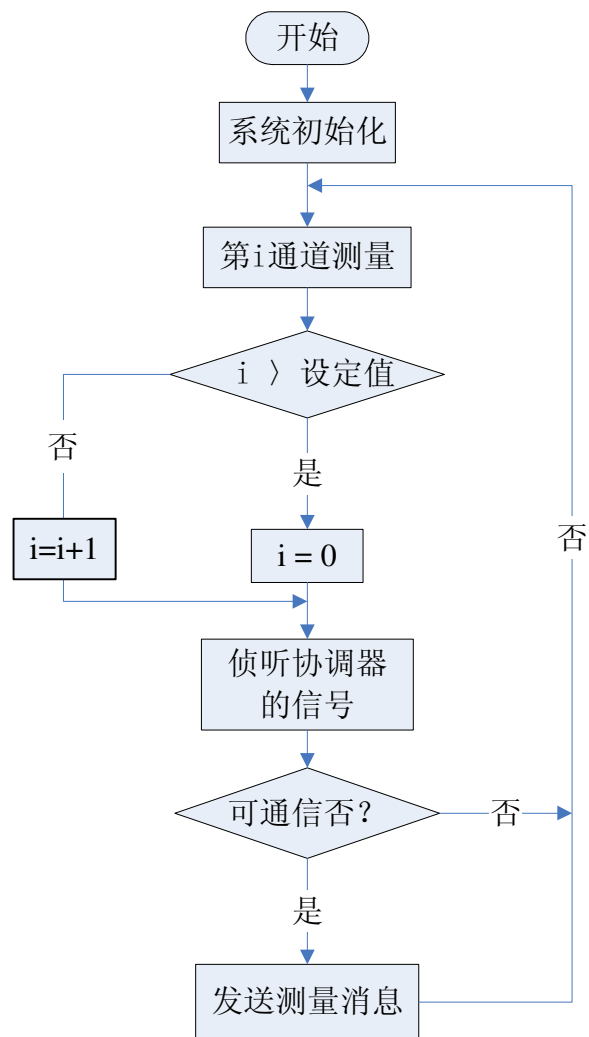


图 3. 2. 3：传感器节点软件设计流程图

3. 2. 3 协调器节点软件设计

本设计实现了协调器对终端子节点的两种操作：一是查看终端节点感知到的周围环境状态并显示；另一种是对终端节点进行功能性控制操作。

协调器主节点是整个无线网络的管理员，它负责网络的建立、地址的分配和子节点的加入、节点设备数据的更新、数据转发表、设备关联表的维护并根据网络的状况自动更新等。协调器主节点通过广播查询方式查找一定空间内的子节点，并给每个子节点编号组网，当查找到某节点时就将其添加入网络，否则将其删除。协调器主节点还可以通过操作控制杆来控制调节各传感器子节点的状态。

协调器节点的软件设计流程图如下图 3. 2. 4 所示：

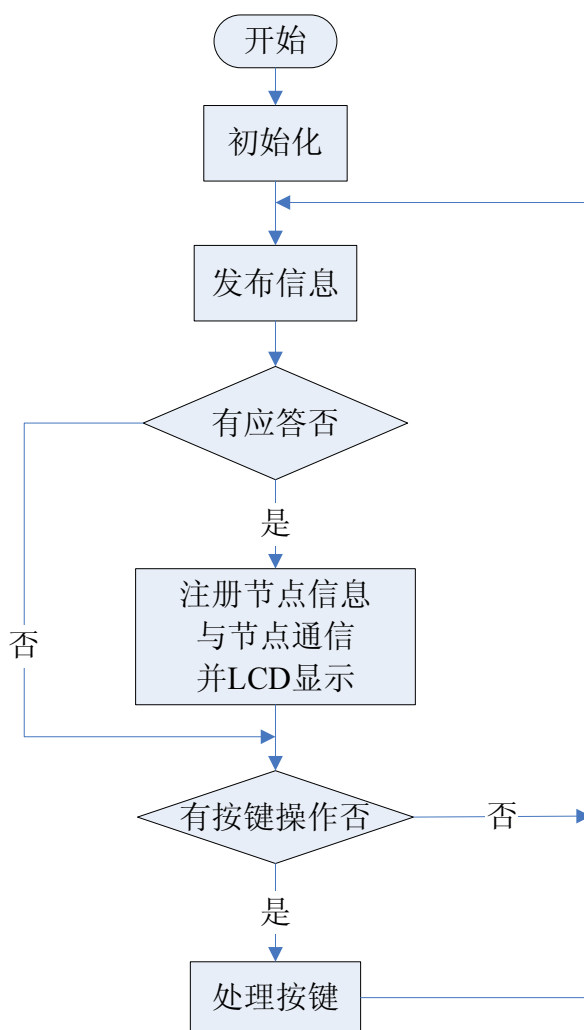


图 3.2.4 协调器节点软件设计流程图

3.2.4 有关无线通信软件的设计

图 3.2.3 与图 3.2.4 所示软件流程图中, 无线通信协议软件的实现是一项重要的工作。由于 TI 公司提供了一套完整的有关利用 CC2430 器件实现 ZigBee 协议的 Z-Stack 协议栈, 因此, 我们只是在该协议栈的基础上 (物理层与 MAC 层), 调用相应的接口模块以及对其参数做一些修改, 使其能较好地实现我们所需的功能。鉴于这一点, 我们就省略了对该过程的描述。

4. 作品性能测试与分析

4.1 系统测试方法

把终端节点分别放到不同的位置, 并打开协调器和终端节点的电源, 之后就可以测试了。

4.2 测试性能概览

协调器先上电，然后再打开其他终端节点电源。由于每一个终端节点的号码已经设好，所以液晶屏上会循环显示各个节点的信息。当有节点没有连接上时，当前的显示会跳过此节点，显示下一个节点的信息。协调器通过操作杆实现对终端节点的控制，当有按键按下时，表示有一个控制字发送，当终端节点接收到此信息后，就点亮相应的灯。

在实际测量的时候需要测量的数据有：自动组网功能（在添加或者删除节点的时候，系统是否能正常工作）、湿度测量（用电压代替）、温度测量、光强测量、电源电压测量、射频信号强度测量、协调器控制终端节点相应操作。

4.3 性价比评估

在本次设计中，考虑到了成本问题，所以选用已经把射频、微处理器、ADC等功能集成到一个芯片上的 CC2430。这样外围电路就很少，降低了成本。而电源和传感器部分，都可用很低价格买到适合本次设计所用的元件。其中由于湿度传感器和温度传感器价格较高，我们只使用了 2 个，其余的用电压代替其输出值。但是本设计所实现的功能却没有减少，终端节点和协调器之间可以相互通信，进行数据交换，完成星型网络的建立，也能通过协调器控制终端节点的执行相应的操作。

智能家居是未来家居的发展方向，在以后的设计中有很大的发展空间。本设计成本低、体积小、耗电少、功能强、具有很好的发展前景，总的来说性价比很高。

5. 总结及改进

通过系统方案的探讨，我们设计了一个无线传感网络智能家居系统的演示平台。其内部通信网采用简单的星型拓扑结构，该网络具有自组织能力，节点异常时能够自动采取相应的措施来保证系统的正常运行。工作模式的转换降低了节点功耗，延长节点使用寿命。实现了 ZigBee 技术和智能家居系统的有效结合。

我们实现的系统有如下特点：

成本低：在本系统中唯一需要成本投入的是硬件器件。而我们在硬件设计时已经充分考虑到硬件成本问题，采用的是 CC2430，因为它已经把射频、微处理器、ADC 等功能集成到一个芯片上，而且外围电路很少，相应需要的元器件就少，成本就降低了，而且运行稳定。

体积小：在设计的时候充分考虑到节点体积大小，在不影响系统性能的前提下尽量缩小 PCB 板大小，达到便于携带、便于演示的目的。

低功耗：由于所设计的节点都是采用电池供电，所以这是一个很重要的指标。我们在两方面采取措施，最大程度降低系统功耗：首先在硬件方面使用使用毫安级别的 CC2430 芯片，使功耗大大减低；其次在软件设计方面，采用定时器方式，是节点在需要发送数据时才进入工作状态，其他情况则处于睡眠状态。结合这两方面的努力，我们把功耗降到最低。

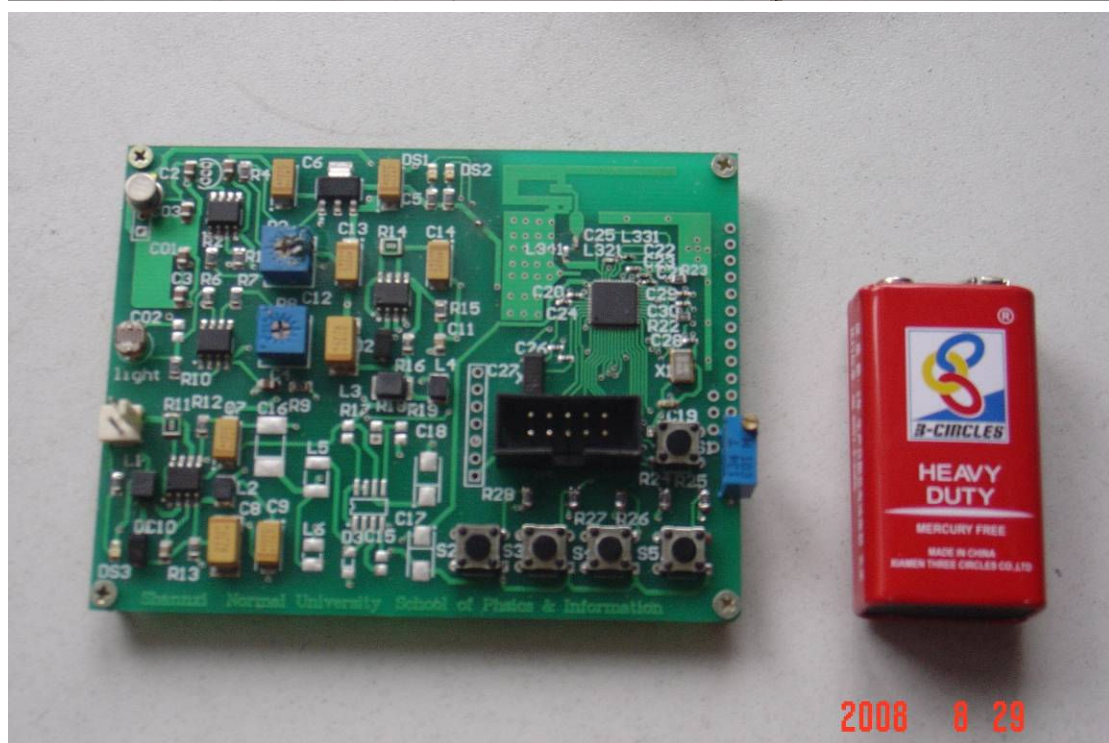
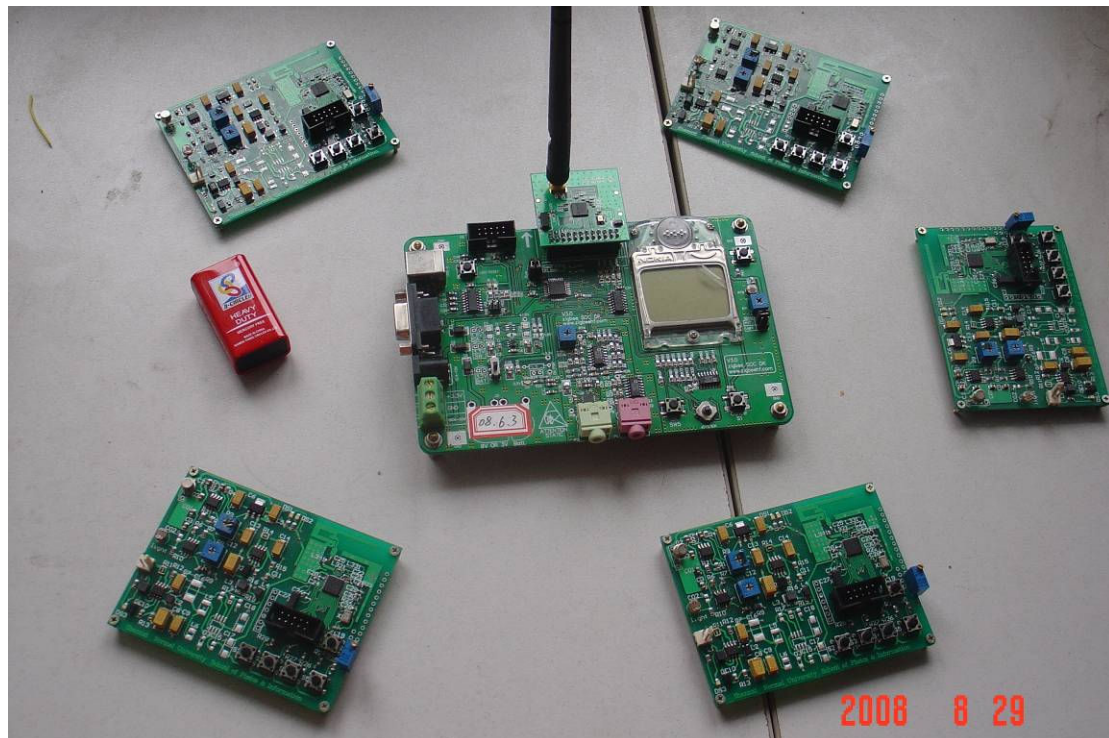
采用模块化的思想，设计了协调器和终端节点的硬件电路，并根据已经封装好的通讯协议和算法，解决了无线传输过程中的种种问题。

可以增加新节点或者删除节点；当有新的节点加入或以前节点退出时，不影响整个系统的正常工作。

针对目前设计的系统而言，需要改进和高的地方有：
提高集成度，缩小节点体积。
优化软硬件结构，增加更多的功能，进一步降低功耗。

本设计采用遵循 IEEE 802.15.4 标准的低功耗无线收发芯片 CC2430，实现了协调器和终端节点的对话，完成了智能家居系统中最基本的一步，提供了一个应用和消息传输的例子。我们所建立的这个平台可以有更多的发展空间，比如：加上摄像头，定期对房间进行检测；报警器等。我们希望在以后的努力中进一步完善智能家居系统。

附录 1: 实物照片



附录 2：元器件清单

名称	型号	个数
单片机	CC2430	6
运算放大器	OPA228	4
运算放大器	OP 07C	6
光敏电阻	MJ5516	5
温度传感器	AD590JH	5
稳压管	IN5819	5
按键		30
发光二极管		15

附录 3：符号说明

IEEE	Institute of Electrical and Electronic Engineer 电子和电气工程师协会
LR-WPAN	Low-Rata Wireless Personal Area Network 低速无线个人区域网络
FFD	Full-Function Device 全功能设备
RFD	Reduced-Function Device 精简功能设备
OSI	Open Systems Interconnection 开放系统互联模型
PHY	PHY sical layer 物理层
MAC	Medium Access Control 介质访问控制

附录 4 系统电路图

- 图 1：传感器电路
- 图 2：电源电路
- 图 3：控制器电路
- 图 4：PCB 板

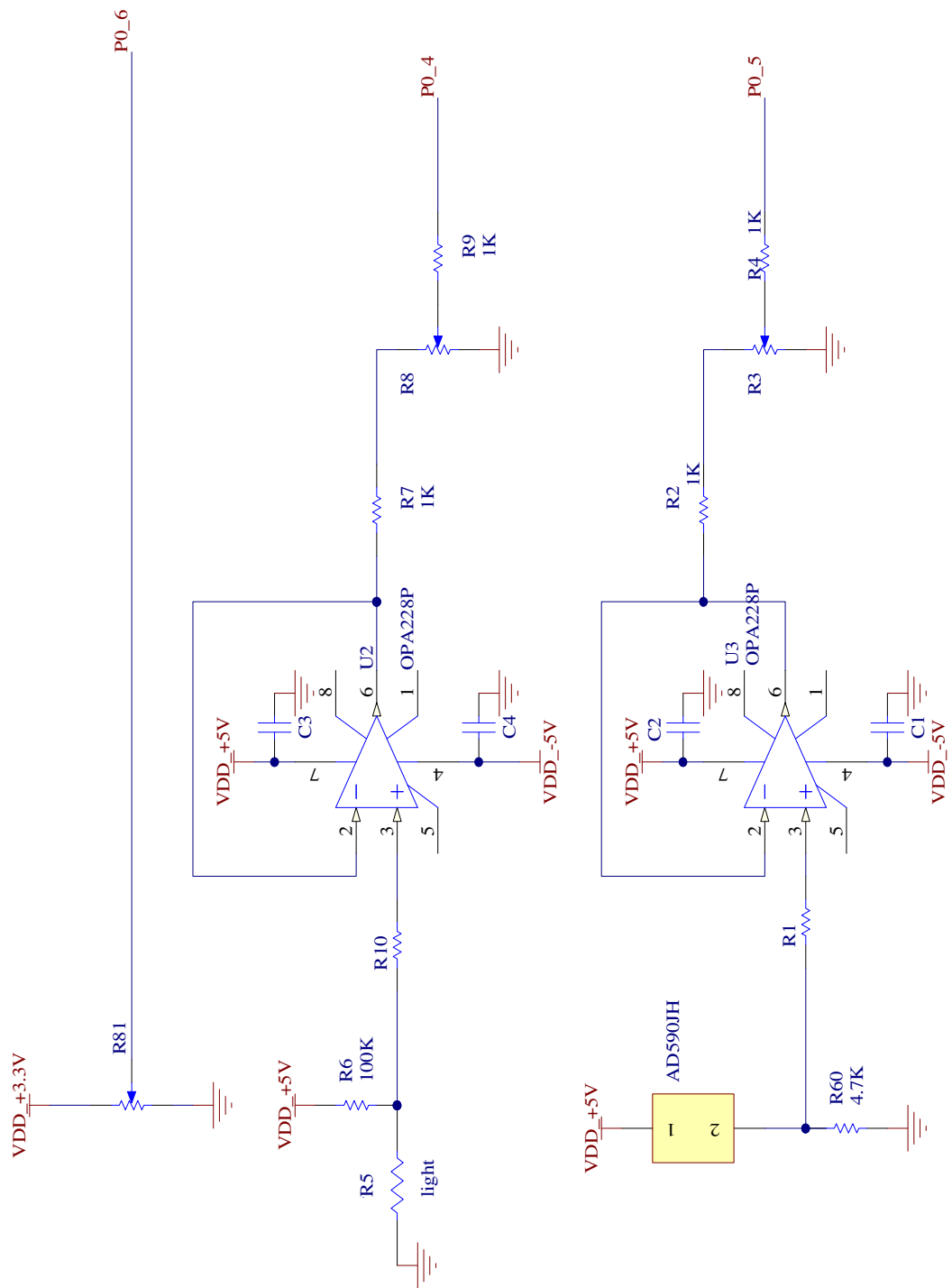


图 1：传感器电路

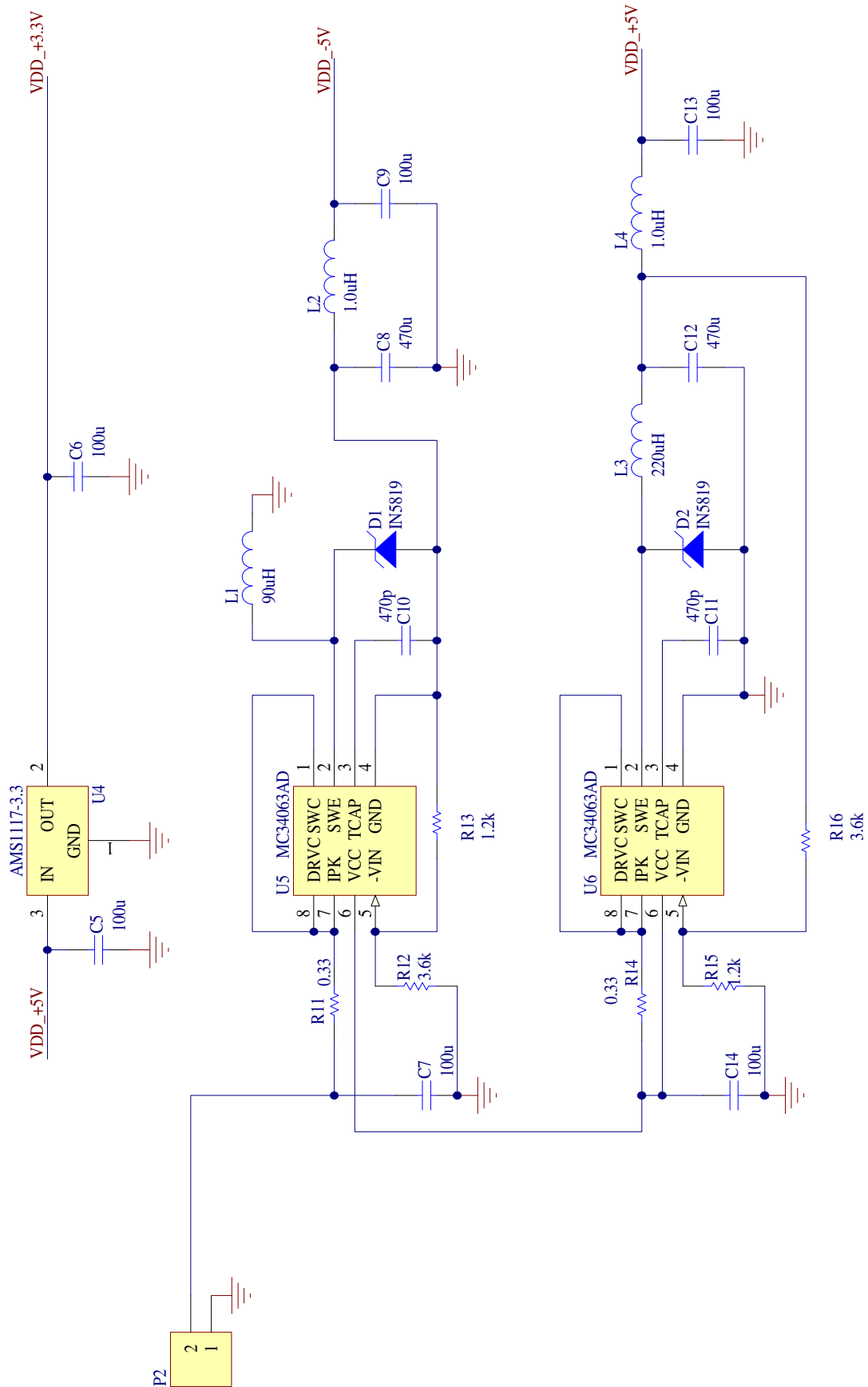


图 2：电源电路

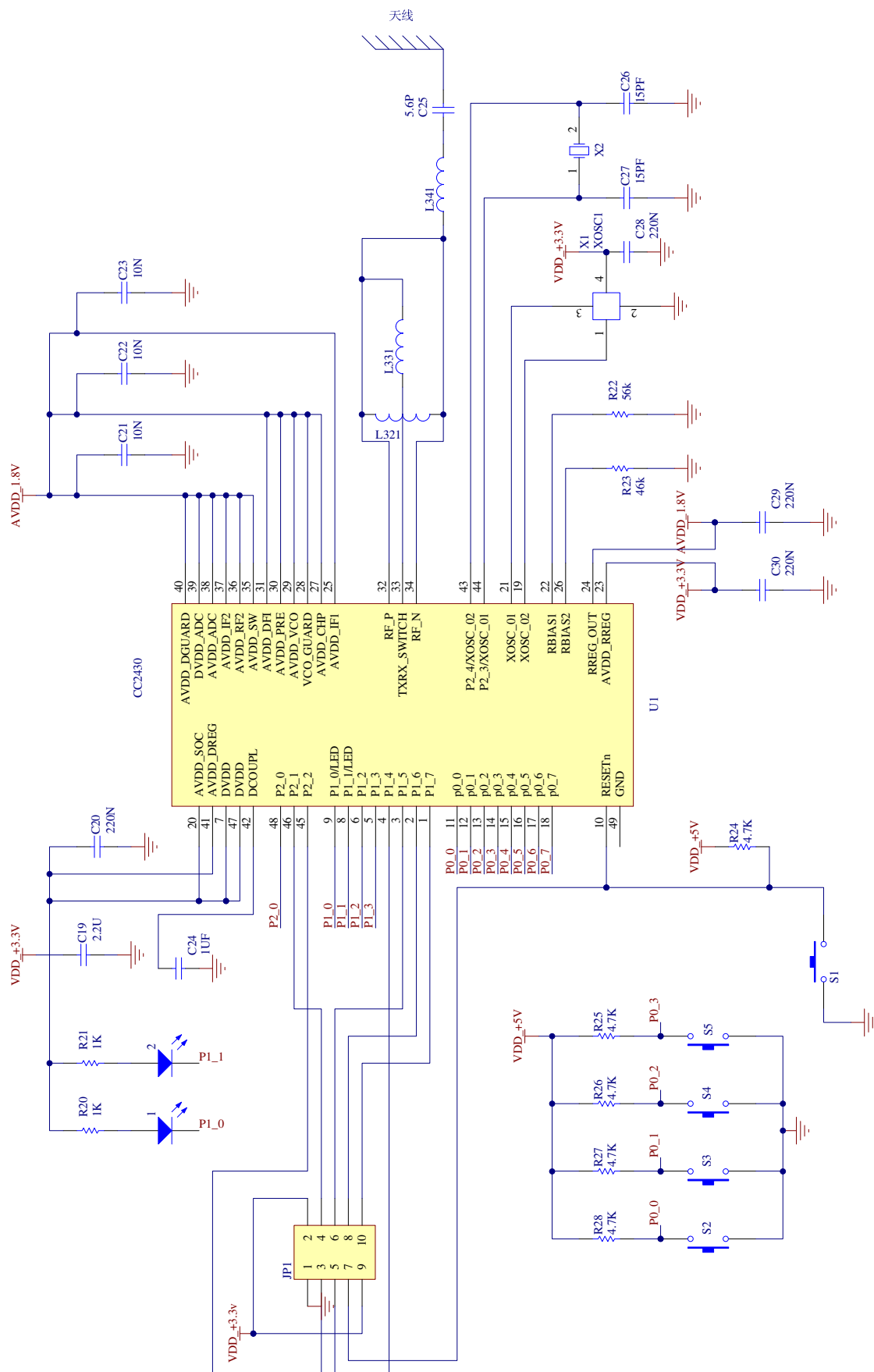


图 3：控制器电路

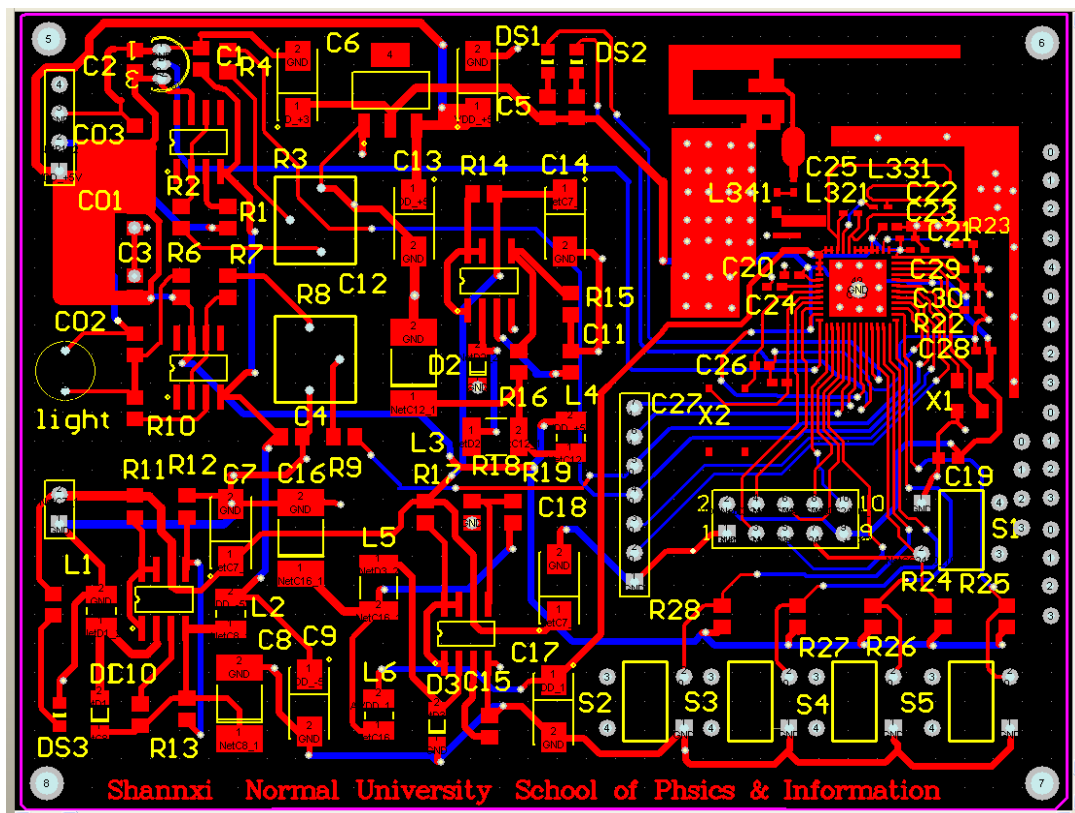


图 4：PCB 板

附录 4：应用资料与参考文献

- [1] 孙利民, 李建中, 陈渝, 朱红松. 无线传感器网络, 清华大学出版社. 2006. 7.
- [2] 李文仲, 段朝玉. ZigBee2006 无线网络与无线定位实战, 北京航空航天大学出版社. 2008. 1.
- [2] 杨赓. ZigBee 无线传感器网络的研究与实现. [浙江大学硕士学位论文], 2006. 2.
- [3] 陈淑娟. 无线智能家居控制网络设计及协议研究. [大连海事大学硕士学位论文], 2005. 3.
- [4] 贺文. 基于 IEEE802. 15. 4 / ZigBee 的无线传感器网络研究. [浙江大学硕士学位论文], 2006. 5.
- [5] 芦宁. ZigBee 无线技术在智能家居中的应用. [哈尔滨工业大学硕士学位论文], 2006. 6
- [6] 赵虹钧. 基于 ZigBee 技术的智能家居系统的设计. [上海交通大学硕士学位论文], 2007. 1
- [7] 谭浩强. C 程序设计, 第二版, 清华大学出版社.