

摘 要

在电力测试仪表及其校验装置中，往往要求高精度的工频恒流源，并且要求恒流源的输出幅值可调，市场上的恒流源在精度、稳定度、幅值、价格等方面无法同时满足要求，对于这一类恒流源往往需要自行设计。本文首先给出了设计的性能参数，之后对恒流源的工作原理进行了分析，提出了高精度工频恒流源的设计方法，介绍了方案中关键电路的设计要点，详细说明了恒流源的单片机电路控制设计和软件校正的方法，最后给出试验数据和结论。

本人主要研制开发了电压信号源，提出了电压闭环控制策略。通过电压信号控制电流源输出。电流源最大输出功率在是 300W，最大输出电流可以达到 36A，输出频率可以在 40 至 60Hz 间变化。先进的直接数字频率合成芯片（DDS）AD9851 作为本文系统的信号发生芯片。滤波电路采用了二阶有源低通滤波电路加一阶高通滤波电路的形式，有效滤除了 AD9851 输出信号时的高频噪声和直流分量，提高了正弦频率信号的质量。所搭建的电路元件性能会受温度以及输出电流的影响，导致输出误差会大于 0.1%。

针对这个问题，本文提出了电压环控制策略。16 位 D/A 芯片可以控制输出信号的增益，通过模拟乘法器对正弦波进行调制，就可以实现对正弦波幅值的控制。

最后，本人对电压电流转换电路、功率放大电路、硬件反馈电路构成的总电路进行了仿真，测了实验数据。通过结果可以验证电流源设计的正确性，为整套装置的可行性提供了重要依据。

关键词：功率放大器，电压控制，模拟乘法器，模数转换，数模转换

Abstract

In the power testing instrument and its calibration device, high precision constant current source is often needed. And constant current source output amplitude adjustment are also needed. Constant current source on the market can not meet the requirements of accuracy, stability, amplitude, prices, etc at the same time. This kind of constant current source is needed to be designed. This paper presents the performance parameters first, then analyzes the working principle of the constant-current source, puts forward the design method of the high-precision power-frequency constant-current source, introduces the key point of the significant circuit, gives the method of microcontroller circuit control design and software design, finally gives test data and conclusions.

My work is mainly the research and development of the voltage source, and to propose closed loop voltage control strategy. The current source can output maximum power at 300W, the maximum current can reach 36A, the maximum output frequency can vary between 40 to 60Hz. In my paper, advanced direct digital synthesizer chip (DDS) AD9851 system is the chip signal generator, its filter circuit is using the form of a second-order low-pass filter circuit and the first-order high-pass filter circuit in series, it can filter high-frequency noise and DC component effectively, and improve the quality of the sinusoidal frequency signal. The structure of circuit element properties will be affected by the temperature and output current. Thus, output signal can't reach accuracy of 0.1%.

In view of this problem, this paper introduces the voltage loop control strategy. 16-bit DA-chip can achieve the control of amplitude of sine wave. Through the modulation of the sine wave by analog multiplier, we can control the sine wave amplitude.

Lastly, I operate a simulation of the total circuit which includes the voltage current converter, power amplifier, feedback hardware circuits, and gain the experimental data. The results can verify the correctness of the current source design, and they provide an important basis for the feasibility of the entire device.

Keyword: power magnifier, voltage control, analog multiplier, AD conversion, DA conversion

目录

| | |
|--------------------------------|----|
| 摘 要..... | I |
| ABSTRACT | II |
| 1 绪论..... | 1 |
| 1.1 恒流源的研究背景..... | 1 |
| 1.2 恒流信号源的概念及技术指标..... | 1 |
| 1.3 方案选择..... | 2 |
| 2 信号的产生..... | 5 |
| 2.1 频率的控制..... | 5 |
| 2.1.1 设计基础..... | 5 |
| 2.1.2 频率控制的详细设计..... | 9 |
| 2.2 AD9851 输出滤波电路..... | 13 |
| 2.3 16 位 D/A 转换芯片 DAC8501..... | 15 |
| 2.4 模拟乘法器..... | 17 |
| 2.4.1 模拟乘法器特性..... | 17 |
| 2.4.2 外部电路..... | 19 |
| 2.5 档位切换电路..... | 20 |
| 3 功率放大..... | 22 |
| 3.1 方案 1..... | 22 |
| 3.2 方案 2..... | 22 |
| 4 信号反馈..... | 25 |
| 4.1 信号调理电路..... | 25 |
| 4.2 电压控制硬件工作原理..... | 27 |
| 4.3 真有效值转换芯片的原理与应用..... | 27 |
| 4.3.1 AD637 内部结构..... | 27 |
| 4.3.2 真有效值转换芯片标准电路..... | 28 |
| 4.3.3 高精度外部调整电路..... | 29 |
| 4.4 16 位 A/D 采样芯片 ADS8325..... | 30 |
| 4.5 控制的策略..... | 33 |
| 5 软件设计..... | 34 |
| 5.1 软件整体设计..... | 34 |
| 5.2 中断设计..... | 34 |
| 6 仿真分析..... | 36 |
| 7 总结..... | 38 |
| 致谢..... | 39 |
| 附录..... | 40 |
| 附录 1 软件程序..... | 40 |
| 附录 2 电路总图..... | 53 |
| 参考文献..... | 54 |

1 绪论

1.1 恒流源的研究背景

恒流源是一种能向负载提供恒定电流的电源装置，输出的电流与外部影响无关，在外界电网电源产生波动和阻抗特性发生变化时仍能使输出电流保持恒定。恒流源可适用于小型电动机、线圈等的驱动，在差动放大电路、脉冲产生电路中也得到了广泛应用。此外，许多测试实验中也广泛的需要恒流源。比如：稍精密一些的测温系统就需要用到恒流源，精密的 PT 热电阻是 4 根线的，2 根是信号线，另 2 根就是电阻自身的加热线，比如 PT100，在 0 度时电阻为 100 欧，但精密的热电阻是比 100 欧小点(可能是 99 欧什么的)，工作时还要用加热线加热该 PT 电阻，一方面让其达到 100 欧的特性，另一方面也是实时消除误差的一个环节(在使用这种热电阻的测量系统里有一个校准环节，提供标准"温度-阻值"关系，通过对比，可以测得 PT 电阻的误差，控制电流源提供一定的电流预热 PT 电阻，消除误差)。这个用于加热的电源就是恒流源。而且这里是一个典型的恒流源的应用。(负载是热电阻，阻值随温度变化而变化，而电源不能因为温度变化了而引起电流变化)又如，在家用电器的安全检测中，接地电阻的量是必测项。国家标准规定，接地电阻是在通过 25A 恒定交流电流的条件下测量的。因此，25 安交流恒流源的质量直接影响到接地电阻的测量结果。

随着电子技术的发展，恒流源已经广泛地应用在各个领域。目前市面上较成熟的恒流源输出要么在 mA 量级要么在百安培量级，不能满足所有输出段位的需求。许多输出电流不是很大、要求稳定性和输出精度较高的恒流源还是由使用者自行研制的。本文使用单片机数控设计了一种输出电流在大范围变化的恒流源。

1.2 恒流信号源的概念及技术指标

恒流信号源，作为电流源，它要能够输出稳定的正弦波；另外它还是功率源，它输出的功率要能够驱动大功率的负载。

恒流信号源的主要技术指标如下：

(1) 频率范围

指输出频率的最低频率和最高频率之间的变化范围，本系统输出的频率范围是 40~60Hz。

(2) 电流输出范围

指恒流信号源能够输出电流的有效值范围，本系统是：1mA~36A。

（3）电流输出的准确度

本系统是通过 16 位的 D/A 芯片来校正输出，电流输出可达到与规定输出值相差 0.001 以内

（4）输出功率

输出功率的大小直接决定了恒流信号源驱动负载的能力。本系统输出的最大功率可以达到 300W。

（5）电流特性

在市电不稳定的时候从变压器输出的电压就会出现相应的不稳定。本系统中使用的都是购买的电源，初始信号由单片机发出，所以电流源输出很稳定。

（6）谐波失真

因为功率放大部分的器件并不是理想的，所以放大后的电压夹杂着高频分量，这些高频分量都是基波的倍数，会使输出的电压出现畸变。这种原因引起的波形畸变称为谐波失真。本系统对谐波失真度要求达到工业标准，经过测量本系统的谐波失真度完全能够达到工业标准的要求。

（7）工作温度

一般情况下，电路中所用电阻，电容等器件都会受到温度影响。由于本电路采用数控，且有较为完备的反馈控制系统，故能达到常温（即 20~40 摄氏度）下，恒流源性能基本稳定。

1.3 方案选择

通过阅读前人所发表的论文，得知前人所采用的方案多是使用硬件电路搭建。利用功率运算放大器或甲乙类互补对称晶体管搭建扩流电路，再利用硬件元件反馈，实现稳流。

此方法问题在于硬件元件参数会随环境条件（比如温度）变化，导致放大系数等参数变化，导致最终输出电流的精度达不到要求。本文除了提出相应的硬件设计方案，还设计了软件校验手段。硬件反馈减小了电流的动态响应时间，软件反馈提高了电流源的精度和输出范围。

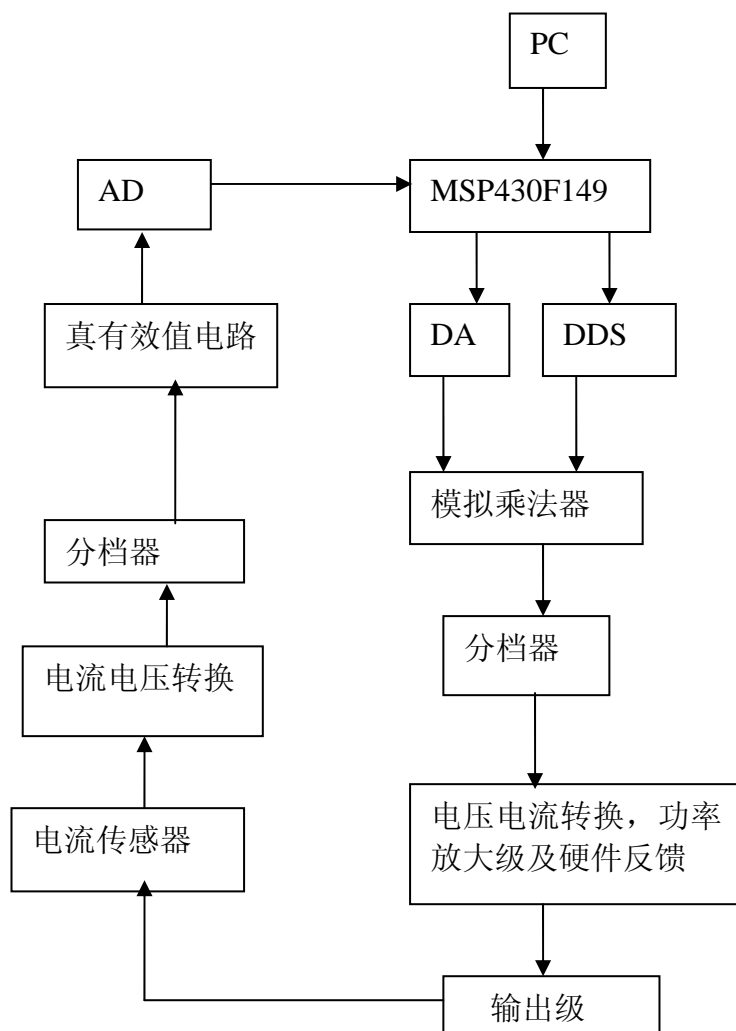


图 1-1 电压信号的主电路

从图中可以看出电压信号源的电路结构构成：

- 以 MSP430F149 低功耗 16 位单片机作为控制器接受、处理检测到的信号，同时执行相应的辅助控制等任务，它的主要外设包括 16 位 A/D 芯片 ADS8532。
- 电流控制部分，它主要包括真有效值转换芯片 AD637KD、16 位 D/A 芯片 DAC8501 及模拟乘法器芯片 AD734BN。
- 信号发生部分，它主要包括 DDS 芯片 AD9851、二阶有源低通滤波器及

一阶无源高通滤波器。

- 档位切换部分，它主要包括光耦芯片 TLP521-4。

- 电压电流转换，功率放大电路及反馈电路. 此部分电路是设计的难点所在，通过正弦电压信号控制输出具有一定带负载能力的线性输出电流。功率放大是由具有互补推挽电路组成。

- 直流电源部分，本系统需要多个直流电源，分别是：+3.3V、+5V、+15V 及-15V。+3.3V 用于 MSP430F149；+5V 用于 DDS 芯片、D/A 和 A/D 芯片；+15V 用于高压运放、真有效值转换芯片及模拟乘法器芯片。本文系统的所有电源全部共地。

装置工作过程如下：首先把通过上位机 MSP430F149 设定的频率和电压增益数据分别送到 DDS 芯片（AD9851）和 DA 芯片（DAC8501），使 DDS 芯片输出一个设定的电压频率信号，此电压频率信号的幅值通过乘法器与 DA 芯片输出的电压增益相乘，从而输出一个频率和幅值为设定值的电压信号，电压信号经过档位调整功放和硬件反馈电路输出具有一定带载能力的电流信号。在这个过程中，DDS 及 D/A 控制都是静态过程，MSP430F149 送入控制字和控制数据后即完成了对它的控制，除非有新的数据操作或闭环控制动作。

在电流控制环节，电流传感器检测输出的电流，首先把电流信号转换成电压信号，使用真有效值转换芯片 AD637KD 把交流电压信号转换为与其有效值相等的直流电压信号，然后通过 16 位的 A/D 芯片 AD8532 进行模数转换，将检测到的数字量送入单片机，当检测到数字量不在预设范围内的时候，单片机就可以相应改变输出给 16 位的 D/A 芯片 DAC8501 控制数据，从而校正电压增益值，校正的电压增益值与交流信号通过模拟乘法器 AD734B 进行调制，最终可以有效使电压信号在幅值上变化，从而改善输出的电流幅值，这是一个动态校正的过程。这与之前的硬件反馈电路一起实现双反馈。

2 信号的产生

2.1 频率的控制

频率控制模块是利用 DDS 芯片 AD9851 实现的，DDS 是直接数字式频率合成器（Direct Digital Synthesizer）的英文缩写。与传统的频率合成器相比，DDS 具有低成本、低功耗、高分辨率和转换时间快等优点，广泛使用在电子产品设计与仪器仪表领域，是实现设备全数字化的一个关键技术。DDS 技术是一种把一系列数字信号通过 D/A 转换器转换成模拟信号的数字合成技术。通过本节介绍就可以了解小信号正弦波产生的原理。

2.1.1 设计基础

2.1.1.1 DDS 的工作原理

DDS 的工作原理框图如图 3-1 所示，由 DDS 的结构框图可以看出，DDS 主要由 N 位相位累加器、ROM 正弦查询表、DAC 数模转换、低通滤波和内部时钟组成。

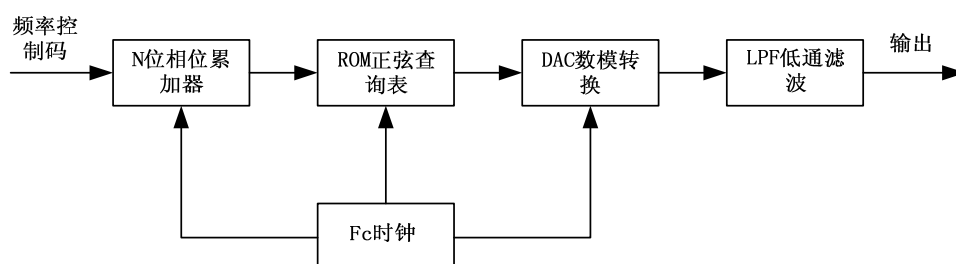


图 2-1 DDS 工作原理框图

DDS 的工作原理：N 位相位累加器在频率控制字 FCW 的控制下，以参考时钟频率 f_c 为采样频率，以 $FCW \times f_c / 2^N$ 产生待合成信号的数字线性相位序列，将相位累加器里的 $FCW \times f_c / 2^N$ 的 N 位控制字的高 A 位作为地址码通过 ROM 正弦查询表 ROM 变换，产生 D 位对应信号波形的数字序列 $M(n)$ ，D 为数模转换的位数。其中 AD9851 的 $D=10$ ，数字序列 $M(n)$ 在经数模转换器将其转换为模拟电压波形 $M(t)$ ，可以看出 $M(t)$ 为阶梯波。最后滤波器将其滤为连续的正弦波形作为输出^{[1][2]}。

频率控制字 FCW 和参考时钟频率 f_c 决定了 DDS 输出信号的频率，它们之间的关系满足：

$$f_o = FCW \times f_c / 2^N \quad (2-1)$$

在本文由 AD9851 构成的频率源中, $f_c=15\text{MHz}$, $N=32$, 当确定所需要的频率 f_o 后, 控制字 FCW 也就确定了:

$$FCW = f_o \times 2^N / 15 \times 10^6 = f_o \times 285 \quad (2-2)$$

由上可知, DDS 计数可以认为是数字信号处理中模拟信号的数字硬件电路实现问题, 即由信号的幅度、频率和相位信息, 产生需要的频率信号。从系统的角度也可以认为是以 f_c 为基准频率, 用频率控制字来改变对基准频率的采样速度, 输出某一对对应的正弦信号。也可以认为 DDS 是一个小数分频器^[3]。

由于采用的是全数字式结构, DDS 技术具有其他频率合成计数所不具有的优点^[4]:

(1) 频率分辨率高

由于频率控制字等于 1, 可得 DDS 频率分辨率为: $\Delta f = f_c / 2^N$ (2-3)

因为 N 的取值很大, 如 32 位、60 位大使得频率的分辨率很高率达到了微 Hz 级。AD9851 的频率分辨率为 0.04Hz。

(2) 频率切换快

DDS 的频率切换时间主要由硬件电路决定, 由于器件响应时间很短, 使得高速 DDS 系统的频率切换时间可达到 ms 级。

(3) 频率稳定性好

输出频率只受频率控制字和时钟频率 f_c 控制, 频率控制字写入相关寄存器后就是常量, 即输出频率的稳定性完全取决于时钟频率。

(4) 输出频率相对带宽很宽

DDS 输出的频率最低可为 0Hz, 实际应用中为了保证波形纯净, 最高可为 40% f_c , 对于 AD9851 来说, 它的频率输出范围是 0Hz~6MHz。

2.1.1.2 AD9851 简述

AD9851 的内部结构框图如图 2-2 所示, 由图可以看出, AD9851 由 6 倍参考时钟倍乘器、控制字寄存器、相位累加器、低通滤波器、D/A 转换器、正弦波查找表和高速比较器组成。

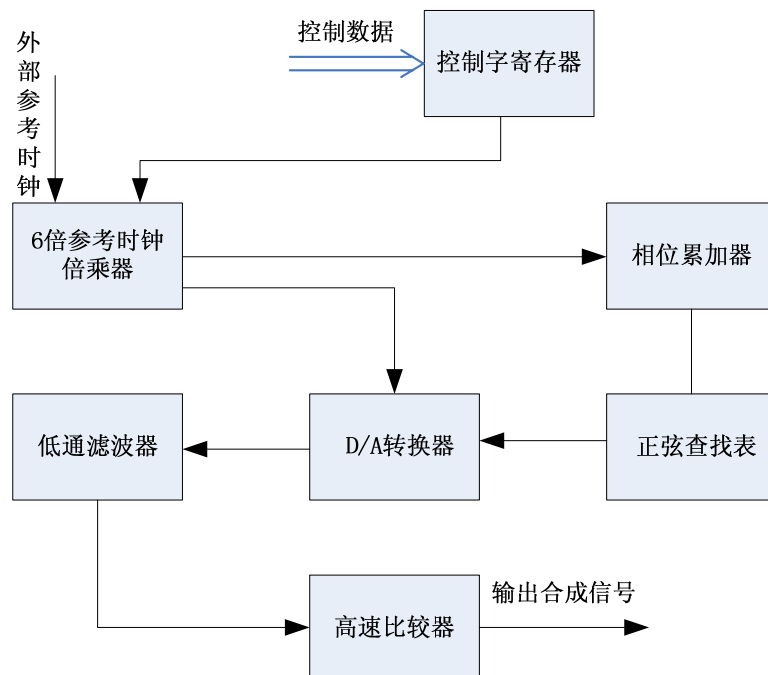


图 2-2 AD9851 内部结构框图

AD9851 具有低功耗、稳定性好、接口简单、频率分辨率高、控制灵活等众多优点，其主要特性如下^[5]：

- 低功耗，在 180MHz 系统时钟下，功率为 555mW。电源设置有休眠状态，在该状态下，功率为 4mW；
- 接口简单，可用 8 位并行口或串行口直接输入频率、相位控制数据；
- 频带宽，正常输出工作频率范围为 0~72MHz；
- 频率分辨率很高，在 180MHz 的时钟下输出的频率精度可以达到 0.04Hz；

- 频率相位可调；
- 单电源工作 (+2.7V~5.25V)；

AD9851 的管脚示意图如图 2-3 所示：

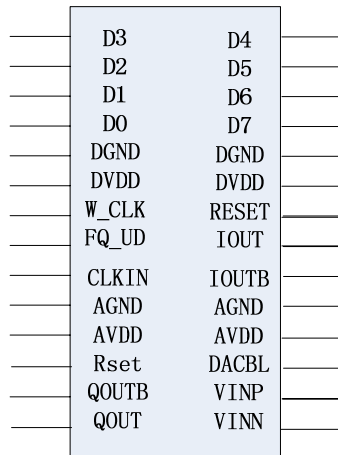


图 2-3 AD9851 管脚示意图

其管脚定义如表 2-1 所示：

表 2-1 管脚定义表

| 管脚序号 | 管脚符号 | 管脚定义 | 管脚序号 | 管脚符号 | 管脚定义 |
|------|-------|--------|------|-------|--------|
| 1 | D3 | 数据输入端 | 28 | D4 | 数据输入端 |
| 2 | D2 | 数据输入端 | 27 | D5 | 数据输入端 |
| 3 | D1 | 数据输入端 | 26 | D6 | 数据输入端 |
| 4 | D0 | 数据输入端 | 25 | D7 | 数据输入端 |
| 5 | DGND | 6 倍频地 | 24 | DGND | 数字地 |
| 6 | DVDD | 6 倍频电源 | 23 | DVDD | 数字电源 |
| 7 | W_CLK | 字装载时钟 | 22 | RESET | 复位端 |
| 8 | FQ_UD | 频率更新位 | 21 | IOUT | 电流输出端 |
| 9 | CLKIN | 时钟输入端 | 20 | IOUTB | 电流输出端 |
| 10 | AGND | 模拟地 | 19 | AGND | 模拟地 |
| 11 | AVDD | 模拟电源 | 18 | AVDD | 模拟电源 |
| 12 | Rset | 复位端 | 17 | DACBP | DAC 旁路 |
| 13 | QOUTB | 电压输出+ | 16 | VINP | 电源输入+ |
| 14 | QOUT | 电压输出- | 15 | VINN | 电源输出- |

AD9851 有 5 个输入寄存器，存储来自外部数据总线的 40 位控制字。寄存器接收数据的方式有并行和串行两种。串行工作方式下，40 位控制字的功能设置如图 2-4 所示：

| W35 (LSB) ~W39 (MSB) | W34 | W33 | W32 | W0 (LSB) ~W31 (MSB) |
|----------------------|-------|-------|---------|---------------------|
| 相位控制位 | 电源控制位 | 逻辑“0” | 6倍频器使能位 | 频率控制字 |

图 2-4 控制字示意图

频率控制字 FSW 与输出信号频率 f_{out} 和系统时钟频率 f_c 之间满足如下关系：

$$FSW = 2^N \square f_{out} / f_c \quad (2-4)$$

其中：N=32，为 AD9851 相位全加器位数。

由于本设计中并不使用 6 倍乘器，电源也要关闭，对相位没有要求故可以置 0，所以 40 位中的前 8 位逻辑控制字应为 00000000。

2.1.2 频率控制的详细设计

DDS 内部寄存器的配置需要有专门的外部控制电路来对其进行操作，完成相应功能。本系统的信号发生模块是用 MSP430F149 低功耗单片机对 DDS 芯片 AD9851 进行控制来实现正弦信号的产生。其与 MSP430F149 的接口电路如图 2-5 所示。

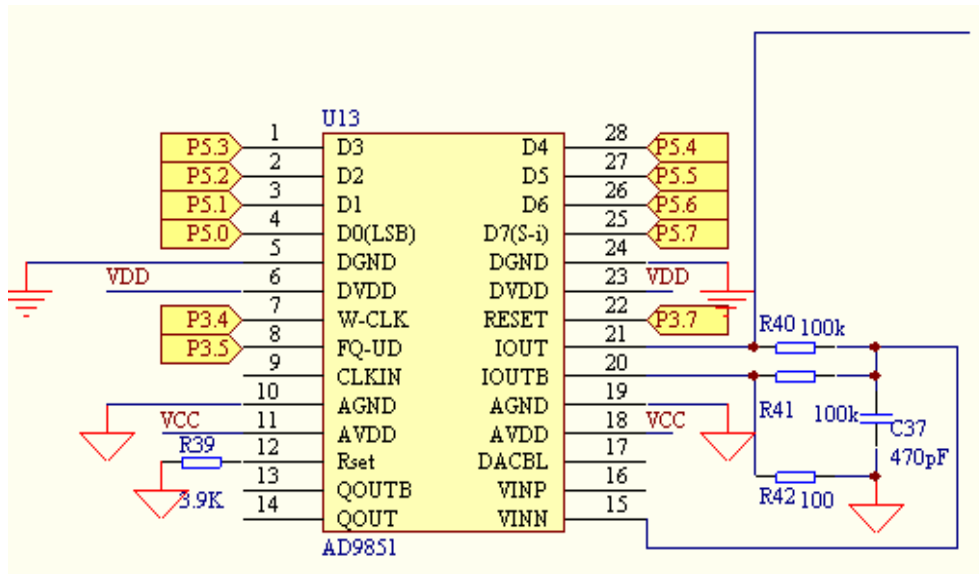


图 2-5 AD9851 与 MSP430F149 的接口电路图

该信号发生模块有单片机、AD9851、滤波电路、外部参考时钟源组成。滤波电路是信号发生模块中至关重要的部分，负责滤除正弦波输出信号中所含有的高频散杂信号和谐波信号。本模块选用 MSP430F149 单片机来控制 DDS 芯片

AD9851 的运行，为了方便系统软件代码的编写，DDS 与单片机之间采用并行接口方式连接。其硬件接口电路如图 2-5 所示。

2.1.2.1 频率控制字的设定

输出信号的频率有频率控制字内的相位增加量来决定。设相位累加器的位数为 N ，频率控制字内的相位增量为 K ，参考时钟频率为 CLK ，AD9851 的频率控制字为 CON_word ，则 DDS 系统输出信号的频率 f 为：
$$f = \frac{CON_word \times CLK}{2^N}$$

输出信号的频率分辨率为 $\frac{CLK}{2^N}$ 。相位累加器的位数 $N=32$ ，本文设计中参考信号频率为 $CLKIN=15MHz$ ，那么输出信号的分辨率约为 $0.0349Hz$ ，完全满足功率信号源对输出频率 f 的要求。

如果输出电压的频率为 f ，那么 DDS 芯片 AD9851 的频率控制字应该为：

$$CON_word = (f \times 2^N) / CLK \quad (2-5)$$

AD9851 的频率控制字位数 N 为 32 位，当参考时钟频率为 $CLKIN=15MHz$ ，输出信号的频率为 $40Hz$ 和 $60Hz$ ，则向 AD9851 写入的频率控制字的计算公式分别为 (2-6)、(2-7)：

$$CON_word = (40 \times 2^{32}) / (15 \times 10^6) = 0x2CBD \quad (2-6)$$

$$CON_word = (60 \times 2^{32}) / (15 \times 10^6) = 0x431C \quad (2-7)$$

2.1.2.2 AD9851 时序控制

AD9851 的 40 位控制字：32 位用于频率控制，5 位用于相位控制，1 位用于电源休眠控制，2 位用于选择工作方式。

如图 2-6 所示为 AD9851 并行装载方式的时序图，并行装载方式速度快，信号发生器输出频率调节速度快，通过 8 位总线将数据写入寄存器，40 位控制/数据字的装入只需要 5 个时钟周期，在 FQ_UD 上升沿启动芯片之间的数据传输，在接下来的 5 个时钟就可以把 40 位数据从输入寄存器输入到频率/相位控制数据寄存器，数据传输结束后就可以更新 AD9851 的输出频率和相位。本系统频率控制模块采用的 DDS 芯片是 AD9851 的 8 位并行装载方式，5 个时钟周期就可以把 40 位数据写入 AD9851。

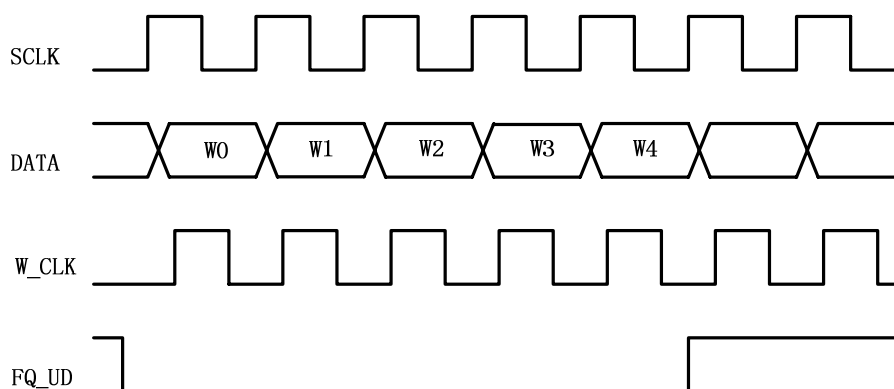


图 2-6 AD9851 时序控制图

AD9851 初始化就是 DDS 器件的复位，复位后除输入寄存器以外的寄存器全都清零，输出变成高阻，复位脉冲的高电平至少保持 5 个时钟周期。逻辑控制字定义是否相位调制、低功耗选择和置数模式。关闭 6 倍参考时钟倍乘器，关闭电源休眠功能，相位调制为 0 情况下的逻辑控制字为 W39~W32=00000000。输出频率是 40Hz 时，频率控制字由公式计算得 W31~W0=0000000000000000000010110010111101，当输出的频率为 60Hz 时，由公式计算可以得到 W31~W0=000000000000000000001000011000111100。

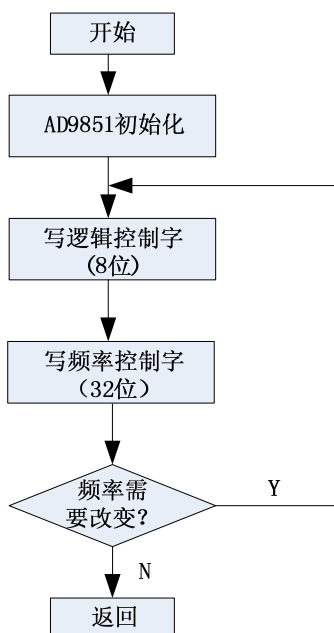


图 2-7 AD9851 程序流程图

如图 2-7 所示为 AD9851 的程序流程图。本设计中利用 P3.5 控制 AD9851 的频率更新位，P3.4 控制 AD9851 的时钟，P5 控制数据的输出，写 AD9851 的函数实现如下：

```

void WRITE_AD9851(void)
{
    uchar i=0;
    P3OUT&=~BIT5;      //频率更新位置低
    P3OUT&=~BIT4;      //时钟拉低
        delay(10);      //延时
    CON_word[0]=CON_word[0]&0xF8;    // PowerDown 置零 、 Control 置零
    for(i=0; i<5; i++)    //40 位控制字分 5 次完成
    {
        if (CON_word[i]&BIT0)    //输入数据判断
            P5OUT|=BIT0;
        else
            P5OUT&=~BIT0;
            .....          //省略其他 7 个 I/O 口数据判断
            P3OUT|=BIT4;
        delay(10);          //延时
        P3OUT&=~BIT4;      //时钟拉低
        delay(10);          //延时
    }
    P3OUT|=BIT4;    //时钟拉高
        delay(10);      //延时
        P3OUT|=BIT5;    //频率更新位拉高，完成一个字写操作
    delay(1000);      //延时
    P3OUT&=~(BIT5+BIT4);    //频率控制位和时钟都拉低
    delay(1000);      //延时
}

```

改变频率的函数代码如下：

```

void changeAD9851(void)
{
    uchar i;
    CON_word[0]=0x04;    //送 40 位频率控制字
    CON_word[1]=0x00;
    CON_word[2]=0x00;
}

```

```

CON_word[3]=0x43;      //60Hz 对应的频率控制字
CON_word[4]=0x1C;
WRITE_AD9851();        //控制字写入 AD9851
delay(100);            //延时
for(i=0; i<10; i++)
    delay(50000);       //延时
}

```

2.2 AD9851 输出滤波电路

由于本文实现的频率分别是 40Hz~60Hz，而且输出的电压和功率相对来说比较大。如果信号在电压功率放大之前失真度、噪音比较大，那么放大后将变得更大。这时滤波难度将变得很大，而且大功率的滤波器件体积也将变得更大，价格更高，而且滤波效果也不是很好。为了达到技术指标的要求，在小信号进入功放电路之前一定要保证信号有较好的信噪比和较低的失真度，只要功率放大电路引进的谐波很小，基本上就可以达到系统的技术指标。

如果对输出的小信号直接采用带通滤波方式，滤波的效果并不是十分的理想，这主要是因为滤波器是非理想的。

本系统的滤波电路采用的是二阶有源低通滤波串联一阶无源高通滤波电路的方式。因为 AD9851 输出的信号是通过数字合成的波形，所以难免存在高频谐波分量，同时为了抑制电源模块引进的直流分量，就必须串联一阶高通滤波电路。二阶低通有源滤波电路设计的截止频率为 530.7Hz，而一阶滤波电路的截止频率为 2Hz，这样就可以使 40Hz~60Hz 的信号无衰减的通过滤波电路

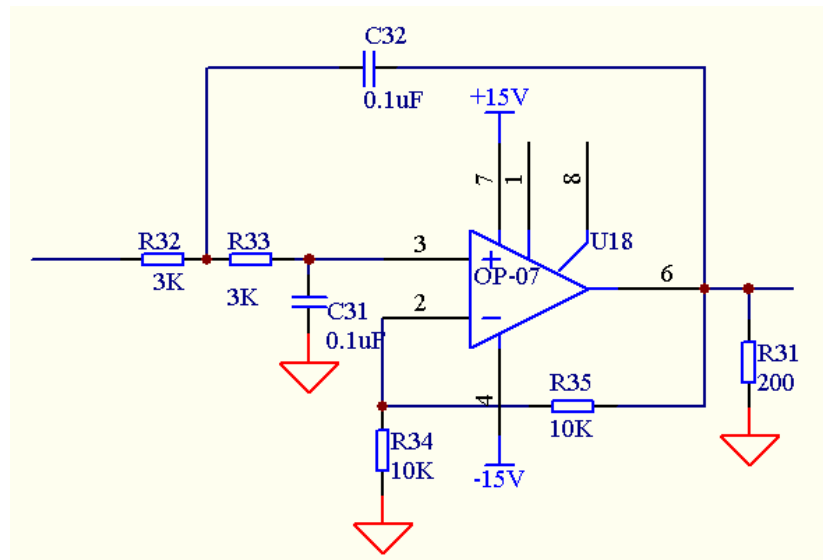


图 2-8 二阶有源低通滤波电路

二阶有源低通滤波电路如图 2-8 所示，由图可以看出，它是由两节 RC 滤波电路和同相比例放大电路组成，其中同相比例放大电路实际上就是所谓的压控电压源。其特点：输入阻抗高，可以有效的减少有用信号的衰减；输出阻抗低，大大提高了其带负载的能力^[6]。

同相比例放大电路的电压增益就是低通滤波器的通带电压增益，即二阶有源低通滤波电路传递函数的表达式为： $A_0 = A_{VF} = 1 + R_{35} / R_{34}$ (2-8)

(1) 传递函数

根据运算放大器输入端虚短、虚断的特性以及基尔霍夫定理可得：

$$A(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{A_{VF}}{1 + (3 - A_{VF})sRC + (sRC)^2} \quad (2-9)$$

$$\omega_n = \frac{1}{RC} \quad (2-10)$$

$$Q = \frac{1}{3 - A_{VF}} \quad (2-12)$$

$$A(s) = \frac{A_{VF}\omega_n^2}{s^2 + \frac{\omega_n}{Q}s + \omega_n^2} = \frac{A_0\omega_n^2}{s^2 + \frac{\omega_n}{Q}s + \omega_n^2} \quad (2-13)$$

其中 $\omega_n = 1/RC$ 为特征角频率，而 $Q = 1/(3 - A_{VF})$ 则称为品质因数，从式 (2-13) 中可以看出当 $A_0 = A_{VF} < 3$ 的时候，才能稳定工作；当 $A_0 = A_{VF} \geq 3$ 的时候，电路将不能稳定工作。

(2) 幅频响应

用代入式中，可得到幅频响应和相频响应表达式，分别为

$$20\lg \left| \frac{A(j\omega)}{A_0} \right| = 20\lg \frac{1}{\sqrt{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_n} \right)^2 \right]^2 + \left(\frac{\omega}{\omega_n Q} \right)^2}} \quad (2-14)$$

$$\varphi(\omega) = -\arctg \frac{\omega/(\omega_n Q)}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_n} \right)^2} \quad (2-15)$$

本系统的设计中 $R=3K$ ， $C=0.1\mu F$ ，通过上面的公式可以计算出 $A_0 = A_{VF} = 2$ ， $\omega_n = \frac{1}{RC} = 3333\text{rad/s}$ ， $Q = \frac{1}{3 - A_{VF}} = 1$ ， $f_c = \frac{1}{2\pi RC} = 530.7\text{Hz}$ 。这样的设计可以使有用的正弦波无衰减的通过滤波电路，而 DDS 内部产生的高频噪音被有效地滤除。但是单纯的使用二阶低通滤波电路的效果并不是很理想，

通过实验发现正弦波出现了下半波失真的现象，出现负相失真的主要原因是直流电平的存在，所以本设计中在二阶有源低通滤波电路后串联了一阶高通滤波电路，目的是滤除信号中存在的直流电平。经过多次的实验发现一阶滤波电路中的电容使用 470uF 的电解电容滤波效果比较好，可以完全滤除信号中的直流电平。而电阻 R 的取值为 20K 欧姆，其截止频率只有 2Hz，满足系统的要求。

总图如下：

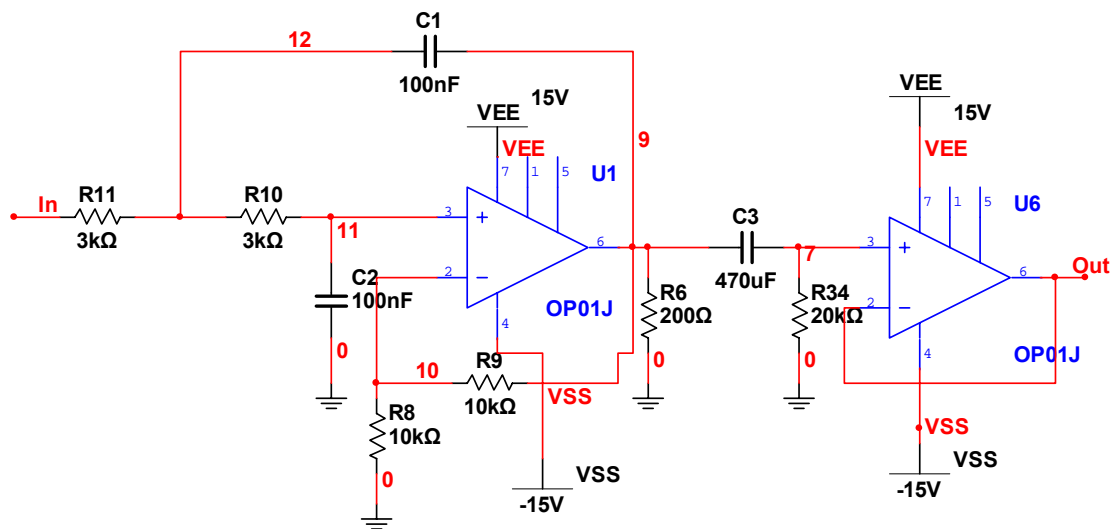


图 2-9 滤波电路

2.3 16 位 D/A 转换芯片 DAC8501

DAC8501 的内部结构框图如图 2-10 所示：

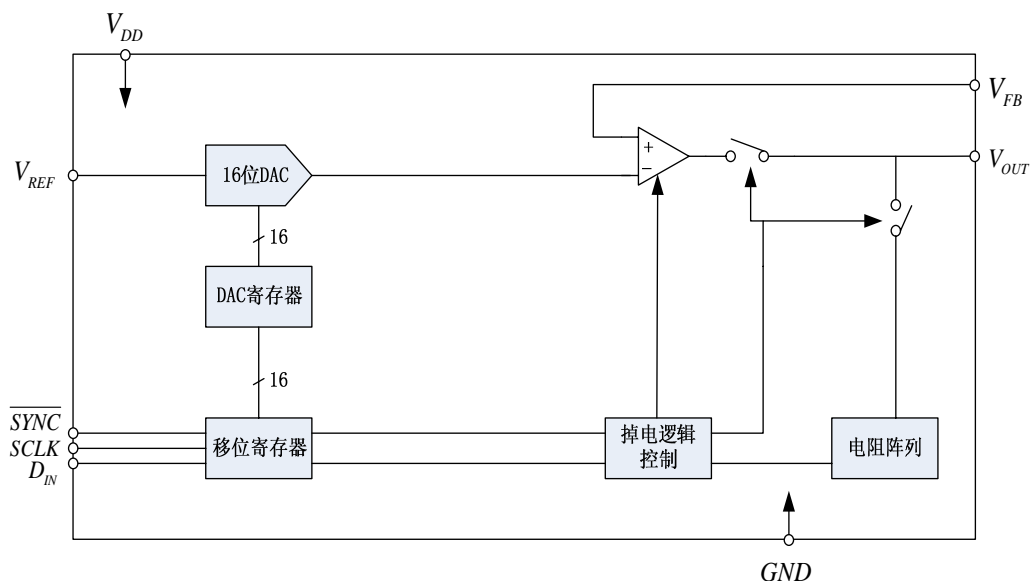


图 2-10 DAC8501 内部结构框图

DAC8501 是 16 位宽电压（2.7V~5.2V）供电，缓冲电压输出的串行 D/A 芯

片。它最大 D/A 建立时间为 10us，允许输入串行速率为 30M。它使用 3 线串行接口。与标准的 SPI、QSPI、Microwire、DSP 接口兼容，但本设计中使用的是 3 个串口模拟的时序，软件代码也比较容易实现。由图 4-6 可以看出 16 位的 D/A 芯片 DAC8501 主要由 16 位的 DAC、DAC 寄存器、移位寄存器、掉电控制逻辑和电阻阵列等部分组成。

DAC8501 在输入时，一次输入 24 位串行数据。其数据结构如图 2-11 所示，它的前六位是无效数据，PD1、PD0 两位是可选工作模式。

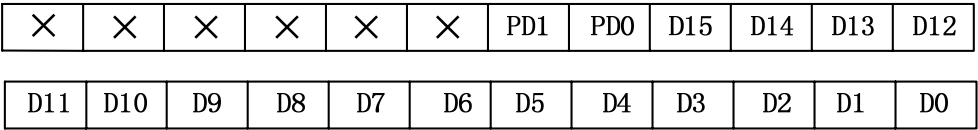


图 2-11 DAC8501 输入数据格式

其中 PD0、PD1 代表的含义如下表所示：

表 2-2 PD0、PD1 含义表

| PD1 | PD0 | 操作模式 |
|-----|-----|------------|
| 0 | 0 | 正常操作 |
| - | - | 掉电模式 |
| 0 | 1 | 输出 1K 到地 |
| 1 | 0 | 输出 100K 到地 |
| 1 | 1 | 输出端高阻抗 |

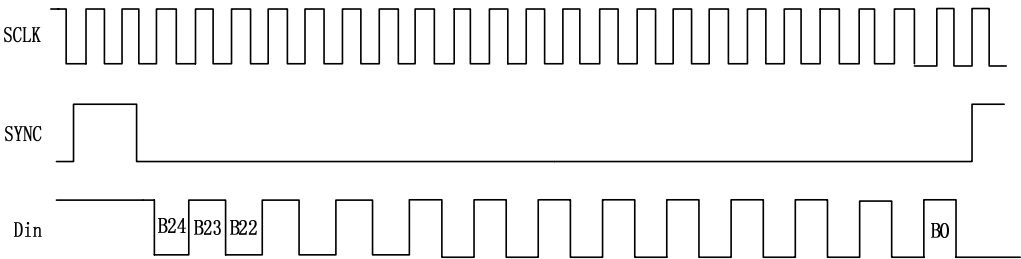


图 2-12 DAC8501 时序控制图

MSP430F 对 DAC8501 的控制过程：通过 P4.5 控制 DAC8501 的 \overline{SYNC} 引脚，端口 P4.6 送控制字，端口 P4.7 控制 DAC8501 的时钟。系统的主时钟频率为 8MHz，串行时钟的频率最高为 30MHz，所以用 P4.7 模拟的时钟可以直接使用系统的主时钟，而不用延时。通过对时序正确的控制就可以把控制字正确的送入芯片中。如图 2-12 所示为 DAC8501 的时序图，从图中可以看出，要正确的送入控制字首先要对系统的时钟和端口进行初始化，然后从端口 P4.5 送出一

个正脉冲来启动 DAC8501，启动后经过 24 个时钟就可以把控制字送入 D/A 转换芯片，从而实现输入电压增益的控制。其软件实现代码如下：

```
void main()
{
    uint t;
    iniSys();    // 系统时钟初始化函数
    iniIO();     // 系统 I/O 初始化
    while(1)
    {
        t++;
        DAC_send(0x00,65535);    // 送控制字
    }
}
```

其送控制字的代码如下：

```
void DAC_send(uchar mode,uint dat)
{
    uchar i;
    DCLK_0;
    DCLK_1;
    SYNC_0;
    for(i=0; i<8; i++)
    {
        通过 P4.6 送工作方式控制字
    }
    for(i=0; i<16; i++)
    {
        通过 P4.6 送电压增益控制字
    }
    SYNC_1;
}
```

2.4 模拟乘法器

2.4.1 模拟乘法器特性

模拟乘法器 AD734BN 是一个高精度、高速四象限模拟乘法/除法器，其传递函数为 $W=XY/U$ 。它具有以下特性^{[7][8]}：

- 高精度：0.1%的典型误差
- 高速：10MHz 满功率带宽
450V/us 的回转率
上升到满功率的 0.1%需要 200ns
- 低失真：任意输入信号的失真均为-80dB
- 低噪音：10Hz~20KHz 时，信噪比为 94dB
10Hz~10MHz 时，信噪比为 70dB
- 直接除法模式
- 增益为 100 时，带宽为 2MHz

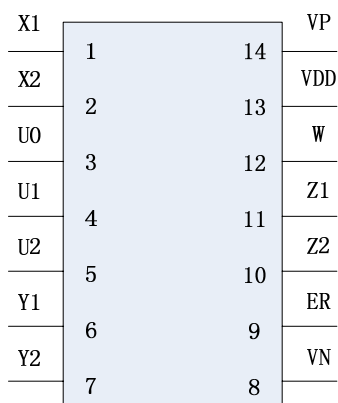


图 2-13 AD734BN 管脚示意图

图 2-13 为 AD734BN 管脚示意图，其管脚的定义如表 2-3 所示：

表 2-3 AD734BN 管脚定义表

| 管脚序号 | 管脚名称 | 管脚定义 | 管脚序号 | 管脚名称 | 管脚定义 |
|------|------|-------|------|------|-------|
| 1 | X1 | 差动输入端 | 8 | VP | 正电源输入 |
| 2 | X2 | 差动输入端 | 9 | VDD | 电压使能端 |
| 3 | U0 | 分母电压 | 10 | W | 输出端 |
| 4 | U1 | 分母电压 | 11 | Z1 | 差动输入端 |
| 5 | U2 | 分母电压 | 12 | Z2 | 差动输入端 |
| 6 | Y1 | 差动输入端 | 13 | ER | 参考电压 |
| 7 | Y2 | 差动输入端 | 14 | VN | 负电源输入 |

AD734 芯片的传递函数为：

$$W = A_0 \left\{ \frac{(X1 - X2)(Y1 - Y2)}{(U1 - U2)} - (Z1 - Z2) \right\} \quad (2-16)$$

其中， A_0 为输出放大器的开环增益，其典型值为 72dB。 $X1$ 、 $X2$ 、 $Y1$ 、 $Y2$ 、 $Z1$ 、 $Z2$ 为 AD734BN 的差动输入。用户可以根据不同的需要对 AD734BN 进行相应的连接，使其获得不同的传递函数，实现不同的功能。另外，AD734BN 的分母电压 U 也可由其内部精确稳定的齐纳击穿参考电压提供，其电压值为 10V。

用户通常在电路中设计一个负反馈通路，使上式中大括号内的值为 0，同时，还把 $Z1$ 和 W 接在一起，这时 AD734 的传递函数就变为：

$$W = \frac{(X1 - X2)(Y1 - Y2)}{U} + Z2 \quad (2-17)$$

本系统设计中把 $X2$ 、 $Y2$ 及 $Z2$ 均接地， $X1$ 接 AD9851 输出的交流正弦波， $Y1$ 接 DAC8501 输出的直流校正值，这时 AD734B 的传递函数变为：

$$W = \frac{X1Y1}{U} \quad (2-18)$$

2.4.2 外部电路

如果直接使用 AD734BN 的话精度只有 0.1%。下面介绍一种方法，仅用加上简单的外部调整电路就可以使 AD734B 的精度达到 0.025%^[9]。

AD734BN 四象限模拟乘法器本身可以提供比较高的精度，其精度不用调整电路可以达到了 0.1%；使用简单的外部微调则可以实现 0.05%的精度，同时对 10MHz 提供均匀的响应。

精度需要优于 AD734BN 技术条件中所保证的精度场合，仅需要增加少量的外部器件，使用混合解决方案支持的相同输入电压范围，以及 $U1a$ 和 $U1b$ 连接，其最坏情况的绝对误差可始终如一地到达 0.025%。然而就像使用混合解决方案一样，检验这些高标准需要使用高精度的校准和测量系统。本系统中并未使用这种外部调整电路，因为经过实验发现，在不加外部调整电路的情况下，功率信号源的精度已经可以达到万分之三的精度，远远的优于千分之一一的技术指标，当然如果要再提高精度，可以考虑用此种方法，其外部调整的电路如图 2-14 所示：

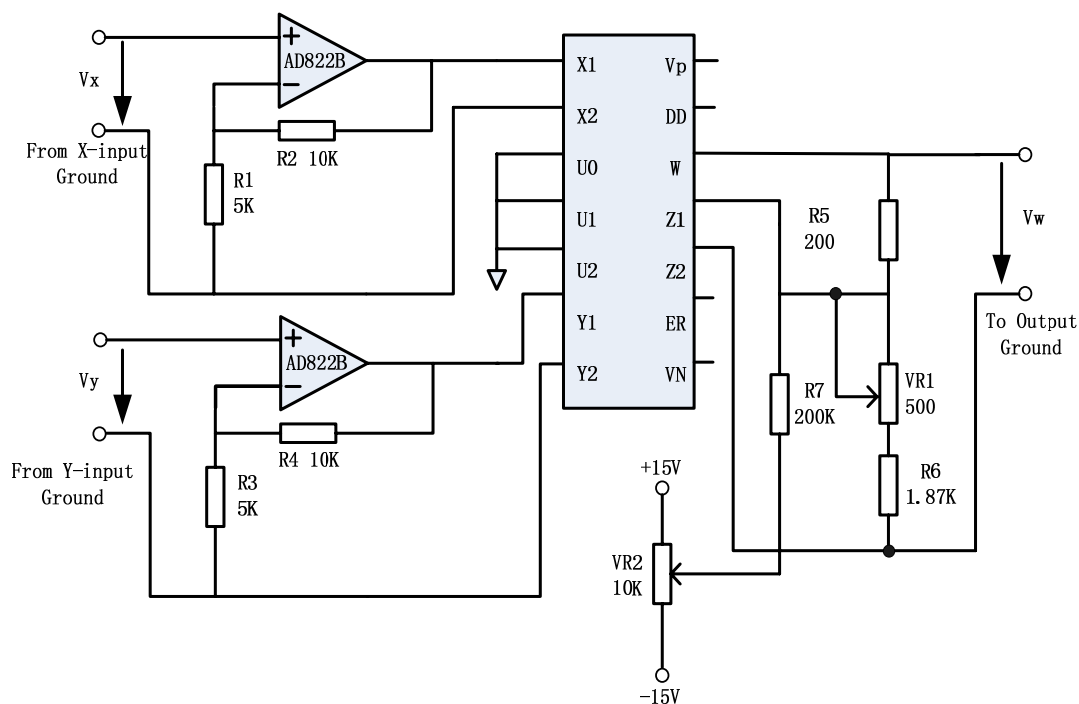


图 2-14 AD734BN 外部调整电路

2.5 档位切换电路

由于输出范围跨度（1mA 至 36A）较大，如果只靠单片机输出给 DA 芯片的控制数据来调整输出幅值，则意味着最大电压信号与最小电压信号之间相差将近 40000 倍，这样误差很大。故还要用档位切换电路进行粗调。通过继电器和光耦实现档位的切换，而不同的电压增益就可以实现不同档位电压的输出，其档位切换的增益电路如图 2-15 所示。利用单片机的 3 个 I/O 就可以灵活的实现档位的切换。

Rx 用图 2-16 中换档电阻代替。

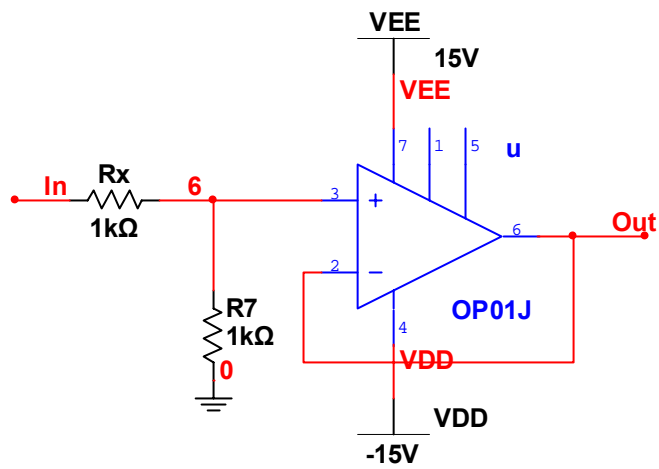


图 2-15 增益电路

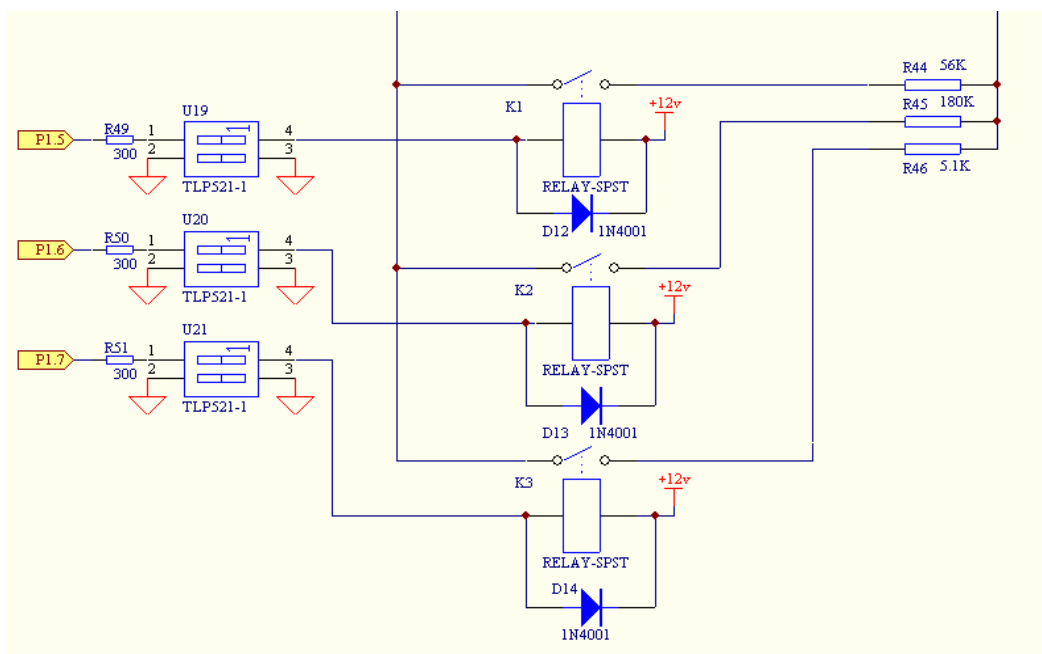


图 2-16 档位切换电路

3 功率放大

由第 2 章产生的信号为电压信号，要通过电路将其转化为电流，同时通过功率放大器扩大其输出功率，使其能带大的负载。硬件反馈电路则避免了输出电流随负载电阻的变化。

3.1 方案 1

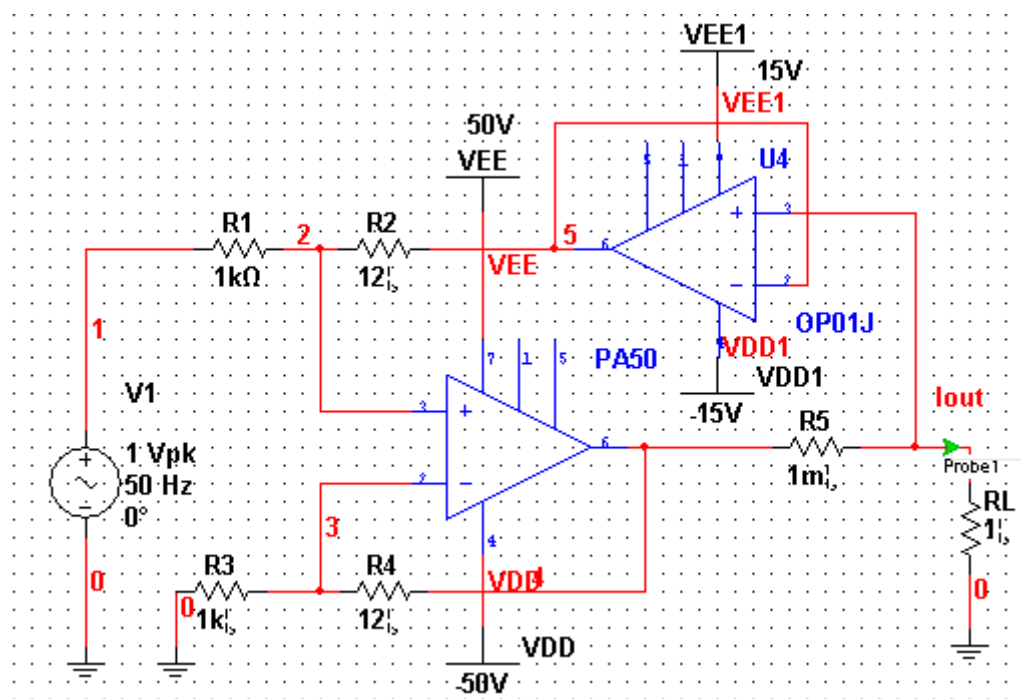


图 3-1 方案 1 电路图

图 3-1 中 V1 为模拟乘法器所给的电压驱动信号，RL 为负载，Iout 为输出电流。R1=R3，R2=R4。根据运放的虚短虚断，可严格推导出 $I_{out} = V_1 * \frac{R_2}{R_1 R_5} = 12V_1$ 。从表达式中，可看出输出电流与输入电压信号为严格线性关系，且输出电流与负载无关。本系统使用 PA50 功率运算放大器。其能够输出的电流峰值 100A，能持续输出 40A 电流，也就是说能足以输出有效值为 40A 的交流电流。此芯片能输出 400W 的功率，所以取样电阻 R5 取得很小时，可以满足设计要求。

3.2 方案 2

方案 1 使用的集成器件 PA50 性能好，误差小，但价位较高。在考虑经济性的因素下，PA50 可用普通运放加三极管代替。如图 3-2 所示。使用两个二极管

提供偏流，以消除交越失真。NPN 三极管 Q3Q2 构成一个 NPN 复合管，PNP 三极管 Q1 与 NPN 三极管 Q4 构成一个 PNP 复合管。由于复合管的放大系数近似为各组成管电流放大系数的乘积，故这样增大了电流放大倍数。最后搭建成甲乙类互补对称功率放大电路。其中还添加一高通滤波器可有效降低输出的直流偏置。

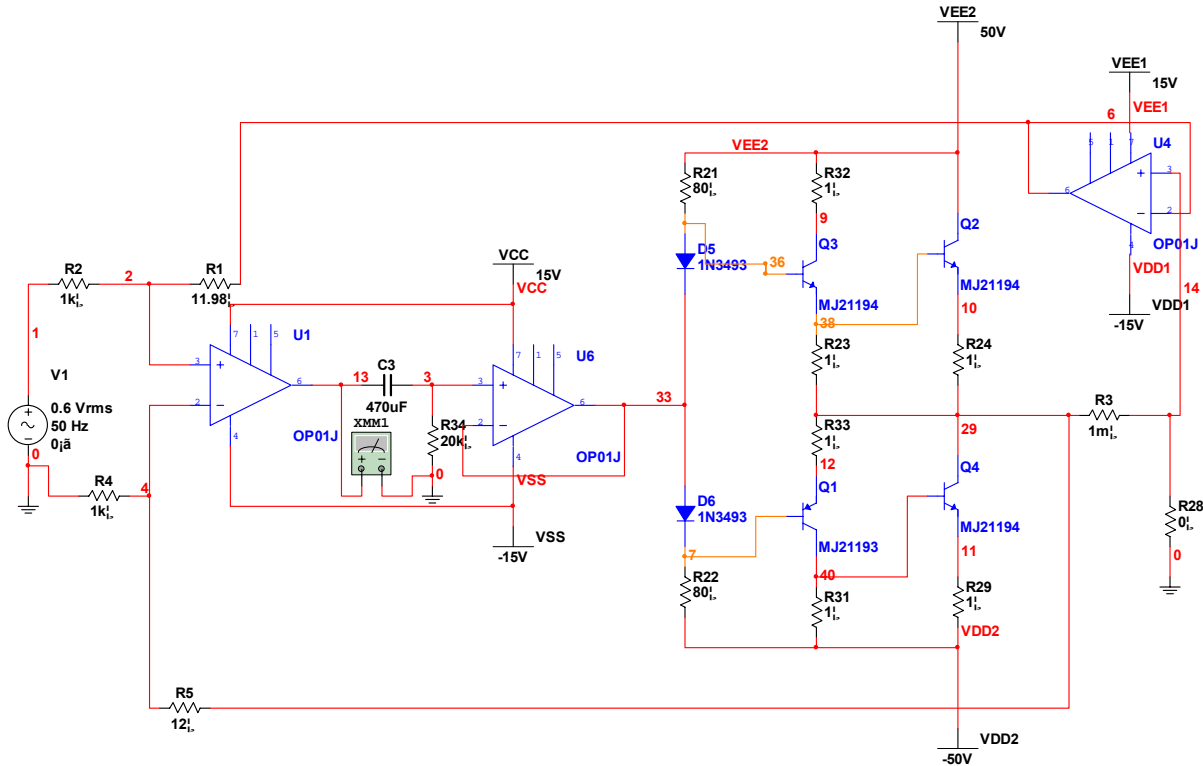


图 3-2 甲乙类放大电路

由于每个三极管输出的电流电压有限，故要输出大电流需多组三极管并联。如图 3-3 方案 2 电路图，采用 5 组并联，每组 4 个三极管。

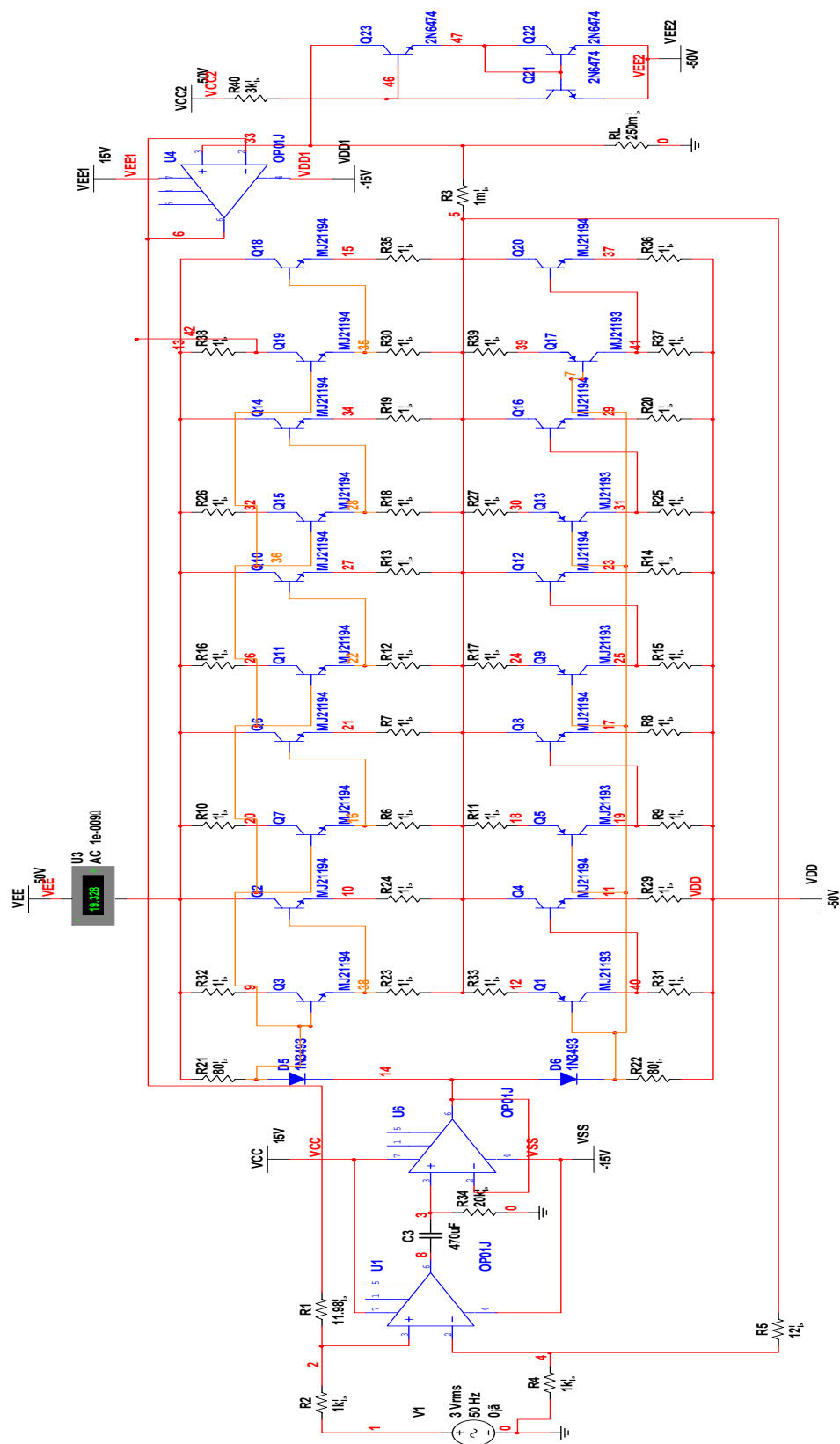


图 3-3 方案 2 电路图

4 信号反馈

4.1 信号调理电路

本装置的输入信号是交变信号，如果将其直接送单片机 MSP430F149 的 A/D 进行处理，会增大系统误差和主控制芯片 MSP430F14 的负担，需要在信号的输入级进行有效的处理。本系统就选用了真有效值转换芯片把交流信号转换成其等效值的 9 的运算量，同时也会加大程序编写的难度。为把系统误差控制在技术指标要求的范围之内和减轻微处理器的负直流信号后再送入 A/D 进行处理。

电流信号首先要先转换成电压信号，电流信号转电压信号的电路如图 4-1 所示。图 4-2 为电压信号的调理电路，这里电压信号首先通过比例放大器把信号电压到真有效值转换芯片 AD637KD 能接收的电压范围之内，输出的直流有效值信号可以直接送入 A/D 采样芯片进行转换。

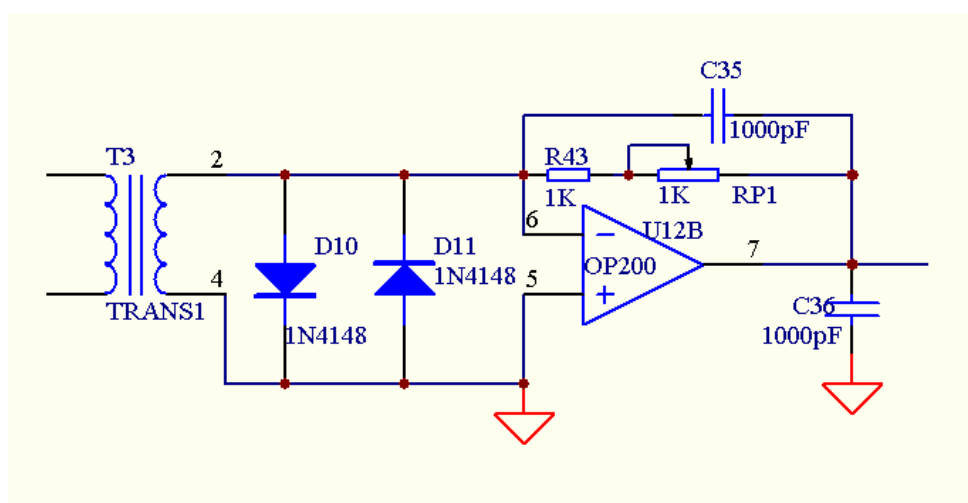


图 4-1 电流信号转电压信号电路原理图

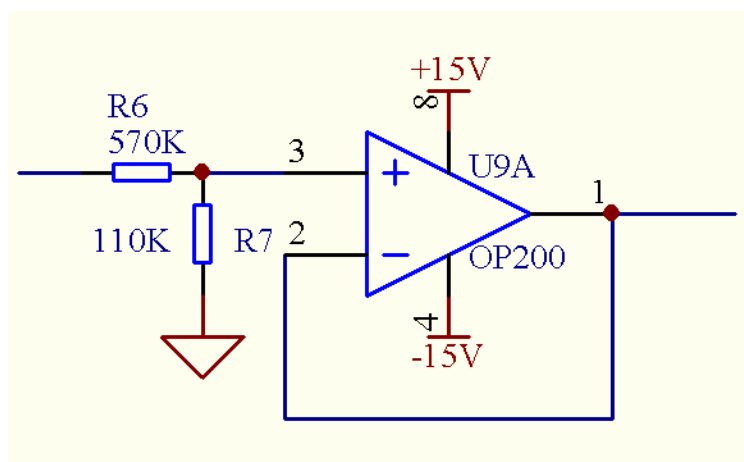


图 4-2 电压信号的调理电路

为改善检测条件，此调理电路之后也应接滤波电路与前面的滤波电路参数设置一致。

同时反馈给真有效值芯片的信号相差很大（对于 1mA 与 36A 相比），会超出其识别的灵敏度范围。为与前面的分档器一致，此处也应接分档器。

分组成。

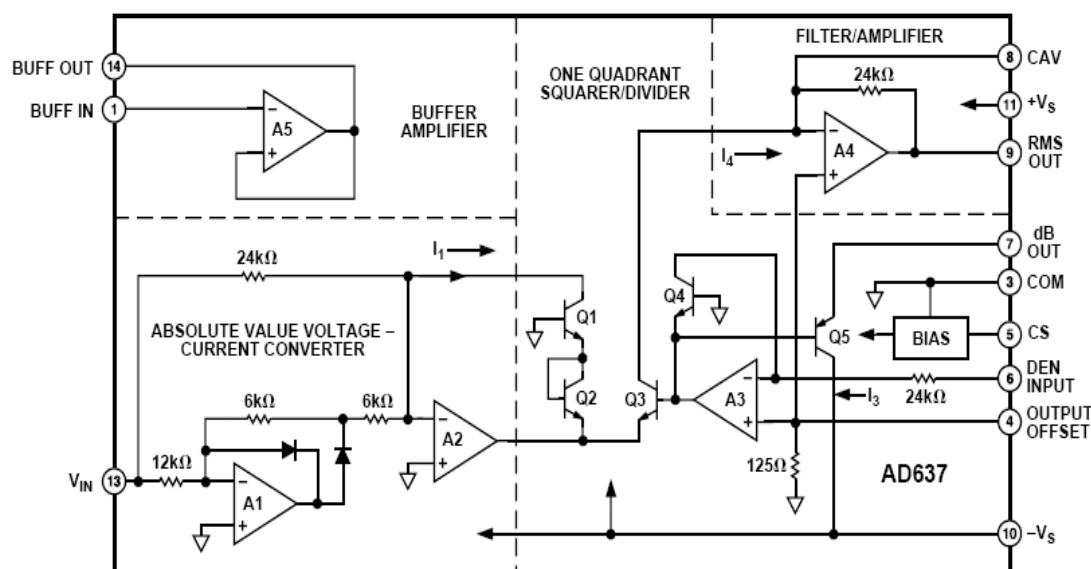


图 4-4 AD637 内部结构框图

美国 AD 公司的交直流专用转换芯片 AD637 来进行整流滤波，由于其元件的集成度比较高，所以可有效克服小信号带来的误差。其最小输入信号可以达到 0.5mV，测量误差小于，纹波系数可以小于 $\pm 1\%$ ，满足一般的高精度交直流转换。AD637 是当前国际上转换精度最高及频带最宽的真有效值转换器。AD637KD 的固有精度为 $\pm 0.5\text{mv} \pm \text{读数的 } 0.2\%$ ，加外部调整电路以后，其精度可以达到 $\pm 0.25\text{mv} \pm \text{读数的 } 0.05\%$ 。

AD637 是 AD 公司 RMS-DC 产品中精度最高、带宽最宽的交直流转换电路，对于有效值为 1V 的交流信号，它的 3dB 带宽为 8MHz,并且可以对输入信号的电平以 dB 形式表示，另外，AD637 还具有电源自动关断功能，使得静态电流从 3mA 降至 45 μA ., 可以测出任意波形交变信号的有效值，实验数据表明，在电源为正负 5V 供电情况下，当输入信号的频率不大于 2MHz 时，其输入信号的电压有效值在 0.7V~4V 范围内能保证测量误差。

4.3.2 真有效值转换芯片标准电路

真有效值转换芯片 AD637 的标准接法如图 4-5 所示，从图中可以看到，芯片上有两个外接的元件，一个是输入引脚上隔直用的电容，另外一个滤波用的电容。AD637 可以把任何交流输入信号的有效值变换成等有效值的直流电压，从输出管脚 9 输出。

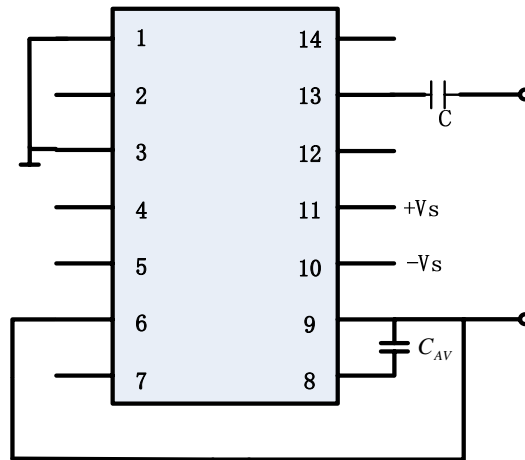


图 4-5 AD637KD 的标准接法

为了提高 AD637KD 的带负载能力，AD637KD 中设置了缓冲放大器缓冲，在本设计中不使用缓冲放大器，所以将缓冲放大器的正相输入接地，同时将其输出端悬空。用时，一般是将芯片管脚 9 接到管脚 8，而由管脚 13 输入待转换的交流信号，9 脚输出与交流信号等有效值的直流电平。管脚 7 是 dB 信号输出端，本文设计中用不到此功能，所以在此不再赘述。

在本文的设计中利用两个 104 小电容将正负两个电源接地，这样可以有效的抑制电源引入的高频纹波，104 越靠近 AD637KD 芯片越近抑制的效果越明显。

4.3.3 高精度外部调整电路

AD637 具备输出失调调整及标尺因数误差外部调整功能。可以利用这些功能，能使芯片的误差大大减少。剩余那部分的误差是因为绝对值电路中输入失调及器件的非线性引起。

AD637 外部调整电路如图 4-6 所示，其调整的步骤如下^[10]：

(1) 将输入信号接地，调节 R_1 使管脚 9 输出的电压为零。或者输入一个可以识别的信号，调整 R_1 使其能输出正确的直流电平。

(2) 将一抑制的直流或已校准好的交流满刻度信号输入 V_m ，调节 R_3 ，使输出管脚 9 有正确的直流电压输出。也就是说，对于 1.000V 的直流电压输入应给出 1.000V 的直流电压输出。同理，对于 2V 峰峰值的正弦波输入信号，直流输出电压应是 0.707V。剩余的误差是由非线性引起的。

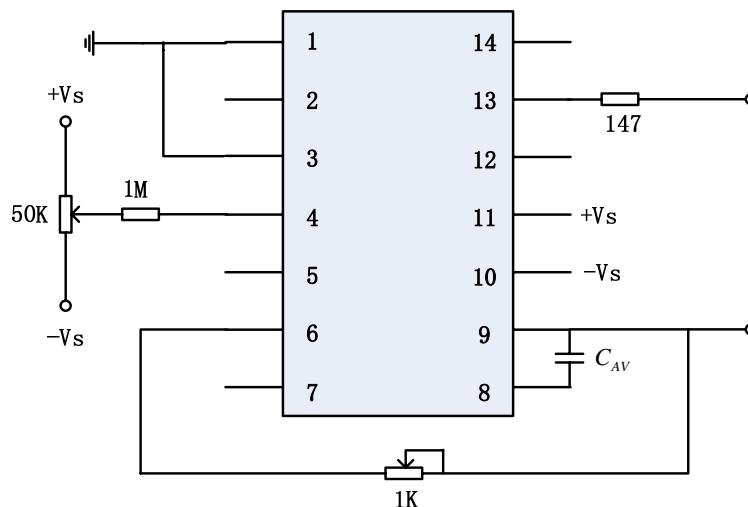


图 4-6AD637 精调电路图

4.4 16 位 A/D 采样芯片 ADS8325

高精度的信号采集系统对 A/D 转换芯片的要求：微功耗、采样率足够高、串行转换、高分辨率等。综合以上的要求考虑选用德州仪器公司的 16 位 A/D 转换芯片 ADS8325。ADS8325 内部结构框图如图 4-7 所示。

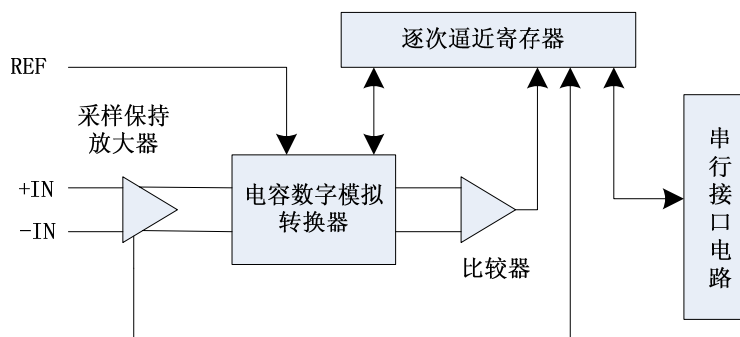


图 4-7 ADS8325 内部结构框图

ADS8325 是逐次逼近式串行 16 位微功耗高速采样 A/D 转换器，最高采样频率可达到 100kHz 数据流时，平均功耗不超过 4.5mW，10kHz 数据率时，功耗小于 1mW。ADS8325 适合于单路数据采集和同步取样多通道系统。图为其内部结构图，由保持放大器、D/A 转换器、比较器、逐次逼近寄存器和串行接口电路几部分组成。

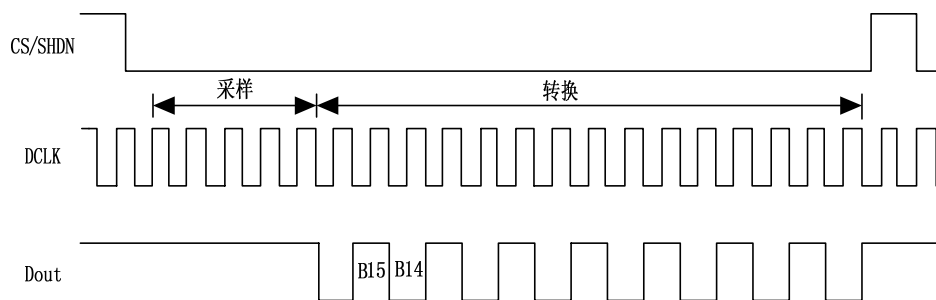


图 4-8ADS8325 时序控制图

ADS8325 的时序图如图 4-8 所示，经过真有效值转换芯片的直流电平信号从差分输入端差分输入即芯片的 2 和 3 脚。外部时钟必须控制在 $24\text{KHz} \sim 2.4\text{MHz}$ 之间，否则的话，采不到正确的数据，因为对 ADS8325 的控制用的不是 SPI 通讯方式，而是通过端口模拟的，所以端口模拟的时钟频率一定要在 $24\text{KHz} \sim 2.4\text{MHz}$ 的范围之内，而 MSP430F149 的主时钟频率为 8MHz ，这时候可以利用延时函数 Delay(10)使串口 P4.3 模拟出的时钟控制在 $24\text{KHz} \sim 2.4\text{MHz}$ 范围之内。在本程序设计中，用 P4.1 控制 ADS83525 的 $\overline{\text{CS/SHDN}}$ 脚，端口 P4.2 控制其数据输出口 D_{out} ，端口 P4.3 控制其时钟 DCLK，由 ADS8325 的时序控制图可以看出：ADS8325 对信号的采样是通过对 $\overline{\text{CS/SHDN}}$ 端置为高电平，再通过把 $\overline{\text{CS/SHDN}}$ 拉低来启动。， $\overline{\text{CS/SHDN}}$ 端的下降沿可以使转换启动，前 5 个时钟用于信号采样，外部信号被内部电容阵列采样。第 5 个时钟的下降沿时 D_{out} 端能够输出一个时钟周期的低电平，转换结果的数字位采用最高位先送出，其余位从高到低逐一送出在随后的 16 个时钟周期里输出。

A/D 采样的启动时钟函数 SampleCLK()的代码实现如下：

```
void SampleCLK(void)    //采样时钟函数
{
    DCLK_0;
    Delay(DELAYMS);
    DCLK_1;
    .....                //端口模拟的 6 个采样时钟
}
```

读采样数据的函数 ADRead()能返回一个无符号的整型数据，即芯片的采样

数据，其代码实现如下：

```
unsigned int ADRead(void)    //读 AD 数据函数
{
    unsigned int i;          //循环次数
    unsigned int tempbit=0;   //串行输出数据
    unsigned int data=0;      //存放采样数据
    DCLK_0;                  //时钟初始化
    Delay(DELAYMS);          //延时
    for(i=0; i<16; i++)      // 16 次读操作
    {
        DCLK_1;              //时钟上升沿
        Delay(DELAYMS);      //延时
        if(((P4IN>>2)&0x01)==0x01)    // 通过 P4IN 判断读出的数据
        {
            tempbit=1;        //读出的数据为 1
        }
        else
        {
            tempbit=0;        //读出的数据为 0
        }
        data=(data<<1)|tempbit;    //采样数据移位输出
        DCLK_0;                //时钟下降沿
        Delay(DELAYMS);        //延时
    }
    return data;              //返回采样值
}
```

经过分析 ADS8325 采样的数据发现，虽然交流信号已经转化为直流信号，但是采样出来的数据并不是很稳定，必须对采样出来的数据进行运算处理才能够稳定，本设计中利用定时器 B 来启动 A/D 转换，100us 采样一次。首先对 128 次的采样值进行平均值计算，然后对 16 次这样的平均值再进行一次平均值的计算，这样处理后采样出来的数据非常的稳定，也满足系统的技术要求。

4.5 控制的策略

当 D/A 芯片 DAC8501 的初始控制数据为 29000，这时候 D/A 芯片 DAC8501 输出的直流电压为 1.0041V 左右，而假设想要的对应的 A/D 采样值为 42215，当检测电路检测到 A/D 值小于 42215 时候，就会动作 DAC8501，使其控制字增加，动作值为 b，控制字定义为无符号整型变量 a，动作值定义为整型变量 b，系统变量初始化时要把 a 初始化为 29000，b 初始化为 0，动作值 b 越小，动态响应的速度越慢，但是精度就会越高，相反，动作值 b 越大动态响应的速度就会越快，电压信号输出稳定得也就很快，但是精度会大打折扣。

这时可以计算预设值与检测到的电压的差值，这个差值定义为整型变量 error，error 越大说明负载端的电压与预设电压差值越大，这时可以加大动作值 b，加快动态响应速度，也就是由 error 来决定动作值 b，误差 error 与动作值 b 之间存在一个比例系数，在实验中使用的比例系数为 0.5，通过 Matlab 仿真可以看到当比例系统为 0.5 时，控制系统是稳定的，但是控制系统的调节时间却变的非常的漫长，把 error 的绝对值设为整型变量 Range，当 Range 的值大于 50 的时候选用比例系数调节的策略，而当 Range 小于 50 的时候，设置 b=5，这样的话不仅动态响应时间大大的减少了，仅用 10s 就可以进入稳态，而且精度也可以达到万分之三。这样就可以有效的解决精度与动态响应时间的矛盾。

控制策略的软件代码：

```
Range=abs(41915-U1_rms2);
error=(41915-U1_rms2);
error1=error*0.5;
if(Range>50)
{
    电压比例系数调节，可以提高系统动态响应的速度;
}
else
{
    b=5，可以实现输出信号的高精度; }
```

5 软件设计

本系统采用 MSP430F149 为核心的主控制芯片。MSP430 系列单片机是美国 TI 公司生产的一款 16 位超低功耗的混合信号处理器 (Mixed Signal Processor)，它不仅功耗很低，而且具有强大的处理能力和丰富的片上外围资源：看门狗可以在程序失控时有效的实现系统复位；模拟比较器主要是用来进行模拟电压的比较，配合定时器，还可以设计出高精度的 A/D 转换器；16 位定时器具有捕获/比较寄存器，可以用于事件计数、时序发生、PWM 等；多功能串口 (USART) 可实现异步、同步通信，可方便地实现多机通信等应用；具有较多的 I/O 端口；12 位的 A/D 转换器有较高的转换速率，最高可达 200Ksps，能够满足大多数数据采集应用；LCD 驱动模块能直接驱动液晶多达 160 段；DMA 功能可以提高数据传输速度，大大减轻中央处理器的负担^[11]。

5.1 软件整体设计

进入程序后首先对 MSP430、AD9851 和 DAC8501 及 ADS8532 初始化。程序主循环过程中包含 AD 转换、AD 转换数据处理、以及 AD9851 和 DAC8501 数据输出等等。电压 AD 转换的数据用于输出电压值和给定电压的比较，判断如何动作 DAC8501，当输出的电压值小于给定电压时，DAC8501 增加输出以补偿电压的衰减，当输出的电压值大于给定电压时，DAC8501 减小输出以削弱高电压。DAC8501 对电压的补偿是通过定时器中断进行的，利用定时器设置 1s 的中断来启动 DA 芯片 DAC8501，而电压的采样也是定时进行的，一进入中断就进行电压的采样，转换结束后 MSP430F149 对采样值进行分析，分析的结果决定了 D/A 芯片 DAC8501 如何动作。

5.2 中断设计

在本系统的软件设计中，中断是相当重要的一部分。中断就是指 CPU 在正常工作时，由于内部/外部事件或程序预先安排的事件，使 CPU 中断正在运行的程序，转去为该事件服务。服务结束后，再返回去继续运行被暂时中断的程序的过程。中断可以大大的简化程序并节省系统大量的资源。

使用真有效值转换芯片 AD637，可以使正弦波转换为其有效值的直流电平，直接采样直流电平使软件设计很简单，通过 ADS8325 的时序图可以计算出完成一次 A/D 采样并读出采样数据大概需要 60us，所以可以利用定时为 100us 的定时器来中断，采样，启动 A/D 转换，128 次中断计算一次平均值 U1，由于计算出的平均值 U1 还是不太稳定，所以再次计算 16 次 U1 的平均值 U2，计算

一次平均值 U2 耗时大约为 204.8ms，得到的 U2 满足系统的所要求的稳定性，再比较 U2 与设定值，调试输出给 DAC8501 的值。再返回，等待下一次中断采样。

6 仿真分析

实验用 multisim 软件仿真功率放大电路方案 2 所测得的数据如下：

表 6-1 仿真结果

| 电压信号 (V) | 负载 (欧姆) | 输出电流 (A) | 失真 (%) | 直流偏置 (uA) | Veb 反偏电压 (V) | 电流与电压比例 |
|----------|---------|----------|--------|-----------|--------------|-------------|
| 3.1 | 0.2 | 37.078 | 0.007 | 306 | 小于 5V | 11.96064516 |
| 3.1 | 0.1 | 37.085 | 0.007 | 955 | 小于 5V | 11.96290323 |
| 3.1 | 0 | 37.089 | 0 | 1020 | 小于 5V | 11.96419355 |
| 3 | 0.25 | 35.879 | 0.023 | 536 | 小于 5V | 11.95966667 |
| 3 | 0.2 | 35.883 | 0.021 | 191 | 小于 5V | 11.961 |
| 3 | 0.1 | 35.888 | 0.007 | 311 | 小于 5V | 11.96266667 |
| 3 | 0 | 35.894 | 0 | 1210 | 小于 5V | 11.96466667 |
| 2 | 0.4 | 23.91 | 0.041 | 326 | 小于 5V | 11.955 |
| 2 | 0.2 | 23.921 | 0.008 | 487 | 小于 5V | 11.9605 |
| 2 | 0 | 23.929 | 0 | 952 | 小于 5V | 11.9645 |
| 1 | 2 | 11.886 | 0.006 | 42 | 小于 5V | 11.886 |
| 1 | 1 | 11.935 | 0.106 | 96 | 小于 5V | 11.935 |
| 1 | 0 | 11.965 | 0 | 829 | 小于 5V | 11.965 |
| 0.1 | 3 | 1.182 | 0.398 | 11 | 小于 5V | 11.82 |
| 0.1 | 1.5 | 1.191 | 0.002 | 46 | 小于 5V | 11.91 |
| 0.1 | 0 | 1.196 | 0 | 753 | 小于 5V | 11.96 |
| 0.01 | 3 | 0.118 | 0 | 26 | 小于 5V | 11.8 |
| 0.01 | 1.5 | 0.119 | 0 | 52 | 小于 5V | 11.9 |
| 0.01 | 0 | 0.12 | 0 | 748 | 小于 5V | 12 |
| 0.001 | 3 | 0.0118 | 0 | 27 | 小于 5V | 11.8 |
| 0.001 | 0 | 0.012 | 0 | 752 | 小于 5V | 12 |
| 0.0001 | 3 | 1.182m | 0 | 27.5 | 小于 5V | 11.82 |
| 0.0001 | 1.5 | 1.192m | 0 | 53.1 | 小于 5V | 11.92 |
| 0.0001 | 0 | 1.197m | 0 | 752 | 小于 5V | 11.97 |
| 0.00008 | 3 | 0.946m | 0 | 27.5 | 小于 5V | 11.83 |
| 0.00008 | 1.5 | 0.953m | 0 | 53.1 | 小于 5V | 11.91 |
| 0.00008 | 0 | 0.957m | 0 | 752 | 小于 5V | 11.96 |

所使用的三极管 MJ21193, MJ21194 性能指标 $V_{ebo} < 5V$, $V_{cbo} < 400V$, $V_{ceo} < 250V$, $P_D < 250W$, $I_c < 16A$, $I_b < 5A$ 。

实验测得 $V_{ebo} < 5V$ 。由于直流供电电压为正负 50V，故三极管上电压必定都小于 100V。管耗最大为 $\frac{V_{cc}^2}{2R_L} * 0.2 < \frac{50^2}{2 * 1} * 0.2 = 250$ (V_{cc} 为直流电压源 50V，

$R_L > 1$)。故管耗满足要求。由于最大输出电流为 36A，5 组管子（每组 4 个）分流，故电流也满足要求。所以全部满足三极管性能要求。

此仿真结果可以看出输出可以实现 1mA 至 36A 变化,且输出随输入变化线性度好，输出随负载变化稳定性强，输出电流正弦性好，失真度小。加上外部数字电路调整，其精度会进一步提高。

7 总结

结论：本文中利用单片机作为控制核心，结合外部器件 AD9851、AD734B、DAC8501、AD637、ADS8325，设计了一套完整、合理、高精度的数字控制方案。其中，DAC8501 作为电压增益调节的核心同时，对电压进行了有效的控制。本文还设计了功率放大电路、硬件反馈电路的设计，提高了系统输出的功率以及动态响应速度。除此以外，本文还给出了系统的软件设计。经仿真分析，本文研制的功放电路可以输出工频，1mA 至 36A 的正弦电流，且输出随输入变化线性度好，输出随负载变化稳定性强，输出电流正弦性好，失真度小。加上外部数字电路调整，其精度会进一步提高。

不足：由于本人时间有限以及自己动手能力不足，本论文只是在仿真结合理论分析的基础上验证了方案的可行性，还未搭出具体的电路进行实验。只有作出真实实验，测量出结果，才更有说服力。之后，我会更加努力，作出一套完整的实验装置。

致 谢

在毕业论文完成之际，首先我要感谢我的导师李开成教授，感谢他提供给我这样一个具有挑战性的课题，让我能展现自己大学四年的所学。李老师渊博的知识、严谨的治学态度、宽厚平易的仁者风范、对事业无私的奉献，不仅使我为研究生阶段学习打下了坚实的基础，而且也将不断地启迪和激励我走好今后的人生道路。

同时也要感谢实验室的陈浩师兄和李燕平师姐，感谢他们在我遇到困难时给我的巨大鼓励，在毕业设计过程中给我的指导。

感谢我的同学、家人。在他们的帮助下使我度过了充实、美好的四年大学时光。

最后，衷心感谢各位评委于百忙之中抽出宝贵的时间审阅本文。不妥之处，敬请各位老师批评指正。

李辰

2010年6月10日

附录

附录 1 软件程序

单片机的控制程序:

```
#include "msp430x14x.h"
#include "msp430F_c.h"
#include <math.h>
#include <stdlib.h>
#define DCLK_0 P4OUT&=~BIT3
#define DCLK_1 P4OUT|=BIT3
#define CS_0 P4OUT&=~BIT1
#define CS_1 P4OUT|=BIT1
#define DATA_IN ((P4IN>>2)&0x01)
#define DELAYMS 10
#define SCLK_0 P4OUT&=~BIT7
#define SCLK_1 P4OUT|=BIT7
#define SYNC_0 P4OUT&=~BIT5
#define SYNC_1 P4OUT|=BIT5
#define V_GIVEN 20000
```

```
uchar CON_word[5];
uchar tb,flag;
ulong U1_rms2,ADdata,m=0;
uint temp,a;
uint samplpoint;
```

```
static void Delay(unsigned int n)
{
    unsigned int i;
    for(i=0;i<N;i++);
    return;
}
```

```
void delay(uint t)
{
    while(t--);
}
```



```

Delay(DELAYMS);
if(DATA_IN==0x01)
{tempbit=1;
}
else
{tempbit=0;
}
data=(data<<1)|tempbit;
DCLK_0;
Delay(DELAYMS);
}
return data;
}

```

/******延时程序******/

```

void delay1S(void)
{
    uchar i;
    for(i=0;i<20;i++)
        delay(15000);
}

```

/******system initialization******/

/*system clock initialization, shut down WDT timer*/

```

void iniSys(void)
{
    WDTCTL=WDTPW+WDTHOLD;    /*close WDT timer*/
    BCSCCTL1&=~(XT2OFF+XTS);    /*turn on crystal XT2, chose XT1 as
ACLK */
    do
    {
        IFG1&=~OFIFG;
        delay(100);
    }
    while((IFG1&OFIFG)!=0);
    BCSCCTL2|=SELM_2+SELS;    /* XT2 as MCLK, non division ,SMCLK is

```

```
XT2, non division*/
```

```
}
```

```
/*define IO pin function */
```

```
void iniIO(void)
```

```
{
```

```
    //DAC8501
```

```
        P4SEL=0x00;
```

```
        P4DIR|=BIT5+BIT6+BIT7;
```

```
        P4OUT|=BIT5;
```

```
    //ADS8325
```

```
        P4SEL=0x00;
```

```
        P4DIR|=BIT1+BIT3;
```

```
        P4DIR&=~BIT2;
```

```
        P4OUT|=BIT1;
```

```
    /*******
```

```
    //9850
```

```
        P3DIR|=BIT4+BIT5;//          //P3.0,P3.1,P3.2 为输出
```

```
        P3OUT&=~(BIT4+BIT5);//
```

```
        P5SEL=0x00;
```

```
        P5DIR|=BIT0+BIT1+BIT2+BIT3+BIT4+BIT5+BIT6+BIT7;
```

```
        P5OUT&=~(BIT0+BIT1+BIT2+BIT3+BIT4+BIT5+BIT6+BIT7);
```

```
        Delay(DELAYMS);
```

```
}
```

```
    /*******AD9850*****/
```

```
void REST_AD9850(void)
```

```
{
```

```

        P3OUT&=~BIT7;
        delay(10);
        P3OUT|=BIT7;
        delay(1000);
        P3OUT&=~BIT7;
        //delay(1600);
    }

void WRITE_AD9850(void)
{
    uchar i=0;
    ///uint k0,k1,k2,k3,k4,k5,k6,k7;

    //a=100;//test only

    //FQ_UD=0;
    P3OUT&=~BIT5;

    //W_CLK=0;
    P3OUT&=~BIT4;
    delay(10);

    CON_word[0]=CON_word[0]&0xF8;    // PowerDown 置零    Control 置零

    for(i=0;i<5;i++)
    {
        //    P3OUT|=BIT4;
        //    delay(10);
        ///*1000;//test only
        ///b/1414;

        // data_out=CON_word[i];
        if(CON_word[i]&BIT0)
            P5OUT|=BIT0;
        // k0=1;

```

```

else
    P5OUT&=~BIT0;
//k0=0;

if(CON_word[i]&BIT1)
    P5OUT|=BIT1;
    //k1=1;
else
    P5OUT&=~BIT1;
//k1=0;

if(CON_word[i]&BIT2)
    P5OUT|=BIT2;
    //k2=1;
else
    P5OUT&=~BIT2;
//k2=0;

if(CON_word[i]&BIT3)
    P5OUT|=BIT3;
    //k3=1;
else
    P5OUT&=~BIT3;
//k3=0;

if(CON_word[i]&BIT4)
    P5OUT|=BIT4;
    // k4=1;
else
    P5OUT&=~BIT4;
//k4=0;

if(CON_word[i]&BIT5)
    P5OUT|=BIT5;
    // k5=1;
else
    P5OUT&=~BIT5;
//k5=0;

```

```

        if(CON_word[i]&BIT6)
            P5OUT|=BIT6;
            // k6=1;
        else
            P5OUT&=~BIT6;
            //k6=0;

        if(CON_word[i]&BIT7)
            P5OUT|=BIT7;
            //k7=1;
        else
            P5OUT&=~BIT7;
            //k7=0;

        P3OUT|=BIT4;
        delay(10);
        // W_CLK=0;
        P3OUT&=~BIT4;
        delay(10);
        // W_CLK=1;

    }
    //FQ_UD=1;
    P3OUT|=BIT5;
    delay(1000);
    P3OUT&=~(BIT5+BIT4);
    delay(1000);
}

```

```

void changeAD9850(void)
{
    uchar i;

```

```

        CON_word[0]=0x04;
        CON_word[1]=0x0;
        CON_word[2]=0x0;
        CON_word[3]=0xDF;
        CON_word[4]=0xA2;

        WRITE_AD9850();
        delay(100);
        for(i=0;i<10;i++)
            delay(50000);
    }

```

```

void iniTimer_B(void)
{
    //    SMCLK 1/8 ,最大计数值 10 位 1023,停止计数
    TBCTL=TBSSSEL_2+CNTL_0+ID_3+MC_0+TBCLR;
    TBCCTL0|=CCIE;
}

```

```

void DAC_send(uchar mode,uint dat)
{
    uchar i;
    SCLK_0;
    SCLK_1;
    SYNC_0;
    delay(10);
    SYNC_1;
    SYNC_0;
    for(i=0;i<8;i++)
    {
        //DAC_CLK=1;
    }
}

```

```

        if(mode&0x80)
            P4OUT|=BIT6;
        else
            P4OUT&=~BIT6;
        SCLK_1;
    // DAC_CLK=0;
    mode<<=1;
    SCLK_0;
}

for(i=0;i<16;i++)
{

    if(dat&0x8000)
        P4OUT|=BIT6;
    else
        P4OUT&=~BIT6;
    SCLK_1;
    dat<<=1;
    SCLK_0;
}
SYNC_1;
}

/*开始采样程序*/
void Sampling(void)
{
    TBCCR0=100;    //TB 比较/捕获寄存器 0 确定定时时间(采样间隔)
    TBCTL|=MC0+TBCLR;    // 开 TB
}

void ADC12on(void)
{
    CS_0;
    SampleCLK();
    temp=ADRead();
    CS_1;
}

```

```

        ADdata+=temp;

    }

/*Timer_B 中断服务程序*/
#pragma vector=TIMERB0_VECTOR
__interrupt void TIMER_B(void) // 采样显示 判断当前输出情况
{
    uint t,range;
    float error,error1;
    t=64;
    if(tb<t)
    {
        ADC12on();
        tb++;
    }

    else
    {
        tb=0;
        ADdata=ADdata>>6;
        m++;
        U1_rms2=ADdata;
        m=16;
        if(m==16)
        {
            // 求 16 次采样的平均值
            //U1_rms2=U1_rms2>>4;
            range=abs(V_GIVEN-U1_rms2);
            error=(V_GIVEN-U1_rms2);
            //error1=error*0.5;
            error1=error*1.1093;
            if(error1>15000) // 防止 DA 值超过
65535
                error1=15000;

            // U1_rms2=0;

```

```

        // m=0;

if(range>15000)
    {
        if(flag==0)
        {
            a=10000+error1;
            DAC_send(0x00,a);
            flag=1;
        }

    else
        {

            a+=error1;
            DAC_send(0x00,a);
        }
    }

    else
    {
        if(U1_rms2<V_GIVEN)
        {
            if(range>0)
            {
                a+=30;
                DAC_send(0x00,a);
            }
            else
            {
                // a=a+2;
                DAC_send(0x00,a);
            }
        }

        else
        {
            if(range>0)
            {

```

```

        a-=30;
        DAC_send(0x00,a);
    }
    else
    {
        //a=a-2;
        DAC_send(0x00,a);
    }
}

}

    }
    Sampling();
    ADdata=0;
}

}

void iniVar(void)
{
    flag=0;
    tb=0;    // TB   中断次数清零
    ADdata=0;
    a=29000;
}

/*****Main function*****/
void main(void)
{
    /***/
    _DINT();                /*disable interupt */
    iniSys();                /* system initialization */
    iniIO();                 /* IO initialization */
    iniVar();
    iniTimer_B();
    changeAD9850();
}

```

```
    DAC_send(0x00,0);  
    //_EINT();  
    Sampling();  
    while(1)  
    {  
        //ADC12on();  
        // DAC_send(0x00,5000);  
        // delay(100);  
    }  
}
```

附录 2 电路总图

参考文献

- [1] K.A.Essenwanger. Sine OUTPUT DDS's a survey of the state of the art[J]. IEEE Proc.52nd Annual Frequency Control Symposium,205,90(8): 384-386
- [2] M.J.Kuleshov,H.Y.Liu. Fundamental Noise in Direct Digital Frequency Synthesizers[J]. IEEE International Frequency Control Symposium , 2005,96(6): 90-96
- [3] 张宝铃、刘毅. DDS 通信信号源的设计与实现[J].指挥技术学院学报, 2001, 56 (4): 14-18
- [4] 张玉兴、彭清泉. DDS 背景杂散信号分析[J].电子科技大学学报, 2003.35 (7): 12-16
- [5] 王学风、陈培、韩潮、王盛. 基于 DDS 芯片 AD9851 的信号源设计与实现. 传感器与仪器仪表, 2008.5, 24 (81): 111-113
- [6] K.S.Low.A digital control technique for a single-phase PWM inverter.IEEE Trans.Ind.Elec, 1998(4,672~674)
- [7] 洪权, 林凌, 李刚. 四通道四象限模拟乘法器 MLT04. 国外电子元器件.2005.4, (4): 71-72
- [8] 赵媛媛、赵书俊、刘洋. 四象限乘法器/除法器 AD734B 在伽玛相机中的应用. 元器件与应用, 2004. 10, 12 (166): 41-44
- [9] 冰译. 实现 $\pm 0.025\%$ 精度的四象限模拟乘法器只需少量器件. 电子产品世界. 1997. 9: 70-71
- [10] 李荣武 AD637 集成真有效值转换器. 电测与仪表.1991.3, 36-40
- [11] 沈建华, 杨艳琴, 翟晓曙. MSP430 系列 16 位单片机超低功耗单片机原理与应用. 北京: 清华大学出版社.2004
- [12] Analog Devices Inc..AD9851 Datasheet[J]. Analog Devices Inc, 1999, 1(1):
- [13] MSP430F149 Datasheet, Texas Inc, 2000, 1(1):
- [14] Analog Devices Inc..AD637 Datasheet[J]. Analog Devices Inc, 1999, 1(1):
- [15] DAC8501 Datasheet, BORR-BROWN Inc, 2001, 1(1):
- [16] V.F.Kroupa. Close to the carrier noise in DDS[J]. IEEE International Frequency Control Symposium, 2005, 97 (7): 19-23
- [17] 康华光, 陈大钦. 电子技术基础(模拟部分).北京: 高等教育出版社.1998
- [18] 康华光, 陈大钦. 电子技术基础(数字部分).北京: 高等教育出版社.1998
- [19] 于鸿洲, 宋立新, 徐喆. 基于 DDS 技术的函数发生器.哈尔滨立功大学学报.2006.5

- [20] 张晞, 王德银, 张晨. MSP430 系列单片机使用 C 语言程序设计. 人民邮电出版社.2005
- [21] 童诗白, 华成英. 模拟电子技术基础.北京: 高等教育出版社.1998
- [22] 刘成尧, 王小梅, 祁才君, 王文华. 基于 DDS 技术的任意波形发生器设计.电子技术 2002.10
- [23] 姚小朋, 张捷. 基于 AD9851 的通用信号源设计. 现代电子技术.2007, (3): 39-41
- [24] 梁琴. 基于 AD637 高精度真有效值数字电压表的设计. 中国仪器仪表.2008, (11): 57-60
- [25] 刘莉, 王维, 李鸿. 基于 DDS 的高精度信号源的设计. 中国科技信息.2006, (10): 186-187
- [26] 沙占友 AD637 集成真有效值/转直流换器. 今日电子.1994.8, 72-75
- [27] 赵炳. 继电保护测试仪及其功率放大器的研究与实现. 华中科技大学硕士学位论文. 2006. 5
- [28] 敬照亮.基于 MSP430 电容测量装置的设计与改进. 华中科技大学硕士学位论文.2009.5
- [29] 吕庭, 谢启, 顾启民, 涂水林. 一种高精度正弦信号源的设计. 常熟理工学院报.2008.10, 22 (10): 58-61
- [30] 李华耀. 一种正弦交流恒流源的研制. 电机电器技术. 1999, (1)。
- [31] 杨永辉, 颜晓嫵, 郭恒, 王建. 高精度工频恒流源设计. 电测与仪表. 2009, (10)