

分类号 _____

密级 _____

UDC _____

学 位 论 文

基于数字锁相放大器的近红外水分仪研究

作 者 姓 名：李宇坤

指 导 教 师：李新光 教授

东北大学信息科学与工程学院

申请学位级别：硕士

学 科 类 别：工学

学科专业名称：检测技术及自动化装置

论文提交日期：2016年6月

论 文 答 辩 日 期：2016年6月

学位授予日期：2016年7月

答辩委员会主席：xxx

评 阅 人：XXX XXX

东 北 大 学

2016 年 6 月

A Thesis in Theoretical Physics

Constraining dark energy with Hubble parameter measurements

By Yu-Kun Li

Supervisor: Professor Xingguang Li

Northeastern University

June 2016

独创性声明

本人声明，所呈交的学位论文是在导师的指导下完成的。论文中取得的研究成果除加以标注和致谢的地方外，不包含其他人已经发表或撰写过的研究成果，也不包括本人为获得其他学位而使用过的材料。与我一同工作的同志对本研究所做的任何贡献均已在论文中作了明确的说明并表示谢意。

学位论文作者签名：

日 期：

学位论文版权使用授权书

本学位论文作者和指导教师完全了解东北大学有关保留、使用学位论文的规定：即学校有权保留并向国家有关部门或机构送交论文的复印件和磁盘，允许论文被查阅和借阅。本人同意东北大学可以将学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索、交流。

作者和导师同意网上交流的时间为作者获得学位后：

半年 ☐ 一年 ☐ 一年半 ☐ 两年 ☐

学位论文作者签名：

导师签名：

签字日期：

签字日期：

基于数字锁相放大器的近红外水分仪研究

摘要

20 世纪末两个宇宙学研究小组发现宇宙加速膨胀以来，人们便对其加速膨胀的原因进行了深入的研究。为了解释宇宙加速膨胀，当前有两种比较流行的观点：暗能量和修改引力。迄今为止，关于宇宙加速膨胀的问题，人们已做了大量的分析，但仍无法断定暗能量和修改引力谁更能合理地解释宇宙加速膨胀。因此，基于这两大理论的提出，人们建立了许多宇宙学模型。此外随着天文观测技术的不断进步，超新星、宇宙微波背景辐射、重子声学振荡以及哈勃常数 H_0 等天文观测也为研究宇宙加速膨胀提供了大量精确的信息。因此，使用不同的观测数据组合精确限制宇宙学模型是研究宇宙加速膨胀的主要思想。

本文从两个方面研究天文观测检验暗能量的问题。首先，我们研究了未来红移漂移观测对一种典型的修改引力模型 ($f(T)$ 模型) 参数限制的影响。红移漂移观测作为当前其他天文观测方法的重要补充，它可直接测量遥远类星体 Lyman- α 吸收线的红移漂移，其测量“红移沙漠”范围为 $2 \lesssim z \lesssim 5$ 。为了避免其检验数据与其他观测数据不一致，我们选用当前观测数据的最佳拟合模型本身为基准模型，模拟 30 年的红移漂移模拟数据。然后定量地分析这些模拟数据对 $f(T)$ 引力模型参数限制的影响。结果表明：30 年的红移漂移模拟数据可以有效地打破物质密度参数 Ω_m 和哈勃常数 H_0 在当前观测数据中的强简并，从而极大地提高 $f(T)$ 引力模型中自由参数 Ω_m 和 H_0 的限制精度，但并不能有效地提高 $f(T)$ 模型自身参数的限制精度。

此外，近年来人们对哈勃参量 $H(z)$ 的数据观测问题进行了大量的研究。众所周知，目前较流行的天文观测量为光度距离和角直径距离。它们影响暗能量状态方程 w 需要对哈勃参量 $H(z)$ 进行一次积分，然而这个积分的存在必然会对宇宙观测信息检验暗能量造成一定的困扰。因此不同红移处哈勃参量 $H(z)$ 的直接测量对暗能量物理性质的研究具有重大意义。本文采用了 31 个红移在 $[0.07, 2.34]$ 区间的哈勃参量 $H(z)$ 的直接观测数据，并用它们分析一系列典型的暗能量模型，包括 Λ CDM 模型、 w CDM 模型、CPL 模型以及全息暗能量模型。事实上，红移漂移观测的本质也是直接测量高红移 $[2, 5]$ 范围内哈勃参量 $H(z)$ 的几何观测。因此，单独研究这些直接观测数据对暗能量限制的影响具有十分重要的意义。我们发现联合 10 年的红移漂移模拟数据与哈勃参量 $H(z)$ 的直接观测数据能够极大地提高对暗能量的限制。

关键词： 暗能量；修改引力；哈勃参量；红移漂移；宇宙学参数限制

Constraining dark energy with Hubble parameter measurements

Abstract

Since two observation teams found that the universe is currently undergoing an accelerating expansion, cosmologists have studied its origin in depth. In order to explain it, there are two popular arguments: dark energy and modified gravity. So far, whether dark energy or modified gravity hasn't been totally accepted by the public. Therefore people established all kinds of cosmological models based on them. In addition, with the development of technology in astronomy, many astronomical observations, including type Ia supernova, cosmic microwave background radiation, baryon acoustic oscillations, Hubble constant H_0 and others, also provide a number of important information for our research. Therefore that combining different kinds of observations constrains dark energy is our major method to study the cosmic acceleration.

In the thesis, we study the observational test of dark energy in the following two aspects. Firstly we analyze the effect of future redshift drift measurement on $f(T)$ model. Redshift-drift observation is an important supplement to current cosmological observations because it measures the redshift drift in the Lyman- α forest in the spectra of distant quasars, covering the "redshift desert" of $2 \lesssim z \lesssim 5$. To avoid data inconsistency, we use the best-fit models based on current combined observational data as fiducial models to simulate 30 mock data. We quantify the impact of these data on parameter estimation for $f(T)$ gravity theories. Two typical $f(T)$ models are considered, the power-law model $f(T)_{\text{PL}}$ and the exponential-form model $f(T)_{\text{EXP}}$. The results show that Redshift-drift observation can effectively break the existing strong degeneracy between the present-day matter density Ω_m and the Hubble constant H_0 in other cosmological observations. For the considered $f(T)$ models, a 30-year observation of redshift drift can improve the constraint precision of Ω_m and H_0 enormously but cannot effectively improve the constraint precision of the model parameters.

Otherwise, in recent years we have done lots of research about Hubble parameter measurements. As is known to us, the usual observables are the luminosity distances or the angular diameter distances, which measure the distance-redshift relation. Actually, the property of dark energy affects the distances (and the growth factor) by a further integration over functions of $H(z)$. Thus the direct measurements of the Hubble parameter $H(z)$ at different redshifts are of great importance for constraining the properties of

dark energy. In this thesis, we show how the typical dark energy models, for example, the Λ CDM, w CDM, CPL, and holographic dark energy models, can be constrained by the current direct measurements of $H(z)$ (31 data used in total in this paper, covering the redshift range of $z \in [0.07, 2.34]$). In fact, the future redshift-drift observations (also referred to as the Sandage-Loeb test) can also directly measure $H(z)$ at higher redshifts, covering the range of $z \in [2, 5]$. We thus discuss what role the redshift-drift observations can play in constraining dark energy with the Hubble parameter measurements. We show that the constraints on dark energy can be improved greatly with the $H(z)$ data from only a 10-year observation of redshift drift.

Keywords: dark energy; modified gravity; Hubble parameter; redshift drift; cosmological parameter constraints

目 录

独创性声明..... I

摘要..... III

Abstract..... V

目录..... VII

第一章 水分测量系统的硬件设计..... 1

1.1 硬件系统总体设计..... 1

1.2 硬件系统的基础性设计..... 2

1.2.1 系统电源设计..... 2

1.2.2 DSP最小系统设计..... 4

1.2.3 串口通信设计..... 5

1.3 光源信号驱动电路设计..... 6

1.3.1 激励信号发生器..... 6

1.3.2 恒流源驱动电路..... 7

1.4 模拟信号处理电路设计..... 9

1.4.1 前置放大电路..... 10

1.4.2 次级信号放大电路..... 11

1.4.3 窄带带通滤波电路..... 11

1.5 模数转换电路设计..... 11

1.5.1 A/D 芯片选型..... 11

1.5.2 芯片原理和结构..... 12

1.5.3 A/D 前端调理电路设计..... 13

1.5.4 A/D 与 DSP 接口电路设计..... 13

1.6 温控电路设计..... 14

1.6.1 温度检测电路..... 14

1.6.2 半导体制冷电路..... 15

1.7 本章小结..... 15

第一章 水分测量系统的硬件设计

本章主要围绕构成水分测量系统的硬件设计进行介绍。硬件电路主要包括 LED 光源的激励驱动信号的产生、模拟信号输入通道的设计、A/D 采集电路以及主控 DSP 控制器等部分。

1.1 硬件系统总体设计

本课题设计的水分测量系统主要由以下四部分组成：光源激励模块、信号处理模块、DSP 控制模块以及电源电路模块。其中信号处理模块由模拟信号处理模块和数字锁相放大器组成，数字锁相放大器由 DSP 微控制内部实现，所以硬件电路的实现上，信号处理模块主要是指模拟信号处理。硬件电路设计的主要功能是为 LED 光源提供激励信号，并对光电探测器接收到的电信号进行放大、滤波、采集等数据处理，并将采集到的信号传送到微控制器进行后续数据处理。硬件系统的整体结构框图如图 1.1 所示

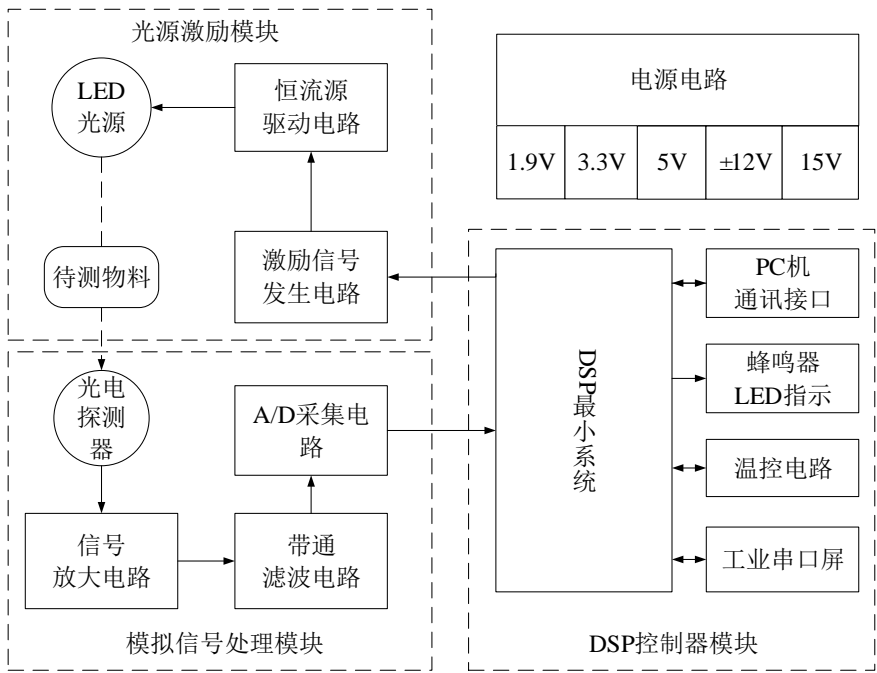


图 1.1 硬件电路总体框图

Fig. 1.1 The overall block diagram of the hardware circuit

下面将对以上各模块的工作过程做简单的阐述：

(1) 光源激励模块

该模块为 LED 光源提供正弦波激励信号，使 LED 光源能以固定频率的正弦激励照射到被测物的表面。标准的正弦波激励信号由 DSP 微处理器控制数字式频率合成器（DDS）芯片产生，再经过恒流源电路变成正弦电流激励供给 LED 光源。由于本课题

题采用了三波长测量手段,即一路测量波长和两路参比波长的光源同时照射被测物的表面,所以本文的光源激励硬件模块需要三路,分别给三路不同波长的光源提供同幅不同频的正弦波电流激励信号,本课题中三路激励信号的频率一次为 5kHz、6kHz 和 7kHz。

(2) 模拟信号处理模块

模拟信号处理电路包括信号放大电路和带通滤波电路。其中信号放大电路由两部分组成:低噪声前置放大器和次级放大器。从被测物表面反射回来的三路不同频率的光信号全部进入光电探测器后转化为电信号,但此时的有用信号非常微弱。为了得到满足后续 A/D 采样的电平范围要求,微弱的信号经过低噪声前置放大器和次级放大器进行信号放大,放大后的信号是三路不同频率正弦信号的叠加,再分别经过三路不同中心频率的窄带带通滤波器进行滤波,就得到了三路分离后的正弦波待测信号。本课题中这三路待测信号的频率依次为 5kHz、6kHz 和 7kHz,与提供的三路 LED 光源激励信号的频率相一致。将这三路待测信号全部通过 A/D 转换芯片进行模数转换后送入 DSP 微处理器,在 DSP 微处理器内部进行数字锁相放大器运算。所以该模块也是数字锁相放大器的信号输入通道。

(3) DSP 控制模块

DSP 微处理器是整个水分测量系统的控制核心,它不仅控制 DDS 芯片产生所需的正弦波信号,同时用于产生数字锁相放大器所需的参考信号序列,并与三路待测信号依次进行数字锁相放大器运算,从而得到待测信号的幅值,进一步计算得到被测物的水分含量。DSP 控制模块还包括 PC 通讯接口电路、蜂鸣器及 LED 指示电路、温控电路和工业串口屏接口电路。其中,PC 通讯接口电路和工业串口屏接口电路均采用串口通信原理,用于将测量得到的数据实时传输到上位机进行显示和存储。

(4) 电源电路模块

电源模块用于给硬件电路的不同模块提供稳定的电源,模拟部分主要是给恒流源、运算放大器等器件供电,数字部分主要是给 DSP 微处理器、DDS 芯片等数字器件供电。本课题根据模拟部分和数字部分的供电需求,设计了输出稳定、低纹波、低噪声的不同输出电压的电源。

1.2 硬件系统的基础性设计

1.2.1 系统电源设计

电源电路的设计是水分检测系统的重要部分,电源的性能影响着水分仪的稳定性和准确度。因此设计并制作高可靠性、高效率、低纹波的电源是十分必要的。根据表 1.1 所示的硬件电路供电需求,本课题设计了独立的电源电路板给整个系统供电,用以减少板级间电源的相互影响。

为了简化电源电路实际的复杂性,本课题选用了金升阳的 LH 系列 AC-DC 模块电

表 1.1 硬件电路电源需求

Table 1.1 Hardware circuit power demand

电源类型	电源电压	供电单元	参数需求
模拟	+15V	3 路恒流源电路	纹波小，电流较大，功率> 9W
	±12V	运算放大器，A/D 芯片等模拟电路	纹波小，噪声低，功率> 9.5W
	+5V	波形发生器，线性稳压芯片	纹波小，电流大，功率> 5W
	+3.3V	DSP 控制器模拟电源	电压稳定，功率很小
	+1.9V	DSP 控制器模拟电源	
数字	+5V	有源晶振、电平转换等数字芯片	电压稳定，功率很小
	+3.3V	DSP 控制器数字电源、测温电路等数字电路	
	+1.9V	DSP 控制器数字电源	

源，LH 系列电源模块输入电压范围为 85~264VAC，50/60Hz，输出电源稳定、低纹波、低噪声，具有输出短路、过流和过温保护功能。该系列的电源模块只需要几个电容电阻就能实现 AC-DC 的精确输出，各输出电压的功率也能满足本课题的要求。

其中，+15V 电源由型号为 LH10-B15 电源模块产生，输出功率能达到 10W。而 ±12V 电源由型号为 LH10-10A12 电源模块产生，输出功率能达到 10W，模拟部分的 +5V 电源由型号为 LH05-10B05 电源模块产生，输出功率也能达到 5W，完全能满足本课题的供电需求。其余的电源电压，如数字部分的 +5V 电源、模拟及数字部分的 +3.3V、+1.9V 电源均由模拟部分的 +5V 电源通过电感器件和线性稳压电源芯片转化而来。

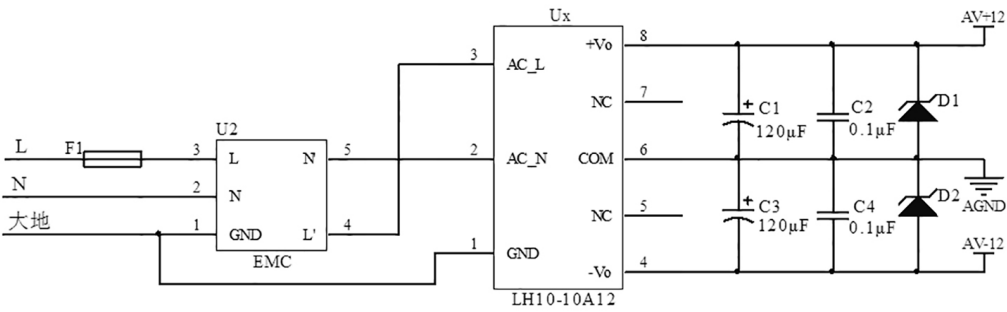


图 1.2 LH10-10A12 电源模块电路图

Fig. 1.2 The power supply circuit diagram about LH10-10A12

本文以 LH10-10A12 电源模块的电路原理图为例进行说明（如图 1.2），其他电源模块的电路原理图类似。图中 F1 为保险丝管，对电路具有过流保护的作用。U1 为电源模块，U2 是型号为 FC-LX1D 的 EMI 滤波模块，通过在电源模块的输入端安装 EMI 滤波模块，可以提高仪器的抗电磁干扰能力，减少外界对近红外水分仪的干扰，保障

水分仪的正常工作^[7]。D1、D2 为瞬变电压抑制二极管，它是一种高性能的电路保护器件，具有承受瞬间大电流的能力，当电路中有瞬变电压发生时，瞬变电压抑制二极管能够快速响应，耗散很大的瞬变电流，使电路电压箝位于低电压上，从而保护后面的电路。

本课题中数字电路的核心是主控芯片 TMS32F28335 处理器。为满足该 DSP 芯片内部功能模块的不同供电需求，设计了幅值为 3.3V 和 1.9V 的数字电源和模拟电源两种。数字电源电路采用了 DSP 专用电源芯片 PS767D301，能够同时输出两种电压，一路固定输出 3.3V，一路可以在 1.5V-5.5V 范围内调整。

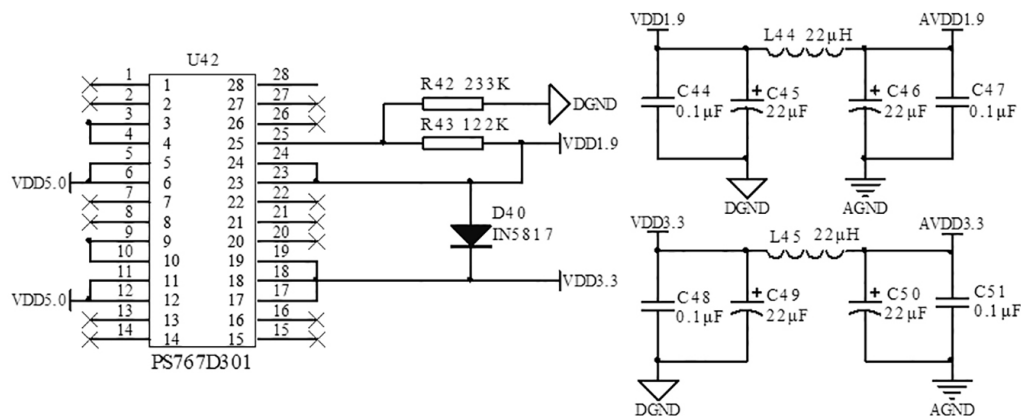


图 1.3 3.3V和1.9V电源电路图

Fig. 1.3 The 3.3V and 1.9V power supply circuit

3.3V 和 1.9V 电源电路原理如图 1.3 所示。两个输入端均接入数字部分的 5V 电压，第 2 路输出的电压为 3.3V，第一路输出的电压通过电阻 R42 和 R43 分压反馈到 24 引脚，使得输出电压稳定在 1.9V，这样便得到数字电源 3.3V 和 1.9V。再分别通过电感 L44 和 L45 得到模拟电源 3.3V 和 1.9V。C44—C51 均为滤波电容， $0.1\mu\text{F}$ 电容可以滤除高频干扰， $22\mu\text{F}$ 电容可以滤除低频干扰，使得电源能够稳定输出。

1.2.2 DSP最小系统设计

为了提高系统的处理速度，处理精度以及满足本系统要求的高速数字信号处理，本课题选用由 TI 公司推出的一款浮点型数字信号处理器 TMS320F28335DSP。

TMS320F000 系列 DSP 融合了控制外设的集成功能与微处理器（MCU）的易用性，具有强大的控制和信号处理能力以及 C 语言编程效率。TMS320F28335 是在已有的 DSP 平台上增加了浮点运算内核，能执行复杂的浮点运算，可以节省代码执行时间和存储空间，具有精度高、成本低、功耗小、外设集成度高、数据和程序存储量大等优点，可以为嵌入式工业应用提供更加优秀的性能和更加高效的软件设计。TMS320F28335 的主要特点总结如下：

(1) 高性能静态 CMOS 技术：主频可达 150MHz,指令周期为 6.67ns；内核电压为 1.9V，I/O 硬件电压为 3.3V。

(2) 高性能的 32 位 CPU：具有单精度浮点运算单元（FPU）， 16×16 位和 32×32 位乘法累加操作，两个 16×16 位乘法累加器。能够快速执行中断响应，具有统一的寄存器编程模式。

(3) 哈佛流水线总线结构：程序存储器和数据存储器互相独立，可进行独立编址和访问。并允许数据在程序空间和数据空间互相传送。可用

(4) 片内存储：256K × 16 的 Flash 存储器，34K × 16 的 SARAM，以及 1K × 16 的 OPT（一次性可编程）ROM。

(5) 先进的仿真功能：支持 JTAG 实时在线仿真和边界扫描，具有分析和断点功能，能够硬件实时调试。

TMS320F28335 能够运行的最小系统包括以下几个部分：电源电路、晶振电路、JTAG 接口电路、看门狗及复位电路等构成。系统框图如图 1.4 所示。

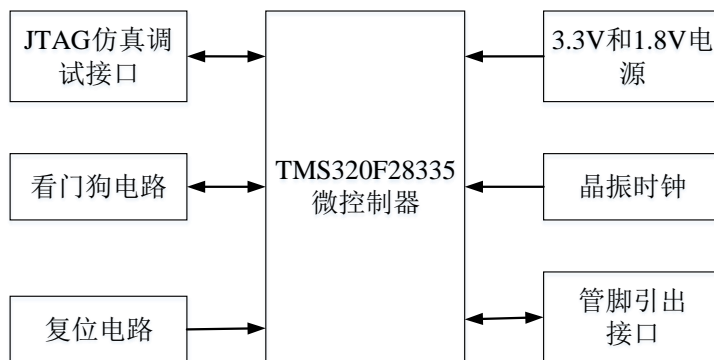


图 1.4 TMS320F28335最小系统框图

Fig. 1.4 The minimum system block diagram on TMS320F28335

其中，3.3V 和 1.9V 电源电路在上一小结中已经介绍过，采用 TI 公司专用的 LDO 芯片即获得了满足微控制器双电压供电和功耗的要求的输出电压。本课题采用 30MHz 晶振提供系统时钟，可获得最高 150MHz 的 CPU 主频。JTAG 接口电路、看门狗及复位电路采用经典的电路连接方式，在此不再赘述。

1.2.3 串口通信设计

本课题设计了两路 RS232 串口通信接口，分别与上位机和工业触摸屏进行实时的数据交换。PC 上位机用于远端接收水分检测系统传输回来的历史数据，并在上位机软件进行显示和存储。工业触摸屏用于工业现场的实时水分数据的显示、水分测量系统的标定以及校正操作。

TMS320F28335DSP 芯片内部有三个全双工 UART 通讯接口，因此可以使用其

中的两个来分别与上位机和工业触摸屏进行通信。通信电路如图 1.5 所示，使用 MAX3232 芯片完成 TTL 电平与 RS232 电平的转换^[1]。01 通道连接工业触摸屏，02 通道连接上位机进行串口通信。

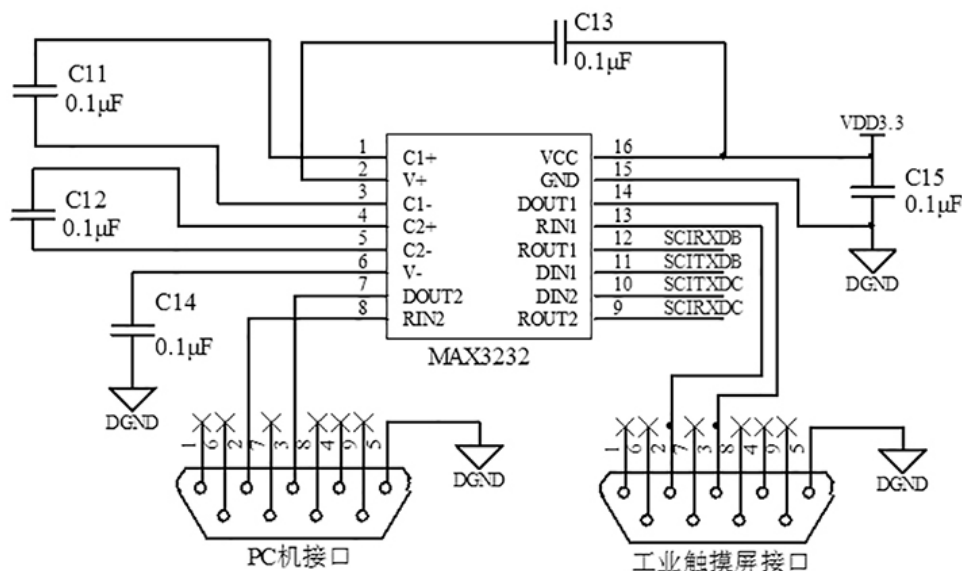


图 1.5 通信电路

Fig. 1.5 The communication circuit

1.3 光源信号驱动电路设计

光源驱动电路为近红外 LED 光源提供精密稳定按正弦规律变化的驱动电流，LED 光源的工作电压低，效率高。驱动电流过大会损坏电源，过低又会降低光源发出的光强。驱动电路不稳定也会影响到水分仪的测量精度，因此光源驱动电路的设计对整体系统的实现至关重要。

1.3.1 激励信号发生器

本课题三路光源分别采用 5kHz、6kHz 和 7kHz 频率的正弦信号调制。光电传感器检测到的信号经过电路中不同窄带通滤波器得到三路不同的信号。电路中的正弦激励信号是由 AD9833 信号发生器芯片产生的，AD9833 是 ADI 公司生产的一款低功耗、可编程波形发生器，能够产生正弦波、三角波、方波输出。波形发生器广泛应用于各种测量、激励和时域响应领域。AD9833 的输出频率和相位都可通过软件编程设置，易于调节。主频时钟为 25MHz 时，精度为 0.1Hz；主频时钟为 1MHz 时，精度可以达到 0.004Hz。

AD9833 是一块完全集成的 DDS 电路，仅需要一个外部参考时钟，一个低精度电阻器和一个解耦电容器就能产生高达 12.5MHz 的波形输出。其硬件电路如图 1.6 所示。

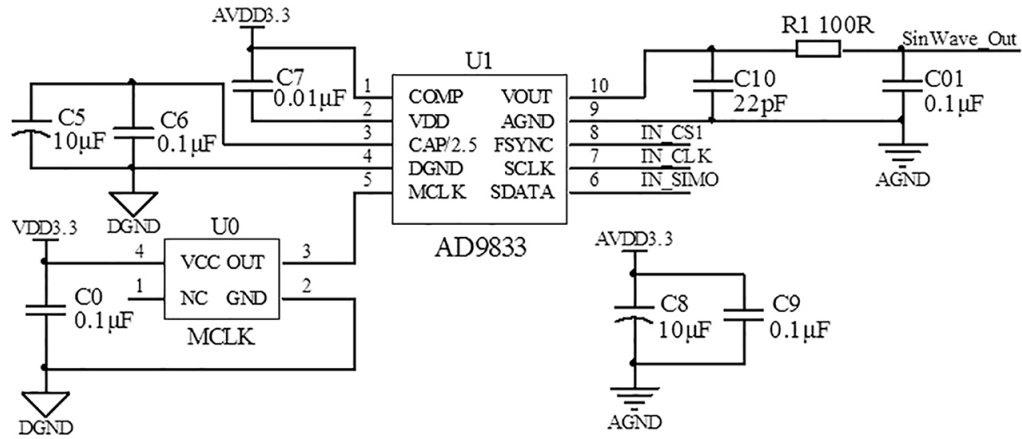


图 1.6 正弦波发生器电路

Fig. 1.6 Sine wave generator circuit

DSP 微控制器通过三线制 SCI 通信方式对 AD9833 的输出频率进行控制，其外部参考时钟由频率为 1MHz 的有源晶振生产。AD9833 的输出信号的峰峰值的典型值为 0.6V，而且是双极性波形，不能满足驱动后续恒流源电路的设计要求，所以在 AD9833 的波形输出端设计了一个 RC 低通滤波器，将双极性波形转换为单极性波形。

由于本课题需要的三种不同频率的正弦激励信号，而每路正弦波发生电路只能产生一种固定频率的正弦信号，所以在硬件电路的实际上，本课题分别设计了三路相对独立的正弦波发生电路用来输出不同频率的周期信号。其中，三路 AD9833 共用同一个外部有源晶振以及 SCI 的数据线和时钟线接口，DSP 通过控制 AD9833 的片选信号线对三路 AD9833 进行选通。同样的道理，三路 AD9833 的波形输出也将分别独立的进入到后续的信号放大电路和恒流源电路中。

1.3.2 恒流源驱动电路

LED 光源具有单向导电性、具有势垒电势和温度系数为负等特性，LED 光源在正向导通后，其正向电压的细小变化将引起 LED 电流的很大变化[?]。近红外 LED 光源具有同普通 LED 光源相似的性质，过大电流以及反向电流都会造成近红外 LED 光源的损坏，因此恒流源电路的设计要考虑瞬变的大电流、反向电压和静电等会损坏光源的情况。

在激励驱动电路系统中，恒流源提供 0 ~ 200mA 的正弦变化的激励电流，恒流源的精度和稳定性影响着整个系统的精度和稳定。本课题设计的恒流源电路如图 1.7 所示。

波形发生器输出的正弦信号经过信号放大电路后输入恒流源电路的 SOUR_IN1 端口，通过压控流型恒流源电路达到控制 RJ1 电阻两端的电压的目的。RJ1 采用低温漂、高精度的绕线电阻 RX70，当 RJ1 电阻两端的电压是正弦变化的电压时，流经 RJ1 电阻

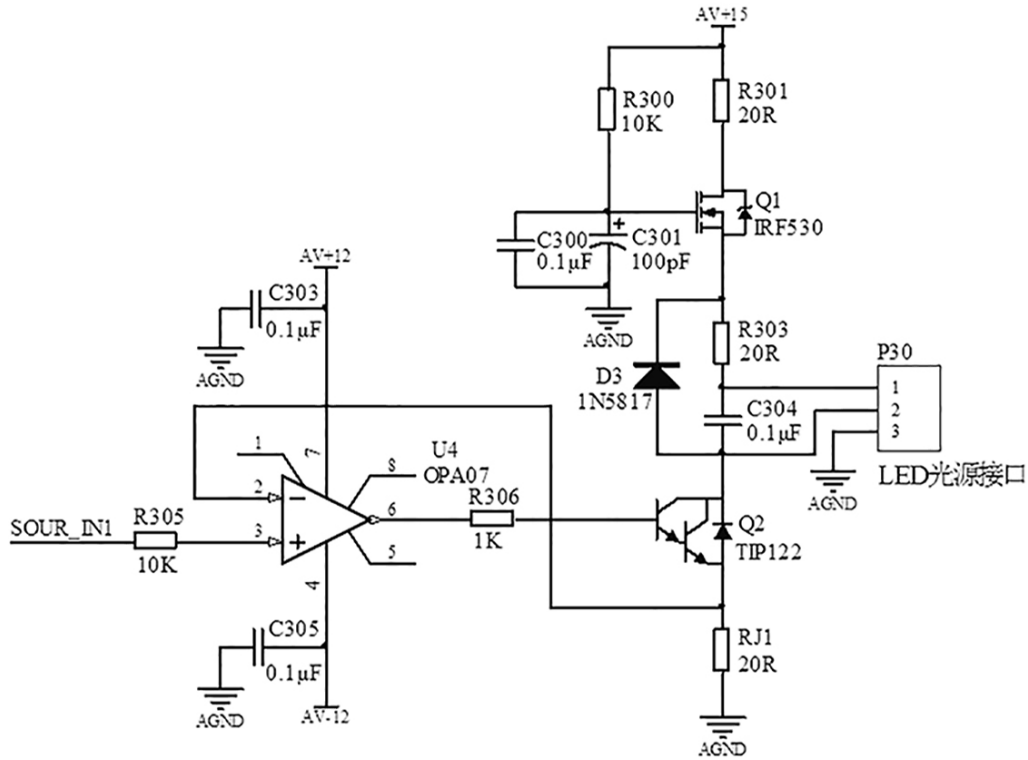


图 1.7 恒流源电路

Fig. 1.7 The constant current source circuit

的电流就是正弦变化的激励电流。由于流过达林顿晶体管 Q2 集电极的电流等于发射极的电流，所以该电流便是提供给 LED 光源的正弦驱动电流。Q1 为场效应管，通过控制场效应管 G 和 S 两端的电压，实现控制电路的导通和关断，电路上电时，G 和 S 两端的电压由电容逐渐充电来控制，从而可以缓慢控制场效应管由关断到导通状态，实现了慢启动功能。D3 为瞬态电压抑制二极管，它是一种保护光源的器件，用来防止浪涌电压对光源的损坏。

在压控恒流源的设计中，精密电阻和限流电阻的取值非常关键，如果电阻的取值不当会造成电流信号失真的情况。本课题将恒流源电路简化成如图 1.8 所示的等效模型进行分析。这个电路是实质是一个负反馈电路，通过 R 的电流为 I_R ，其端电压为 U_b ，流过 R_L 和 R_o 电路为 I_{RL} ，由运放两输入端“虚短”关系有：

$$U_{IN} = U_+ = U_- = U_b \quad (1.1)$$

$$I_{RL} = I_R = \frac{U_b}{R} \quad (1.2)$$

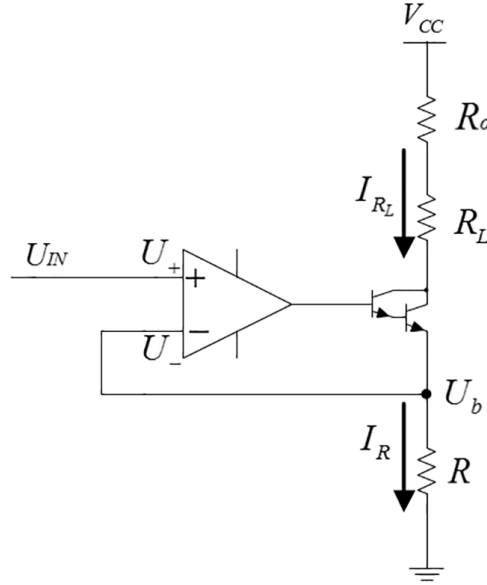


图 1.8 恒流源电路等效模型

Fig. 1.8 Equivalent model of constant current source circuit

由式 1.1 和式 1.2 可知，通过电阻 R 的电流受 U_{IN} 的控制。但是在负载通路上又必须要满足欧姆定律，关系式为：

$$V_{CC} = I_{R_L} R_o + I_{R_L} R_L + U_b \quad (1.3)$$

由于三极管在导通状态下内阻很小，其上消耗的电压忽略不计。

将式 1.2 代入上式中，得：

$$V_{CC} = U_{IN} \left(\frac{R_o + R_L}{R} + 1 \right) \quad (1.4)$$

本课题中恒流源电路的输入是幅值为 $0 \sim 4V$ 正弦变化的电压信号，而驱动 LED 光源的信号是幅值为 $0 \sim 200mA$ 正弦变化的电流，所以精密电阻 R 取值 20Ω 。LED 光源在一定驱动电流下阻值约为 24Ω ，考虑到恒流源电路电源 V_{CC} 为 $15V$ ，所以电阻 R_o 取值 40Ω 是比较合适的。

1.4 模拟信号处理电路设计

光信号的变化引起 InGaAs 光电探测器的输出电流的变化，微弱的电流信号经过前置放大电路转变成电压信号，并进行一定的信号放大。之后经过一系列的模拟信号处理电路的处理后，最终进入单片机 AD 通道进行采样。模拟信号处理电路的框图如图 1.9 所示。

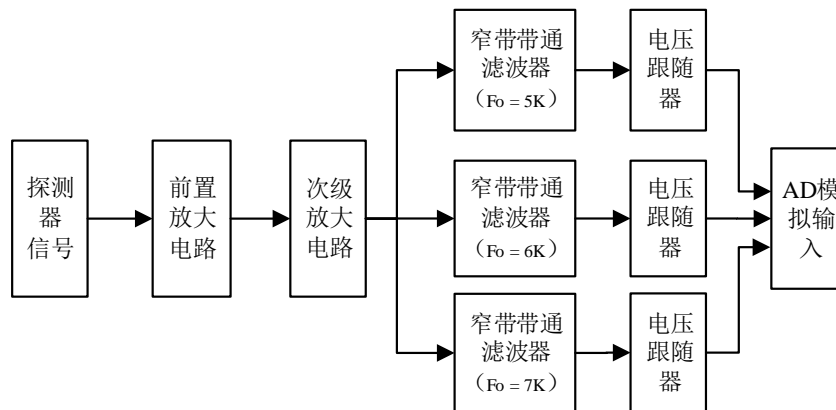


图 1.9 模拟信号处理电路框图

Fig. 1.9 The diagram of analog circuits

1.4.1 前置放大电路

1.4.1.1 前置放大电路的选择

光电探测器作为一个电流器件，光信号将由它转化为一个电流信号，由于信道衰减，光电探测器的输出电流信号十分微弱。前置放大器就是为了使光电探测器与后续电路实现良好的匹配，并将微弱的电流信号转化为一个尽可能大的电压信号。

典型的前置放大电路有三种类型：低阻抗、高阻抗和跨阻放大器。

低阻抗前置放大器结构简单，它将一个小电阻与前置放大器的输入端并联，从而实现与传输线的阻抗匹配，减少反射形成的失真。这种类型的放大器适合于用电流源来驱动的低频电路，但是增益比较低，噪声性能差。

高阻抗前置放大器是在最大增益原理上建立的。光电探测器等效为一个内阻很高的信号源，需要与一个高阻抗的负载电阻进行匹配一获得最大增益。其优点是增益高，噪声小。但由于光电探测器的偏置电阻和场效应管的输入电容对光电探测器的电流信号形成一个积分电路，就需要在主放大器中设计一个复杂的均衡网络。此外它的动态范围非常小。这种类型的前置放大器只适用与对速率要求不高但对灵敏度要求很高的系统^[1]。

跨阻前置放大器在输入端和输出端之间跨接一个反馈电阻，形成电压并联负反馈，使的电路增益稳定，动态范围增大，频带展宽。并且它不需要均衡电路。基于这些优点，跨阻放大器广泛用于高速传输系统。

本课题选用跨阻前置放大器，通过一个反馈电阻将电流信号转化为电压信号，并对电压信号进行一定的放大。其电路模型如图 1.10 所示。

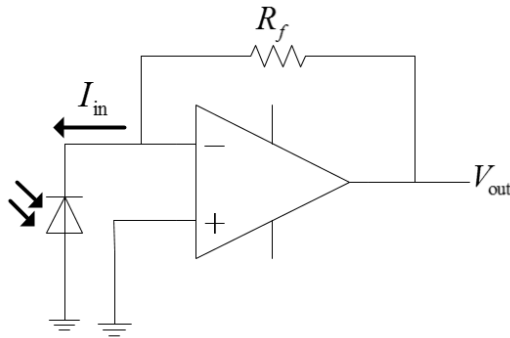


图 1.10 跨阻前置放大器电路模型

Fig. 1.10 Preamplifier circuit for Photoelectric detector

1.4.1.2 前置放大电路噪声分析

1.4.1.3 前置放大电路具体设计

1.4.2 次级信号放大电路

1.4.2.1 次级信号放大电路具体设计

前置放大电路对探测器起到偏置的作用，并作为缓冲级对微弱的电信号进行初步的放大。之后还需要进入次级放大电路进行主放大。电路原理图如图 ?? 所示。

1.4.2.2 次级信号放大电路噪声分析

运放的噪声可以用 E_n - I_n 模型^[7]来表示， E_n 为运放噪声电压均方根值， I_n 为运放噪声电流均方根值。次级信号放大电路的噪声等效模型如图 ?? 所示。

1.4.3 窄带带通滤波电路

信号经过放大电路后，还存在大量的工频噪声、随机噪声等干扰，需要使用滤波器滤除这些干扰信号。由于工频噪声、随机噪声等干扰和有用信号的频率不同，可以使用带通滤波器滤除干扰。带通滤波器是一种屏蔽通带外的频段信号，而只允许通带内的频段信号通过的滤波器。带通滤波器有许多类型，其中巴特沃斯滤波器在信号的滤波中应用较为广泛，它具有选择性极高和过渡带陡峭的特点^[7]。它的电路原型如图 ??。

1.5 模数转换电路设计

1.5.1 A/D 芯片选型

为了实现对多路 AD 信号实时高精度采集，以及考虑到模拟信号双极性特点，本课题采用了亚德诺半导体公司（ADI）推出的一款六通道逐次逼近型（SAR）的模数转换器 AD7656。AD7656 内置六个 16 位、快速、低功耗逐次逼近型 ADC，并集成到

一个封装中，采用 iCMOS 工艺（工业级 CMOS）设计。采用 iCMOS 工艺设计的元件不但可以输入双极性信号，同时还能提升性能，大幅降低功耗并减小封装尺寸。

AD7656 主要有以下几个特点：

- （1）供电电源电压范围较宽，可通过配置选择模拟量输入电压范围： $\pm 10\text{V}$ 、 $\pm 5\text{V}$ 。
- （2）吞吐速率最高可达 250kSPS，并且内置宽带宽（4.5 MHz）采样保持放大器，可处理最高 4.5MHz 的输入频率。
- （3）片内包含一个 2.5V 内部基准电压源和基准缓冲器。
- （4）AD7656 还具有高速并行和串行接口，可以与微处理器（MCU）或数字信号处理器（DSP）连接。
- （5）AD7656 在串行接口方式下，能提供一个菊花链连接方式，以便把多个 ADC 连接到一个串行接口上。

1.5.2 芯片原理和结构

AD7656 是逐次逼近型 AD 转换器，每路 ADC 电路包括一个采样保持器、一个比较器、一个 SAR 模数转换器和一个逻辑控制单元。具体结构如图 1.11 所示。

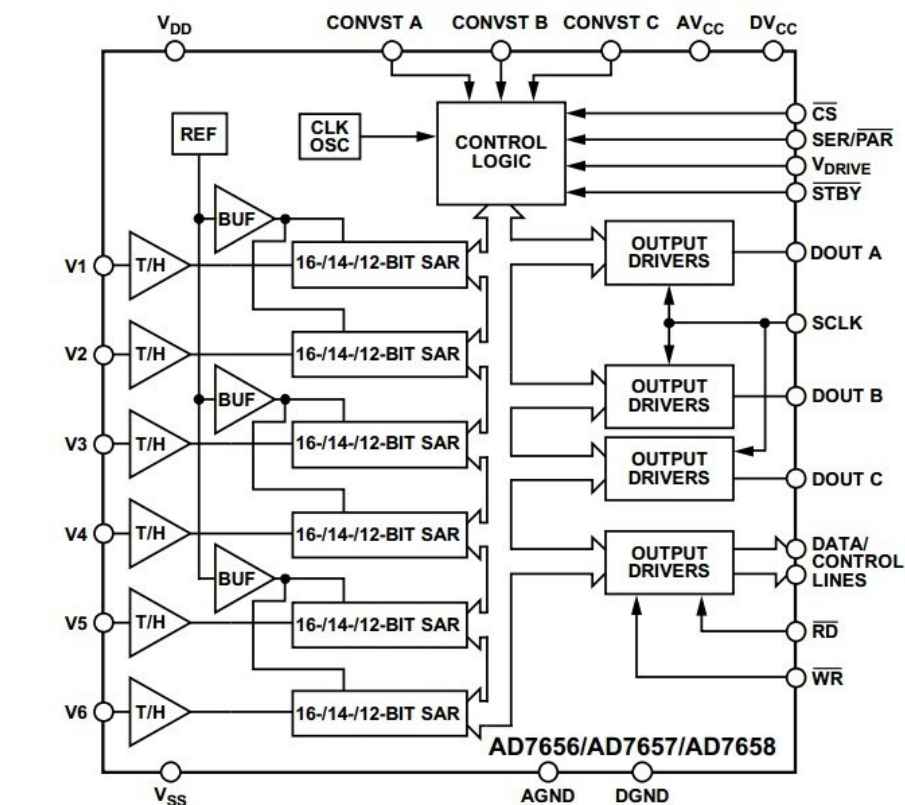


图 1.11 AD7656 内部结构框图

Fig. 1.11 Internal structure diagram of AD7656

AD7656 的 6 路模拟信号输入通道都是相关独立的，外部模拟信号从 V1–V6 引脚

输入, 经过一个高带宽的线性跟随器 (T/H) 单元进行采样。每路 ADC 均按照逐次逼近原理进行, 由控制逻辑电路和 SAR 模数转换器共同完成。当模拟信号转换为数字信号后, 由控制逻辑单元控制数字输出驱动电路以串行或并行数据的方式输出。

AD7656 的模拟信号输入采取了单端输入方式, 输入信号的电平范围为两种 $\pm 10\text{V}$ 和 $\pm 5\text{V}$ 。可通过两种方式选择输入信号电平范围, 硬件上通过 RANGE 管脚设置, 软件上通过配置控制寄存器的 RANGE 位来选择。AD7656 的转换分辨率与输入信号的范围有关, 当输入信号的电平范围为 $\pm 5\text{V}$ 时, ADC 分辨率能达到 0.153mV 。

1.5.3 A/D 前端调理电路设计

为了使从模拟信号处理通道输出的信号源与 AD7656 要求的输入信号相匹配, 本课题对信号源的信号进行前端调理电路调整, 在 AD7656 前端的调理电路中加入了阻抗匹配和抗混叠滤波电路。

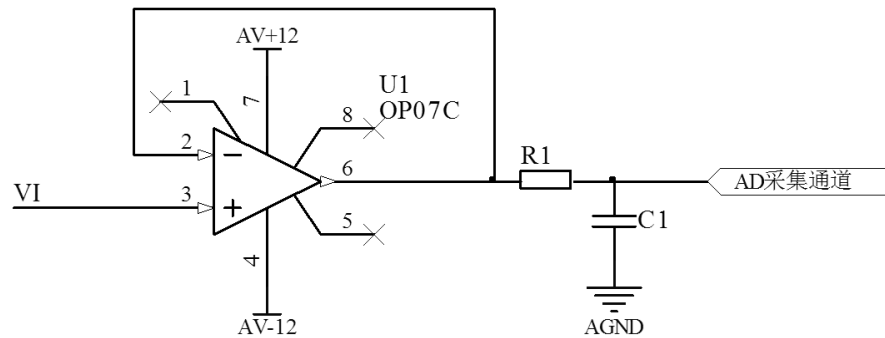


图 1.12 AD7656 前端调理电路

Fig. 1.12 The front conditioning circuit of AD7656

AD7656 的输入端很可能对信号源信号分压, 从而影响采集转换信号的精度, 所以设计阻抗匹配电路是非常必要的。在 AD7656 前级输入加入由运算放大器构成的电压跟随器很够获得较低的输出阻抗, 从而驱动 AD7656 的输入端, 电路原理如图 1.12 所示。AD7656 输入端具有容性负载特性, 通常需要一个电阻和电容组成外部补偿电路用以减少容性负载的影响。同时, 电阻和电容还可以做低通滤波器, 实现抗混叠滤波电路的效果。

1.5.4 A/D 与 DSP 接口电路设计

AD7656 与 TMS320F28335 控制器接口电路采取并行接口设计, 接口电路如图 1.13 所示。

在电路设计时, AD7656 器件具有八个 AV_{cc} 电源引脚, 每个 AV_{cc} 电源引脚均需要通过一个 $10\mu\text{F}$ 钽电容和一个 100nF 陶瓷电容进行良好去耦。AD7656 即可采用内部基准电压源工作, 也可以采用外部施加的基准电压源工作。在本电路中, 器件被配置

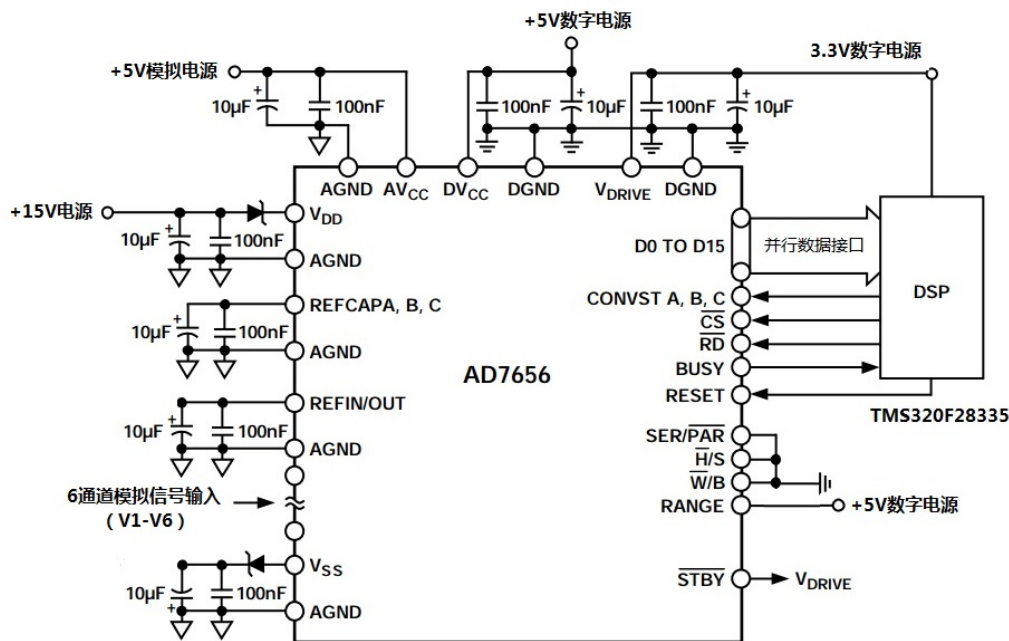


图 1.13 AD7656 与 DSP 接口电路

Fig. 1.13 Interface circuit of AD7656 and DSP

为在内部基准电压源下工作。

当 AD7656 的 H/SSEL 管脚接地时，AD7656 在硬件选择模式下工作，可以根据硬件选择引脚上的逻辑电平来配置 AD7656。本电路在硬件选择模式下将 AD7656 的 SER/PAR 管脚接地使 AD7656 工作在并行接口方式。同时，将 RANGE 管脚接地从而选择 $\pm 5V$ 的模拟输入范围。而控制转换启动的 CONVST A、CONVST B 和 CONVST C 管脚接入 DSP 控制器，由 DSP 通过软件激活 CONVST 输入从而启动 AD7656 的转换。CONVST A 用来对 V1 和 V2 启动同步采样，CONVST B 用来对 V3 和 V4 启动同步采样，而 CONVST C 用来对 V5 和 V6 启动同步采样。本课题只使用了前三路模拟输入通道，其余模拟输入通道接地。

1.6 温控电路设计

1.6.1 温度检测电路

在水分测量仪工作时，环境温度对仪器工作具有一定的影响，光电探测器和近红外 LED 光源在不同温度下工作的特性也不一样，因此实时检测环境温度是十分必要的。本课题采用 DS18B20 温度传感器，它具有微型化、低功耗、抗干扰能力强，易与微处理器接口等优点，它集温度测量、A/D 转换于一体，只需一根端口线就能与单片机通讯，测量系统电路简单，易于实现。其测温范围为 $-55^{\circ}C \sim +125^{\circ}C$ ，测温分辨率为 $0.5^{\circ}C$ 。温度测量电路如图 1.14 所示。

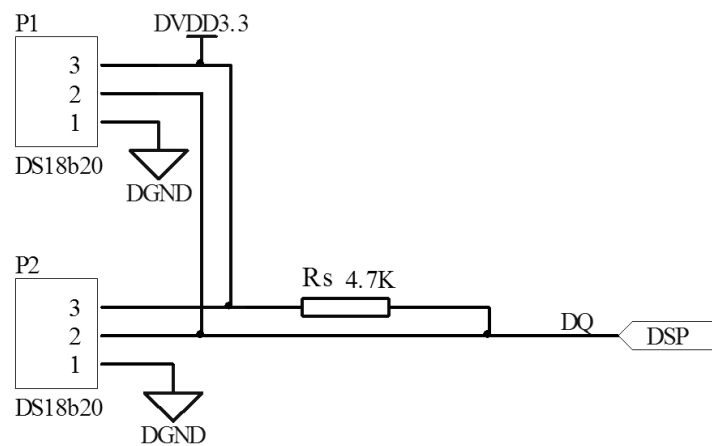


图 1.14 测温电路

Fig. 1.14 The temperature measurement circuit

1.6.2 半导体制冷电路

1.7 本章小结

