

# AMEP

## 实验指导书

TI ANALOG & MIXED-SIGNAL EXPERIMENTAL PLATFORM  
德州仪器模拟与混合信号产品实验平台



**Bicone**

杭州百控科技有限公司

# AMEP 实验指导书

## 目录

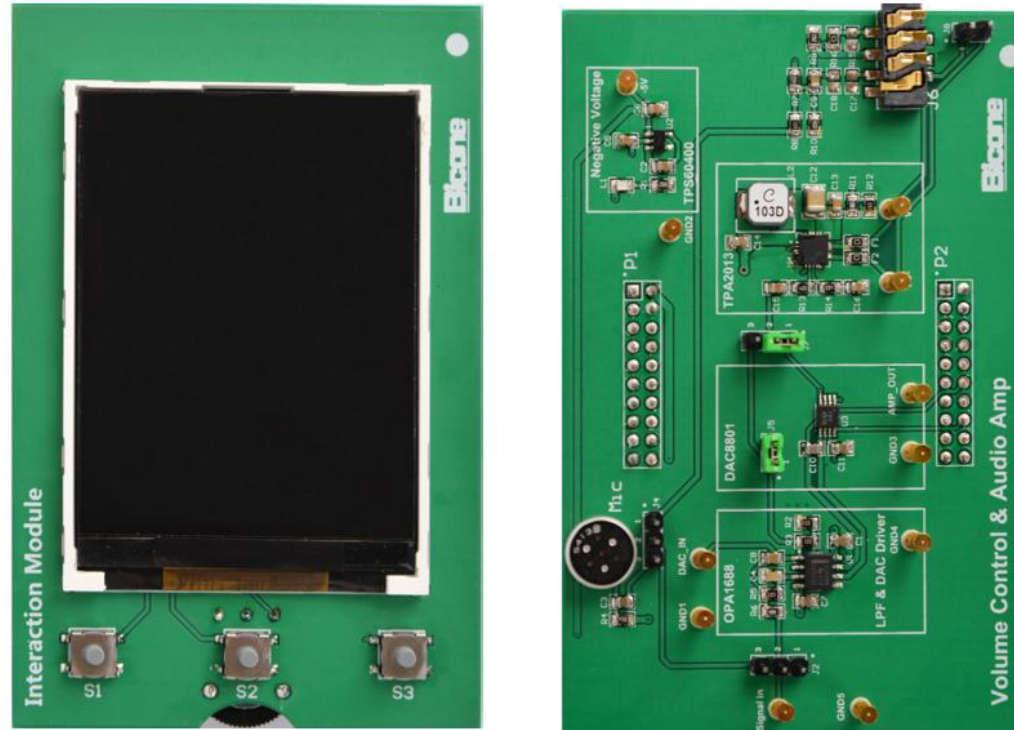
一、 实验平台使用简介.....	4
1. AMEP 的组合方式.....	5
2. AMEP 的软件安装要求.....	5
3. AMEP 的仪表要求.....	6
二、 仪用运放与恒流源模块.....	7
1. 模块的基本结构.....	7
2. 预备知识.....	8
a) 微安级恒流源原理.....	8
b) 恒流源 TINA 仿真.....	10
c) 差动运放低输入阻抗引起问题.....	11
d) 仪用运放原理.....	13
3. 实验内容与测试数据.....	14
a) 实验一， 改变仪用运放的输入共模， 看输出的动态范围受到的影响.....	14
b) 实验二、 调节仪用运放的输出偏置.....	15
三、 光感与电机控制驱动模块.....	17
1. 模块的基本结构.....	17
2. 预备知识.....	17
a) 步进电机的基本工作原理.....	17
b) 反应式步进电机.....	18

c) 永磁式步进电机.....	21
d) 混合式(Hybrid)步进电机.....	25
e) 反应式步进电机的控制电路.....	26
f) 单极步进电机的控制电路.....	28
g) 双极步进电机的控制电路.....	28
h) 有刷直流电机的基本工作原理.....	32
i) 有刷直流电机的分类.....	33
j) 有刷直流电机的控制电路.....	35
k) 有刷直流电机的速度控制.....	36
3. 实验内容与测试数据.....	38
a) 实验一、驱动直流电机，测量直流电机的转速.....	38
b) 实验二、驱动步进电机，观测步进电机双 H 桥控制的 PWM 波形.....	38
c) 实验三、光感与电机转速的闭环控制.....	38
d) 电机模块软件代码说明.....	39
四、 滤波器与频率检测模块.....	51
1. 模块的基本结构.....	51
2. 预备知识.....	52
a) 单电源运放加偏置.....	52
b) 迟滞比较器.....	54
c) 面积等效原理.....	55
d) PWM 实现 DAC.....	56
e) 低通滤波器的设计.....	57
3. 实验内容与测试数据.....	58

f) 实验一、测量三种不同滤波器的幅频特性和相频特性.....	58
g) 实验二、观测不同输入正弦信号频率和幅值下，定时器输入波形.....	58
h) 实验三、用 MCU 产生的 SPWM 波，观测经滤波后的波形.....	58
五、音量调节与功放模块.....	59
1. 模块的基本结构.....	59
2. 预备知识.....	60
a) R-2R 型 ADC 内部结构.....	60
b) 放大器分类.....	60
3. 实验与测试数据.....	63
a) 软件说明.....	63
b) 实验一、观测 DAC8801 放大精度测量.....	67
c) 实验二、测量 DAC 输出信号波形，并进行音频音量与功率放大.....	67

## 一、 实验平台使用简介

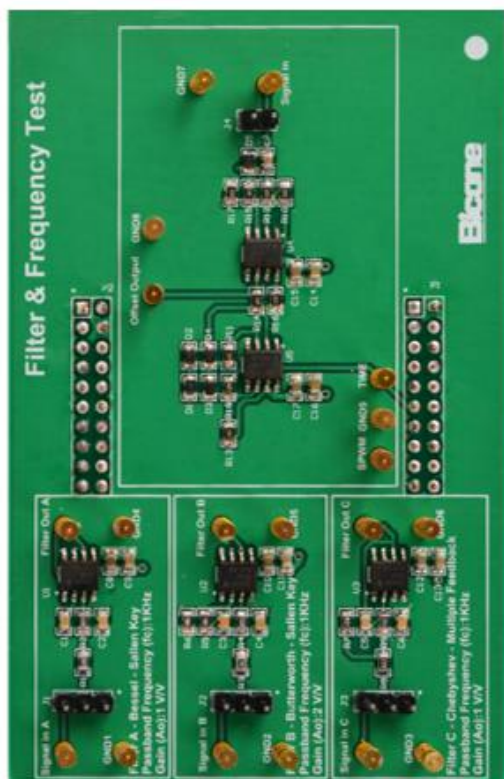
AMEP(Analog Mixed-Signal Experimental Platform)是应用 TI 高性能模拟和混和信号链产品设计的一套面向高校的实验套件，它适合模拟与 MCU 知识的学习与应用。套件的基本配置模块由以下五个模块组成



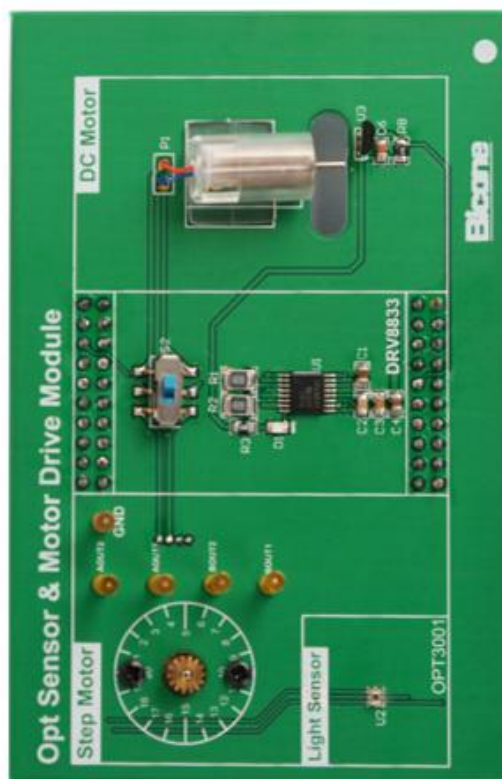
彩色液晶模块  
用于人机交互，含2.8吋TFT，三个按键和一个拨盘电位器

音量调节与功放模块  
展示音频信号的处理，包括有源滤波、增益控制、D类功率放大

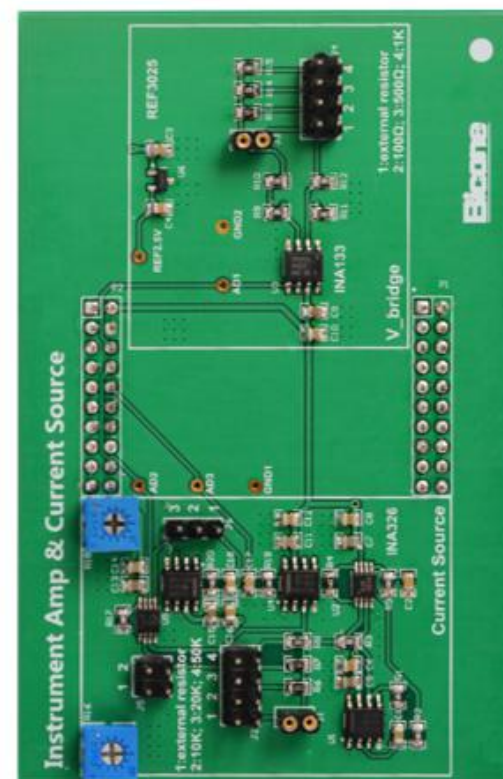
Figure 1 模块展示 1



滤波器与频率测量模块  
提供三种不同的二阶低通滤波器示  
例，5M正弦信号频率测量



光电传感与电机控制模块  
人眼视觉光电传感器，双H桥直流  
与步进电机控制



仪用运放与恒流源模块  
展示仪用运放的多种应用方式以及  
和差动运放的比对

Figure 2 模块展示 2

## 1. AMEP 的组合方式

AMEP 母板采用了 TI 40PIN BoosterPack 接口标准，实验的 MCU 模块可以是 TI 提供的 TIVA LaunchPad/ MSP430F5529 LaunchPad / MSP432 LaunchPad. 实验平台设计的应用方式可以是下列几种形式：(1) 单个模拟模块+LAUNCHPAD+液晶 (2) 单个模拟模块+LAUNCHPAD+液晶+无线 LAUNCHPAD (物联网应用)

## 2. AMEP 的软件安装要求

软件要求：

- TI CCS 5.5 之后的版本（如果要使用 MSP432 系列，请使用 CCS6.1）
- MSPWare(应用 430 时)/TIVA Ware（应用 TIVA 时）
- TINA 电路仿真软件

### 3. AMEP 的仪表要求

本实验套件测试过程中使用了以下仪表：

- Tektronix MDO3054 混和信号示波器
- KEITHLEY 2280S-60-3 高精度可编程直流电源
- KEITHLEY 2110 5 位半数字万用表

## 二、 仪用运放与恒流源模块

### 1. 模块的基本结构

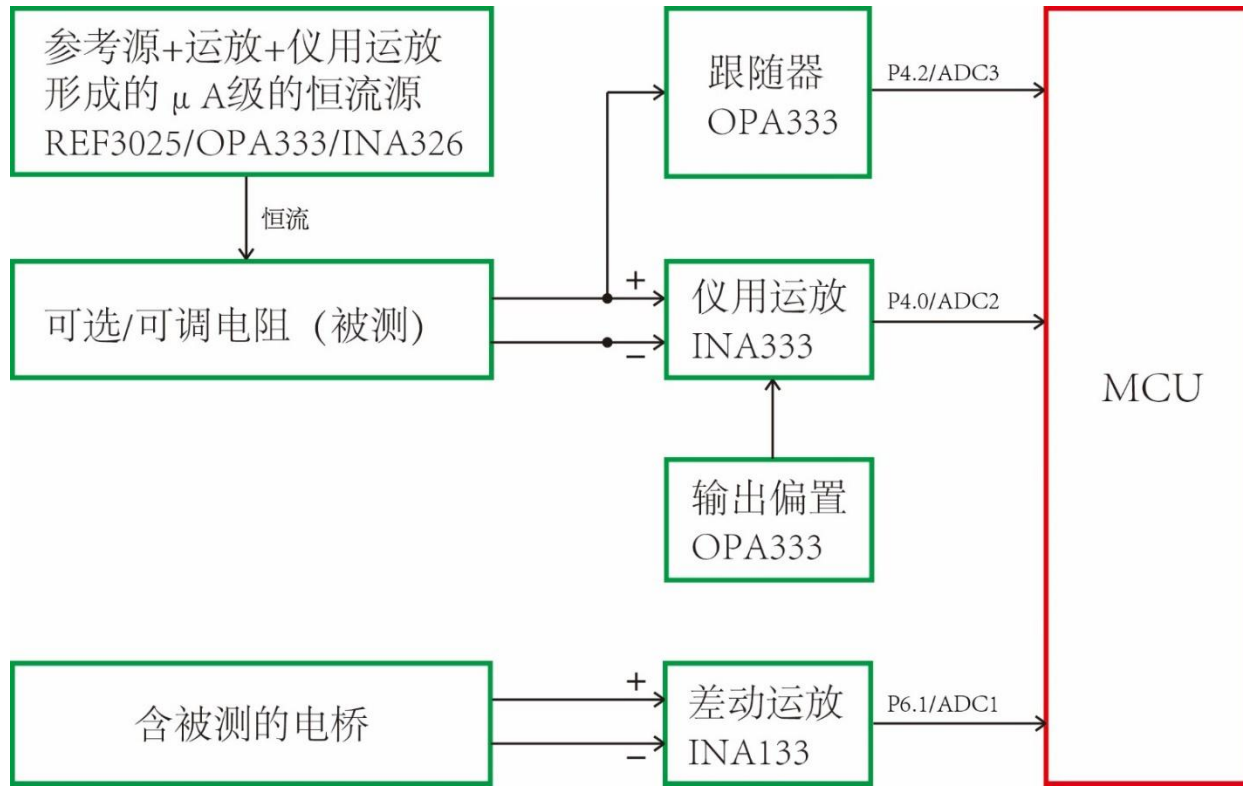


Figure 3 仪用运放与恒流源模块

由 REF3025 参考源加上精度低漂移的运算放大器 OPA333 以及仪用运算放大器 INA326 组成一个高精度微安级的恒流源，通过这个恒流源给被测电阻加电，测量被测电阻上由恒流源形成的差模电压，来测量 10K 级的电阻。测量此差模电压时，再次应用了仪用运放高共模抑制高输入阻抗的特点。应用运算放大器 OPA333，形成一个低内阻的仪用运放输出偏置电路，以免影响仪用运放差动级的阻抗匹配，另外一个 OPA333 用来作跟随器，用于 ADC 的驱动。模块实现另外一种电桥式的测量电阻的电路，测量在 1K 左右的电阻，采用了差动运放电路的共模抑制特性。这个测量电路的精度会受差动运放输入阻抗不影响，可以体会仪用运放和差动运放的差异。



## 2. 预备知识

### a) 微安级恒流源原理

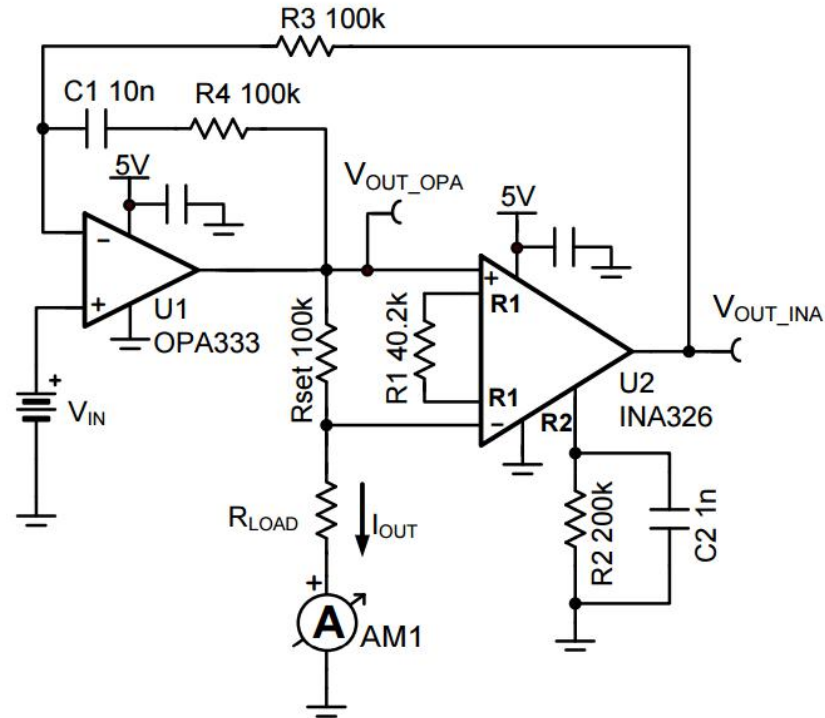


Figure 4 恒流源原理

如 Figure 4 恒流源原理所示，恒流源的电流大小取决于输入电压  $V_{IN}$ ，电阻  $R_{SET}$  和仪用运放 INA326 的增益。因为输入电压在  $R_{SET}$  上的分压  $V_{SET} = V_{IN}/G_{INA}$ 。流经  $R_{SET}$  的电流  $I_{OUT}$  就等于  $V_{SET}/R_{SET}$ 。设定的  $I_{OUT}$  不要使得仪用运放的共模输入电压过高，同时不要使运放输出电压超过最大电压， $I_{OUT}$  就能保证恒流。事实上可以把原理看作是二个运放 U1, U2 组成的单位增益电路，如 Figure 5 单位增益电路所示。再将电路中间的部分细化，就可以形成恒流源。如 Figure 6 电压到电流变换的简化图所示。

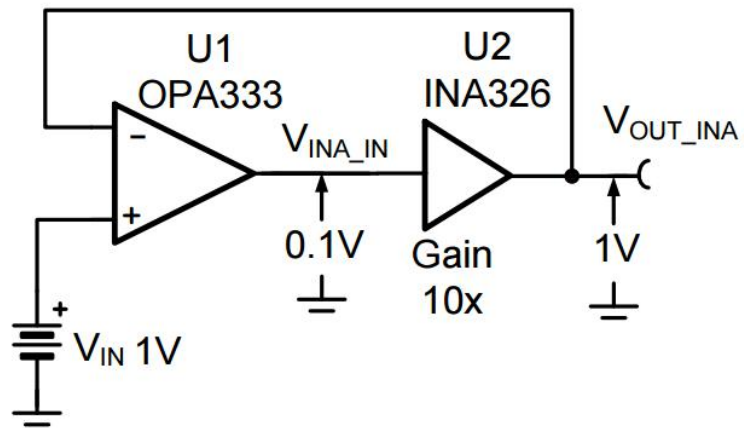


Figure 5 单位增益电路

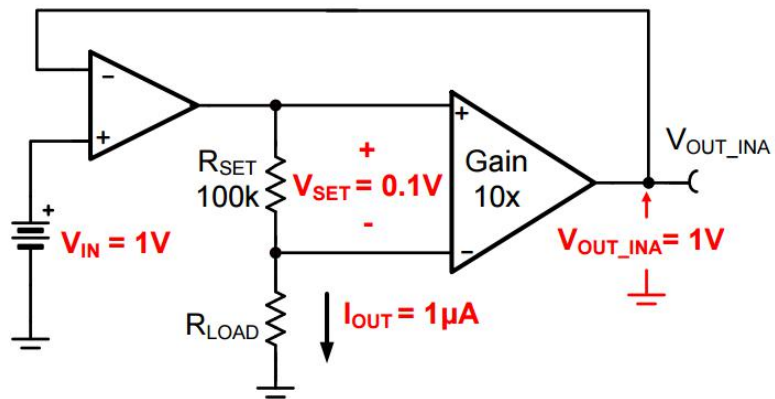


Figure 6 电压到电流变换的简化图

b) 恒流源 TINA 仿真

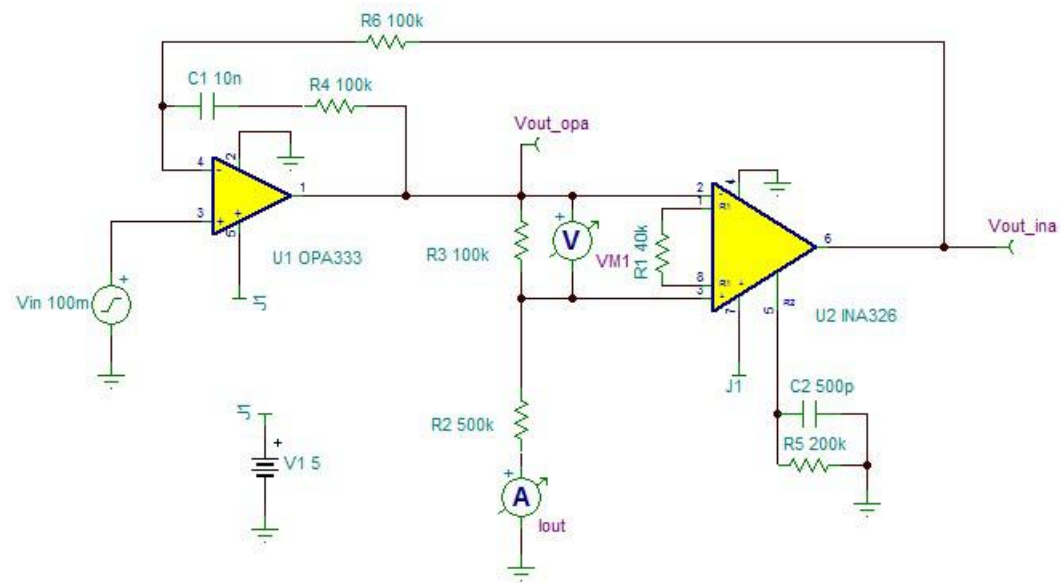


Figure 7 恒流源 TINA 仿真图

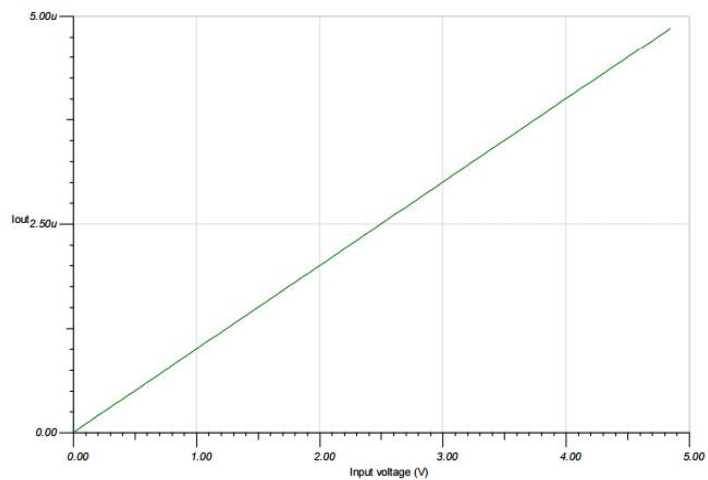


Figure 8  $R_L=500K$  时的输入电压与电流关系

Figure 8  $R_L=500K$  时的输入电压与电流关系可见输入电压和输出恒流源电流的关系，所以这个电路也可以作为一个电压到电流转变(V-I)的电路，因为两个运放的低漂移特性，所以电路经过定标后可以达到很高的精度。Figure 9 恒流源动态特性-set time 是对恒流源建立时间的测试。可以看到电路设计是稳定的，只有很小的过冲和振铃。

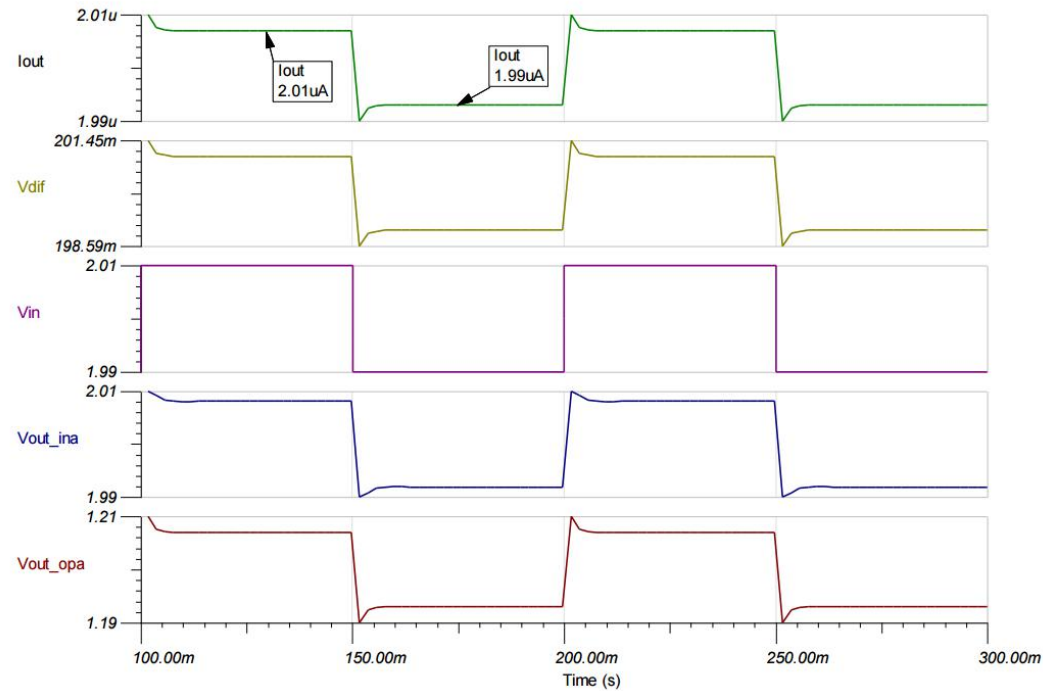


Figure 9 恒流源动态特性-set time

### c) 差动运放低输入阻抗引起问题

差动放大器也有其天生的弱点：由于电阻网络内置，使得其输入阻抗大大降低，比如当 INA143 的 3, 2 脚作为为输入时，其输入阻抗降低到 10K 欧姆，这对高源阻抗的应用相当不利，因为过低的运放输入阻抗会称为信号源的负载，而且源阻抗的不匹配会造成差动放大器的电阻网络不再精密匹配，从而导致 CMRR 降低。我们用 TINA-TI 来仿真：

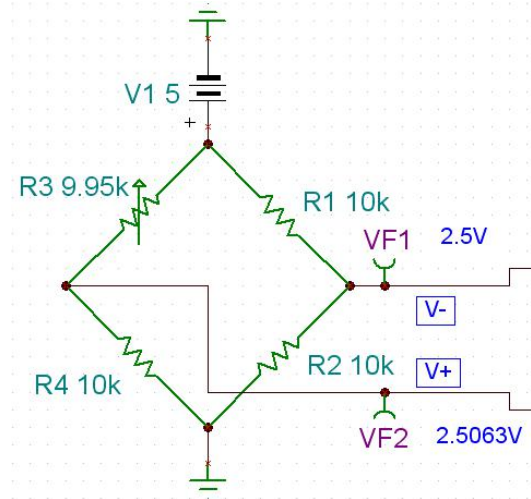


Figure 10 电桥-不接运放

不接差动放大器时，输出正确，接入差动放大器（我们使用 OPA132 加上外部电阻网络来模拟一个增益为 1 的差动放大器）后，由于差动放大器较低的输入阻抗，反而成为了电桥输出的负载，电桥输出电压不再准确，最后的差模信号离了期望的 6.3mV 也有相当大的误差

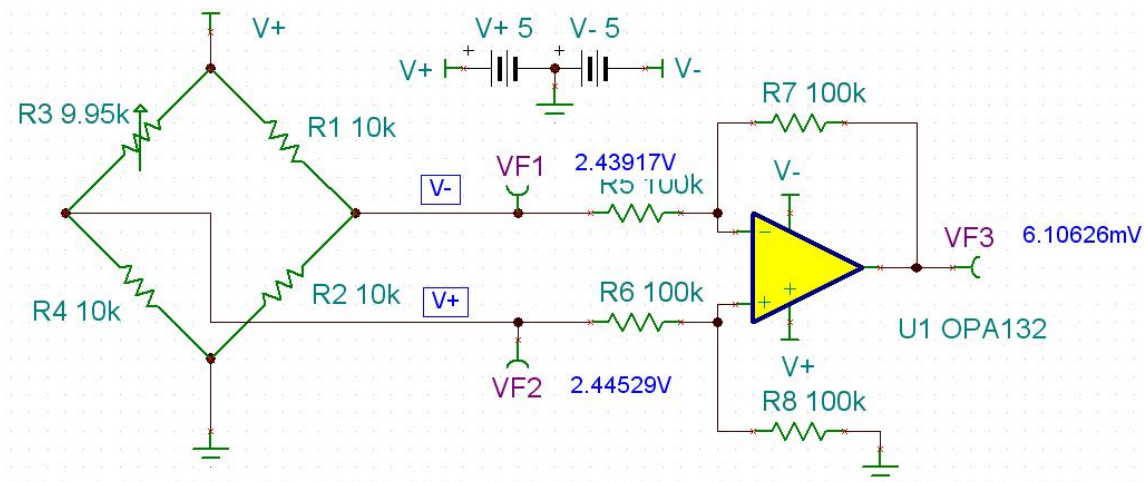


Figure 11 接入差动运放后的误差

#### d) 仪用运放原理

因此对于惠斯通电阻桥这种源阻抗通常为 K 欧姆量级的应用中，差动放大器是不适合的。但本实验模块上我们故意设置了差动放大作为电桥的测量，目的是让大家了解差动放大的问题。实际应用时我们需要增加差动放大器的输入阻抗，于是我们在差动放大器的前面加入两个输入缓冲器作为第一级，并在第一级的外部通过  $R_G$  提供差分信号的增益（保持共模信号不变），在第二级（即差动放大器）提供第二次差分信号的增益，并抑制共模信号。这样差分信号可以被两级放大，因此仪表放大器的放大倍数可以相当大。同时，共模电压被抑制，由 CMRR 的定义，可以知道仪表放大器的 CMRR 可以比差动放大器更高，通常可以轻易超过 100dB，甚至达到 120dB。

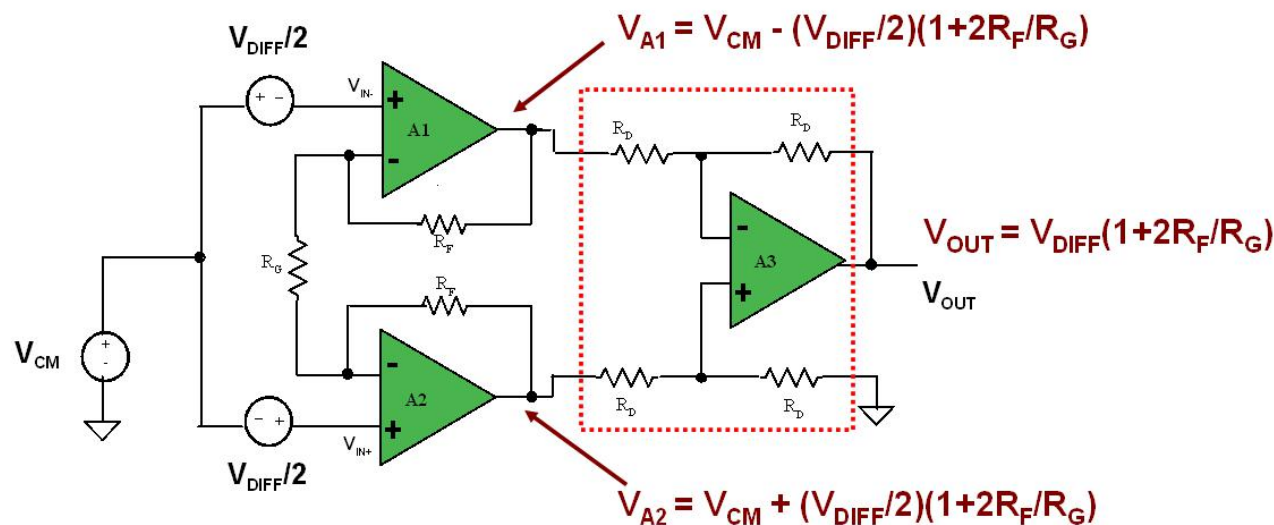


Figure 12 仪用运放原理

本模块中使用了 INA333，INA333 是一个自归零的仪表放大器，和前面提到的运算放大器的自归零技术一样，INA333 通过比如斩波稳定等方法使其输入失调电压（最大 25uV）及其漂移（0.1uV/oC）非常的低；第二，INA333 是一个轨到轨输入输出的放大器；第三，内建的射频干扰滤波器可以有效减少空中电磁波对仪表放大器输入级的影响（手机信号，FM 电台信号无时无刻不存在在我们周围，特别是当输入走线或导线较长时，会产生天线效应将射频信号引入到 INA333 的输入级。虽然这些高频干扰由于 INA333 带宽的限制不会以高频信号的形式达到输出端，但它们会被运放输入级整流形成直流噪声，对于需要放大微弱信号的仪表放大器来说应该尽量消除这种噪声）；最后，REF 引脚可以使输出含有一个固定的直流偏置，如 2.5V，方便后端运放或 ADC 电路的设计，同样地，使用一个低阻抗电压源驱动它！

仪表放大器的缺点在于其不够灵活，使用方法单一，同时由于信号直接接入缓冲运放的输入端，导致输入共模信号的范围较窄，即使具有轨到轨输入的特点，也只能达到供电电源电压附近。设计仪表放大器时，可以利用他们的 REF 脚，通过在其上添加一个电压可以用来调整差分放大器的输出直流偏置，即加在 Figure 13 INA333 内部结构图所示的第 5 引脚上，但仪表放大器的后级是一个差动放大器，内部电阻的匹配决定了共模抑制能力，加在 REF 端的电压源应当具有低输出内阻的特性，以免影响仪用运放内部电阻的失配。本模块上采用一个运放跟随器作为偏置信号源。

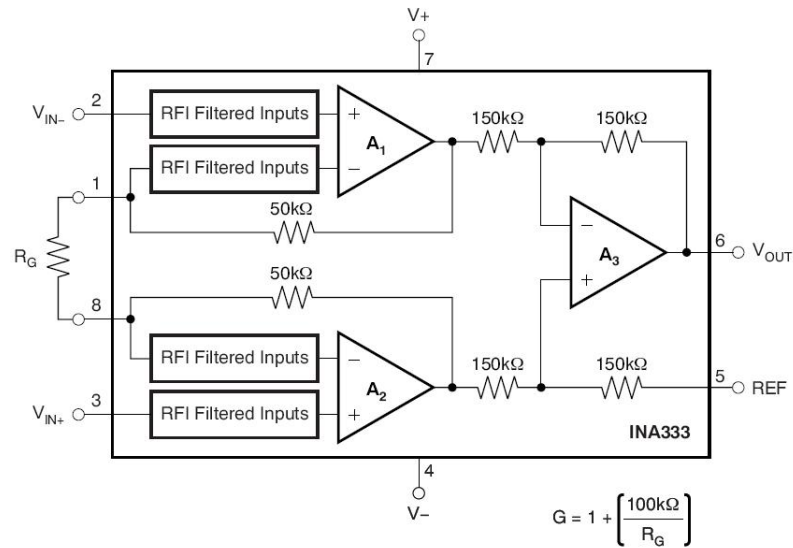


Figure 13 INA333 内部结构图

### 3. 实验内容与测试数据

a) 实验一，改变仪用运放的输入共模，看输出的动态范围受到的影响

- J5 跳线 1, J6 跳线 2-3, 将滑变 R16 置于接入电阻最大处, 即顺时针旋转到最大, 测量结果, 此时 INA333 所需要输出的电压值, 均满足输入的共模电压要求。

被测电阻	INA333 输出电压 (AD2)	INA333 IN+的电压	INA333 IN-的电压	INA333 此时的输入共模电压
10K	0.514V	0.888V	0.631V	0.7595V
30K	1.521V	1.392V	0.631V	1.0115V
50K	2.574V	1.931V	0.631V	1.281V

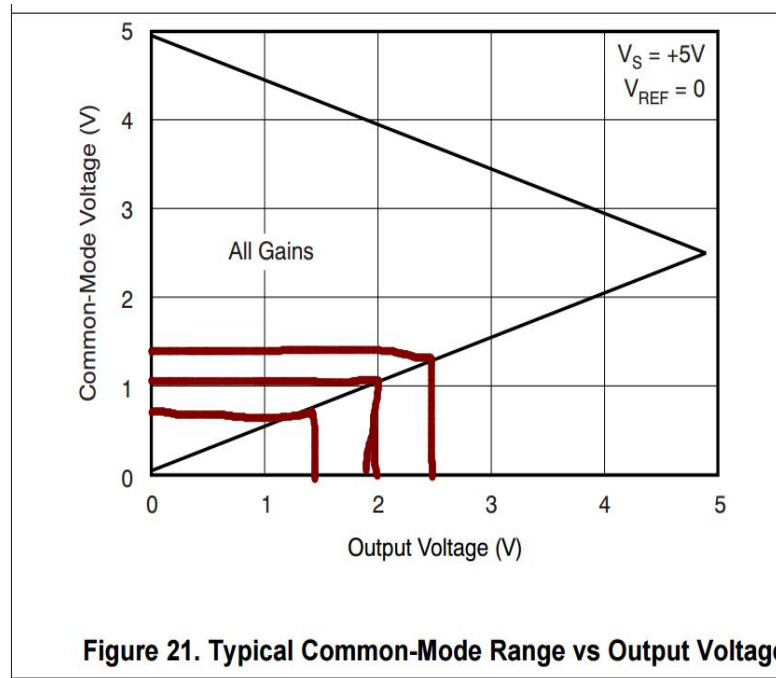


Figure 14 输入共模和输出的关系

- 当模块上 J5 跳线帽置于 2 处，以降低 INA333 的输入共模电压，此时 INA333 的输入共模电压较小，输出的差模放大动态范围也变小，输出结果不是理想放大倍数的结果。

被测电阻	INA333 输出电压 ( AD2 )	INA333 IN+的电压	INA333 IN-的电压	INA333 此时的输入共模电压
10K	0.344V (原本为 0.514V)	0.257V	0V	0.1285V
30K	1.016V (原本为 1.521V)	0.761V	0V	0.3805V
50K	1.734V (原本为 2.574V)	1.299V	0V	0.6495V

b) 实验二、调节仪用运放的输出偏置



在实验 1 第一种设置的基础上，将跳线帽 J6 置于 1-2，可用于调节 INA333 的 REF 端电压。

被测电阻	原本 INA333 输出电压 ( AD2 )	REF 端电压	现在 INA333 输出电压
10K	0.514V	0.572V	1.086V
30K	1.521V	0.572V	2.092V
50K	2.574V	0.572V	3.144V

### 三、 光感与电机控制驱动模块

#### 1. 模块的基本结构

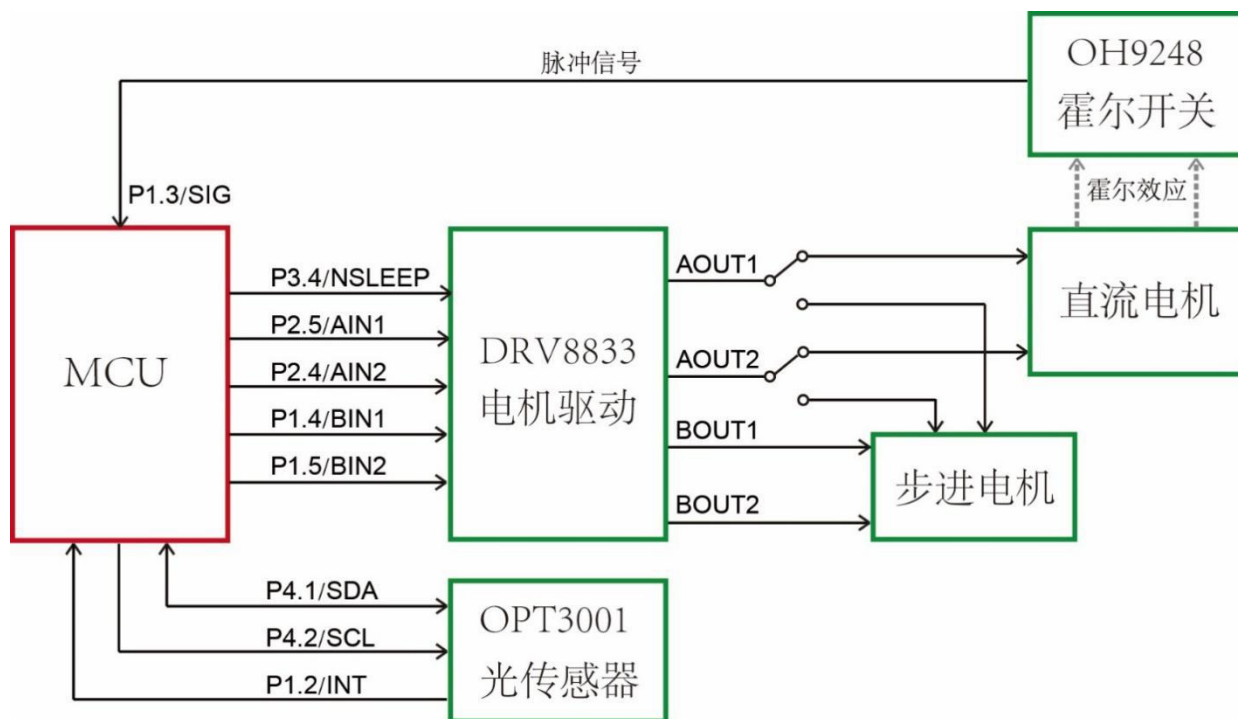


Figure 15 光感与电机控制驱动模块

光感和电机控制驱动模块应用 TI 的人眼视觉光强传感器 OPT3001，它的工作和光强数据通过 I2C 由 MCU 控制，模块本身自带两个小功率电机，一个为两相四线制永磁步进电机，另一个为空心杯直流电机。电机由双 H 桥电机驱动芯片 DRV8833 来驱动。空心杯电机的叶轮上装有一个小磁铁，其转速可以通过霍尔开关 OH9284 来测量。DRV8833 两个桥路的四根控制线联到 MCU 上。

#### 2. 预备知识

##### a) 步进电机的基本工作原理

步进电机被大量应用在测量和运动控制，最常见的是喷墨打印机，数控机床和定量容积泵。步进电机有以下几点特性使得它适合应用于这些产品：

- **无电刷**，电刷是电机中失效率很高的部件，而且容易产生电弧，在某些场合，电刷的这种特性是很危险的。
- **负载独立性**，所谓负载独立性是指步进电机带的负载只要不超出电机的转动扭矩，电机的转速与负载的大小无关。
- **开环位置控制**，步进电机的转动角度可以定量控制，不必依赖于反馈控制。
- **扭矩保持特性**，步进电机能够在任一角度上保持转子静止并保持一定的扭矩。
- **快响应特性**，步进电机的启、停、反转的响应很快。

众所周知，所有的电动机都有**转子**和**定子**两个部分。使电动机产生转动的作用力可以分为两种，一种作用力是由电磁作用原理产生的，它就是我们日常熟知的磁性物体同极相斥、异极相吸的作用力。电机的**定子**和**转子**两个部件上的磁场通过这种相互作用力促使转子产生转动；另一种作用力是由磁阻最小原理产生，定子和转子之间存在**气隙磁阻**，磁场在转子和定子之间的分布要遵循磁阻最小原则，即磁通总是沿磁阻最小的路径闭合（与电流总是沿电阻最小的回路流动的原理类似）。转子和定子处在不同的相对位置时，气隙磁阻的大小也不同，当转子产生的磁场的磁极轴线与定子产生的磁场的轴线不重合时，气隙磁阻就不是最小值，这时便会有磁阻力产生转矩，促使转子向趋于磁阻最小的位置转动。

步进电机有根据产生转矩的方式不同，分为**反应式**（Variable Reluctance Motor）、**永磁式**（Permanent Magnet Motor）和**混合式**（Hybrid Motor）。反应式步进电机的转子是低剩磁软磁材料构成，它的工作原理主要应用了上述作用力中的第二种，即磁阻最小原理产生的作用力。永磁式步进电机（有时也称为励磁式步进电机）的转子是以永磁材料构成，它的工作原理主要应用了上述作用力中的第一种，即同极相斥异极相吸的作用力。混合式电机顾名思义就是混合反应式和永磁式的特点来构成的步进电机。

本节内容只简单说明步进电机基本工作原理，以便读者对步进电机的控制方式有基本的了解，如需进一步了解步进电机的内容，应当参阅其它有关电机原理和电机控制方面的文献。

## b) 反应式步进电机

以三相反应式步进电机为例，对反应式步进电机的基本工作原理进行说明。Figure 16 三相反应式步进电机的剖面图，电机由转子和定子组成，图中带阴影的部分为定子，定子上有三相绕组，每相绕组由一对串联的线圈组成，分别为 X-X'、Y-Y'、Z-Z'，某一绕组上的线圈通电时就会在该定子绕组上产生电磁场。当反应式电机制成产品时，通常会将 X', Y', Z' 所的三个抽头在内部联接在一起，形成一个公共端再引出电机外部，这样如果是三相绕组的反应式步进电动机在外部看到通常是四根引线。反应式的步进电机的转子是由软磁材料制成。通电后的绕组产生的磁场会穿过由软磁材料构成的转子形成闭合的磁通回路。可以看到定子的内侧和转子的外侧有多个凸起的小齿，仔细观察，可以发现图中 X-X' 这一相的绕组上凸起的小齿与转子上的小齿是对齐的，而其它两相则是不对齐的。当定子小齿与转子小齿对齐的状态称为**对齿**；定子小齿与转子小齿不对齐的状态称为**错齿**，对齿与错齿的放大图如图 Figure 17 所示。图 Figure 17 中的虚线表示磁通的方向。

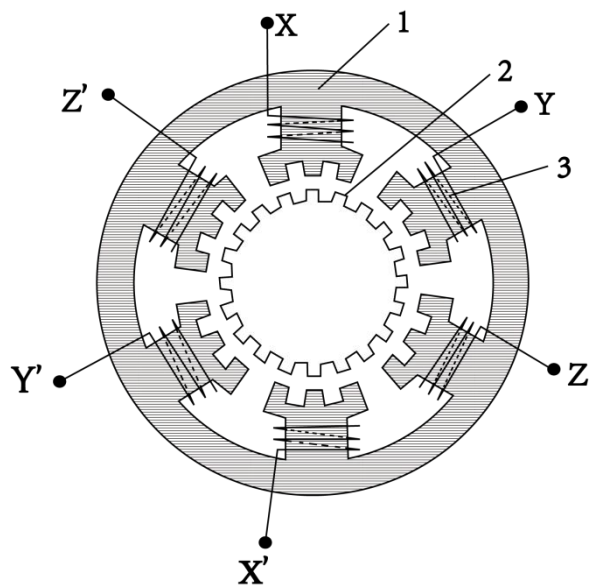


Figure 16 三相反应式步进电机的剖面图

观察 Figure 16 三相反应式步进电机的剖面图可以发现当定子的某一相绕组与转子处于对齿状态时，另外两相的绕组和转子都处于错齿状态。这是反应式步进电动机在设计时就有意而为之。因为**对齿状态时气隙磁阻最小**，当某一相（假设为 X-X'相）的定子绕组通电，而另外两个相（Y-Y'和 Z-Z'）不通电，如果未通电前，X-X'相的定子与转子处于错齿状态，通电后 X-X'相上的线圈将产生磁场，这个磁场的磁通将穿过气隙和转子，外于错齿状态转子就将根据磁阻最小原理被推动并转至 X-X'相处于对齿状态的位置，根据事先安排好的齿的位置，这一相转到对齿状态后，另外两相（Y 相和 Z 相）均处于错齿状态。这时断开 X 相的定子绕组的供电，同时给 Y 相定子绕组供电，转子将转向 Y 相处于对齿的状态，如此依次给各相供电和断电，将形成转子的持续转动。

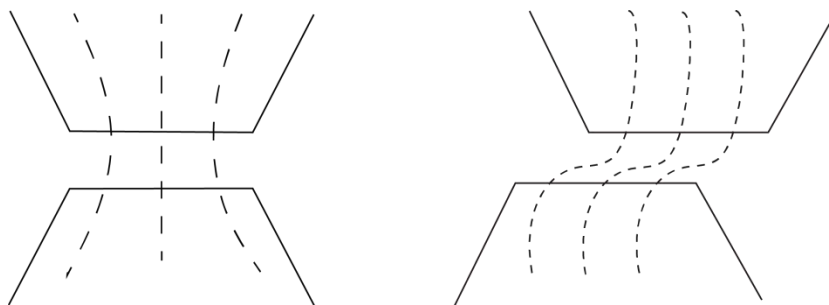


Figure 17 对齿与错齿

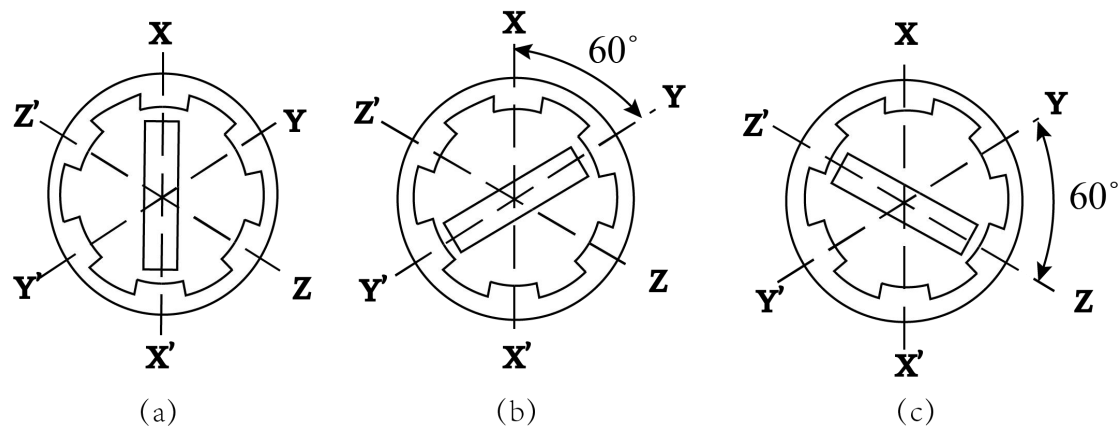


Figure 18 三相电机的转动示意图

反应式步进电机简化图如 Figure 18 三相电机的转动示意图所示，定子被抽象成只有 6 个大齿，每个齿之间的夹角为  $60^\circ$ ，我们把定子每次转动能转过的最小角度称为步距角。如前所述，当定子绕组通电及换相时，将会产生使转子转动的力矩。根据通电及换相的方法的不同，有如下几种方式。

- (1) 通电方式为（转子顺时针方向转动），或者反向（转子逆时针方向转动）。每次都转过  $60^\circ$ ，即步距角为  $60^\circ$ 。这种方式称为“单三拍”分配方式。
- (2) 通电方式为（或者反向顺序），称为“三相六拍”，此时电机每步比原来的步距角减少一半，每次转过  $30^\circ$ ，即步距角为  $30^\circ$ 。
- (3) 通电方式为，则称为“双三拍”。步距角与“单三拍”时一样都为  $60^\circ$ 。

为了配合本章后半部分对电机控制的描述，我们用 Figure 19 所示的方式对电机线圈的通电及换相进行描述，~~错误!未找到引用源。~~ 中线圈的绕组被简化为图 Figure 19 (a) 所示的三个线圈，Figure 19 (b) 所示的为三个线圈绕组的通电方式，图中的“1”表示线圈上电，“0”表示线圈断电。Figure 19 呈现的是三相反应式电机的单三拍通电方式。

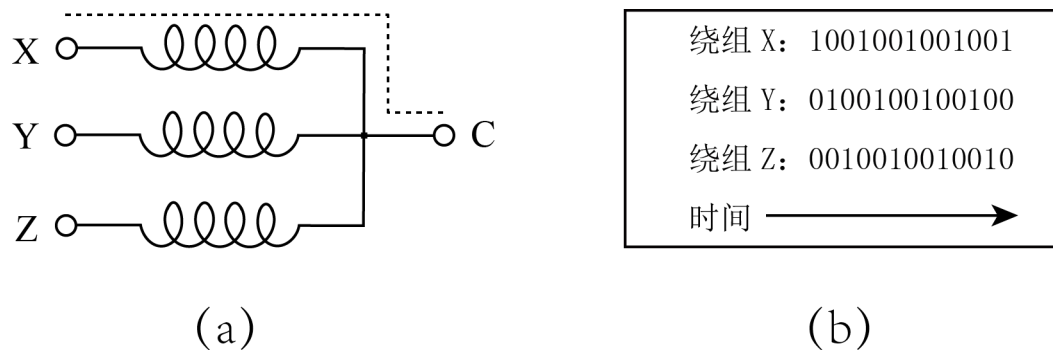


Figure 19 三相应变式电机的单三拍通电方式

### c) 永磁式步进电机

#### 单极 (Unipolar) 永磁步进电机

永磁式步进电机转子为永磁材料，因此转子形成固定的磁场，如 Figure 20 所示，永磁材料的转子由六个磁极组成，定子为两相的绕组，1 号绕组为上下分配，2 号绕组为左右分配。与应变式步进电机不同，永磁式步进电机的转动力来自磁极的相斥相吸，通电的定子线圈产生的磁场将吸引与其相近的转子上与其相反的磁极，转子在这种吸引力下转动，依次对各个绕组进行通断电，转子就可以连续转动。

永磁步进电机

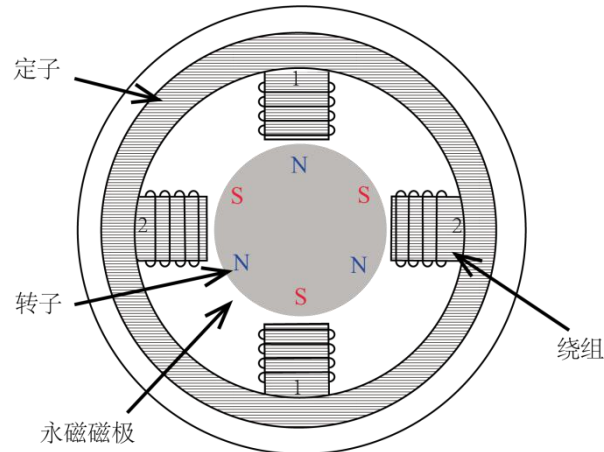


Figure 20 永磁式单极步进电机的剖面图

Figure 21 为单极两相永磁式电机绕组的实际接线方式和绕组通电方式。Figure 21 (a) 所示，1, 2 两绕组都有一个中心抽头，可以看到两个绕组一共有 6 个接头，有时绕组中心抽头可能在内部连在一起再引出到电机外部，所以市场上单极两相永磁式电机通常会有 5 根或 6 根引线，我们实验套件中提供的步进电机就是这种电机。Figure 21 (b) 为绕组的一种通电方式，每次都只有一相绕组中的半个线圈通电，因为转子有 3 对磁极，两个绕组每次只有半个线圈通电，所以转子转动一周经历了 12 个节拍，每个节拍转动 30 度。

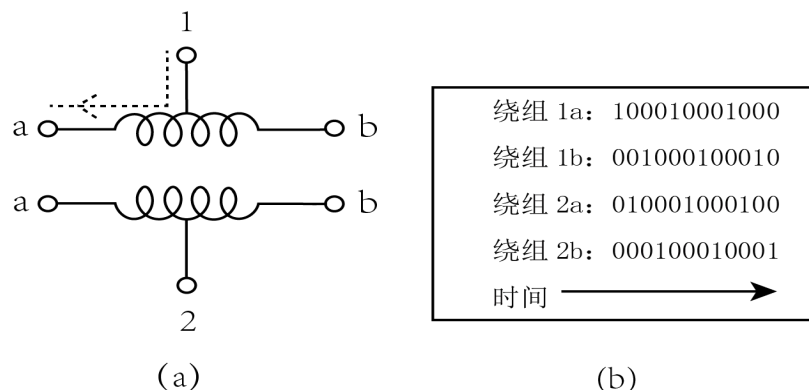


Figure 21 单极两相永磁式电机绕组

另外一种通电方式如 Figure 22 所示，每次都有两相绕组的半个线圈通电，这样可以获得电机转动时更大的扭矩。上述两种通电方式每次通电及换相都使得电机转动单个步距角，如果结合这两种通电方式，可以实现电机的半步距转动。这种通电方式如 Figure 23 所示。

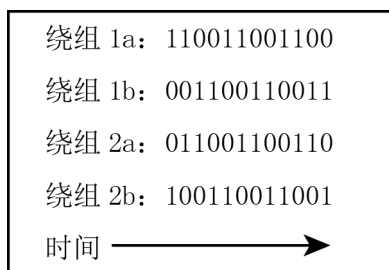


Figure 22 每次有两个绕组的半个线圈通电

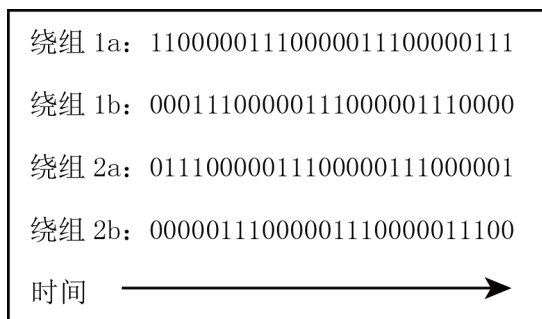


Figure 23 结合单个绕组和两个绕组通电

注意，Figure 23 所示的通电方式不是每个节拍都能产生相同的扭矩。单极两相永磁式电机要想获得每步更精细的转动角度，主要通过增加转子上的磁极数来

定，转子上的磁极数达到 100 已可以实现。

### 双极 (Biopolar) 永磁步进电机

双极永磁步进电机的绕组没有中心抽头，因此两相的双极永磁步进电机只有四根引出线。Figure 24 (a) 展示了两相的双极永磁步进电机的内部结构，它的转子与上述的单极电机一样也是由三对磁极构成，它的步距角设计成。双极电机的优点在于它通电时是整个绕组通电，而不是半个，这样能产生比单极更大的扭矩。它的缺点在于绕组上的电流要换向，从而使得双极永磁步进电机的控制电路变得比单极要复杂很多。控制电路中实现电流的两向流动的结构叫 H 桥 (H-Bridge)，H 桥的内容在电机控制的部分详细解释。

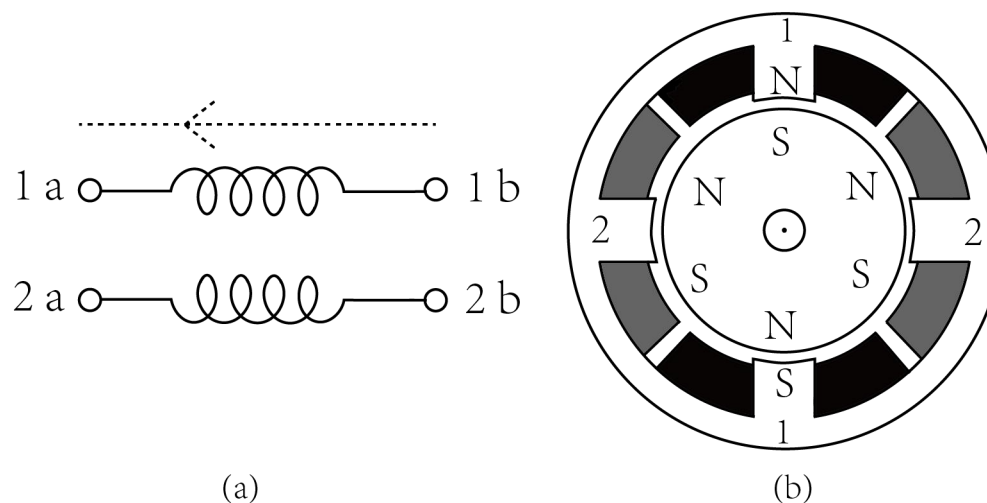


Figure 24 双极永磁步进电机

对于双极永磁步进电机，有两种通电方式可以让它，每个节拍电机转子转动一个步距角。Figure 25 中上半部分和下半部分分别是这两种通电方式的示意，其中“+”表示接电源正端，“-”表示接电源负端，“0”表示不接电。



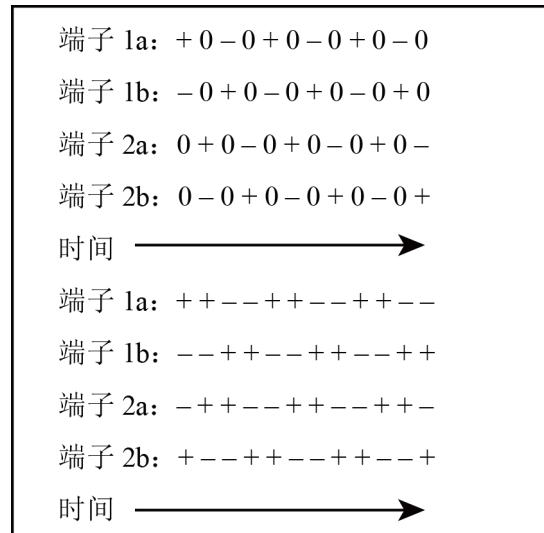


Figure 25 双极电机每次转过一个步距角的通电方式

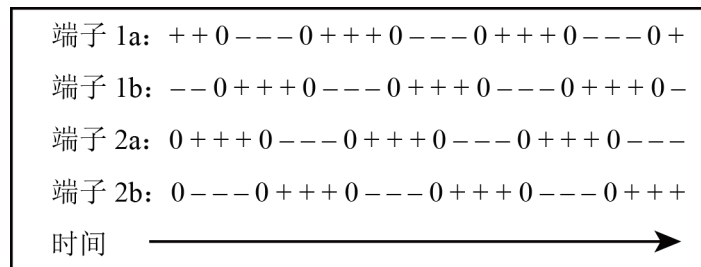


Figure 26 双极电机每次转过半个步距角的通电方式

### 双线 (Bifilar) 步进电机

双线电机的转子和定子的机械结构与上述单极和双极没有差别，只是绕组的绕线不再是一根线绕成，而是采用平行的双线。两相双线步进电机如图 Figure 27 所示。

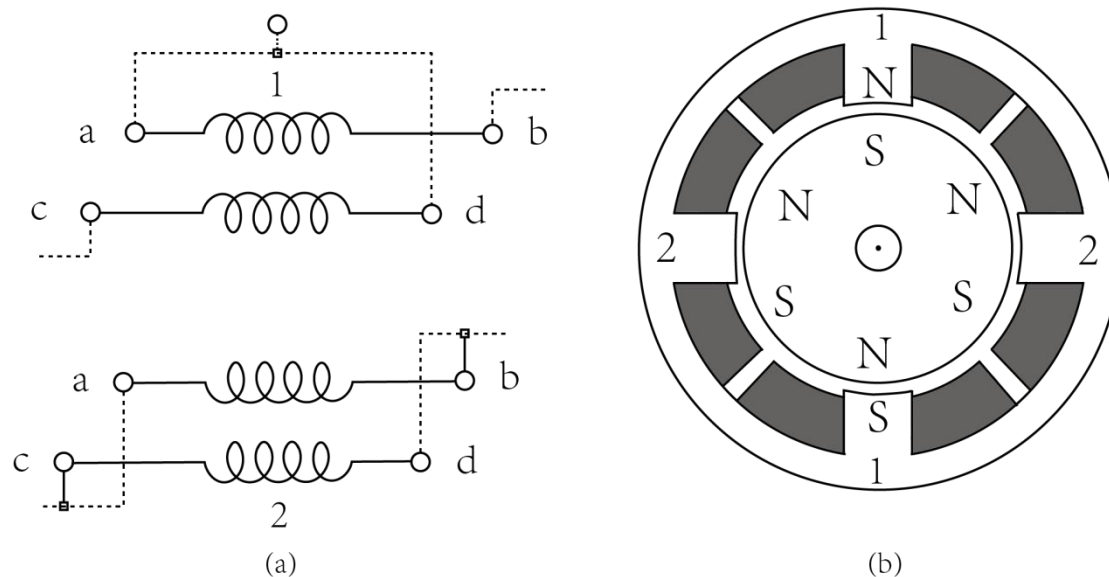


Figure 27 两相双线步进电机

两相的双线电机一般有八根引出线，如果采用 Figure 27 左边上图所示将一个绕组上的两个线圈串联后再从中间引出抽头，双线电机就可以形成一个单极电机；如果采用 Figure 27 (a) 下图将一个绕组上的两个线圈并联，就可以形成双极电机。这样可以获得更大的转动扭矩。双线电机的通电方式这里不再赘述，可以参考单极和双极电机的通电方式。

#### d) 混合式(Hybrid)步进电机

混合式步进电机结合了永磁式和反应式的特点，它的定子与反应式电机结构一致，转子采用跟永磁式电机一样的永磁材料，但结构上跟反应式电机一样，转子上有小齿。如 Figure 28 所示。这样设计综合利用了前文所述的两种原理的作用力，即磁阻最小的作用力和异极相吸同极相斥的作用力。因此混合式步进电机的驱动能力（也就是扭矩）更优，启停和反向的响应速度也更快。当然因为工艺复杂了，价格也相对高。混合式步进电机的通电方式跟永磁式电机相似。

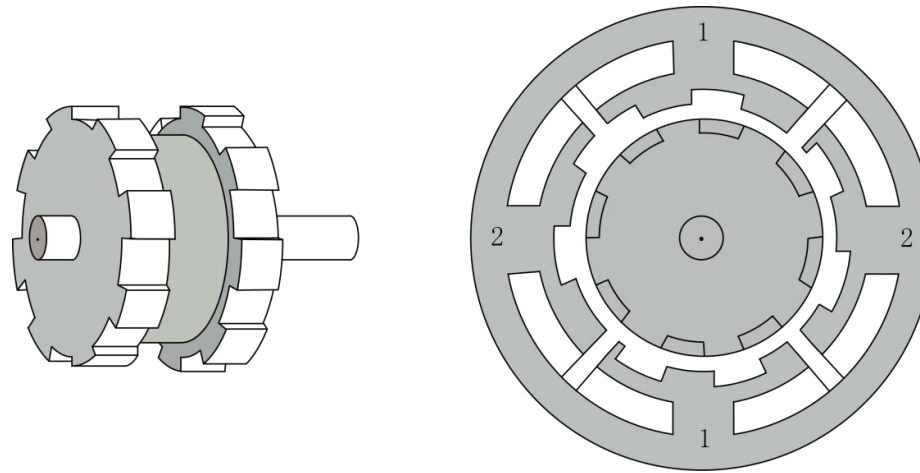


Figure 28 混合式步时电机的结构

### e) 反应式步进电机的控制电路

如前所述，反应式步进电机通常有三到五个定子绕组，绕组有一个公共端，绕组的通断电的开关在实际电路中用 MOSFET 开关管实现，MOSFET 的控制信号来自控制器，通常是 MCU。

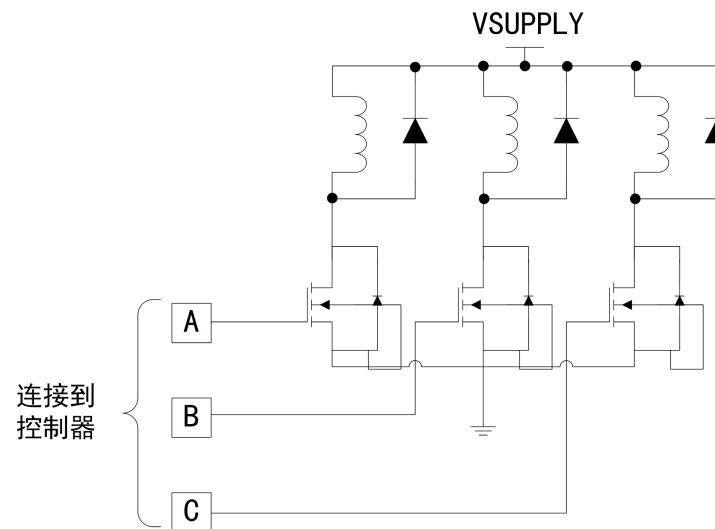
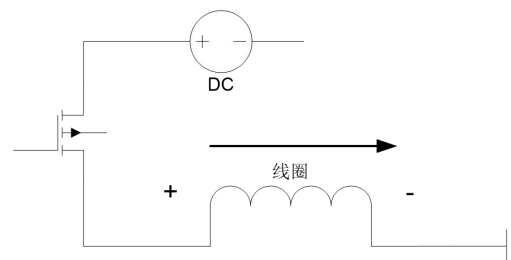


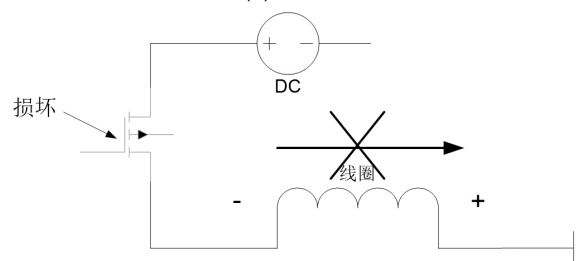
Figure 29 反应式步进电机的基本控制电路

Figure 29 是三相反应式步进电机的控制电路，图中并接在线圈两端的二极管为续流二极管，续流二极管通常是肖特基二极管，它能快速导通，并能流过较大

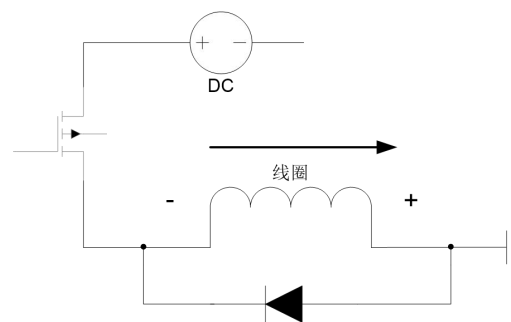
的导通电流，起到快速放电的作用。如 Figure 30 (a) 所示。当 MOSFET 导通，线圈（电感）上的初始电压为零，输入电流开始对线圈充电，根据电磁感应原理，线圈内部产生的感应电流会抵制输入电流的变化，所以线圈上的电流不能突变，线圈（电感）电压与电流的变化率成正比。



(a): 电流流入感应线圈



(b): FET关断后感应电流没有通路



(c): 感应电流通过续流二极管

Figure 30 续流二极管

线圈上的感应电动势的方向如 Figure 30 (a) 所示方向。线圈上的电流按一定的变化率不断增大，这时线圈一直在储能（这与电容的储能很类似）。当

MOSFET 截止关断，根据电感线圈电流不能突变的原则，线圈电流不是立即变为零，而是按一定变化率减少，这时感应电动势的方向如 Figure 30 (b) 所示，由于此时 MOSFET 断开，电流没有流通回路，电感能量得不到释放，会在 MOSFET 两端因为压差过大很可能引起 MOSFET 的损坏。解决方案就是在线圈两端接入如 Figure 30 (C) 所示的二极管，续流二极管为感应电流提供了快速放电回路。

#### f) 单极步进电机的控制电路

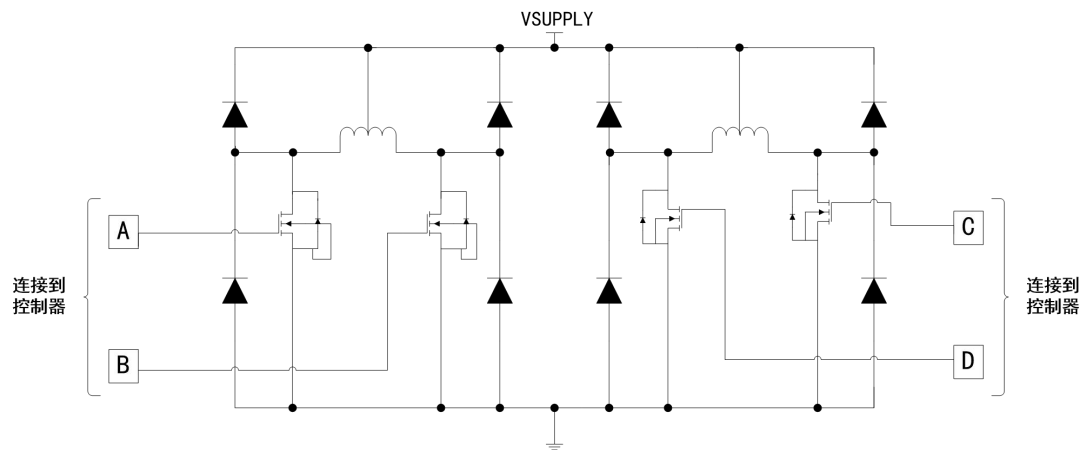


Figure 31 单极步进电机的基本控制电路

单极步进电机的基本控制电路如 Figure 31 所示，它与反应式电机的控制电路有很多相似之处。要注意的主要不同点是在 MOSFET 的两端并接了一个二极管（通常也是肖特基二极管）。由于线圈是电感，电感具有电流不能突变而电压可以突变的特性，这种特性是源于线圈（电感）电压与电流的变化率成正比，在开关合上时电流从小变大，电压为正值，当开关断开时，电流从大变小，这时电压为负值，所以当开关断开的瞬间，开关节点上的线圈（电感）上的电压有从正到负的极性突变。带有中心抽头的线圈，当线圈的一半通电，另一半断电时，会导致线圈的某一端电压向负压突变，为了防止出现 MOSFET 管接线圈一端的电压处于低于地电位情况，所以在 MOSFET 的两端并接了一个二极管。

#### g) 双极步进电机的控制电路

##### H 桥 (H-Bridge)

双极步进电机的线圈要求双向通电，它的基本控制电路是 H 桥，Figure 32 所示。H 桥由四个 MOSFET 组成，形成“H”型拓扑，线圈接在“H”的中间的桥梁上，四个桥臂为 MOSFET。当 Q1 和 Q4 导通且 Q2 和 Q3 截止的时候线圈电流从右向左流，反之，当 Q2 和 Q3 导通且 Q1 和 Q4 截止的时候，线圈电流从左向右流。通常为了方便使用，H 桥一般都集成到芯片里。

注意到图中的 Q2 和 Q4 是 N 沟道的 MOSFET，它们需要栅极 (G) 和源极 (S) 之间的正向偏置电压才能导通，而 Q1 和 Q3 是 P 沟道的 MOSFET，它们需要栅极 (G) 和源极 (S) 之间的负向偏置电压才能导通。这种因桥臂上 MOSFET 类型不同而导致控制偏置电压的不同的控制电路，给用户带来不便。由此产生了四个桥臂都为同一种 MOSFET (N 沟道) H 桥。由于桥上半部分和下半部分的 MOSFET 分别联接在电源的正负端，桥的上半部需要更高的栅极偏置电平才能使 MOSFET 导通，因此电路需要额外的电平抬升电路及电荷泵来保证 MOSFET 可靠导通。

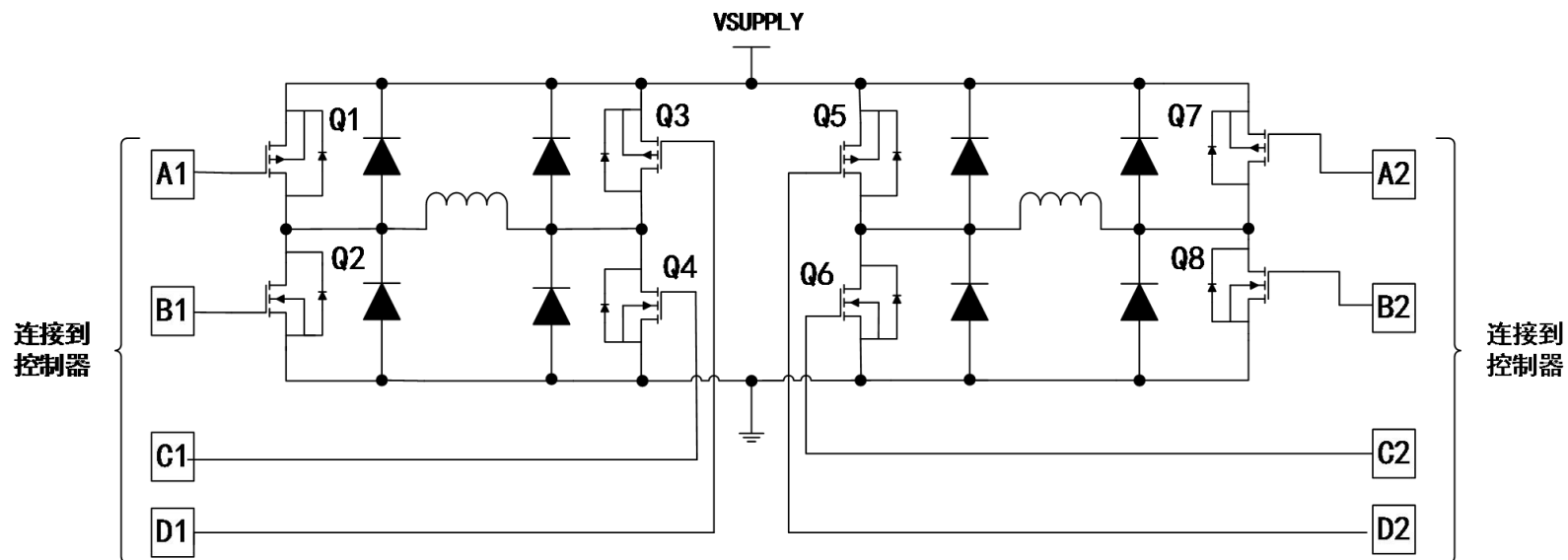


Figure 32 双极步进电机控制电路

H 桥使用时要注意不能同时打开（导通）同侧桥臂上的（Q1 和 Q2 或者 Q3 和 Q4）MOSFET，这样会使得电源正负端短路，可能导致电路损坏。因此在切换 MOSFET 的开关状态时要先让所有的 MOSFET 都先关闭（截止），然后再打开某一组 MOSFET。

如前所述，电线在开关切换时会出现电压突变，为了保护 MOSFET 免于这种突变的尖峰电压，在 MOSFET 两端并联了二极管。有些种类 MOSFET 自带了保护二极管，图 Figure 32 中的 MOSFET 就是如此，当自带的二极管有足够大的导通电流和足够快的导通时间，就无需外加续流二极管。

### 衰减模式（Decay Modes）

前文提到采用在电感上并联续流二极管来提供开关断开时电感上感应电流的流动回路。只要是没有续流回路的电感都必须提供一条续流回路，H 桥上的电感也不例外，但 H 桥是一种特殊的联接方式，电感的感应电流可以有多条回路，由此便引出了所谓的**衰减模式**（Decay Modes），它是指电感上的感应电流在开关截止后通过哪种回路方式流动，因为电流在此过程中是逐步减少（衰减），所以不同的回路形成了不同的衰减模式。

用 H 桥来控制电感上的电流方向的时候，我们每次最多打开两个 MOSFET，而且这两个 MOSFET 一定在桥臂的不同侧（即一个在左侧，另一个在右侧），不然就会引短路。如 Figure 33 所示，桥臂上的 MOSFET 用两个字母表示，第一个字母表示它在桥的哪一侧（A 侧或 B 侧），第二个字母表示它在桥的哪一端（H(High) 端或 L (Low) 端）。

Figure 33 (a) 表示 AH 和 BL 打开，而 BH 和 AL 关闭，这时线圈开始储能。当 AH 和 BL 关闭时，线圈上的储能要释放，这时我们一定要在 MOSFET 的两端并联上续流二极管吗？而且四个桥臂上都要用吗？事实上 H 桥的结构为我们提供了多条续流的通路，所以不必再采用二极管了，而是配合使用桥臂上其它 MOSFET 形成续流通路，从而减少了器件的成本。

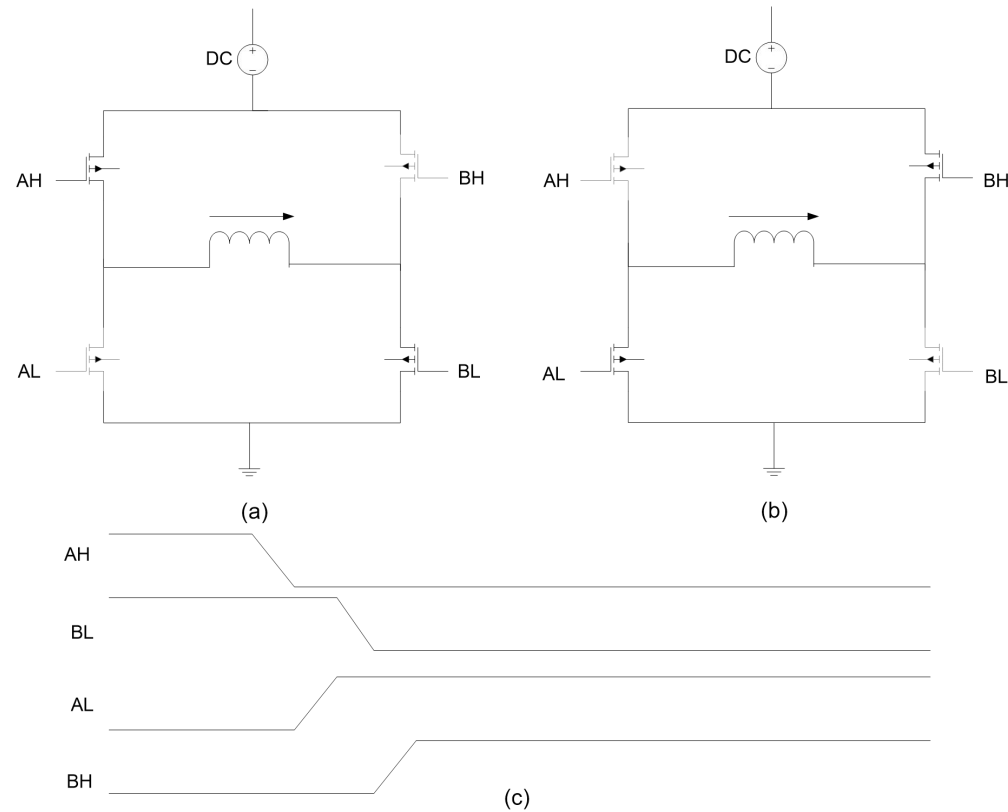


Figure 33 H 桥的快速衰减模式

Figure 33 (b) 所示，AH 和 BL 关闭后，我们打开 BH 和 AL，这时看起来电流会从电源正端经 BH，线圈，AL 流向地，但请注意线圈电流不能突变这个特点，AH 和 BL 关闭而 BH 和 AL 打开的一小段时间内，线圈上原来的感应电流先沿原来的方向变小，直至变为零后才能再沿“BH-线圈-AL”方向逐渐变大。线圈感应电流衰减的速度取决于回路电压和回路阻抗。回路阻抗为两个 MOSFET 的导通电阻加上电感的本身的等效电阻，回路电压为电源电压加上线圈感应的感应电动势，电流的方向是从 A 侧到 B 侧沿时间衰减，电流的变化率与感应电动势成正比，因此线圈上的感应电动势为从 B 侧到 A 侧，与电源电压方向一致。因此，这种衰减模式称为快速衰减模式，电流以最快的速度衰减到零。Figure 33 (c) 表示 MOSFET 的开断控制，高电平表示开，低电平表示关。由于要防止短路，所以同一侧的 MOSFET 一定要先关掉一个再开另外一个，读者可以仔细体会 Figure 33 (c) 中的时序表示。

看到上述的时序图，读者可能会问：“MOSFET 的开关是需要一定时间的，开关的时间通常是纳秒级的（一般为几纳秒），有没有可能这段时间线圈上的感应电流没有流通回路，已经使得 MOSFET 损坏？”事实上 MOSFET 的开关状态切换确实需要 100~200 纳秒，所幸 MOSFET 本身集成了体二极管（body diode），这个体二极管在这一短时间内保护了 MOSFET 免受损坏，但是如果时间长于 200 纳秒，一切都变得不可预料了。所以在使用 H 桥的衰减模式时，请务必注意到这一点。

还有一点值得注意的就是同步和异步（synchronous and asynchronous）。出于某些原因，比如散热，我们可能还是会接入外部的二极管来代替内部的衰减

模式，Texas Instrument 的 DRV8833 就是一个很好的例子。由于用外部的二极管，衰减电流的电流流向通路是我们不可控制的，所以这种模式称为**异步模式**，而采用衰减模式是通过我们开断 MOSFET 来实现的，所以电流的衰减的流向是我们来控制的，这种模式称为**同步模式**。同步模式和异步模式在开关电源的设计中也同样被采样，但同步和异步的概念最早源自 H 桥。

有快速衰减模式自来也会有所谓的**慢速衰减模式**。如 Figure 34 慢速衰减模式所示。慢速衰减模式利用桥臂上的同一端作为续流的通路。即可以采用 H 端的两个 MOSFET，也可以用 L 端的。通常是采用 L 端的两个 MOSFET。

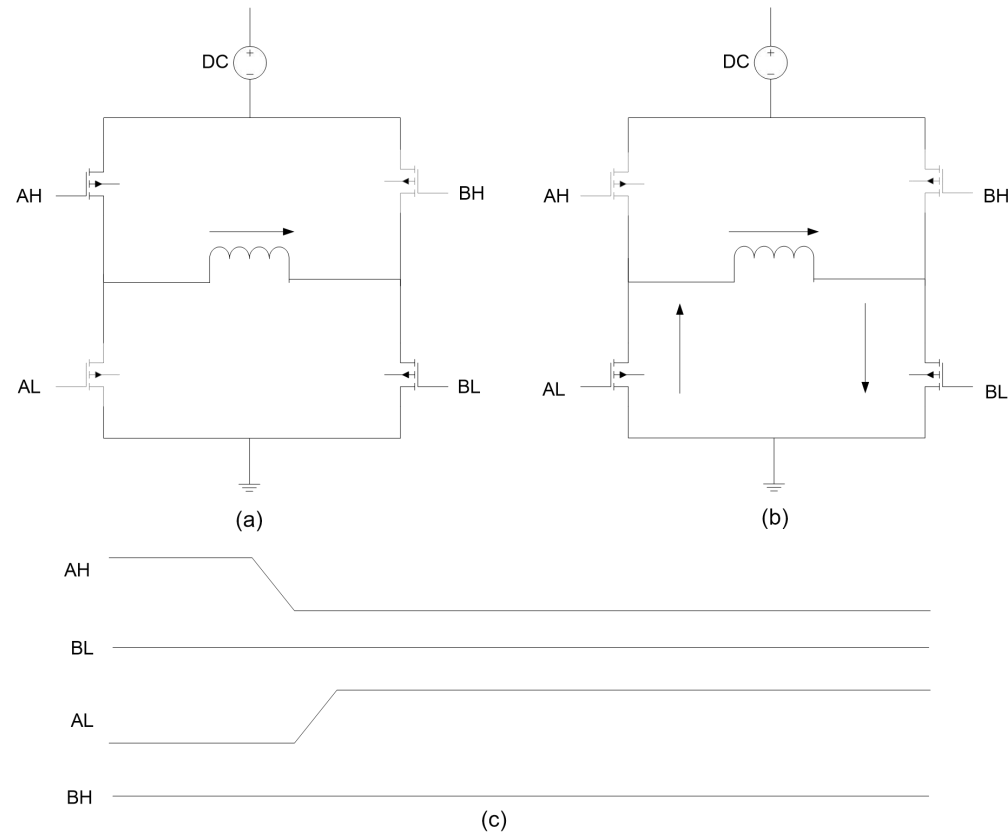


Figure 34 慢速衰减模式

慢速衰减模式并不像快速模式提供了一个外加的电压，所以电流的衰减速度相对较慢。慢速衰减模式的衰减速度取决于 MOSFET 的导通电阻和电机的线圈，线圈的储能能力越强，衰减越慢，导通电阻越小，电阻上的消耗的能量越小，衰减速度越慢。

**注意：**不要将 H 桥上的衰减模式与电机停止转动的能力直接相关联，衰减模式的快慢只是表示线圈上储能衰减的快慢，而电机停止转动的快慢与电机的类型还有关系。后续章节会描述 H 桥在控制有刷直流电机时衰减模式和电机转动时刹车及滑行的关系。



## h) 有刷直流电机的基本工作原理

有刷直流电机 BDC (Brushed DC Motor) 由于其价格低、驱动方式简单、适用于不同场合的各种大小及形状的产品都容易采购到，因此被大量应用从玩具到汽车的各种领域。

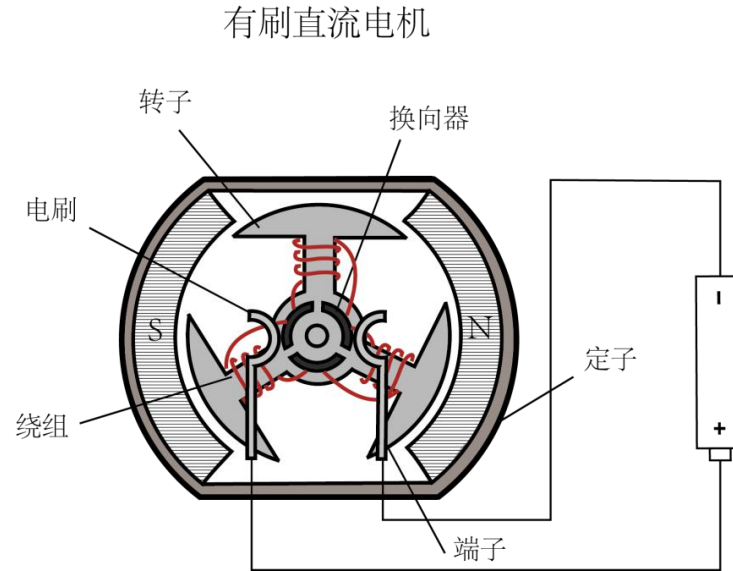


Figure 35 有刷直流电机的结构示意图

如 Figure 35 有刷直流电机的结构示意图所示，有刷直流电机 (BDC) 由**转子 (Rotor)**、**定子 (Stator)**、**绕组 (Winding)**、**电刷 (Brush)**、**换向器 (Commutator)** 组成。与步进电机不同，BDC 的定子用于产生恒定的磁场，BDC 的定子可以是永磁材料构成，或者由线圈构成。BDC 的分类一般是以定子的结构以及定子线圈与电源联接的方式为依据的。转子由多个线圈组成，通电的转子产生的磁场与定子产生的磁场产生同极相斥、异极相吸的作用力，从而促使电机转子转动。

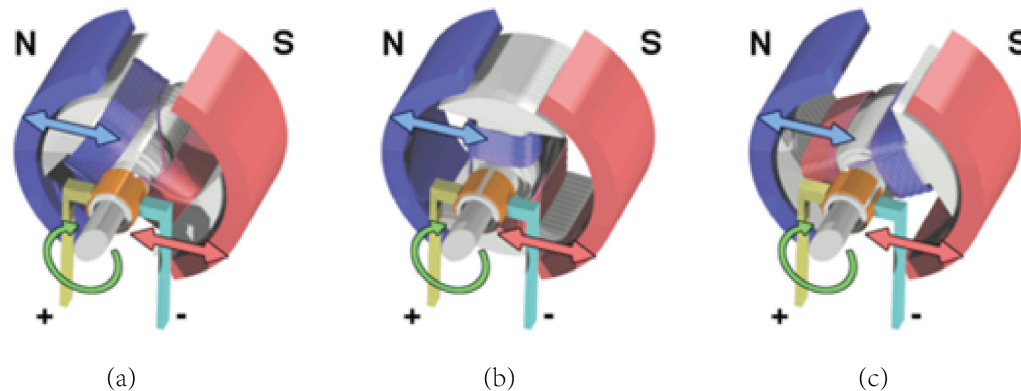


Figure 36 有刷直流电机的转动

若转子线圈的初始位置处于 Figure 36 (a) 所示位置，此时转子线圈通电并产生图所示的磁场。这个磁场与定子的恒定磁场产生的作用力会让转子顺时针转动，转子到达 Figure 36 (b) 所示位置时，转子会因为惯性继续转动，并向图 Figure 36(c)所示的位置转动，当转子转到其磁场与定子磁场平行时，转子不再转动，若要继续让转子转动，必须让转子上线圈电流反向。不同与步进电机中的 H 桥，有刷直流电机是通过换向器加电刷这种机械结构实现电流换向的。仔细观察图 Figure 35 中的换向器和电刷的结构，可以理解转子电流换向的方式，这里就不再详细解释了。鉴于有刷直流电机采用的机械式的电流换向，所以不管电机转子有几个绕组，电机转子的引出线都只有两根。

### i) 有刷直流电机的分类

上节提到 BDC 根据定子的材料及定子线圈与电源的联接方式进行分类。以下内容就有哪几种类型和各种类型的特点进行说明。

#### 永磁 BDC

永磁有刷电机（Permanent Magnet Brushed DC – PMDC），是市面上最常见的 BDC，它的定子是用永磁材料做成，在电机输出马力要求较低的情况下，大部分采用 PMDC，因为它比采用线圈作为定子的 BDC 成本要低。它的主要缺点是永磁材料的定子经过长期使用后磁性会慢慢消退，因此有些永磁电机内置了线圈来防止这种情况的发生。由于永磁材料产生的磁场稳定，拥有线性度很好的电机性能曲线（电压和转速的关系曲线）成为 PMDC 的主要优点，当然电流与扭矩的关系曲线同样有优越的线性度。永磁 BDC 如图 三- 21 所示。

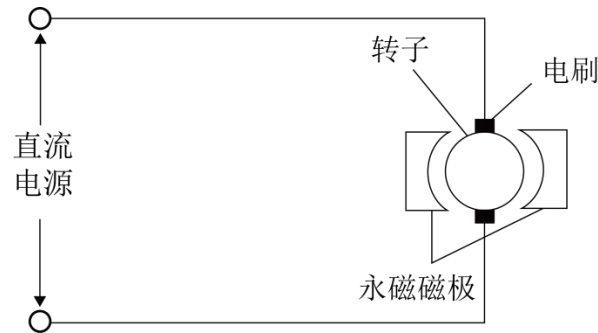


Figure 37 永磁 BDC

#### 并励 BDC

如 Figure 38，并励 BDC（Shunt-wound Brushed DC—SHWDC）的定子为线圈，定子线圈与转子线圈并联。并励 BDC 转子电流与定子电流是相互独立的，因此它们产生的磁场也互不影响，这种特性使得 SHWDC 易于进行转速控制。SHWDC 通常都是大功率电机，用来驱动五个马力以上的应用。SHWDC 也没有 PMDC 的磁场失效问题，所以它比 PMDC 更可靠。

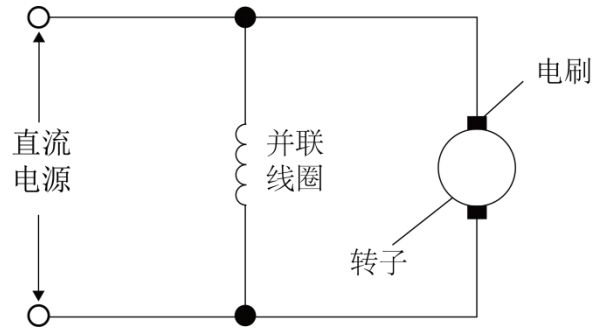


Figure 38 并励 BDC

### 串励 BDC

如 Figure 39，串励 BDC (Series-wound Brushed DC--SWDC) 的定子也为线圈，定子线圈与转子线圈是串联的。SWDC 的优点是当定子线圈的电流加大，转子线圈的电流也同时变大，这种特性使得 SWDC 更适用于需要大扭矩的应用。但这种结构也失去了性能曲线的线性关系，使得 SWDC 无法进行精确的速度控制。

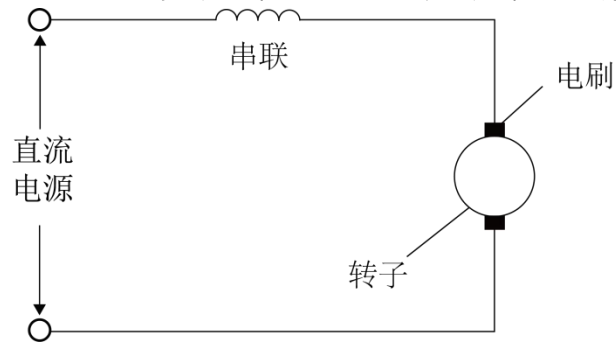


Figure 39 串励 BDC

### 复励 BDC

复励 BDC (Compound Wound DC -CWDC) 结合了并励和串励的特点。如 Figure 40 所示。这种结构也同时具备了并励和串励的特点，即有较大的扭矩和较好的速度控制特性。

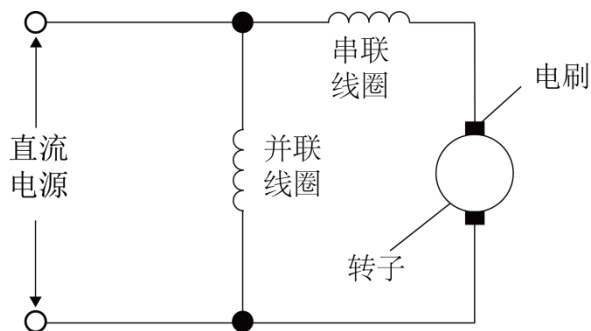


Figure 40 复励 BDC

### j) 有刷直流电机的控制电路

有刷直流电机的控制电路（驱动电路）主要用来控制电机的转动方向和转速。传统模拟方式的电机控制通过在电机上串联一个可变的电阻来改变电机的电压，这种方式已很少使用，本节要说明的是通过 MCU 或者其它控制器产生 PWM(Pulse Width Modulate)来控制电机上的电流大小和方向的方式。

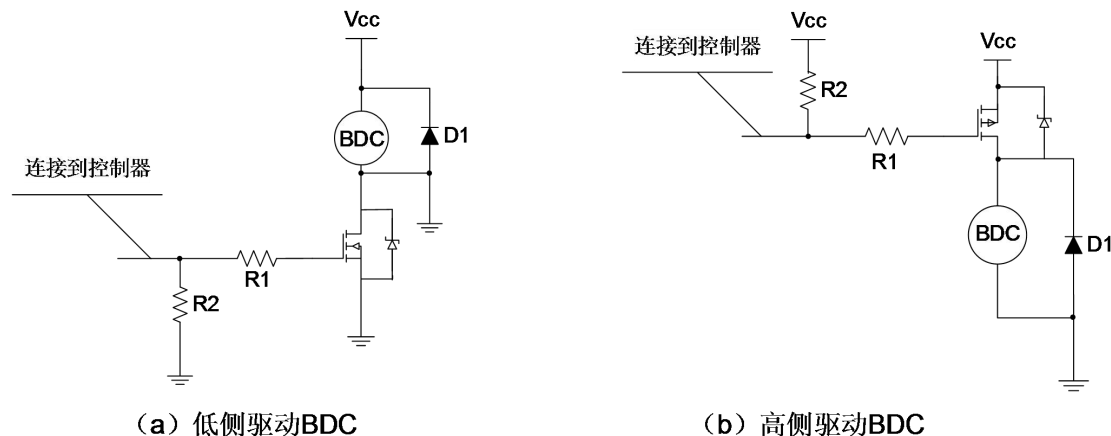


Figure 41 单侧 BDC 驱动

有刷直流电机在有些场合只需要在一个方向上转动，就有如 Figure 41 所示的两种驱动方式，其中图 (a) 为低侧驱动方式，图 (b) 为高侧驱动方式。高侧驱动方式的电路通常还在在电路前面再加一级 MOSFET 的驱动电路。这个驱动电路的作用通常是：

- 为 MOSFET 的驱动提供足够的电流，如果 MCU 的驱动能力强，这一部分可以省去。
- 如果 MOSFET 处于 H 桥的高侧工作，MCU 输出的驱动电平要先抬升才能驱动 MOSFET。

Figure 41 中与 BDC 并联的二极管与步进电机控制电路中提到的续流二极管类似，作用是防止线圈上的反向感应电流（BEMF - Back Electromagnetic Flux）过大而损坏 MOSFET。与步进电机不同的是，这里的 BEMF 是直流电机转动时有类似发电机的效果而产生的。Figure 41 中的电阻 R1, R2 是不可少的，R1 是用来

限流的，R2 是用来确保在控制它的 MCU 的管脚是三态的时 MOSFET 能可靠截止。

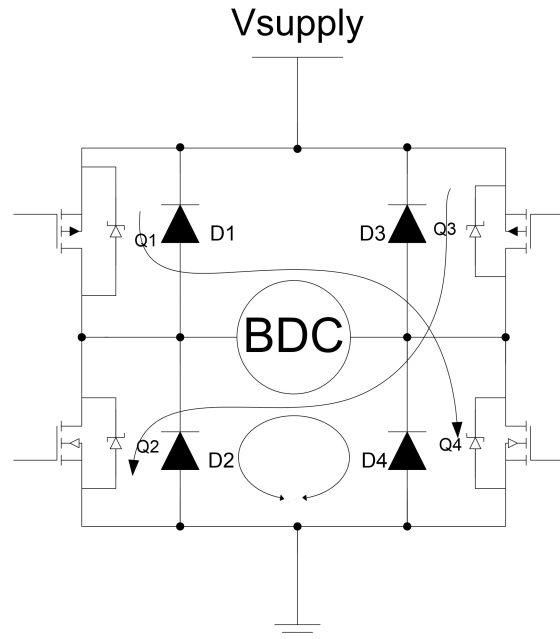


Figure 42 双向 BDC 控制电路

如果应用过程要求 BDC 能正反向转动，则要采用步进电机控制电路里提到的 H 桥。有了前面有关 H 桥的知识，大家可以很容易理解通过控制 H 桥桥臂上的 MOSFET 可以实现 BDC 的正转和反转。如 Figure 42 所示，表示电机正转时的电流，表示电机反转时的电流。H 桥上的慢速衰减模式现在成为 BDC 的刹车模式。因为慢速衰减模式的电流在图中为，Q2 和 Q4 同时导通，直接短路了直流电机的转子线圈的两个端子，使得线圈上的反感应电流（BEMF）短接，这种方式有点像电机接了一个很大的负载，BDC 呈现**刹车效应**。另外一种就是滑行模式，当桥臂上所有的 MOSFET 都处于截止关闭状态时，电机处于滑行状态，这时 BEMF 只能通过 Figure 42 中的二极管构成的通路来流动，如果没有接二极管，就必须能过 MOSFET 上自带的二极管实现通路，此时电流的具体流动路径无法预知（这就是**衰减模式**一节中提到的异步模式）。

### k) 有刷直流电机的速度控制

BDC 的速度与线圈上的电压成正比，因为线圈绕组（电感）对于高频信号起到一个低通滤波器的作用，因此采用 PWM 波的方式给线圈供电，线圈将获得 PWM 波的平均电压，它与供电电压和 PWM 的占空比的关系为：

$$V_{\text{速}} \propto U_{\text{供电}} * a\% \quad (4-2)$$

从 BDC 上式可知，在供电电压不变的情况下，BDC 的转速与 PWM 的占空比成正比。PWM 波的频率很重要。若 PWM 波的频率过低，电机线圈电感的储能能力不够（L 值不大），线圈电感形成的低通滤波器的截止频率与 PWM 波的基波频率相当，滤波效果不明显，表现为占空比变化时，电机的转速变化不明显。此外因为每次线圈的通电时储能，关电时释放储能，这个过程长短因线圈的储能能力和外加的电压而变化，当 PWM 波的频率过低，周期就过长，周期长于线圈储能

和释放的总时间时，电机就会出现**断续工作模式**，表现为电机在转动过程中噪声大。PWM 波的频率过高时也会带来问题，这时 MOSFET 的开关损耗占用系统能耗的百分比大大提升，降低了系统的能源利用率。根据实践经验，PWM 波的频率在 4kHz~20kHz 之间时，开关损耗和噪声都处于相对小的程度上。一般实际工作过程中，通过改变 PWM 频率进行测试，最终找到一个合适的频率值。

虽然 BDC 的速度与 PWM 的占空比成正比，但是没有电机是理想的。发热，换向器的磨损以及负载的变化都会影响电机的转速。为了精确控制电机的转速，通常需要一些反馈机制。通常有两类方式来实现电机的速度反馈，一类是利用某种测速传感器，另一类是利用电机本身转动过程中生成的 BEMF 电压。

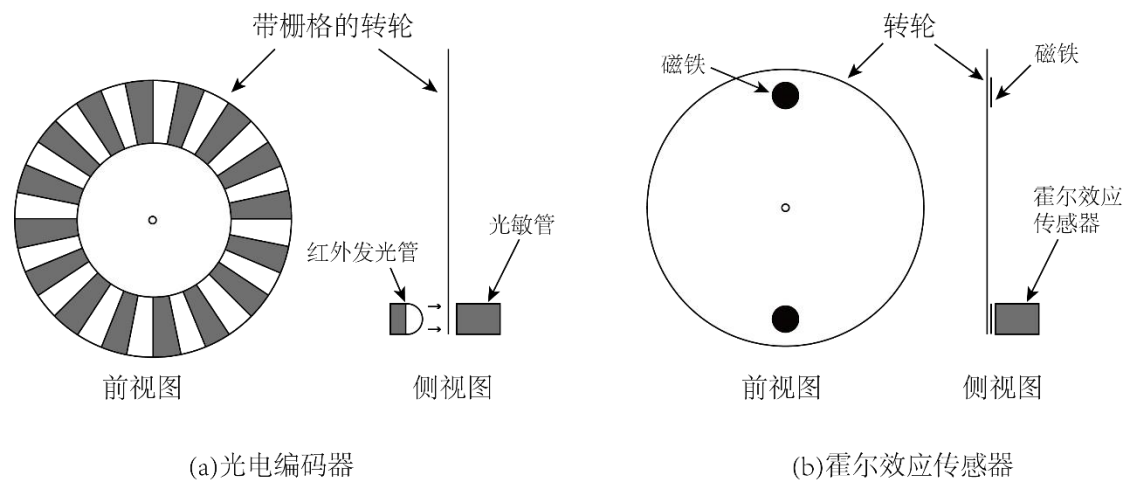


Figure 43 光电编码器和霍尔传感器

用于电机的测速传感器主要有光电编码器和霍尔效应器件。光电编码器由一个带栅格的转轮、一个红外发光管和一个光敏管组成。如 Figure 43 (a) 发光管和光敏管组成一对对射式的光电传感器，当发光管发的光透过转轮的栅格照射到光敏管时，光敏管就导通，如果光被转轮不透光部分挡住，则光敏管截止。转轮是套在电机的转动轴上，转轮随着电机转动时，带栅格的转轮使得光敏不断在截止和导通两个状态变换，这种变换的频率与转轮上的栅格数和电机的转速成正比。霍尔效应器件用来电机测速时也会需要一个转轮，如 Figure 43 (b) 在转轮的边缘上安装上一个或等间隔的多个小磁铁块，转轮上的磁铁转到霍尔传感器所在的位置时就使霍尔传感器产生电信号，从而达到测速的目的。

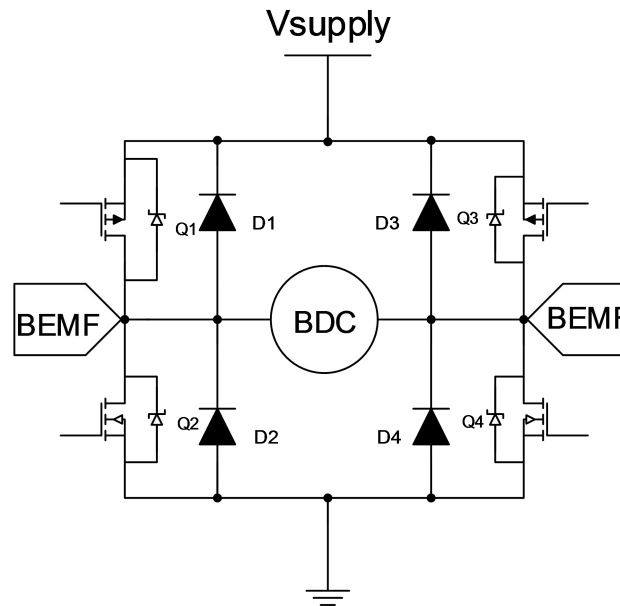


Figure 44 BEMF 测量点示意图

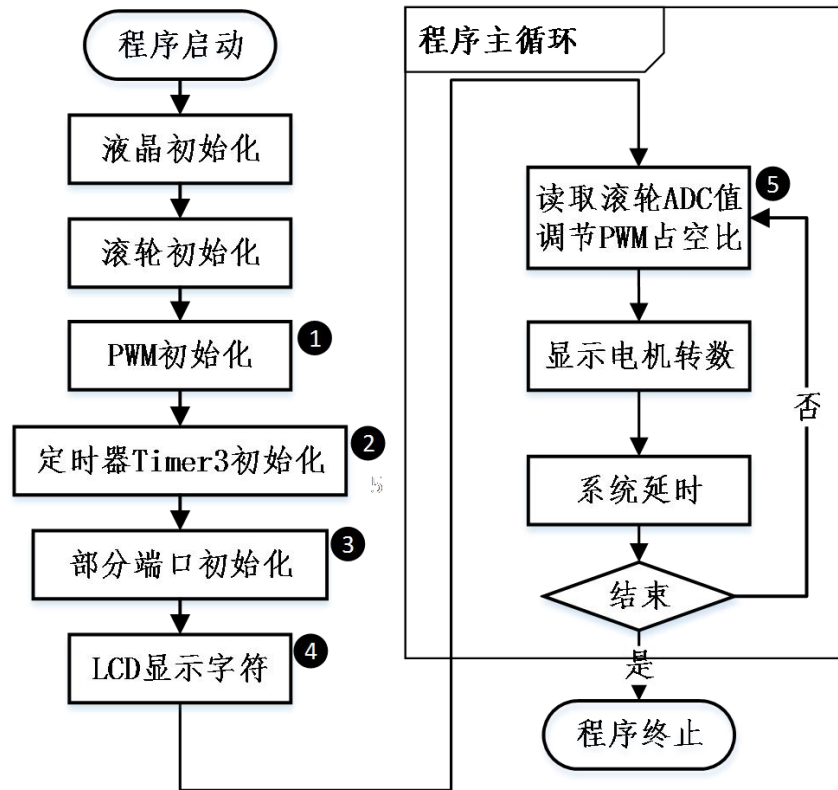
电机测速的另一种方式是采用 BEMF 电压，因为 BEMF 电压与速度成正比。Figure 44 呈现在 H 桥的哪个点上来测 BEMF 电压。通常 BEMF 电压的测量要通过降压电路将电压降到 AD 转换器的输入电压容限内，此外还要注意要在 PWM 控制桥路上的线圈一端断开，另一端接地的时候去测 BEMF，因为此时电机就从电动机的角色转变成发电机，产生的 BEMF 与转速成正比。

### 3. 实验内容与测试数据

- a) 实验一、驱动直流电机，测量直流电机的转速
- b) 实验二、驱动步进电机，观测步进电机双 H 桥控制的 PWM 波形
- c) 实验三、光感与电机转速的闭环控制

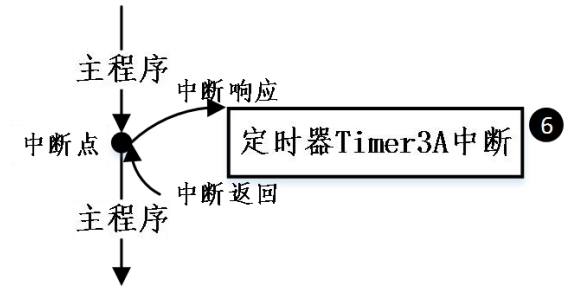


d) 电机模块软件代码说明



直流电机模块流程图

- ① 初始化TIVA LaunchPad的PB4口输出一个频率20KHz的PWM信号用于驱动直流空心杯电机。
- ② 电机运转后，电机轴上的带齿叶轮片会不断的穿过一对光耦对管。产生的高低电平变换的信号，由TIVA LaunchPad上的PB2口外部中断获得。通过计算中断响应周期可以测算出电机的转速并显示在LCD上。



直流电机模块中断响应

- ③ 驱动电机除了需要PB4的PWM信号外，还需要一个配合PB7的置高信号，以及PB0的使能信号。这里将两个端口直接置高电平。
- ④ 液晶上显示“SPEED: xxx (r/s)”表示直流电机的旋转速度。
- ⑤ 滚轮的位置通过电压ADC采样传输到TIVA中，根据滚轮的ADC采样值调节PWM信号的占空比，可以改变电机的旋转速度。
- ⑥ 定时器Timer3A中断初始化为4个上升沿信号触发一次即正好电机叶轮转动了一圈。在前后两次中断时都读取一次SysTickValue，两次差值便是叶轮旋转一周的周期值。根据TIVA主频可获得电机的转速。

如上图所示，直流电机的驱动程序需要液晶、滚轮、Tiva的PWM输出、定时器等多个模块的共同配合完成。其中液晶用于显示电机转数、滚轮用来调节PWM的占空比从而控制电机的转速、PWM输出用于驱动直流电机旋转、而定时器则是用来检测电机的旋转数度。



## 关键代码分析

### PWM 驱动信号的初始化

```
/*
 * 初始化PWM获取一路脉宽调制信号
 *
 *  _____|
 //
 *   M4   PB4 |-->M0PWM2           -----Channel 1
 //
 *  _____|
 */
#define PERIOD_TIME          12500 / 60      // 20K Hz   //DC_motor
                                       // 60K Hz DC Source
// 定义最大最小周期时间   频率在200~1000之间
#define MAX_PERIOD          PERIOD_TIME * 90 / 100
#define MIN_PERIOD          PERIOD_TIME * 12 / 100
void Init_PWM()
{
    // 设置PWM时钟和系统时钟一致
    SysCtlPWMClockSet(SYSCTL_PWMDIV_1);

    // 使能PWM外设
    SysCtlPeripheralEnable(SYSCTL_PERIPH_PWM0);

    // 使能外设端口
    SysCtlPeripheralEnable(SYSCTL_PERIPH_GPIOB);

    //设置对应管脚的PWM信号功能
    GPIOPinConfigure(GPIO_PB4_M0PWM2);

    //设置PWM信号端口
    GPIOPinTypePWM(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_4);

    //PWM生成器配置
}
```

```

PWMGenConfigure(PWM0_BASE, PWM_GEN_1, PWM_GEN_MODE_UP_DOWN | PWM_GEN_MODE_NO_SYNC);

//设置PWM信号周期
PWMGenPeriodSet(PWM0_BASE, PWM_GEN_1, PERIOD_TIME);

//设置PWM信号占空比
PWMPulseWidthSet(PWM0_BASE, PWM_OUT_2, PERIOD_TIME / 10);

// 使能PWM输出端口
PWMOutputState(PWM0_BASE, PWM_OUT_2_BIT, true);

// 使能PWM生成器
PWMGenEnable(PWM0_BASE, PWM_GEN_1);

// 使能Pwm生成器模块的及时功能.
PWMSyncTimeBase(PWM0_BASE, PWM_GEN_1);

}

```

### 定时器 Timer3 初始化

```

/*****
 * @brief   初始化Timer3A为边沿触发减计数中断。PB2作为外部中断源获取中断信号。*           捕获采用统计两路光耦信号之间的时间差来折算电机叶轮旋
转数度
 * @param   null
 * @return  null
 *****/
void Init_Timer()
{
    // 启用Timer4模块
    SysCtlPeripheralEnable(SYSCTL_PERIPH_TIMER3);

    // 启用GPIO_M作为脉冲捕捉脚
    SysCtlPeripheralEnable(SYSCTL_PERIPH_GPIOB);

```

```

// 配置GPIO脚为使用Timer4捕捉模式
GPIOPinConfigure(GPIO_PB2_T3CCP0);
GPIOPinTypeTimer(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_2);

// 为管脚配置弱上拉模式
GPIOPadConfigSet(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_2, GPIO_STRENGTH_2MA, GPIO_PIN_TYPE_STD_WPU);

// 配置使用Timer4的TimerA模块为边沿触发减计数模式
TimerConfigure(TIMER3_BASE, TIMER_CFG_SPLIT_PAIR | TIMER_CFG_A_CAP_COUNT);

// 使用下降沿触发
TimerControlEvent(TIMER3_BASE, TIMER_A, TIMER_EVENT_NEG_EDGE);

// 设置计数范围为0x4~0x0
TimerLoadSet(TIMER3_BASE, TIMER_A, 0x4);
TimerMatchSet(TIMER3_BASE, TIMER_A, 0x0);

// 注册中断处理函数以响应触发事件
TimerIntRegister(TIMER3_BASE, TIMER_A, Timer3AIntHandler);

// 系统总中断开
IntMasterEnable();

// 时钟中断允许, 中断事件为Capture模式中边沿触发, 计数到达预设值
TimerIntEnable(TIMER3_BASE, TIMER_CAPA_MATCH);

// NVIC中允许定时器A模块中断
IntEnable(INT_TIMER3A);

// 启动捕捉模块
TimerEnable(TIMER3_BASE, TIMER_A);
}

```

关于中断函数的初始化和调用参考第三章中按键中断的实现部分, 这里不再重复说明。初始化中的计算范围定在 2~0, 即两次边沿触发即响应中断函数。是由于直

流电机的叶轮上有两个对称的磁铁，而在电机模块上的霍尔器件能捕获叶轮上的每个磁铁经过时产生一组信号。这组信号通过 PB2 获得，并触发中断函数的响应。

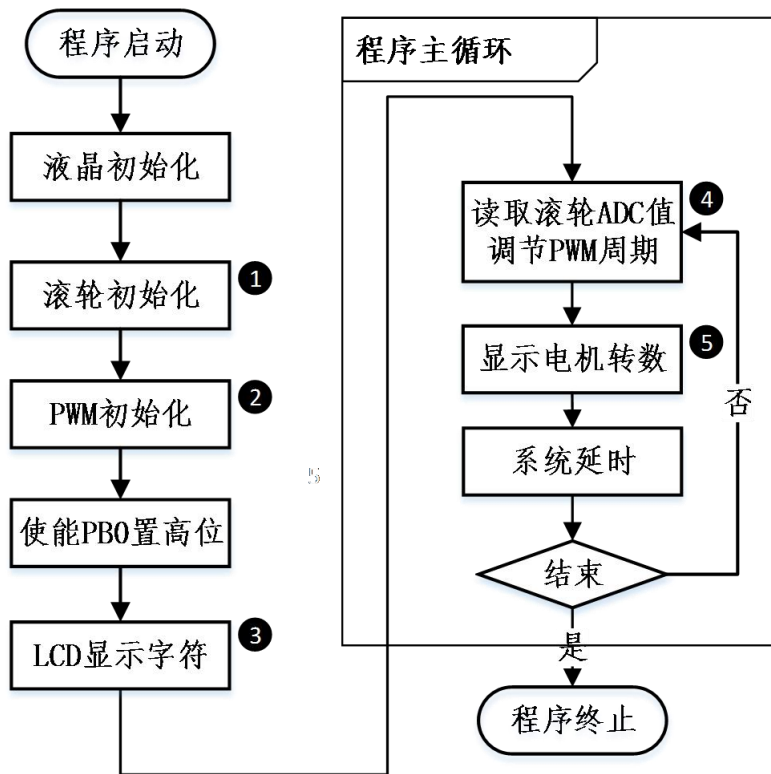
```
/******  
 * @brief  信号触发中断函数响应，通过主频和主频计数差值换算出电机的转速  
 * @param  null  
 * @return null  
*****/  
  
// 记录前次和当前的系统计数值用于鉴别中断响应状况  
uint32_t old_tick , cur_tick= 0;  
// 计算前后两次中断的时间间隔，用于计算电机叶轮的频率  
uint32_t tick_delay = 0;  
// 记录前次和当前的电机叶轮的频率  
float cur_frequency , old_frequency= 0.0;  
void Timer3AIntHandler(void)  
{  
    unsigned long ulstatus;  
  
    // 读取中断标志位  
    ulstatus = TimerIntStatus(TIMER3_BASE, TIMER_CAPA_MATCH);  
  
    if(ulstatus == TIMER_CAPA_MATCH)  
    {  
        // 获取当前系统时钟值  
        cur_tick = ROM_SysTickValueGet();  
  
        // 清除中断标志位  
        TimerIntClear(TIMER3_BASE, ulstatus);  
  
        // 因为减计数会自动停止，所以需要重新启用计数模块  
        TimerEnable(TIMER3_BASE, TIMER_A);  
  
        // 得到响应两次中断之间的系统时间计数差值  
        if(old_tick > cur_tick)  
            tick_delay = old_tick - cur_tick;
```

```
//保留本次中断结束时的系统计数值，用于下次统计时间差的依据
old_tick = cur_tick;
}
}
```

得到了两次中断之间的系统计数值，变可以根据主频来换算出电机的运转频率，如下所示：

```
// 系统主频 除以两次中断的系统计数值 = 频率
cur_frequency = (1.0*TIVA_MAIN_FREQUENCY) / tick_delay;
```

剩下的只要通过 LCD 的驱动函数将换算得到的频率值显示在 LCD 即可。



步进电机模块流程图

① 滚轮ADC采样值通过PE0端口读取，将PE0的外设设置为ADC。获取滚轮的ADC值后可以调节PWM的周期大小。（配置详细内容参看第三章相关内容）

② 步进电机的驱动需要四组信号配合才能完成。初始化TIVA LaunchPad的PB7、PB4、PF1、PF2分别输出一组PWM方波。方波时序如下所示：

PB7	1100110011001100
PB4	0011001100110011
PF1	0100010001000100
PF2	0001000100010001

他们的周期一致，其中PB7、PB4占空比50%而PF1、PF2占空比为25%。而且每组信号间的相位偏移都为25%。

③ 液晶上显示“SPEED: xxx (r/s)”表示直流电机的旋转速度。

④ 滚轮的位置通过电压ADC采样传输到TIVA中，根据滚轮的ADC采样值调节驱动交流电机的PWM信号的周期，可以改变电机的旋转速度。

⑤ PWM信号执行一个周期即正好步进电机转动了一圈。所以电机的转数可以通过PWM信号的周期转化为电机的实际转速。

Figure 45 步进电机程序流程说明

● 关键代码分析

降低主频：

```
// 系统时钟设置
SysCtlClockSet(SYSCTL_SYSDIV_64 | SYSCTL_USE_PLL | SYSCTL_OSC_MAIN |
                SYSCTL_XTAL_16MHZ);
```

由于步进电机的驱动PWM信号频率一般都在几十赫兹的水平上，而Tiva的常用工作频率在12.5MHz。所以在使用计时器做PWM波的生成时，我们采用系统时钟分频的方式降低Tiva主频来产生频率较低的PWM波形。

四路 PWM 波的初始化：

```
/* *****
 * @brief 初始化PWM获取四组脉宽调制信号用于步进电机的驱动
 * _____|
// TIVA |
 * M4 PB7|-->M0PWM1 -----Channel 1
// M4 PB4|-->M0PWM2 -----Channel 2
 * M4 PF1|-->M1PWM5 -----Channel 3
 * M4 PF2|-->M1PWM6 -----Channel 4
// _____|
 * *****/

#define PERIOD_TIME 0x1FFFF
void Init_PWM()
{
    // 设置PWM时钟和系统时钟一致
    SysCtlPWMClockSet(SYSCTL_PWMDIV_1);

    // 使能PWM外设
    SysCtlPeripheralEnable(SYSCTL_PERIPH_PWM0);
    SysCtlPeripheralEnable(SYSCTL_PERIPH_PWM1);

    // 使能外设端口
    SysCtlPeripheralEnable(SYSCTL_PERIPH_GPIOB);
    SysCtlPeripheralEnable(SYSCTL_PERIPH_GPIOF);
```

```
//设置对应管脚的PWM信号功能
GPIOPinConfigure(GPIO_PB7_M0PWM1);
GPIOPinConfigure(GPIO_PB4_M0PWM2);
GPIOPinConfigure(GPIO_PF1_M1PWM5);
GPIOPinConfigure(GPIO_PF2_M1PWM6);

//设置PWM信号端口
GPIOPinTypePWM(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_4 | GPIO_PIN_7);
GPIOPinTypePWM(GPIO_PORTF_BASE, GPIO_PIN_1 | GPIO_PIN_2);

//PWM生成器配置
PWMPGenConfigure(PWM0_BASE, PWM_GEN_0, PWM_GEN_MODE_UP_DOWN | PWM_GEN_MODE_NO_SYNC);
PWMPGenConfigure(PWM0_BASE, PWM_GEN_1, PWM_GEN_MODE_UP_DOWN | PWM_GEN_MODE_NO_SYNC);
PWMPGenConfigure(PWM1_BASE, PWM_GEN_2, PWM_GEN_MODE_UP_DOWN | PWM_GEN_MODE_NO_SYNC);
PWMPGenConfigure(PWM1_BASE, PWM_GEN_3, PWM_GEN_MODE_UP_DOWN | PWM_GEN_MODE_NO_SYNC);

//设置PWM信号周期
PWMPGenPeriodSet(PWM0_BASE, PWM_GEN_0, PERIOD_TIME);
PWMPGenPeriodSet(PWM0_BASE, PWM_GEN_1, PERIOD_TIME);
PWMPGenPeriodSet(PWM1_BASE, PWM_GEN_2, PERIOD_TIME);
PWMPGenPeriodSet(PWM1_BASE, PWM_GEN_3, PERIOD_TIME);

//设置PWM信号占空比
PWMPulseWidthSet(PWM0_BASE, PWM_OUT_1, PERIOD_TIME / 2);
PWMPulseWidthSet(PWM0_BASE, PWM_OUT_2, PERIOD_TIME / 2);
PWMPulseWidthSet(PWM1_BASE, PWM_OUT_5, PERIOD_TIME / 4);
PWMPulseWidthSet(PWM1_BASE, PWM_OUT_6, PERIOD_TIME / 4);

// 使能PWM输出端口
PWMPOutputState(PWM0_BASE, PWM_OUT_1_BIT | PWM_OUT_2_BIT, true);
PWMPOutputState(PWM1_BASE, PWM_OUT_5_BIT | PWM_OUT_6_BIT, true);
```



```

// 使能PWM生成器
PWMPGenEnable(PWM0_BASE, PWM_GEN_0);
PWMPGenEnable(PWM0_BASE, PWM_GEN_1);
PWMPGenEnable(PWM1_BASE, PWM_GEN_2);
PWMPGenEnable(PWM1_BASE, PWM_GEN_3);

// 延时同步四路PWM信号
PWMSyncTimeBase(PWM0_BASE, PWM_GEN_1_BIT);
SysCtlDelay((PERIOD_TIME / 2));
PWMSyncTimeBase(PWM0_BASE, PWM_GEN_0_BIT);
SysCtlDelay((PERIOD_TIME * 7 / 8));
PWMSyncTimeBase(PWM1_BASE, PWM_GEN_3_BIT);
SysCtlDelay((PERIOD_TIME / 2));
PWMSyncTimeBase(PWM1_BASE, PWM_GEN_2_BIT);
}

```

完成了PWM的初始化后，步进电机便能转动了。

### 3、步进电机转速滚轮调节：

在程序的出循环中假如滚轮调节PWM周期的逻辑可调节电机的转动速度。主要代码如下所示：

```

/*****
while(1)
{
    ADCProcessorTrigger(ADC_BASE, SequenceNum);

    // 等待完成取样转换
    while(!ADCIntStatus(ADC_BASE, SequenceNum, false))
    {
    }

    // 清楚ADC中断标志位
    ADCIntClear(ADC_BASE, SequenceNum);
}

```

```
// 读取ADC采样值
ADCSequenceDataGet(ADC_BASE, SequenceNum, pui32ADC0Value);

// 当前周期转化公式
cur_Period = MIN_PERIOD + ((MAX_PERIOD - MIN_PERIOD) * pui32ADC0Value[0]) / 4096;

// 记录ADC的变化率大小
uint32_t temp = 0;

if(cur_Period > old_Period)
{
    temp = cur_Period - old_Period;
}else{
    temp = old_Period - cur_Period;
}

// ADC 实现16级的有极变化,
if(temp > 0xFFFF)
{
    // 调整周期
    PWMGenPeriodSet(PWM0_BASE, PWM_GEN_0, cur_Period);
    PWMGenPeriodSet(PWM0_BASE, PWM_GEN_1, cur_Period);
    PWMGenPeriodSet(PWM1_BASE, PWM_GEN_2, cur_Period);
    PWMGenPeriodSet(PWM1_BASE, PWM_GEN_3, cur_Period);

    // 调整占空比
    PWMPulseWidthSet(PWM0_BASE, PWM_OUT_1, cur_Period / 2);
    PWMPulseWidthSet(PWM0_BASE, PWM_OUT_2, cur_Period / 2);
    PWMPulseWidthSet(PWM1_BASE, PWM_OUT_5, cur_Period / 4);
    PWMPulseWidthSet(PWM1_BASE, PWM_OUT_6, cur_Period / 4);

    // 延时调整
    PWMSyncTimeBase(PWM0_BASE, PWM_GEN_1_BIT);
}
```

```
    SysCtlDelay((cur_Period / 2) );
    PWMSyncTimeBase(PWM0_BASE, PWM_GEN_0_BIT);
    SysCtlDelay((cur_Period * 7/ 8));
    PWMSyncTimeBase(PWM1_BASE, PWM_GEN_3_BIT);
    SysCtlDelay((cur_Period / 2));
    PWMSyncTimeBase(PWM1_BASE, PWM_GEN_2_BIT);

    //计算电机转数
    speed = ROM_SysCtlClockGet() / cur_Period;

    old_Period = cur_Period;
}
```

## 四、 滤波器与频率检测模块

### 1. 模块的基本结构

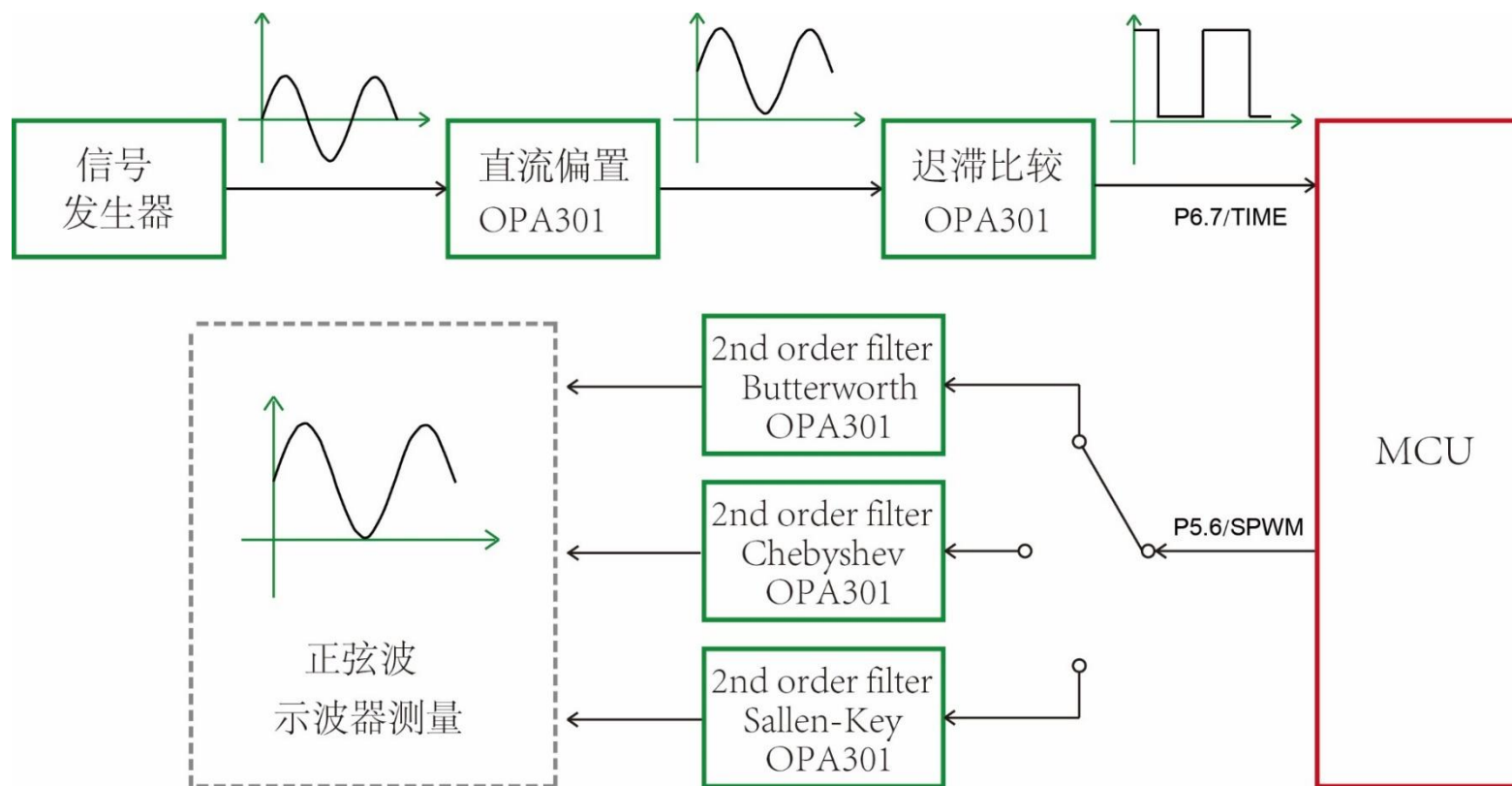


Figure 46 滤波器与频率测量模块

滤波器与频率检测模块用于学习二阶有源滤波器的特点和单电源运放的应用以及多种波形变换电路。信号发生器产生无直流偏置的正弦信号，由 OPA301 组成直流偏置电路，被抬升的信号通过迟滞比较器，输出方波信号，进入到 MCU 的定时器引脚，由 MCU 的定时器捕获功能测量周期及频率。MCU 本身可以通过定时器的比较功能，产生 SPWM 波，这个信号可以选择三种不同的滤波器（Butterworth, Chebyshev, Sallen-Key）获得正弦波。

## 2. 预备知识

### a) 单电源运放加偏置

运放单电源供电时，只能放大对地电压为正（信号同相端输入）或为负（信号反向端输入）的直流信号。如果输入信号对地为交流时，负半波（信号同相端输入）或正半波（信号反向端输入）无法放大，使输出波形严重失真。因此，为了获得不失真的交流放大波形，需通过给输入信号叠加对地  $V_{CC}/2$  的偏置电压，而得到对地电压大于零的直流信号。选取  $V_{CC}/2$  作为偏置电压的目的是为了获得最大的输出动态响应范围。

(1) 直流耦合即指直通，即交流直流一起通过。当输入直流耦合时，需给运放的输入端和同相端同时叠加  $V_{CC}/2$ ，如图 Figure 47 所示。

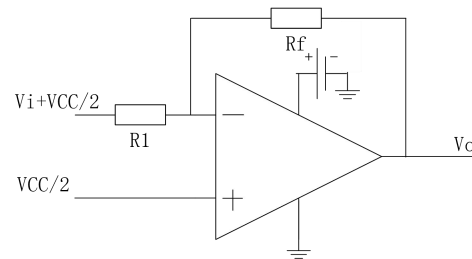


Figure 47 直流耦合加偏置

此时，输出电压满足：

$$V_0 = \frac{V_{CC}}{2} - \frac{R_f}{R_1} V_i \quad (1)$$

(2) 交流耦合即指输入信号通过隔直电容耦合，去掉了直流分量，只剩下交流信号。当输入交流耦合时，在同相端直接叠加  $V_{CC}/2$  即可，如图 Figure 48 所示。

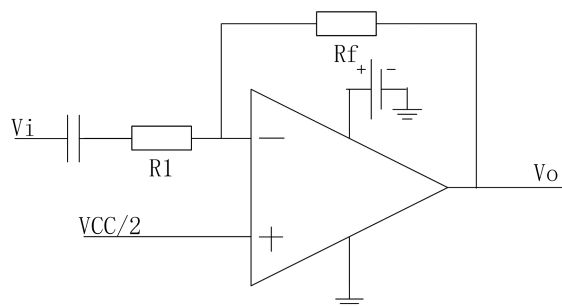


Figure 48 交流耦合加偏置

此时，输出电压表达式满足：

$$V_0 = \frac{V_{CC}}{2} - \frac{R_f}{R_1} V_i \quad (2)$$

由于实验模块中用到交流耦合，所以对交流耦合加偏置电路进行仿真，以电路中用到的运放 OPA2350 为例：用 TINA 仿真 OPA2350 单电源供电，交流耦合时，输入  $V_{in}$  为  $\pm 1V$  的情况下，在无偏置和有偏置时，不同的波形图，如 Figure 49 运放无偏置 TINA 仿真图和 Figure 50 运放加偏置 TINA 仿真图所示。

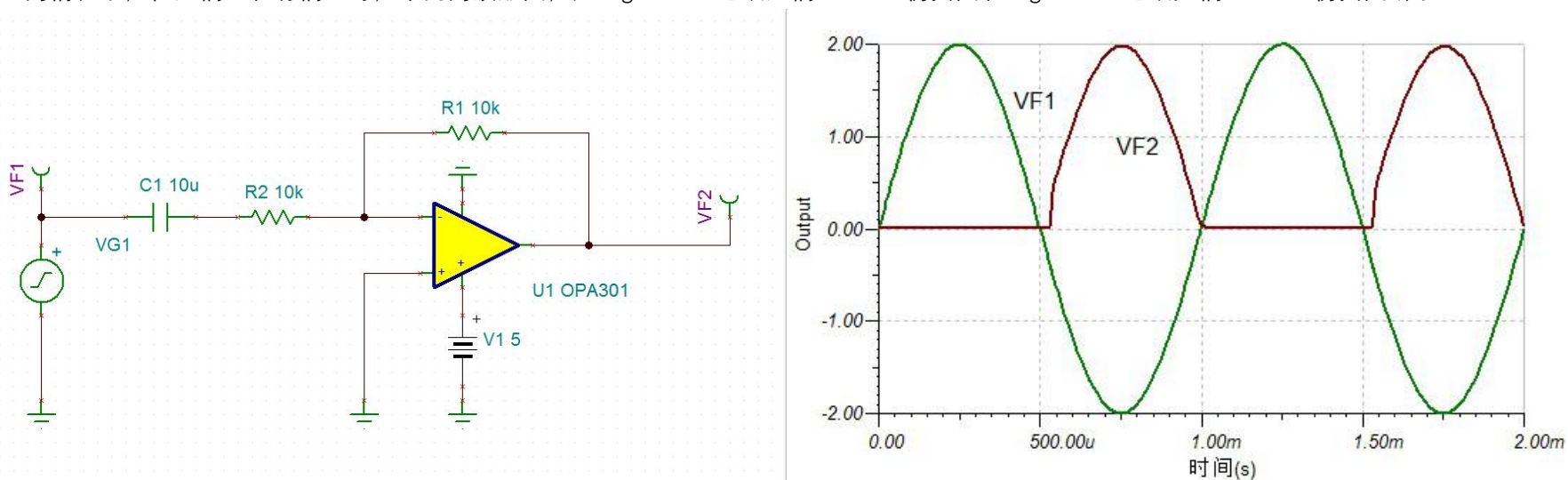


Figure 49 运放无偏置 TINA 仿真图

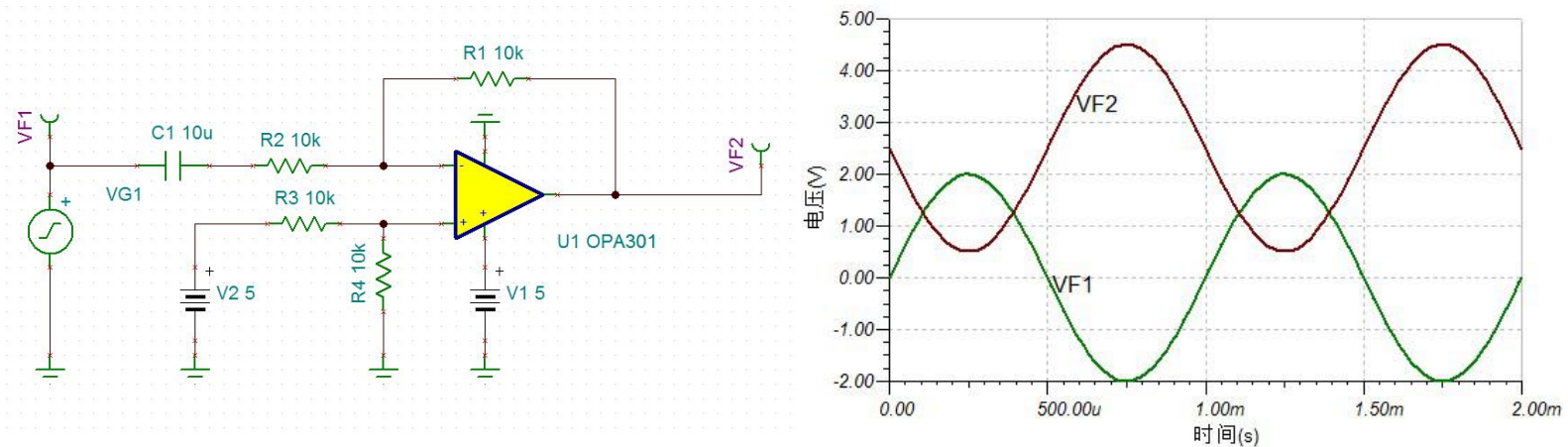


Figure 50 运放加偏置 TINA 仿真图

由 Figure 49, Figure 50 可见, 放大器在单电源供电应用中, 需要考虑到其偏置电压及直流耦合、交流耦合等不同的应用。另外, OPA301 为具有轨到轨特性的运放, 因此, 能够达到输出 0-5V 的输出范围, 对于非轨到轨的运放, 在应用过程中需要考虑到这一特性。

### b) 迟滞比较器

在模电知识中, 为了解决单门限电压比较器抗扰能力弱的问题, 在单门限比较器的基础上引入了正反馈网络, 组成了具有双门限值的迟滞比较器。迟滞比较器及其电压传输特性如 Figure 51 所示,

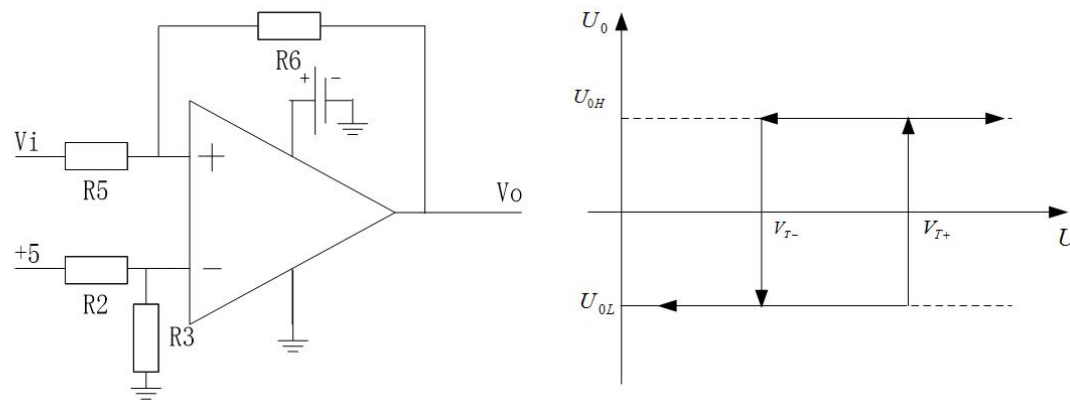


Figure 51 迟滞比较器

以 Figure 51 为例，根据模电中比较器知识，当比较器正负输入端电平值相等时，其输出会发生反转，由此可得出高、低门限电压的计算公式为：

$$V_H = \left( \frac{5R_3}{R_1 + R_3} - \frac{V_{0H}R_2}{R_2 + R_4} \right) \times \frac{R_2 + R_4}{R_4} \quad (3)$$

$$V_L = \left( \frac{5R_3}{R_1 + R_3} - \frac{V_{0L}R_2}{R_2 + R_4} \right) \times \frac{R_2 + R_4}{R_4} \quad (4)$$

式中， $V_{0H}$ 与 $V_{0L}$ 分别为比较器输出的高、低电平值。由式可见，改变电阻的阻值可以任意配置高、低门限的电压值。

### c) 面积等效原理

在许多情况下，我们都会用到 PWM 控制技术，为了方便理解，在这里需要介绍 PWM 控制技术中的面积等效原理，在电力电子技术中，面积等效原理定义为冲量相等而形状不同的窄脉冲加在具有惯性的环节上时，其输出效果基本相同。冲量即窄脉冲的面积，效果相同是指输出波形基本相同。

例如，在直流斩波电路中，以 Buck 型电路为例，利用开关管调制出脉宽一定的 PWM 波形，当电流连续时负载上输出电压与输入电压关系为  $U_0 = D \times U_i$ ， $U_i$  为输入电压， $U_0$  为输出电压， $D$  为 PWM 的占空比。可见，当  $D$  增大时，输出电压也增大，但是，由于脉宽不变，输出电压为直流电压。Buck 型电路输出电压波形示意图如 Figure 24 所示。从面积等效原理来看，PWM 波形与横轴所包围面积等于  $U_0$  与横轴所包围的面积。

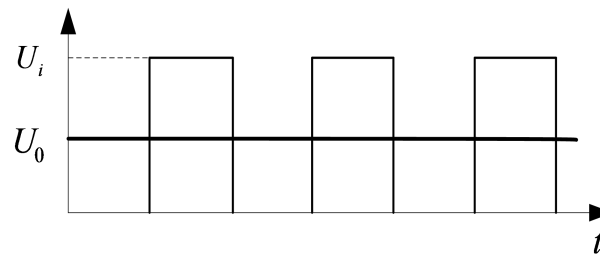


Figure 52 斩波电路输出电压波形

当脉宽变化时，如 Figure 52 所示，以正弦半波为例：将正弦半波看成是  $N$  个彼此相连的窄脉冲，这些窄脉冲宽度相同，幅值按正弦规律变化的。根据面积等效原理，将上述窄脉冲用与各自面积相等、幅值相同、宽度按正弦变化的矩形脉冲代替，且矩形脉冲的中点和相应正弦波部分的中点重合，使矩形脉冲和相应的正弦波部分面积（冲量）相等，这一系列等幅不等宽的脉冲波就是 SPWM 波形。基于面积等效原理，SPWM 波形可以等效成正弦波。



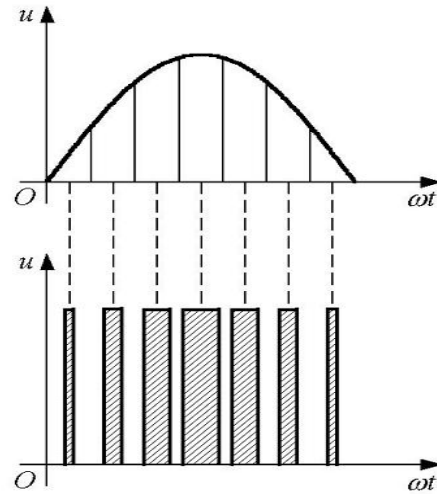


Figure 53 面积等效原理

#### d) PWM 实现 DAC

在电子技术的应用中，单片机和 DAC（数模转换器）经常需要同时使用。然而许多单片机内部并没有集成 DAC，但是，几乎所有的单片机都提供定时器或者 PWM 输出功能，可以利用单片机，通过定时器和软件一起来实现 PWM 输出，经过简单的滤波电路就可以实现 DAC，这将大量降低成本电子设备的成本、减小体积。

PWM 信号是一种具有固定周期不定占空比的数字信号，如果 PWM 信号的占空比随时间变化，那么通过滤波之后的输出信号将是幅度变化的模拟信号，因此通过控制 PWM 信号的占空比，就可以产生不同的模拟信号。利用单片机 MSP430，可以采用 TACCRO 来控制周期  $T$ ，而用与定时器对应的 TACCR1 寄存器来控制可变占空比，进而实现 D/A 转换。

定时器输出 PWM 的 DAC 分辨率一般等于计数器的长度，通常也是 TACCRO 寄存器的值。在 MSP430 单片机中，利用定时器比较模式 7 产生 PWM 波，如 Figure 53 PWM 输出比较模式 7 所示。

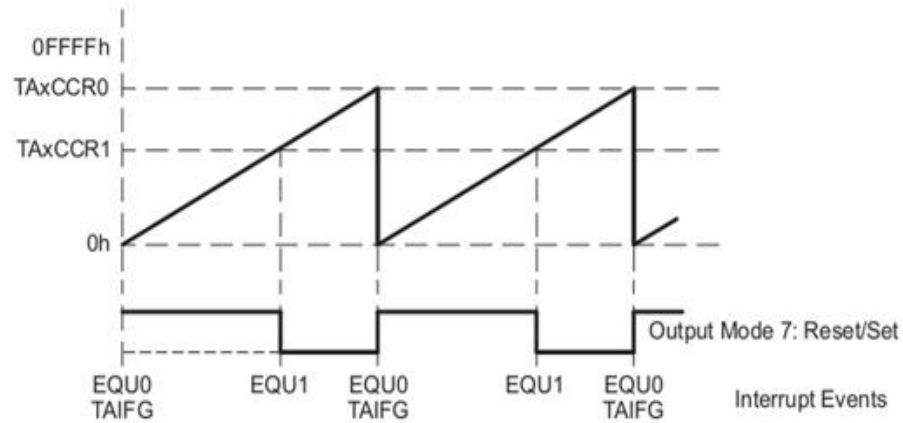


Figure 54 PWM 输出比较模式 7

在这种模式下,复位后每一个定时器的输出都为高电平,而在计数器达到各自的 TACCRI 值时变为低电平,并在计数器达到 TACCRO 时再置位。也就是说, TACCRI 的值决定了各自正脉冲的宽度,因此, TACCRI 值的变化就可产生可变宽度的脉冲,而正弦波正是利用此办法产生的;若 TACCRI 不变,将产生固定宽度的脉冲产生,即产生直流电平。

每一次占空比的改变就相当于一次采样,如果要描述频率为  $f$  的正弦波,根据香农采样定理,采样频率至少为  $2f$ 。

采样值则包含在程序计算出的一个正弦表中,因此,通过调用中断函数,在每个 PWM 周期结束时,将新的正弦波抽样值载入捕获/比较寄存器 TACCRI 中,从而产生 PWM 信号的脉冲宽度以决定正弦波在每一个时刻的抽样值,这样,将这个 PWM 信号经过低通滤波即可得到所需的正弦波。

### e) 低通滤波器的设计

以 1KHz 为例,设计低通滤波器时,有无源低通滤波器和有源低通滤波器两种选择,由于运放有开环电压增益及输入阻抗高、输出阻抗低,所以有源滤波电路具备一定的电压放大及阻抗匹配的优点。此外有源滤波电路还有滤波特性受负载影响小、体积小、重量轻等特点,相比之下,我们选择有源低通滤波器。

根据实际的需求,确定滤波器的设计参数。滤波器增益设为 1;  $-3\text{dB}$  时的截止频率设为 1KHz; 阻带衰减设为  $-45\text{dB}$ 。

选择滤波器频率响应类型时,我们常用的 Butterworth, Chebyshev 和 Bessel 滤波器。巴特沃兹滤波器提供了最大的通带幅度响应平坦度,具有良好的综合性能,与其余两种类型相比,其脉冲响应优于切比雪夫,衰减速度优于贝塞尔。

有两种滤波器的结构供我们选择,即 MFB (多路反馈) 结构及 Sallen-Key 结构。前者的增益可变,且对元件值改变的敏感度较低,而且采用了负反馈,相较

于 Sallen-Key 较为稳定。

另外，在实际中，我们还需要为滤波器挑选一个合适的放大器。在挑选放大器时，首要需关注其增益带宽积 (GBP) 和转换率。对于 MFB 结构，运放需满足 GBP 运放 GBP 至少为  $100 \times \text{Gain} \times f_c$ ，其中， $f_c$  为截止频率，Gain 为闭环增益；另外，为保证信号的不失真，运放的转换率需大于  $2\pi \times V_{\text{OUTP-P}} \times f_c$ ，其中， $V_{\text{OUTP-P}}$  为频率低于  $f_c$  时期望输出信号的峰值。

### 3. 实验内容与测试数据

f) 实验一、测量三种不同滤波器的幅频特性和相频特性

g) 实验二、观测不同输入正弦信号频率和幅值下，定时器输入波形

h) 实验三、用 MCU 产生的 SPWM 波，观测经滤波后的波形

## 五、音量调节与功放模块

### 1. 模块的基本结构

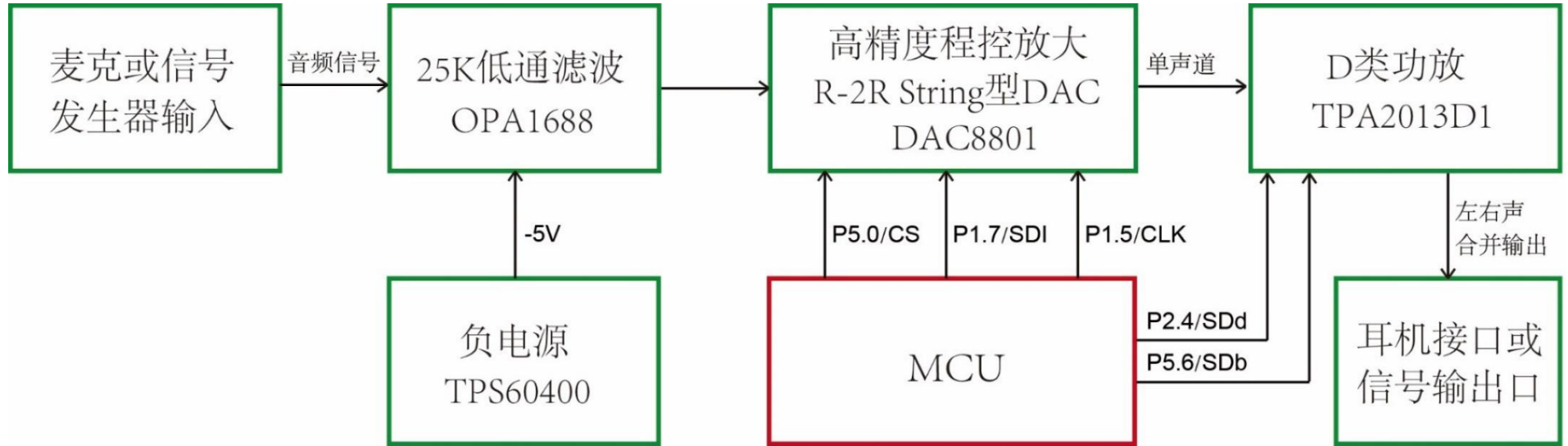


Figure 55 音量调节与功放模块

声音信号通过麦克或者信号发生器发生的音频信号通过板上信号接入点进入，经过一个二阶有源低通滤波器（由 OPA188 构建），进入 14 位精度的 R-2R 型 DAC，由 MCU 通过 SPI 协议来控制放大倍数，形成音频信号的音量调节部分，再经过 D 类功放 TPA2013（最大 2.7W，4 欧姆负载）放大功率，TPA2013 有两根使能控制引脚，一根为开启内部 BOOST 电路（SDb），一根为开启 D 类放大器（SDd）。这两根引脚由 MCU 来控制，同时使能才能开放 TPS2013。经功率放大的音频信号由耳机接口或者信号输出接口输出。可在信号输出接口上接上阻抗相匹配的喇叭听效果。模块上的负电源由电荷泵型的负电源芯片 TPS60400 来构成。

## 2. 预备知识

### a) R-2R 型 ADC 内部结构

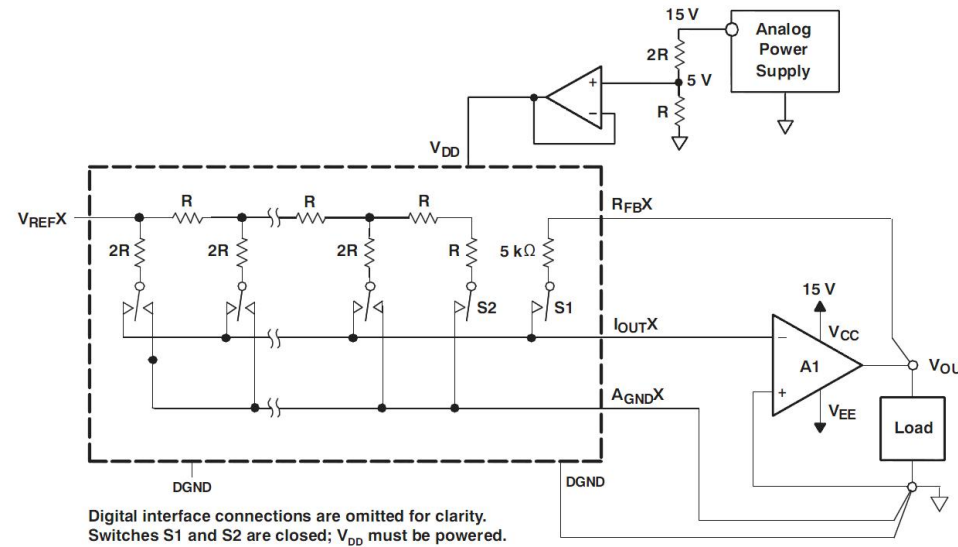


Figure 56 R-2R 型结构

此电阻网络中的 14 个选通开关由协议控制，使得  $2R$  的下端接入  $I_{out}$  或者  $A_{GND}$ 。由运放“虚地”理论可知  $A1$  两输入端电压相等，此时，我们可将  $I_{out}$  或者  $A_{GND}$  看成同一条线路。那么，最右边竖排的两个  $2R$  相当于并联，阻值等于  $R$ ，这个等效电阻  $R$  会与横排电阻  $R$  串联，形成一个  $2R$  的等效电阻，这个  $2R$  等效电阻会与右边第三个  $2R$  并联……，以此类推，最后，从  $V_{REF}$  端看进去，整个 R-2R 电阻网络的阻值为恒定的  $R$ 。于是，可以得到这样的结论，流入  $V_{REF}$  端的恒定总电流为  $I = V_{REF}/R$ 。14 个的开关形成 14 位的高精度程控放大器。

### b) 放大器分类

**A 类放大器**：上方器件( $Q1$ )为输出驱动器。它在整个输出周期内均接通。下方器件( $Q2$ )是一个恒流负载。静态时，选择适当大小的  $R1$  和  $R2$ ，满足  $I1 \gg I_{BQ2}$ ，使得  $I2$  与  $I1$  近似相等，可认为  $Q2$  上的基极直流电位基本为一固定值 ( $V_{BEQ2}$  为一固定值)，与环境温度几乎无关。此时，若温度升高引起  $I_{CQ1}$  ( $I_{EQ1}$ ,  $I_{EQ2}$ ) 增加时， $V_{EQ2}$  增加， $V_{BEQ2}$  减小，使得  $I_{EQ2}$  减小，抑制了  $I_{CQ1}$  ( $I_{EQ1}$ ,  $I_{EQ2}$ ) 的增加，以达到横流的稳定静态工作点的效果。

$V_{CQ2} = V_{EQ1} = -V + I_{EQ2} * R3 + V_{CEQ2}$ , 其中  $-V$  降低了  $V_{CQ2} = V_{EQ1}$  的值，增加偏置电流，提高了  $Q1$  的静态工作点，使得输出器件在整个周期内接通，失真降至最低。

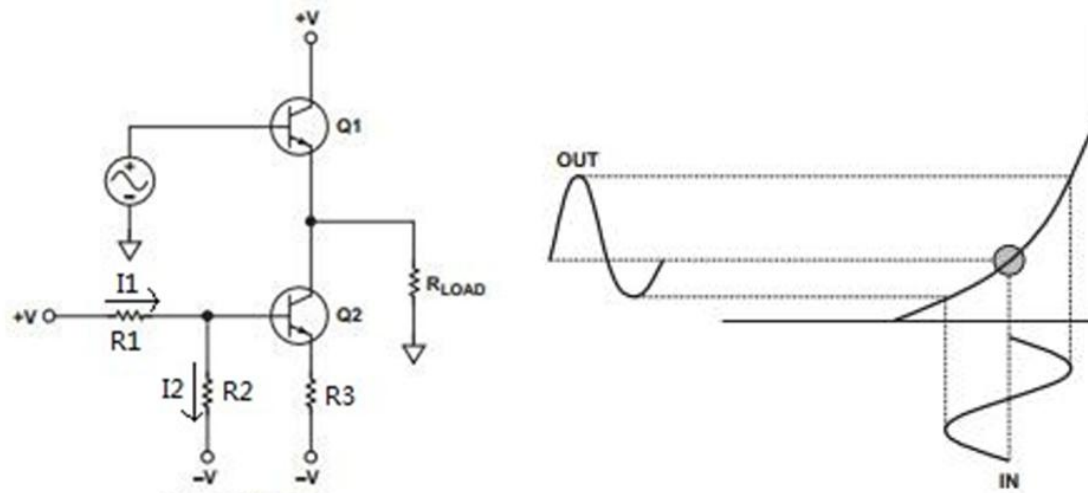


Figure 57 A类放大

B类放大器：Q1 在周期的正值部分接通，Q2 在周期的负值部分接通。静态时，D1, D2 上产生压降为  $V_{BE1}$ ，Q2 提供一个适当的偏压，使之处于微导通状态。有输入信号时，在周期的正值部分，由于没有直流偏执， $V_{BE1}=(V_{B1}-V_{E1})$ ， $V_{BE1}$  要在大于一定值(Q1 的门坎电压)才能导通 Q1，所以正值部分输入信号小于这个数值时 Q1 无法导通，出现截止失真。同理，在周期的负值部分输入信号小于  $v_{BE2}$  时 Q2 无法导通。这种现象称为交越失真。B 类放大器中各器件在半个周期内接通，以极大降低输出器件的功耗。注意其中的偏置点位于负载线路下方。

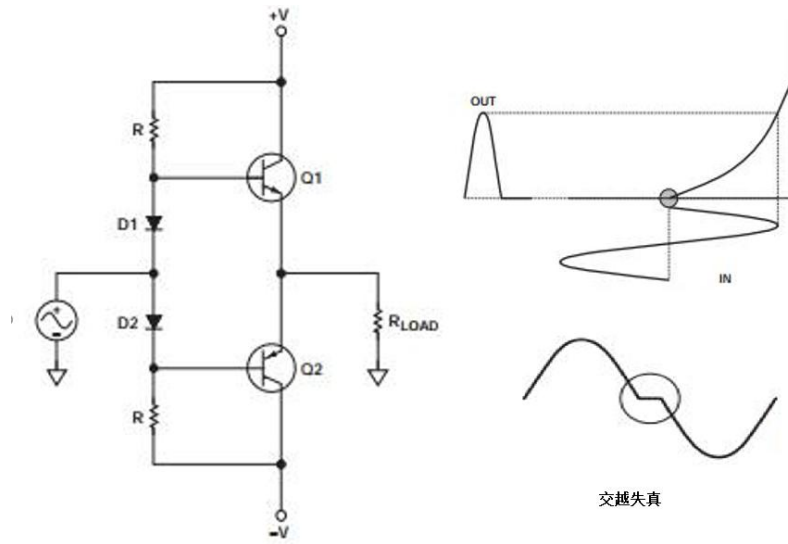


Figure 58 B类放大

D类放大：

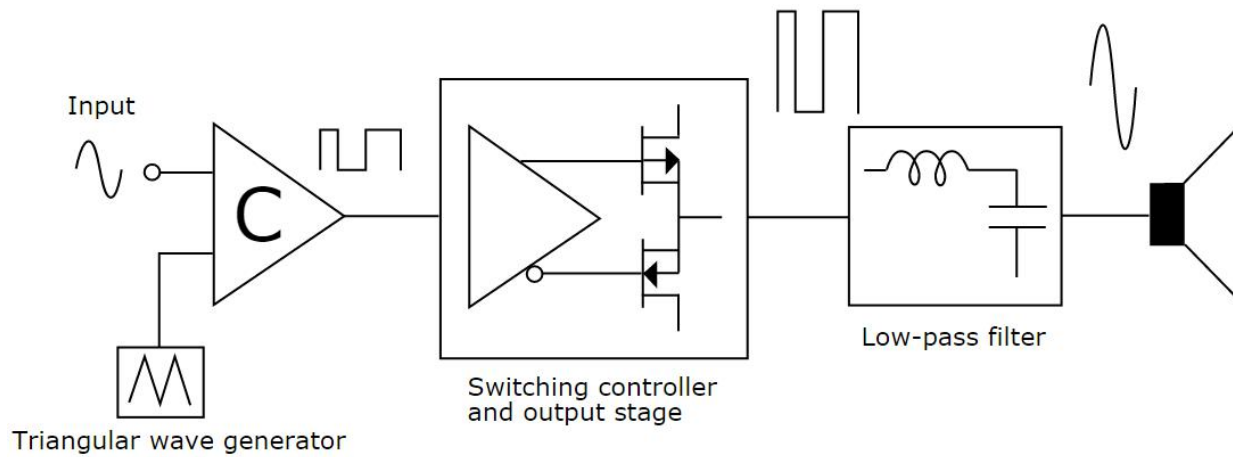


Figure 59 D类功放结构图

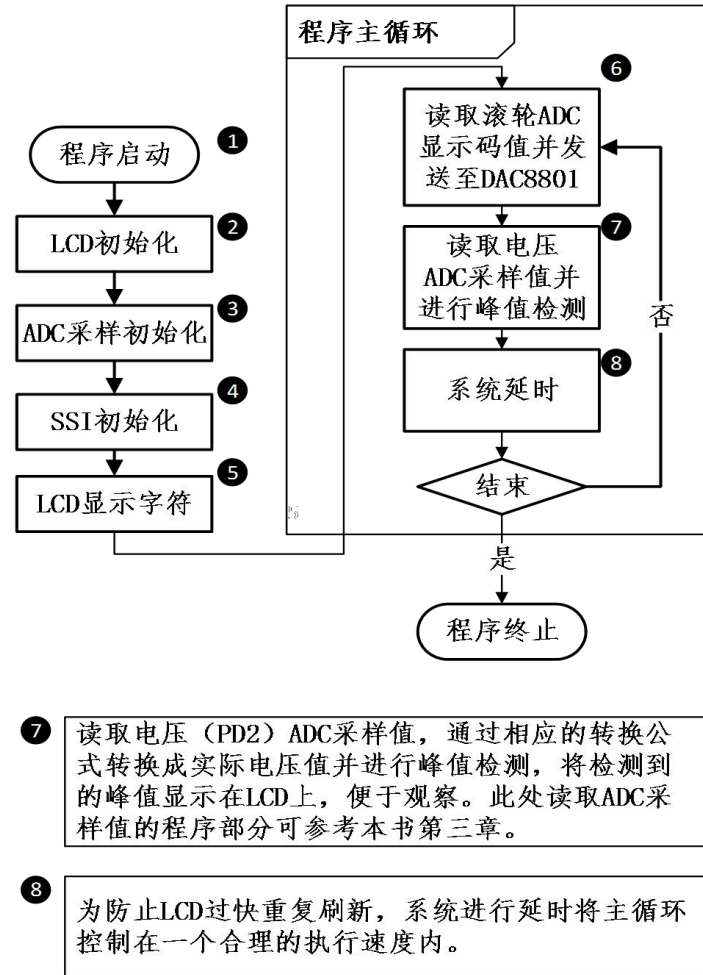
D类功放是一个开关放大器，它不像其它类型的放大器是线性增益的。它先用开关信号将信号变成脉冲调制信号，有脉宽调制或脉冲密度调制等不同形式，调

制后脉冲信号然后再经过放大器放大，放大后的信号再通过电感和电容组成的低通滤波还原成音频信号，D类功放最显著的特点就是效率高，发热小，可应用在高密度电路中。但信号的输入频率明显要受到开关频率的限制。

### 3. 实验与测试数据

#### a) 软件说明

- ① 程序成功烧写后，TIVA LaunchPad上电后可启动程序运行。
- ② LCD初始化包括LCD端口使能、SSI通信协议配置、LCD配置初始化、LCD清屏4个步骤。每个步骤详情请见本书第三章。
- ③ ADC采样初始化有两个部分：滚轮电阻采样初始化(PE0)和峰值检测模块电压采样初始化(PD2)。ADC采样初始化步骤：1、使能ADC模块外设 2、配置相关GPIO为ADC功能 3、ADC采样序列配置 4、ADC采样序列步进配置 5、使能采样序列并清除中断标志。
- ④ SSI初始化负责完成与DAC8801之间通信的所有信号线的配置。包括PF2、PF3、PF1、PB2、PB3、PC4，其中PF2、PF3、PF1配置成SSI通信端口，其余这使能为端口输出。SSI初始化步骤：1、使能SSI外设模块。 2、配置相关GPIO复用功能为SSI模块功能并为SSI模块通信使用。 3、SSI通信模式、时钟频率设置和数据位设置。 4、使能SSI。
- ⑤ 在LCD上显示Peak detection voltage: xx V, 等信息，便于实验过程中观察实验数据变化。
- ⑥ 在程序主循环中，读取滚轮ADC采样值，TIVA的AD是12-Bit，而DAC8801的DA是14-Bit，需要通过相应的转换得到DAC8801对应的码值并将码值发送至DAC8801，同时将码值显示到LCD上。读取ADC采样值的程序部分详见本书第三章。



在程序设计过程中主要涉及到 LCD 显示，ADC 采样以及 SSI 通信，其中 LCD 显示和 ADC 采样功能设置可参考本书第三章相关内容。

#### SPI(SSI)通信



DAC8801 采用 SPI (相当于 Tiva M4 的 SSI 协议) 通信协议进行数据传输。DAC8801 是 14-bit 的 DAC, 而串行数据锁存在 DAC8801 的串行输入寄存器 (serial input register) 中, 该寄存器为 16-bit 即两个字节长度 (2-bit 的地址:A1-A0, 以及 14 的 DA 数据 : D13-D0) 。寄存器数据格式如下 :

Table 1 SPI 寄存器数据格式

Bit	B15	B14	B13	B12	B11	B10	B9	B8	B7	B6	B5	B4	B3	B2	B1	B0(LSB)
Data	A1	A0	D13	D12	D11	D10	D9	D8	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0

DAC8801 内部有两个 DAC, 分别为 DAC A 和 DAC B, 其中 DAC A 为放大功能, DAC B 为衰减功能, 程序控制 DAC8801 的放大和衰减功能就是选择使能其中一个 DAC 模块。该两个模块的选择通过串行输入寄存器中地址位 : A1 和 A0 进行选择。

Table 2 地址位设置

A1	A0	使能 DAC 模块
0	0	None
0	1	DAC A
1	0	DAC B
1	1	DAC A 和 DAC B

程序上的实现可以采用#define 宏定义, 然后在发送数据时将定义好的地址值加上待发送数据即可。宏定义代码如下 :

```
#define DAC_A 0x4000 //DAC A
#define DAC_B 0x8000 //DAC B
#define DAC_AB 0xC000 //DAC A和DAC B
```

#### SPI (SSI) 通信配置函数

DAC8801 通过 CS (低电平有效), SDI, SCK 三线控制数据的传输, 其对应 Tiva M4 中的 SSIFss, SSITx, SSIClk 线, 相应配置代码如下:

```
/*
 * @brief SSI模块使能, 并且设置相关端口初始状态
 * @param none
 * @return none
 *
 * _____
 * |
 * PF2 (SSIClk) |-->SPICLK 时钟信号端
 * TIVA PF3 (SSIFss) |-->SYNC 帧信号端
 * PF1 (SSITx) |-->SDIN SSI数据发送端 (LM4F120->DAC8801)
 * PB2 (GPIO) |-->LDAC
 * PB3 (GPIO) |-->RS
 * PC4 (GPIO) |-->MSB
 */
```

```

*
*
*****/
void ssi_en()
{
    //使能外设SSI1模块
    ROM_SysCtlPeripheralEnable(SYSCTL_PERIPH_SSI1);
    //使能SSI1使用的外设GPIOF
    ROM_SysCtlPeripheralEnable(SYSCTL_PERIPH_GPIOF);

    //SSI1端口功能使能
    //PF2复用功能配置为SSI1CLK, 时钟线
    ROM_GPIOPinConfigure(GPIO_PF2_SSI1CLK);
    //PF3复用功能配置为SSI1FSS, 片选线
    ROM_GPIOPinConfigure(GPIO_PF3_SSI1FSS);
    //PF1复用功能配置为SSI1TX, 数据发送线
    ROM_GPIOPinConfigure(GPIO_PF1_SSI1TX);

    //LDAC置高
    ROM_GPIOPinTypeGPIOOutput(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_2);
    ROM_GPIOPinWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_2, GPIO_PIN_2);
    //RS置高
    ROM_GPIOPinTypeGPIOOutput(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_3);
    ROM_GPIOPinWrite(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_3, GPIO_PIN_3);
    //MSB置高
    ROM_SysCtlPeripheralEnable(SYSCTL_PERIPH_GPIOC);
    ROM_GPIOPinTypeGPIOOutput(GPIO_PORTC_BASE, GPIO_PIN_4);
    ROM_GPIOPinWrite(GPIO_PORTC_BASE, GPIO_PIN_4, GPIO_PIN_配置PF1, PF2, PF3供外设SSI1使用);
    ROM_GPIOPinTypeSSI(GPIO_PORTF_BASE, GPIO_PIN_1 | GPIO_PIN_2 | GPIO_PIN_3);
    //端口模式:1M,16位数据
    ROM_SSIConfigSetExpClk(SSI1_BASE, ROM_SysCtlClockGet(),
        SSI_FRF_MOTO_MODE_0, SSI_MODE_MASTER, 1000000, 16);
}

```

```
//使能SSI
SSIEnable (SSI1_BASE);
}
```

程序还涉及到 DAC8801 另外三根线的配置：LDAC 置高，RS 置高，MSB 置高。其中 LDAC 和 RS 都是低电平有效。LDAC 控制 DAC8802 的输出，RS 和 MSB 信号线连接至 DAC8801 内部的上电复位模块，复位时若 MSB=0，则所有寄存器值为 0x0000，若 MSB=1，则所有寄存器值为 0x2000。DAC8801 的时序图 Figure 60 所示：

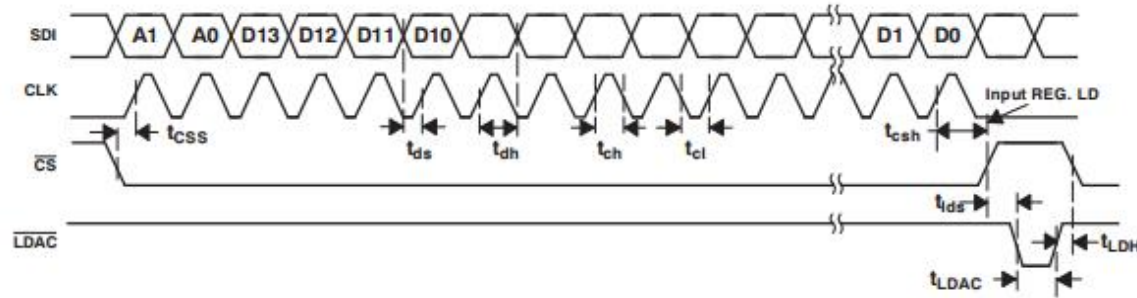


Figure 60 时序图

根据时序图可以完成 DAC8801 跟 Tiva M4 之间的数据传输。在 SPI (SSI) 配置程序中，时序图中的 SDI，CLK 以及 CS 线都配置成了 Tiva M4 中的 SSI 功能，在数据传输过程中这三根信号线上的电平变化都由 Tiva M4 的 SSI 模块自行控制。而 LDAC 线配置成普通的 GPIO 功能，则改线上的电平变化需要自行控制。SPI (SSI) 传输程序代码如下：

```
/******
 * @brief 向dac8801发送数据
 * @param unsigned long val, 取值范围0~16384
 * @return 0, 参数不正确;
 *         1, 传输成功;
 *****/
unsigned char ssi_send_2_dac8801(unsigned long val)
{val > 16384) return 0;
  ROM_SSIDataPut (SSI1_BASE, DAC_AB + val); //发数据+
  while(ROM_SSIBusy(SSI1_BASE)); //等待发送完成

  //数据发送结束时, LDAC线需要一个电平的跳变 (H->L->H)
  ROM_GPIOPinWrite (GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_2, 0);
  delay();
  ROM_GPIOPinWrite (GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_2, GPIO_PIN_2);
  delay();
  return 1;
}
```

}

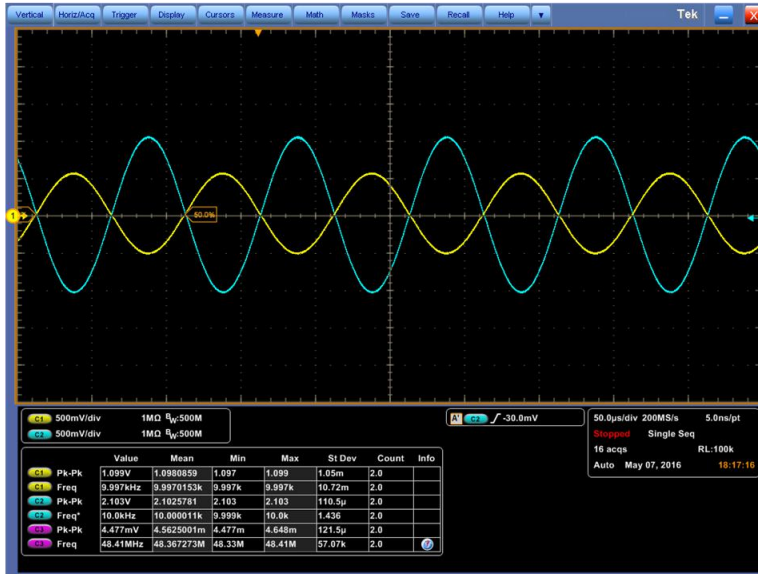
程序传输中使用 ROM\_SSIDataPut 就可完成数据发送，发送的数据格式地址+数据即程序中的 DAC\_AB+val, 表示的是使能 DAC A 和 DAC B 同时使用两个 DAC 模块，val 即为需要发送的数据。此时同时完成放大和衰减，如果只要单独使用放大或者衰减，则发送数据时自需要变成 DAC\_A+val 或 DAC\_B+val。在数据发送完成后需要完成一个 LDAC 信号线的电平转变，完成 DAC8801 模块的输出。

b) 实验一、观测 DAC8801 放大精度测量

输入电压值 (有效值 mV)	DAC8801 编码值	理论放大倍数 (16384/编码值)	理论输出电压值 (有效值 mV)	实际输出电压值 (有效值 mV)	误差
100.7	15088	1.086	109.37	109.4	0.017%
100.7	14100	1.162	117.04	117.0	-0.004%
100.7	13208	1.240	124.94	125.0	0.017%
100.7	12240	1.339	134.82	134.9	0.030%
100.7	11300	1.450	146.04	146.1	0.031%
100.7	10332	1.586	159.72	159.8	0.027%
100.7	9088	1.803	181.58	181.6	0.033%
100.7	8156	2.009	202.33	202.4	0.040%
100.7	7072	2.317	233.34	233.4	0.033%
100.7	6128	2.674	269.29	269.3	-0.014%
100.7	5012	3.269	329.25	329.1	-0.045%
100.7	4116	3.981	400.92	400.7	-0.055%
100.7	2996	5.469	550.80	550.4	-0.069%
100.7	2100	7.802	785.81	785.0	-0.103%
100.7	1688	9.706	977.60	976.3	-0.134%
100.7	1284	12.760	1285.20	1283.4	-0.139%
100.7	876	18.703	1883.79	1880.7	-0.166%

c) 实验二、测量 DAC 输出信号波形，并进行音频音量与功率放大

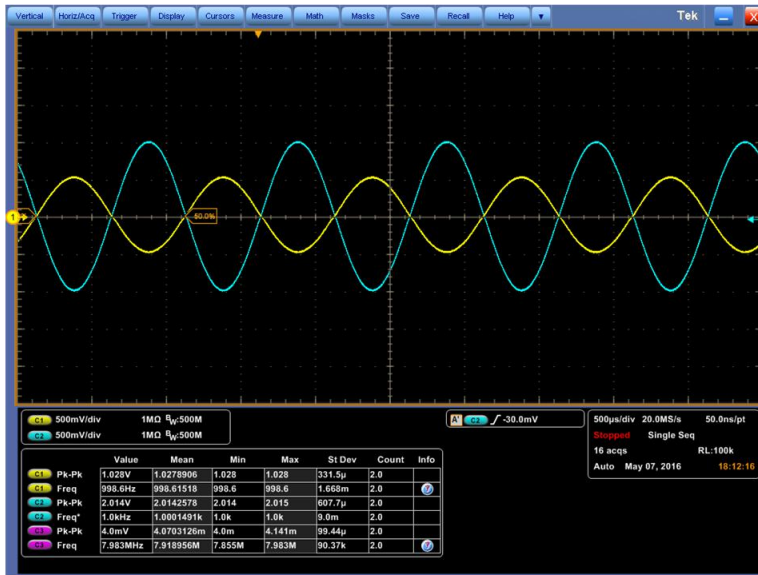
当输入信号分别为 10K 和 1K 时，DAC 放大倍数分别为 8 倍和 2 倍时观测的波形图



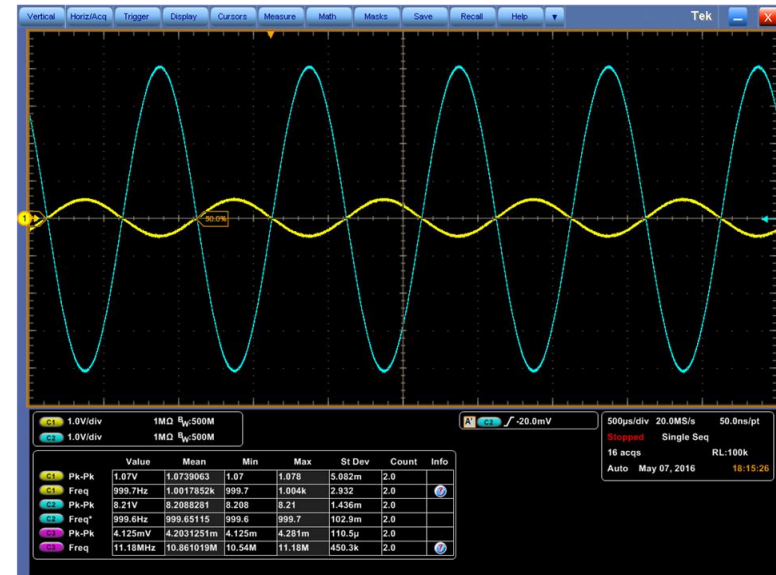
10KHz 放大2倍



10KHz 放大8倍



1KHz 放大2倍



1KHz 放大8倍

Figure 61 不同频率不同放大倍数的波形图