



## 集成电路学院实验报告

姓 名 : 张乐天 学 号: 221900182

专 业 : 集成电路设计与集成系统 年 级: 2022

课程名称: 模拟电路实验

实验名称: 集成运算放大器特性分析及应用

实验时间: 2023-2024 学年第二学期 实验教室: 科创大厦 2 号实验室

实验成绩: \_\_\_\_\_ 指导教师: 田静

评阅意见:

评阅教师签字:

## 1 实验目的

- 1) 熟悉运算放大器芯片的使用；
- 2) 学习有源 RC 放大电路的构建，分析其频率特性并验证增益-带宽积为定值的规律；
- 3) 使用运算放大器搭建波形发生器，并分析运放在波形发生器中的使用；
- 4) 使用运算放大器搭建有源 RC 二阶滤波器，分析其参数与性能。

## 2 实验仪器与主要器材

仪器：

双踪示波器：RIGOL DS2302A

万用表：RIGOL DM3058E

函数发生器：RIGOL DG2102

电源：RIGOL DP832

硬件：

模拟电路综合实验箱（运算放大器电路）

UA741CP

导线若干

软件：

NI Multisim 14.3 (Education Edition)

## 3 实验原理

利用集成运算放大器 UA741CP 搭建运放电路，通常需要使其工作在中频带。由于引入的反馈以负反馈为主（波形发生器中为正反馈），且芯片本身增益极高，可达 100dB，因此基本可将实际运算放大器视作理想运放。在考虑频率特性时，可随后引入上限频率，结合负反馈电路形式做频率分析。

### 3.1 运算放大器

通常，集成运算放大器是高输入电阻、高电压放大倍数、低输出电阻的放大器。它由多个功能不同的放大单元电路级连组成。根据级连位置，可将之分为输入级、中间级与输出级三个部分，分别实现差分放大、电压放大与功率放大。

本部分实验所使用的是由德州仪器所生产的 UA741CP，内部原理图如图 1 所示。从原理

图可以看出，该芯片由 22 个晶体管、11 个电阻、1 个电容和 1 个电容组成<sup>[1]</sup>，与理论课所学习的 LM741 芯片结构相似。该芯片的电压增益  $A_v$  可达到 400000，即 106 dB。

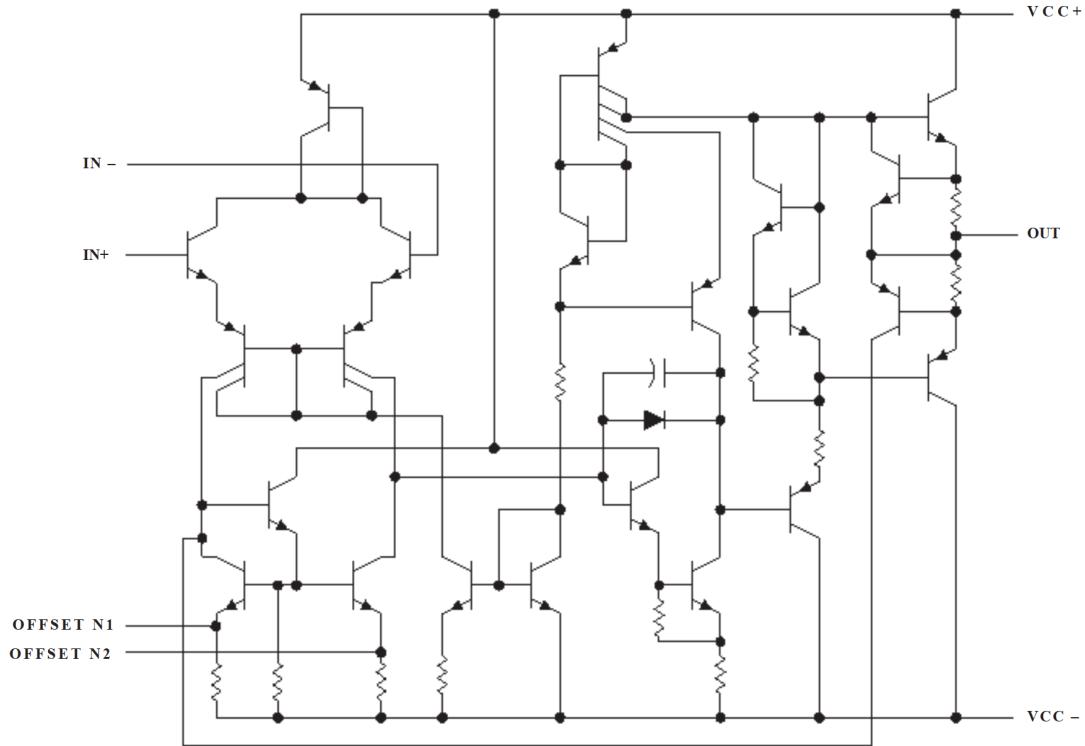


图 1 芯片 UA741CP 原理图

### 3.1.1 理想运算放大器

结合运放增益高的特性，同时为了使得分析简单，经常将运放理想化。理想运算放大器的模型如图 2 所示。

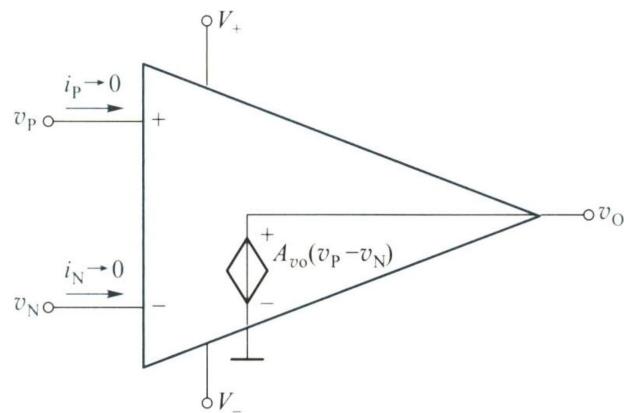


图 2 理想运算放大器模型

理想运放中，输入阻抗  $R_i$ 、共模抑制比  $K_{CMR}$ 、开环差模电压增益  $A_{vo}$  等均趋于无穷大，而输出电阻  $R_o$ 、失调电压、失调电流、共模电压增益  $A_{ic}$  等趋于 0。实际运放工作时，由于工作

在线性区并且引入深度负反馈，可以近似满足上述条件，因此可以简化分析。

### 3.1.2 运算放大器的频率特性

运算放大器被认为是线性电路，其系统函数若表示为

$$H(j\omega) = |H(j\omega)| e^{j\varphi(\omega)}$$

则对于输入

$$x(t) = X_0 \sin(\omega_0 t + \varphi_0)$$

有输出

$$y(t) = |H(j\omega_0)| X_0 \sin(\omega_0 t + \varphi_0 + \varphi(\omega_0))$$

其中， $|H(j\omega)|$ 为幅频特性，即为增益随频率变化的特性， $\varphi(\omega)$ 为相频特性。

因此，一般选取输入 $x(t)$ 为标准正弦波，从而分析运放的频率特性。所用芯片 $A_{vo}$ 的幅频特性曲线可在手册<sup>[1]</sup>中查阅，如图 3 所示。

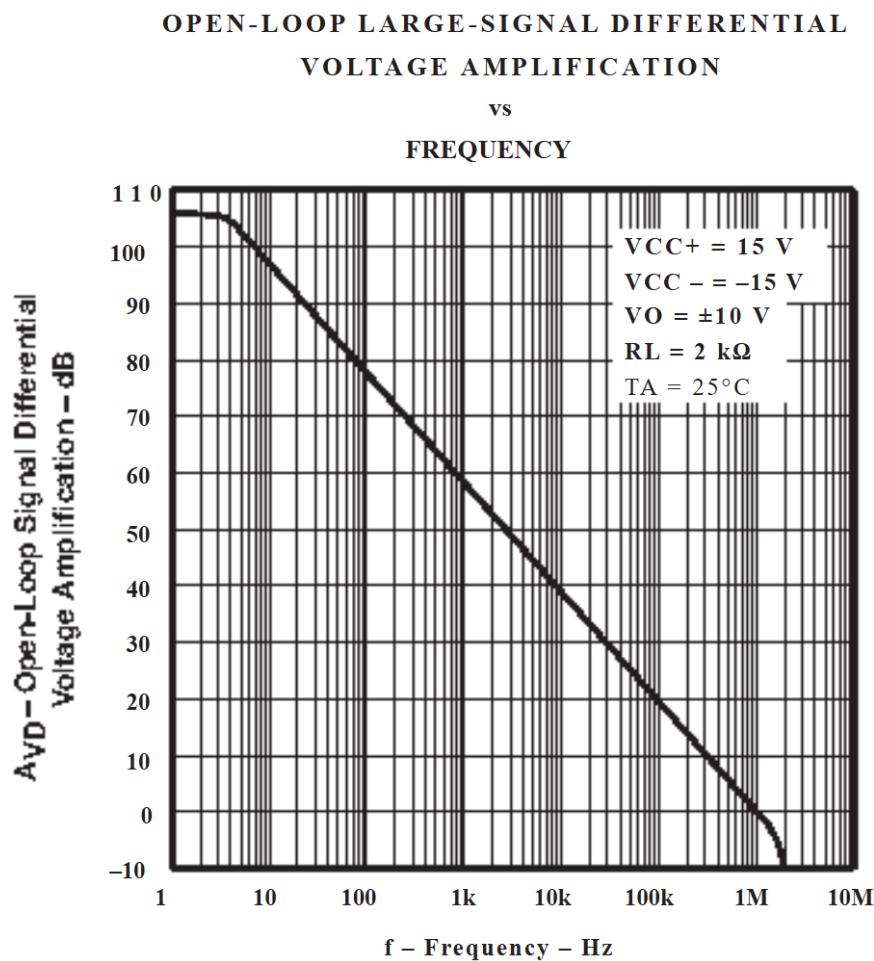


图 3  $A_{vo}$ 的幅频特性

在 Multisim 中仿真可以得到幅频特性与相频特性如图 4 所示，其中供电电压为 $\pm 12\text{ V}$ 。

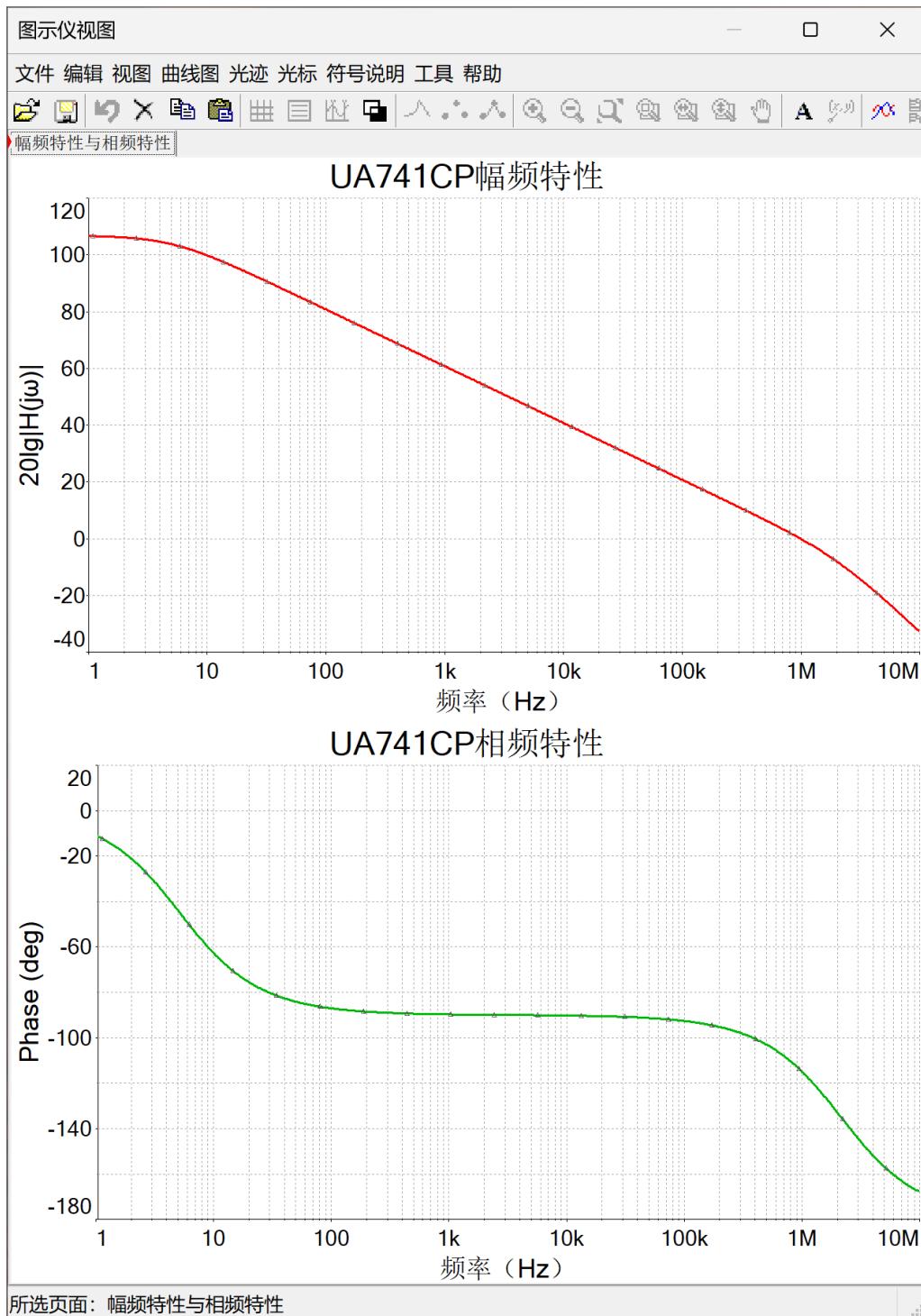


图 4 芯片幅频特性

可以估算出该芯片的增益-带宽积在 0.6~1 MHz 范围内。

### 3.2 负反馈下运放电路的频率特性

由于所使用集成运放开环增益 $A_v$ 极高，故引入反馈后，基本能够满足 $|1 + AF| \gg 1$ ，因此

可以认为

$$A_f = \frac{A}{1+AF} \approx \frac{1}{F}$$

说明深度负反馈下，闭环增益几乎取决于反馈系数，而与开环增益具体数值无关。当然，拉氏域下这里写法依然成立。

对于基本放大电路，高频响应可以表示为

$$\dot{A}_H = \frac{\dot{A}_M}{1 + j\frac{f}{f_H}}$$

那么引入负反馈后，高频响应变化为下式（拉氏域写法）

$$\begin{aligned} A(s) &= \frac{A_M \frac{1}{1 + \frac{s}{f_H}}}{1 + \frac{A_M}{1 + \frac{s}{f_H}} F(s)} = \frac{A_M}{(1 + A_M F(s))} \cdot \frac{1}{1 + \frac{s}{(1 + A_M F(s)) f_H}} \\ &\approx \frac{1}{F(s)} \cdot \frac{1}{1 + \frac{s}{(1 + A_M F(s)) f_H}} \simeq A_{Mf} \cdot \frac{1}{1 + \frac{s}{f_{Hf}}} \end{aligned}$$

即当反馈网络 $F(s)$ 为正常数 $F_0$ ，即代表为电阻网络时，有 $A_{Mf} = A_M / (1 + A_M F_0) \approx 1/F_0$ ，而上限频率扩大为 $f_{Hf} = (1 + A_M F_0) f_H$ 。不难发现，增益带宽积仍为 $A_M f_H$ 不变。

### 3.2.1 同相放大电路

同相放大电路如图 5 所示，为电压串联负反馈放大电路，闭环增益为电压增益。

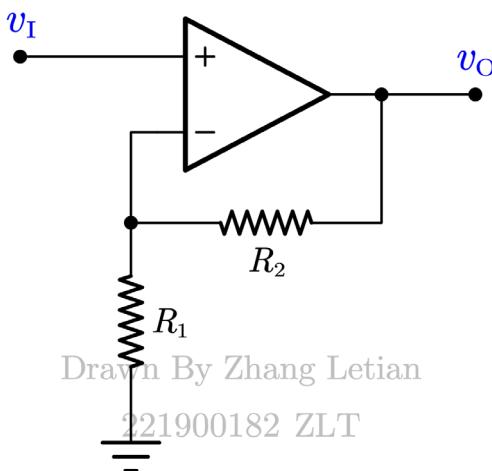


图 5 同相放大电路

不难发现其反馈网络为纯电阻网络，反馈系数 $F_v = R_1 / (R_1 + R_2)$ 。

在 Multisim 中仿真，可以得到幅频特性如图 6 所示。为了方便比较增益带宽积，将图 4

中相频特性曲线重新绘制在图 6 中。

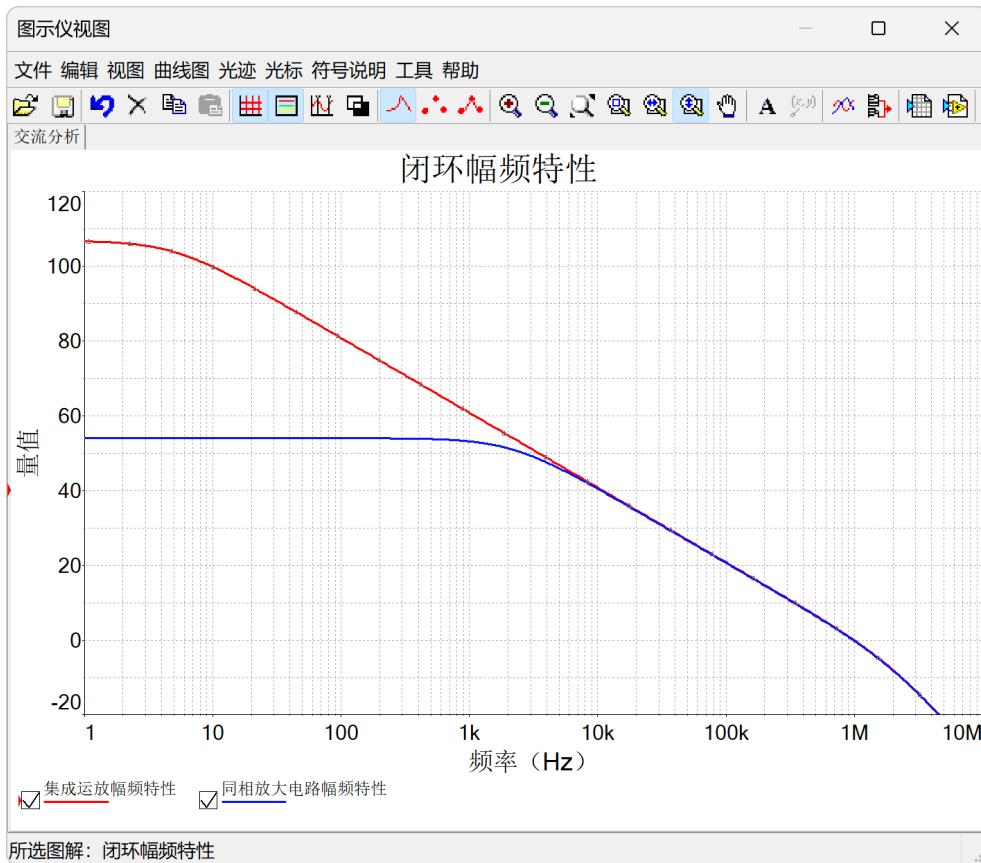


图 6 闭环幅频特性曲线

可以发现，在 $10\text{kHz}$ 到 $1\text{MHz}$ 区间内，开环与闭环幅频特性曲线重合。

### 3.2.2 反相放大电路

反相放大电路如图 7 所示，为电压并联负反馈放大电路，闭环增益为互阻增益。

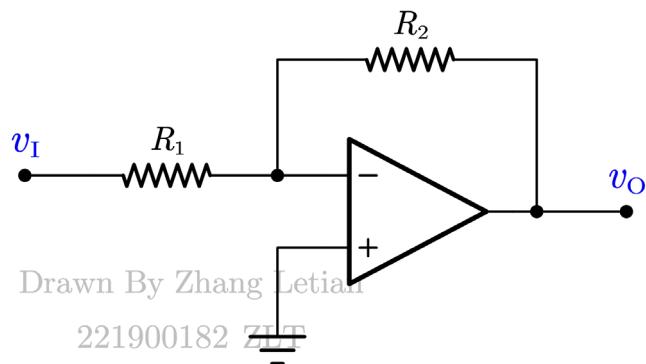


图 7 反相放大电路

其反馈网络仍为纯电阻网络，反馈系数 $F_g = 1/R_2$ ，计算得到中频电压增益为

$$A_{vM} = \frac{v_O}{v_I} = -\frac{v_O}{-i_I R_1} = -\frac{1}{F_g R_1} = -\frac{R_2}{R_1}$$

当然，该电路仍满足增益-带宽积为常数，幅频特性曲线与同相放大电路相似。

### 3.2.3 一阶低通滤波器

利用运放可构建如图 8 所示一阶低通滤波器，结构上与图 7 所示反相放大电路相似，但  $R_2$  两端并联一反馈电容  $C$ 。由于引入的仍是电压并联负反馈，因此闭环增益为互阻增益。

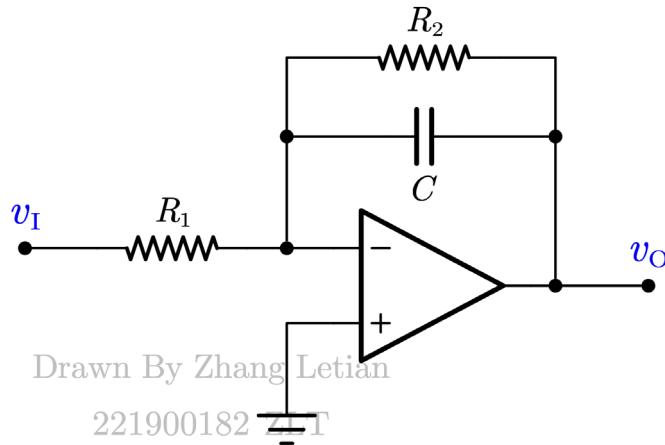


图 8 一阶低通滤波器

此时，反馈网络是频率的函数，即有

$$F_g(s) = \frac{1}{R_2 + \frac{1}{sC}} = \frac{sC}{sRC + 1}$$

不难得到电压增益如下。其中， $A_M$  为闭环互阻增益。

$$\begin{aligned} A_v(s) &= -\frac{1}{R_1} \cdot \frac{A(s)}{1 + A(s)F(s)} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{A_M f_H}{R_2(s + f_H) + A_M f_H(sR_2C + 1)} \\ &\approx -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{sR_2C + 1} \quad \left( |s| \ll \frac{A_M f_H}{R_2} \right) \end{aligned}$$

该式表明，在低频情况下，电路实现了一阶的低通滤波，并且滤波参数与集成运放本身无关。

在 Multisim 中仿真可以得到幅频特性曲线如图 9 所示，可以发现，截止频率很低，取决于电路参数  $R_2C$ 。

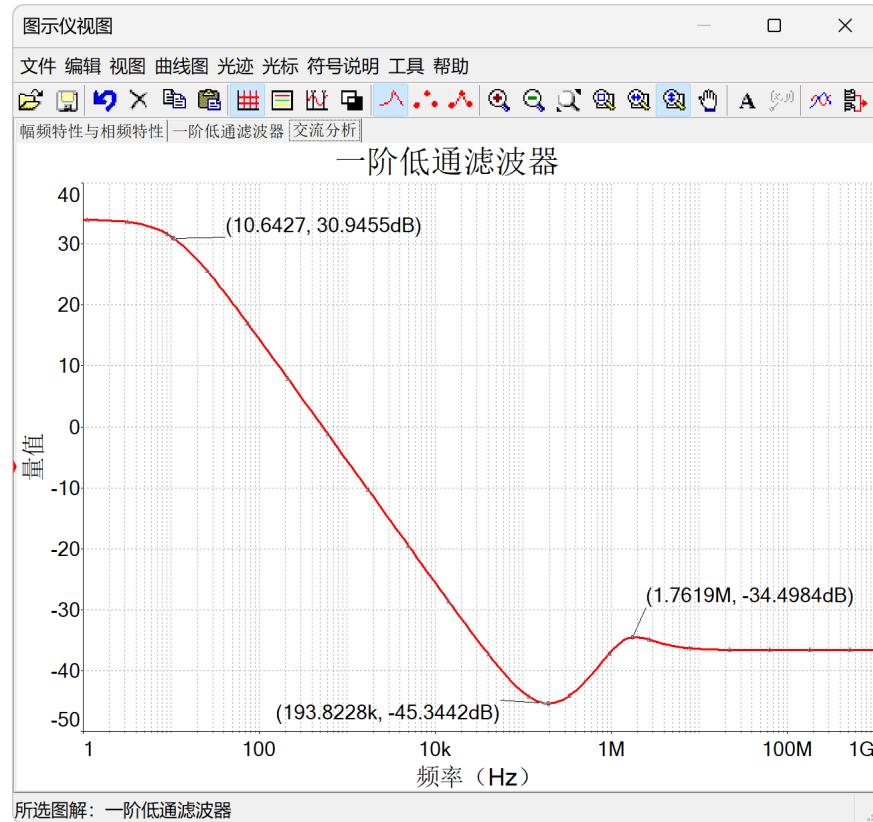


图 9 一阶低通滤波器幅频特性

### 3.3 波形发生电路

利用集成运放构成非正弦波信号发生器时，运放一般工作在饱和区，仍可定义对应的反馈系数 $F$ 。但是，此时“虚短”不再成立，但“虚断”仍成立。

对于正弦信号发生器，引入的仍是正反馈，但工作在线性区，即仍为“放大电路”，因此仍然可以使用“虚短虚断”分析。

#### 3.3.1 方波发生器

利用集成运放可构建如图 10 所示的方波发生器。由于方波包含多个谐波，因此又将方波发生器称为多谐振荡器<sup>[2]</sup>。

方波发生器是在迟滞比较器（可以认为是施密特触发器，由运放及 $R_1$ 、 $R_2$ 组成）的基础上，增加了一个积分电路，通过把输出电压经 $R_4 + R_p$ 、 $C$ 反馈到运算放大器的反相端<sup>[2]</sup>，使得电路保持振荡。显然，电路的反馈系数 $F \approx R_1/(R_2 + R_1)$ 。为了方便表述，记为波形输出端连接运放输入端的电阻网络为 $R_f$ （下同），这里有 $R_f = R_4 + R_p$ 。

设输出电压偏于正饱和值，即 $v_o = +V_Z$ 时，加到运放同相端的电压为 $+FV_Z$ ，而加于反

相端的电压 $v_C$ 不能突变，只能由输出电压 $v_O$ 通过电阻 $R_f$ 按指数规律向电容 $C$ 充电来建立，充电电流 $i^+$ 方向如图 10 所示。当加到反相端的电压 $v_C$ 略大于 $+FV_Z$ 时，输出电压便立即从正饱和值 $+V_Z$ 迅速翻转到负饱和值 $-V_Z$ ，而 $-V_Z$ 又通过 $R_f$ 向 $C$ 反向充放电，充电电流 $i^-$ 为图中标注方向。当反相端的电压 $v_C$ 略小于 $-FV_Z$ 时时，输出状态再翻转回来。如此循环不已，实现方波输出。

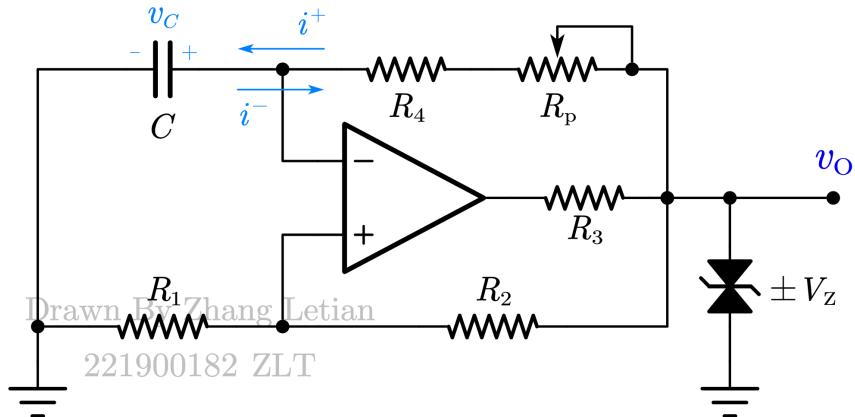


图 10 方波发生器电路

可以绘制相关波形图如下。

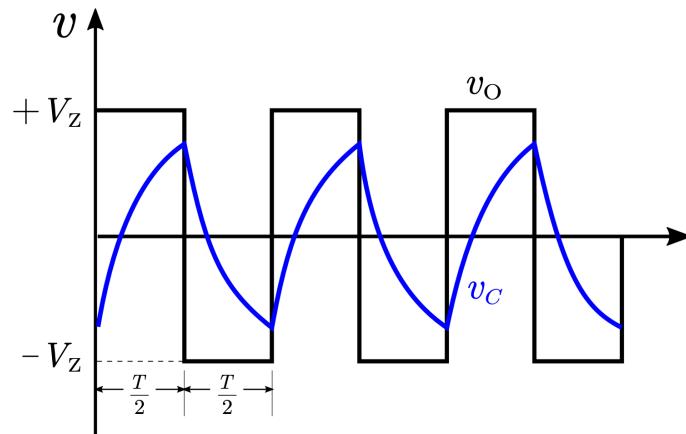


图 11 方波发生器波形

因此结合对称性，不难得出，在一个周期 $T$ 内 $v_C$ 的波形为

$$v_C(t) = \begin{cases} V_Z \left[ 1 - (1+F)e^{-\frac{t}{R_f C}} \right] & \left( 0 \leq t \leq \frac{T}{2} \right) \\ -V_Z \left[ 1 - (1+F)e^{-\frac{t-\frac{T}{2}}{R_f C}} \right] & \left( \frac{T}{2} \leq t \leq T \right) \end{cases}$$

考虑到电容电压 $v_C(\frac{T}{2})$ 处不会发生突变，故有

$$v_C \left( \frac{T}{2} \right) = V_Z \left[ 1 - (1 + F) e^{-\frac{T}{2R_f C}} \right] = FV_Z$$

不难解出，方波的周期

$$T = 2R_f C \ln \frac{1+F}{1-F} = 2R_f C \ln \left( 1 + 2 \frac{R_1}{R_2} \right)$$

### 3.3.2 矩形波发生器

图 11 所示的波形是对称方波，其占空比(高电平的持续时间与振荡周期的比)为  $q = 50\%$ 。这是因为积分电路中，电容正反向充电时速度相同，即  $R_f$  相同（电容不变）。

若需获得占空比  $q \neq 50\%$  的矩形波，则需要让电容正反向充电的速度不一致，那么可以将  $R_f$  替换为如图 12 所示由二极管和电阻构成的非对称反馈网络，电流流向以及在图中标注。

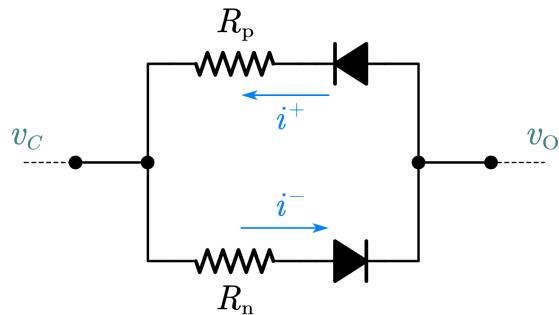


图 12 非对称反馈网络

矩形波具体电路实现如下所示。

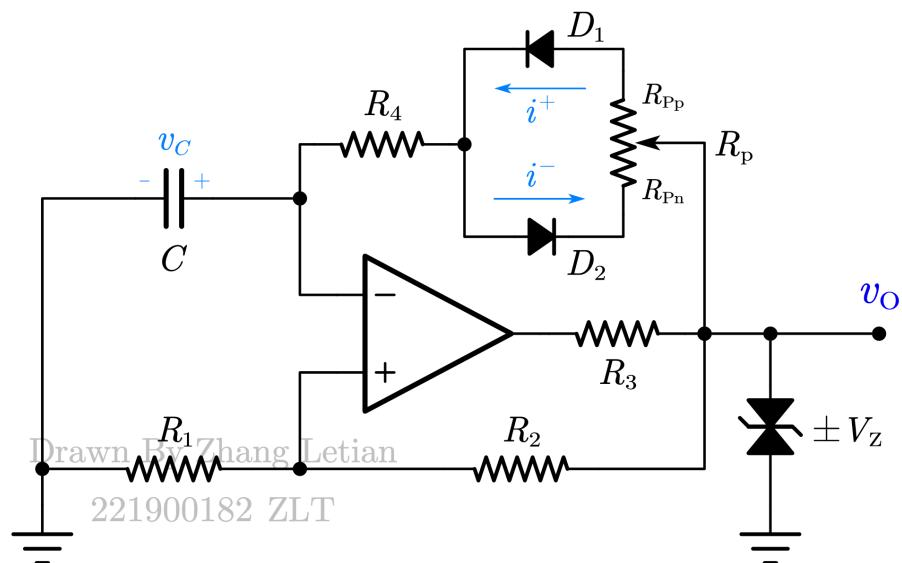


图 13 矩形波发生器电路

忽略二极管门坎电压<sup>[2]</sup>（相关分析见附录 A），不难得到占空比 $q$ 与周期 $T$ 为

$$q = \frac{R_{P_p} + R_4}{R_p + 2R_4}$$

$$T = (R_p + 2R_4)C \ln\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)$$

若考虑门坎电压，则占空比会更偏向 50%、周期会变大，具体见 4.2.2。

### 3.3.3 三角波发生器

三角波发生器由一个过零比较器和一个积分器组成<sup>[2]</sup>，电路图如图 14 所示。

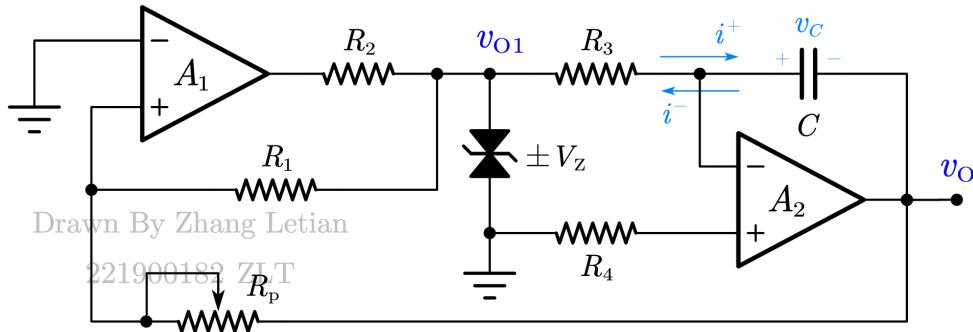


图 14 三角波发生器电路

不难写出 $v_O$ 与 $v_{O1}$ 的关系为

$$v_O(t) = -v_C(t) = -\frac{1}{R_3 C} \int_0^t v_{O1}(\tau) d\tau$$

电路状态翻转的临界条件是运放 $A_1$ 有 $v_{p1} \approx v_{n1} = 0$ ，由此可计算出 $v_O$ 的幅值

$$v_O = -\frac{R_p}{R_1} v_{O1} = \mp \frac{R_p}{R_1} V_z$$

设 $t_0$ 时， $v_{O1}$ 刚好由 $+V_z$ 翻转为 $-V_z$ ，那么在之后的 $T/2$ 时间内， $v_O$ 由 $-\frac{R_p}{R_1} V_z$ 增加至 $+\frac{R_p}{R_1} V_z$

则有

$$v_O\left(t_0 + \frac{T}{2}\right) = v_O(t_0) - \frac{1}{R_3 C} \int_{t_0}^{t_0 + \frac{T}{2}} -V_z d\tau = -\frac{R_p}{R_1} V_z + \frac{V_z T}{2R_3 C} = +\frac{R_p}{R_1} V_z$$

得到周期

$$T = \frac{4R_3 R_p C}{R_1}$$

可绘制波形图如图 15 所示。

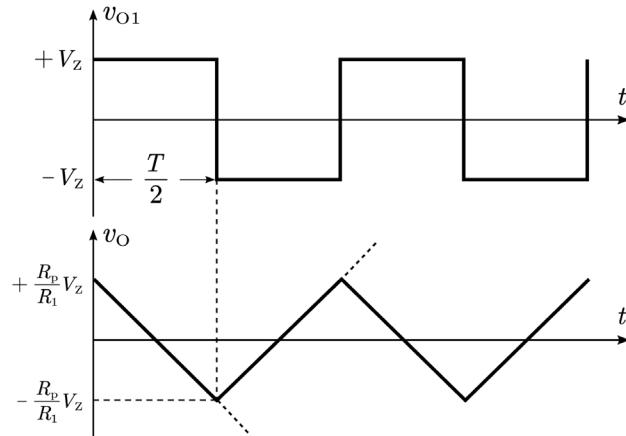


图 15 三角波发生器波形

### 3.3.4 锯齿波发生器

图 15 所示波形上升时间和下降时间相同，这是因为电容  $C$  的正向与反向充电时间常数相等，均使用了网络  $R_f = R_3$ 。将  $R_3$  用图 12 所示网络代替（电流参考方向不同），便可得到  $v_o$  上升持续时间和下降持续时间不同的锯齿波。具体实现电路如图 16 所示。

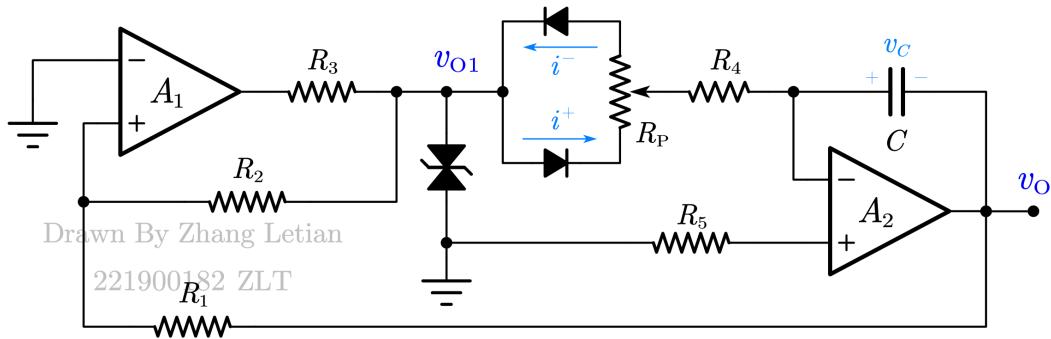


图 16 锯齿波发生器电路

忽略二极管门坎电压，可以计算其周期与幅值为

$$T = \frac{2(R_p + 2R_4)R_1C}{R_2}$$

$$V_{O_m} = \frac{R_1}{R_2}V_Z$$

### 3.3.5 正弦波发生器

$RC$  正弦波振荡电路有桥式、移相式等多种结构，这里采用桥式电路（常称为文氏电桥振荡电路），电路图如图 17 所示。

桥式电路由上半部分放大电路与下半部分选频网络构成<sup>[2]</sup>。放大电路中，引入了负反馈，

负反馈网络中含有二极管，使得电路具有自动调节的能力。选频网络引入了正反馈，用于电路起振。

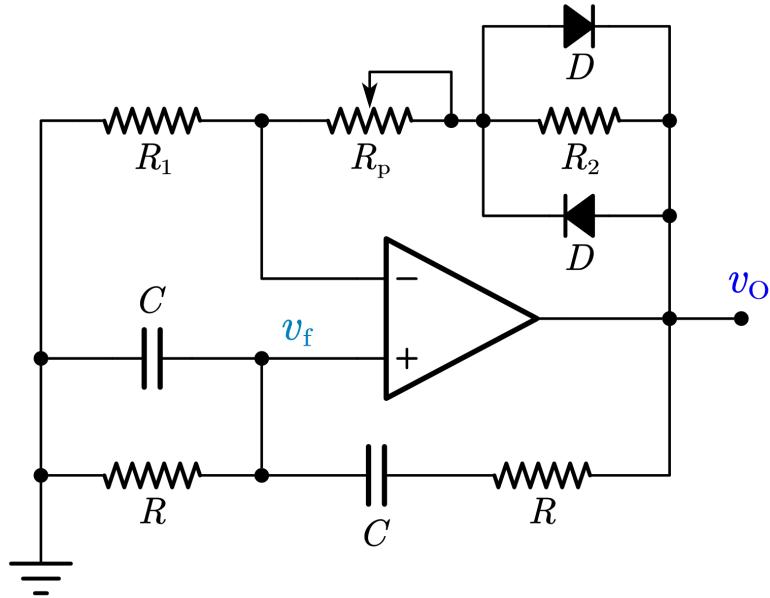


图 17 正弦波发生器电路

令  $\omega_0 = 1/RC$ ，可计算得到反馈网络反馈系数（相量表示）为

$$\dot{F}_v = \frac{\dot{V}_f}{\dot{V}_o} = \frac{1}{3 + j\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)}$$

因此这是一个无源带通滤波网络，其中心频率为  $\omega_0$ 。

结合放大电路放大系数

$$\dot{A}_v = 1 + \frac{R_{eq} + R_p}{R_1}$$

（其中  $R_{eq}$  为二极管与电阻  $R_2$  并联后的等效电阻）可以得到起振条件

$$|\dot{A}_v(j\omega_0) \dot{F}_v(j\omega_0)| \geq 1$$

即

$$R_{eq} + R_2 \geq 2R_1$$

临界时， $A_v = 3$ ,  $\dot{F}_v = 1/3$ , 正反馈信号  $v_f$  与输出  $v_o$  无相位差，恰好实现振荡。

在本电路中，起振瞬间，输出正弦波的幅值较小，其在电阻  $R_2$  上的分压  $V_{R_2}$  小于二极管的开启电压  $V_{th}$ ，二极管不起作用，即此时  $R_{eq} = R_2$ 。这时同相放大器的放大倍数  $A_v$  大于 3，输

出电压波形的幅值不断增大。随着输出电压波形的幅值不断增大，当  $V_{R_2} = V_{th}$  时，二极管导通， $R_{eq}$  减小，最终平衡于  $A_v = 3$ ，电路输出稳定的正弦波。

### 3.4 二阶有源滤波器

为了在幅频响应的过渡带内获得更快的衰减速度，需要采用与 3.2.3 不相同的高阶滤波器，一般由一阶、二阶滤波器级联构成。

滤波器的阶数体现在传递函数  $A(s)$  上。一般地，二阶滤波器传递函数可写成

$$A(s) = \frac{K_1(s)}{K_2(s)} \quad (K_{1,2} \in \mathbb{R}[s]_3)$$

其中， $K_1 \neq 0$ ， $K_2 \notin \mathbb{R}[s]_2$ ， $\mathbb{R}[s]_n$  为数域  $\mathbb{R}$  上所有次数小于等于  $n - 1$  的一元多项式构成的线性空间。

这里，均采用压控电压源（VCVS）型二阶滤波电路<sup>[2]</sup>，电路框图如下所示，具体实现电路见 4.3。

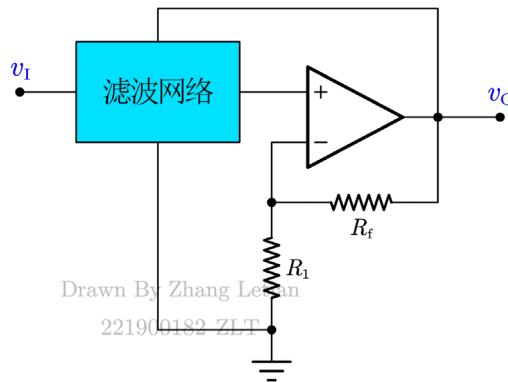


图 18 VCVS 型二阶滤波电路

四种滤波电路频响特性列于表 1 中。

表 1 二阶滤波电路频响特性

功能	频响特性	功能	频响特性
低通	$\dot{A}_{lp}(j\omega) = \frac{A_0}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2 + j\frac{1}{Q}\frac{\omega}{\omega_c}}$	带通	$\dot{A}_{bp}(j\omega) = \frac{A_0}{1 + jQ\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)}$
高通	$\dot{A}_{hp}(j\omega) = \frac{A_0}{1 - \left(\frac{\omega_c}{\omega}\right)^2 - j\frac{1}{Q}\frac{\omega_c}{\omega}}$	带阻	$\dot{A}_{bs}(j\omega) = A_0 - \frac{A_0}{1 + jQ\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)}$

这里并未写出传递函数  $A(s)$ ，是因为频响特性更能反映出电路的性能与效果。

## 4 实验过程

### 4.1 运放电路的频率特性

#### 4.1.1 同相放大电路

按照图 5 搭建电路，取  $R_1 = 10\text{k}\Omega$ ,  $R_2$  取  $10\text{k}\Omega$  与  $100\text{k}\Omega$  两个值，则反馈系数  $F_v$  分别为  $1/2$ 、 $1/11$ ，故  $A_{vM}$  分别为  $2$ 、 $11$ 。结合

$$20\lg\left|\frac{\dot{A}_v}{\dot{A}_{vM}}\right| = 20\lg\left|\frac{V_o}{V_{oM}}\right|$$

并取输入正弦信号  $V_{PP} = 1\text{V}$ ，可以测算幅频特性如表 2 所示。

表 2 同相放大电路幅频特性

20lg  $\dot{A}_v/\dot{A}_{vM}$   (dB)			0	-3	-6	-10	-13	-16	-20
$f$	MHz	$R_2 = 10\text{k}\Omega$	$0 \sim 0.17$	0.4	0.6	1.05	1.43	2.02	3.12
	kHz	$R_2 = 100\text{k}\Omega$	$0 \sim 20$	65	105	170	242	348	550

结合  $A_{vM}$  的值，可绘制相应的幅频特性曲线。为了方便对比，将两曲线绘制在一张图中，如图 19 所示。

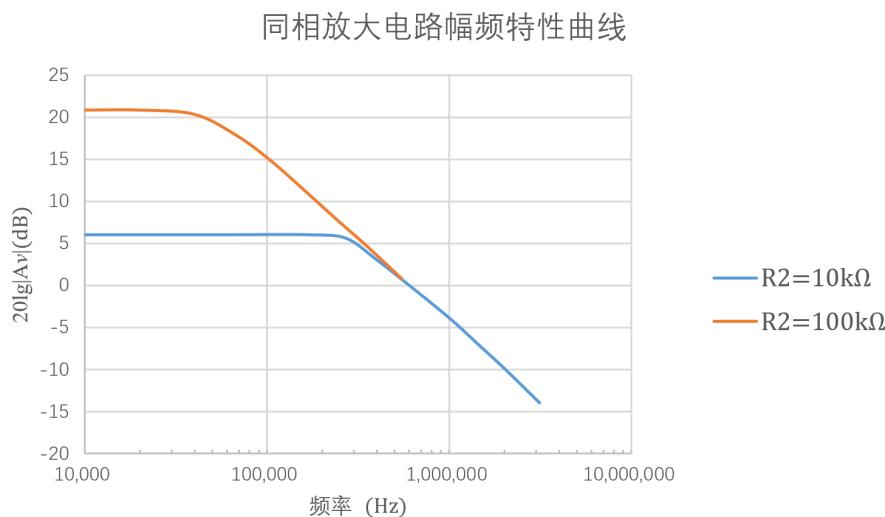


图 19 同相放大电路幅频特性曲线

图中可以看到，放大倍数降低，带宽增加，且波形与图 6 所示相同，即满足增益-带宽积为定值，约为  $55000\text{Hz}$ 。这与芯片数据手册中所标定的值有一定偏差，但在误差允许范围内。

同时，可以看到，曲线沿  $-20\text{ dB/dec}$  下降，这符合芯片传输函数在频率超过第一个极点后的特性。

#### 4.1.2 反相放大电路

按照图 7 搭建电路，取  $R_1 = 10\text{k}\Omega$ ,  $R_2$  取  $10\text{k}\Omega$  与  $100\text{k}\Omega$  两个值，则  $A_{vM}$  分别为 -1、-10。结合

$$20\lg \left| \frac{\dot{A}_v}{\dot{A}_{vM}} \right| = 20\lg \left| \frac{V_o}{V_{oM}} \right|$$

并取输入正弦信号  $V_{PP} = 1\text{V}$ ，可以测算幅频特性如表 3 所示。

表 3 反相放大电路幅频特性

20lg  $\dot{A}_v/\dot{A}_{vM}$   (dB)			0	-3	-6	-10	-13	-16	-20
$f$	MHz	$R_2 = 10\text{k}\Omega$	0 ~ 0.1	0.49	0.78	1.27	1.70	2.27	3.15
	kHz	$R_2 = 100\text{k}\Omega$	0 ~ 12	60	104	177	251	354	562

结合  $A_{vM}$  的值，可绘制相应的幅频特性曲线。为了方便对比，将两曲线绘制在一张图中，如图 20 所示。

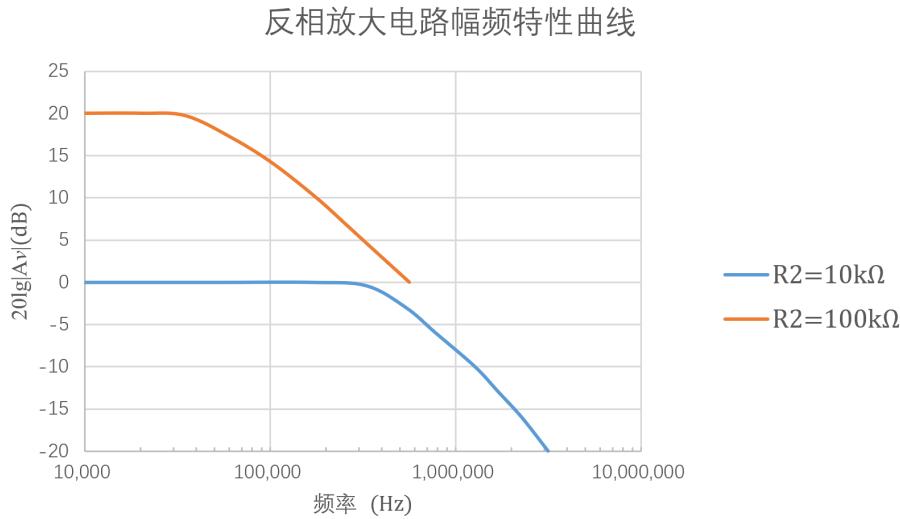


图 20 反相放大电路幅频特性曲线

图中仍可以看到，放大倍数降低，带宽增加，且波形与图 6 所示相同，即满足增益-带宽积为定值，约为  $350000\text{Hz}$ 。这与芯片数据手册中所标定的值有一定偏差，但在误差允许范围内。

同时，仍可以看到，曲线沿  $-20\text{ dB/dec}$  下降，这符合芯片传输函数在频率超过第一个极点后的特性。

#### 4.1.3 一阶低通滤波器

按照图 8 搭建电路，取  $R_1 = 10\text{k}\Omega$ 、 $R_2 = 100\text{k}\Omega$  以及  $C = 100\text{nF}$ 。根据 3.2.3 中分析，在

低频区，截止角频率  $\omega_0 = 1/R_2C$ ，代入数据得到截止频率  $f_0$  约为 16Hz。同时，可以写出频响特性为

$$\dot{A}_v = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + j\frac{\omega}{\omega_0}} = -\frac{10}{1 + j\frac{\omega}{100}}$$

因此，当频率趋于 0 时，应有  $|\dot{A}_{vM}| = 10$ ，但实际测量时，发现信号在 3Hz 附近时，才有  $|\dot{A}_{vM}|$ 。取输入正弦信号  $V_{PP} = 1V$ ，可以测算幅频特性如表 4 所示。

表 4 一阶低通滤波器幅频特性

$20\lg \dot{A}_v/\dot{A}_{vM} $ (dB)	0	-3	-6	-10	-13	-16	-20
$f$ (Hz)	3	18	31	55	79	90	184

可以绘制幅频特性曲线如下。

一阶低通滤波器幅频特性曲线

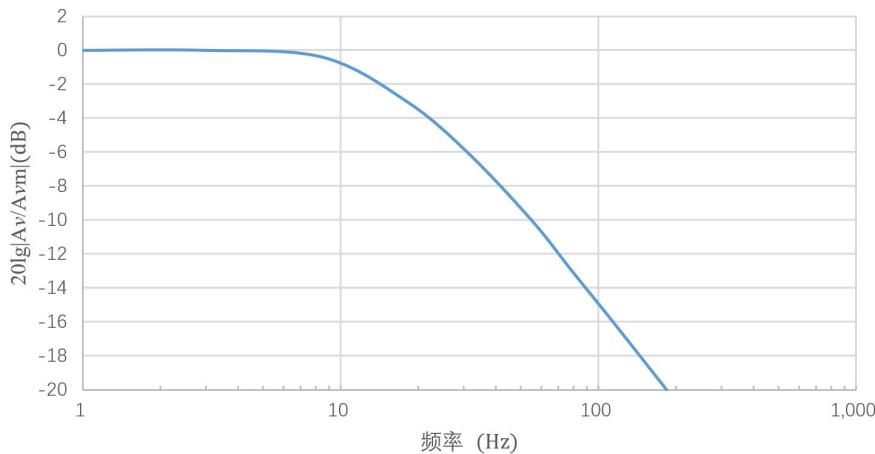


图 21 一阶低通滤波器幅频特性曲线

可以看到，测绘的幅频特性曲线与图 9 相一致。所测得的截止频率在 18Hz，与理论计算有误差。考虑到电容误差以及芯片出现温漂等情况，并且结合幅频特性曲线斜率满足  $-20 \text{ dB/dec}$ ，可以认为这一误差是可以接受的。

## 4.2 波形发生电路

### 4.2.1 方波发生器

按照图 10 搭建电路，取  $C = 0.1\mu\text{F}$ ,  $R_1 = R_2 = R_4 = 10\text{k}\Omega$ ，则反馈系数  $F = 1/2$ 。同时，取  $R_3 = 5.1\text{k}\Omega$  作为限流电阻，防止电流过大烧坏稳压管。

利用示波器观测输出波形与电容电压波形如图 22 所示。

调节电阻  $R_p$ ，记录方波的周期，并与理论计算值一同记录于表 5。

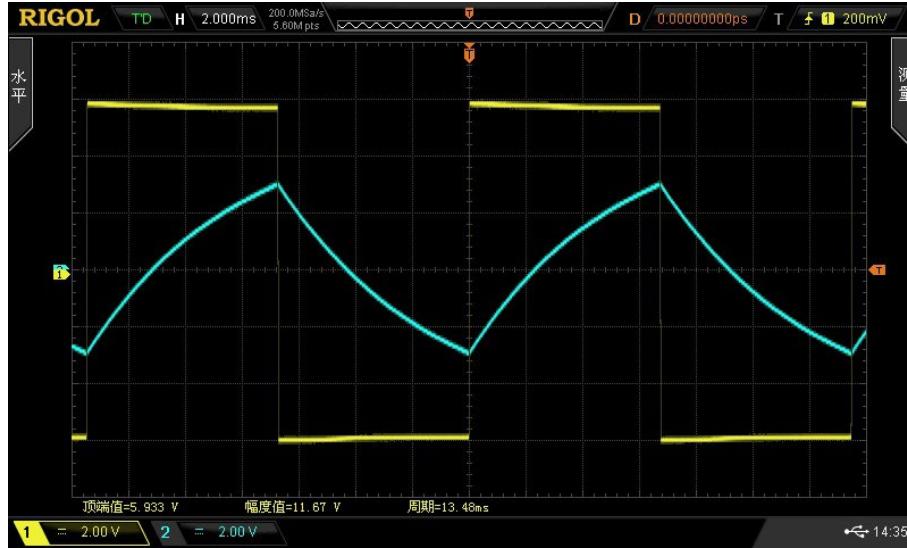
图 22 方波发生器 $v_o$ 与 $v_c$ 波形

表 5 方波发生器周期

$R_p + R_4$ (kΩ)	20	40	60	80	100
T 测量值 (ms)	4.52	9.02	13.48	17.88	22.36
T 理论计算值 (ms)	4.394	8.789	13.18	17.58	21.97
幅度值 (Vpp)	11.64	11.70	11.67	11.66	11.68

可以看出图 22 所示波形与图 11 的示意波形是一致的，且输出方波的顶端值在 5.9V 左右，与稳压管 $V_Z$ 相一致。

将表 5 中周期的测量值与理论计算值绘制于同一图中，如图 23 所示。

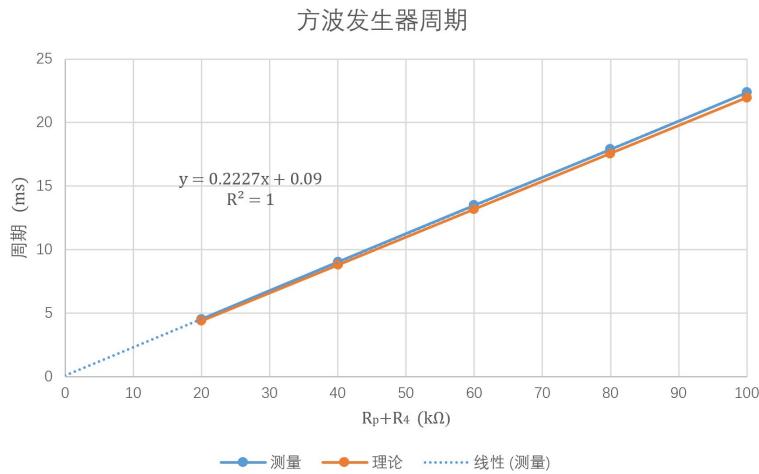


图 23 方波周期线性图像

能够看出很好地周期与反馈电阻符合线性关系，即符合 3.3.1 所推出的

$$T = 2R_f C \ln \frac{1+F}{1-F} = 2R_f C \ln 3 = 0.2197(R_p + R_4)$$

可以看出，斜率误差小于 1%。

#### 4.2.2 矩形波发生器

按照图 13 搭建电路，取  $C = 0.1\mu F$ ,  $R_1 = R_2 = R_4 = 10k\Omega$ , 则反馈系数  $F = 1/2$ 。同时，取  $R_3 = 5.1k\Omega$  作为限流电阻，防止电流过大烧坏稳压管。同时，测量得到  $R_P = 94.6k\Omega$ 。

利用示波器观测输出波形与电容电压波形如图 24 所示。

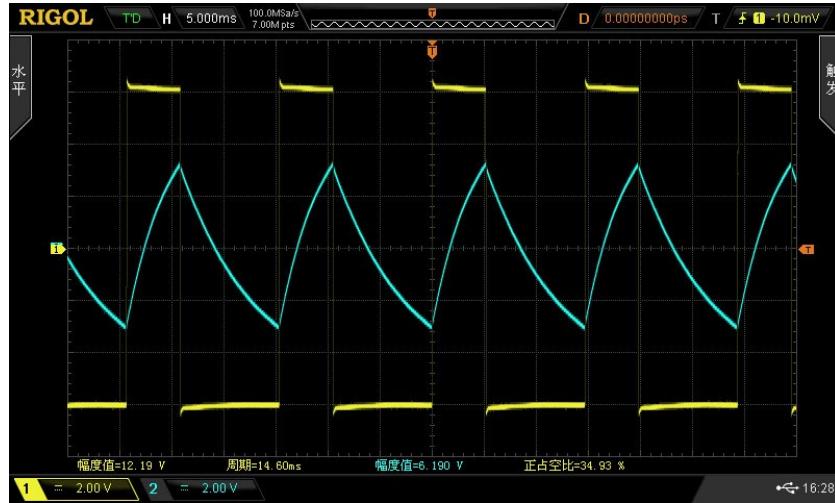


图 24 方波发生器  $v_o$  与  $v_C$  波形

调节电阻  $R_{Pp}$ ，记录方波的周期与占空比等参数，并与理论计算值一同记录于表 6。

表 6 矩形波发生器周期与占空比

$R_{Pp} + R_4$ ( $k\Omega$ )	20	40	60	80	100
T 测量值 (ms)	14.52	14.48	14.52	14.68	14.64
T 理论计算值 (ms)	12.59 (忽略二极管门坎电压)				
q 测量值 (%)	17.63	35.08	51.79	68.66	85.24
q 理论计算值 (%)	17.45	34.90	53.36	69.80	87.26
幅度值 (Vpp)	11.69	11.66	11.65	11.66	11.60

从可以看出，周期比理论计算值大，这是由于二极管存在门坎电压，使得电容充电速度降低导致的。当然，仍可以看到输出方波的顶端值在 5.9V 左右，与稳压管  $V_Z$  相一致。

利用示波器测量得到二极管门坎电压  $V_{th} = 0.5V$ ，因此可将周期理论计算值修正为

$$T = (R_P + 2R_4) \ln \frac{1.5V_Z - V_{th}}{0.5V_Z - V_{th}} \approx 14.02 \text{ ms}$$

这与测量值的误差明显减小。

将表 6 中占空比的测量值与理论计算值绘制于同一图中，如图 25 所示。能够看出，斜率与理论结果  $1/1.146 = 0.873$  相差较小，且占空比偏向 50%。这不难理解，因为存在二极管

的影响。当占空比为 50%时，二极管的影响对充电电流的影响因为对称性而被抵消了，因此此时占空比将是没有误差的，而理论计算得到的占空比不为 50%时，实际将会偏向 50%。

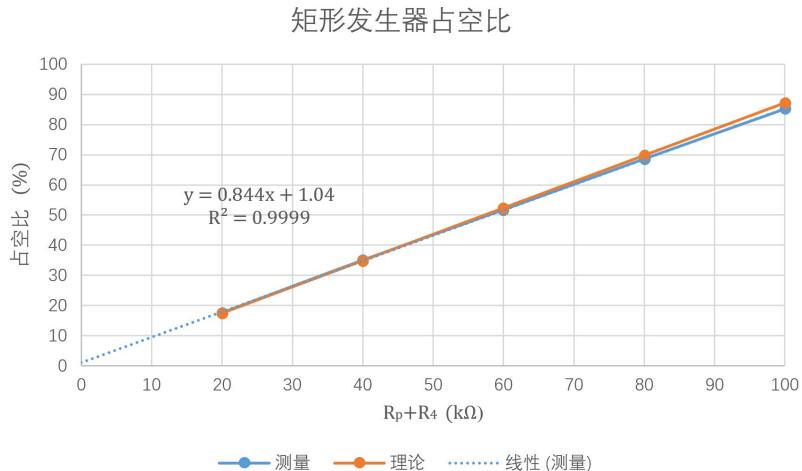


图 25 矩形波发生器占空比图像

#### 4.2.3 三角波发生器

按照图 14 搭建电路，取  $C = 0.2\mu F$ ,  $R_1 = R_3 = R_4 = 10k\Omega$ ,  $R_2$  仍为限流电阻。

取  $R_p = 10k\Omega$ ,  $R_2 = 5.1k\Omega$ , 利用示波器观察  $v_{O1}$  与  $v_O$  的波形如下所示。

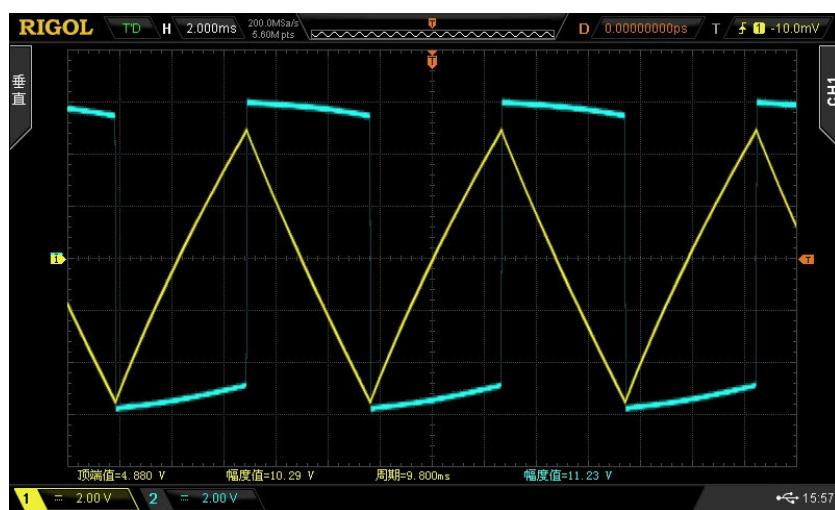
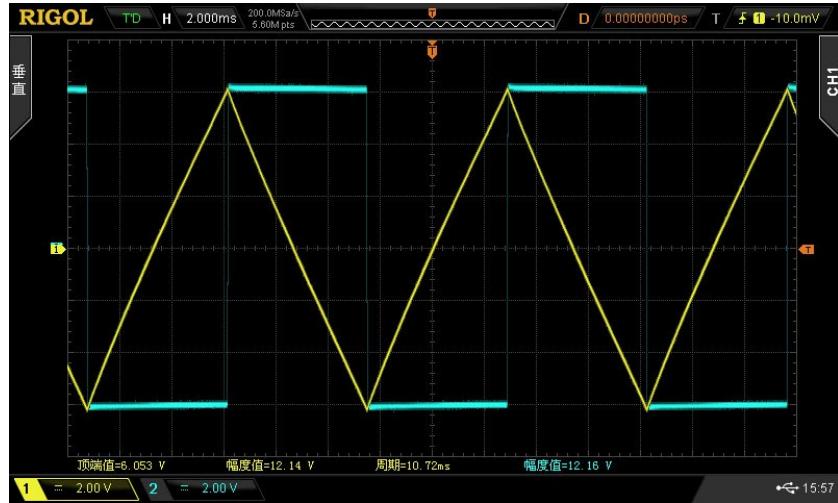


图 26 三角波发生器  $v_{O1}$  与  $v_O$  波形 1

能够看出方波  $v_{O1}$  出现了畸变，因此积分得到的三角波  $v_O$  也有所畸变，这是由于限流电阻过大导致的。调整  $R_2$  为  $100\Omega$ ，可得到如图 27 所示波形，明显看出波形畸变减小。

图 27 三角波发生器 $v_{o1}$ 与 $v_0$ 波形 2

测量得到，三角波的周期约为 10.84ms，这与理论计算值

$$T = \frac{4R_3 R_p C}{R_1} = 8 \text{ ms}$$

有 20%以上的误差。

观察图 27 波形，可知，三角波幅值与稳压管一致，即

$$V_{om} = \frac{R_p}{R_1} V_z = V_z$$

因此 $R_p = R_1$ ，反代回周期公式可知 $T = 4R_3 C$ ，因此，误差会由电容、电阻的值标定不准确导致（这里主要是电容）。此外，该式表明，保证幅值不变时调节 $R_3$ 的值可以改变周期，实际实验操作亦如此。

同时，波形并不是沿示波器 $t = 0$ 呈良好的对称，且可以看到，三角波在一个上升沿或下降沿内，斜率仅有一开始较大（即仍存在畸变），这可能由于运放 $A_2$ 的反相输入端存在滞空的元器件对流过电容的电流造成了影响，使得充电速率并未达到理想情况。

#### 4.2.4 锯齿波发生器

按照图 16 搭建电路，取 $R_1 = R_2 = R_4 = R_5 = 10k\Omega$ ， $C = 0.2\mu F$ ， $R_3$ 为限流电阻，这里仍取 $100\Omega$ 。

调节滑动变阻器 $R_P$ ，改变 $R_{Pp}$ ，测量输出波形 $v_O$ 的上升时间 $\tau_1$ 与下降时间 $\tau_2$ 记录在表 7，并绘制曲线如图 28 所示。

表 7 锯齿波发生器上升时间与下降时间及周期

$R_{P_p}$ (kΩ)	10	30	50	70	90
$\tau_1$ (ms)	11.8	23.7	35.7	47.2	59.1
$\tau_2$ (ms)	56.0	44.5	33.2	21.4	9.5
$T$ (ms)	67.8	68.2	68.9	68.6	68.6

依照表 7 绘制曲线如下。

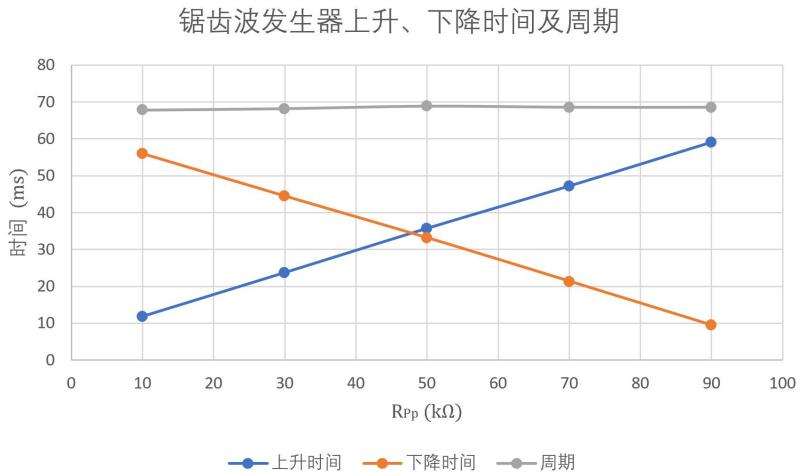


图 28 锯齿波发生器时间参数

从图中可以看到，上升时间与下降时间呈现良好的线性关系，交点在  $47\text{k}\Omega$  附近，这是因为实验中活动变阻器总阻值  $R_P = 94.6\text{k}\Omega$ 。

理论计算得到锯齿波发生器的周期（忽略二极管门坎电压）为

$$T = \frac{2(R_P + 2R_4)R_1C}{R_2} = 48.54 \text{ ms}$$

若考虑二极管压降，周期可修正为

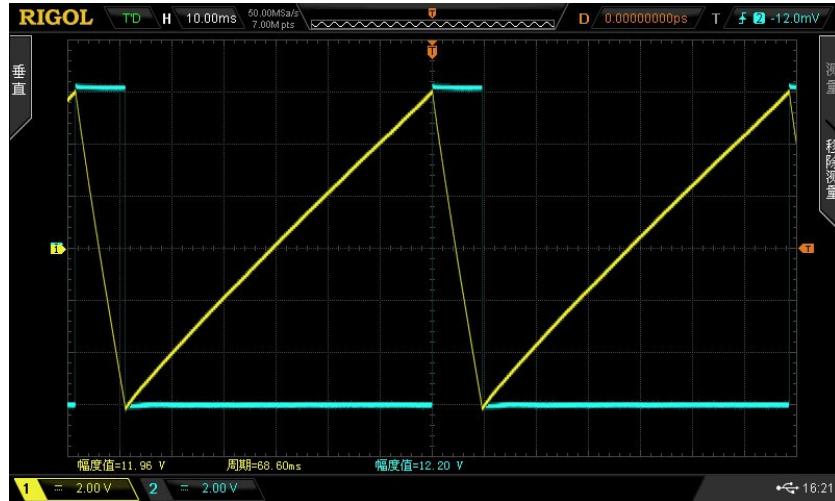
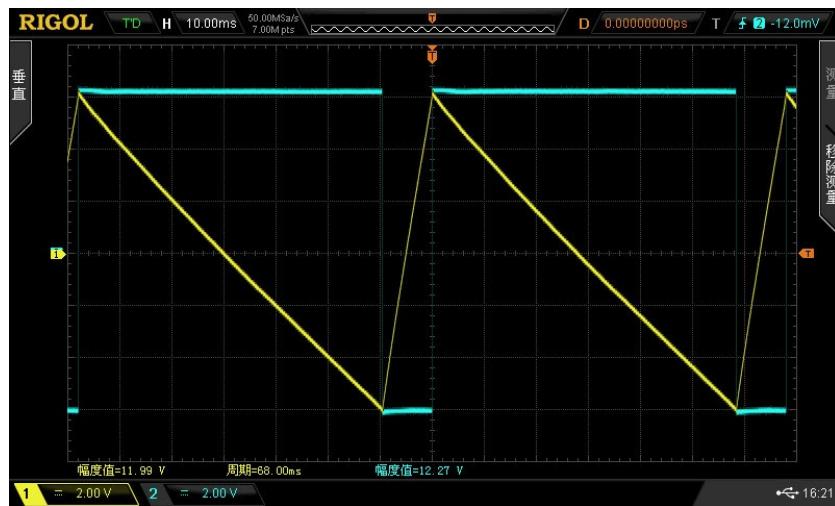
$$T = \frac{2(R_P + 2R_4)R_1C}{R_2} \cdot \frac{V_z}{V_z - V_{th}} = 50.08 \text{ ms}$$

这与实际测量的均值  $68.42\text{ms}$  仍有误差。但比较 4.2.3 中的误差，发现是成比例的，即

$$\left| \frac{\frac{T_{\text{三角波测量}}}{T_{\text{三角波理论}}}}{\frac{T_{\text{锯齿波测量}}}{T_{\text{锯齿波理论}}}} \right| = 0.9918 \simeq 1$$

这说明，两电路的参数是吻合的，不存在电路搭建错误的情况。同时也表明，电路的元器件参数值标定确实存在误差。

测量得到相关波形如图 29 所示。将二极管反接，波形上升与下降区域互换，如图 30。

图 29 锯齿波发生器 $v_{01}$ 与 $v_0$ 波形 1图 30 锯齿波发生器 $v_{01}$ 与 $v_0$ 波形 2

同样，在保证输出 $v_0$ 幅值不变时，调节 $R_4$ 的值或者改变滑动变阻器 $R_p$ 的总阻值可以改变周期。

#### 4.2.5 正弦波发生器

按照图 17 搭建电路，取 $R = R_1 = R_2 = 10\text{k}\Omega$ ,  $C = 0.1\mu\text{F}$ 。调节滑动变阻器 $R_p$ 的阻值，使得输出信号 $v_0$ 的峰值 $V_{0\text{m}} = 5\text{V}$ ，此时 $R_p = 15.84\text{k}\Omega$ 。将此阻值带入电路稳定时幅值的理论计算公式有

$$V_{0\text{m}} = \frac{3R_1}{2R_1 - R_p} V_{\text{th}} = 5.05 \text{ V}$$

这与实际值吻合良好。这里取 $V_{\text{th}} = 0.7\text{V}$  为二极管开启电压，这是因为流过二极管的电流可

以达到  $0.2\text{mA}$ , 二极管处于开启状态, 而非临界状态。

利用双踪示波器测量  $v_f$  与  $v_o$  的波形如图 31 所示, 其中蓝色的 2 通道为  $v_o$  的波形。

从图中可以发现, 波形的周期为  $6.6\text{ms}$ , 可计算其角频率  $\omega \approx 952$ , 这与电路所选用的无源带通选频网络的中心频率  $\omega_0 = 1/RC = 1000$  相吻合。

电路稳定工作时,  $v_f \approx \frac{1}{3}v_o$ , 这是由选频网络与放大部分决定的。从图 31 中也能够验证这一关系, 即 1 通道波形的幅值约为 2 通道的  $1/3$ 。

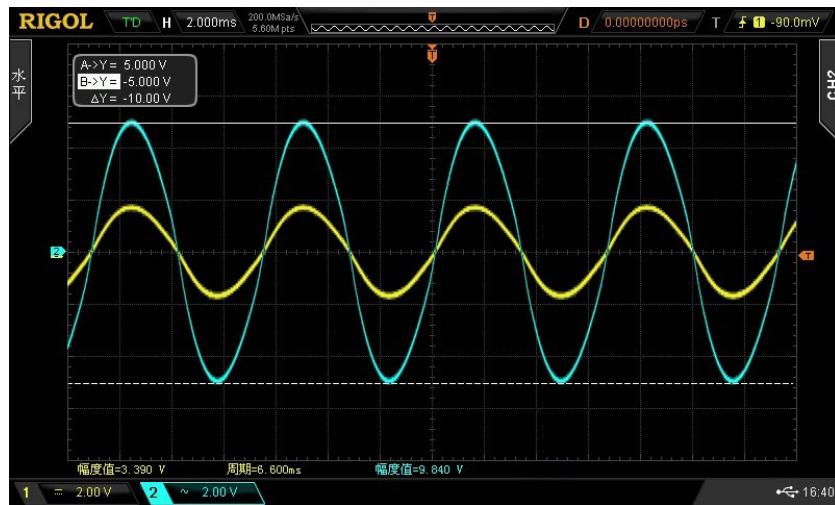


图 31 正弦波发生器  $v_f$  与  $v_o$  波形

仔细观察波形, 发现在半个周期内, 波形有一定的失真, 但仍满足

$$v_o\left(t + \frac{T}{2}\right) = -v_o(t)$$

这是由于电路的对称性导致的, 因此谐波失真仅存在奇次谐波, 没有偶次谐波。

### 4.3 二阶有源滤波器

该部分实验中, 需要对相位做设定, 但由于示波器性能限制, 相关相位的设定存在不理想的情况, 但仍然能够得到较为理想的幅频特性曲线。

具体实验中, 为了保证品质因数  $Q$  的准确, 先通过在通带内部设定放大倍数, 并结合理论计算确定滑动变阻器  $R_P$  的值, 之后尝试验证相位关系。

#### 4.3.1 有限正增益二阶低通滤波器

结合图 18 搭建如图 32 所示电路, 并取  $R = 20\text{k}\Omega$ ,  $R_1 = 10\text{k}\Omega$ ,  $C = 0.2\mu\text{F}$ 。保持输入信号  $v_i$  的峰峰值  $V_{PP} = 4\text{V}$ 。

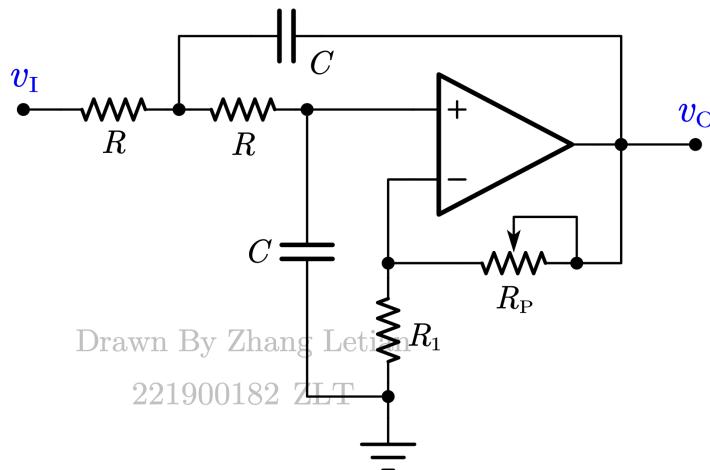


图 32 有限正增益二阶低通滤波电路

不难得到

$$A_0 = A_{vf} = 1 + \frac{R_p}{R_1}$$

$$\omega_c = \frac{1}{RC}$$

$$Q_{lp} = \frac{1}{3 - A_{vf}} = \frac{R_1}{2R_1 - R_p}$$

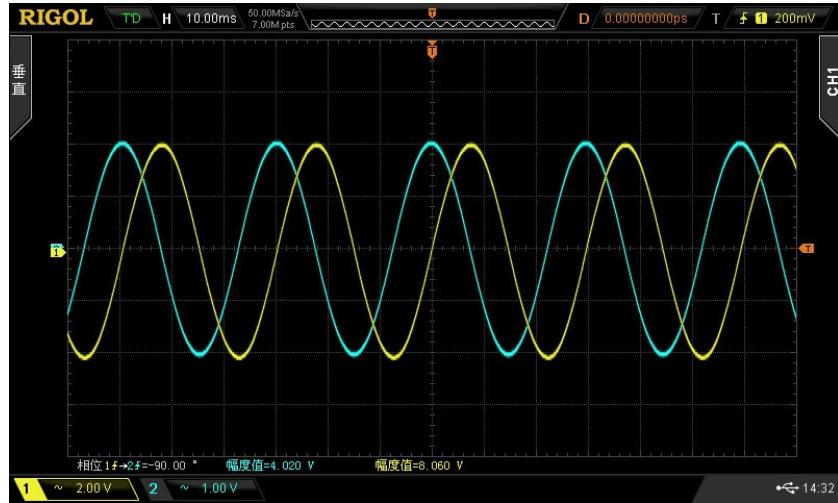
$$|\dot{A}_{lp}(j\omega)| = \frac{A_0}{\left|1 - \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2 + j\frac{\omega}{Q_{lp}\omega_c}\right|} = \frac{A_0}{\sqrt{\left(1 - \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2\right)^2 + \left(\frac{\omega}{Q_{lp}\omega_c}\right)^2}}$$

因此，当角频率  $\omega = \omega_c$  时，有  $\dot{A}_{lp}(j\omega_c) = -jA_0 Q_{lp}$ ，这表明此时相移为  $-90^\circ$ ，输出滞后输入  $90^\circ$ 。可通过该相移确定该低通滤波器电路的截止频率  $f_c = 2\pi\omega_c$ 。同时，该频率下，放大倍数  $|\dot{A}_{lp}(j\omega_c)| = A_0 Q_{lp}$ ，这可以由示波器测出，而  $Q_{lp}$  可由滑动变阻器  $R_p$  调节，由此便可获得不同品质因数下的幅频特性曲线。

如图 33，为  $f_c$  处  $Q_{lp} = 1$  的示波器图像  $A_0 = 2$ ，此时频率为 34Hz 相移为  $-90^\circ$ 。然而，当调节  $R_p$  使得  $Q_{lp} = 2$  时，该频率不再满足相移为  $-90^\circ$ 。其中， $f_c$  的理论计算值为 31.4Hz。

由此看出，该方法受到示波器对相位的测量精度的影响，因此，可以使用先设定  $R_p$ ，之后对频率点做验证的方法。

在通带内部，频率较低时，有  $|\dot{A}_{lp}| \approx A_0$ 。结合上述公式，若要求  $Q_{lp} = 1$ ，则要求放大倍数  $A_{vf} = 2$ ，计算得到  $R_p = R_1$ ，应取  $10k\Omega$ 。

图 33 二阶低通滤波器 $v_I$ 与 $v_O$ 波形

此外，验证相移时，可以通过 $|\dot{A}_{lp}(j\omega_c)| = A_0 Q_{lp}$ 做验证，即验证放大倍数为 $A_0 Q_{lp}$ 时，是否相移 $-90^\circ$ 。这需要在信号频率从过渡带（高频区）减小到通带内的过程中捕捉。这是因为当 $Q_{lp} \geq \frac{\sqrt{2}}{2}$ 时，幅频响应函数不再是单调函数，且当 $Q_{lp} \geq 1$ 时，可求得当 $\omega = \omega_0 = \sqrt{1 - \frac{1}{Q_{lp}^2}} \omega_c$ 时，亦有 $|\dot{A}_{lp}(j\omega_0)| = A_0 Q_{lp}$ ，而 $\omega_0 < \omega_c$ 。

调节 $R_P$ ，使得低频时放大倍数 $|\dot{A}_{lp}| = 2$ ，测量得到此时 $R_P = 10.49\text{k}\Omega$ ，与理论推导值相吻合，并且测量得到 $f_c = 33.7\text{Hz}$ 。

同理可以得到 $Q_{lp} = 2$ 时，有 $R_P = 15.03\text{k}\Omega$ ， $f_c = 31.5\text{Hz}$ ，与原先所用方法测量得到的 $32.9\text{Hz}$ 略有不同。

测算幅频特性记录于表 8 中，绘制相应曲线如图 34 所示。

表 8 有限正增益二阶低通滤波器幅频特性

$Q_{lp} = 1$ $R_P = 10.49\text{k}\Omega$	$f$ (Hz)	4	6	7.5	9	13	17	19.8	22	23.3	26.0
	$20\lg \dot{A}_v/A_0 $ (dB)	0	0.19	0.30	0.42	0.73	1.04	1.23	1.33	1.35	1.29
$Q_{lp} = 2$ $R_P = 15.03\text{k}\Omega$	$f$ (Hz)	28.9	30.0	32.0	33.7	42.8	52.5	66.6	79.0	95.0	119.9
	$20\lg \dot{A}_v/A_0 $ (dB)	1.00	0.81	0.40	0	-3	-6	-10	-13	-16	-20
$Q_{lp} = 1$ $R_P = 10.49\text{k}\Omega$	$f$ (Hz)	5	8	10	14	18	20.3	23.6	26.5	29.0	30.3
	$20\lg \dot{A}_v/A_0 $ (dB)	0	0.39	0.64	1.32	2.28	2.92	4.08	5.10	5.85	6.12
$Q_{lp} = 2$ $R_P = 15.03\text{k}\Omega$	$f$ (Hz)	31.5	32.9	34.5	36.5	39.0	41.6	44.6	48.6	51.3	58.8
	$20\lg \dot{A}_v/A_0 $ (dB)	5.95	5.65	5.12	4.11	3.00	1.61	0	-1.93	-3	-6
$Q_{lp} = 1$ $R_P = 10.49\text{k}\Omega$	$f$ (Hz)	71.6	83.7	98.4	122.3						
	$20\lg \dot{A}_v/A_0 $ (dB)	-10	-13	-16	-20						

二阶有源低通滤波器幅频特性曲线

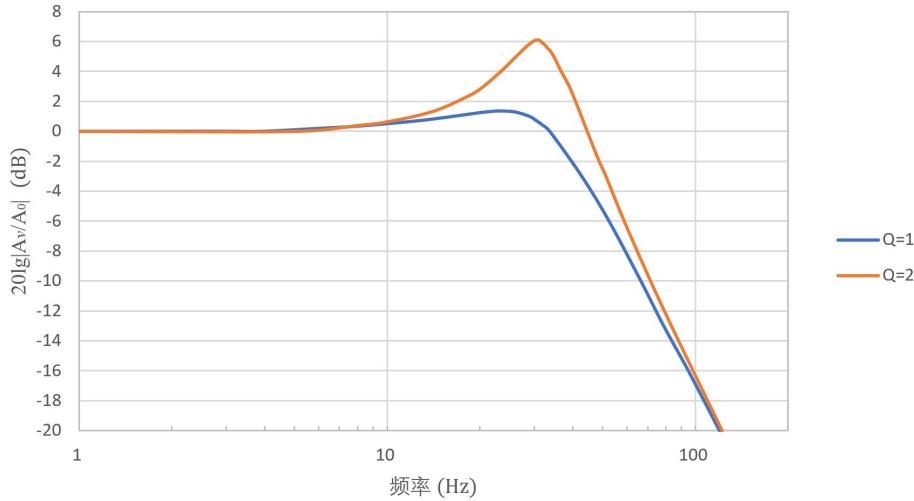


图 34 有限正增益二阶低通滤波器幅频特性曲线

所绘制的曲线完美符合预期，过渡带斜率为 $-40 \text{ dB/dec}$ ，最高增益（见附录 B）分别约为 $1.3\text{dB}$ 与 $6.1\text{dB}$ ，分别在 $26\text{Hz}$ 与 $30\text{Hz}$ 处取到，误差较小。此外，曲线的极值点（最高点）随 $Q_{lp}$ 增大逐渐向截止频率靠近，但小于截止频率。 $Q_{lp} = 2$ 时，在 $f_c$ 处，增益为 $5.95\text{dB}$ ，与理论值 $6\text{dB}$ 相差甚小。

#### 4.3.2 有限正增益二阶高通滤波器

结合图 18 搭建如图 35 所示电路，并取 $R = R_1 = 10\text{k}\Omega$ ,  $C = 0.01\mu\text{F}$ , 保持输入信号 $v_I$ 的峰峰值 $V_{PP} = 2\text{V}$ 。

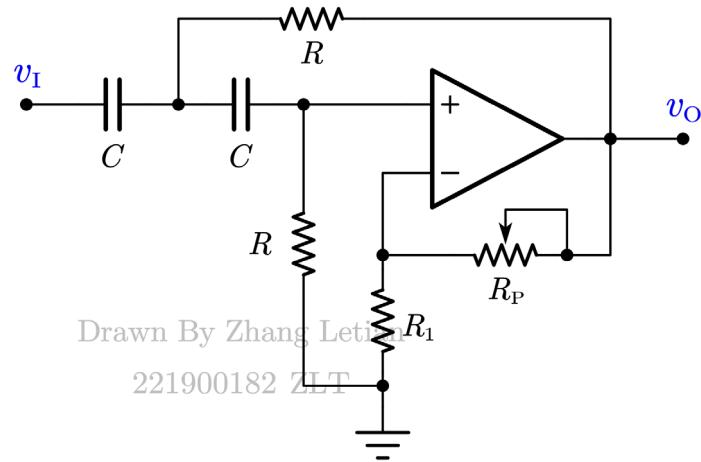


图 35 有限正增益二阶高通滤波电路

结合低通、高通电路的对偶性，可以很快得到类似 4.3.1 中的式子

$$A_0 = A_{vf} = 1 + \frac{R_p}{R_1}$$

$$\omega_c = \frac{1}{RC}$$

$$Q_{hp} = \frac{1}{3 - A_{vf}} = \frac{R_1}{2R_1 - R_P}$$

$$|\dot{A}_{hp}(j\omega)| = \frac{A_0}{\left|1 - \left(\frac{\omega_c}{\omega}\right)^2 - j\frac{\omega_c}{Q_{hp}\omega}\right|} = \frac{A_0}{\sqrt{\left(1 - \left(\frac{\omega_c}{\omega}\right)^2\right)^2 + \left(\frac{\omega_c}{Q_{hp}\omega}\right)^2}}$$

因此，当角频率  $\omega = \omega_c$  时，有  $|\dot{A}_{hp}(j\omega_c)| = jA_0 Q_{hp}$ ，这表明此时相移为  $90^\circ$ ，输出超前输入  $90^\circ$ 。可通过该相移确定该低通滤波器电路的截止频率  $f_c = 2\pi\omega_c$ 。同时，该频率下，放大倍数  $|\dot{A}_{hp}(j\omega_c)| = A_0 Q_{hp}$ ，这可以由示波器测出，而  $Q_{hp}$  可由滑动变阻器  $R_P$  调节，由此便可获得不同品质因数下的幅频特性曲线。

如图 36，为  $f_c$  处  $Q_{hp} = 1$  的示波器图像  $A_0 = 2$ ，此时频率为  $1.57\text{kHz}$  相移为  $90^\circ$ 。然而，当调节  $R_P$  使得  $Q_{hp} = 2$  时，该频率不再满足相移为  $90^\circ$ ，而是在频率为  $1.544\text{kHz}$  时满足。其中， $f_c$  的理论计算值为  $1.59\text{kHz}$ 。

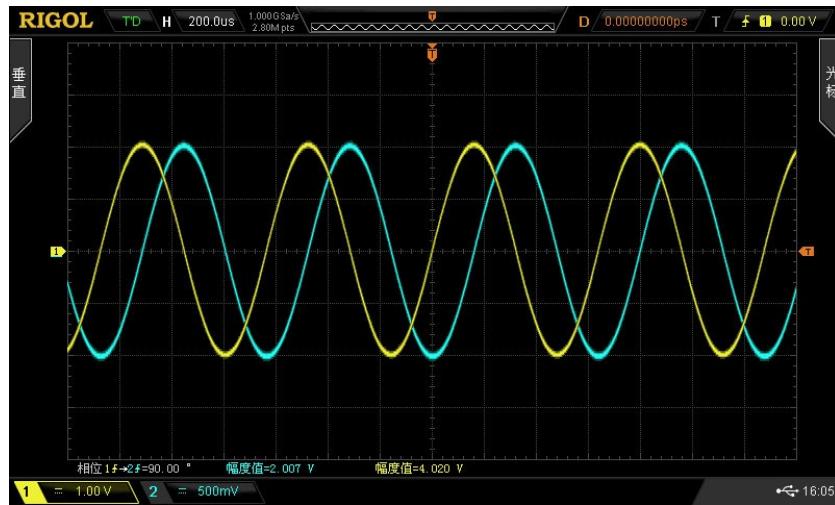


图 36 二阶高通滤波器  $v_I$  与  $v_O$  波形

同样，如 4.3.1 中所述，可以使用先设定  $R_P$ ，之后对频率点做验证的方法。在通带内部，频率较低时，有  $|\dot{A}_{hp}| \approx A_0$ 。结合上述公式，若要求  $Q_{hp} = 1$ ，则要求放大倍数  $A_{vf} = 2$ ，计算得到  $R_P = R_1$ ，实际验证取  $10\text{k}\Omega$ 。同理，若要求  $Q_{hp} = 1$ ，实际验证取  $R_P = 15\text{k}\Omega$ 。

在验证相移时，同样可以通过  $|\dot{A}_{hp}(j\omega_c)| = A_0 Q_{hp}$  做验证，即验证放大倍数为  $A_0 Q_{hp}$  时，是否相移  $+90^\circ$ 。类似地，需要在信号频率从过渡带增大到通带内的过程中捕捉。

测算幅频特性记录于表 9 中。

表 9 有限正增益二阶高通滤波器幅频特性

	$f$ (kHz)	0.489	0.608	0.717	0.840	1.041	1.24	1.57	1.66
$Q_{hp} = 1$ $R_p = 10k\Omega$	$20\lg \dot{A}_v/A_0 $ (dB)	-20	-16	-13	-10	-6	-3	0	0.38
	$f$ (kHz)	1.74	1.80	1.87	2.00	2.15	2.34	2.50	3.00
	$20\lg \dot{A}_v/A_0 $ (dB)	0.67	0.82	0.98	1.17	1.26	1.29	1.21	0.98
	$f$ (kHz)	5.00	7.00	12					
	$20\lg \dot{A}_v/A_0 $ (dB)	0.48	0.17	0					
$Q_{hp} = 2$ $R_p = 15k\Omega$	$f$ (kHz)	0.481	0.591	0.690	0.794	0.947	1.064	1.194	1.236
	$20\lg \dot{A}_v/A_0 $ (dB)	-20	-16	-13	-10	-6	-3	0	1
	$f$ (kHz)	1.285	1.335	1.393	1.467	1.61	1.69	1.80	2.00
	$20\lg \dot{A}_v/A_0 $ (dB)	2	3	4	5	6	6.21	6	5
	$f$ (kHz)	2.28	2.63	3.16	4.38	5.75	15		
	$20\lg \dot{A}_v/A_0 $ (dB)	4	3	2	1	0.5	0		

根据表 9, 绘制如图 37 所示幅频特性曲线, 符合预期。

二阶有源高通滤波器幅频特性曲线

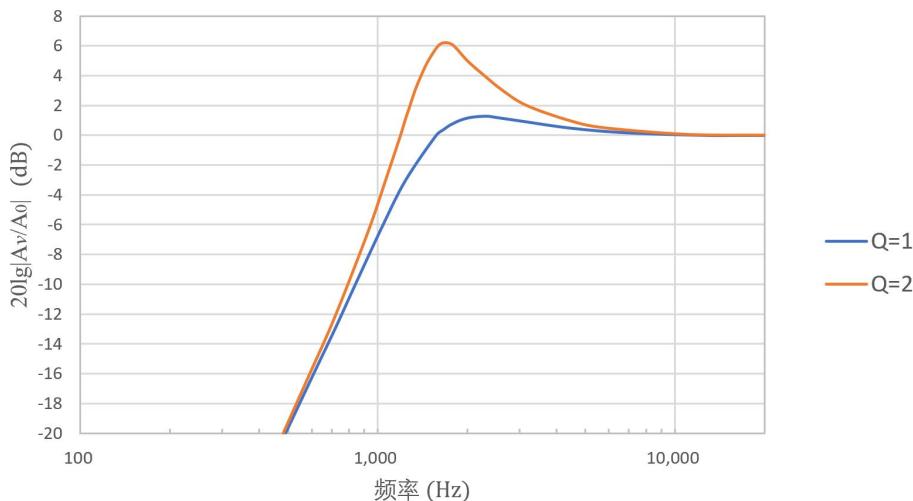


图 37 有限正增益二阶高通滤波器幅频特性曲线

结合表 9 与图 37, 可以看到, 过渡带斜率为 +40 dB/dec 符合预期。在  $Q_{hp} = 2$  时, 在  $f_c$  处, 增益也很接近理论值 6dB。

同时, 最高增益 (见附录 B) 分别为 1.29dB 与 6.21dB, 分别在 2.3kHz 与 1.7kHz 处取到, 误差较小。

此外, 曲线的极值点 (最高点) 向截止频率靠近, 但小于截止频率。

### 4.3.3 有限正增益二阶带通滤波器

结合图 18 搭建如图 38 所示电路，并取  $R = R_1 = 10k\Omega$ ,  $C = 0.1\mu F$ , 保持输入信号  $v_I$  的峰峰值  $V_{PP} = 2V$ 。

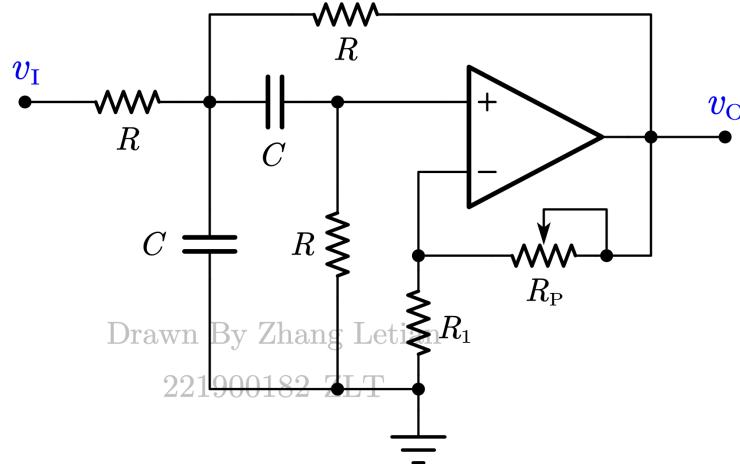


图 38 有限正增益二阶带通滤波电路

同样，可以得到

$$A_0 = \frac{A_{vf}}{4 - A_{vf}} = \frac{R_1 + R_P}{3R_1 - R_P}$$

$$\omega_0 = \frac{\sqrt{2}}{RC}$$

$$Q_{bp} = \frac{\sqrt{2}}{4 - A_{vf}} = \frac{\sqrt{2}R_1}{3R_1 - R_P}$$

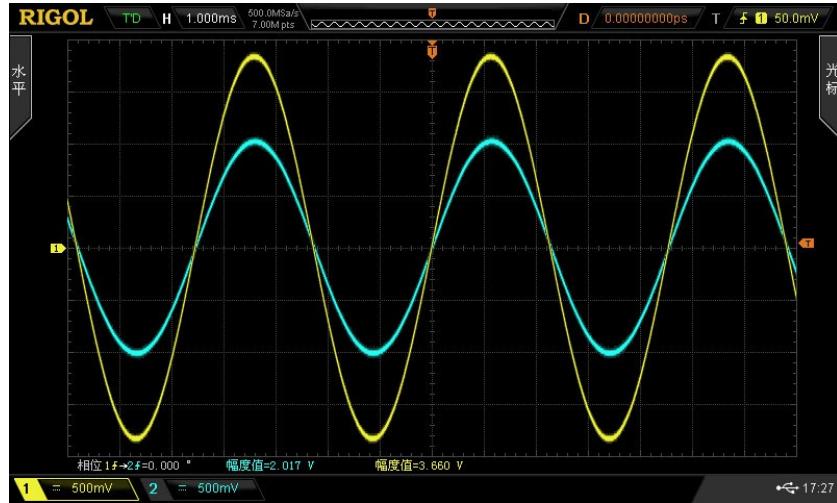
$$|\dot{A}_{bp}(j\omega)| = \frac{A_0}{\left|1 + jQ_{bp}\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)\right|} = \frac{A_0}{\sqrt{1 + Q_{bp}^2\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)^2}}$$

由于该电路产生的相移在中心频率  $f_0$  两侧具有对称性，因此可以通过测量相移来确定  $f_0$ 。实验中，当输入信号  $v_I$  的频率为 220Hz 时，输出-输入相移为 0，因此  $f_0 = 220Hz$ 。这与理论计算值 225Hz 相差较小。此时，示波器波形如图 39 所示。该波形已经调节为  $A_{vf} = 4 - \sqrt{2}$ ，即有  $Q_{bp} = 1$ ,  $A_0 = 2\sqrt{2} - 1 \approx 1.83$ 。测量得到  $R_P = 1.57k\Omega$ ，与理论值  $1.586k\Omega$  相差较小。

保持  $R_P$  不变，即保持  $Q_{bp} = 1$ ，改变输入信号  $v_I$  的频率  $f$ ，测算幅频特性记录于表 10。

表 10 有限正增益二阶带通滤波器幅频特性

$20\lg \dot{A}_v/\dot{A}_{vM} $ (dB)	0	-3	-6	-10	-13	-16	-20
$f$ (Hz)	220	363	486	743	1030	1440	2280

图 39 二阶带通滤波器 $v_I$ 与 $v_O$ 波形

由表 10, 可以得到下限频率 $f_L = 137.7\text{Hz}$ 、上限频率 $f_H = 363\text{Hz}$ , 有 $\Delta f = f_H - f_L = 225.3\text{Hz}$ 。这与理论通频带宽 $BW = f_0/Q_{bp} = f_0$ 误差很小。

根据表 10, 绘制幅频特性曲线如图 40 所示。明显看出, 在中心频率 $f_0$ 两侧, 斜率绝对值为 $20 \text{ dB/dec}$ 。这是合理的, 因为单侧可分别视作单极点情形。

二阶有源带通滤波器幅频特性曲线

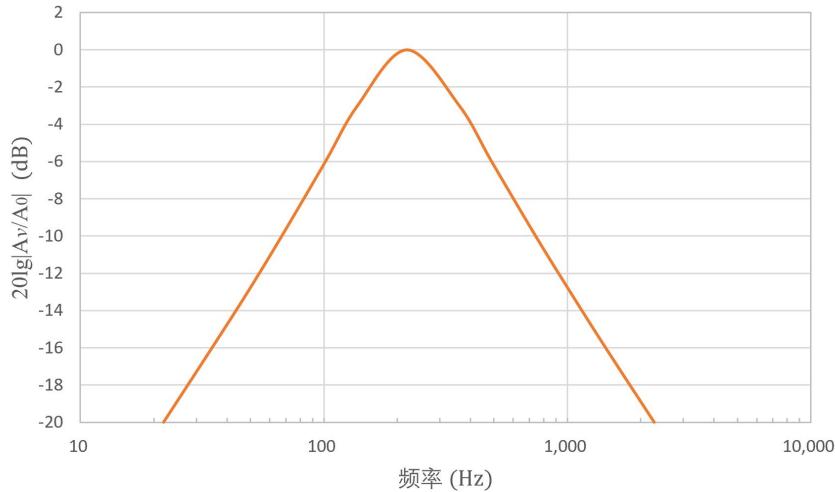


图 40 有限正增益二阶带通滤波器幅频特性曲线

#### 4.3.4 单位正增益二阶带阻滤波器

与前面三类滤波器不同, 该滤波器放大电路部分为一电压跟随器, 增益 $A_{vf} = 1$ , 为单位正增益。此外, 滤波网络是低通、高通网络的并联, 并使得低通电路的截止频率低于高通电路的截止频率<sup>[2]</sup>。电路图如图 41 所示。由于滤波网络的电阻电容组成双 T 形网络, 因此该电路称为双 T 形带阻滤波电路。

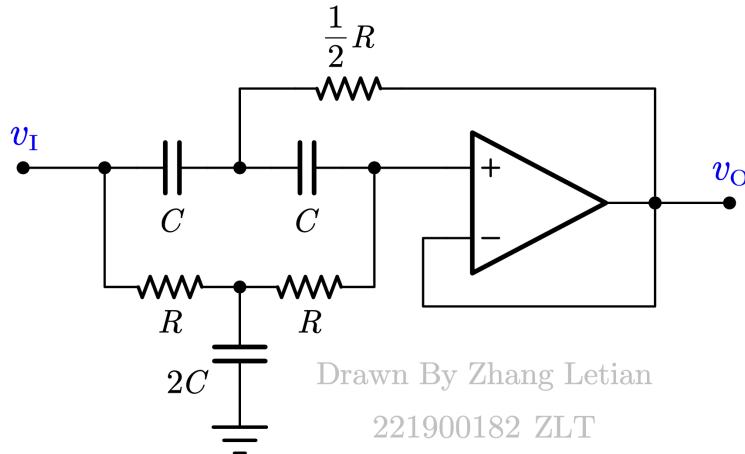


图 41 单位正增益二阶带阻滤波电路

同样地，可以得到

$$A_0 = A_{vf} = 1$$

$$\omega_0 = \frac{1}{RC}$$

$$Q_{bs} = \frac{1}{2(2 - A_0)} = \frac{1}{2}$$

$$|\dot{A}_{bs}(j\omega)| = \left| \frac{j A_0 Q_{bs} \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)}{1 + j Q_{bs} \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)} \right| = \frac{\frac{1}{2} \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)}{\sqrt{1 + \frac{1}{4} \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2}}$$

按照图 41 搭建电路，取  $R = 20k\Omega$ ,  $C = 0.1\mu F$ ，则  $f_0$  理论值为 79.6Hz。保持输入信号  $v_I$  的峰峰值  $V_{pp} = 2V$ ，改变其频率，测算幅频特性记录于表 11 中。

表 11 有限正增益二阶带阻滤波器幅频特性

$20\lg \dot{A}_v $ (dB)	0	-3	-6	-10	-13	-16	-20	<-30
$f$ (Hz)	3	31	44	56	62.6	67.1	71.4	79
	1000	192	138	110.7	100.0	93.3	88	

实验中得到， $f_0 = 79$ Hz，非常接近理论值。由于此时增益小于-30dB，示波器上波形已经严重失真。

根据表 11 绘制幅频特性曲线如图 42 所示。可见  $f_0$  附近，曲线产生了明显凹陷，因此该滤波器又可称为陷波器，我们也把这种特性称为选频特性。

结合公式可知，在  $f_0$  处，理论上  $A = 0$ ，即  $-\infty$ dB。这里仍然存在-30dB，可能是由于噪声等影响。同时，可以由公式知道， $Q_{bs}$  越大，过渡带越窄，选频特性越好。

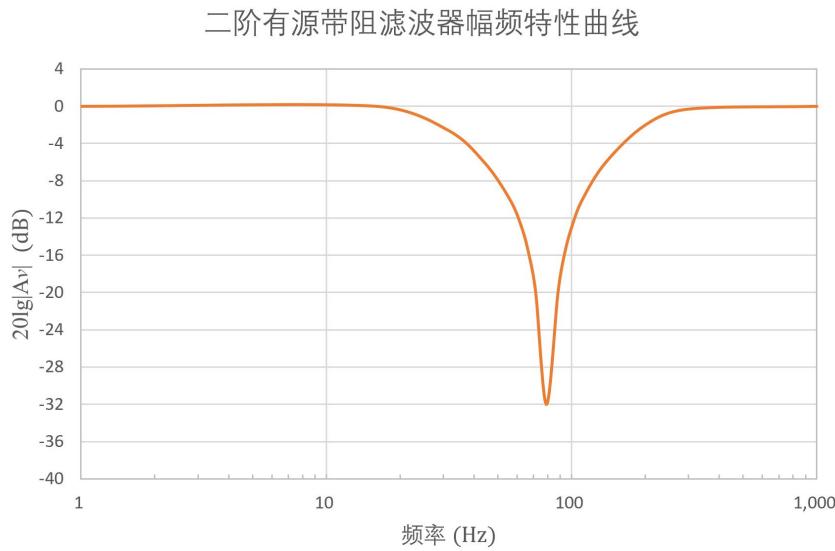


图 42 单位正增益二阶带阻滤波器幅频特性曲线

## 5 实验小结

集成运算放大器是模拟电路的重要组件，该部分实验对运放的使用有了更深刻的理解。无论是芯片手册查阅与参数的测定，还是电路的构建与理论的分析，通过这几周的实验已经对于基本运放电路的搭建与设计有了更为熟悉的认知。

模拟电路的魅力在于调节、在于对信号的处理，有源滤波器的设计正是运放的重要应用。这里，滤波器传输函数 $H(j\omega)$ 的理论分析与实际电路中的参数存在着联系，因此滤波器的设计与分析不仅依靠理论计算的推导，也需要实际参数的调节。

## 6 思考题

1、选同相输入放大器做通道放大器，是否适当？为什么？

答：同相输入放大器作为通道放大器是适当的。理由有：

1) 高输入阻抗：同相输入放大器的输入阻抗很高，通常达到兆欧级，能够很大程度地减少信号源与放大器之间的信号损失，从而保持信号的完整性。

2) 信号放大能力：同相输入放大器可以有效地放大微弱信号。其放大倍数可由反馈电阻的阻值确定，这使得放大倍数可以通过选择合适的电阻值来进行调整。

2、若信号源为高内阻信号源，选反相输入放大器做前置放大器，是否适当？为什么？

答：不适当。如图 7，反向放大器输入电阻几乎取决于 $R_1$ ，因此对于高内阻信号源无法有效获取信号值；而如果取较大阻值，结合放大倍数 $A = -\frac{R_2}{R_1}$ 可知，两电阻阻值均很大，这样

会引入电阻的热噪声，从而干扰所需放大的信号。

3、在方波发生器电路中，运放输出端串联的电阻 $R_3$ 的阻值应如何选定？

答：通过稳压管稳压值 $V_Z$ 推算电容支路与负反馈网络所需的电流，结合稳压管的工作电流范围，确定运放输出的电流大小。而该电流是运放的饱和输出（ $\pm V_{CC}$ ）与 $V_Z$ 的差值与电阻 $R_3$ 的阻值决定。由此可以推算 $R_3$ 的阻值。

4、在正弦波振荡器中，改变滑动变阻器 $R_P$ 时频率是否会随之变化？若电路已输出稳定的正弦波，改变选频网络中串联部分电阻 $R$ ，这时波形发生什么变化，为什么？

答：在正弦波振荡器中，改变滑动变阻器 $R_P$ 时，因为 $R_P$ 在反馈网络中，会影响反馈系数，从而改变输出幅度，但振荡频率由选频网络决定，与 $R_P$ 无关，故频率不会随 $R_P$ 的改变而改变；

若电路已输出稳定的正弦波，改变选频网络中串联部分电阻 $R$ ，则 $R$ 的变化会引起选频网络参数的变化，从而使振荡频率与幅值发生改变，导致波形频率的改变，但由于振荡电路具有选频和稳频作用，故波形仍为正弦波。

5、在二阶低通滤波器电路中，改变滑动变阻器 $R_P$ ，若使 $R_P > 20k\Omega$ ，电路会发生什么情况？试从理论上给予说明。

答：此时 $A_{vf} > 3$ ，电路会出现自激振荡，即输出会出现饱和值。此时自激振荡是电路 RC 网络的自身频率，而并非信号频率。

## 致谢

在这次至关重要的模拟电路实验环节中，我首先向田老师表达我由衷的感激。由于需要测量多个幅频特性曲线，实验时间较长，感谢老师与助教最后认真做验收。同时，由于幅频特性采用了不同的参数，也感谢同学对我理论分析的肯定与支持。

测量难免存在误差，感谢老师、同学做数据比对，减少了在测量时间上的浪费。

了解到学长已经不再对此方面做太多的实验来体会集成运放的使用及其特性，在此也感谢学校提供这样一个课程安排。

## 参考文献

- [1] 德州仪器 UA741CP 芯片数据手册[OL]. [2024-05-24]. <https://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/96594/TI/UA741CP.html>
- [2] 康华光, 张林. 电子技术基础: 模拟部分[M]. 7 版. 北京: 高等教育出版社, 2021:302-322.

## 附录 A

关于本次实验中关于二极管电压降的测量的一些问题。由于二极管电流很小，并不能认为处在良好的导通状态，即不能简单的认为 $V_D$ 为 0.6~0.7V，实际上，此时电压降为二极管的门坎电压。

查阅数据手册可以知道，所使用数字万用表对于二极管导通电压的测量是对于单独一个二极管器件的测量，就像测量电阻阻值一样，类似于给定电流，分析电压，即是对无源器件的测量。

[https://www.rigol.com/products/DM\\_Detail/DM3058](https://www.rigol.com/products/DM_Detail/DM3058) 这是我们使用的数字万用表，可以查阅得到其二极管挡位的测量方式如 Figure 1 所示。

### 检查二极管

#### 操作步骤:

- 按下前面板的  键，进入二极管检测界面。



图 2-28 检查二极管界面

- 如下图所示连接测试引线和被测二极管，红色测试引线接 **Input-HI** 端和二极管正极，黑色测试引线接 **Input-LO** 端和二极管负极。

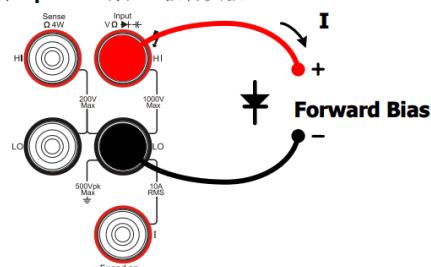


图 2-29 二极管检测示意图

- 检查二极管通断情况。  
二极管导通时，仪器发出一次蜂鸣（声音已打开）。

表 2-9 二极管检测特性

测试电流	<b>1mA</b>
量程	量程固定在 <b>2.0V</b>
开路电压	<b>&lt;8V</b>
输入保护	<b>1000V (HI 端)</b>
蜂鸣条件	<b>0.1V ≤ V<sub>measured</sub> ≤ 2.0V</b>

Figure 1 二极管档位测量方式

而列出了相关器件的直流特性测量的方式

### 直流特性

功能	量程 <sup>[2]</sup>	测试电流或 负荷电压	准确度指标 $\pm$ (% 读数 + % 量程) <sup>[1]</sup>	
			1 年 $23^\circ\text{C} \pm 5^\circ\text{C}$	温度系数 $0^\circ\text{C} - 18^\circ\text{C}$ $28^\circ\text{C} - 50^\circ\text{C}$
直流电压	<b>200.000 mV</b>		<b>0.015 + 0.004</b>	<b>0.0015 + 0.0005</b>
	<b>2.00000 V</b>		<b>0.015 + 0.003</b>	<b>0.0010 + 0.0005</b>
	<b>20.0000 V</b>		<b>0.015 + 0.004</b>	<b>0.0020 + 0.0005</b>
	<b>200.000 V</b>		<b>0.015 + 0.003</b>	<b>0.0015 + 0.0005</b>
	<b>1000.00 V<sup>[4]</sup></b>		<b>0.015 + 0.003</b>	<b>0.0015 + 0.0005</b>
直流电流	<b>200.000 <math>\mu\text{A}</math></b>	$<8 \text{ mV}$	<b>0.055 + 0.005</b>	<b>0.003 + 0.001</b>
	<b>2.00000 mA</b>	$<80 \text{ mV}$	<b>0.055 + 0.005</b>	<b>0.002 + 0.001</b>
	<b>20.0000 mA</b>	$<0.05 \text{ V}$	<b>0.095 + 0.020</b>	<b>0.008 + 0.001</b>
	<b>200.000 mA</b>	$<0.5 \text{ V}$	<b>0.070 + 0.008</b>	<b>0.005 + 0.001</b>
	<b>2.00000 A</b>	$<0.1 \text{ V}$	<b>0.170 + 0.020</b>	<b>0.013 + 0.001</b>
	<b>10.0000 A<sup>[5]</sup></b>	$<0.3 \text{ V}$	<b>0.250 + 0.010</b>	<b>0.008 + 0.001</b>
电阻 <sup>[3]</sup>	<b>200.000 <math>\Omega</math></b>	<b>1 mA</b>	<b>0.030 + 0.005</b>	<b>0.0030 + 0.0006</b>
	<b>2.00000 k<math>\Omega</math></b>	<b>1 mA</b>	<b>0.020 + 0.003</b>	<b>0.0030 + 0.0005</b>
	<b>20.0000 k<math>\Omega</math></b>	<b>100 <math>\mu\text{A}</math></b>	<b>0.020 + 0.003</b>	<b>0.0030 + 0.0005</b>
	<b>200.000 k<math>\Omega</math></b>	<b>10 <math>\mu\text{A}</math></b>	<b>0.020 + 0.003</b>	<b>0.0030 + 0.0005</b>
	<b>2.00000 M<math>\Omega</math></b>	<b>1 <math>\mu\text{A}</math></b>	<b>0.040 + 0.004</b>	<b>0.0040 + 0.0005</b>
	<b>10.0000 M<math>\Omega</math></b>	<b>200 nA</b>	<b>0.250 + 0.003</b>	<b>0.0100 + 0.0005</b>
	<b>100.000 M<math>\Omega</math></b>	<b>200 nA    10 M<math>\Omega</math></b>	<b>1.75 + 0.004</b>	<b>0.2000 + 0.0005</b>
二极管测试	<b>2.0000 V<sup>[6]</sup></b>	<b>1 mA</b>	<b>0.05 + 0.01</b>	<b>0.0050 + 0.0005</b>
连续性测试	<b>2000 <math>\Omega</math></b>	<b>1 mA</b>	<b>0.05 + 0.01</b>	<b>0.0050 + 0.0005</b>

注：

[1] 预热 0.5 小时且“慢”速测量，校准温度为  $18^\circ\text{C} \sim 28^\circ\text{C}$  时的指标。

[2] 除 DCV 1000 V, ACV 750 V, DCI 10 A 和 ACI 10 A 量程外，所有量程为 20% 超量程。

[3] 4 线电阻测量或使用“相对”运算的 2 线电阻测量的指标。二线电阻测量在无“相对”运算时增加  $\pm 0.2 \Omega$  的附加误差。

[4] 超过  $\pm 500 \text{ VDC}$  时，每超出  $1 \text{ V}$  增加  $0.02 \text{ mV}$  误差。

[5] 对于大于 DC 7 A 或 AC RMS 7 A 的连续电流，接通 30 秒后需要断开 30 秒。

[6] 精度指标仅为输入端子处进行的电压测量。测试电流的典型值为 1 mA。电流源的变动将产生二极管结上电压降的某些变动。

Figure 2 测量方式

分析电路可以知道，流经二极管的电流应该是几百微安培的量级。这是因为，二极管处在给电容充电的支路上，而支路中至少串接  $10\text{k}$  的电阻。

如 Figure 1 所示电路（源自实验文档），占空比为 50% 时候， $R_{PN}$  与  $R_{PP}$  均为  $50\text{k}$ ，则在每个半周期，二极管均串接  $60\text{k}$  的电阻。

(2) 占空比可调的矩形波发生器

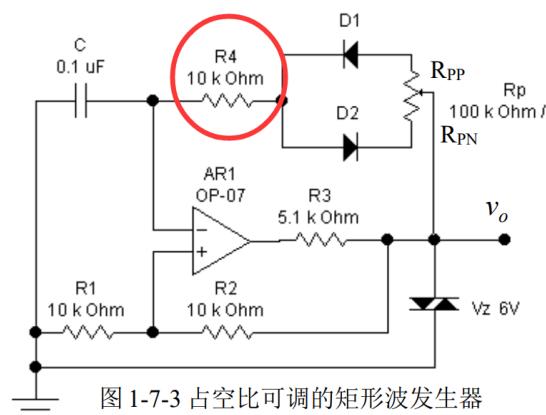


图 1-7-3 占空比可调的矩形波发生器

Figure 3 手册中矩形波发生电路

由于充电电压由稳压二极管所限定，那么可以得到，充电电流小于

$$\frac{6V \times (1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2})}{60k\Omega} = 0.15mA$$

实际上，这仅仅是在波形极性刚刚翻转时候有最大值，考虑到电容充电，半周期内电流均值小于

$$\frac{6V}{60k\Omega} = 0.1mA$$

这意味着二极管并未“导通”，应该处于一个临界的状态，即在门坎电压附近。因此，若测量此时的压降，应当使用示波器做测量，值约为 500mV。

简单仿真，结果如下。

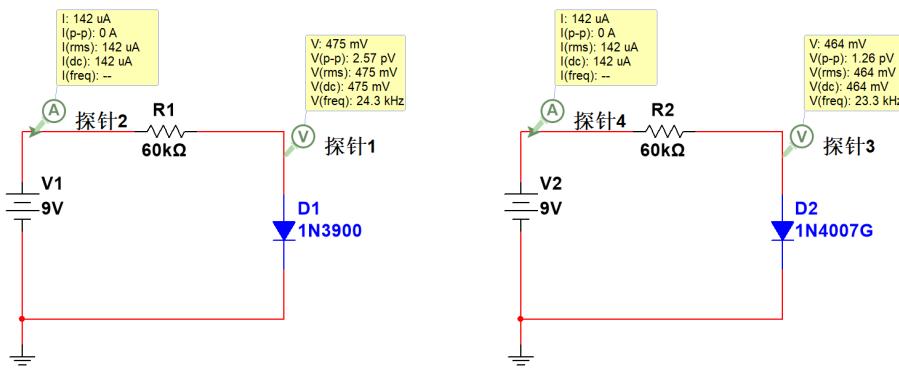


Figure 4 仿真结果

本人利用示波器测量（周二下午坐第一排）结果为 490mV 附近，在导通所在半周期内，趋近于不变，但能够看出来是变小的。

由于不知电路所使用二极管，这里仅仅附上去年所做的 1N4007 实测数据。

二极管正向特性数据

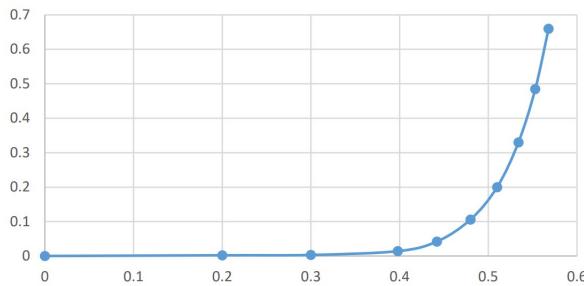


Figure 5 二极管正向特性

不难发现，当二极管正向电压小于 0.5V 时，电流不足 0.2mA。电流在 100mA 附近时，质能使用示波器测量电压降，该电压降为二极管的门坎电压。

## 附录 B

考虑二阶有源低通滤波器幅频特性

$$|\dot{A}_{lp}(j\omega)| = \frac{A_0}{\left|1 - \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2 + j\frac{\omega}{Q_{lp}\omega_c}\right|} = \frac{A_0}{\sqrt{\left(1 - \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2\right)^2 + \frac{1}{Q_{lp}^2} \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2}} \quad (B-1)$$

在此仅仅关注其单调性与极值，因此令

$$\begin{cases} x = \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2 \\ y(x) = (1-x)^2 + \frac{x}{Q_{lp}^2} \end{cases} \quad (B-2)$$

带入到式(B-1)，有

$$|\dot{A}_{lp}(j\omega)| = \frac{A_0}{\sqrt{y(x)}} \quad (B-3)$$

显然仅需考虑函数 $y(x)$ 的性质。为方便书写，下省略下标 $lp$ 。

$y(x)$ 对 $x$ 求导，有

$$\frac{dy}{dx} = 2x - \left(2 - \frac{1}{Q^2}\right) \quad (B-4)$$

令 $y'(x) = 0$ ，有

$$x_m = 1 - \frac{1}{2Q^2} \quad (B-5)$$

结合式(B-2)，表明

$$\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2 = 1 - \frac{1}{2Q^2}$$

时，即

$$\omega_m = \omega_c \sqrt{1 - \frac{1}{2Q^2}} \quad (B-6)$$

时，有 $y(x)$ 极小值 $y(x_m)$ ，则此时为 $|\dot{A}(j\omega)|$ 的极大值

$$|A|_m = |\dot{A}(j\omega_m)| = \frac{2Q^2}{\sqrt{4Q^2 - 1}} A_0$$

由式(B-6)及函数定义域要求可知， $2Q^2 - 1 \geq 0$ ，即 $Q \geq \sqrt{2}/2$ 。这与前文分析是一致的。分别取 $Q$ 为 1 与 2，得到 $|A|_m$ 分别为 $2/\sqrt{3}$  (1.250dB)、 $8/\sqrt{15}$  (6.30dB)。这也从侧面

证明了增益最大值并非在 $\omega_c$ 处取得。同时，可以得到当 $Q$ 越大时，极值点 $\omega_m$ 越靠近 $\omega_c$ ，且 $|A|_m$ 与 $|A(j\omega_c)| = QA_0$ 相差越小。

因此，不难得到，在极值点另一侧存在 $\omega_0$ ，使得

$$|\dot{A}(j\omega_0)| = |\dot{A}(j\omega_c)| = QA_0 \quad (B-7)$$

保留式(B-2)，并结合式(B-3)得到方程

$$\frac{A_0}{\sqrt{y(x_0)}} = QA_0$$

即

$$(1 - x_0)^2 + \frac{x_0}{Q^2} = \frac{1}{Q^2} \quad (B-8)$$

其中 $x_0 = \omega_0/\omega$ 。

因式分解后不难得出

$$(x_0 - 1) \left( x_0 - \left( 1 - \frac{1}{Q^2} \right) \right) = 0$$

$x_0 = 1$ 对应 $\omega = \omega_c$ 处相频响应，这里考察另一个根 $x_0 = 1 - \frac{1}{Q^2}$ ，对应有

$$\omega_0 = \omega_c \sqrt{1 - \frac{1}{Q^2}} \quad (B-9)$$

显然在极值点另一侧，且结合二次函数的对称性可知该点与 $\omega_c$ 具有对称性。

这里未分析高通滤波器的情形，实际上结合对偶性，仅需将代换关系式(B-2)改写为

$$\begin{cases} x = \left( \frac{\omega_c}{\omega} \right)^2 \\ y(x) = (1 - x)^2 + \frac{x}{Q_{hp}^2} \end{cases}$$

因此相关的极值点与对称点具有倒数关系。

## 附件



## 南京大学集成电路系实验报告

题目 连放的频率特性

姓名 张乐天

2024 年 5 月 14 日

第 页

学号 221900182

同相放大电路  $R_1=10\text{ k}\Omega$  $R_2=100\text{ k}\Omega$ 
 $20 \lg \left| \frac{A_v}{A_{v0}} \right| (\text{dB})$  0 -3 -6 -10 -13 -16 -20

 $f(\text{kHz})$  0~20 65 105 170 242 348 550
 $R_2=10\text{ k}\Omega$ 
 $20 \lg \left| \frac{A_v}{A_{v0}} \right| (\text{dB})$  0 -3 -6 -10 -13 -16 -20

 $f(\text{MHz})$  0~0.17 0.4 0.6 1.05 1.43 2.02 3.12

反相放大电路

 $R_1=10\text{ k}\Omega$  $R_2=100\text{ k}\Omega$ 
 $20 \lg \left| \frac{A_v}{A_{v0}} \right| (\text{dB})$  0 -3 -6 -10 -13 -16 -20

 $f(\text{kHz})$  0~12 60 104 177 251 354 562
 $R_2=10\text{ k}\Omega$ 
 $20 \lg \left| \frac{A_v}{A_{v0}} \right| (\text{dB})$  0 -3 -6 -10 -13 -16 -20

 $f(\text{MHz})$  0~0.1 0.49 0.78 1.27 1.70 2.27 3.15

一阶低通滤波器

 $20 \lg \left| \frac{A_v}{A_{v0}} \right| (\text{dB})$  0 -3 -6 -10 -13 -16 -20

 $f(\text{Hz})$  1 28.5 44 74 108 153 240

3 18 31 55 79 109 184 同前



## 南京大学集成电路系实验报告

题目 波形发生电路姓名 张乐天

2024年5月21日

第 1 页学号 221900182

方波发生器	$R_p + R_4 (k\Omega)$	20	40	60	80	100
$T = 2(R_p + R_4)C \ln(1 + \frac{R_2}{R_1})$	$T_{测} (\text{ms})$	4.52	9.02	13.48	17.88	22.36
	$T_{理论} (\text{ms})$	4.394	8.789	13.18	17.58	21.97
	幅度值 (V)	11.64	11.70	11.67	11.66	11.68

矩形波发生器	$R_{pp} + R_4 (k\Omega)$	20	40	60	80	100
$R_p = 94.6 k\Omega$	$T_{测} (\text{ms})$	14.52	14.48	14.52	14.68	14.64
$T_{理论} = 12.59 \text{ ms}$	幅度 (V)	11.69	11.66	11.65	11.66	11.60
$V_o \approx 0.6 \text{ V}$	$\eta_{测}$	17.63%	35.08%	51.79%	68.66%	85.24%
	$\eta_{理论}$	17.45%	34.90%	52.36%	69.80%	87.26%

三角波发生器  $T = 10.84 \text{ ms}$ 幅度值  $12.15 \text{ V}$ 

锯齿波发生器	$R_{pp} (k\Omega)$	10	30	50	70	90
	$T_1 (\text{ms})$	11.8	23.7	35.4	47.2	59.1
	$T_2 (\text{ms})$	56.0	44.5	33.2	21.4	9.5

正弦波  $R_p = 15.84 k\Omega$   $f = 150 \text{ Hz}$  $T = 6.60 \text{ ms}$ 

同前



## 南京大学 集成电路系实验报告

题目 有源滤波器

姓名 张乐

2024 年 5 月 28 日

第 1 页

学号：221900182

 $R=20k \quad C=0.1\mu F$ 有限卫增益低通二阶基带  $Q_L=1 \quad f_L=33.7 \text{ Hz} \quad R_p=10.49 \text{ k}\Omega \quad A_o=A_{im}=2 \quad V_{pp}=4V$ 

$f(\text{Hz})$	4	5~6	7.5	9	13	17	19.8	22	23.3	26	28.9	30.0	32.0
$20\lg \frac{A_v}{A_{im}} (\text{dB})$	0	0.19	0.30	0.42	0.73	1.04	1.23	1.33	1.35	1.29	1.00	0.81	0.40

$f(\text{Hz})$	42.8	52.5	66.6	79.0	95.0	118.9
----------------	------	------	------	------	------	-------

$20\lg \frac{A_v}{A_{im}} (\text{dB})$	-3	-6	-10	-13	-16	-20
--	----	----	-----	-----	-----	-----

 $A_o=A_{im}=2.5 \quad Q_L=2 \quad R_p=15.2k\Omega \quad f_L=32.9 \text{ Hz} \quad V_{pp}=2V$ 

$f(\text{Hz})$	5	12.8	10	14	18	20.3	23.6	26.5	29.0	30.3	31.5	32.9
$20\lg \frac{A_v}{A_{im}} (\text{dB})$	0	0.39	0.64	1.32	2.28	2.92	4.08	5.10	5.85	6.02	5.95	5.65

$f(\text{Hz})$	34.5	36.5	39.0	41.6	44.6	48.6	51.3	58.8	71.6	83.7	98.4	122.3
$20\lg \frac{A_v}{A_{im}} (\text{dB})$	5.12	4.11	3.00	1.61	0	-1.93	-3	-6	-10	-13	-16	-20

高通	$C=0.01\mu F$	$R_p=10k\Omega$	$f_L=1.57 \text{ kHz}$	$Q_L=1$	$R_p=10k$	$A_o=A_{im}=2$
----	---------------	-----------------	------------------------	---------	-----------	----------------

$f(\text{kHz})$	0.489	0.608	0.717	0.840	1.041	1.24	1.57	1.66	1.74	1.80	1.87	2.00	2.15	2.34
-----------------	-------	-------	-------	-------	-------	------	------	------	------	------	------	------	------	------

$20\lg \frac{A_v}{A_{im}} (\text{dB})$	-20	-16	-13	-10	-6	-3	0	0.38	0.67	0.82	0.98	1.17	1.26	1.29
--	-----	-----	-----	-----	----	----	---	------	------	------	------	------	------	------

$f(\text{kHz})$	2.50	3.00	5.00	7.00	12
-----------------	------	------	------	------	----

$20\lg \frac{A_v}{A_{im}} (\text{dB})$	1.21	0.98	0.48	0.17	0
--	------	------	------	------	---

 $Q_L=2 \quad R_p=15k \quad A_o=A_{im}=2.5 \quad f_L=1.544 \text{ kHz}$ 

$f(4\text{kHz})$	0.481	0.591	0.690	0.794	0.947	1.064	1.194
------------------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------

$20\lg \frac{A_v}{A_{im}} (\text{dB})$	-20	-16	-13	-10	-6	-3	0	1	2	3	4	5	6	6.21
--	-----	-----	-----	-----	----	----	---	---	---	---	---	---	---	------

$f(4\text{kHz})$	1.80	2.00	2.28	2.63	3.16	4.38	5.75	15
------------------	------	------	------	------	------	------	------	----

$20\lg \frac{A_v}{A_{im}} (\text{dB})$	6	5	4	3	2	1	0.5	~0
--	---	---	---	---	---	---	-----	----

国清



## 南京大学集成电路系实验报告

题目 有源滤波器

姓名 张乐央

2024年5月28日

第 2 页

学号: 221900782

带阻

$$R = 20 \text{ k} \quad C = 0.1 \mu\text{F} \quad 0.2 \mu\text{F} \quad A_0 = 1$$

$f(\text{Hz})$	31	44	56	62.6	62.1	71.4	79	88	93	100	110.7	138	192	$\sim 1\text{k}$
$20\log\left \frac{A_v}{A_{v0}}\right (\text{dB})$	-3	-6	-10	-13	-16	-20	<30	-20	-16	-13	-10	-6	-3	0

带通

$$\frac{1}{2}\omega_p = \frac{\sqrt{2}}{4-A_F} = 1 \quad A_F = 4 - \sqrt{2} \quad R_p = (3\sqrt{2})/10 \text{ k}\Omega \quad f_p = 220 \text{ Hz}$$

 $f(\text{Hz})$ 

2280 1440 1030 743 486 363

$$f_L = 137.7 \text{ Hz}$$

 $f(\text{Hz})$ 

22 34.8 48.8 67.3 101.7 137.7

$$f_H = 363 \text{ Hz}$$

 $20\log\left|\frac{A_v}{A_{v0}}\right|(\text{dB})$ 

-20 -16 -13 -10 -6 -3

$$\Delta f = 225.3 \text{ Hz}$$

同轴