

## 第 2 部分 设计性实验

### 实验 2.1 文氏桥 RC 正弦波产生电路设计

#### 一、实验目的

1. 了解集成运算放大器的非线性应用；
2. 理解 RC 桥式振荡器的工作原理；
3. 掌握 RC 桥式振荡器设计与测试方法。

#### 二、设计要求

1. 根据所使用集成运放的转换速率，设计振荡电路的振荡频率 $f_0$ ，满足 $f_0 < f_{MAX}$ ，其中 $f_{MAX}$ 是最高可振荡频率；
2. 振荡波形可调，幅度 $v_{opp} = 6V$ ；
3. 振荡波形对称，无明显非线性失真。

#### 三、实验设备及元器件准备

1. 直流电源；
2. 数字示波器；
3. 数字万用表；
4. 运算放大器 1 只，开关二极管 2 支，电阻、电容若干。

#### 四、实验原理

##### 1. RC 文氏桥振荡电路原理

正弦波振荡的过程可用图 2.1.1 所示的框图来说明：上一个方框为放大电路，放大倍数为 $\dot{A}$ ，下一个方框为正反馈网络，反馈系数为 $\dot{F}$ 。当我们打开电源开关，电路产生的噪声和扰动中含有丰富的频率成分，如果此时我们设计 $|\dot{A}\dot{F}| > 1$ ，并且设计一个选频网络，只对某一频率的输出量进行正反馈，那么这个频率的输出量就会越来越大，直到由于半导体器件的非线性特性及供电电源的限制而稳定在一定的幅值，达到动态平衡，写成表达式为：

$$\dot{X}_0 = \dot{A}\dot{X}_f = \dot{A}\dot{F}\dot{X}_0 \quad (2.1.1)$$

既正弦波振荡的平衡条件为：

$$\dot{A}\dot{F} = 1 \quad (2.1.2)$$

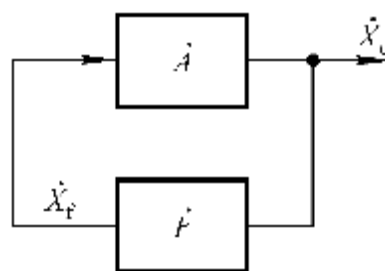


图 2.1.1 正弦波振荡电路原理框图

所以,正弦波振荡电路的构成必须包括四个组成部分,首先是放大电路,它保证电路能起振,使输出经历由小到大,直到稳幅的动态平衡过程。第二是正反馈网络,它使放大电路的输入信号等于反馈信号。第三部分是选频网络,它确保只对单一频率进行正反馈,这样其它频率的输出量逐渐衰减到零,电路就产生单一频率的振荡,即正弦波振荡。第四部分需要稳幅环节,它利用器件的非线性使输出信号的幅值稳定。这里面,在实用电路中常将正反馈网络和选频网络合二为一。正弦波振荡电路常分为  $RC$  正弦波振荡电路,  $LC$  正弦波振荡电路和石英晶体正弦波振荡电路几种。其中  $RC$  正弦波振荡电路适用于振荡频率较低的应用场合。

图 2.1.2 所示是最具典型性的  $RC$  正弦波振荡电路— $RC$  文氏桥振荡电路。其中,放大电路选用输入电阻大且输出电阻小的同相比比例运算放大电路,以降低输入电阻和输出电阻对选频特性的影响。正反馈网络和选频网络是合二为一的,由  $RC$  串并联选频网络来担任。最后是需要一个稳幅环节。运算放大器输出受饱和输出电压的限制,如果依靠饱和输出电压来稳幅的话,输出会有明显失真,所以一般在电路中加入非线性器件来稳定输出电压的幅值。这里我们在  $R_f$  支路加入两个并联的二极管,利用二极管动态电阻与电流的非线性关系来调节负反馈的深度,稳定输出幅值。过程是这样的:在开始起振时,由于输出幅值很小,电流小,二极管动态电阻大,容易满足起振条件,随着输出幅度增加,电流增大,二极管动态电阻减小,直到满足平衡条件,输出幅值保持稳定。

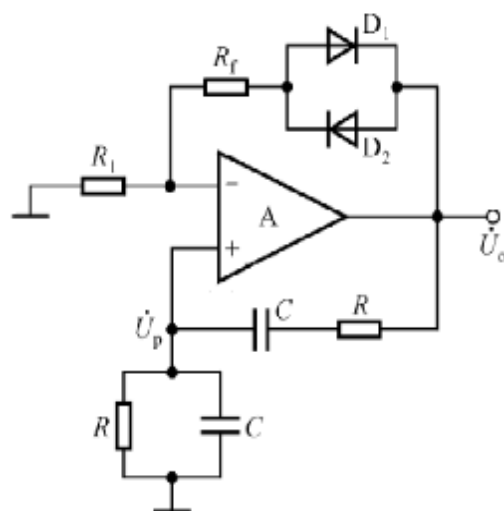


图 2.1.2  $RC$  文氏桥振荡原理电路

下面我们分析一下  $RC$  串并联选频网络,看看振荡频率是怎么确定的,起振条件和平衡条件的具体要求是什么。在图所示的振荡电路中,反馈系数为:

$$\dot{F} = \frac{\dot{U}_p}{\dot{U}_o} = \frac{R // \frac{1}{j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C} + R // \frac{1}{j\omega C}} = \frac{1}{3 + j(\omega RC - \frac{1}{\omega RC})} \quad (2.1.3)$$

令  $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$ , 则:

$$\dot{F} = \frac{\dot{U}_p}{\dot{U}_o} = \frac{1}{3 + j(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f})} \quad (2.1.4)$$

当  $f = f_0$  时,  $\dot{F} = \frac{1}{3}$ , 根据平衡条件,要求  $\dot{A} = 3$ 。同相比比例运算放大器的放大倍数为(不接二极管并联稳幅支路):

$$\dot{A} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_p} = 1 + \frac{R_f}{R_1} \quad (2.1.5)$$

既需满足  $R_f = 2R_1$ 。起振条件为  $|\dot{A}\dot{F}| > 1$ , 故  $R_f$  的取值要略大于  $2R_1$ 。

## 2. 实验电路

实验电路如图 2.1.3 所示, 和原理电路相比, 在二极管并联支路上再并联了一个电阻  $R_{f2}$ , 它可以降低二极管非线性影响, 改善波形失真。另外, 将  $R_f$  换成了电位器  $R_{f1}$ , 可以通过调节  $R_{f1}$  改变负反馈的深度, 以满足振荡条件。调节  $R_{f1}$  还可以改变振荡输出的幅值。所以,  $R_{f1}$ 、 $R_{f2}$  和二极管正向导通电阻一起作为同相比例放大器中的反馈电阻。在起振时, 反馈支路电流较小, 二极管动态电阻很大, 二极管并联支路电阻基本上等于  $R_{f2}$ 。调节  $R_{f1}$ , 当满足反馈电阻大于 2 倍  $R_1$  时, 电路即可起振。随着输出振荡幅度的增大, 二极管在输出电压的正负半周内分别导通, 其动态电阻逐渐减小并起主要作用, 当反馈电阻等于 2 倍  $R_1$  时达到平衡, 输出振荡趋于稳定。

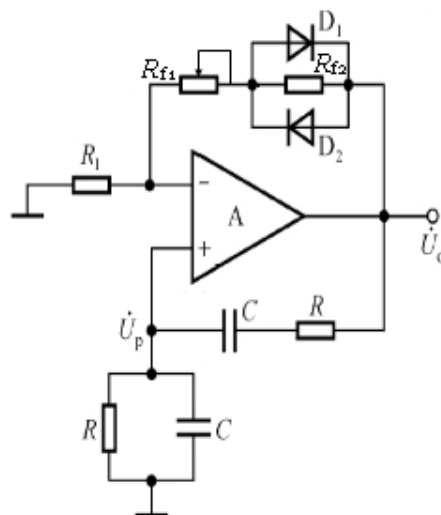


图 2.1.3 RC 文氏桥振荡实验电路

### 3. 设计方法

#### 1) 确定所需振荡频率 $f_0$

首先,  $RC$  正弦波振荡电路产生的正弦波频率不高, 一般在  $1\text{MHz}$  以下。实际应用中, 受到运放输入电阻, 输入电容及分布参数的影响, 文氏桥  $RC$  正弦波振荡电路的振荡频率在  $20\text{Hz} \sim 200\text{KHz}$  左右。此外, 集成运算放大器自身的参数会限制振荡产生正弦波的最高频率, 这与运放的增益带宽积和转换速率有关, 这里主要的限制是转换速率。

在一个实际的电路中, 电压的改变是需要时间的, 这和电路中的电容有关。集成运放也是这样, 它的输出电压的转换可以达到的速率是有限制的, 这就是集成运放参数表中的转换速率  $SR$ , 又称压摆率。如果信号的转换速率超过了运放的转换速率  $SR$ , 那么运放输出信号的转换时间就会变慢, 从而引起失真。对于正弦波来说, 最大变化率发生在过零点, 所以正弦波  $u(t)$  的转换速率:

$$SR = \left. \frac{du(t)}{dt} \right|_{t=0} = \pi f v_{pp} \quad (2.1.6)$$

其中  $v_{pp}$  是正弦波  $u(t)$  的峰峰值,  $f$  是正弦波  $u(t)$  的频率。

当用集成运放构成  $RC$  振荡电路时, 可产生的正弦波最高频率可以用这个公式来估算:

$$f_{\max} = \frac{SR}{\pi v_{pp}} \quad (2.1.7)$$

其中  $SR$  是运放的转换速率。设计时, 我们可以在所用运放的参数手册中查到运放的转换速率的最小值  $SR_{\min}$  带入。振荡输出电压的最大摆幅在正的饱和输出电压和负的饱和输出电压之间。估算时, 可以将电源电压 (双电源  $+V_{cc}$  和  $-V_{cc}$ ) 代替正负饱和输出电压代入公式, 即  $v_{pp}=2V_{cc}$ , 计算出满幅输出时, 不产生转换速率失真的最高振荡频率。当知道了最高可振荡

频率的限制, 可以利用已有的  $R$  和  $C$  来确定文氏桥的振荡频率  $f_0$ , 满足  $f_0$  不大于  $f_{\max}$  即可。

## 2) 确定 $R$ 和 $C$

在确定了振荡频率  $f_0$  后,  $RC$  的取值为:

$$RC = \frac{1}{2\pi f_0} \quad (2.1.8)$$

可以先初选电容, 由于运放输入电容的影响, 电容  $C$  的选择不易过小, 如  $1\text{nF}$  以上。再计算电阻, 并在标称阻值中选择  $R$ 。

## 3) 确定 $D_1$ 、 $D_2$

稳幅二极管一般选用特性一致的硅管, 以确保电路有较好的温度稳定性和振荡波形的幅度对称性。此外, 由于二极管特性的非线性, 二极管的正向电阻随输出电压的瞬时变化而不断变化, 在一定程度上总会引起波形失真。为了减小二极管非线性所引起的波形失真, 在二极管两端并联一个小电阻  $R_{f2}$ 。

## 4) 确定 $R_1$ 、 $R_{f1}$ 和 $R_{f2}$

设要求输出正弦波振荡波形幅度值为  $u_{opp}$ , 根据集成运放线性应用虚短的特点, 平衡条件满足时有:

$$u_- = u_+ = u_p = \frac{1}{3} u_{opp} \quad (2.1.9)$$

设流过电阻  $R_1$  的电流为  $i_{R1}$ , 则:

$$R_1 = \frac{u_{opp}}{3i_{R1}} \quad (2.1.10)$$

确定电流  $i_{R1}$ , 就可以确定  $R_1$ 。电流  $i_{R1}$  与二极管特性以及供给后级负载电流的大小有关, 不宜太小和太大, 具体的取值需通过实验来确定。

电路起振时, 二极管两端电压小于开启电压, 二极管动态电阻很大, 二极管稳幅支路中  $R_{f2}$  起主要作用。考虑到二极管的导通特性,  $R_{f2}$  取值一般在几百欧~几千欧左右, 具体的取值需通过实验来确定。根据电路起振条件的要求, 需满足  $R_{f1} + R_{f2} > 2R_1$ 。电位器  $R_{f1}$  的选择要能够覆盖满足此条件所需的值。

# 五、实验内容

## 1. 确定振荡频率

根据所用集成运算放大器的转换速率确定最高振荡频率  $f_{\max}$ , 根据已有  $R$ ,  $C$  值, 确定所设计的振荡频率。

## 2. 测量稳定的最大不失真的输出电压 $u_{opp\_max}$

确定  $R_1$ 、 $R_{f1}$  和  $R_{f2}$  后搭建电路, 用示波器观察输出电压, 调整电位器  $R_{f1}$ , 使电路产生振荡, 测量最大不失真的输出电压  $u_{opp\_max}$ 。

## 3. 验证平衡条件

用示波器同时观测  $u_o$  和  $u_p$  的电压波形并测量电压和相位, 计算反馈系数  $\dot{F}$ 。

4. 测量振荡频率  $f_0$ 。  
测量  $f_0$ ，计算误差。

## 六、实验报告要求

1. 说明实验原理，列出设计步骤。
2. 整理测试数据和波形，验证平衡条件。
3. 误差分析。

## 七、思考题

1. 文氏桥  $RC$  振荡器中，和二极管并联的电阻的作用是什么？
2. 试推导输出幅度的表达式。

## 实验 2.2 电压比较器电路设计

### 一、实验目的

1. 了解集成运算放大器的非线性应用；
2. 理解滞回比较器的工作原理；
3. 掌握滞回比较器电路设计与测试方法。

### 二、设计要求

1. 根据比较器阈值要求，计算反馈电阻，构建滞回电压比较器；
2. 滞回比较器输入正弦波时，输出矩形波上升下降时间不大于半周期的十分之一。

### 三、实验设备及元器件准备

1. 直流电源；
2. 函数发生器；
3. 数字示波器；
4. 数字万用表；
5. 运算放大器 1 只，电阻若干。

### 四、实验原理

电压比较器是将一个模拟量输入电压与一个参考电压进行比较的电路。电路输出只有两种可能的状态：高电平或低电平。通过电压比较器可以对输入进行鉴幅和比较，在测量、控制、A/D、D/A 变换中有广泛的应用，电压比较器也是非正弦波产生电路的基本组成单元。

电压比较器一般用电压传输特性来描述，即输出电压和输入电压的函数关系，如图 2.2.1 所示。由于电压比较器输出电压只有高低两种状态，通常把输出状态发生变换时的输入电压称为阈值电压。

集成运放处于开环状态或只引入正反馈时，只要同相输入端和反相输入端之间有很小的差值电压，输出电压就将达到正的饱和输出电压或负的饱和输出电压。所以，集成运放本身就可以做为一个电压比较器，如图 2.2.2 所示，当同相端的电压  $u_N$  大于反向端的电压  $u_P$  时，输出为正的饱和输出电压，而当反相端的电压  $u_P$  大于同相端的电压  $u_N$  时，输出为负的

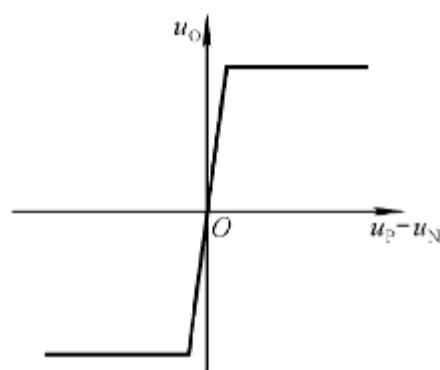


图 2.2.1 集成运放的电压传输特性

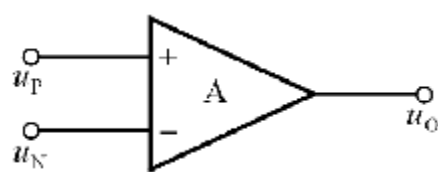


图 2.2.2 集成运放的开环状态

饱和输出电压。这时集成运放工作在非线性区，不具备“虚短”特性，但仍具备“虚断”的特性。

除了用集成运放构成电压比较器外，还有一些专用的集成电压比较器，这些专用比较器的特点是响应速度快，传输延迟时间短，或者具有带负载能力强，并可直接与数字电路接口等特性。

## 1. 过零比较器

如图 2.2.3 所示的电路是一个过零比较器。这时运放工作在开环状态，阈值电压为  $0V$ ，反相输入端接地或者同相输入端接地都可以。如果同相输入端接地，其电压传输曲线如图 2.2.3 (b) 所示，反相输入端电压小于  $0V$  时，输出为正的饱和输出电压，反相输入端电压大于  $0V$  时，输出为负的饱和输出电压。

过零比较器稍加变动，就可以构成阈值不为  $0$  的其它单限比较器，这类比较器的作用是用来检测输入的模拟信号是否达到某一给定的电平，但这类比较器有个明显的缺点，就是抗干扰能力差，如果输入电压由于噪声干扰在阈值电压附近有微小的变化，都会引起输出电压的跃变。解决的办法就是采用具有滞回传输特性的比较器。

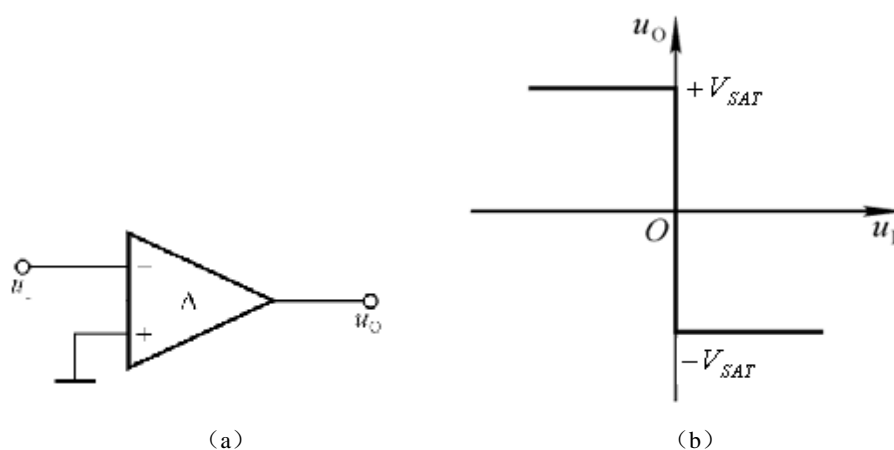


图 2.2.3 过零比较器及其电压传输特性  
(a) 电路 (b) 电压传输特性

## 2. 滞回比较器

滞回比较器又称迟滞比较器，施密特比较器。如图 2.2.4 所示电路是一个从反相输入端输入的滞回比较器电路。运放的输出为正或负的饱和输出电压，通过正反馈后，同相输入端的电压可通过分压比获得。令反相输入端电压等于同相输入端电压，求出的输入电压即为阈值电压。如果假设正的饱和输出电压和负的饱和输出电压相等，则阈值电压分别为  $+U_T$  和  $-U_T$ 。

如果输入电压  $U_i < -U_T$ ，那么因为同相端电压比反相端电压大，输出为正的饱和输出电压  $+V_{SAT}$ ，反馈到同相端，则此时的阈值电压为正的  $+U_T$ 。只有输入电压从小于  $-U_T$  增大到大于  $+U_T$  时，反相端输入电压比同相端输入电压大，输出才会由正的饱和输出电压变为负的饱和输出电压  $-V_{SAT}$ ，同相端输入电压变为  $-U_T$ 。

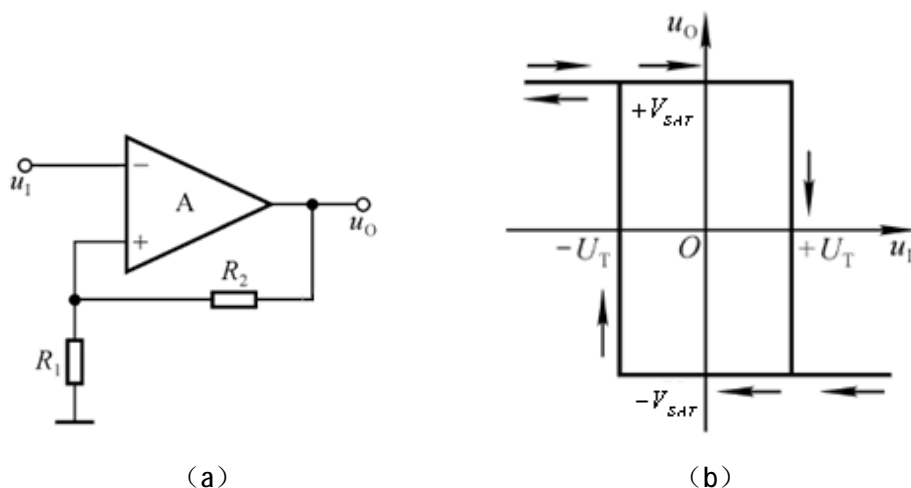


图 2.2.4 滞回比较器及其电压传输特性

(a) 电路 (b) 电压传输特性

如果输入电压  $U_I > U_T$ ，当反相端输入电压减小时，由于此时同相端输入电压变为  $-U_T$ ，所以反相端输入电压经过阈值电压  $+U_T$  时，输出并不会跃变，而是直到小于负的阈值电压  $-U_T$  时，输出才会由负的饱和输出电压跃变为正的饱和输出电压。由于电压传输特性呈现出一定的惯性，因而具有一定的抗干扰能力。

### 3. 设计方法

#### 1) 响应速度与输入信号频率

利用运算放大器构成电压比较器时，虽然运放有较高的增益和较低输入失调可供利用，但是由于运放内部有频率补偿电容，因此它的转换速率相对专用比较器而言要低一些。在如图 2.2.4 所示的滞回比较器中，当输入电压为交变电压时，输出为矩形波。矩形波高低电平之间转换时需要一定的时间，如果输入电压变化较快，频率较高，所用集成运放的转换速率（压摆率）不够，那么如图 2.2.5 所示，矩形波高低电平转换的时间就会延长，影响电压比较器的响应速度。所以，当所用的集成运放确定后，需要根据集成运放的转换速率来确定输入信号的最高频率，以满足一定的响应速度要求。

以电压比较器输出周期方波为例，通过限定方波上升下降的时间，来限定比较器的响应速度。以上升时间为例，它的定义是电压从稳态值的百分之十变到百分之九十所花的时间。这可以从示波器上通过测量幅度间隔和相应的时间间隔测试出来，也可以直接读取。查询运放参数手册，设运放的转换速率为  $SR$ ，在

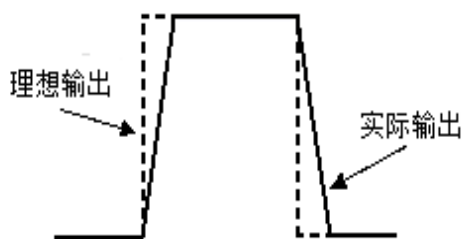


图 2.2.5 电压比较器响应速度的快慢

上升时间里电压的变化步长可选择从负的饱和输出电压  $-V_{SAT}$  变化到正的饱和输出电压  $+V_{SAT}$ ，则最快上升时间为：



$$t_R = \frac{+V_{SAT} - (-V_{SAT})}{SR} \quad (2.2.1)$$

限定上升下降时间一般是同输出稳定状态持续的时间比较，这里假定上升下降时间相同，且不超过半周期的十分之一，则有：

$$t_R \leq \frac{T}{20} \quad (2.2.2)$$

$T$  为方波的周期，与比较器的交变输入信号周期相同。由此可得到电压比较器输入信号的最高频率。

## 2) 确定 $R_1$ 和 $R_2$

电阻  $R_1$  和  $R_2$  的选取和所需的阈值电压有关：

$$\begin{cases} +u_T = +V_{SAT} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \\ -u_T = -V_{SAT} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \end{cases} \quad (2.2.3)$$

其中， $\pm V_{SAT}$  是运放正负饱和输出电压。由公式可知，根据阈值电压的要求可以估算  $R_1$  和  $R_2$  的取值，其中运放正负饱和输出电压可先按正负电源电压取值，然后在实际电路中通过测量运放正负饱和输出电压加以调整。

## 五、实验内容

### 1. 构建滞回电压比较器

电源电压为  $\pm 12V$ ，阈值电压暂定为  $\pm 3V$ ，选取  $R_1$  和  $R_2$  构建如图 2.2.4 所示的滞回电压比较器。

### 2. 输入正弦波时的滞回比较器输出

根据所用运放的转换速率，计算输入正弦波的最高频率  $f_{max}$ ，以满足比较器响应速度的要求（上升下降时间不超过半周期的十分之一）。

滞回比较器输入为正弦波，频率  $f \leq f_{max}$ ，峰峰值  $u_{pp} > 6V$ （阈值电压设定为  $\pm 3V$ ），用示波器在同一坐标上定量记录输入输出电压波形，并读出阈值电压大小  $\pm U_T$  和运放输出饱和电压大小  $\pm V_{SAT}$ 。

### 3. 过零电压比较器输出

将滞回比较器中的电阻  $R_2$  断开，构成过零电压比较器。用示波器在同一坐标上定量记录输入输出电压波形。

## 六、实验报告要求

1. 说明实验原理，列出设计步骤。
2. 整理测试数据和波形。
3. 对阈值电压测试值进行误差分析。

## 七、思考题

1. 在滞回比较器中，如果输入正弦波的频率一直升高，则输出会是什么样的波形？是什么原因造成的？
2. 在滞回比较器中，如何修改电路使比较器的输出电压可变？

## 实验 2.3 积分器电路设计

### 一、实验目的

1. 理解积分器的工作原理；
2. 掌握积分器电路设计与测试方法；
3. 了解理想积分器和实际积分器的差异。

### 二、设计要求

1. 设计合适的积分常数值 $t$ ，利用积分器电路实现方波到三角波的波形转换；
2. 计算 $R$ 、 $C$ 及 $R_f$ 值。

### 三、实验设备及元器件准备

1. 直流电源；
2. 函数发生器；
3. 数字示波器；
4. 数字万用表；
5. 运算放大器 1 只，电阻、电容若干。

### 四、实验原理

#### 1. 理想积分器

由于电容中的电流与其电压对时间的变化率成正比，所以电容上的电压等于其电流的积分。根据这个特性，可以用运算放大器构成如图 3.3.1 所示的积分运算电路。其中，集成运放的反相输入端为“虚地”，电容  $C$  中的电流  $i_C$  等于电阻  $R$  中的电流  $i_R$ 。输出电压  $u_O$  和输入电压  $u_I$  借助电容上的电压  $u_C$  形成积分关系：

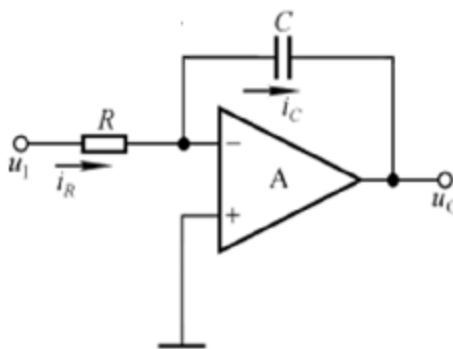


图 3.3.1 积分运算电路

$$u_O = -u_C = -\frac{1}{C} \int i_C dt = -\frac{1}{C} \int \frac{u_I}{R} dt = -\frac{1}{RC} \int u_I dt \quad (2.3.1)$$

如果求解  $t_1$  到  $t_2$  时间段的积分值，输出电压可以这样来表示，

$$u_O = -\frac{1}{RC} \int_{t_1}^{t_2} u_I dt + u_O(t_1) \quad (2.3.2)$$

其中  $u_O(t_1)$  是积分起始时刻的输出电压。 $t=RC$  称为积分时间常数。

#### 2. 实际积分器

由于实际运算放大器和实际电容的参数影响，实际积分器与理想积分器相比，会产生多

项误差。

对于所用的集成运放来说，输入失调电压和偏置电流在这个电路中会持续地使积分电容累积电荷，即使积分器在零输入的情况下，运放的输出电压相应地连续向一个方向改变，最终积分器的输出将漂移至正的或者是负的饱和状态，形成积分漂移的现象。另一方面，有限的开环增益，输入阻抗和带宽也会带来非线性失真的问题。对于所用的电容来说，实际的电容器的泄露电阻和介质损耗都会带来积分误差。

解决措施首先是要挑选失调电压，偏置电流，增益带宽等各方面参数好的集成运放以及质量好的优质电容。对于积分漂移，可以在积分电容两侧并联一个合适的电阻，如图 3.3.2 所示。因为这个反馈电阻的存在，限制了低频，尤其是直流时的增益，这样，失调电压引起的漂移得到钳制，使输出不至于进入饱和而产生失真。当然，为了减小并联电阻对积分器的影响，所选的电阻值要远大于此时电容的容抗，以确保电流还是主要对电容进行充放电。

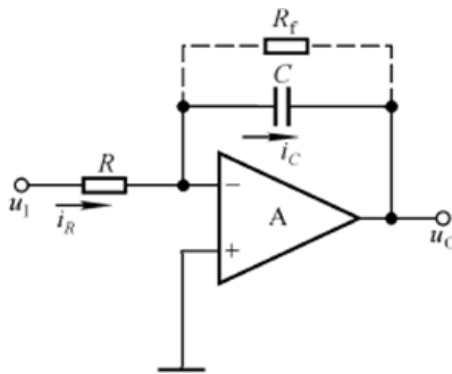


图 3.3.2 积分器实验电路

### 3. 设计方法

#### 1) 积分时间常数 $\tau$

对于理想积分器，当输入在  $t_1$  和  $t_2$  间是常量  $U$  时，可以得到此时输出电压的表达式

$$u_o = -\frac{U}{RC}(t_2 - t_1) + u_o(t_1) \quad (2.3.3)$$

即输出和输入呈线性关系。根据这个特性可以实现方波到三角波的变换。如果给积分器输入如图所示的方波，且假设起始时刻电容电压为 0，则方波在高低电平转换过程中，积分器输出线性减小和线性增加，就会得到三角波。

但是，运放的输出电压是有最大输出电压（饱和输出电压）限制的，如果积分时间常数过小，那么输出将会过早进入饱和，如图 3.3.3 的  $u_{o1}$  曲线所示，但如果积分时间常数过大，输出电压幅度又比较低，如图 3.3.3 的  $u_{o2}$  曲线所示。所以需要设计合适的积分时间常数值。

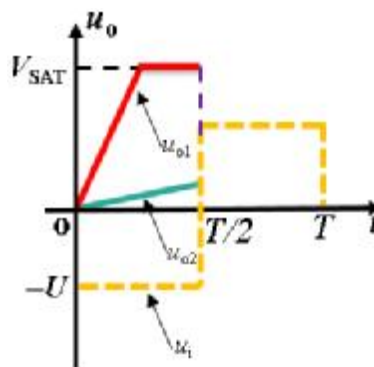


图 3.3.3 积分时常数影响积分输出波形

设积分时间常数  $\tau = RC$ ，输入方波的周期为  $T$ ，幅度为  $-U$  到  $U$ ，集成运放的最大输出电压范围为  $\pm V_{SAT}$ ，有：

$$u_o\left(\frac{T}{2}\right) = -\frac{-U}{\tau} \cdot \frac{T}{2} \leq V_{SAT} \quad (2.3.4)$$

可确定积分时间常数的最小值 $t_{\min}$ :

$$\tau_{\min} = \frac{U}{V_{\text{SAT}}} \cdot \frac{T}{2} \quad (2.3.5)$$

设计时, 选择积分时间常数 $t > t_{\min}$ , 但 $t$ 值过大, 在有限的积分时间内, 输出电压值很低, 所以 $t$ 值也不需要取很大。

## 2) 确定 $R$ 、 $C$ 及 $R_f$ 值

确定电路 $t$ 值后, 可进一步确定  $R$ 、 $C$  及  $R_f$  的取值。为减小漂移和非线性误差, 电容  $C$  的值应该取得大些, 但反相积分器的输入电阻等于  $R$ , 电容  $C$  的取值大, 那么给定 $t$ 值下的  $R$  就小, 这会带来负载匹配方面的问题。所以应该在满足积分器输入电阻的要求下, 选择大电容。但是, 由于泄漏电流, 介质吸收等问题, 一般的大容量的电解电容也不适合用在积分器中, 所以实际设计时, 常综合考虑输入电阻和电容  $C$  的大小, 选择合适的电容后再确定电阻值  $R$ 。

为确保电流主要对电容进行充放电,  $R_f$  电阻值要远远大于此时电容  $C$  的容抗, 所以需要计算输入信号最低频率处的电容容抗值, 并使  $R_f$  不小于 10 倍的这个容抗值。

$$R_f \geq 10 \cdot \frac{1}{2\pi f C} \quad (2.3.6)$$

## 五、实验内容

### 1. 确定积分时间常数 $t$

电源电压为 $\pm 12\text{V}$ , 积分器输入周期为  $T$ , 幅度为 $\pm U$  的方波, 计算最小积分常数 $t_{\min}$ , 并据此选择适当的积分时间常数 $t$ 。

### 2. 确定 $R$ 、 $C$ 及 $R_f$ 值, 搭建积分器电路

根据积分时间常数 $t$ 确定  $R$ 、 $C$  的取值。根据电容  $C$  的值和输入方波的频率确定  $R_f$  的取值, 并搭建如图 3.3.2 所示的积分器实验电路。

### 3. 观测积分器输入输出波形

用示波器观测输入输出波形, 并在同一坐标上定量记录输入输出电压波形。

## 六、实验报告要求

1. 说明实验原理, 列出设计步骤。
2. 整理测试数据和波形。
3. 分析电阻  $R_f$  的作用。

## 七、思考题

1. 积分器电路中, 如果输入方波频率很低, 则电路将实现什么功能?
2. 分析实际积分器的误差来源。