

# 新模拟电子技术

缩减版下册

西安交通大学拔尖班试用教材

电工电子中心 杨建国  
2015-10-20



## 目 录

4. 运放电路的频率特性和滤波器.....	4
4.1. 运放电路的频率特性.....	5
Section75. 从开环到闭环.....	5
Section76. 频率失真.....	5
Section77. 频率特性的分析方法.....	5
4.2. 滤波器概述.....	7
Section78. 滤波器的一些常识.....	7
Section79. 从运放组成的一阶滤波器入手.....	14
Section80. 思考.....	23
Section81. 二阶滤波器分析——低通和高通.....	28
Section82. 二阶滤波器分析——带通、带阻和全通.....	28
Section83. 群延时——Group Delay.....	28
4.3. 运放组成的低通滤波器.....	28
Section84. 4 元件二阶 SK 型低通滤波器.....	28
Section85. 6 元件二阶 SK 型低通滤波器.....	28
Section86. 易用型二阶 SK 型低通滤波器.....	28
Section87. MFB 型低通滤波器.....	28
Section88. 高阶低通滤波器.....	28
Section89. 单电源低通滤波器.....	28
Section90. 滤波器设计中的注意.....	28
4.4. 运放组成的高通滤波器.....	28
Section91. 4 元件二阶 SK 型高通滤波器.....	28
Section92. 6 元件二阶 SK 型高通滤波器.....	28
Section93. 易用型二阶 SK 型高通滤波器.....	28
Section94. MFB 型高通滤波器.....	28
Section95. 高阶高通滤波器.....	29
Section96. 单电源高通滤波器.....	29
4.5. 运放组成的带通滤波器.....	29
Section97. 双频点带通滤波器——宽带通.....	30
Section98. 单频点选频放大器——窄带通.....	30
4.6. 运放组成陷波器.....	30
Section99. 双频点带阻滤波器.....	30
Section100. 陷波器——点阻滤波器.....	30
Section101. 平坦点阻滤波器.....	30
4.7. 运放组成全通滤波器.....	30
Section102. 一阶全通滤波器.....	30
Section103. 二阶全通滤波器.....	30
4.8. 状态可变型滤波器.....	30
Section104. 状态可变型滤波器分析.....	30
Section105. 集成状态可变型滤波器及其应用.....	30
4.9. 开关电容陷波器.....	30
Section106. 开关电容滤波器概述.....	30

Section107. 集成开关电容滤波器 .....	30
5. 其它信号处理电路 .....	31
5.1. 峰值检测和精密整流电路 .....	31
Section107. 峰值检测电路 .....	31
Section108. 精密整流电路 .....	34
5.2. 功能放大器 .....	37
Section109. 有效值检测芯片 .....	37
Section110. 程控增益放大器 .....	37
Section111. 压控增益放大器 .....	37
5.3. 比较器 .....	37
Section112. 运放实现的比较器 .....	39
Section113. 迟滞比较器 .....	40
Section114. 集成比较器 .....	45
5.4. 功率放大电路 .....	47
Section115. 功放电路的功率和效率 .....	48
Section116. 甲类功放 .....	50
Section117. 乙类功放和甲乙类功放 .....	52
Section118. 进一步降低失真的方法 .....	56
Section119. 高效开关型功率放大电路 .....	56
5.5. ADC 驱动电路 .....	56
Section120. 为什么要给 ADC 前端增加驱动电路 .....	57
Section121. 典型 ADC 驱动电路 .....	57
Section122. 其它 ADC 驱动电路 .....	57
5.6. 全差分放大器及应用电路 .....	57
Section123. 全差分放大器 .....	57
Section124. 全差分放大电路 .....	57
5.7. 增益可变电路 .....	57
Section125. 增益改变方法 .....	57
Section126. 程控增益放大器及其应用电路 .....	57
Section127. 压控增益放大器及其应用电路 .....	57
Section128. 自动增益控制—AGC 电路 .....	57
5.8. 复合放大电路 .....	57
Section129. 提供输出功率的复合放大器 .....	57
Section130. 串联型复合放大器 .....	57
Section131. 并联型复合放大器 .....	57
6. 信号源电路 .....	58
6.1. 基于蓄积翻转思想的波形产生电路 .....	58
Section132. 蓄积翻转和方波发生器 .....	58
Section133. 方波三角波发生器 .....	61
Section134. 独立可调的方波三角波发生器 .....	64
Section135. 压控振荡器 .....	67
6.2. 基于自激振荡的正弦波发生器 .....	70
Section136. 自激振荡产生正弦波的原理 .....	70
Section137. RC 型正弦波发生器 .....	71

Section138.	LC 型正弦波发生器.....	76
Section139.	晶体振荡器和压控正弦波发生.....	81
6.3.	数字直接合成技术-DDS.....	83
Section140.	用处理器加 DAC 实现波形发生的困难.....	83
Section141.	DDS 核心设计思想.....	83
Section142.	DDS 应用.....	83
6.4.	锁相环.....	83
Section143.	锁相环基本思想.....	83
Section144.	锁相应用电路.....	83
7.	直流稳压电源.....	84
7.1.	关于电源的基本概念.....	84
Section145.	各种各样的电源.....	84
Section146.	衡量电源的指标.....	84
Section147.	电源发展现状和趋势.....	84
7.2.	线性稳压电源.....	85
Section148.	线性稳压电源结构.....	85
Section149.	串联型稳压电路.....	88
Section150.	集成三端稳压器.....	91
Section151.	低跌落电压稳压器——LDO.....	98
Section152.	基准电压源和基准电流源.....	104
Section153.	实用电路.....	104
7.3.	开关型 DC-DC.....	104
Section154.	升压和降压原理.....	104
Section155.	实用电路.....	104

## 4. 运放电路的频率特性和滤波器

所谓的频率特性，是指一个放大电路对不同频率的输入信号，所表现出的不同性能。很显然，任何放大电路内部或者外部，都不可避免的存在人为放置的实体电感、电容，或者固有存在的杂散电感、电容，它们有的并联于部件身旁，有的串联于回路之中，当输入信号频率发生改变时，它们的感抗、容抗就会发生变化，进而对电路性能产生改变。

放大电路的频率特性，就是研究电路性能随频率变化的规律，是电子技术特别是模拟电子技术中一个极为重要的环节。在本书 2.4 节，已经对晶体管放大电路的频率特性进行了深入阐述，本节主要对运放组成的放大电路，研究其频率特性。

而滤波器，就是利用这些规律，主动制作的一个放大电路。其电路性能随频率变化的规律，是人为主动设计的，以达到我们期望的规律，比如滤除低频量，保留高频量等。

## 4.1. 运放电路的频率特性

### Section75. 从开环到闭环

### Section76. 频率失真

### Section77. 频率特性的分析方法

分析一个放大电路的频率特性，最常用的是频域分析法，它通过“幅频特性图——增益随频率变化曲线”，“相频特性图——相移随频率变化曲线”来全面描述放大电路的频率特性。

频域分析法分为理论分析、实测记录等手段。

所谓的理论分析，是将电路中的部件，都表达成与频率相关的量或者关系式，然后据此写出随频率变化的频域传递函数，最终得到幅频特性、相频特性图。

所谓的实测记录，是让放大电路正常工作，用示波器等仪器同时显示输入波形和输出波形，逐点改变输入信号频率，分别记录每个输入频率下的增益（输出幅度/输入幅度）、相移（输出相位减去输入相位），绘制出幅频特性、相频特性图。实测记录法，可以用实际电路实现，也可以用仿真电路实现。

#### 举例 1:

电路如图 Section77-1 所示，求该电路的频率特性。并用仿真实验验证之。

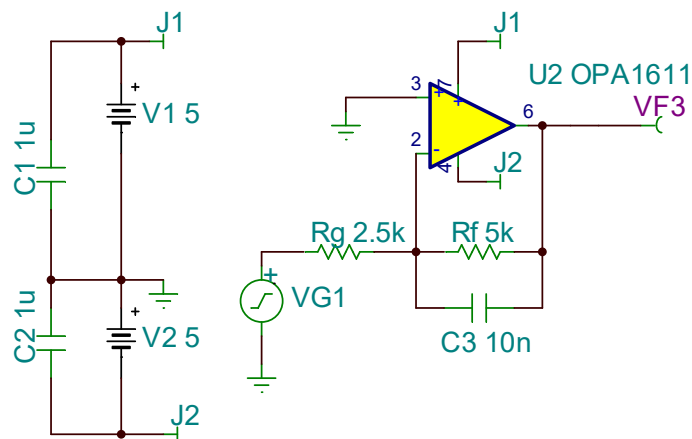


图 Section77-1 含一阶低通滤波的反比例器

解：理论分析如下：

这是一个由运放组成的，含 2 倍电压增益的一阶低通滤波器。在正弦稳态输入时，其电压增益随频率变化的表达式为：

$$\dot{A}_{uf} = -\frac{R_f \parallel \frac{1}{j\omega C_3}}{R_g} = -\frac{\frac{R_f \times \frac{1}{j\omega C_3}}{R_f + \frac{1}{j\omega C_3}}}{R_g} = -\frac{R_f}{R_g} \times \frac{\frac{1}{j\omega C_3}}{R_f + \frac{1}{j\omega C_3}} = -\frac{R_f}{R_g} \times \frac{1}{1 + j\omega R_f C_3}$$

(Section77-1)

设已经确定的电路参数：

$$\omega_0 = \frac{1}{R_f C_3}; f_0 = \frac{1}{2\pi R_f C_3}$$

其中 $\omega_0$ 称为特征角频率，相应的， $f_0$ 称为特征频率。其具体含义，在滤波器概述中会有介绍。

据式(Section77-1)，可以写出电压增益的模，随频率变化的规律，即幅频特性：

$$|\dot{A}_{uf}| = -\frac{R_f}{R_g} \times \frac{1}{\sqrt{1^2 + (\frac{\omega}{\omega_0})^2}} = -\frac{R_f}{R_g} \times \frac{1}{\sqrt{1^2 + (\frac{f}{f_0})^2}} = A_m \times \frac{1}{\sqrt{1^2 + (\frac{f}{f_0})^2}} \quad (\text{Section77-2})$$

以及电路输入输出之间的相移，随频率变化的规律，即相频特性：

$$\varphi = 180^\circ - \tan^{-1}(\frac{\omega}{\omega_0}) = 180^\circ - \tan^{-1}(\frac{f}{f_0}) \quad (\text{Section77-3})$$

根据上述两个表达式，可以用肉眼观察的方式，大致分析出增益、相移的变化规律：

1) 当输入信号频率特别低时，即 $f \ll f_0$ ，电路的电压增益近似为 $A_m$ ，输入输出之间的相移近似为 $180^\circ$ ，电路表现为一个标准的-2 倍反比例器。

2) 当输入信号频率逐渐增大，电压增益开始逐渐下降，不考虑电路本身的反相特性，滞后相移的绝对量( $\tan^{-1}(\frac{f}{f_0})$ )是逐渐增大的。

3) 当输入信号频率增大到一个关键点，特征频率处，即 $f = f_0 = \frac{1}{2\pi R_f C_3} = 3183\text{Hz}$ ，电压增益变为 $A_m$ 的 0.707 倍，而相移变为 $135^\circ$ ，也可以理解为滞后 $-225^\circ$ 。

4) 此后，随着频率的再增大，电压增益越来越小并最终逼近 0 倍，而相移逐渐变为 $90^\circ$ （也可理解为滞后 $270^\circ$ ）。

对该电路的仿真，可以采用 Multisim 或者 TINA 等仿真软件。本例以 TINA 为例，仿真结果如图 Section77-2 所示。

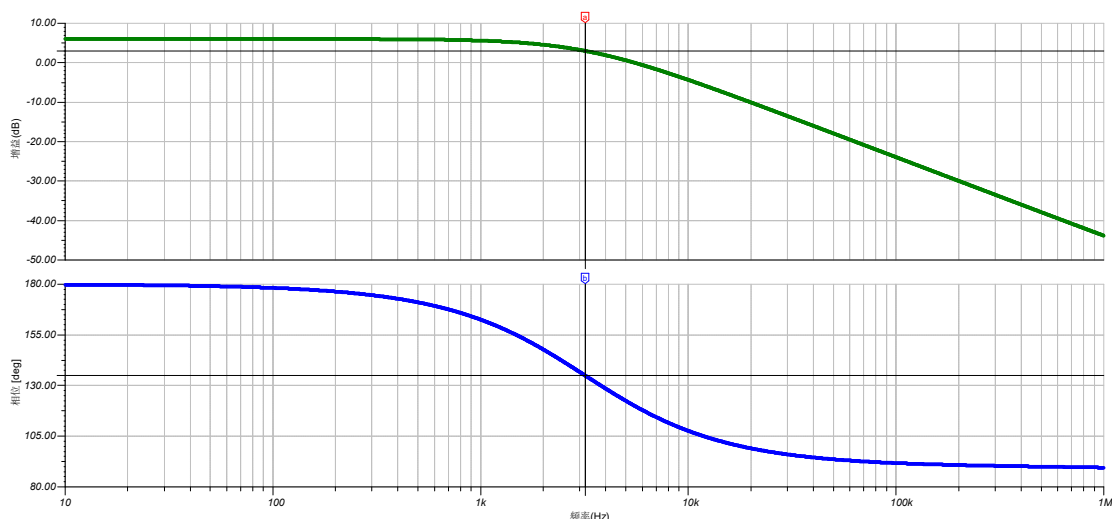


图 Section77-2 含一阶低通滤波的反比例器仿真结果之幅频特性和相频特性  
可以看出，仿真结果与理论分析是基本吻合的。

## 4.2. 滤波器概述

### Section78. 滤波器的一些常识

#### 滤波器

滤波是一个动作, 对不同频率输入信号, 实施不同的增益和相移, 以形成输出。滤波器, 是执行这种动作的硬件设备或者软件程序。无论滤波, 还是滤波器, 英文均为 filter, 它是名词, 也是动词。

比如, 高通滤波器的动作效果是: 输入频率较高时, 其增益逼近一个设定值, 相移基本为 0, 当输入频率低于某一设定值后, 随着频率的降低, 增益开始逐渐下降, 相移开始逐渐增大, 最终的结果是, 直流量或者超低频率量, 都会被滤除。

#### 模拟滤波和数字滤波

滤波动作可以用模拟电路实现, 也可以用数字电路或者软件实现。比如, Section77-1 电路, 就是模拟的低通滤波器。本章讲述的均为模拟滤波器, 因此在这儿, 暂不深入。所谓的模拟滤波器, 其输入量是连续的模拟信号。

而数字滤波器, 其输入量是离散的数字信号, 或者是一个程序, 对已有的数字序列进行滤波, 形成新数据。例如:

原始数据为  $X: (X_0, X_1, X_2, \dots, X_n, \dots)$ , 通过以下程序形成  $Y(Y_0, Y_1, Y_2, \dots, Y_n, \dots)$

$$Y_i = \frac{0.5 \times X_{i-1} + X_i + 0.5 \times X_{i+1}}{2}$$

这就形成了一个数字滤波程序, 实现了最简单的低通滤波效果——X 序列中存在的尖锐变化, 会在输出的 Y 序列中得到钝化。

模拟滤波, 只能通过硬件电路实现。而数字滤波, 既可以用硬件的数字电路实现, 也可以用软件编程实现。

目前稍复杂的电子系统, 都存在 3 个环节, 感知自然界模拟信号的输入环节, 模数转换和处理器环节, 数模转换和执行环节。在这样的电子系统中, 存在大量的滤波器。

比如 MP3, 它可以听歌, 也可以录音放音。图 Section78-1 是它的信号链路, 以录音放音为例, 其流程如下:

1) 外界的声音是一个客观存在的声波, 传递到麦克风, 麦克风是一个声电变化器, 它负责把声音信号转换成 mV 量级的波动电压信号。虽然麦克风没有专门设计滤波器, 但是它本身的物理特性限制了它的工作频率范围, 从表象看, 它是一个几 Hz 到几十 kHz 的带通滤波器, 这属于模拟滤波器。

2) 后级的“输入模拟信号处理”单元, 其实就是本书的内容, 它负责把 mV 量级的波动电压, 转变成 V 量级的波动电压, 因此需要上千倍的电压放大, 并且在这个环节, 需要实施 10Hz~50kHz 的带通滤波, 以保证人类能够听到的 20Hz~20kHz 信号能够完整的传递, 且滤除人类听不到的声音, 这属于模拟滤波。

3) 随后, 这个波动电压被 ADC (Analog to Digital Converter, 模数转换器) 变成离散的数码序列, 通过主控的处理器, 读取 ADC 的数据, 保存在内部的 FLASH ROM 中, 或者外插的 SD 卡、U 盘中。在 ADC 内部, 一般不存在模拟滤波, 是否存在数字滤波取决于 ADC 的类型, 对于音频领域的 ADC, 多数为  $\Sigma\Delta$  型, 内部含有数字滤波器。



4) 当需要播放时, 处理器从存储器中读取需要的数据片段, 实施必要的数字滤波后,

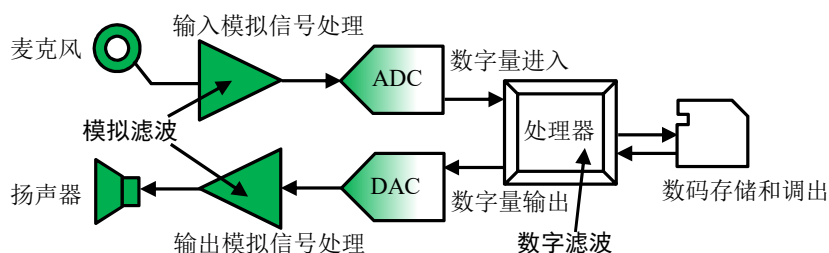


图 Section78-1 以 MP3 为典型的电子系统中的滤波环节

提交给 DAC (Digital to Analog Converter, 数模转换器), DAC 把这些离散的数码序列, 又转换成连续的模拟电压信号, 提交给执行环节。Audio-DAC 中一般都有数字滤波器。

5) 随后的“输出模拟信号处理”单元, 主要实施功率放大, 以便有足够的能量驱动扬声器发出悦耳的声音。在这个单元, 需要模拟滤波, 至少要把 DAC 输出的台阶状波形, 变成较为圆滑的, 与声音信号相似的波形。

本书仅讲授模拟滤波。

数字滤波内容, 一般在数字信号处理课程中讲授, 它足够有趣, 且功能远比模拟滤波强大, 比如把男人的声音变成女人的声音, 这在模拟滤波中是难以想象的。当然, 它也有它固有的缺点, 比如, 它需要延时处理, 或者, 它至少需要一个运算能力较强的处理器, 这比较昂贵。

但凡有竞争者共存的东西, 都不能说尽善尽美: 有它足够的优点, 就一定有致命的缺点; 看起来极差的东西, 只要它稳定生存着, 就一定有它生存的道理, 哪怕它一无是处, 也许便宜就是它最大的优点。这是一个颠扑不破的真理。

问题不在于谁好谁差? 而在我们, 怎么合理的使用它们。

### 模拟滤波器的实现方法——无源滤波和有源滤波

实现模拟滤波, 有以下 2 种方法: 无源滤波器和有源滤波器。

所谓的无源滤波器, *passive filter*, 是只用无源器件组成的滤波器。无源器件, 也称被动器件, 英文为 *passive device*, 或 *passive component*, 它的特点是无需外部供电即可工作, 一般包括电阻、电容、电感和变压器。

图 Section78-2 是一个无源滤波器, 它仅有电阻、电容、电感组成, 形成了一个几百 Hz 到 10MHz 左右的带通滤波器。

有源器件, *active device*, 或 *active component*, 是必须有额外电能供应才能工作的器件, 比如晶体管、运放、门电路、处理器等。由至少 1 个有源器件组成的滤波器, 称为有源滤波器, *active filter*。图 Section77-1 就是一个有源滤波器。

有源滤波器和无源滤波器至今共存, 各有优缺点, 一般来说, 优缺点是互补的。

无源滤波器的优点是:

- 1) 在大电压、电流时, 很多有源器件会失效, 而无源器件一般不受限制。
- 2) 在超高频时, 无源器件具有天生的优势。
- 3) 实现最为简单的滤波时, 无源电路有优势。
- 4) 一般来说, 会比有源器件便宜一些, 除非用到大个头的电感、电容。

有源滤波器的优点是:

1) 可以引入负反馈、可以引入放大环节, 因此可以实现极为复杂的滤波器, 且能轻松应对小信号。

2) 可以轻松实现多级滤波器的级联, 而无源滤波器各级之间的互相影响是极为复杂的,

多级级联非常困难。

3) 对超低频率, 有源滤波器有天生优势。它可以利用反馈网络, 通过密勒等效等方法, 用很小的电容代替超大电容、电感。我们知道, 特征频率越低, 要求电容值越大。即便现在已经有了超级电容, 我们仍应坚信, 制作电容需要足够大的面积和足够小的间距, 这在物理上, 是受限的。单纯用无源电路, 想实现超低频率的滤波器, 唯一的方法是使用超大的电容器, 这非常困难。

4) 电路计算相对更简单。

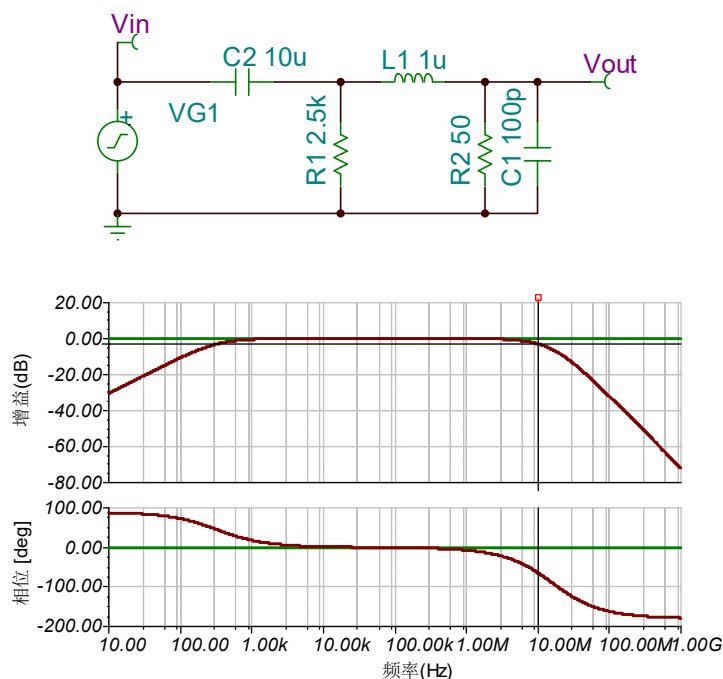


图 Section78-2 一个无源滤波器及其频率特性

## 有源滤波器的实现方法

经过几十年的发展, 有源滤波器较为成熟的实现方法有以下几类:

### 1) 用运放组成的有源滤波器

这是一个庞大的分支。以运放为基本单元, 配合电阻、电容, 可以实现各式各样的有源滤波器。单纯讲授此内容, 一本书看起来也是不够的。本书仅作简单介绍。

### 2) 状态变量型(State Variable Filter)集成有源滤波器

这是一个集成芯片。它的核心仍是运放电路, 通过不同的管脚输出高通、低通和带通, 用户可以自由搭配实现不同的功能。由于其具有极高的通用性, 就被芯片生产厂家用集成电路实现了, 因此也叫通用滤波器, Universal filter。

### 3) 开关电容滤波器

这是一类崭新的滤波器。它处理的是模拟信号, 但是处理过程却是很“数字化”的。它利用这样一个核心思想: 一个电容器, 给它增加一个开关, 用开关的开断控制电容的充电或者放电, 可以控制其平均电流, 以此模拟一个变值的电阻。因此, 它必须有一个外部提供的 CLK 信号, 以控制内容电容的开关频率, 当开关频率发生变化时, 整个滤波器的效果也发生改变, 由此可以营造一个“特征频率可变”的滤波器。

相比于开关电容滤波器, 普通滤波器要实现特征频率的改变, 需要人工改变电路中的电

阻或者电容值，这很麻烦且很多情况下难以实现。但是，开关电容滤波器，你只要改变外部的时钟频率，就可以修改特征频率，这对于按照节拍工作的处理器来说，是一件轻松的事情。

比如某一款开关电容滤波器实现的低通滤波，其截止频率是开关时钟频率的  $1/100$ ，要实现一个  $20\text{kHz}$  的低通滤波，只需要给它提供一个  $2\text{MHz}$  的时钟即可。要将  $20\text{kHz}$  的截止频率变为  $19\text{kHz}$ ，只需要改变时钟为  $1.9\text{MHz}$ 。

这看起来非常神奇，也很美妙。事实确实如此。但是，开关电容滤波器也有致命的缺点，外部提供的 CLK 信号，一定会在输出波形中或多或少存在，这需要再增加一级额外的滤波器，并且如果信号很小，这类滤波器也是不善于处理的。

本书重点讲述以运放为核心的滤波器，这是滤波器实现方法的基础。

## 滤波器的形态分类

从滤波器实现的效果看，滤波器分为以下几种形态：

### 1) 低通(Low Pass)和高通(High Pass)滤波器

单一的低通，滤除高于上限截止频率  $f_H$  的。单一的高通，滤除低于下限截止频率  $f_L$  的。

### 2) 带通(Band Pass)和选频滤波器

一般的带通，滤除低于下限截止频率  $f_L$  的，高于上限截止频率  $f_H$  的，它有两个特征频率点，比如音频放大器，只保留  $10\text{Hz}\sim 50\text{kHz}$  的。特殊的带通，实际是一种点通，即仅允许一个某一中心频率  $f_c$  两边很窄频段内的信号通过，它只有一个特征频率。比如某些选频放大器，利用 LC 谐振实现，仅在某一频率点处发生谐振，产生很大的电压增益，周边频率处，增益迅速衰减。

### 3) 带阻(Band Rejection or Band Stop)滤波器和陷波器(Notch)

和带通刚好相反，它滤除高于  $f_H$  且低于  $f_L$  的，也有两个特征频率点。特殊的带通，也叫陷波器，或者称为点阻滤波，它只对某一中心频率  $f_c$  附近的频率量实施大幅度衰减。比如  $50\text{Hz}$  陷波器。

### 4) 全通(All pass)滤波器

很奇怪吧，全通，都通过了，那还叫什么滤波啊。其实一点儿都不奇怪。它的特点是，在增益上，全部频率范围内，都是一样的，看起来和一根导线直通差不多。但是在相移上，它对不同频率的输入信号，具有不同的相移，因此，你也可以称它为“相移滤波器”。图 Section78-3 最右侧的上下两个图，分别绘制了这种滤波器的幅频特性和相频特性。

它也是只有一个特征频率点  $f_0$ 。

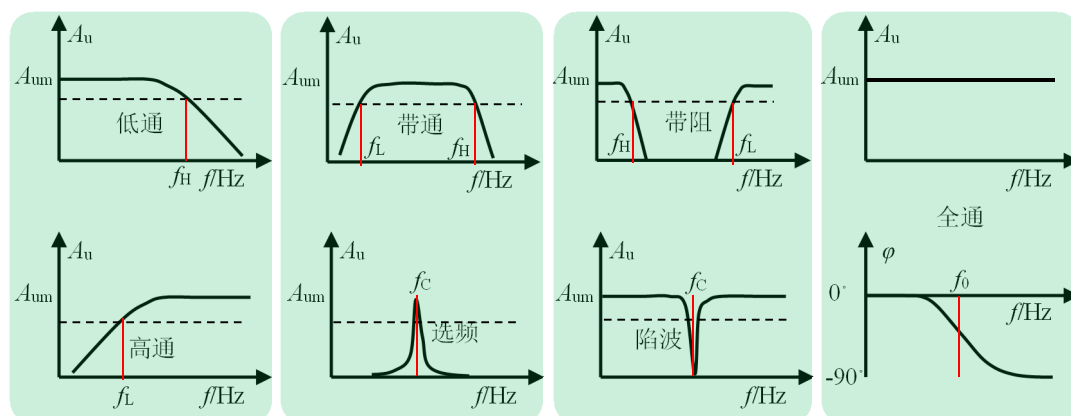


图 Section78-3 滤波器形态

## 模拟滤波器的传递函数和阶数

### 时域、复频域和频域分析

在自动控制领域，常用传递函数表示系统的频率特性。所谓的传递函数  $A(S)$ ，是一个系统的输出时域函数  $u_o(t)$  的拉氏变换  $U_o(S)$ ，与输入时域函数  $u_i(t)$  的拉氏变换  $U_i(S)$  的比值。

$$A(S) = \frac{U_o(S)}{U_i(S)}$$

对一个客观存在的电路，要写出其传函，可以采用简单的方法：电路中的电阻仍为  $R$ ，电容写成  $\frac{1}{sC}$ ，电感写成  $sL$ ，然后用虚短虚断法，写出增益的  $S$  域表达式，即为传函。

$S$  域表达式中的  $S$ ，是一个复频率，即包含瞬态分析的实部  $\sigma$ ，也包含稳态分析的虚部  $j\omega$ ：

$$S = \sigma + j\omega$$

因此， $S$  域分析也称为复频域分析。

对于滤波器来讲，我们只关心其稳态表现，即持续输入一个稳定正弦波，输出也将是一个稳定正弦波，我们研究它们之间的幅度差异以及相移。此时，可以用  $S = j\omega$  代入。这就形成了增益的复数表达式，与角频率  $j\omega$  之间的关系。此时，虽然增益表达式是一个复数，但频率是一个实数，其分析结果属于频域。

例如，一个实际电路如图 Section77-1 所示。用传递函数方法，可以先将电路更换成如图 Section78-4 左侧电路所示。利用虚短虚断，可以写出其传递函数为：

$$A(S) = \frac{U_o(S)}{U_i(S)} = -\frac{R_f \parallel \frac{1}{SC_3}}{R_g} = -\frac{\frac{R_f}{1 + SC_3}}{R_g} = -\frac{R_f}{R_g} \times \frac{1}{1 + SR_f C_3}$$

这是一个复频域表达式，即传递函数。将  $S = j\omega$  代入，可以得到与式 (Section77-1) 完全一致的结果，即频域表达式。

因此，有两种方法常用于滤波器的频域分析，第一种，直接  $S$  域求解传函，然后利用  $S = j\omega$ ，将其变换成频域表达式，以显现复数增益随频率变化的规律。第二种，直接在图 Section78-4 右侧电路上计算，直接获得复数增益随频率变化的规律。多数人采用第一种方法，至少在分析的时候，少些一个字母总是减少出错概率的。

但是，一旦涉及瞬态分析，那只有使用  $S$  域求解传函了，或者写出微分方程求解。

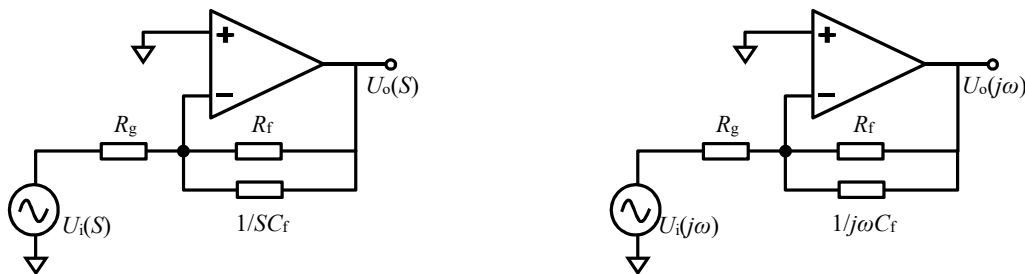


图 Section78-4 图 Section77-1 在复频域和频域的等效电路

### 滤波器的复频域通用表达式以及阶数概念

图 Section78-4 是一个一阶低通滤波器，其表达式可以写成：

$$A(S) = A_m \times \frac{1}{1 + aS}$$

(Section78-1)

其中， $A_m$  代表中频增益的模。全部的随频率相关的表达式，都依赖于后面一项。

更为复杂的滤波器，可以写成如下更为通用的传函形式：

$$A(S) = A_m \times \frac{1 + m_1 S + m_2 S^2 + \dots + m_m S^m}{1 + n_1 S + n_2 S^2 + \dots + n_n S^n}$$

(Section78-2)

其中， $n \geq m$ ， $n$  称为滤波器的阶数。

一阶高通滤波器为：

$$A(S) = A_m \times \frac{S}{1 + aS}$$

二阶低通滤波器为：

$$A(S) = A_m \times \frac{1}{1 + aS + bS^2}$$

二阶高通滤波器为：

$$A(S) = A_m \times \frac{S^2}{1 + aS + bS^2}$$

二阶窄带通滤波器：

$$A(S) = A_m \times \frac{\frac{S}{Q}}{1 + \frac{S}{Q} + S^2}$$

等等。总之，滤波器就是围绕着传函的结构、参数的选择，演变出形形色色的滤波形态。

滤波器的阶数越高，其传函表达式也更为复杂，相对应的电路也更为复杂。但是，它带来的滤波效果，也更加接近于理想砖墙式滤波器。

所谓的砖墙式滤波器，即幅频特性不再是图 Section78-3 中的曲线，而是非 0 即 1 的直线，像砖墙一样，有就是一堵墙，没有就是完全开口。如图 Section78-5 所示。图中，绿色是理想的砖墙——低通，蓝色是一阶低通滤波器的幅频特性，而红色是某个二阶滤波器的幅频特性，很显然，二阶滤波器更接近于砖墙。

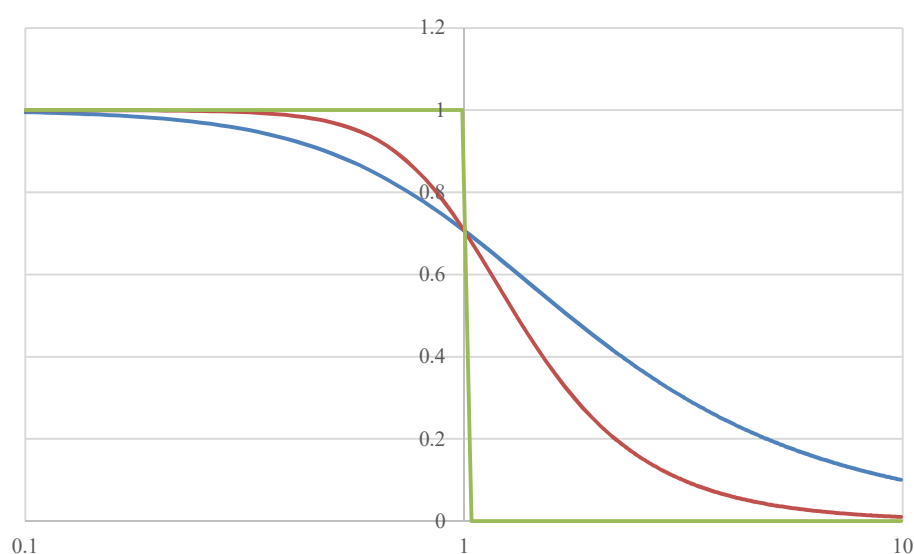


图 Section78-5 一阶低通、二阶低通与砖墙式的区别

## 模拟滤波器的关键频率点

### 低通滤波器的上限截止频率 $f_H$

在低通滤波器中，随着频率的增大，增益的模开始下降，当增益的模变为中频增益的  $1/\sqrt{2}$ ，即 0.707 倍时，此时的频率称为低通滤波器的上限截止频率，用  $f_H$  表示。

### 高通滤波器的上限截止频率 $f_H$

在高通滤波器中，随着频率的减小，增益的模开始下降，当增益的模变为中频增益的  $1/\sqrt{2}$ ，即 0.707 倍时，此时的频率称为高通滤波器的下限截止频率，用  $f_L$  表示。

### 特征频率 $f_0$

特征频率是传函中较美的频率点，即在数学上，它是使得传函最简单的点。

对于一阶、三阶等奇数阶滤波器，传函中的分母上，实部和虚部相等的频率点，称为特征频率。其特征为，奇数阶滤波器的相移依次为  $\pm 45^\circ$ ， $\pm 135^\circ$ 。

对于二阶滤波器，传函中的分母上，实部为 0 的点，或者虚部为 0 的点，称为特征频率。其特征为，偶数阶滤波器的相移依次为  $\pm 90^\circ$ ， $\pm 180^\circ$ 。

定义特征频率的相移规则为：阶数每增加 1 阶，对于低通，特征频率点处的相移顺时针转动  $45^\circ$ ，即在原有滤波器基础上，再滞后  $45^\circ$ 。对于高通，则逆时针转动  $45^\circ$ ，即在原有滤波器基础上，再超前  $45^\circ$ 。

比如一个四阶低通滤波器，其传函为：

$$A(S) = A_m \times \frac{1}{1 + a_1 S + a_2 S^2 + a_3 S^3 + a_4 S^4}$$

根据相移规则，它的特征频率点应为相移等于  $4 \times 45^\circ = 180^\circ$  的频率点，即虚部为 0 点，则在该频率处，有：

$$a_1 j\omega + a_3 (j\omega)^3 = j(a_1\omega - a_3\omega^3) = 0$$

据此，可以求解出特征频率点。

特征频率点的引入，给滤波器分析带来了极大的方便。因为，只依靠截止频率的话，由于截止频率的表达式的模的 0.707 倍，而模的表达式是开根号的，求解方程会异常困难。而特征频率点的求解，则会很方便。

在很多滤波器中，特征频率并不等于截止频率，一般来说，仅在巴特沃斯型滤波器中，两者才会相等。

### 中心频率 $f_c$

在窄带通和陷波器中，存在中心频率。

窄带通滤波器中，增益最大值处，或者相移为 0 度或者 360 度的整数倍时的频点，称为中心频率，center frequency，用  $f_c$  表示。

陷波器中，增益最小值处，或者相移为 0 度或者 360 度的整数倍时的频点，称为中心频率，center frequency，用  $f_c$  表示。

窄带通和陷波器都只能用偶数阶滤波器实现。对于窄带通来说，传函分母为 0，即传函的极点，是发生增益最大的唯一位置，此时一定有相移为 0 或者 360 度整数倍的特性。而对于陷波器，传函的分子为 0，即传函的零点，是发生增益最小的唯一位置。

当然，这是理想情况，实际滤波器中，永远无法出现零点和极点。



## Section79. 从运放组成的一阶滤波器入手

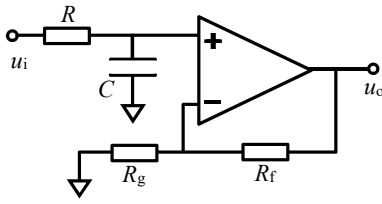
一阶滤波器，一般只使用一只关键的电容。这样，表达式中只会出现一个  $S$ ，形成  $n=1$  的传函结构。

其实，理论上说，只要用电容能够实现的，用电感也可以。但是，现实并不是想象中那么美丽。在本节之后的思考中，我们会分析为什么在运放组成的滤波器中很少用电感。

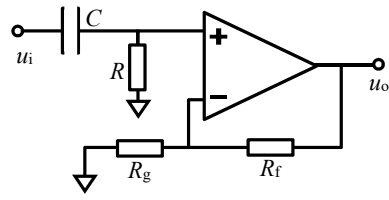
运放组成的一阶滤波器，非常简单，仅有如下 6 种常见电路：

### 同相输入的一阶低通和高通滤波器

两个电路如图 Section79-1 所示。



(a) 一阶同相低通滤波器



(b) 一阶同相高通滤波器

图 Section79-1 同相输入的一阶低通和高通滤波器

对(a)图，直接写出传函为：

$$A(S) = \frac{1}{R + \frac{1}{SC}} \times \left(1 + \frac{R_f}{R_g}\right) = \left(1 + \frac{R_f}{R_g}\right) \times \frac{1}{1 + SRC}$$

定义  $S = j\omega$ ，且  $\omega_0 = 1/RC$ ，将传函变换成频域表达式——复数表达式：

$$\dot{A}(j\omega) = \left(1 + \frac{R_f}{R_g}\right) \times \frac{1}{1 + j\omega RC} = A_m \times \frac{1}{1 + j\frac{\omega}{\omega_0}} = A_m \times \frac{1}{1 + j\frac{f}{f_0}}, \quad f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

(Section79-1)

增益的模为实数：

$$|\dot{A}(j\omega)| = A_m \times \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}} = A_m \times \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_0}\right)^2}}$$

(Section79-2)

很显然，增益的模呈现规律为：频率极低时，增益近似为  $A_m$ ，低通，随着频率逐渐增大到  $f = f_0$ ，增益变为  $0.707A_m$ ，此频率为截止频率  $f_H$ ，也是特征频率  $f_0$ 。此后，随着频率的再增大，增益会以 -20dB/10 倍频的速率逐渐下降。非常巧的是，在这个电路中，特征频率恰好就是截止频率。

继续分析，输入输出相移为实数：

$$\varphi(f) = -\tan^{-1} \frac{f}{f_0}$$

(Section79-3)

相移的求解，需要对原表达式稍稍处理，分子分母同乘以分母的共轭值，使得分母变为实数，即可轻松看出相移确实为上式，参见图 Section79-2。当然，对数学较为熟悉的读者，可以不用这样。

$$\dot{A}(j\omega) = A_m \times \frac{1}{1 + j\frac{\omega}{\omega_0}} = A_m \times \frac{1 - j\frac{\omega}{\omega_0}}{1^2 - (j\frac{\omega}{\omega_0})^2} = A_m \times \frac{1 - j\frac{f}{f_0}}{1^2 + (\frac{f}{f_0})^2} = \frac{A_m}{1^2 + (\frac{f}{f_0})^2} \times (1 - j\frac{f}{f_0})$$

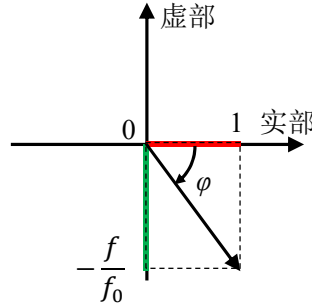


图 Section79-2 求解相移示意图

能够看出，在低频处，相移几乎为 0，在特征频率处，相移为 $-45^\circ$ ，随着频率的再增大，相移逐渐逼近 $-90^\circ$ 。

对图 Section79-1(b)，高通滤波器，利用同样的方法可以得到如下关系：

$$\dot{A}(f) = A_m \times \frac{1}{1 - j\frac{f_0}{f}}, \quad A_m = 1 + \frac{R_f}{R_g}, \quad f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

(Section79-4)

增益的模为实数：

$$|\dot{A}(f)| = A_m \times \frac{1}{\sqrt{1 + (\frac{f_0}{f})^2}}$$

(Section79-5)

相移为超前的：

$$\varphi(f) = \tan^{-1} \frac{f_0}{f}$$

(Section79-6)



### 举例 1:

电路如图 Section79-1 所示。已知运放为理想的，供电正常， $R=1.00\text{k}\Omega$ ， $C=0.22\mu\text{F}$ ， $R_g=1.10\text{k}\Omega$ ， $R_f=10.0\text{k}\Omega$ ，求：

- 1) 电路的中频增益  $A_m$ ，上限截止频率  $f_H$ ；
- 2) 当输入信号为正弦波，幅度为  $100\text{mV}$ ，频率为  $1\text{kHz}$ ，求输出信号幅度，输入输出之间的相移。
- 3) 用合适的仿真软件实施仿真，与前述计算对比。

解：1) 利用式(Section79-1)，可知：

$$A_m = 1 + \frac{R_f}{R_g} = 1 + \frac{10.0}{1.10} = 10.09 = 20.08\text{dB}$$

$$f_H = f_0 = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{6.28 \times 1000 \times 0.22 \times 10^{-6}} = 723.43\text{Hz}$$

2) 利用式(Section79-2)，可知：

$$U_{op} = |\dot{A}(f)| \times U_{ip} = A_m \times \frac{1}{\sqrt{1 + (\frac{f}{f_0})^2}} \times U_{ip} = 10.09 \times \frac{1}{\sqrt{1 + (\frac{1000}{723.43})^2}} \times 0.1\text{V} = 0.5914\text{V}$$

由式(Section79-3)，可知：

$$\varphi = -\tan^{-1} \frac{f}{f_0} = -\tan^{-1} \frac{1000}{723.43} = -54.11^\circ$$

3) 利用 TINA-TI 绘制电路如图 Section79-3 所示。运放选择为 OPA1611，可以在  $\pm 2.25\text{V} \sim \pm 18\text{V}$  供电，带宽为  $40\text{MHz}$ ，不会影响低通滤波器  $723.43\text{Hz}$  的截止频率——足够理想。

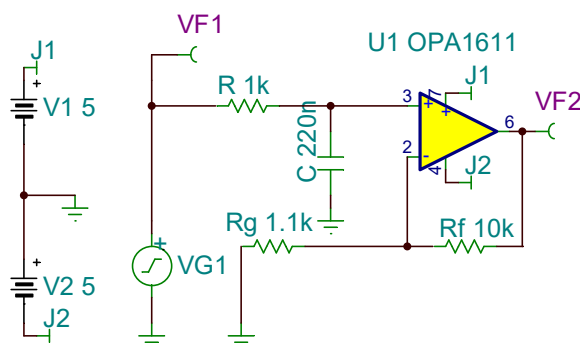


图 Section79-3 同相输入一阶低通滤波器实验（举例 1 电路）

首先仿真频率特性：利用 TINA-TI 中的“分析——交流分析——交流传输特性”，选择起始频率为  $1\text{Hz}$ ，终止频率为  $1\text{MHz}$ ，绘制包含“幅频特性，相频特性”的频率特性图，如图 Section79-4 所示。

利用软件的测量轨线，可得  $1\text{Hz}$  处，闭环增益的模为  $20.08\text{dB}$ ，与计算吻合。拉动测量轨线，找到增益下降  $-3.01\text{dB}$  频点，为  $(723.92\text{Hz}, 17.07\text{dB})$ ，在相移图中，同样找到  $(723.92\text{Hz}, -45.02^\circ)$ ，可知该电路的  $-3\text{dB}$  带宽，或者说上限截止频率的仿真实测值为  $723.92\text{Hz}$ ，与计算值  $723.43\text{Hz}$  基本吻合。在该点处，相移为  $-45.02^\circ$ ，也与理论值  $-45^\circ$  基本吻合。

其次，对于  $1\text{kHz}$ ， $0.1\text{V}$  输入正弦波的仿真实测，有两种方法验证前述计算的准确性。

第一种方法，最直观的测量仪器法：

在仿真软件中，打开“T&M”——“示波器”，设置触发源为 VF1，触发方式为 Normal，启动“Run”，在“Channel”中选“VF1”和“VF2”，并调整增益，在 Time/div 中选择每格

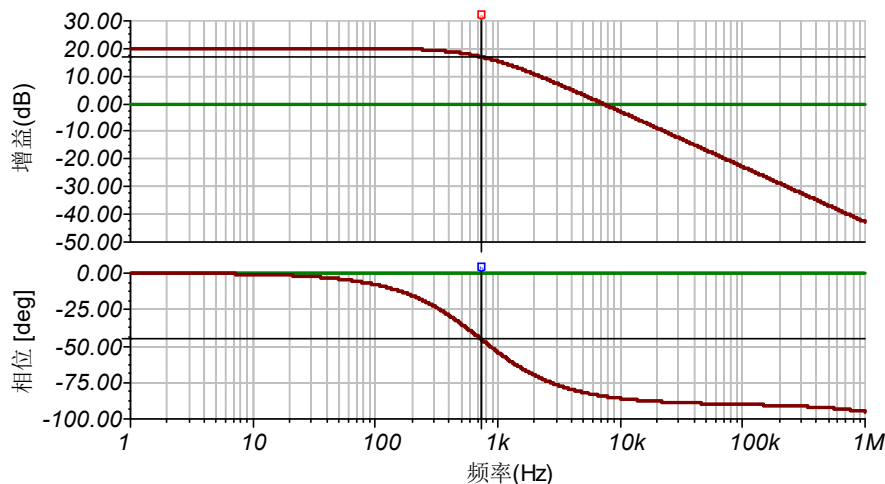


图 Section79-4 同相输入一阶低通滤波器仿真频率特性

100 $\mu$ s, 屏幕上将显示两个通道的工作波形, 将此波形停止, 用示波器下方的“Data, 导出”, 可以将波形导出并拷贝, 得到如图 Section79-5 左侧的波形图。

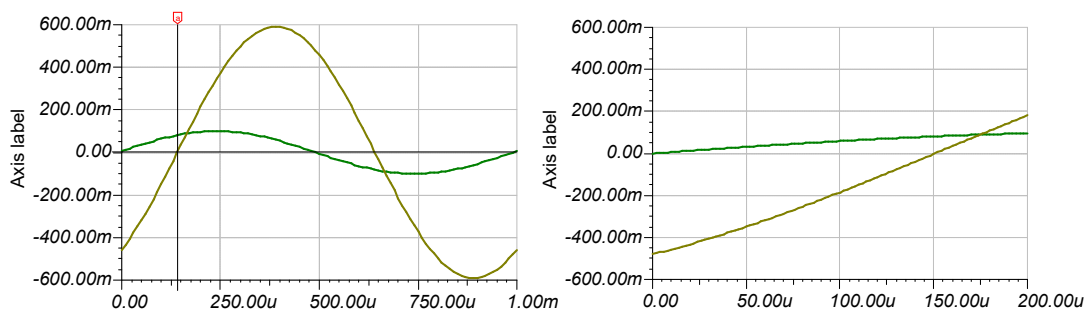


图 Section79-5 同相输入一阶低通滤波器仿真时域波形

从图中可以大致看出, 第一, 电路工作是正常的; 第二, 输出幅度大约为 0.6V, 与理论计算的峰值 0.5914V 大致吻合; 第三, 输出滞后于输入, 用测量轨线可以测得, 输出过零点大约滞后于输入过零点 140.99 $\mu$ s, 可知

$$\varphi_{\text{仿真实测}} = -360^\circ \times \frac{140.99\mu\text{s}}{1000\mu\text{s}} = -50.76^\circ$$

这与理论计算的  $-54.11^\circ$  存在较大差异, 我不满意。我认为是示波器工作中的触发点不细致准确造成的, 于是把波形的扫速提高, 触发点 0V 微调至 1mV, 得到了图 Section79-5 右侧的放大图, 从图中可以清晰看出, 滞后时间约为 150 $\mu$ s, 折算成相移, 刚好是  $-54^\circ$ , 这次就算吻合了。

之所以用如此繁琐的语言说这个过程, 是希望读者能够养成良好的习惯: 对细致的问题, 要细致, 要深究。

对输出波形的幅度, 我们仅用肉眼观察大约不到 0.6V, 这还不够精细。可以用 TINA-TI 中“T&M”中的万用表交流电压档, 可得 VF2 有效值为 418.22mV, 折算为峰值为 591.45mV, 与计算值 0.5914V 基本吻合。

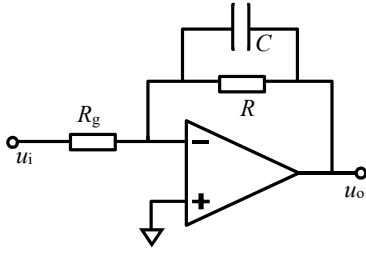
第二种方法, 用频率特性图换算。

在幅频特性中图, 利用测量轨线, 输入 1000Hz, 可得增益为 15.44dB, 折算为 5.916 倍, 那么输出应为 0.5916V, 这包含四舍五入, 因此也算基本吻合。

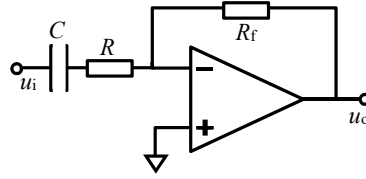
在相频特性图中, 利用测量轨线, 输入 1000Hz, 可得相移为  $-54.12^\circ$ , 基本吻合。

### 反相输入的一阶低通和高通滤波器

电路如图 Section79-6 所示。左侧为低通，右侧为高通。



(a) 一阶反相低通滤波器



(b) 一阶反相高通滤波器

图 Section79-6 反相输入的一阶低通和高通滤波器

对低通电路，按照频域复阻抗方法（第二种方法）直接写出频域表达式为：

$$\dot{A}(f) = -\frac{R \parallel \frac{1}{j \times 2\pi f C}}{R_g} = -\frac{R}{R_g} \times \frac{1}{1 + j \frac{f}{\frac{1}{2\pi RC}}} = A_m \times \frac{1}{1 + j \frac{f}{f_0}}, \quad A_m = -\frac{R}{R_g}, \quad f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

(Section79-7)

增益的模为正实数：

$$|\dot{A}(f)| = -A_m \times \frac{1}{\sqrt{1 + (\frac{f}{f_0})^2}}$$

(Section79-8)

相移为超前的：

$$\varphi(f) = 180^\circ - \tan^{-1} \frac{f}{f_0}$$

(Section79-6)

之所以超前，是因为反相放大器原本就有 180 度反相。

对高通电路，按照频域复阻抗方法（第二种方法）直接写出频域表达式为：

$$\dot{A}(f) = -\frac{R_f}{R + \frac{1}{j \times 2\pi f C}} = -\frac{R_f}{R} \times \frac{1}{1 - j \frac{1}{\frac{2\pi RC}{f}}} = A_m \times \frac{1}{1 - j \frac{f_0}{f}}, \quad A_m = -\frac{R_f}{R}, \quad f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

(Section79-7)

增益的模为正实数：

$$|\dot{A}(f)| = -A_m \times \frac{1}{\sqrt{1 + (\frac{f_0}{f})^2}}$$

(Section79-8)

相移为滞后的：

$$\varphi(f) = -180^\circ + \tan^{-1} \frac{f_0}{f}$$

(Section79-9)

**举例 2:**

电路如图 Section79-7 所示。求:

1) 电路的中频增益  $A_m$ , 下限截止频率  $f_H$ ;

2) 当输入信号为正弦波, 幅度为 100mV, 频率为 1kHz, 求输出信号幅度, 输入输出之间的相移。

解: 本电路中, 与标准电路存在一些差别, 第一, 电阻  $R_g$  和电容  $C$  的连接位置颠倒了, 原电路中信号源接电容, 而本电路中信号源接的是电阻。在绝大多数情况下, 这不会影响电路性能; 第二, 电阻的符号标注不同, 这也不会影响什么。

其实, 这都是我故意的, 就是为了避免读者硬套公式。

1) 据式(Section79-7), 灵活应用, 中频增益和下限截止频率分别为:

$$A_m = -\frac{R}{R_g} = -\frac{10k}{1k} = -10$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi R_g C} = \frac{1}{6.28 \times 1000 \times 220 \times 10^{-9}} = 723.43Hz$$

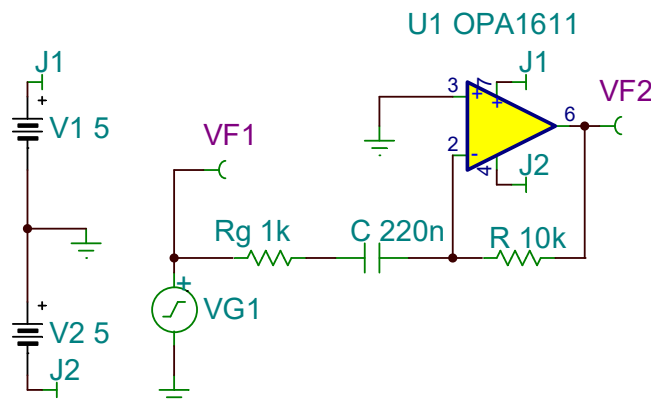


图 Section79-7 反相输入的一阶高通滤波器 (举例 2)

2) 据式(Section79-8):

$$|\dot{A}(1000)| = 10 \times \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{723.43}{1000}\right)^2}} = 8.102$$

$$U_{op} = |\dot{A}(1000)| \times U_{ip} = 0.8102V$$

据式(Section79-9):

$$\varphi(1000) = -180^\circ + \tan^{-1} \frac{723.43}{1000} = -144.12^\circ$$

为了验证, 我做了仿真实验, 结果如下:

1)  $A(1MHz)=A_m=20dB$ ,  $\varphi(1MHz)=0$ ,  $A(723.43Hz)=16.99dB$ ,  $\varphi(723.43Hz)=-135^\circ$

证明, 中频增益、下限截止频率的计算是准确的。

2)  $A(1000Hz)=18.17dB=8.1002$ ,  $\varphi(1000Hz)=-144.12^\circ$ , 基本吻合。用万用表交流电压测量 VF2, 结果为 572.94mV, 换算成峰值为 0.81026V, 也吻合。

### 一阶全通滤波器

电路如图 Section79-8 所示，左侧为滞后型一阶全通，右侧为超前型。

以左侧为例，根据虚短虚断方法列出方程如下：

1) 先从最简单的同相输入端入手：

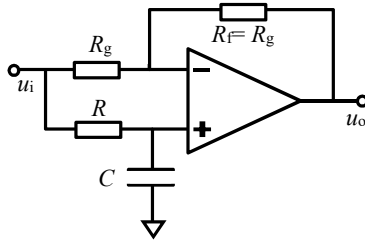
$$U_+(S) = U_i(S) \times \frac{\frac{1}{SC}}{R + \frac{1}{SC}} = U_i(S) \times \frac{1}{1 + SRC} \quad (1)$$

2) 利用虚短，得

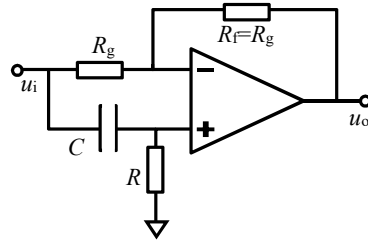
$$U_-(S) = U_+(S) \quad (2)$$

3) 对负输入端，利用虚断，写成节点电压法方程，并将式(1)、(2)代入：

$$\begin{aligned} \frac{U_i(S) - U_-(S)}{R_g} &= \frac{U_-(S) - U_o(S)}{R_f (= R_g)} \\ \frac{U_i(S) - U_i(S) \times \frac{1}{1 + SRC}}{R_g} &= \frac{U_i(S) \times \frac{1}{1 + SRC} - U_o(S)}{R_g} \end{aligned}$$



(a) 滞后型



(b) 超前型

图 Section79-8 一阶全通滤波器

化简得：

$$U_o(S) = U_i(S) \times \frac{2}{1 + SRC} - U_i(S) = U_i(S) \times \frac{1 - SRC}{1 + SRC}$$

即：

$$A(S) = \frac{U_o(S)}{U_i(S)} = \frac{1 - SRC}{1 + SRC}$$

将  $S = j\omega = j \times 2\pi f$ ，且  $f_0 = 1/2\pi RC$  代入，得频域电压增益为：

$$A(f) = \frac{1 - j \frac{f}{f_0}}{1 + j \frac{f}{f_0}}$$

(Section79-10)

电压增益的模为：

$$|A(f)| = \frac{\sqrt{1^2 + (-\frac{f}{f_0})^2}}{\sqrt{1^2 + (\frac{f}{f_0})^2}} = 1$$

(Section79-11)

增益表达式是一个复数,其幅角即为相移。而表达式本身是由复数分子和复数分母组成,因此其幅角为分子幅角减去分母幅角。所以:

$$\varphi(f) = \varphi(\text{分子}) - \varphi(\text{分母}) = -\tan^{-1} \frac{f}{f_0} - \tan^{-1} \frac{f}{f_0} = -2 \tan^{-1} \frac{f}{f_0}$$

(Section79-12)

可以看出,相移始终为负值,即输出滞后于输入,因此属于滞后型。

用同样的方法,可以对图 Section79-8 右侧的超前型进行分析:

$$U_+(S) = U_i(S) \times \frac{R}{R + \frac{1}{SC}} = U_i(S) \times \frac{1}{1 + \frac{1}{SRC}}$$

$$U_o(S) = U_i(S) \times \frac{2}{1 + \frac{1}{SRC}} - U_i(S) = U_i(S) \times \frac{1 - \frac{1}{SRC}}{1 + \frac{1}{SRC}}$$

$$\dot{A}(f) = \frac{1 + j \frac{f_0}{f}}{1 - j \frac{f_0}{f}}, \quad f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

(Section79-13)

$$|\dot{A}(f)| = 1$$

(Section79-14)

$$\varphi(f) = \varphi(\text{分子}) - \varphi(\text{分母}) = \tan^{-1} \frac{f_0}{f} - (-\tan^{-1} \frac{f_0}{f}) = 2 \tan^{-1} \frac{f_0}{f}$$

(Section79-12)

可以看出,相移永远大于 0,属于超前型,即输出超前于输入,且最大超前不超过 180°。

### 举例 3:

有一个幅度为 100mV,频率为 1000Hz 的正弦输入信号,加载到滤波器的输入端。要求输出为同频正弦波,且超前输入 45°,幅度为 1V,请设计电路实现这个要求。

解:分析题目,首先应该使用一个超前型全通滤波器,电路结构如图 Section79-8 右侧。但是,它的增益只要 1 倍,因此后级必须增加一个没有相移的 10 倍放大电路,才能使得 100mV 的输入信号变成 1V 的输出信号。后面的 10 倍放大器很好设计,关键在于全通滤波器的设计。

根据式(Section79-12),已知输入频率为 1000Hz,则有:

$$\varphi(1000) = 2 \tan^{-1} \frac{f_0}{1000} = 45^\circ$$

可以解得:

$$\frac{f_0}{1000} = \tan \frac{45^\circ}{2} = 0.4142$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} = 414.2\text{Hz}$$

一般来说,任意选择  $R$ 、 $C$ ,只要乘积满足上式即可。但是,在实际操作中,电阻选择既不能太小,也不能太大,可以先考虑在  $1\text{k}\Omega$  左右——这是一个比较保险的选择,除非有其它特殊的要求。然后根据电容值结果,选择容易买到的 E6 系列电容(只有 6 个可选值:

1/2.2/3.3/4.7/6.8/8.2)，再重新计算电阻。步骤如下：

$$C = \frac{1}{2\pi R f_0} = \frac{1}{6.28 \times 1000 \times 412.4} = 0.3844\mu F$$

选择  $C=0.33\mu F$ ，重新计算电阻。

$$R = \frac{1}{2\pi C f_0} = \frac{1}{6.28 \times 0.33 \times 10^{-6} \times 412.4} = 1170\Omega$$

选择 E96 系列电阻， $R=1180\Omega$ 。至此，完成了全通滤波器的核心设计。

下面进行其它电路设计，这相对较为简单。先确定电路结构如图 Section79-9 所示。

1) 对全通滤波器的另外两个电阻，必须是等值的，且两者的并联最好等于  $R$ ，在 E96 系列电阻中选择最为接近的是  $R_g=R_f=2.37k\Omega$ 。

2) 对后级的 10 倍放大电路，可以先确定  $R_2=1k\Omega$ ，再根据增益=10，理论上  $R_3=9k\Omega$ ，但是 E96 系列没有这个电阻值，选择最为接近的  $9.09k\Omega$ 。

运放选择为带宽 40MHz 的 OPA1611，至此，全部电路设计完成。

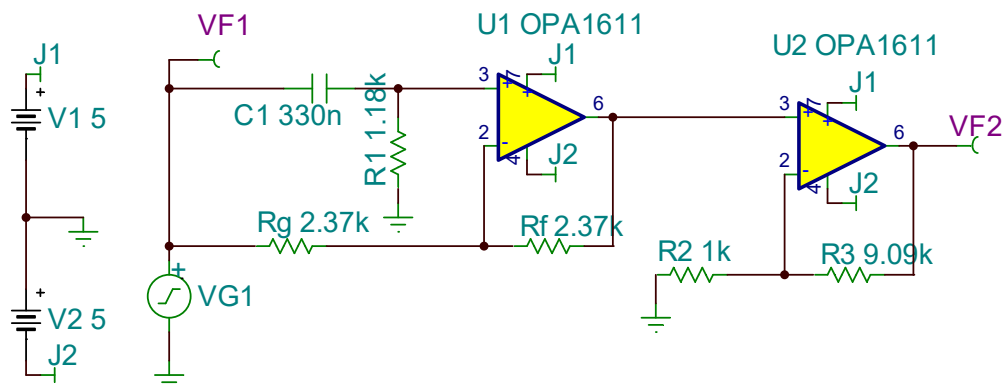


图 Section79-9 举例 3 电路

对上图电路进行仿真，实测结果如下：

电路的输入输出波形如图 Section79-10 所示，可以看出当输入  $0.1V$ ， $1000Hz$  正弦波时，输出波形幅度大约为输入幅度的 10 倍，且总体上超前了大约  $360^\circ \times 125\mu s / 1ms = 45^\circ$ 。满足题目要求。

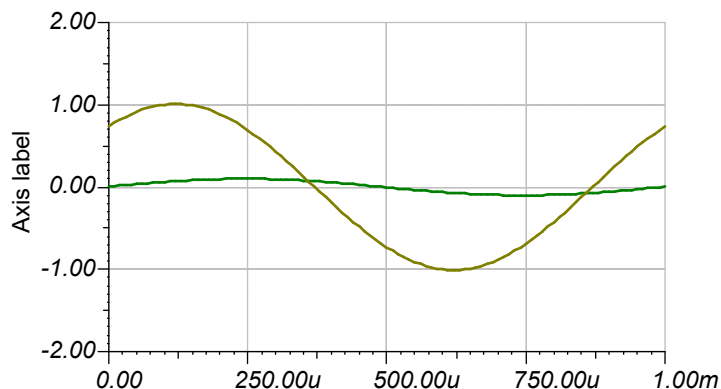


图 Section79-9 举例 3 电路的输入输出波形

## Section80. 思考

本节，提出一些问题，启发读者思考。没有思考，任何学习和工作的过程都将是乏味的。

### 为什么是电容，而不是电感？

### 一阶滤波器，还有其它类型吗？

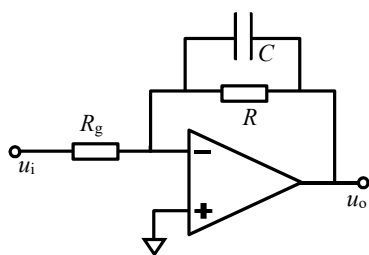
在 Section79 中，我们给大家介绍了 6 种一阶滤波器类型。它们都是只使用了一只电容器，区别仅在于其电路结构不同。难道，只有这 6 种吗？

首先，在传函中，为什么  $n$  必须大于等于  $m$ ？ $m$  一旦大于  $n$ ，会出现什么情况？

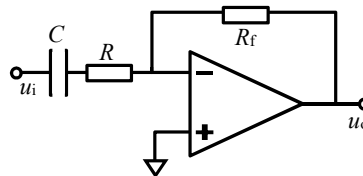
其次，为什么只能使用一只电容器？如果使用两只电容器，可否组成一阶滤波器？

第三，在仅使用一只电容器的条件下，能否构建其它电路，以实现有别于 Section79 中介绍的 6 种电路？

比如，在图 Section79-6 电路中，可否增加电阻、减少电阻、移动电容位置，以改变电路结构，实现更为奇妙的传函？(a)图中，如果把 RC 并联改为串联，会出现什么情况？我不会带领大家去思考，但请珍惜这个机会。特别是一阶全通滤波器，它可以带来更多的思考。



(a) 一阶反相低通滤波器



(b) 一阶反相高通滤波器

图 Section79-6 反相输入的一阶低通和高通滤波器

### 实际的电容器，是真正的电容元件吗？

元件，element，是器件(device)的理想抽象。作为一个元件，电容在频率足够高时表现出足够小的容抗，但是，实际的电容器却不是这样。因此，如果用理想的元件取表述实际的电容器，它应该是包含电阻、电容、电感的。

请读者自行调查，第一找到实际电容器的元件模型，第二，确定一只实际的电容，查找数据手册，完成对该电容器的模型参数的指定。

### 滤波器对运放有何要求？

用常见运放 OP07，设计一个截止频率为 100kHz，通带增益为 10 的一阶低通滤波器，能够实现吗？要实现截止频率 100kHz，通带增益为 10 的一阶低通滤波器，对电路中选用的运放，有何要求？

对此内容，可参考本书 Section90。

### 利用滤波器思想提高带宽



低通或者高通滤波器，使得不期望的频率量得到抑制，利用这种思想，能否实现频率补偿，以拓展频带？答案是肯定的。

电路如图 Section80-3 所示。当电路中开关断开时，左边是一个同相比例器，右边是一个反相比例器，增益均为 20dB。此时，两个电路的闭环带宽小于 60kHz。当开关闭合，导致电容介入电路后，在高频处，电容的旁路作用，使得总的增益阻抗下降，带来的效果是增益上升，这抵消了由于运放的开环增益下降带来的闭环增益下降。

仿真实验结果如图 Section80-4 所示。可以看出，开关闭合后闭环带宽接近 100kHz。但是，一定需要注意，这种频率补偿电路只能有限提高带宽，毕竟随着频率的上升，运放的开环增益总是下降的，当它不具备增益时，外部怎么补偿，都将是徒劳的。

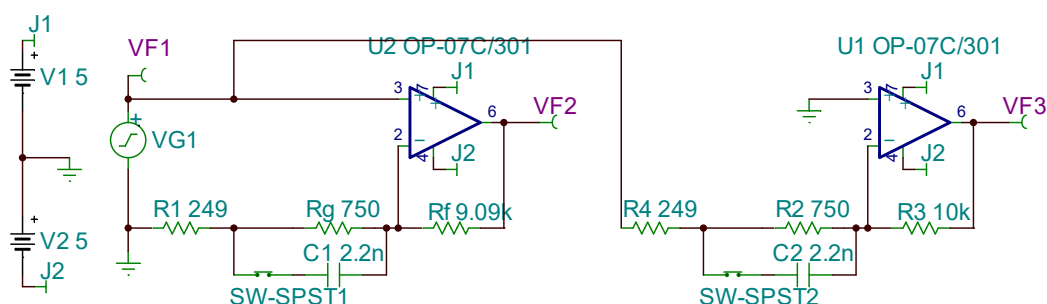


图 Section80-3 带宽拓展电路

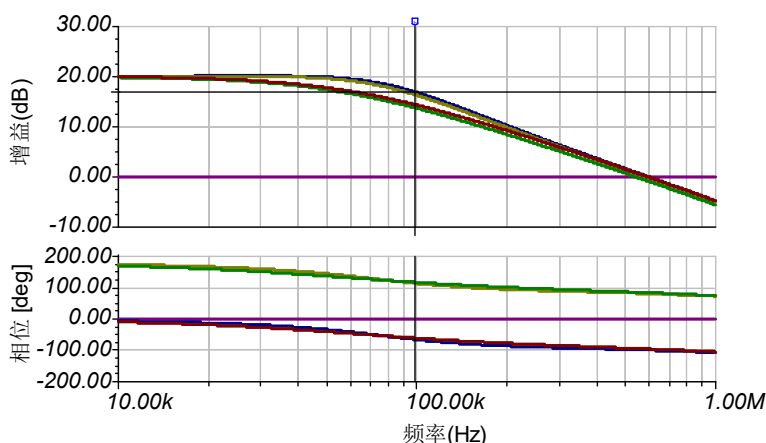


图 Section80-4 带宽拓展电路仿真效果

## 奇异的双输入双反馈电路

全通电路给了我们启示：一个输入信号，可以同时加载到运放的两个输入端，当然，它们加载到输入端的通路是不同的。同时，我们也知道，运放除可以接负反馈外，也可以适当引入正反馈。图 Section80-5 是我自己造的一个电路，让我们看看它的输出表达式是怎样的。

$$M_+ = \frac{\frac{R_6 \times R_7}{R_6 + R_7}}{R_5 + \frac{R_6 \times R_7}{R_6 + R_7}} = \frac{R_6 \times R_7}{R_6 \times R_5 + R_5 \times R_7 + R_6 \times R_7}$$

$$M_- = \frac{R_3}{R_2 + R_3}$$

$$M = M_+ - M_- = \frac{R_6 \times R_7}{R_6 \times R_5 + R_5 \times R_7 + R_6 \times R_7} - \frac{R_3}{R_2 + R_3}$$

$$F_+ = \frac{R_2}{R_2 + R_3}$$

$$F_- = \frac{\frac{R_5 \times R_7}{R_5 + R_7}}{R_6 + \frac{R_5 \times R_7}{R_5 + R_7}} = \frac{R_5 \times R_7}{R_6 \times R_5 + R_5 \times R_7 + R_6 \times R_7}$$

$$F = F_+ - F_- = \frac{R_2}{R_2 + R_3} - \frac{R_5 \times R_7}{R_6 \times R_5 + R_5 \times R_7 + R_6 \times R_7}$$

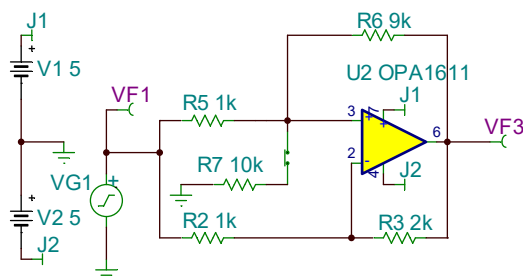


图 Section80-5 双输入、双反馈单运放放大电路

$$A_u \approx \frac{M}{F} = \frac{\frac{R_6 \times R_7}{R_6 \times R_5 + R_5 \times R_7 + R_6 \times R_7} - \frac{R_3}{R_2 + R_3}}{\frac{R_2}{R_2 + R_3} - \frac{R_5 \times R_7}{R_6 \times R_5 + R_5 \times R_7 + R_6 \times R_7}}$$

$$= \frac{R_2 R_6 R_7 + R_3 R_6 R_7 - R_3 R_5 R_6 - R_3 R_5 R_7 - R_3 R_6 R_7}{R_2 R_5 R_6 + R_2 R_5 R_7 + R_2 R_6 R_7 - R_2 R_5 R_7 - R_3 R_5 R_7}$$

$$= \frac{R_2 R_6 R_7 - R_3 R_5 R_6 - R_3 R_5 R_7}{R_2 R_5 R_6 + R_2 R_6 R_7 - R_3 R_5 R_7}$$

当  $R_7$  为无穷大时，上式等于 1。除此之外，上式可以演变出非常多的情况，可以同相放大，也可以反相放大，甚至可以是 0 倍，奇妙无比。但是唯一需要注意的是，不要让这个电路出现自激振荡。

此处提出这个电路结构，无非是给那些愿意思考的人，增添些思考的素材。这个电路可以用在哪里？将电路中的某个或者某些电阻换成电容，会出现什么情况？

## 压控滤波，怎么分析？

所谓的压控滤波，指一个滤波器的截止频率可以由外部提供的直流电压控制。利用一个乘法器或者压控增益放大器，可以实现此功能。图 Section80-6 为一个压控低通滤波器。

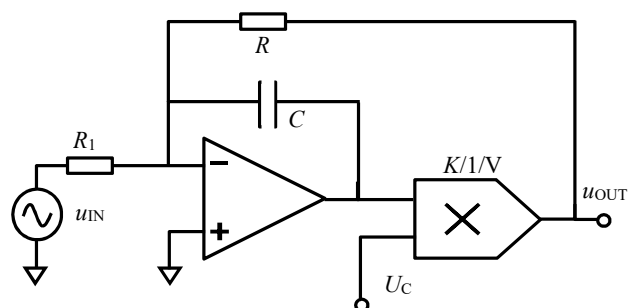


图 Section80-6 压控一阶低通滤波器

根据图中结构，列出频域表达式如下：

$$\frac{U_{IN}}{R_1} = -\frac{U_{OUT}}{R} - \frac{U_{OUT}}{KU_C} \times j\omega C = -U_{OUT} \left( \frac{KU_C + j\omega RC}{KRU_C} \right)$$

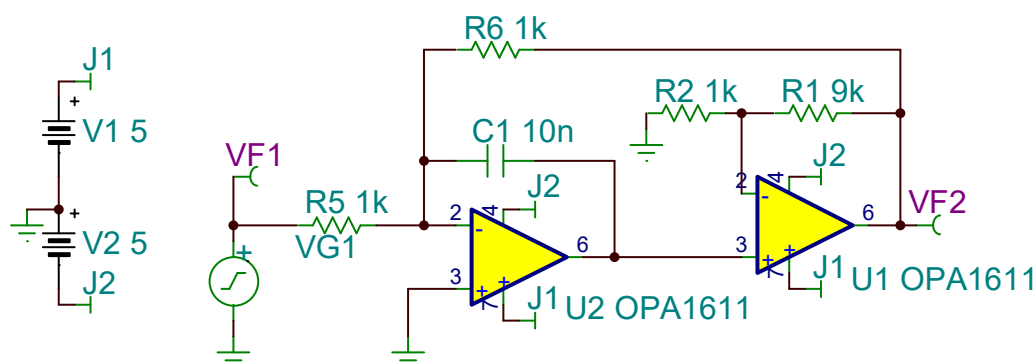
$$\dot{A}(j\omega) = \frac{U_{OUT}}{U_{IN}} = -\frac{KRU_C}{R_1(KU_C + j\omega RC)} = -\frac{R}{R_1} \times \frac{1}{1 + j\omega \frac{RC}{KU_C}}$$

增益表达式为一阶低通滤波器，其上限截止频率为：

$$f_H = \frac{KU_C}{2\pi RC}$$

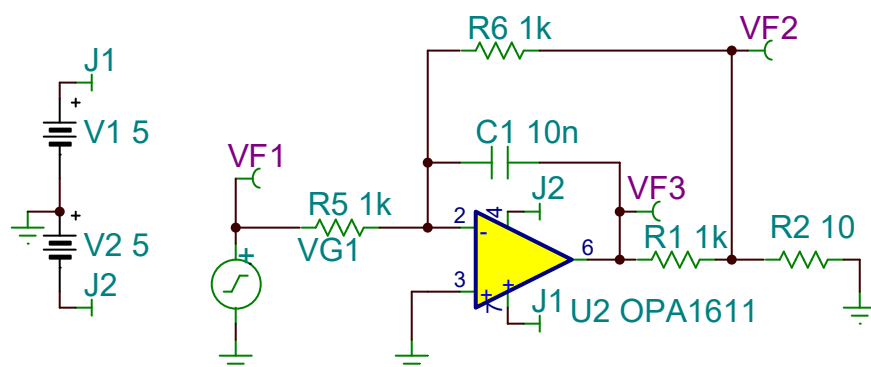
### 举例 1：

下图是一个滤波器，求电路中 VF2 的上限截止频率，并用 TINA-TI 仿真软件实证。

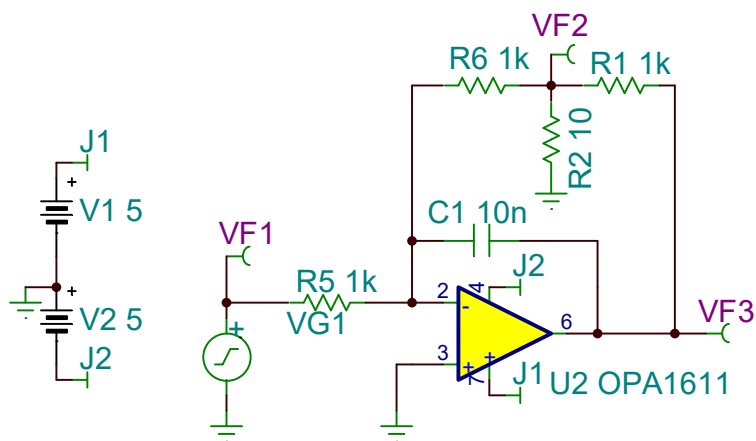


**举例 2:**

下图是一个滤波器，求电路中 VF2 的上限截止频率，并用 TINA-TI 仿真软件实证。



看看下面的电路，其实与上图一模一样。如果大家能够想得起来，可以看图 Section65-1，在反馈环中用一个 T 型电阻网络代替一个大电阻。此图中，也可以将 R6/R1/R2 网络视为一个大电阻，大家自己推导一下就知道了。



**Section81. 二阶滤波器分析——低通和高通**

**Section82. 二阶滤波器分析——带通、带阻和全通**

**Section83. 群延时——Group Delay**

#### 4.3. 运放组成的低通滤波器

**Section84. 4 元件二阶 SK 型低通滤波器**

**Section85. 6 元件二阶 SK 型低通滤波器**

**Section86. 易用型二阶 SK 型低通滤波器**

**Section87. MFB 型低通滤波器**

**Section88. 高阶低通滤波器**

**Section89. 单电源低通滤波器**

**Section90. 滤波器设计中的注意**

#### 4.4. 运放组成的高通滤波器

**Section91. 4 元件二阶 SK 型高通滤波器**

**Section92. 6 元件二阶 SK 型高通滤波器**

**Section93. 易用型二阶 SK 型高通滤波器**

**Section94. MFB 型高通滤波器**

## **Section95. 高阶高通滤波器**

## **Section96. 单电源高通滤波器**

### **4.5. 运放组成的带通滤波器**

运放组成的带通滤波器，分为两类：一类由低通滤波器串联高通滤波器组成，具有两个独立频点的宽带通滤波器，这极为简单。另一类是具有单一频点的窄带通滤波器，也叫选频放大器。

**Section97. 双频点带通滤波器——宽带通**

**Section98. 单频点选频放大器——窄带通**

**4.6. 运放组成陷波器**

**Section99. 双频点带阻滤波器**

**Section100. 陷波器——点阻滤波器**

**Section101. 平坦点阻滤波器**

**4.7. 运放组成全通滤波器**

**Section102. 一阶全通滤波器**

**Section103. 二阶全通滤波器**

**4.8. 状态可变型滤波器**

**Section104. 状态可变型滤波器分析**

**Section105. 集成状态可变型滤波器及其应用**

**4.9. 开关电容陷波器**

**Section106. 开关电容滤波器概述**

**Section107. 集成开关电容滤波器**

## 5. 其它信号处理电路

本章讲述一些信号处理电路。它们很常用，但是很杂乱，难以独立成章。因此集合到一起，形成一章。

### 5.1. 峰值检测和精密整流电路

#### Section107. 峰值检测电路

所谓的峰值检测电路，是及时发现被测波形的正峰值（或者负峰值），且能立即输出一个与正峰值完全相等的直流电压。理论上的峰值检测电路，应不受被测信号幅度大小、频率高低影响，输出如图 Section107-1 中绿色线所示。它包括峰值识别、峰值采样和峰值保持电路，而峰值识别一般依赖于对波形的求导，导数为 0 包含正峰值和负峰值，因此要区别当前状态属于正峰值还是负峰值。这样一来，电路就变得极为复杂。

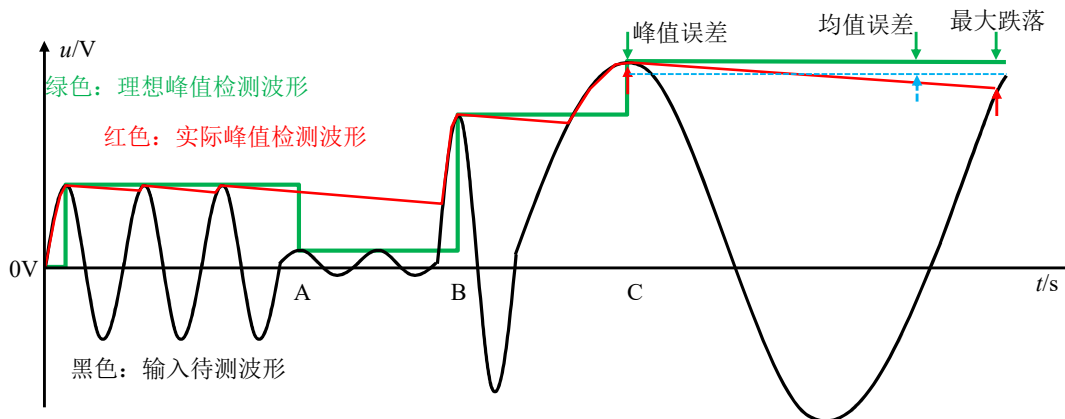


图 Section107-1 峰值检测示意图

多数情况下，峰值检测电路并不要求对立即降低的峰值实现准确识别，如图 Section107-1 中的 A 位置，而是期望从一段能够接受的时间内找到最大值，这样的话，电路将变得较为简单。因此，实际中我们见到的多数峰值检测电路，其实就是“规定时间内最大值检测电路”。如图中红色线输出，它几乎不理睬峰值的突然降低，而仅对突然增加的峰值敏感。

#### 最简单的峰值检测电路

这种最大值检测电路，或者说峰值检测电路，通常可以用图 Section107-2 所示的二极管加电容实现。它的基本思想是，如果输入电压的正峰值高于电容上电压，就会通过二极管给电容充电，一次不行两次，直到输入电压的正峰值等于电容上的电压。理论上，电容没有放电回路，它的电压应该是此前若干个峰值电压中的最大值。

这种电路最大的问题在于，输出的最大值总是小于输入峰值。比如输入一个幅度为 1V 的正弦波，输出电压可能维持在 0.98V 左右。

理论上，即便存在二极管导通压降 0.7V，输出最大值与输入峰值之间的差异也不是 0.7V，而是 0V。原因是，二极管是逐渐导通的，只要输出电容电压小于 1V，那么二极管两端就具有压差，就会产生哪怕很微小的充电电流，迫使电容电压上升，直到为 1V。

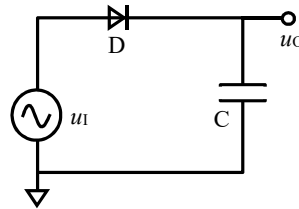


图 Section107-2 最简单的峰值检测



但是，实际情况是，二极管不是反向完全截止的，它总是存在或多或少的反向漏电流，电容自身也存在电流泄露，在非充电时段，电容电压会缓慢下降。当输出电压在 0.98V 时，二极管两端的正向压降产生的充电电流，会引起电容电压上升，在非充电阶段，电容两端电压会下降，当两者达到平衡时，即充电电荷数等于放电电荷数时，电容电压将维持在一个均值上，一会儿充，一会儿放。

因此，此电路要想实现输出电压等于输入峰值，必须保证二极管的反向漏电流很小。并且，这种电路的输出准确性，还与输入信号幅度、频率密切相关。

## 改进的峰值检测电路

对上述电路实施适当改进，可以有效提高测量准确性。如图 Section107-3，Section107-4 电路所示为两种改进电路，还有很多种改进电路本书未收录。这类电路的核心设计思想是，将二极管至于反馈环中，尽量减小其导通电压对输出值的影响。

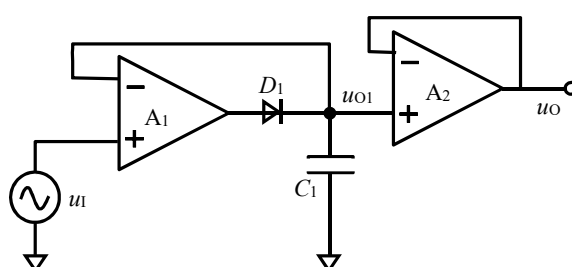


图 Section107-3 峰值检测改进电路 1

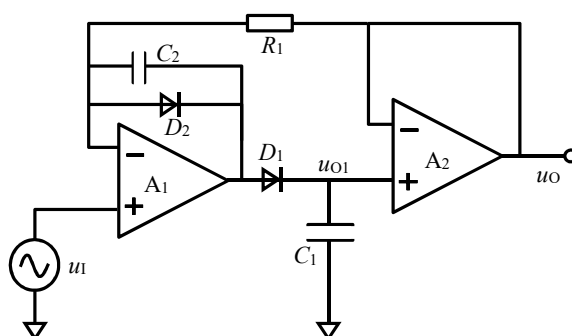


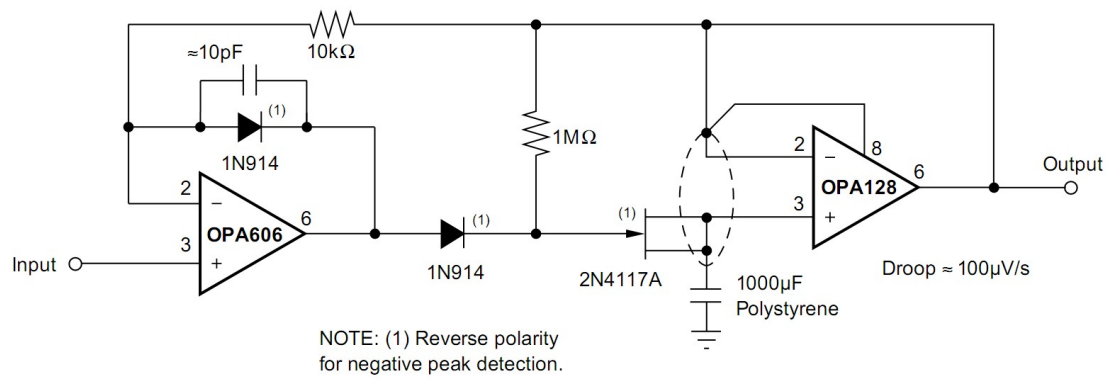
图 Section107-4 峰值检测改进电路 2

但是，这类电路有以下缺点：

- 1) 具体电路的性能，与所选择的运放、二极管、电容都有密切关系，仅凭本书给出的原理图是难以达到最优效果的。
- 2) 无法测量高频输入信号的峰值。理论上单向导电的二极管，在高频时会丧失这个性能，因此这类电路一般仅能够对小于 100kHz 以下的波形实施峰值检测。

## 极低跌落的峰值检测电路

二极管具有反向漏电流，且随着温度上升而急剧增加。



### 基于高速比较器的峰值检测电路

## Section108. 精密整流电路

精密整流电路，也称为精密检波电路、或者绝对值电路，具体怎么称呼，取决于应用场合不同，习惯叫法不同。其特点均为，将含有正负极性的交流信号，转变成只有单一极性的直流信号。它与一般整流电路的主要区别在于，输入和输出之间没有二极管产生的压降。这有助于用后级的低通滤波器准确识别信号的大小。

精密整流电路分为半波整流、全波整流、非等权整流三种。

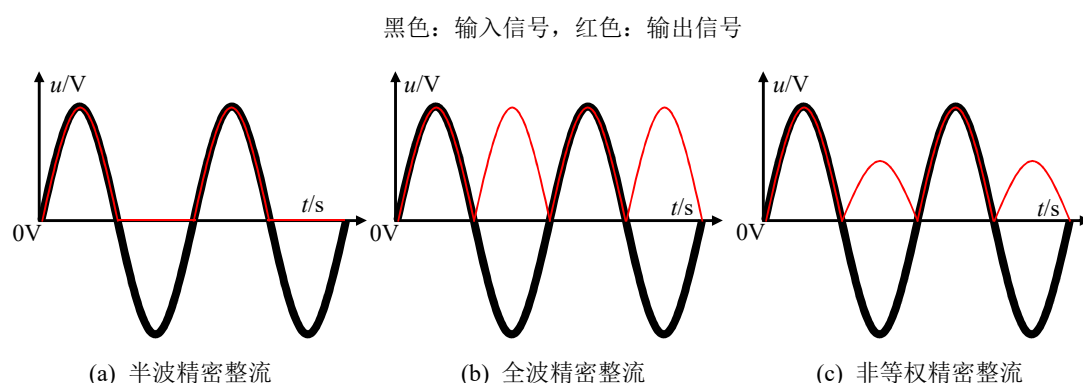


图 Section108-1 精密整流输入输出示意图

### 半波精密整流

半波精密整流电路如图 Section108-2a 所示。它有两个输出，根据自己的需要，可以选择使用。图 Section108-2b 为两个输出端的输出波形。

可以看出，电路的反馈网络中，由两个反向的二极管和电阻串联，形成了两个并联的反馈支路。在输入信号大于 0 或者小于 0 时，信号的反馈路径不同。

当输入信号为正值时，瞬间加载到运放的负输入端一个正值，则输出一定为负值，这会让上面的反馈通路，即  $D_A$  支路导通，信号路径为绿线所示，使得运放工作于负反馈状态。此时，如果  $R_{2A}=R_1$ ，则根据虚短、虚短原则，输出端  $u_{OA}$  处为输入的反相，即：

$$u_{OA} = -\frac{R_{2A}}{R_1}u_i = -u_i$$

此时，由于运放负输入端为虚短接地，电位为 0V，而运放的输出一定是负值，则下面的支路，即  $D_B$  支路是不导通的， $R_{2B}$  上没有电流，因此  $u_{OB}$  与运放负输入端等电位，均为 0V。

当输入信号小于 0 时，这个过程刚好相反，信号路径为电路图中红线所示。这就得到了图 Section108-2b 的两个输出端波形。

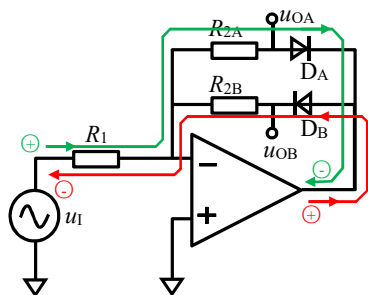


图 Section108-2a 半波精密整流

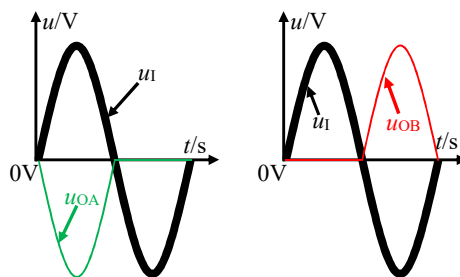


图 Section108-2b 半波精密整流输入输出波形

### 全波精密整流和非等权精密整流

在半波整流电路中，利用其中一个半波输出信号  $u_{OA}$  或者  $u_{OB}$ ，与原始输入信号进行加权相加，可以得到可控制权重的整流信号，合理选择权重，可以实现全波精密整流，以及非等权精密整流，原理如图 Section108-3 所示。

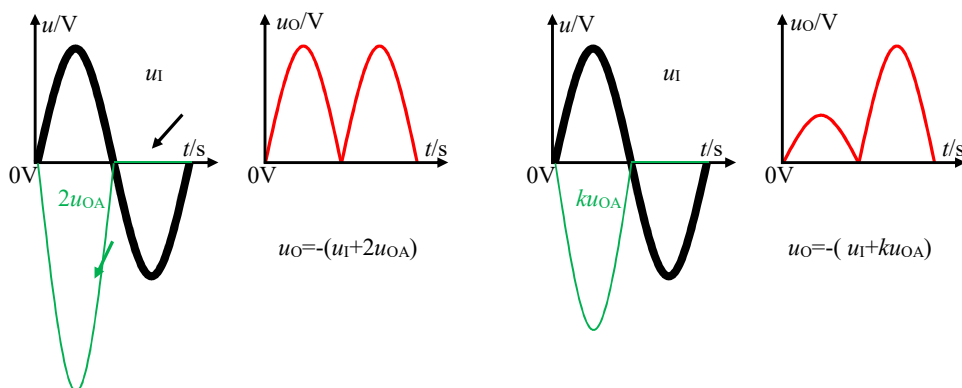


图 Section108-3 全波精密整流和非等权整流的形成原理

电路如图 Section108-4 所示。

$$u_{OA} = \begin{cases} -\frac{R_{2A}}{R_1} u_i; & u_i > 0 \\ 0; & u_i \leq 0 \end{cases}$$

$$u_o = -\frac{R_5}{R_4} u_i - \frac{R_5}{R_3} u_{OA} = \begin{cases} \left( \frac{R_5}{R_3} \times \frac{R_{2A}}{R_1} - \frac{R_5}{R_4} \right) u_i; & u_i > 0 \\ -\frac{R_5}{R_4} u_i; & u_i \leq 0 \end{cases}$$

合理选择电路中的电阻值，可以实现等权或者不等权的精密整流。比如， $R_1 = R_{2A} = R_{2B} = R_4 = R_5 = R$ ，而  $R_3 = 0.5R$ ，则输出为全波精密整流。改变  $R_3$  可以改变正半周权重，以实现非等权整流。

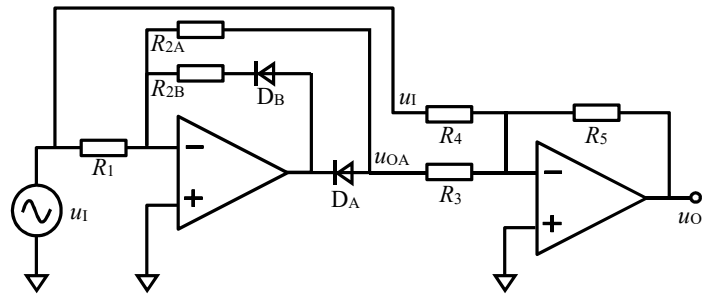


图 Section108-3 全波精密整流（含非等权）电路

利用这种思路，通过选择  $R_{2A}$  和  $R_{2B}$ ，先实现两个幅度不同的半波整流，然后将结果实施相加，就可以得到正半周和负半周增益不同的效果。请读者自行设计完成。

## 5.2. 功能放大器

放大器分为晶体管、运算放大器和功能放大器三类。其中，能够实现对信号的放大和信息提取，又不是单独晶体管和运放的，称为功能放大器。比如程控增益放大器，首先它是一个集成放大器芯片，可以对输入信号实施不同增益的放大，但它又不属于独立的晶体管，也不属于标准的运放，因此将其归属于功能放大器(Function Amplifier)之列。

功能放大器种类繁多，一般包括如下：

- 1) 仪表放大器：两个高阻输入  $IN+$ ,  $IN-$ ，一个或者两个输出，高共模抑制比。
- 2) 程控增益放大器：放大器的增益可由外部数字量设置，或者由软件写入。
- 3) 压控增益放大器：放大器的增益可由外部控制电压改变。
- 4) 差动放大器：由标准运放和若干个精密电阻组成的，类似于减法器电路的集成芯片。
- 5) 电流检测放大器：专门用于检测负载电流，且不影响负载工作。
- 6) 对数放大器：多数实现输出电压为输入电流的对数运算。
- 7) 跨导和跨阻放大器：输入为电压、输出为电流的放大器称为跨导放大器，输入为电流，输出为电压称为跨阻放大器。

其中的仪表放大器、差动放大器和电流检测放大器，本书第3章已有部分介绍，而后2项超出了本书范围。

特别说明，本节中的有效值检测芯片，严格意义讲，它不属于放大器。但是它太特殊了，应用非常广泛，又没有地方归类，暂放与此。

### Section109. 有效值检测芯片

### Section110. 程控增益放大器

### Section111. 压控增益放大器

## 5.3. 比较器

比较器，具有两个模拟电压输入端  $U_{IN+}$  和  $U_{IN-}$ ，一个数字状态输出端  $U_{OUT}$ ，输出端只有两种状态，用以表示两个输入端电位的高低关系：

$$\begin{cases} u_{OUT} = U_H; & \text{if } u_{IN+} > u_{IN-} \\ u_{OUT} = U_L; & \text{if } u_{IN+} < u_{IN-} \end{cases}$$

其中的  $U_H$  代表高电平， $U_L$  代表低电平，具体的电位值，取决于系统的定义。比如常见的数字系统中，有用 3.3V 代表高电平，0V 代表低电平，也有用 +12V 代表高电平，-12V 代表低电平。它们无非就是两个可以明显区分的电位。

比较器不承认两个模拟输入电压会相等。当你硬要把一个输入电压同时接到两个输入端上，比较器的输出将介于 H 和 L 之间，属于一个不确定的值——比如它输出 1.65V，在 3.3V 系统中，既不是高电平也不是低电平。

比较器的入端，是一对儿模拟电压，属于模拟域，比较器的输出端，是一个在电压上可以明确区分的高低电平，属于数字域。因此，比较器是模拟域和数字域的桥梁，且是唯一一桥

梁——但凡是一个模拟数字转换器，内部的核心都是比较器。

比较器应用时，一般都是将一个输入端接成固定电位，称为基准，用  $U_{REF}$  表示，用另一个输入端接被测电位  $u_I$ ，用于衡量被测电位  $u_I$  到底是大于还是小于  $U_{REF}$ 。如图 Section112-1 是一个比较器的常用连接图，图 Section112-2 是它的输入输出伏安特性曲线。此图中输出只有两种状态，分别为  $U_H$ ，代表输入电压高于基准电压， $U_L$ ，代表输入电压低于基准电压。

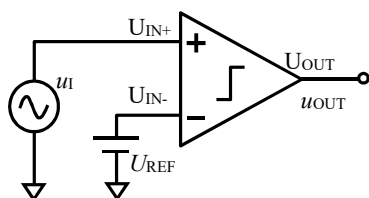


图 Section112-1 理想比较器

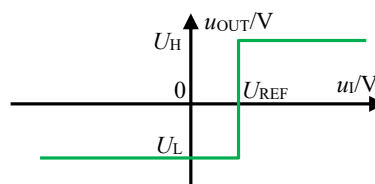


图 Section112-2 理想比较器输入输出伏安特性

## Section112. 运放实现的比较器

根据比较器的定义，一般采用两种方法实现比较器的功能：专用的比较器，以及用运放实现的比较器。

图 Section112-3 是一个用运放实现的比较器。实际运放具有极高的开环增益，当输入电压大于基准电压时，两者的差值（正值）乘以极大的开环增益，一般都会超过正电源电压，

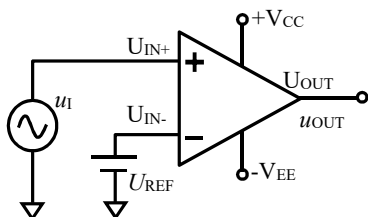


图 Section112-3 运放组成的比较器

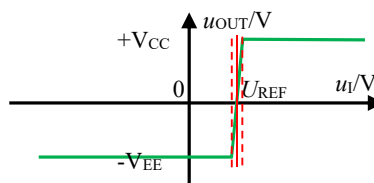


图 Section112-4 运放组成的比较器伏安特性

而使运放实际输出为正电源电压（假设运放为轨至轨运放）。当输入电压小于基准电压时，两者的差值（负值）乘以极大的开环增益，一般都会低于负电源电压，而使运放的实际输出为负电源电压，其伏安特性如图 Section112-4 所示。仅在输入电压非常接近于基准电压时，运放的输出是一个不确定的值（图 Section112-4 中红色虚线内）。这个区域称为比较器的不灵敏区。

很显然，理想运放组成的比较器，不灵敏区为 0。

按照目前这个思路，读者一定会想到，比较器的不灵敏区越小越好，或者说，比较器越灵敏越好。但是，实际应用中，却恰恰相反。



## Section113. 迟滞比较器

### 问题来源

过于敏感的人——你原本无意的一个眼神，他就能从中读出你的内心——会给朋友带来很大的交往压力。与此类似，过于灵敏的比较器也会给控制系统带来烦恼。如图 Section113-1 所示，我们希望知道红色信号中，有多少个较大的涌动，图中可见有两个，用一个比较器以绿色电压作为基准，可以在输出端得到两个明显的数字电平脉动。但是，红色的输入信号中不可避免的包含噪声波动，如果将其接入一个电压增益为无穷大的，无比灵敏的比较器，输出的数字量脉冲就不再是 2 个，而是非常多。图中右侧，是对浅蓝色区域实施时间轴放大后的波形，可见红色波形中的噪声，围绕着基准电压来回翻转，由于比较器非常灵敏，这些翻转都被输出呈现出来——6 个小脉冲，加上一个宽脉冲。

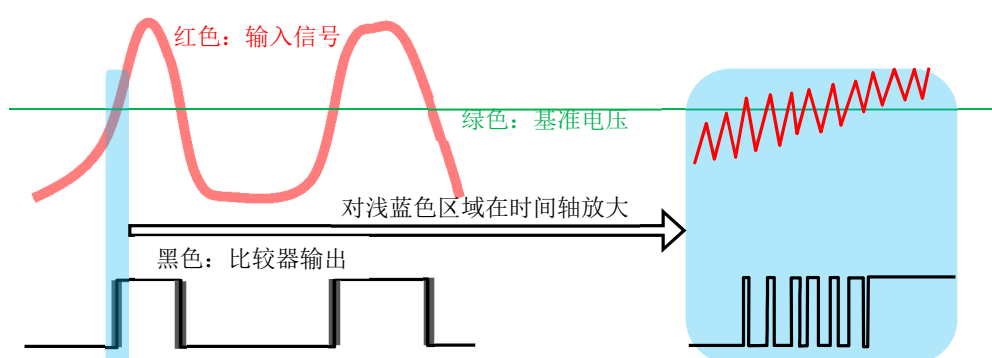


图 Section113-1 过于敏感的比较器产生的后果

我们其实不需要这些灵敏的输出翻转。怎么办呢？有很多其它方法可以解决这个问题，比如在后期的软件处理中，剔除掉过于频繁的翻转。而在硬件上，有一种新的比较器结构——迟滞比较器，可以解决这类过于灵敏带来的问题。

### 迟滞比较器工作原理

前面所述的比较器，只有一个固定的基准电压，称为单门限比较器。而迟滞比较器如图 Section113-2 所示，它具有随输出状态变化的两个比较基准，这是它最为奇妙的地方。

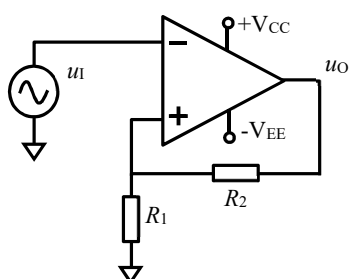


图 Section113-2 迟滞比较器

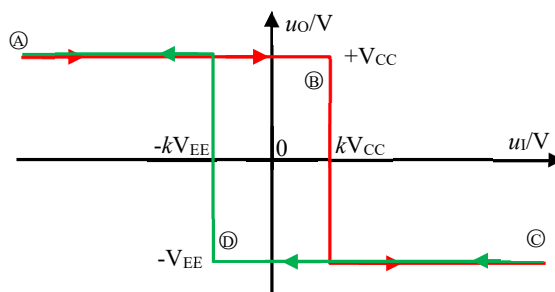


图 Section113-3 迟滞比较器工作原理

迟滞比较器的工作原理如图 Section113-3 所示。让我们从输入输出伏安特性来分析：不管当前比较器的输出是什么状态，当输入电压足够负时，运放的负输入端（接输入）总是小于正输入端电压，因此输出一定是正电源电压 $+V_{CC}$ ，输入输出工作点如图A点，此时运放的正输入端作为比较基准，为 $kV_{CC}$ ：

$$k = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

随着输入电压逐渐增大，工作点沿着红色线一直向右移动，比较器一直维持着 $+V_{CC}$ 输出，直到**●**点，输入电压大于 $kV_{CC}$ ，此时运放的正输入端电压小于负输入端电压，输出变为 $-V_{EE}$ ，即图中**●**点处的红色跌落。此时，奇妙的是，比较基准立即改变：由原先的 $kV_{CC}$ 变为 $-kV_{EE}$ ，其含义是，即便此时输入电压发生轻微的逆向翻转，比较器也不翻转。因此，从**●**点到**○**点，红色线一直向右，然后以绿色线回转，到达 $kV_{CC}$ 处，比较器并不翻转，而要沿着绿色线一直到**○**点，即 $u_i$ 小于 $-kV_{EE}$ ，比较器才重新回到高电平。

这个比较器的输出状态，并不仅仅与输入状态相关，还与当前的输出状态有关，使得输入输出伏安特性曲线，呈现出一种类似于磁滞回线的形态，因此称之为迟滞比较器。

举一个例子：你是普通班的学生，你的成绩作为输入，比较基准为 90 分，如果你成绩大于等于 90 分，就可以进入拔尖班，成绩低于 90 分就得回到普通班——这就是普通的单门限比较器。如果你不幸，平均考试水准就是 90 分左右，那么你惨了，今天进拔尖班，明天被踢出来，后天又进去了。这会造成每次考试都有大量的学生进出拔尖班，很混乱。而迟滞比较器是这样的：要想进入拔尖班，考试成绩得大于等于 95 分，一旦进入拔尖班，要想离开，成绩得小于等于 85 分。这样，就诞生了两个比较点，高点 95 分，低点 85 分。这样就会使得班级比较稳定。

为了谋求稳定，生活中与此类似的事情很多。空调机的控制来源于室内温度与设定温度的比较，热了，就打开制冷机，冷了，就关闭。但是它一定有至少两个设定基准温度，否则制冷机就会频繁关闭、启动，因此它内部也是一个迟滞比较器。

迟滞比较器，看起来比较迟钝，但带来的好处是，只有明确的、强有力的输入，才能引起输出改变，而一旦改变，想要回去，得特别厉害的反向动作，才能实现。因此，图 Section113-1 的那些小扰动，就不再会引起输出的频繁变化，如图 Section113-4 所示。

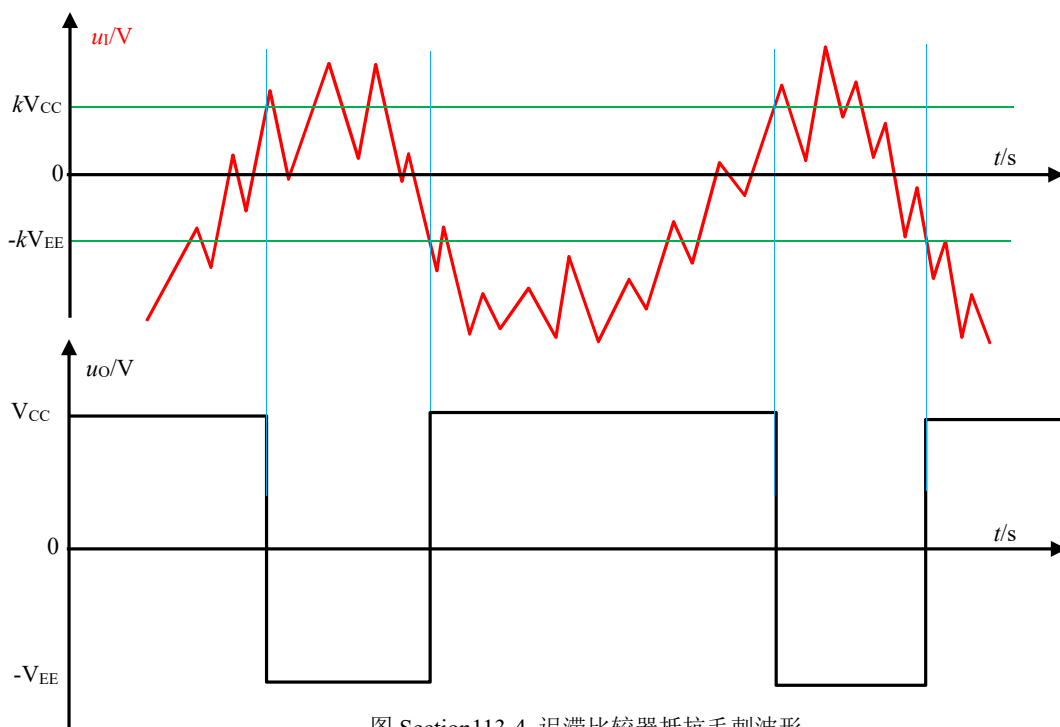


图 Section113-4 迟滞比较器抵抗毛刺波形

但是，这种对小扰动的不敏感是有限度的。如上图，当一个毛刺的幅度超过两个基准电压（也称为阈值电压）的差值时，即图中两根绿线之间的电压，仍会引起不期望的输出翻转。

## 多种形态的迟滞比较器

图 Section113-2 仅是迟滞比较器的一种。第一，它的伏安特性曲线是顺时针旋转的；第二，它的两个阈值电压是基于 0V 对称的。

当把图中  $R_1$  下端不接地，而接一个基准电压  $U_{REF}$  时，就变成了更为通用的顺时针迟滞比较器，如图 Section113-5 所示，它的伏安特性如图 Section113-7 所示。

图 Section113-6 是逆时针迟滞比较器，它的伏安特性如图 Section113-8 所示。

以图 Section113-5 为例分析其关键值：

电路有两个比较基准，分别为输出等于  $+V_{CC}$  和  $-V_{EE}$  时：

$$U_{REF+} = V_{CC} \frac{R_1}{R_1 + R_2} + U_{REF} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (\text{Section113-1})$$

$$U_{REF-} = -V_{EE} \frac{R_1}{R_1 + R_2} + U_{REF} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (\text{Section113-2})$$

如果  $V_{CC}=V_{EE}$ ，可以得到更为直观的表达，如图 Section113-7 所示：

$$U_{REF+} = mU_{REF} + 0.5U_{WD}$$

$$U_{REF-} = mU_{REF} - 0.5U_{WD}$$

其中， $U_{WD}$  代表两个比较阈值之间的电压宽度，或者叫窗口电压。 $mU_{REF}$  是两个比较阈值的均值，也是窗口的中心，称为中心阈值。

$$U_{WD} = U_{REF+} - U_{REF-} = (V_{CC} + V_{EE}) \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (\text{Section113-3})$$

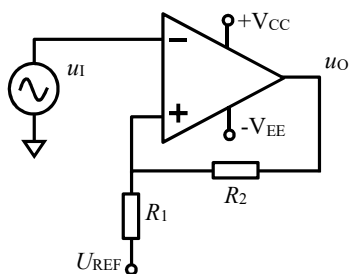


图 Section113-5 顺时针迟滞比较器

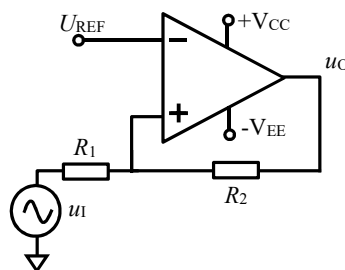


图 Section113-6 逆时针迟滞比较器

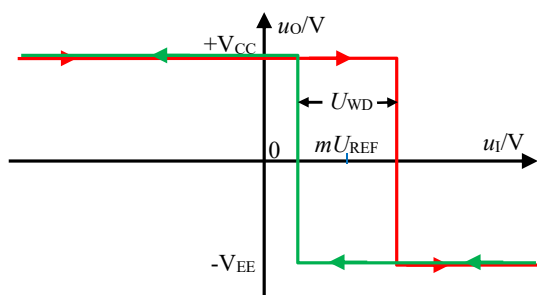


图 Section113-7 顺时针迟滞比较器伏安特性

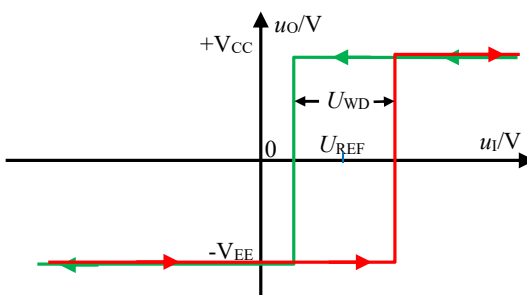


图 Section113-8 逆时针迟滞比较器伏安特性

合理的选择电路结构，选择电阻值，可以做出符合设计要求的迟滞比较器：可改变顺逆结构，可以改变中心阈值，可以改变阈值窗口电压。

### 举例 1:

输入信号在 0V~5V 之间，含有单次幅度最大 1V 的噪声。设计一个比较器电路，要求当输入信号较低时，输出 0V，输入信号较高时，输出 5V，能抑制噪声引起的误翻转。

解：首先确定电路结构，有两个选择：顺时针或者逆时针迟滞比较器。从伏安特性可以看出，逆时针电路中，当输入信号很小时，其输出为低电平，输入信号较大时，输出高电平，而顺时针电路刚好相反。因此选择逆时针电路。

其次，决定运放的供电电压。从题目要求看，输出高电平为 5V，低电平为 0V，因此运放的供电电压应确定为+5V 和 0V。至此，电路结构如图 Section113-9 所示。

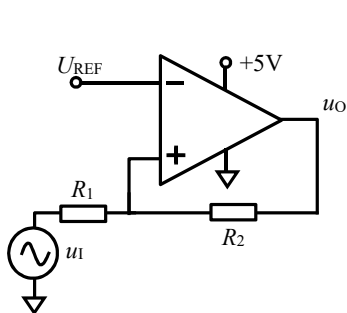


图 Section113-9 举例 1 电路结构

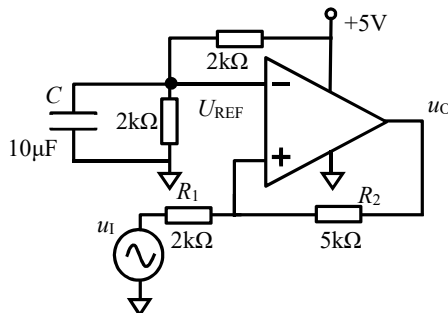


图 Section113-10 举例 1 实际电路

第三，求解关键值，包括电阻值和基准电压值。因电路结构不同于前述顺时针电路，必须重新分析。

电路的两个比较阈值电压均发生在使得运放正输入端电位等于  $U_{REF}$  处，因此有：

$$U_+ = U_{REF-} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{REF} + 5V \times \frac{R_1}{R_1 + R_2} = U_{REF}$$

$$U_+ = U_{REF+} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{REF} + 0V \times \frac{R_1}{R_1 + R_2} = U_{REF}$$

解得两个关键阈值电压为：

$$U_{REF-} = (U_{REF} - 5V \times \frac{R_1}{R_1 + R_2}) \frac{R_1 + R_2}{R_2} = U_{REF} \frac{R_1 + R_2}{R_2} - 5V \frac{R_1}{R_2} \quad (\text{Section113-4})$$

$$U_{REF+} = U_{REF} \frac{R_1 + R_2}{R_2} \quad (\text{Section113-5})$$

根据题目要求，输入信号中存在 1V 噪声，因此两个阈值电压之差至少为 1V。为保险起见，选择  $U_{WD}=2V$ 。而中心阈值一般选择信号的中心，为 2.5V。所以有：

$$U_{REF+} - U_{REF-} = U_{WD} = 2V = 5V \frac{R_1}{R_2}$$

$$\frac{U_{REF+} + U_{REF-}}{2} = 2.5V = U_{REF} \frac{R_1 + R_2}{R_2} - 2.5V \frac{R_1}{R_2}$$

据此，解得：

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{2}{5}; \quad U_{REF} = 3.5V \times \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 2.5V$$

取  $R_2=5k\Omega$ ,  $R_1=5k\Omega$ ,  $U_{REF}=2.5V$ ，完成电路设计。如图 Section113-10 所示。其中基准电压 2.5V 依靠两个 2kΩ 电阻分压实现，并联的 10μF 电容可以降低电源噪声的影响。

## 举例 2:

输入信号在  $0V \sim 5V$  之间, 含有单次幅度最大  $1V$  的噪声。设计一个比较器电路, 要求当输入信号较低时, 输出  $5V$ , 输入信号较高时, 输出  $0V$ , 能抑制噪声引起的误翻转。

解: 此例与上例唯一的区别在于输入输出关系刚好相反。因此, 必须选择顺时针迟滞比较器。根据前述分析, 可知两个比较阈值电压分别为:

$$U_{REF+} = 3.5V; U_{REF-} = 1.5V$$

设

$$\frac{R_1}{R_1 + R_2} = k$$

利用式(Section113-1)和式(Section113-2):

$$U_{REF+} = V_{CC} \frac{R_1}{R_1 + R_2} + U_{REF} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 5k + U_{REF}(1 - k) = 3.5$$

$$U_{REF-} = -V_{EE} \frac{R_1}{R_1 + R_2} + U_{REF} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 0 + U_{REF}(1 - k) = 1.5$$

解得,  $k=0.4$ ,  $U_{REF} = 2.5V$ 。取电阻  $R_1=2k\Omega$ , 根据  $k=0.4$ , 计算出  $R_2=3k\Omega$ , 据此设计电路如图 Section113-11 所示。但是这个电路还不实用。第一, 图中的  $2.5V$  还需要另外制作一个电源来提供。第二, 没有选择合适的 E 系列电阻值。为此, 修改电路如图 Section113-12 所示。

电路中用戴维宁等效原理, 将  $2.5V$  串联  $2k\Omega$  变为  $5V$  经两个分压电阻  $R_{1A}$  和  $R_{1B}$  提供。要求  $R_{1A}$  等于  $R_{1B}$ , 且它们的并联值等于  $2k\Omega$ 。同时, 对所有计算电阻实施 E96 系列选择, 得到如图所示的电阻值。

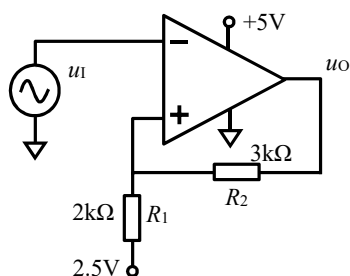


图 Section113-11 举例 2 电路

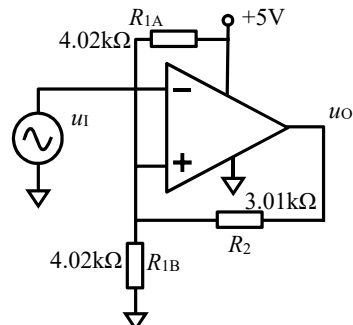


图 Section113-12 举例 2 实用电路

## Section114. 集成比较器

使用运放做比较器，是教科书中常见的。但是在实际应用中，一般很少使用运放作为比较器，而使用专门生产的集成比较器。

### 集成比较器与运放的区别

与运放相比，集成比较器有以下不同：

#### 1) 灵敏度较低

为保证速度快，集成比较器内部的电压增益级数一般很少，其开环增益大约在几万倍到几十万倍，远小于运放的开环增益，大约为几十万倍到几千万倍。这导致它的灵敏度更低——对微小信号的反应比较迟钝。但是，前面学过的内容告诉我们，其实我们并不介意比较器迟钝一些。

#### 2) 失调电压较大

像运放一样，比较器也有失调电压。当一个输入端接地时，另一个输入端引起输出翻转的电压并不是 0，而是输入失调电压  $V_{OS}$ ，对比较器来说， $V_{OS}$  一般是 mV 数量级。而精密运放的  $V_{OS}$  可以小至  $1\mu V$ 。

#### 3) 速度较快。

假设输入信号为方波，从输入超过应翻转电压（图 Section114-1 中红色圆点）开始，到输出的改变到达一半时，所花费的时间，称为延迟时间，用  $t_{pd}$  表示，分为上升延迟和下降延迟。它们不一定相等，且与过驱电压相关。快速比较器目前可以实现小于 1ns 的延迟时间，而运放要达到这个指标，几乎是不可能的——多数是微秒数量级的。

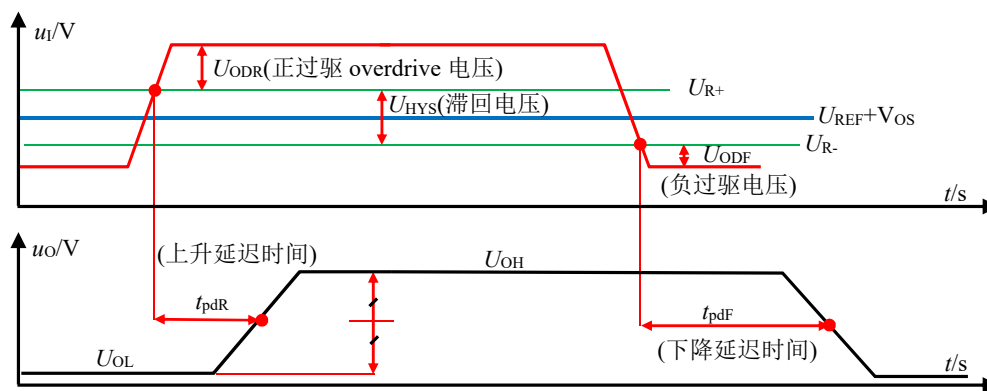


图 Section114-1 集成比较器参数定义

#### 4) 输入结构适合于宽范围输入

运放天生就是为放大电路设计的，它默认两个输入端不会存在过大的电位差——因为虚短——因此，在两个输入端存在较大电位差时，运放内部的晶体管会进入深度的饱和状态，而要摆脱这种状态需要花费很长时间，这会进一步增大延迟时间。在实际应用中，比较两个信号的大小，不可避免会出现两者差异较大的情况，而集成比较器在设计时就考虑到了这点，并采取了措施，使其能够接受较大的输入电位差。

另外，很多运放在输入电位接近于电源轨时，会发生工作异常，而多数集成比较器能够承受超过电源轨的输入电位。

#### 5) 丰富的输出结构

理论上说，比较器的输出已经属于数字域，多数情况下，比较器的输出状态会被数字电路读取并用于执行后续动作。因此，比较器的输出电平，应该与后级的数字电路相匹配。

现有的集成比较器考虑到了这一点，一般都能为用户设计好输出电路，满足上述要求——它可能具有用于输入端的正负电源，还具有用于输出的数字电源，或者将输出端设计成集电极开路、发射极开路、推挽输出、TTL/CMOS 输出、LVDS(低压差分)等结构，以方便用户自己选择合适的芯片，以产生合适的输出类型。

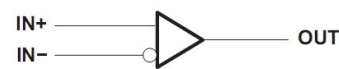
而运放，它压根就不赞成用户将其用于比较器，因此不会考虑这么周到。

## 几款常见的集成比较器

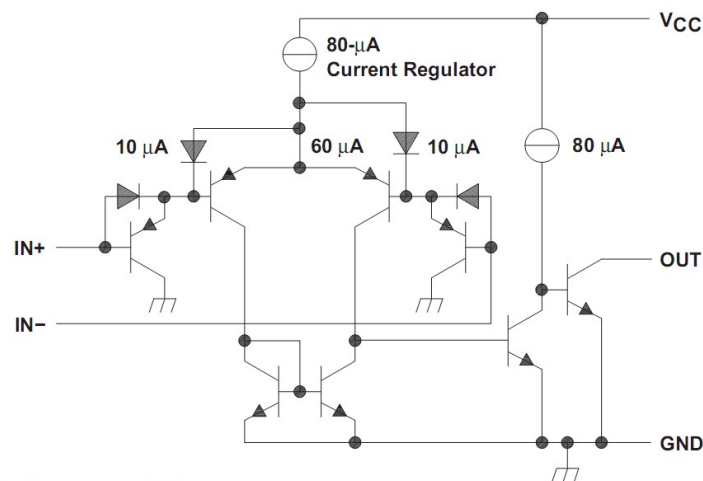
### 1) LM393:

电路结构如下图所示。

symbol (each comparator)



schematic (each comparator)



Current values shown are nominal.

### 2) ADCMP572/573，这是一款超级快的比较器，0.15ns 延时。



**Ultrafast 3.3 V/5 V  
Single-Supply SiGe Comparators**

**ADCMP572/ADCMP573**

#### FEATURES

- 3.3 V/5.2 V single-supply operation
- 150 ps propagation delay
- 15 ps overdrive and slew rate dispersion
- 8 GHz equivalent input rise time bandwidth
- 80 ps minimum pulse width
- 35 ps typical output rise/fall
- 10 ps deterministic jitter (DJ)
- 200 fs random jitter (RJ)
- On-chip terminations at both input pins
- Robust inputs with no output phase reversal
- Resistor-programmable hysteresis
- Differential latch control
- Extended industrial  $-40^{\circ}\text{C}$  to  $+125^{\circ}\text{C}$  temperature range

#### FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM

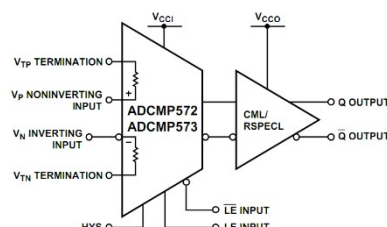


Figure 1.



## 5.4. 功率放大电路

前面讲述的所有放大电路，都没有涉及大功率输出问题。所谓的功率放大电路，是指输出能够驱动较重的负载（即其阻值较小），能向外提供较大功率输出的放大电路。

能够实现功率放大的电路非常多，包括以电子管加变压器为核心的早期电路，以及以晶体管为核心现代电路。在日新月异的电子世界中，让我们感到奇怪的是，古老的电子管至今还在生产并用于高品质音响放大电路中——在音响发烧友的眼中，胆管（即电子管）制作的功率放大器，就如手工打造的汽车，高质量的胶片相机一般，是顶级奢侈的。而在日常生活中大量存在的功率放大器，都是以晶体管为核心的。这种功率放大电路，以晶体管工作状态为特征，被分为如下五类：

**甲类 (Class A)：**在输入信号的一个周期内，晶体管一直处于放大区，其导通角为  $360^\circ$ 。即便输入信号为 0，晶体管也在燃烧电力。甲类功放是晶体管功率放大电路中最保真的，其音质最为优美，但功耗也是最大。

**乙类 (Class B)：**在输入信号的一个周期内，晶体管只有一半时间导通，其导通角为  $180^\circ$ 。通常使用两个互补的晶体管，一个 NPN，负责正半周导通，一个 PNP，负责负半周导通。在没有信号输入时，两个晶体管都不导通，能节省电力。乙类功放具有极为严重的交越失真——在两个晶体管交接权力时，会出现两者都不管的区域，虽然它效率较高。这个致命缺点导致它在音响功率放大中处于先天劣势——声音很难听，省电有什么用？

**甲乙类 (Class AB)：**晶体管的导通角大于  $180^\circ$ ，小于  $360^\circ$ 。它是在乙类功放的基础上，适当提高导通角，将两不管区域变为“都管”区域，它带来的好处是，交越失真大幅度减少，而功耗的提高是有限的。在对音质要求不是特别高的场合，这种放大器应用广泛。

**丙类 (Class C)：**晶体管的导通角小于  $180^\circ$ ，大于  $0^\circ$ 。它的效率更高，但失真较之乙类更为严重。这是射频放大电路中的专用电路，并不使用在音频功放中。

**丁类 (Class D)：**这是一种全新的架构，也称为数字功率放大。晶体管在整个工作过程中，只工作在两种状态，或者是饱和导通，流出大电流而 C、E 之间压降近似为 0，导致其功耗近似为 0；或者工作在截止状态，流出电流为 0，而 C、E 之间承受很高电压，导致其功耗仍为 0。控制系统根据输入信号大小，控制晶体管的饱和、截止周期，以形成不同的占空比，输出环节对此不同占空比的方波实施低通滤波，以获得与输入信号成正比的模拟光滑信号。这种方法目前还没有占据主流，但是科学家和工程师都对它充满期望。

上述各类功率放大器，它们绝大多数都是为音响电路服务的——扩音机、汽车音响、手机音响等，虽然设计思路不同，但都有如下 4 个目的：

- 1) 能提供足够大的输出功率；
- 2) 具有足够高的效率；
- 3) 具有足够小的失真；
- 4) 尽量低的成本和尽量小的体积。

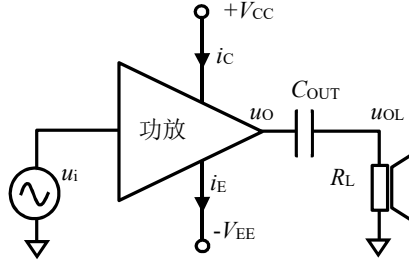
而上述 4 项，在多数情况下是矛盾的。围绕着功率放大电路，无非就是扬长避短，物尽所能——有点像三国演义，以 A 类、AB 类和 D 类为主的功率放大器，已经持续战斗了几十年。



## Section115. 功放电路的功率和效率

任何一个音频功放电路，都可以简化为如图 Section115-1 所示的电路结构。它一般有正负电源供电，放大器本体，输入信号  $u_i$ ，以及负载电阻  $R_L$  等几个部分。其中，为了保证扬声器在静默时不存在直流电流，隔直电容  $C_{OUT}$  被置于放大器输出和负载电阻之间。

为了方便计算效率和输出功率，一般均默认输入信号为单一频率正弦波。由于全部信号均以一个周期为重复，因此所有的积分均以一个正弦波周期进行。



Section115-1 功放电路的输出功率和效率计算

### 输出功率 $P_{OUT}$

当输入信号为一个单一频率正弦波，理想的功放输出也是一个同频正弦波，但幅度由功放本体决定，因此输出波形为：

$$u_{OL}(t) = U_{om} \sin \omega t$$

其中， $U_{om}$  为输出正弦波幅度。此时，可得输出功率为：

$$\begin{aligned} P_{out} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{u_{OL}^2(t)}{R_L} d\omega t = \frac{U_{om}^2}{2\pi R_L} \int_0^{2\pi} \sin^2(\omega t) d\omega t = \frac{U_{om}^2}{2\pi R_L} \int_0^{2\pi} \frac{1 - \cos(2\omega t)}{2} d\omega t \\ &= \frac{U_{om}^2}{2\pi R_L} \times \frac{1}{2} \times 2\pi - \frac{U_{om}^2}{2\pi R_L} \int_0^{2\pi} \cos(2\omega t) d\omega t = \frac{U_{om}^2}{2R_L} - 0 = \frac{U_{om}^2}{2R_L} \end{aligned}$$

也可以按照有效值标准定义求解，得到相同的结论：

$$P_{out} = \frac{U_{rms}^2}{R_L} = \frac{(\frac{\sqrt{2}}{2} U_{om})^2}{R_L} = \frac{U_{om}^2}{2R_L}$$

(Section115-1)

### 电源消耗功率 $P_{PW}$

已知正电源流出电流为  $i_C(t)$ ，负电源流入电流为  $i_E(t)$ ，则电源消耗功率为：

$$P_{PW+} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} V_{CC} \times i_C(t) d\omega t = \frac{V_{CC}}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_C(t) d\omega t$$

$$P_{PW-} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} V_{EE} \times i_E(t) d\omega t = \frac{V_{EE}}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_E(t) d\omega t$$

$$P_{PW} = P_{PW+} + P_{PW-}$$

(Section115-2)

**效率  $\eta$** 

功放的效率是指输出功率和电源消耗功率的比值。

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{PW}}$$

(Section115-3)

**晶体管耗散功率或功放耗散功率  $P_T$** 

电源消耗功率减去输出功率，剩余的就是功率放大晶体管的耗散功率  $P_T$ 。

$$P_T = P_{PW} - P_{out}$$

(Section115-4)

$P_T$  的存在，会导致功放晶体管(们)发热。严格说，这个剩余功率还包含组成功放的其它辅助电路消耗的功率，因此也可称之为功放耗散功率。但是，在整个功放中，耗散功率绝大多数是功放晶体管消耗的，辅助电路消耗的功率可以忽略不计。

## Section116. 甲类功放

甲类功放的设计思想是最为原始的,也是奢侈品音响电路中最常见的。它最大的优点是,失真极小,可以发出高保真声音信号。它最大的缺点是,效率极低——浪费电能严重,且发热严重。因此,它更多用于高档音响电路中。

甲类功放的特点是,无论有无输入信号,晶体管都处于放大区。其实,本书第2章讲述的晶体管电路,都属于甲类放大电路。

将它们用于功率放大,无非就是解决大功率输出问题,以及由此带来的失真、散热等。

### 最简单的甲类功放

用本书第2章讲述的最基本的单晶体管放大电路,只要把晶体管换成大功率管,并合理选择电阻和电容值,就可以实现甲类功率放大,如图 Section116-1 所示。

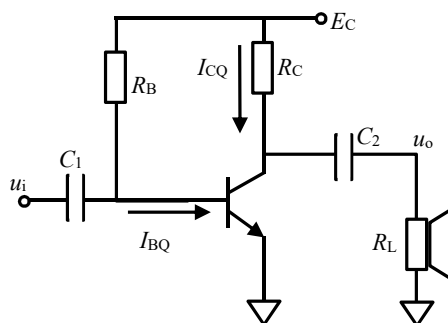


图 Section116-1 最简单的甲类功放

但是这种电路存在很多问题。

首先  $R_C$  必须很小,至少应该小于负载电阻,也就是扬声器的电阻值,一般为  $8\Omega$ ,才能保证与负载相比,电路具有足够小的输出阻抗。假如  $R_C$  取  $4\Omega$ ,为了保证  $U_{CEQ}$  处于电源电压  $20V$  的中点附近,也就是  $10V$  左右,  $R_C$  上需要流过  $2.5A$  的静态电流。此时,无论有无信号输入,电路都消耗着至少  $20V \times 2.5A = 50W$  的静态功耗。其次,这个电路由于输入伏安特性存在严重的非线性,导致输出也存在很严重的谐波失真。因此,没有人使用这种电路。

### 电路 JLH1969

J. L. Linsley Hood 在 Wireless World, April 1969 发表的“Simple Class A Amplifier: A 10-W design giving subjectively better results than class B transistor amplifiers”,给出了第一个成型的晶体管甲类放大器,该放大器至今仍在被使用,并被音响发烧友津津乐道。

电路结构如图 Section116-2 所示。电路中的阻容参数和晶体管型号以及电源电压,均为作者按照需要自行选择的,与原图不同。

电路分为输入和电压放大级 Q4、电压放大和输出级 Q3、Q2、Q1,以及通过电阻  $R_9$ 、 $R_8$  和  $C_4$  组成的反馈支路。

首先,各个晶体管的静态通过反馈回路确定。可以看出,利用环路极性法,从 Q2E(Q1C)⊕→ $R_9$ ⊕→Q4E⊕→Q4C⊕(共基极结构,同相)=Q3B⊕→Q3C⊕(共射极结构,反相)=Q2B⊕→Q2E⊕,形成反馈环路,为负反馈。这个负反馈一定能够使得各个晶体管都处于合适的稳定状态下。此时,只要调整  $R_6$ 、 $R_7$  的电阻比例,就可以确定 Q4 的基极电位  $U_{Q4B}$ ,则:

$$U_{Q2E} = U_{Q4B} + 0.7V + U_{R9}$$

一般来说,  $R_9$  上的压降并不大,只要让  $U_{Q4B}$  稍低于供电电压中点( $20V$ ),就可以实现

$U_{Q2E}=20V$ 。图中选择  $R_7$  等于  $82k\Omega$ ，即可实现。至此， $Q_2$ 、 $Q_1$  的静态电位得到了控制。

$Q_2$  的静态基极电流由  $R_1$  与  $R_5$  之和确定：

$$I_{Q2B} = \frac{E_C - U_{Q2B}}{R_1 + R_5} = \frac{E_C - U_{Q2E} - 0.7V}{R_1 + R_5} = \frac{19.3V}{R_1 + R_5}$$

而  $Q_2$  的静态发射极电流为：

$$I_{Q2E} = (1 + \beta)I_{Q2B}$$

$Q_1$  的集电极静态电流一定等于  $Q_2$  的发射极静态电流。

其次，对于信号，同样存在上述反馈环路，也是负反馈。唯一的区别是， $R_8$  和  $C_4$  介入了反馈环路中，这稍稍降低了反馈系数。

利用大运放法，可以看出， $Q_4+Q_3+Q_1Q_2$  形成了一个开环大增益放大器，其开环增益约为几百倍，经过反馈电阻网络回送到了  $Q_4$  的输入端，形成了一个大闭环。因此，总的闭环增益为：

$$A_{uf} = \frac{u_o}{u_i} = 1 + \frac{R_9}{R_8 + \frac{1}{j\omega C_4}} \cong 1 + \frac{R_9}{R_8} \quad (\text{在电容 } C_4 \text{ 足够大时}) = 13.27$$

需要稍加说明的是，在  $Q_3$  处， $Q_3$  的输出是一分为二的，反相放大的  $Q_3C$  进入  $Q_2$  实施射极跟随器在  $Q_2E$  输出，同相跟随的  $Q_3E$  进入  $Q_1$  实施反相放大在  $Q_1C$  (也就是  $Q_2E$ ) 输出，最终合二为一的。换句话说， $Q_2$  支路，是先反相放大，然后同相跟随， $Q_1$  支路，是先跟随，然后反相放大，汇总到一起的。这一点，用成语“殊途同归”解释，是恰当的。

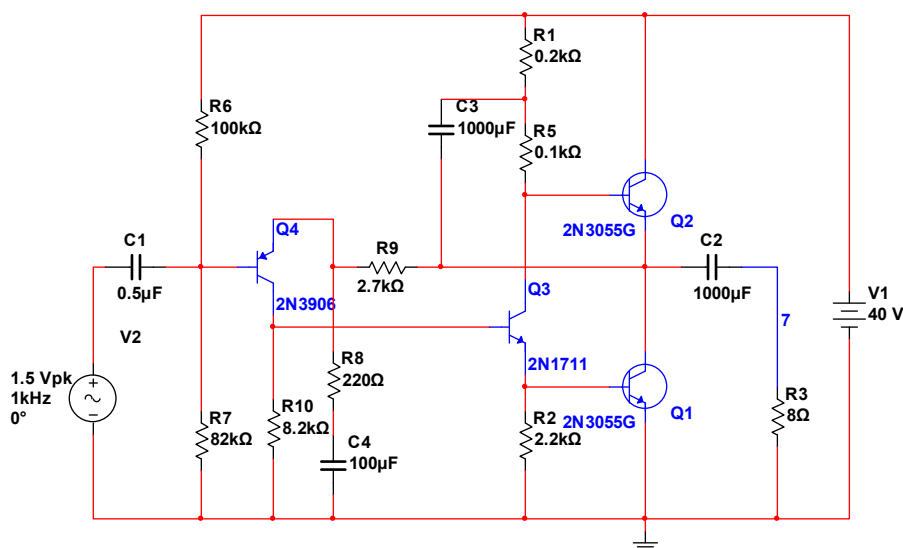


图 Section116-2 JLH1969 电路结构

这个电路仍然具有很大的静态功耗，因此使用散热片给输出晶体管散热，以保持其处于非高温下工作是必须的。它最大的贡献在于输出失真度得到了明显的降低。

第一点， $Q_1$  和  $Q_2$  的协同工作，使得它们在任意时刻都存在一种互补关系，如果输入是正弦波的正半周，导致  $Q_1$  的  $u_{BE1}$  减小， $i_{E1}$  减小，那么  $Q_2$  的  $u_{BE}$  就一定增大， $i_{C2}$  增大，输出电流是两者的减法。输入信号负半周持续了一个相反的过程，但是输出电流还是两者的相减。最终导致在正负两个半周，输出波形出现了对称。这客观上降低了偶次谐波的出现。第二点，这个电路在开环失真度下降的基础上，又引入了强烈的负反馈，进一步降低了失真度——参见本书第 3 章内容。

本电路输出失真度可以做到小于  $0.05\% \sim 0.1\%$ 。

## Section117. 乙类功放和甲乙类功放

甲类功放消耗的静态功耗非常巨大，通常可以达到几 W，几十 W 甚至几百 W，而其效率一般只能做到 10% 左右，即有 90% 的功耗都消耗在发热上了。无论强调低功耗（长待机时间）的手机，还是汽车音响、家用音响，这样的消耗都是用户难以忍受的。因此，甲类功放仅用于对音质有特别高要求的用户。

乙类功放给出了另外一种方案，用两个互补的晶体管实现推挽输出，在静态时几乎不消耗功率，这大幅度提高了效率，理论上最高效率可以达到 78.5%。

### 乙类功放工作原理

乙类功放电路结构如图 Section117-1 所示。图中 Q1 为 NPN 管，Q2 为 PNP 管，两者均为大功率管。图中正负电源对称。

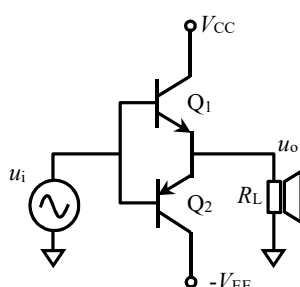


图 Section117-1 乙类功放电路结构

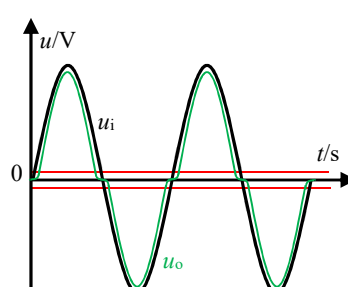


图 Section117-2 乙类功放的输入输出

在输入信号静默时，两个晶体管的基极电位为 0V，它不足以打通任何一个晶体管的 BE 结，因此两个晶体管均处于截止状态，电源不提供电流，负载电压为 0V。

当输入信号为正弦波的正半周时，且输入电压高于 0.7V 后，Q1 被打通，输出电压约为输入电压减去 0.7V；当输入信号为正弦波的负半周时，且输入电压低于 -0.7V，Q2 被打通，输出电压约为输入电压加上 0.7V。遗憾的是，当输入电压介于 -0.7V~0.7V 之间时，两个管子均处于临界或者彻底的不导通状态，输出电压近似为 0。这就造成了输出波形的变形，如图 Section117-2 所示，图中黑色波形为输入正弦波，绿色是输出波形。对这种由正半周过渡到负半周时产生的输出变形，即失真，我们称之为交越失真。交越失真，是乙类功放固有的缺点。

在乙类功放中，每个晶体管负责处理输入信号的半个周期，其导通角近似为 180°。

### 乙类功放的输出功率

如果考虑到交越失真，输出波形将非常复杂，难以用简单数学去计算。所幸的是，交越失真给输出波形带来功率影响并不是很大。因此，在计算乙类功放的输出功率和效率时，一般都无需考虑交越失真，即认定输出波形等同于输入波形，为一个标准的正弦波。

设输出波形幅度为  $U_{om}$ ，则根据式(Section115-1)，得到输出功率为：

$$P_{out} = \frac{U_{orms}^2}{R_L} = \frac{(\frac{\sqrt{2}}{2} U_{om})^2}{R_L} = \frac{U_{om}^2}{2R_L}$$

(Section117-1)

可知，输出功率正比于输出幅度的平方。

## 乙类功放的电源消耗功率

此时，电源消耗功率分为正半周和负半周两种情况。在输入信号正半周，正电源  $V_{CC}$  提供输出电流，而负电源处于休息状态；而在输入信号负半周，负电源提供输出电流，正电源处于休息状态。因此，总的电源耗散功率即为正电源在正半周的耗散功率，或者，也是负电源在负半周的耗散功率。根据式(Section115-2)，得到总电源耗散功率为：

$$P_{PW} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} V_{CC} \times i_C(t) d\omega t = \frac{V_{CC}}{\pi} \int_0^{\pi} \frac{U_{om} \sin \omega t}{R_L} d\omega t = \frac{V_{CC} \times U_{om}}{\pi R_L} \int_0^{\pi} \sin \omega t d\omega t$$

$$= \frac{2 \times V_{CC} \times U_{om}}{\pi R_L}$$

(Section117-2)

可知，电源消耗功率正比于输出电压幅度。

## 乙类功放的效率

由此得到整个电路的效率为：

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{PW}} = \frac{\frac{U_{om}^2}{2R_L}}{\frac{2 \times V_{CC} \times U_{om}}{\pi R_L}} = \frac{\pi U_{om}}{4V_{CC}}$$

(Section117-3)

可知，在电源电压固定的情况下，输出信号幅度越大，效率越高。一般情况下，乙类放大电路的输出信号幅度可以达到正电源电压减去  $Q_1$  的饱和压降，如果忽略这个差异，可以认为输出幅度最大值为  $+V_{CC}$ ，此时可以达到最大效率：

$$\eta_{max} = \frac{\pi U_{om\_max}}{4V_{CC}} \approx \frac{\pi}{4} = 78.5\%$$

(Section117-4)

即在理论分析中，乙类功放的效率最高为 78.5%，这是甲类功放望尘莫及的。

## 乙类功放的晶体管耗散功率

在乙类放大电路中，晶体管的耗散功率等于电源消耗功率减去输出功率：

$$P_T = P_{PW} - P_{out} = \frac{2 \times V_{CC} \times U_{om}}{\pi R_L} - \frac{U_{om}^2}{2R_L}$$

(Section117-5)

图 Section117-3 绘制了  $V_{CC}=20V$ ， $R_L=8\Omega$  时，随着输出幅度的增加，输出功率、电源功率、晶体管耗散功率的变化曲线。可以看出，晶体管耗散功率存在最大值，或者说，并不是喇叭越响，晶体管发热越严重。晶体管最发热的时刻，恰恰发生在输出幅度不是最大的时候，而是在图中 12V 附近。

用数学可以证明这一点，对  $P_T$  求导，导数为 0 处即为最大值发生处。

$$\frac{dP_T}{dU_{om}} = \frac{2 \times V_{CC}}{\pi R_L} - \frac{U_{om}}{R_L} = 0$$

解得：

$$U_{om} = \frac{2 \times V_{CC}}{\pi} = 0.6366V_{CC}$$

(Section117-6)

此时,输出功率恰好等于晶体管耗散功率,且均为电源耗散功率的一半,即效率为 50%。

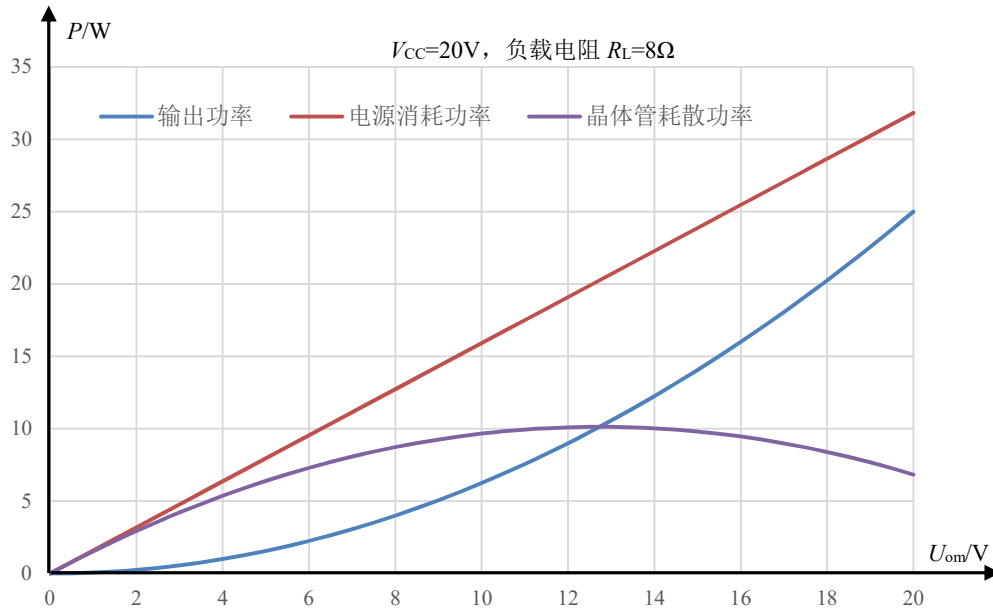


图 Section117-3 乙类功放的功率随输出幅度的变化

## 甲乙类功放工作原理

在乙类功放的基础上,为了减小交越失真,电路中增加了两个电阻和两个二极管,形成一种新的电路结构,称之为甲乙类功放,如图 Section117-4 所示。

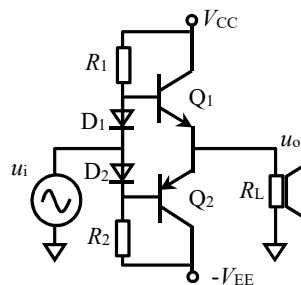


图 Section117-4 甲乙类功放电路结构

甲乙类功放的工作原理类似于乙类功放。新增加的支路,使得输入信号静默时,两个晶体管不再处于截止状态,而处于可控的微导通状态: Q1 的基极电位约为 0.7V,有能力打通 Q1, Q2 的基极电位约为-0.7V,也有能力打通 Q2,此时 Q1 和 Q2 均处于微弱导通状态,从 VCC 到-VEE 存在静态电流。这个静态电流是可控的,当两个电阻选择较小值时, D1 和 D2 的导通压降将比较大, Q1 和 Q2 就流过较大的电流值。

这样,看起来静态功耗将不再是 0,效率比乙类降低了,但是它带来了失真较小的好处: Q1 的基极电位为:

$$u_{BQ1} = u_i + u_{D1}$$

而输出电位为:

$$u_o = u_{BQ1} - u_{BEQ1} = u_i + u_{D1} - u_{BEQ1}$$

二极管的导通压降 $u_{D1}$ 近似为 0.7V，而 Q1 的发射结压降 $u_{BEQ1}$ 也近似为 0.7V，如果忽略它们的差别，而认为它们近似相等，则有：

$$u_o = u_i + u_{D1} - u_{BEQ1} \approx u_i$$

即输出近似为输入，因此也就不存在交越失真了。

这只是理论分析，实际上，上述的两个压降并不是严格相等，交越失真仍是存在的，只是远比乙类放大电路小得多。

因此，在实际的乙类放大电路中，使用标准乙类的电路非常少见，而大量采用了甲乙类电路。或者说，甲乙类电路就是乙类电路的实用性选择。很多标记为 Class B（乙类）的电路，细看都是甲乙类。



## Section118. 进一步降低失真的方法

### 降低失真度的基本原理

仅仅依靠二极管压降去抵消 PN 结压降，是无法将失真度降低到设计要求范围内的。为了进一步降低失真度，必须使用其它方法。

要想让输出波形失真很小，以下的思路是必须的。

1) 让放大器的开环增益是尽量线性的。要实现这一点，必须知道产生开环增益非线性的原因是什么，然后一一消除。

原因之一：交越失真。目前的处理方法，就是引入甲乙类放大电路结构，除此之外还没有更好的方法。

原因之二：晶体管输入伏安特性的非线性。它是一条类似于指数的曲线，第一它不是直线，第二它的斜率是上大下小的，第三，它的非线性是随着幅度的增加而增加的。对于第一条，目前没有办法。对于第二条，目前的方法是使用对称设计，使其相互抵消。对于第三条，很简单，让输入信号足够小。

2) 如果实在不能保证开环增益的线性度，那么引入强烈的负反馈会削弱非线性，这在本书第 3 章有描述。因此，在相同的非线性情况下，负反馈越强烈，对失真的消除就越有效，而负反馈的强弱，完全取决于  $AF$  的大小，提高开环增益  $A$ ，提高反馈系数  $F$ （也就是降低闭环增益）是可行的两个根本策略。

### 功率管置于反馈环内的功率放大电路

图 Section118-1 电路中，两个功率管  $T_1$  和  $T_2$  被放置在了大反馈环内，此时交越失真就很难发生了。

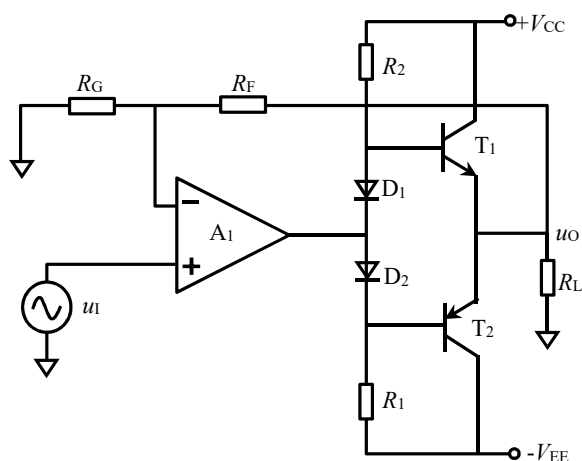


图 Section118-1 将功率管至于反馈环内

## Section119. 高效开关型功率放大电路

### 5.5. ADC 驱动电路

**Section120. 为什么要给 ADC 前端增加驱动电路**

**Section121. 典型 ADC 驱动电路**

**Section122. 其它 ADC 驱动电路**

**5.6. 全差分放大器及应用电路**

**Section123. 全差分放大器**

**Section124. 全差分放大电路**

**5.7. 增益可变电路**

**Section125. 增益改变方法**

**Section126. 程控增益放大器及其应用电路**

**Section127. 压控增益放大器及其应用电路**

**Section128. 自动增益控制—AGC 电路**

**5.8. 复合放大电路**

**Section129. 提供输出功率的复合放大器**

**Section130. 串联型复合放大器**

**Section131. 并联型复合放大器**

## 6. 信号源电路

信号源电路，就是能够自己产生确定性波形的电路。一般来说，信号源电路包括矩形波（方波）、锯齿波（三角波）、正弦波产生电路，理论上它还包括噪声波形产生，以及任意波形的产生。

这类电路的最大特点是，没有输入信号，而能够自己产生输出信号。这听起来挺奇妙的，自己会产生节拍？是的，就是自己产生节拍。其实，在生活中我们可以见到这种自己产生节拍的现象，比如心脏的跳动，比如手表，比如音乐节拍器，只是我们平时忙着别的事情，没有注意而已。

本章告诉大家，在电学中如何自己产生节拍，以实现不同类型波形的自动产生。

### 6.1. 基于蓄积翻转思想的波形产生电路

#### Section132. 蓄积翻转和方波发生器

##### 蓄积翻转

假设有一个积极向上的蚂蚁，它有一个天性，总是匀速向高处爬。

有一个翘翘板，平时任意倒向一个方向，一头沉、另一头翘。当蚂蚁爬到翘翘板单臂长度一半的时候，蚂蚁自身的重量可以让翘翘板翻转。

此时，我们把蚂蚁放在翘翘板的任意位置，就会出现一种现象：翘翘板会不断地，周而复始的翻转。如图 Section132-1 所示，翻转的频率完全取决于蚂蚁爬行速度和翘翘板的长度。

这就是蓄积翻转思想：爬啊爬，就像给水库蓄水一样，爬到位置了，翻转了，再反过来爬，爬到位置了，又翻转了，周而复始。要改变翻转频率，有两种方法，第一改变蚂蚁的爬行速度，第二改变翻转位置。

利用这种思想，在电学中可以使用比较器和阻容电路，实现指定频率的方波产生。

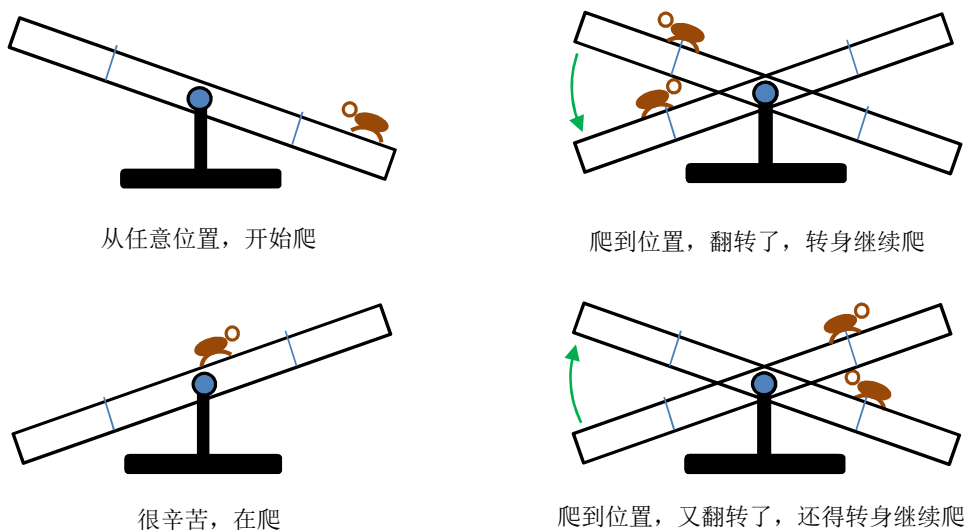


图 Section132-1 可怜的蚂蚁，让我们浮想联翩，人生可不要这样。还是好好念书吧

## 方波发生器

最简单的方波发生器电路如图 Section132-2 所示。它由一个迟滞比较器(运放+电阻  $R_1$ 、 $R_2$ )，以及一个阻容充电电路组成。假设运放的供电电压为  $\pm V_A$ ，且能够输出最大值也是  $\pm V_A$ 。

### 工作原理

刚上电的时候，运放输出为 0V，则  $u_+$  端为 0V，电容上也没有蓄积的电荷，则  $u_-$  端也为 0V，如果运放是理想的，则输出可以维持在 0V。但是，这是一个难以维持的稳态，运放的输入失调电压、运放的内部噪声等，都会使得它摆脱这种稳态：假设输出端出现了一个微小的噪声，且是正值，则  $u_+$  端立即变为正值，而电容充电需要很长的时间，因此此时  $(u_+)$  -  $(u_-)$  为正值，考虑到运放具有极高的开环增益，运放的输出端会快速向正电源电压变化，最终导致运放立即达到  $V_A$ 。当然，如果噪声出现是负值，则运放会稳定到  $-V_A$ 。

这就像前面的那个翘翘板，总是停在某个翻转状态，随机的。

下面的过程，就开始了蓄积翻转。我们假设此时的  $u_O$  为  $V_A$ ，则：

$$u_{+1} = V_A \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

此时， $u_-$  端开始通过 R 和 C，被输出电压充电，就像刚才那个蚂蚁，它开始爬坡了。充电过程是一个负指数曲线，其终值是  $V_A$ ，因此一定会在某个时刻， $u_-$  端电位高于  $u_+$  端电位，此时，运放输出会翻转，变为  $-V_A$ ，这导致  $u_+$  端立即变为：

$$u_{+2} = -V_A \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

此时，电容开始被放电，终值为  $-V_A$ ，就像蚂蚁开始反向爬坡，等待它的新比较点为  $u_{+2}$ ，等电容电压被放电至此，运放又翻转了，回到了初始态。

如此往复，就在输出端得到了一个方波。各关键点波形如图 Section132-3 所示。

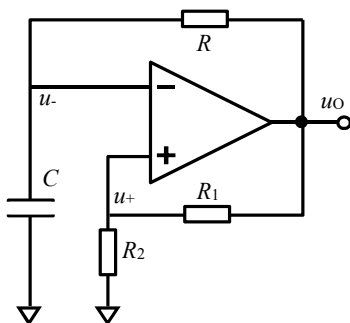


图 Section132-2 方波发生器

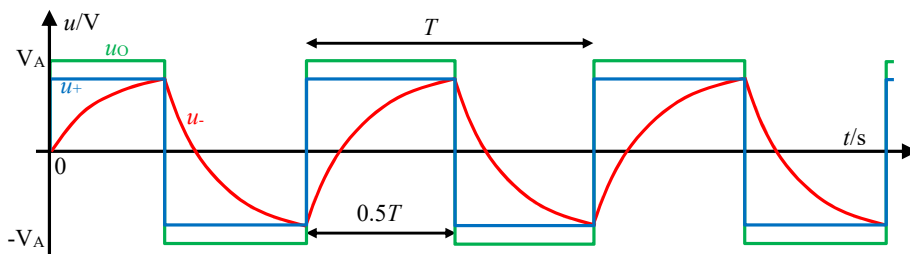


图 Section132-3 方波发生器关键点波形

### 计算

此电路的周期值得计算。在图 Section132-3 中第 1 段红色波形是非重复的，从第 2 段开始进入重复周期。习惯上，我更喜欢从第 3 段开始计算，即图中 T 包容的区域。

只需要计算半个周期  $0.5T$ ，即可得到计算结果。因此我们把重点放在第 3 段波形，设该段波形的时间起点为 0，则该段波形的数学表达式为：

$$u_-(t) = u_-(0) + (u_-(\infty) - u_-(0)) \times (1 - e^{-\frac{t}{\tau}})$$

(Section132-1)

其中：

$$u_-(0) = u_{+2} = -V_A \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$u_-(\infty) = V_A$$

$$\tau = RC$$

且已知在  $0.5T$  时刻，红色波形的值为：

$$u_-(0.5T) = u_{+1} = V_A \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

将上述结果代入式(Section132-1)，得：

$$V_A \frac{R_2}{R_1 + R_2} = -V_A \frac{R_2}{R_1 + R_2} + (V_A + V_A \frac{R_2}{R_1 + R_2}) \times (1 - e^{-\frac{0.5T}{RC}})$$

化简过程为：

$$(1 - e^{-\frac{0.5T}{RC}}) = \frac{2R_2}{R_1 + 2R_2}$$

$$e^{-\frac{0.5T}{RC}} = \frac{R_1}{R_1 + 2R_2}$$

最终得到：

$$T = 2RC \times \ln\left(\frac{R_1 + 2R_2}{R_1}\right) = 2RC \times \ln\left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right)$$

(Section132-2)

当  $u_+$  过于接近  $V_A$ ，即  $R_2$  比  $R_1$  大很多，那么比较点将非常接近于电源电压，此时红色充电曲线将在非常平缓的爬坡中实现关键的超越  $u_+$  动作，如果比较点稍有变化，比如出现噪声，将引起周期大幅度改变。这对提高频率稳定性不利。一般来讲，选择  $R_1$  和  $R_2$  相等，是比较合适的。

## Section133. 方波三角波发生器

前述的方波发生器，除了方波输出之外，还有一个衍生波形——电容上的充放电波形，它看起来有点像三角波，但是又不是。图中的红色波形，属于恒压充电波形，电容上的电压是先快后慢上升的，越到后面越慢，这有点像抽水马桶的储水箱，它的水位上升也是越来越慢的。而恒流充电则不同，当给一个电容实施恒流充电时，它的电压提升是匀速的。如果把方波发生器中的电容充电部分，由恒压充电改为恒流充电，就可以实现完美的三角波输出。

### 电路一

电路如图 Section133-1 所示。设计思路为，用一个积分器将方波输出变为斜波上升或者下降（积分器是恒流充电），但是积分器和输入方波之间是反相的——方波为正电压，积分器的输出匀速下降，方波为负电压，积分器输出匀速上升，因此在后级增加一个反相比例器。图中用浅绿色部分（积分器加反相比例器电路）代替图 Section132-2 中的  $R$  和  $C$ ，其输出直接接到第一个运放的负输入端，此时整个环路的比较翻转结构并没有发生变化，唯一变化的是原先的负指数曲线，现在变成了直线——图 Section133-2 中的红色线。

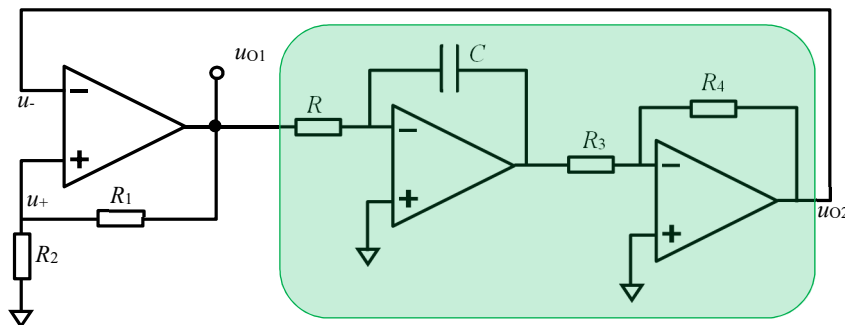


图 Section133-1 方波三角波发生器一

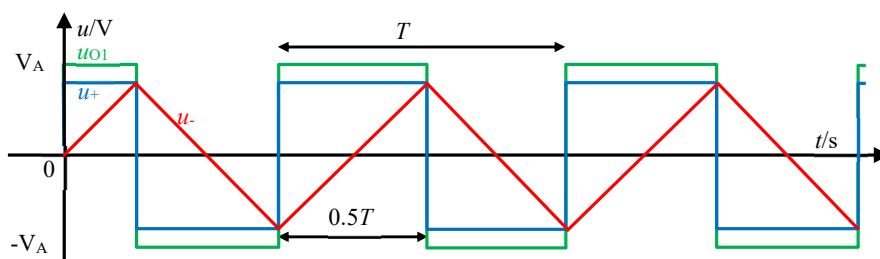


图 Section133-2 方波三角波发生器一关键点波形

### 电路二

前述电路使用了三个运放，有点奢侈。第三个运放仅仅起到了反相器（通常是 1 比 1）的作用，显得有点浪费。但是直接去掉这一级，在翻转结构上就不成立了——就像规定蚂蚁只向下面爬，那个翘翘板就不会翻转了。我们有办法，去掉这个反相器，而将原先接入比较器负输入端的信号，改接到正输入端，电路如图 Section133-3 所示。

此时工作过程为：假设比较器首先输出正电源电压，积分器输出开始匀速下降，向负电源方向走去，这时候比较器的正输入端  $u+$  为“正输出电压经过  $R_2$ ，与积分器输出经过  $R_1$  的加权平均值”显然为正值，如图 Section133-4 中的 0 时刻，随着积分器输出（红色线）越来越负，比较器正输入端逐渐接近 0 并一定能够在  $t_1$  时等于 0-，定义此时的积分器输出为

$u_{O2-}$ ，因比较器的负输入端为  $0V$ ，将引起比较器翻转为负电源电压，比较器正输入端立即跳变，积分器开始向正电源方向走去，在  $t_2$  时刻，使得比较器正输入端为  $0+$ ，将引起比较器再次翻转回正电源电压，此时的积分器输出定义为  $u_{O2+}$ 。如此往复。

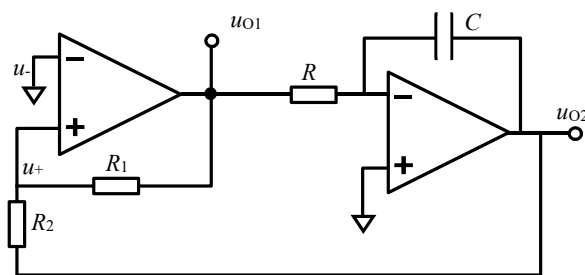


图 Section133-3 方波三角波发生器二

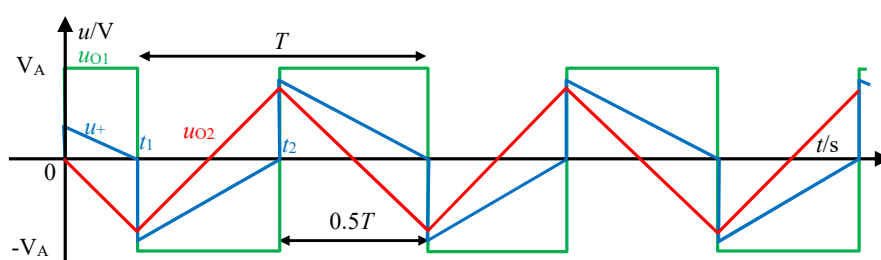


图 Section133-4 方波三角波发生器二关键点波形

## 计算

$t_1$  时刻，积分器输出电压迫使  $u+$  变为  $0$  是一个关键点，此时有：

$$u_+(t_1) = \frac{u_{O1}(t_1)R_2 + u_{O2}(t_1)R_1}{R_1 + R_2} = \frac{V_A R_2 + u_{O2-} R_1}{R_1 + R_2} = 0$$

解得：

$$u_{O2-} = -V_A \frac{R_2}{R_1}$$

(Section133-1)

$t_2$  时刻，积分器输出电压迫使  $u+$  变为  $0+$  是一个关键点，此时有：

$$u_+(t_2) = \frac{u_{O1}(t_2)R_2 + u_{O2}(t_2)R_1}{R_1 + R_2} = \frac{-V_A R_2 + u_{O2+} R_1}{R_1 + R_2} = 0$$

解得：

$$u_{O2+} = V_A \frac{R_2}{R_1}$$

(Section133-2)

积分器从  $u_{O2-}$  变到  $u_{O2+}$  所花费的时间为  $0.5T$ ，即  $t_2 - t_1$ ，据积分器公式：

$$u_{O2}(t_2) = u_{O2+} = u_{O2}(t_1) - \frac{1}{RC} \int_{t_1}^{t_2} -V_A dt = u_{O2-} + \frac{V_A}{RC} (t_2 - t_1)$$

将式(Section133-1)、式(Section133-2)代入上式，得：

$$V_A \frac{R_2}{R_1} = -V_A \frac{R_2}{R_1} + \frac{V_A}{RC} (t_2 - t_1)$$

解得：

$$T = 2(t_2 - t_1) = \frac{4R_2RC}{R_1}$$

(Section133-3)

此为周期公式。

此电路中需要注意的是，电阻  $R_2$  不得大于电阻  $R_1$ ，否则积分器的输出最大为正负电源电压，将永远无法使得  $u_+$  经过 0V，电路将永远不会起振。其实，从式(Section133-1)也可以看出，当  $R_2$  大于  $R_1$ ， $u_{O2-}$  将比负电源还负，这让积分器很无奈，打死它也做不到啊。

### 电路三

有一些运放的输出存在不对称现象：当作为比较器使用时，正输出值接近正电源电压，负输出值接近于负电源电压，所谓的不对称，是指这两种输出的绝对值并不相等，存在微弱的差异。比如常见的 OP07，在正负 15V 供电时，空载输出最大电压，正值为 14V，负值为 -13V。这会导致输出方波幅度不对称，也会造成输出三角波斜率不一致。

为避免这种现象发生，可以使用方波三角波电路三，如图 Section133-5 所示。双向的稳压管使得输出方波幅度为  $\pm U_Z$ ，且三角波上升和下降的速率相等，同时，降低了对  $R_2$  不能太大的要求。

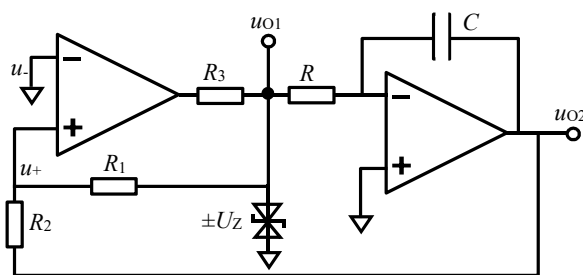


图 Section133-5 方波三角波发生器三

#### 举例 1：

电路如图 Section133-5 所示。已知运放的供电电压为  $\pm 15V$ ，最大输出电流为  $\pm 10mA$ ，输出最大电压为 14V，-13V，双向稳压管的稳压值为  $\pm 5V$ ，最小稳压电流为 0.5mA。  $R_1=10k\Omega$ ， $R_2=5k\Omega$ ， $R_3=1k\Omega$ ， $R=1k\Omega$ ， $C=0.1\mu F$ 。

- 1) 求输出方波幅度，输出三角波幅度；
- 2) 求输出信号频率；
- 3) 思考题： $R_3$  的取值范围。



## Section134. 独立可调的方波三角波发生器

电路 Section134-1 只能产生频率、幅度不变化的波形。本节提出如下要求：

- 1) 能发出占空比可变的矩形波，相应的同频率三角波变为锯齿波。矩形波占空比可以独立调节，不影响其它参数——幅度、频率、直流偏移量。
- 2) 上述的矩形波和锯齿波的频率相同，可以独立调节。
- 3) 矩形波幅度可以独立调节，锯齿波幅度可以独立调节。
- 4) 矩形波的直流偏移量可以独立调节，锯齿波的直流偏移量可以独立调节。

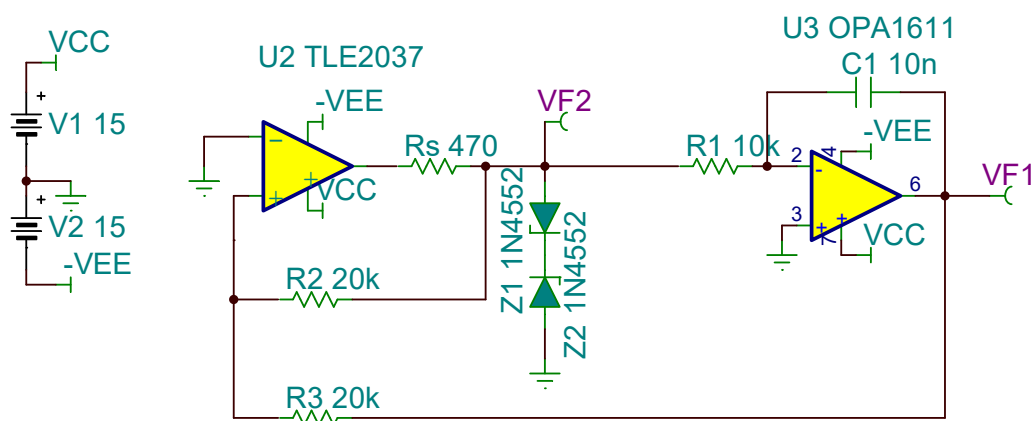


图 Section134-1 固定参数的方波三角波发生器

### 改变频率的思路

改变频率可以通过多种方法实现。

- 1) 将电阻 R1 改成电位器。改变积分器时间常数，将引起波形频率变化。
- 2) 将电容器 C1 改成可变电容器，早期的收音机里选频，就采用这种扇状的可变电容器，当扭动它时，两个极板的投影面积发生变化，会引起等效电容发生变化。但是，这种电容器容值小，可变范围也小。此方法不实用。
- 3) 改变积分器输入电压，即图中 VF2 点矩形波的幅值。但这样将引起矩形波幅度变化，不满足独立调节要求。
- 4) 改变电阻 R2 和 R3 的比值，也可以改变输出频率。但这样直接影响了锯齿波输出幅度，难以实现独立调节。

因此，最为直接有效的方法是将电阻 R1 改成电位器。但是这样做，如何调节占空比呢？

### 调节占空比的思路

改变占空比的一种思路是，改变积分器的上坡或者下坡速度，这取决于积分器的时间常数。而改变积分器的时间常数，让其在正输入和负输入时，具有不同的电压变化速度，可以采用双向不等值电阻，如图 Section134-2 所示。

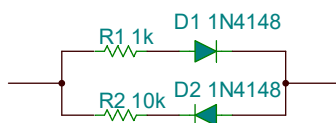


图 Section134-2 双向不等值电阻

一种巧妙的思路如图 Section134-3 所示。将一个电位器(potentiometer)分成两部分，该电路既能保证占空比改变，又可以保证频率不变化。

让我们重温一下这种电路的工作原理。

电路中 VF2 处只有两种电压，即矩形波的正负幅度，设为  $U_{Z+}$  和  $U_{Z-}$ 。积分器的瞬时输出电压定义为  $u_o(t)$ ，当输出为  $U_{Z+}$  时，电路发生翻转的条件是：

$$\begin{aligned} U_{Z+} \times \frac{R_3}{R_2 + R_3} + u_o(t) \times \frac{R_2}{R_2 + R_3} &= 0 \\ u_o(t) &= -\frac{R_3}{R_2} U_{Z+} = U_{C+} \end{aligned} \quad (1)$$

同样的道理，可以得到当输出为  $U_{Z-}$  时，电路发生翻转的条件是：

$$u_o(t) = -\frac{R_3}{R_2} U_{Z-} = U_{C+} \quad (2)$$

即积分器的输出在两个关键电压点式  $U_{C+}$  和  $U_{C-}$ ，会引起比较器翻转，如图 Section134-4 所示。在图中  $t_1$  到  $t_2$  时间段内，积分器的输出表达式为：

$$u_o(t) = U_{C-} - \frac{1}{R_{\downarrow} C} \int_{t_1}^t U_{Z-} dt = U_{C-} - \frac{U_{Z-}}{R_{\downarrow} C} (t - t_1)$$

且有：

$$u_o(t_2) = U_{C-} - \frac{U_{Z-}}{R_{\downarrow} C} (t_2 - t_1) = U_{C+}$$

将式(1)(2)代入，且已知  $U_{Z-} = -U_{Z+}$ ，解得：

$$t_2 - t_1 = 2 \frac{R_3}{R_2} R_{\downarrow} C$$

同样的方法，可以获得：

$$t_3 - t_2 = 2 \frac{R_3}{R_2} R_{\uparrow} C$$

$$T = t_3 - t_1 = 2 \frac{R_3}{R_2} (R_{\uparrow} + R_{\downarrow}) C$$

由于电位器的总电阻  $R_W = R_{\uparrow} + R_{\downarrow}$ ，所以调节时，占空比改变，而总周期不变。这个电路也被称为锯齿波发生器。

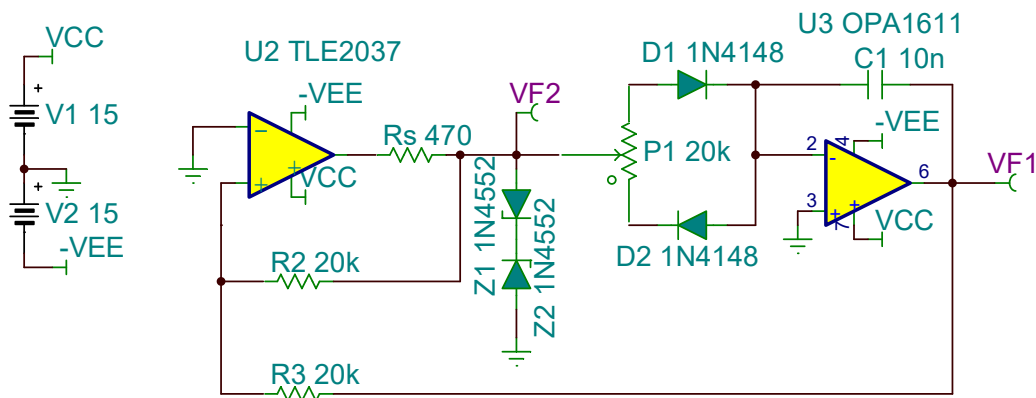


图 Section134-3 独立改变占空比电路

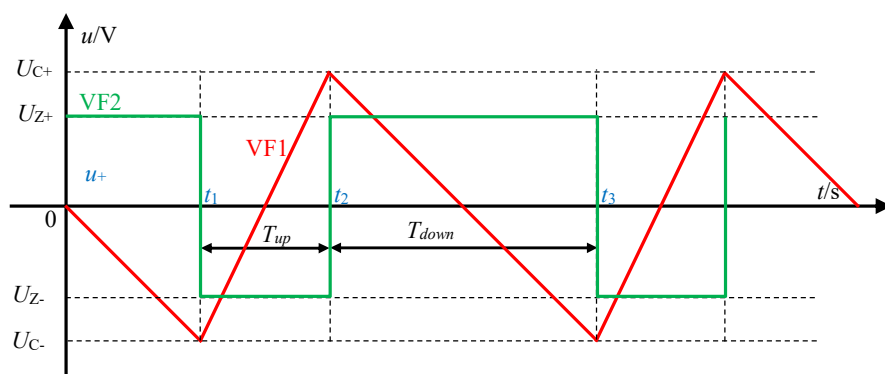


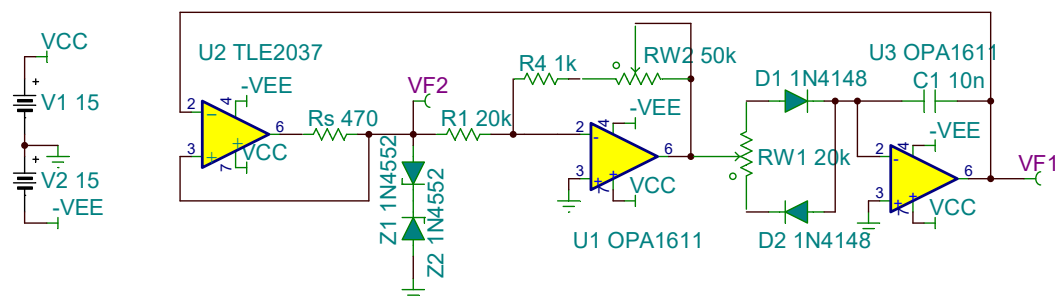
图 Section134-4 独立改变占空比电路关键点波形

## 如何改变频率？

上述电路可以独立调节占空比，但不能独立改变频率。此时，改变频率可以通过改变 VF1 点电压实现，如图 Section134-5 所示。

电路的核心在于矩形波输出为 VF2，但实际加载给积分器的电压可以被 RW2 改变，进而导致积分速率发生变化，引起频率变化，而 RW1 仍负责占空比改变。

图中的 U1 被设计成反相比值器，它可以缩小，也可以放大，但是这也导致整个电路逻辑关系改变，因此在 U2 比较器环节，积分器的输出被引入到了 U2 的负输入端。



## Section135. 压控振荡器

压控振荡器 VCO (Voltage Controlled Oscillator)，是指一个振荡电路，它的输出频率受外部电压控制，当外部电压在一定范围内改变时，该电路的输出频率相应改变。

有两种压控振荡器：输出为正弦波的，以及输出为方波的。本节讲述后者。

### 最简单的方波 VCO

前述电路中，给积分器施加的输入电压是固定的，或者是通过电位器调整好的。当用一个外部控制电压  $V_{ctr}$  代替原积分器的两种输入电压（正为  $V_{ctr}$ ，负为  $-V_{ctr}$ ），就可以实现用控制电压  $V_{ctr}$  改变输出信号频率，实现压控振荡器。图 Section135-1 是一个例子。

图中  $V_{ctr}$  是外部控制电压，U1 运放电路是一个反相器，负责生成  $-V_{ctr}$ 。两个模拟开关（图中用理想开关代替）SW1 和 SW2 的作用是，当比较器 U2 输出为正值时，给积分器接通输入电压为  $V_{ctr}$ ，当比较器 U2 输出为负值时，给积分器接通输入电压为  $-V_{ctr}$ 。

而  $V_{ctr}$  是可以人为改变的，它越大，积分器爬坡速度越快，输出频率越大，这就形成了基于图 Section133-5 电路的，但频率可变的压控振荡器。

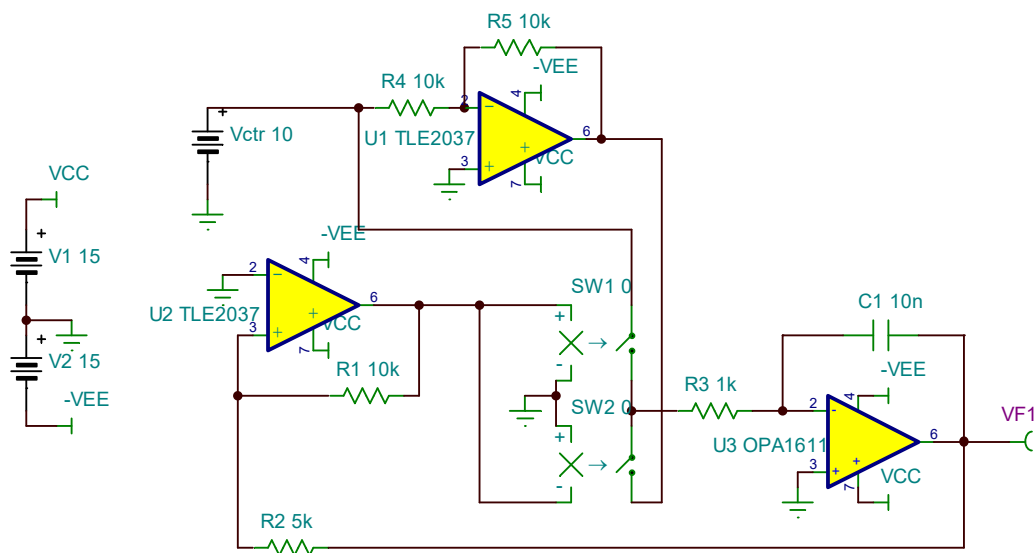


图 Section135-1 一种压控振荡器（方波）

### 压频转换 VFC (Voltage to Frequency Convertor)

一种集成电路，可以用外部控制电压改变输出数字信号的频率，称为压频转换电路。通常，它们还能够实现频压转换。

德州仪器公司 (TI, Texas Instruments) 生产的 TFC320 就是一种 VFC。该芯片内部结构如图 Section135-2 所示。它包含输入放大器、两个比较器、一个触发器、两个可开断的恒流源，以及集电极开路晶体管组成的输出级。

输入电压可以加载到图中的 e1 或者 e2，以加载到 e1 为例，需要将 e2 短接到地。可以看出此时输入放大器组成了一个积分器，此时两个恒流源都是断开的。正输入电压 e1 将给积分电容  $C_2$  充电（电位左高右低），迫使  $V_{OUT}$  电位（图 Section135-3 中的绿色线）下降，无论此前如何， $V_{OUT}$  电位总会下降到过零点，导致比较器 A 出现高电平，此高电平触发 RS 触发器置位为 1，使得  $f_{OUT}$  变为高电平，此值使得两个恒流源开关闭合。

这时候有两个事件在同步进行：第一， $I_A$  和  $I_{IN}$  合并作用在积分器 1 脚，由于  $I_{IN}$  必须小于  $I_A$ ，（在选择电阻  $R_1$  时必须保证），会引起电容  $C_2$  反向充电， $V_{OUT}$  会上升，如图中  $T_1$  段绿色波形。第二， $I_B$  将给原先为 0V 电压的电容  $C_1$  放电，直到  $C_1$  电压（图 Section135-3 中红色波形）下降到 -7.5V，比较器 B 会发生翻转，出现一个高电平，促使触发器输出变为 0，如图中  $f_{OUT}$  波形。触发器 0 电平会引起恒流源开关再次断开，进入到  $T_2$  阶段，此时只有  $e_1$  通过  $R_1$  给  $C_2$  充电，重复前述的过程。

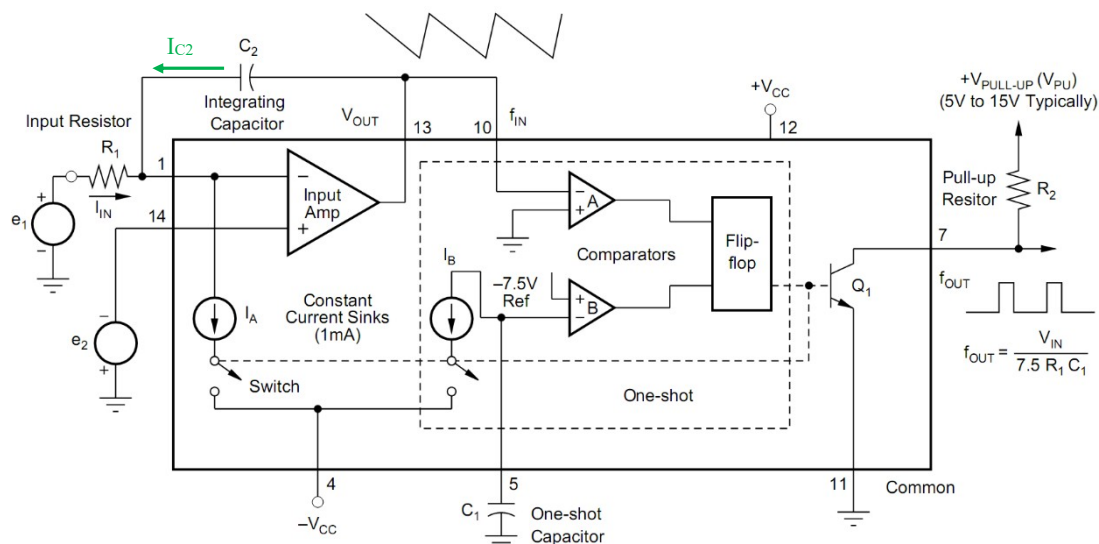


图 Section135-2 方波三角波发生器一

在  $T_1$  阶段，是  $I_B$  给电容  $C_1$  的放电，决定了  $T_1$  的值：

$$I_B T_1 = Q = C_1 U = C_1 \times 7.5$$

则有：

$$T_1 = \frac{C_1 \times 7.5}{I_B}$$

(1)

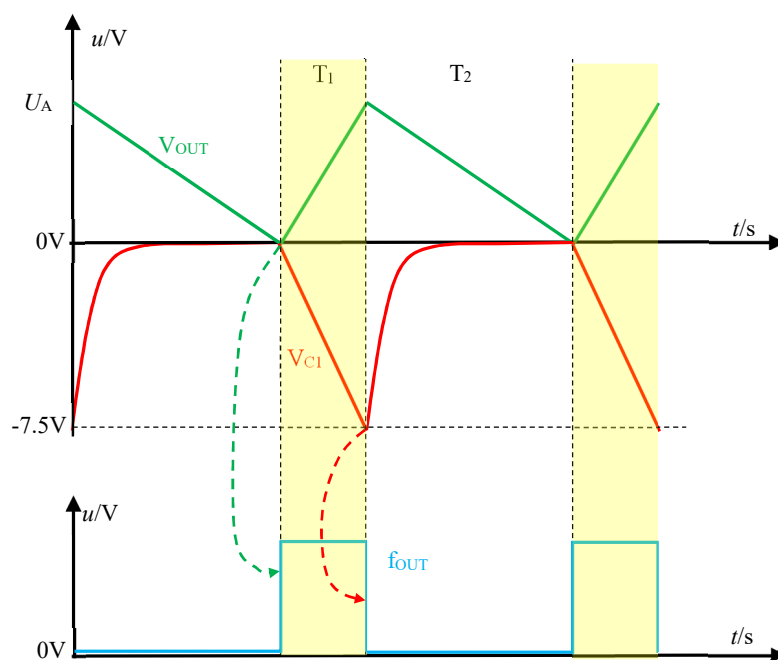


图 Section135-3 方波三角波发生器一

同时，在  $T_1$  时间内， $C_2$  上的电压（右正左负）从 0V 增长到了  $U_A$ ，这来自于  $I_A$  和输入电压  $e1$  的共同作用：

$$I_{C2} = I_A - \frac{e1}{R_1}$$

$$I_{C2} \times T_1 = C_2 U_A$$

结合式(1)，则有：

$$U_A = \frac{I_{C2} \times T_1}{C_2} = \frac{\frac{C_1 \times 7.5}{I_B} \times (I_A - \frac{e1}{R_1})}{C_2} = \frac{C_1 \times 7.5(I_A R_1 - e1)}{I_B C_2 R_1} \quad (2)$$

在  $T_2$  阶段，关键事件发生在  $C_2$  上，其电压仅靠输入电压的作用，由  $U_A$  下降到 0V，促成了  $T_2$  阶段的结束。

$$I_{C2} = -\frac{e1}{R_1}$$

$$I_{C2} \times T_2 = C_2(0V - U_A)$$

$$T_2 = \frac{C_2 U_A}{e1} R_1$$

将式(2)代入，有：

$$T_2 = \frac{C_2 \frac{C_1 \times 7.5(I_A R_1 - e1)}{I_B C_2 R_1}}{e1} R_1 = \frac{C_1 \times 7.5(I_A R_1 - e1)}{I_B \times e1} \quad (3)$$

总周期为：

$$T = T_1 + T_2 = \frac{C_1 \times 7.5}{I_B} + \frac{C_1 \times 7.5(I_A R_1 - e1)}{I_B \times e1} = \frac{C_1 \times 7.5 I_A R_1}{I_B \times e1}$$

由于两个电流源具有相同的电流 1mA，则有：

$$T = T_1 + T_2 = \frac{C_1 \times 7.5 R_1}{e1} \quad (4)$$

变换成频率，则有：

$$f_{OUT} = \frac{1}{T} = \frac{e1}{7.5 R_1 C_1} \quad (5)$$

即输出频率正比于输入电压  $e1$ ，反比于电阻  $R_1$  和电容  $C_1$ 。这就是压频变换器。VFC320 还可以实现频压转换，即将输入频率量转变成模拟电压输出，此内容可以参考 VFC320 数据手册。

插话一句，图 Section135-3 中 VC1 波形中，在  $T_2$  开始阶段，也就是恒流源开关断开时，电容电压会由 -7.5V 迅速回归到 0V，这是内部电路决定的，无需我们考虑。

## 6.2. 基于自激振荡的正弦波发生器

### Section136. 自激振荡产生正弦波的原理

图 Section136-1 是利用自激振荡原理产生正弦波的结构图。它由选频电路和放大电路以环路形式组成。图中的  $u_{ST}$  点和  $u_{ED}$  点是连接在一起的。当将这两个点断开，可以定义：

$$\dot{A}_{LOOP} = \frac{\dot{u}_{ED}}{\dot{u}_{ST}} = \dot{A}_{\text{选频}} \times \dot{A}_{\text{放大}}$$

$\dot{A}_{LOOP}$  被称为环路增益，它是由选频电路增益和放大电路增益相乘获得。对不同频率信号， $\dot{A}_{LOOP}$  将有不同的模  $A_{LOOP}$  和相移  $\varphi_{LOOP}$ 。

某个频率  $f_0$  下，如果满足  $\varphi_{LOOP} = 2n\pi$ ，即相移为  $360^\circ$  的整数倍（相位条件），且  $A_{LOOP}$  大于等于 1（幅度条件），那么将  $u_{ST}$  点和  $u_{ED}$  点是连接在一起（环路条件），如果环路内事先存在频率为  $f_0$  的正弦波，哪怕很微小（种子条件），则输出一定会出现频率为  $f_0$  的正弦波，且幅度或者越来越大，或者维持不变。这种现象即为自激振荡。

相位条件、幅度条件、环路条件、种子条件，是发生自激振荡的充分必要条件。

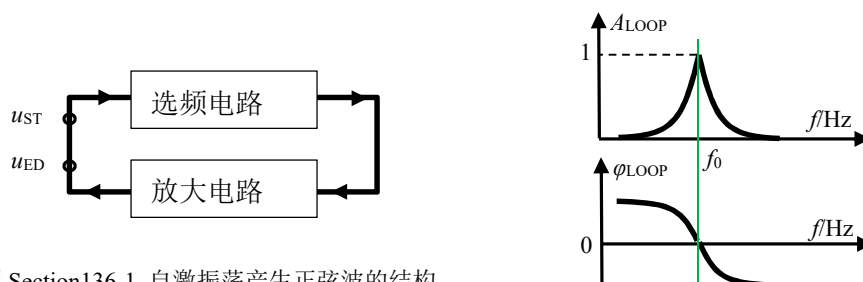


图 Section136-1 自激振荡产生正弦波的结构

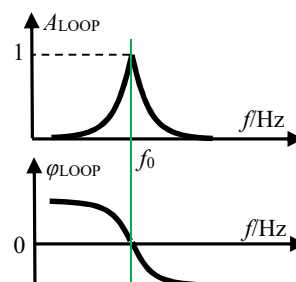


图 Section136-2 环路增益的幅频、相频特性

对于任何一个形成环路的电路，种子条件是无需我们担心的——都会满足。因为噪声是无处不在的，且是广谱的，包含任意频率，虽然它们的幅值可能很小。

选频电路和放大电路的配合，可以实现如图 Section136-2 所示的环路增益幅频特性和相频特性，它能够保证在整个频率范围内，有，且仅有一个频率点能够满足相位条件和幅度条件，那么在输出端就会出现，且仅出现一个频率的正弦波波形。这就是利用自激振荡产生正弦波的原理。

为了保证输出正弦波具有足够大的幅度，一般会设置环路增益大于 1，而不是等于 1。这样势必造成波形幅度会越来越大，最终造成正弦波幅度接近于电源电压时，出现波形削顶。为了避免这种情况，通常会在主环路旁边，加上稳幅电路。其核心思想是，当输出波形幅度大于规定值后，稳幅电路会迫使放大电路的增益下降，形成一种负反馈。完整的自激振荡产生正弦波结构如图 Section136-3 所示。

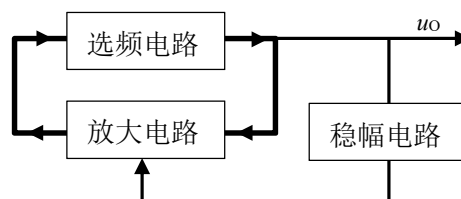


图 Section136-3 自激振荡产生正弦波的完整结构

## Section137. RC 型正弦波发生器

RC 型正弦波发生器，利用电阻、电容组成选频网络，因此其频率稳定度依赖于电阻、电容的稳定性，其振荡频率容易随温度而变化。且受电阻电容取值影响，一般工作于中低频段。但是它的制作容易，起振容易，失真度较小。

### 工作原理

图 Section137-1 所示电路为一个理想的 RC 型正弦波发生器的振荡原理电路，它不能工作，只用于描述振荡工作的原理。此电路由图中的选频网络（浅绿色区域），放大环节（运放和两个电阻）组成。选频网络是两个电容、两个电阻，称为文氏电桥（Wien-Bridge）。

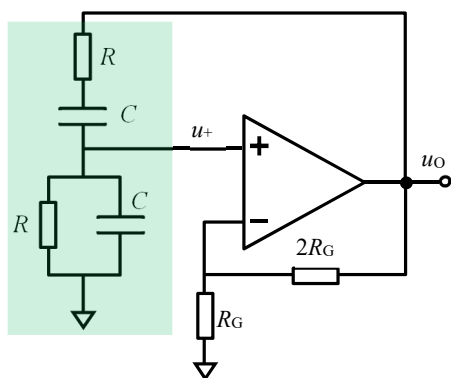


图 Section137-1 文氏电桥自激振荡电路原理

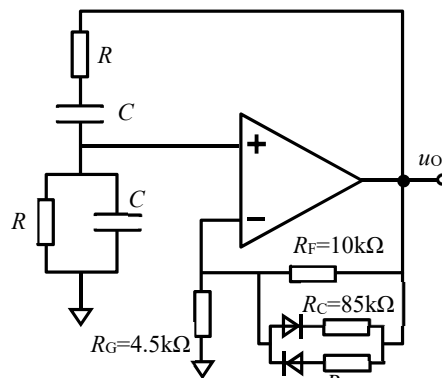


图 Section137-2 文氏电桥自激振荡电路的稳幅

选频网络的增益表达式为：

$$\dot{A}_{\text{选频}} = \frac{\dot{u}_+}{\dot{u}_O} = \frac{R // \frac{1}{j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C} + R // \frac{1}{j\omega C}} = \frac{1}{3 + j(\omega RC - \frac{1}{\omega RC})} \quad (\text{Section137-1})$$

确定 R 和 C，则仅有  $\omega = \frac{1}{RC}$  时， $\dot{A}_{u1}$  的模具有最大值，为 1/3，且此时，相移为  $0^\circ$ 。图 Section137-3 是  $R=1591.55\Omega$ ， $C=1\mu F$  时得到的幅频和相频特性曲线。

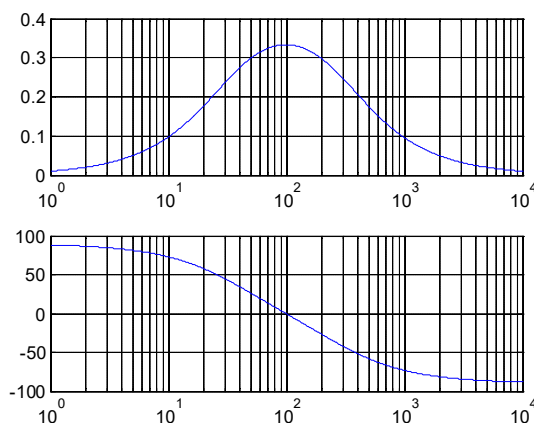


图 Section137-3 文氏电桥的幅频和相频特性曲线



如果放大电路的增益为 3 倍，则环路增益的峰值刚好为 1，发生在频率为文氏电桥的特征频率处：

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

(Section137-2)

因此图 Section137-1 电路可以实现在  $f_0$  处发生自激振荡，但是它的环路增益是 1，不能对很小的噪声实施逐渐放大，因此它不能正常工作。

## 稳幅电路

为此，一般需要将放大环节的增益设置为稍大于 3 倍，并且给它增加稳幅电路，如图 Section137-2。当输出信号幅度较小时，两个并联二极管均不导通，放大电路的增益为 3.222 倍，使得环路增益为 1.074 倍，即便很小的噪声，经过多次的 1.074 倍增益后也会变得很大。当输出信号幅度超过一定值，必然会使得二极管导通，此时反馈电阻将是  $10k\Omega$  和  $85k\Omega$  的并联值，为  $8.947k\Omega$ ，这导致放大电路增益变为  $1+8.947/4.5=2.988$  倍，环路增益变为 0.996 倍，这会迫使信号越来越小——小到一定值，又会使得二极管断开，恢复 1.074 倍的环路增益。

显然，二极管的导通和断开并不是简单的“是”或者“否”，并且即便导通，它也具备导通电阻。因此最终的结果一定是：在某个输出幅度下，二极管的导通电阻+ $85k\Omega$ ，与  $10k\Omega$  的并联，一定会使环路增益恰好等于 1，并将一直维持这个输出幅度不变。

这就是稳幅负反馈的效果。

## 其它种类的 RC 型正弦波发生器

图 Section137-4 是另外一种 RC 型正弦波发生器。它的选频网络由运放电路组成，如图中的 U1，而图中的 U2 仍实现放大功能。

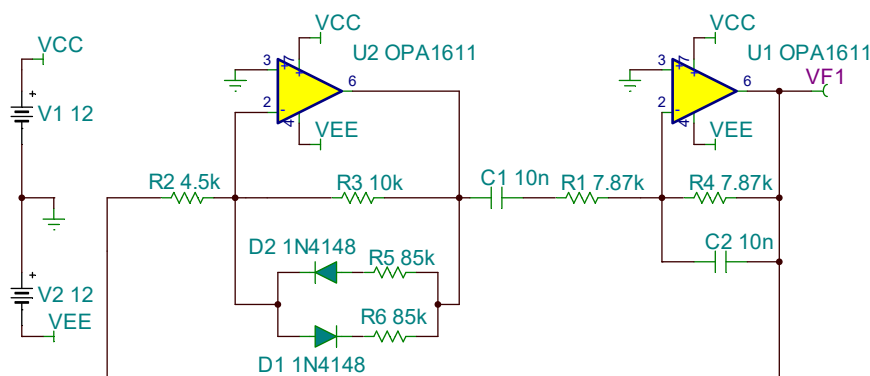


图 Section137-4 RC 型正弦波发生器的另一种结构

选频网络，即 U1 组成的电路，它的增益表达式为：

$$\dot{A}_{\text{选频}} = -\frac{R_4 // \frac{1}{j\omega C_2}}{R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}} = -\frac{1}{2 + j(\omega RC - \frac{1}{\omega RC})}$$

(Section137-3)

此表达式与文氏电桥的式(Section137-1)非常相似，唯一区别在于分母的实部是 2，即当：

$$\omega = \frac{1}{RC} = \omega_0; \text{ 或者 } f = \frac{1}{2\pi RC} = f_0 \text{ 时}$$

(Section137-4)

选频网络具有最大的模，为 0.5，且此时选频网络相移为-180°。

因此，只要保证放大环节提供-2 倍放大，即可实现环路增益为 1，环路相移为  $2n\pi$ 。图中的放大环节是一个反比例器，在二极管不导通时，它的增益为  $-10\text{k}\Omega/4.5\text{k}\Omega=-2.222$ ，这使得环路增益为 1.111 倍，大于 1。

与此前电路类似，并联二极管和电阻可以起到稳幅作用。

## 几个实用 RC 型正弦波发生器

图 Section137-5 是一个基于文氏电桥的正弦波发生器，它可以精确控制输出信号幅度。

图中 R5 和 T1 的并联是决定放大环节增益的，当 T1 的门极电压越低，其工作点越靠近截止区（夹断），等效电阻越大。而控制 T1 门极电压的，是 U2 组成的积分器电路。

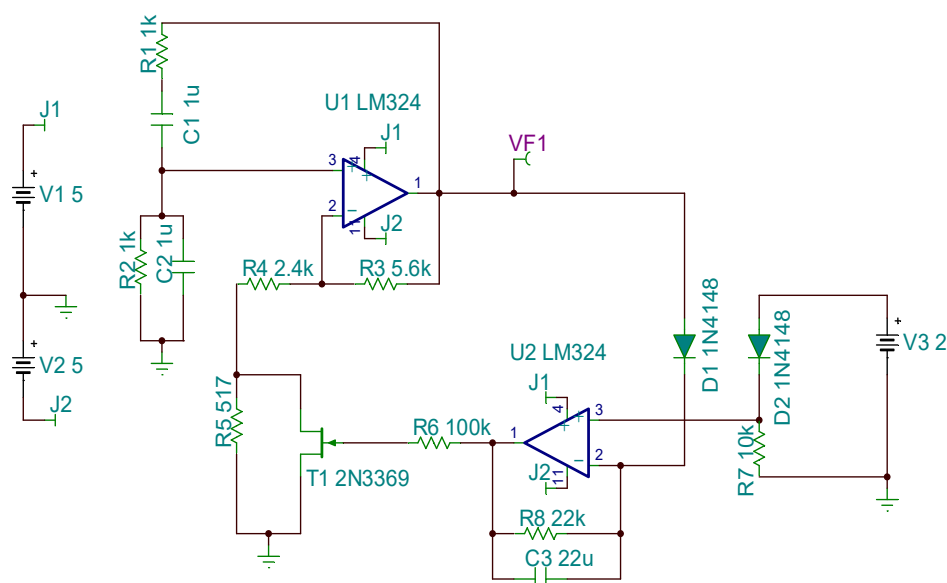


图 Section137-5 一个实用 RC 型正弦波发生器

积分器 U2 的正输入端为 V3 减去二极管导通压降，在图中约为 1.3V。当输出信号 VF1 幅度很小时——刚起振阶段，U2 的负输入端因为虚短，也是 1.3V，输出信号没有能力打通二极管 D1，因此电容 C3 无法获得充电，此时 U2 的输出端约为 1.3V，加载到 T1 的门极，这是一个 JFET，它将处于极度的导通状态，动态电阻很小，它和 R5 并联将得到一个很小的电阻，使得 U1 组成的放大电路具有大约为  $1+5.6\text{k}\Omega/2.4\text{k}\Omega=3.333$  倍的增益，这将使得整个环路增益为  $3.333/3=1.111$  倍，大于 1，会使得输出信号幅度不断增加。

直到，输出信号幅度超过 V3 的值，即超过 2V，VF1 信号将有能力打通二极管 D1，在输出信号正峰值处，一次又一次地，给电容 C3 充电，迫使 U2 的输出一点点下降，由 1.3V 向 0V，甚至负值变化，这将引起 T1 的动态电阻不断增大，与 R5 的并联总会达到  $400\Omega$ 。此时，放大电路的增益变为  $1+5.6\text{k}\Omega/(2.4\text{k}\Omega+400\Omega)=3$  倍，使得环路增益为 1，输出信号的幅度就不再增加了——稳幅成功。

因此，在一定范围内改变 V3 的电压值，就可以控制输出幅度约为 V3。

很显然，此电路中 R5 取值不得小于  $400\Omega$ ，否则无论怎样控制，环路增益都将大于 1，输出信号将永无休止增加，直到达到电源电压产生变形。当然，这是理论分析，实际情况中

如果 R5 小于 400Ω，输出波形上升到一定程度后，会在还没有到达电源电压时就发生较为明显的变形。

图 Section137-6 是一个能够产生超低失真度正弦波的电路，看起来比较复杂，但是不要怕，它经不住细细分析。(电路来源，Jim Williams and Guy Hoover, *Linear Technology, Test 18-bit ADCs with an ultrapure sine-wave oscillator, EDN, August 11, 2011*)

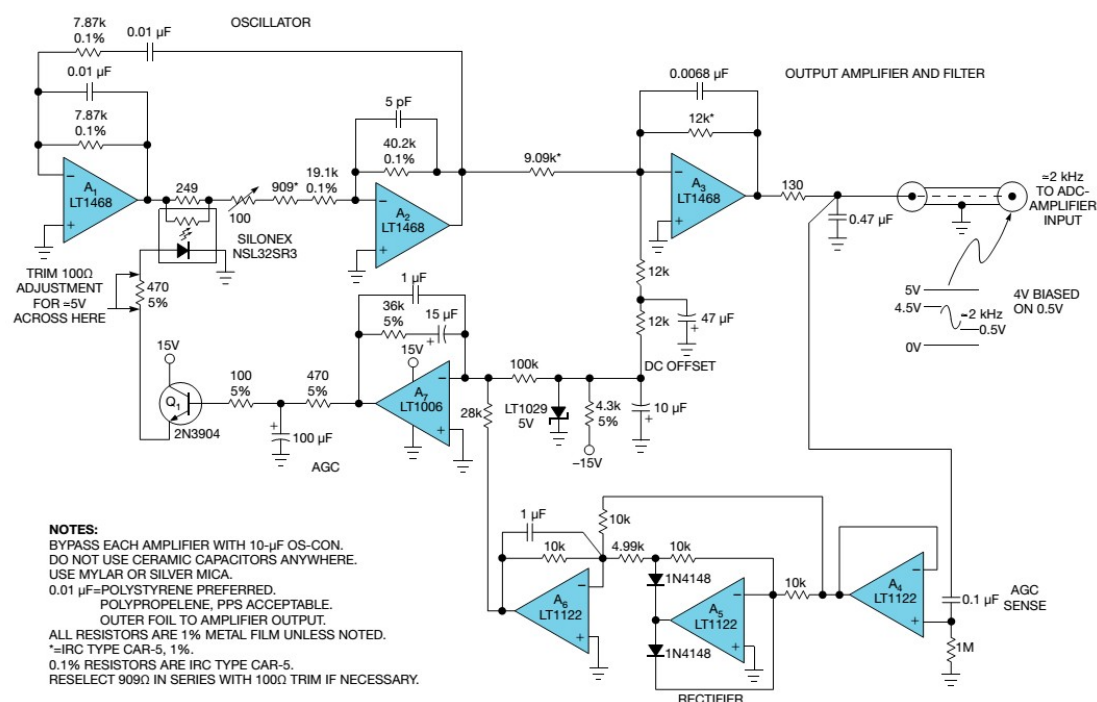


图 Section137-6 一个实用超低失真度 RC 型正弦波发生器

图中 A1 和 A2 组成核心振荡电路，采用了图 Section137-4 电路结构，振荡频率约为 2023Hz，其稳幅作用靠与 249Ω 并联的光电器件实现，此为后话。

A3 实现三个功能：

1) 将正弦波的电平提升，A2 输出为正负变化的正弦波（双极信号），A3 电路负责将其提升到 2.5V 上。图中中心位置有一个稳压管(LT1029, 5V)，与(4.3k, 5%)电阻配合，实现在 DC OFFSET 点得到-5V 稳定电压，10μF 电容和紧随其后的 47μF 电容，以 2 阶低通滤波，降低了贡献给 A3 负输入端的电压中的高频噪声。注意，A3 对 DC OFFSET 处的-5V，实现了 $-12k\Omega/(12k\Omega+12k\Omega)=-0.5$  倍放大，因此 A3 由于 DC OFFSET 的作用而产生的输出为 2.5V。即静态时，A3 的输出为 2.5V，而动态时，A3 的输出正弦波将骑在 2.5V 上。

2) 对 A2 的输出正弦波实施放大。图中可见其动态增益为 $-12k\Omega/9.09k\Omega=-1.32$  倍。

3) 对 A2 的输出正弦波实施低通滤波。图中可见 0.0068μF 并联与 12kΩ 电阻旁，实现了上限截止频率为  $1/2\pi RC=1951\text{Hz}$  的低通滤波。它一方面将 A2 输出中含有的 2 次谐波 4046Hz、3 次谐波 6069Hz 等进一步消除，另一方面也将基波 2023Hz 降幅。

A3 的输出端，串联了一个 130Ω 和 0.47μF 电容，也实现了一阶低通滤波，其上限截止频率为 2606Hz，这会进一步降低输出中含有的谐波失真。

而其余那一大堆电路，包括 A4~A7，以及晶体管 2N3904、光电器件 NSL32SR3，都是为稳幅而设计的。此处的稳幅电路，也可以称为 AGC 电路——Auto Gain Control，自动增益控制电路。

所谓的 AGC，主要目的是通过自动改变增益，在输入幅度不同时，得到几乎相同的输

出幅度。比如一个录音笔放在讲台上，如果增益是确定的，那么演讲者距离录音笔的距离不同，将录制出不同音量的声音，如果演讲者来回走动的话，声音就会一会儿大，一会儿小，这很不好。而含有 AGC 功能的录音笔，则可以在一定范围内，实现录音音量不变的效果——演讲者距离远，就自动增大增益，而距离近了，就会自动减小增益，以保持相同的录音音量，这很好。因此，传统的稳幅电路，其实就是一个 AGC 电路。

本图中，AGC 电路分为 A4 组成的 AGC Sense(感应电路)，A5 和 A6 组成的检波电路，A7 组成的反相交流放大电路，470Ω 和 100μF 组成的低通电路，以及 AGC 核心控制 2N3904 和光电管。

图 Section137-7 电路来自 Linear Technology 公司生产的运放 LT1037 数据手册。它的工作原理与图 Section137-1 完全一致，区别在于它的稳幅电路是靠一个灯丝实现的。图中的 LAMP 就是灯丝，是一个正温度系数的电阻。很显然，在常温下， $R_{LAMP}$ ，也就是灯丝电阻，应该小于 430Ω 的一半即 215Ω，以使该放大电路具有超过 3 倍的增益，自激振荡就发生了，且输出幅度会越来越大。此时，在灯丝上的做功（发热或者发光）将随着输出幅度而增加，导致灯丝温度升高，对于正温度系数来说，温度越高，电阻越大，这就会导致放大电路的增益会下降并接近于 3 倍，最终，一定会使得增益稳定在 3 倍，保持输出幅度不再增大。

如果有一只负温度系数的电阻，按照理论分析，可以代替图中 430Ω 电阻，也能实现自激振荡的稳幅效果。

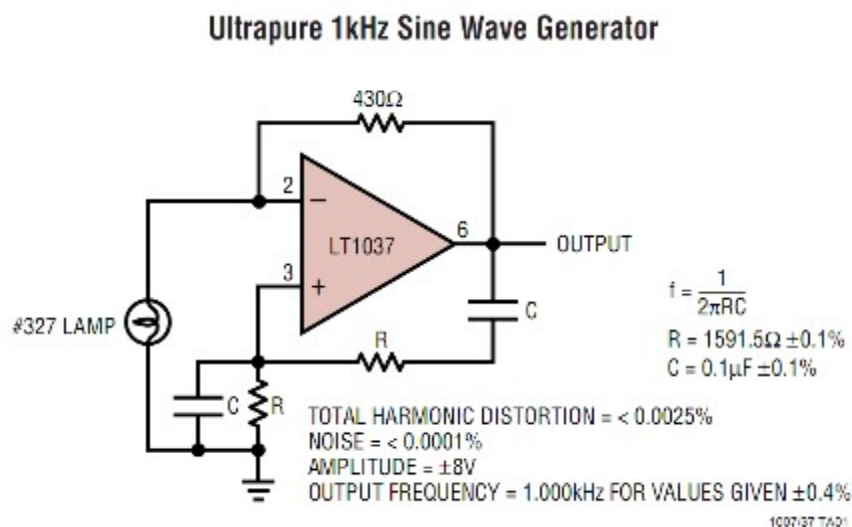


图 Section137-7 利用灯丝实现的超纯净正弦波发生器，源自 LT1037 数据手册

## Section138. LC 型正弦波发生器

电阻和电容可以实现选频，电感和电容也能。利用电感和电容形成的选频网络，配合晶体管或者运放的放大功能，也可以实现自激振荡，产生正弦波输出。这类电路被称为 LC 型正弦波发生器。它们通常产生频率较高的正弦信号，但是由于电感、电容受温度影响较大，其频率稳定性像 RC 型一样，也不好。

在实际应用中，设计一个 LC 型正弦波发生器需要考虑很多问题，较为重要的有：起振难度、稳幅、波形失真度等。本书对此不展开，本节仅讲授基本电路原理，重点放在电路是否有可能产生自激振荡的判断上。

### LC 并联谐振

将一个理想电感和理想电容并联，其阻抗随频率变化的表达式为：

$$\dot{Z} = \frac{\frac{L}{C}}{j\omega L + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{j\omega L}{1 - \omega^2 LC}$$

$$|\dot{Z}| = \frac{\omega L}{|1 - \omega^2 LC|}$$

$$\varphi = \begin{cases} 90^\circ; & \omega < \frac{1}{\sqrt{LC}} \\ 0; & \omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} \\ -90^\circ; & \omega > \frac{1}{\sqrt{LC}} \end{cases}$$

当且仅当角频率  $\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \omega_0$  时，电感和电容的并联为阻性（无相移），且阻值为无穷大。此时，在它们并联的两端加载该频率的变化电压，则不会有任何电流流进或者流出——而电容上存在电流，电感上也有电流，只是——从电感中流出的电流，将会流进电容中。反之，给它们加载该频率的初相角为 0 度的正弦波电流，则会在 LC 并联组两端产生幅值为无穷大，相移为 0 度的正弦波。这就是 LC 谐振时的奇妙现象。当理想 LC 并联时，其谐振频率为：

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

下图为使用 Matlab 绘制的阻抗图，左边为理想情况下的结果，右边为电感串联  $0.1\Omega$  电

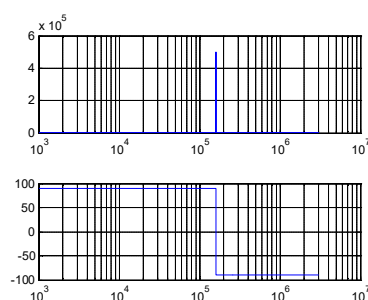


图 Section138-1 电阻为  $0\Omega$

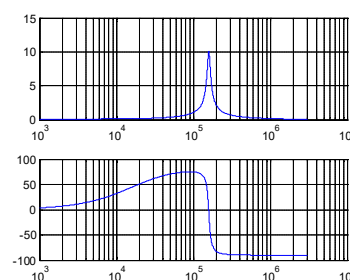


图 Section138-2 电阻为  $0.1\Omega$

阻的结果。可以看出，左图中如果横轴样点无限细密，则可以得到纵轴无穷大的结果。而实际中这种理想情况是不会发生的，电感总是和一个小电阻串联的，比如导线电阻，这就造成了非理性情况下的阻抗图特性：在谐振频率处阻抗达到最大值，而相移为  $0^\circ$ ——呈现阻性。

## LC 型正弦波发生器基本电路

利用这个现象，将并联电感和电容引入到晶体管组成的共射极放大电路中，取代增益电阻  $R_C$ ，可以得到一个选频放大效果。如果将其输出回送到合适的输入端，则可以形成自激振荡电路。如图 Section138-3 所示。

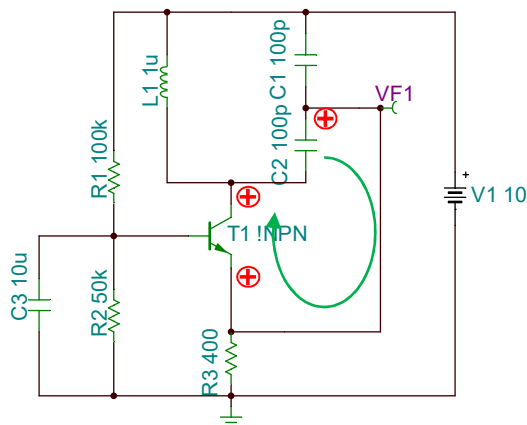


图 Section138-3 LC 型正弦波发生器

### 环路极性法判断是否振荡

1) 找到环路。如图中绿色线所示。由 VF1 接入晶体管发射极，发射极——集电极，集电极——VF1。

2) 环路兜圈。在 VF1 处设置⊕，因此发射极为⊕。由于晶体管放大电路为共基极电路，发射极输入、集电极输出，之间关系为同相，则集电极为⊕。由于电感和电容并联组整体在谐振频率处为一个阻性，则集电极处的⊕会引起两个电容之间也出现同相的⊕，这导致 VF1 处获得同相的⊕。

3) 在环路极性法中，如果环路中任意起点设置⊕，经过信号传递一圈，回到起点仍是⊕，则整个闭环满足自激振荡的相位条件，结论为“有可能振荡”。至于最终是否能够形成正弦波发射器，还需要满足幅度调节和种子条件，并且还要有合适的稳幅措施。因此，本节仅给出该电路有可能振荡的结论。

### 振荡频率

根据前述 LC 谐振原理，可知此电路的谐振频率，也就是电路输出信号频率约为：

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

其中，电感即为图中电感量，电容为两个电容的串联值，以电阻并联公式计算：

$$C = \frac{C_1 \times C_2}{C_1 + C_2}$$



## 变压器耦合型正弦波发生器

工作原理与基本电路类似，变压器耦合型正弦波发生器如图 Section138-4 所示。在电路中，与 C1 发生谐振的是变压器等效电感，它包括原边自感以及原边负边互感。信号通过变压器耦合到负边，回送到放大器的输入端——晶体管的基极，形成闭环。

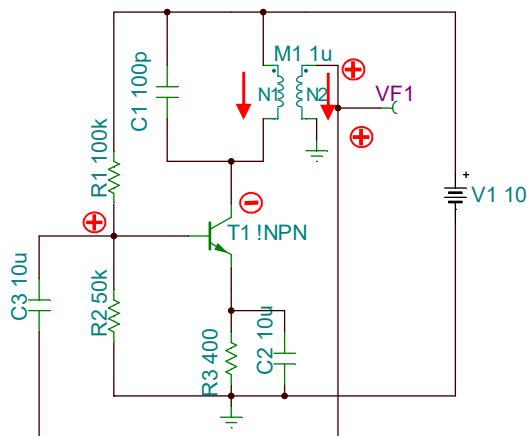


图 Section138-4 变压器耦合型正弦波发生器

### 环路极性法判断是否振荡

1) 找到环路。由 VF1 通过 C3 耦合到晶体管基极，到晶体管集电极（这是一个共射极放大电路），到变压器原边，到变压器负边，即 VF1。

2) 环路兜圈。在 VF1 处设置⊕，由于 C3 足够大，这是一个高通隔直的阻容耦合，能够将高频振荡信号无相移的由电容 C3 下端传递到 C3 上端，因此 C3 上端没有相位改变，为⊕。由于晶体管放大电路为共射极电路，基极输入、集电极输出，之间关系为反相，则集电极为⊖。在变压器处，熟悉的读者可以直接得到“负边同名端为⊕”的结论，但我更愿意面对广大读者，啰嗦几句：

当原边下方，也就是集电极处为⊖，请画一个箭头指向它，如果是⊕，则由它指向另一端——水往低处流吗。此时，我们看出，箭头是由原边的同名端指向非同名端的，保持这个方向，请在负边也由同名端画一个箭头指向非同名端，如图中两个红色箭头。

此时我们发现，负边的下方是接地的。按照水往低处流的结论，负边的上方，也就是同名端应为⊕。VF1 是接在负边同名端的，因此 VF1 也是⊕

3) 根据环路极性法判断规则，该电路有可能振荡。

### 振荡频率

根据前述 LC 谐振原理，可知此电路的谐振频率，也就是电路输出信号频率约为：

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

其中，电容值即为 C1，电感值应包括原边自感  $L_{N1}$  和原边、负边之间的互感  $M$

$$L = L_{N1} + 2M$$

## 电容三点式正弦波发生器

电路如图 Section138-5 所示。电路中 4 个电阻和晶体管组成了共射极放大电路，其输出信号经过 C1、C2、L1 组成的谐振网络，实现选频和移相，并将信号回送到了共射极放大电路的输入端（基极），形成闭环。

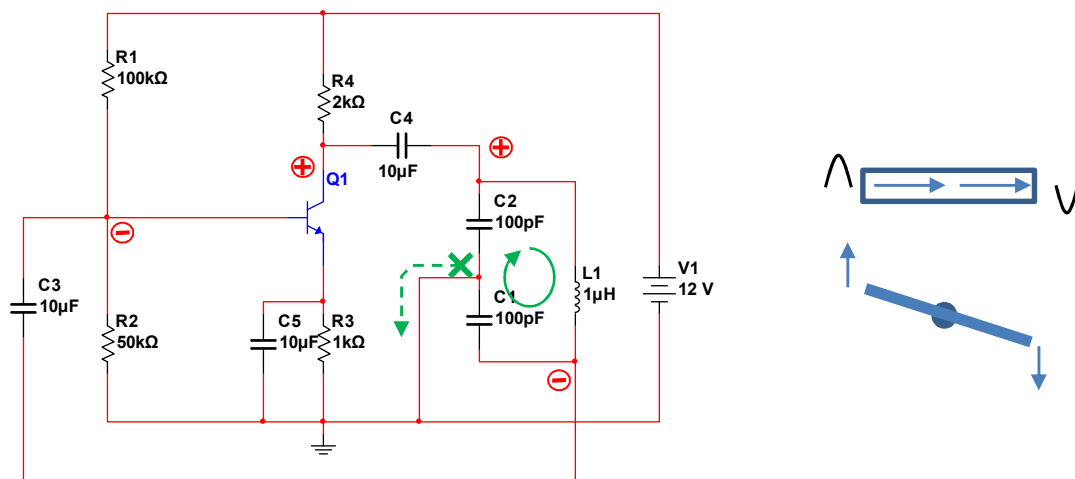


图 Section138-5 电容三点式正弦波发生器

### 环路极性法判断是否振荡

1) 找到环路。由 C4 右侧出发，通过谐振网络将信号传递到 L1 下端，通过 C3 耦合到晶体管基极，到晶体管集电极（这是一个共射极放大电路），最后通过 C4 由左侧耦合到右侧。

2) 设定 C4 右侧为⊕。对于谐振网络的极性变化，可以通过严格的数学表达式求解，但写出来比较麻烦，可以按照下述方法简化分析：

谐振网络在谐振频率处一定等效为阻性，且电流是封闭的，即图中 C1、C2 连接点是 0 电位，又没有电流流进信号地，那么就可以把整个谐振网络视为一个三点元件（头顶，中间地电位，以及脚底），当头顶有正极性信号出现时，由于中间地电位的约束，以及电流不会流出去，那么脚底一定会出现负极性信号，整个谐振网络像一个跷跷板一样，两端相对于中间的地电位，是做相反动作的。这个解释如图中右侧。

因此，图中 C4 右侧为⊕的情况下，L1 下端一定为⊖，此后就容易了。C3 上端也就是基极同样是⊖，导致晶体管集电极为⊕，通过 C4 耦合到其右侧，仍为⊕。此电路有可能产生自激振荡。

### 振荡频率

根据前述 LC 谐振原理，可知此电路的谐振频率，也就是电路输出信号频率约为：

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

其中，电感即为图中电感量，电容为两个电容的串联值，以电阻并联公式计算：

$$C = \frac{C_1 \times C_2}{C_1 + C_2}$$



## 电感三点式正弦波发生器

电路如图 Section138-6 所示。分析方法与电容三点式类似，不赘述。

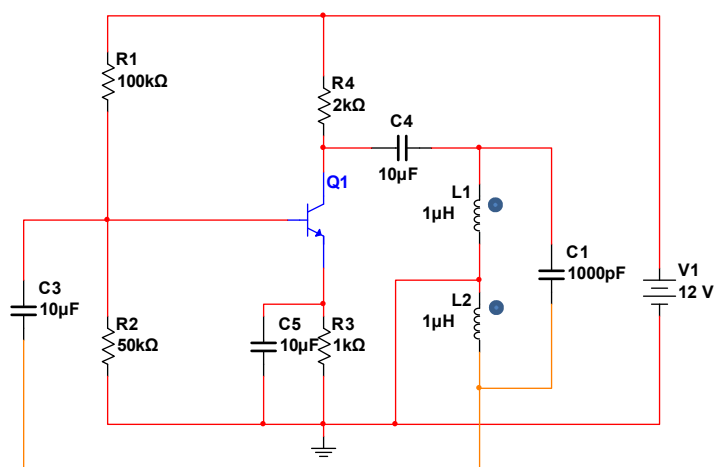


图 Section138-6 电感三点式正弦波发生器 1

### 振荡频率

根据前述 LC 谐振原理，可知此电路的谐振频率，也就是电路输出信号频率约为：

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

其中，电容值即为 C1，电感值应包括两个电感的串联以及相互之间的互感，此时应注意同名端。

$$L = L_1 + L_2 + 2M$$

另外一种更为常见的电感三点式正弦波发生器电路如图 Section138-7 所示，它不再有集电极电阻 R4，而直接用并联谐振电路取代，通过电感给晶体管提供直流通路。此时为了保证晶体管正常工作，其集电极静态电位不应为 0，因此两个电感的中心连接不再是真正地，而是电源电压，对于高频变化量来说，直流电源电压也相当于是动态的地，或者叫“交流地”。

该电路的环路极性分析、输出频率均与 Section138-6 电路相同。

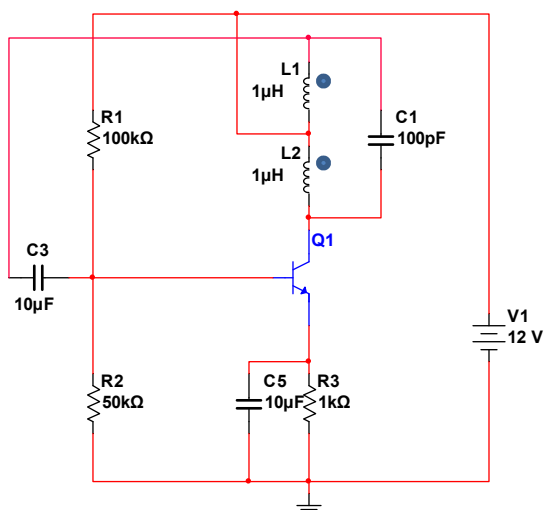


图 Section138-7 电感三点式正弦波发生器 2

## Section139. 晶体振荡器和压控正弦波发生

晶体振荡器，是利用石英晶体的压电性质实现的振荡器。

### 石英晶体

石英晶体——Quartz Crystal，是一种特殊的石头，俗称水晶，或者水晶石。一些老年人喜欢戴一种石头眼镜，就是用水晶石做的——它是透明的，坚硬的。石英晶体具有一种特殊的压电性质：沿着一定方向切割的石英晶体，在受到外界应力改变时，会产生与之相关的电场或电荷，反之，当外部电场发生改变时，它也会产生应力形变。

将天然或者人工制作的水晶石，按照一定的方法切割，并将其封装出两个电极，就形成了电学中常用的晶体，在电子市场可以买到，便宜的不会超过 1 元钱。将其置于标准电路中，就可以形成一定频率的正弦自激振荡，频率大小取决于晶体的出厂频率。图 Section139-1 为它的电路符号，以及在百度上搜索到的实物照片。注意，石英晶体一定是两个管脚。



图 Section139-1 石英晶体的电路符号和实物照片

前述的 LC 或者 RC 型正弦自激振荡电路，频率受控于阻、容、感值，当温度变化时，电容和电感的变化很大，导致其频率稳定性很差。而用石英晶体制作的振荡器，其温度稳定性非常好，这是以石英晶体为核心的振荡器较为突出的优点。

形成石英晶体振荡的标准电路非常多，一般分为模拟系统中的正弦波发生电路，以及数字系统中的时钟产生电路。以数字系统中的时钟为例，比如手表的核心时钟 32768Hz，或者单片机的主振时钟，一般都由石英晶体作为基本振荡部件，最终产生频率确定，且非常稳定的方波信号。图 Section139-2 是 PIC16F7X 单片机的时钟产生电路，黑框内是 PIC 单片机，它有两个管脚 OSC1、OSC2，用户需要选择合适频率的石英晶体 XTAL，配合电路要求的两个电容 C1 和 C2（有时还需要增加电阻 RS），就组成了石英晶体振荡电路，图中的 To Internal Logic 节点处，就会产生幅度为电源电压的方波，频率与晶体固有频率相同。

### 晶体振荡器

将石英晶体与配套的振荡电路集成到一起，形成一个部件，称为晶体振荡器，简称晶振，

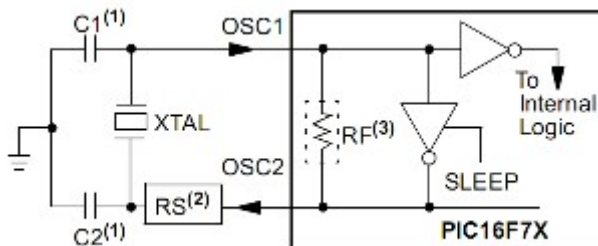


图 Section139-2 石英晶体用于给 PIC16F7X 单片机产生时钟

英文为 Crystal Oscillator。由于电路需要供电，因此它至少包含 3 个管脚，正电源、地，以及频率输出脚。它帮助用户实现了标准振荡电路，方便了用户。

中文中，晶振已经被大家广为使用，导致目前在称呼上出现了一些混乱：晶体和晶体振荡器均被称为“晶振”。为了区别，有人将其分为“无源晶振”——其实就是 2 个管脚的石英晶体，以及“有源晶振”——也就是标准的晶体振荡器。

实际产品中，多数晶振为 4 脚或者 5 脚封装。图 Section139-3 是广州天马公司生产的恒温晶振，它有 5 个管脚，分别为正电源输入、地线、输出、压控输入和一个空脚。图中标明 20.000MHz，是指标称频率。

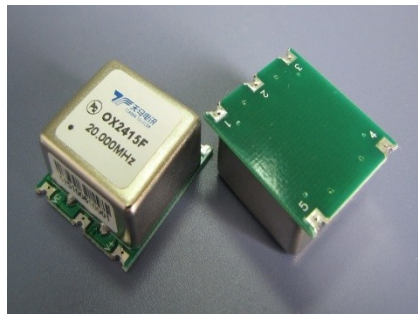


图 Section139-3 广州天马公司生产的恒温晶振

## 晶体振荡器的种类

晶体振荡器分为如下几类，各有特点。

### 标准封装晶振(Standard Package Crystal Oscillator-SPXO)

它就是一个石英晶体和标准电路的组合。只要 3 个有用管脚，正电源、地，以及频率输出脚。它的频率稳定性在全部晶振中是最差的，一般为 50ppm，当然它也是最便宜的。

### 压控晶振(Voltage Controlled Crystal Oscillator-VCXO)

在标准电路中增加以变容二极管（一个电容值受电压控制的器件）为核心的频率微调电路，使得输出频率受外部直流电压控制，可以在正负几十 ppm 之间变化。压控晶振具有 VC 控制电压输入脚，因此至少为 4 管脚封装。当对 VC 脚不实施有效控制时，它就是一个标准封装晶振。一旦对其实施控制，可以演绎出很多有趣的功能，比如应用于锁相环中。

### 温补晶振(Temperature Compensated Crystal Oscillators -TCXO)

在标准电路中增加温度敏感部件，对输出频率实施补偿，以达到输出频率受温度影响小的目的。多数 TCXO 具有压控功能。

### 恒温晶振(Oven Controlled Crystal Oscillator-OCXO)

在内部增加加热装置和恒温腔，以确保外部温度变化时，内部温度变化很小，以达到输出频率稳定的效果。其稳定性是所有晶振中最优秀的。

多数晶体振荡器，具有 100ppm 以下的稳定性。所谓的 ppm，即百万分之一，即  $10^{-6}$ 。而 100ppm，其含义是万分之一，即 10000s 可能存在 1s 的差异。用这样的晶振制作的手表，大约 1 天（24 小时，1440 分钟，86400 秒）存在 1 秒的误差。

高级手表，可以做到 100 天内不超过 1s 的差异，也就是大约 1ppm。我自己用过 0.1ppm 的晶振，这算是比较优秀的，但是价格相应就贵一些。市场中还有更为准确的，用 ppb 表示，即  $10^{-9}$ 。

看起来 1 个 ppb 的晶振已经非常准确了，但是，用它来做时间基准还不行。世上目前最准的时钟并不是石英晶体，而是铷原子钟或者铯原子钟，其中铯原子钟被用于标准时间产生上，它可以做到 2000 年误差不超过 1s。关于最准时钟的研究，目前仍未终止，这是另外一个话题，本书不深入介绍。

## 6.3. 数字直接合成技术-DDS

**Section140. 用处理器加 DAC 实现波形发生的困难**

**Section141. DDS 核心设计思想**

**Section142. DDS 应用**

## 6.4. 锁相环

**Section143. 锁相环基本思想**

**Section144. 锁相应用电路**

## 7. 直流稳压电源

### 7.1. 关于电源的基本概念

#### Section145. 各种各样的电源

##### 电源及分类——Power Supply or Power System

##### 交流电和直流电/交直流变换器

AC-DC:直流稳压电源

AC-AC:交流稳压电源

DC-DC 变换器

DC-AC:逆变器

##### 电池

碱性电池和碳性电池

锂离子电池

蓄电池

燃料电池

超级电容

##### 不间断电源

##### 发电

火力发电

水力发电

核电

风力发电

太阳能发电

潮汐发电

生物发电

微动力发电

#### Section146. 衡量电源的指标

#### Section147. 电源发展现状和趋势

## 7.2. 线性稳压电源

线性稳压电源、开关稳压电源，都将 220V 交流电转变成低压直流电。多数情况下，我们在实验室做模电实验时，使用的都是线性稳压电源——一个挺沉的四四方方设备；而我们给手机充电的充电器，绝大多数都是开关稳压电源。

开关稳压电源内部使用高频变压器，体积小重量轻，使用金属少。它的优点是效率高，成本低，缺点是输出纹波较为严重。主要用于对输出电压纹波要求较小、对效率和成本要求较高的场合。

线性稳压电源内部使用大功率的低频变压器，那么多铜线绕的，又笨又沉的，还很贵。它的优点是，输出电压纹波很小，缺点是效率低、成本高。

另外，线性稳压电源的电路结构非常简单。

### Section148. 线性稳压电源结构

#### 总体结构

线性稳压电源总体结构如图 Section148-1 所示。它包括变压器、整流电路、滤波电路，以及稳压电路共 4 个部分。其中稳压电路比较复杂，图中仅用一个方框给出。

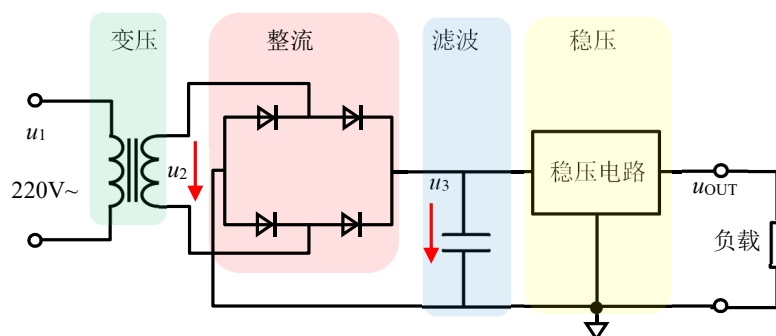


图 Section148-1 线性稳压电源结构

#### 整流环节

变压器部分比较清晰，本书不介绍。由 4 个整流二极管组成的桥式整流电路如图 Section148-2 所示。图中为了表明电流流向，用一个电阻模拟整流电路后级的负载。在交流电的正半周，电流流向如子图(a)，交流电的负半周如子图(b)，可以看出，无论正半周还是负半周，流过模拟电阻的电流方向都是相同的，均为从上向下流——这就完成了双向转单向的

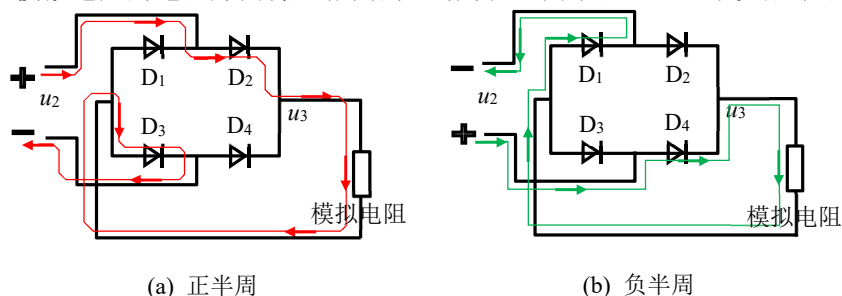


图 Section148-2 桥式整流的电流走向

整流作用。

无论正负半周，均有两个二极管导通，此时，负载上获得的电压  $u_3$ ，是原输入端电压  $u_2$ ，减去两个二极管导通压降 1.4V。输入输出波形如图 Section148-3 所示。注意，图中特别标注这是差值电压，因为两个电压的参考电位点是不相同的。

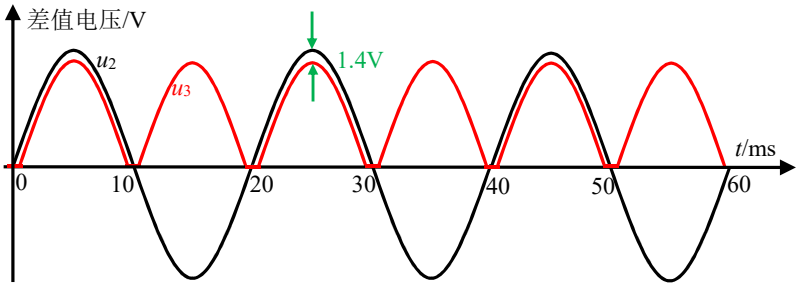


图 Section148-3 整流输入和输出的差值电压波形

### 滤波环节

理论上说，红色的  $u_3$  波形虽然是波动的，但已经属于直流电压。可是，这并不是我们期望的直流电压——我们期望的，应该是始终不变化的一个稳定电压。因此我们要消除这种被称为“纹波”的电压波动。

消除纹波的第一步是滤波。一个无源低通滤波器可以保留直流分量，而滤除或者减少波动成分。因此，通过增加一个大电容对地，实施滤波，如图 Section148-4 所示。

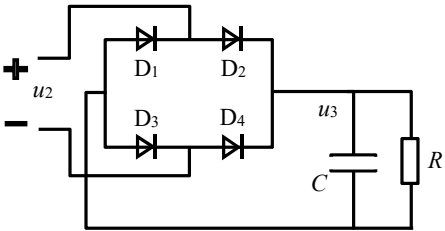


图 Section148-4 整流滤波电路

图 Section148-5 中的绿色曲线是经过电容滤波后的波形，原交流电是 50Hz 的，其周期为 20ms，经过整流电路后，正负半周一样了，因此没有滤波的红色波形，其周期为 10ms。其滤波过程为：

0~5ms，原输入电压正半周上升阶段，电容被充电，由于此时充电电阻为变压器负边等效串联电阻加上两个二极管的导通电阻，相对较小，因此绿色的滤波后波形将与滤波前的红色波形重叠。到了 5ms 后，原输入电压处于正半周下降阶段，此时电容上电压开始放电，通过二极管是无法放电的，只能通过模拟负载放电。一般来说，模拟负载的电阻值是较大的，因此放电会慢一些，在 5ms~13ms 之间，将是一个缓慢放电过程。在 13ms 附近，原输入电

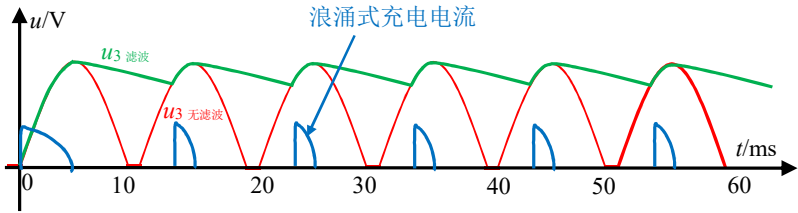


图 Section148-5 无滤波和有滤波电压波形

压又高于电容电压 1.4V 以上了，又开始给它充电，在 13ms~15ms 之间，是一个短暂的充电期，以后每个周期都是重复的。我们得出两个结论：



1) 经过电容滤波的绿色波形, 其波动量确实小于滤波之前的红色波形。滤波起到了减小纹波的效果。

2) 负载电阻越小, 放电越严重, 纹波越严重。滤波电容越大, 放电越缓慢, 纹波越小。

一个直流稳压电源做好以后, 其负载是变化的, 谁也不能确定的。为了避免负载过重带来的纹波增加, 适当增加滤波电容容值, 是有效果的。一般来说, 这类电源中的滤波电容, 都是千微法数量级的。

但是, 任意的增加电容容值, 可能带来二极管被烧毁。原因如下:

大家注意, 图中蓝色的波形是充电电流, 它是浪涌式的。在负载消耗电能不变的情况下, 我们可以看出, 全部的负载消耗能量, 均来源于给电容的充电——消耗多少, 就充多少。当电容值被增大后, 可以看出放电更加缓慢, 第二次的充电开始, 将不再是第 13ms 处, 而是 14ms, 甚至 14.5ms, 由此充电时间段将被缩小, 即蓝色波形将变得很窄, 在如此窄的时间段内要完成相同的电荷充电, 就需要更大的充电电流值, 即浪涌电流峰值变大。

充电电流的无限制增加, 将必然烧毁充电流过的二极管。

选择多大的电容合适呢? 工程上有说法:

1) 电容取值无穷大时, 放电几乎不存在, 因此绿色的  $u_3$  波形将变成一个直线。此时, 滤波后的绿色  $u_3$  波形的电压平均值  $U_{3AVR}$  为:

$$U_{3AVR} \approx 1.414U_2$$

其中,  $U_2$  为原输入电压  $u_2$  的有效值——忽略了两个二极管的 1.4V。

2) 电容取值无穷小时, 就没有滤波, 因此绿色的  $u_3$  波形与无滤波的红色波形重叠。此时,  $u_3$  波形的电压平均值  $U_{3AVR}$  为:

$$U_{3AVR} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2}U_2 \sin \omega t d\omega t = \frac{2\sqrt{2}U_2}{\pi} \approx 0.9U_2$$

3) 工程上建议, 取合适的电容, 以使下式成立即可:

$$U_{3AVR} \approx 1.2U_2$$

## 稳压环节

经过滤波, 我们得到了图中绿色的电压波形, 看起来它已经很像一个直流稳压电源了, 确实如此。我小时候就经常用这种电源, 俗称稳压器, 大约 10 块钱就能买一个, 里面就是一个变压器, 4 个二极管和一个大电容。

把这样一个未经稳压的“稳压器”插到 220V 交流电插板上, 输出就可以给一些电池供电的设备供电了, 比如录音机、收音机等。用这家伙, 可比买电池划算多了。

但是这种“稳压器”存在较大的纹波, 导致在听录音带的时候, 能够听到基波频率为 100Hz 的所谓“交流声”, 嗡嗡的。这搞得我们很头疼——能用, 但不爽。给这个输出增加一个实实在在的稳压环节, 就可以降低纹波, 消除交流声。怎么做呢? 用一个稳压管? 如图 Section148-6 所示。但是这种一个电阻加一个稳压管的方式, 存在很多问题, 我们在后面细

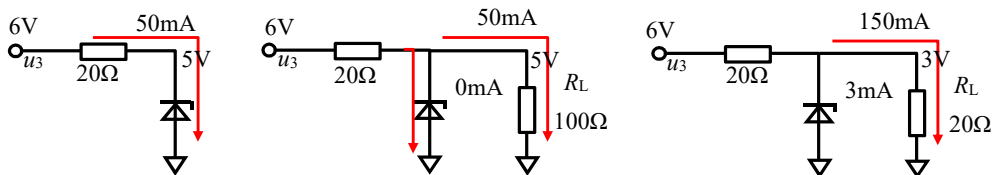


图 Section148-6 简单稳压电路难以正常工作

讲。在图 Section148-1 中, 我们仅用了一个方框来表示, 就说明它不会如此简单。

这部分电路, 用下一节讲述的串联型稳压电路实现。



## Section149. 串联型稳压电路

要实现稳压电路，必须明确我们的要求，如下：

1) 输入为  $u_3$ ，它是波动的，其最小值为  $U_{3\min}$ ，假设为 10V，其最大值为  $U_{3\max}$ 。假设为 12V。

2) 要求输出电压  $u_{OUT}$  是稳定的，几乎没有波动，假设为 5V。

3) 能够输出足够大的电流。

4) 效率尽量高。

5) 最好输出电压可以方便调节。

回头再看看图 Section148-6，就可以发现其中存在很多问题。

当它不带负载时，一切都很好，如左图。但是，它一旦要带负载，负载消耗的电流，是从稳压管击穿电流中夺取的。因此，如果负载要消耗 100mA 电流，那么稳压电路在没有接入负载前，就应该让稳压管击穿于至少 100mA 处。换句话说，负载消耗的功率有多大，稳压管就应该在空载时浪费多大功率。第一这样效率很低，第二，一个小个头的稳压管，要消耗与录音机相同的功率，它会很热，也许会被烧毁。

因此，我们只能对其进行改造。

### 电路工作原理

对简单稳压电路实施改造后的电路如图 Section149-1 所示，此电路被称为串联型稳压电路。为什么叫串联，等会儿再讲。先看它的工作原理。

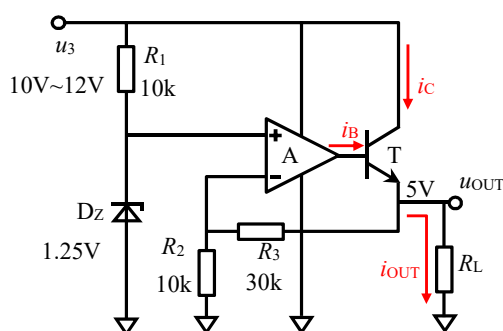


图 Section149-1 串联型稳压电路

首先，这是一个含有运放和晶体管的电路，给运放供电就成了问题。运放正常工作时，需要一个稳定的直流电源，我们现在正在制作直流电源，这不矛盾了吗？图中，给运放供电来自  $u_3$ ，这可是一个波动电压啊，能行吗？能行。

对于一个含负反馈的运放电路来说，只要运放的供电电压在正常范围内，其输出值只要不超过受电源电压限制的最大值时，输出电压与电源电压无关。比如一个由运放组成的 4 倍同相放大器，其供电电压为 12V，当输入为 1.25V 时，输出为 5V，此时如果电源电压变为 10V，输出将不受影响，仍是 5V。只有把供电电压将为 5V 以下，输出才会达不到 5V。

因此，电源电压出现的，一定范围内的波动，并不会影响运放的正常工作。

同样的，给晶体管的供电电压，只要能保证晶体管的 C、E 之间压降大于饱和压降，晶体管就一直工作在放大区，也就是能够正常工作。

其次，看电路如何工作。 $R_1$  和  $D_Z$  (击穿电压为 1.25V) 形成了一个稳压电路，使得运放的正输入端为 1.25V，同时运放的高输入阻抗，保证了稳压管不需要给它提供电流。

运放 A 和晶体管 T，以及电阻  $R_2$  和  $R_3$  组成了一个大反馈环，结合本书第 3 章介绍的

“大运放分析法”，可以看出这就是一个标准的4倍同相比例器。因此，输出端电压应为1.25V的4倍，即5V。

关键是，晶体管在这里起到了扩流作用，可以给负载提供很大的输出电流。图中，流过电阻 $R_3$ 的电流很小，可以忽略，那么：

$$i_{OUT} \approx i_E = i_B + i_C = (1 + \beta)i_B$$

结论有二：第一，输出电流的绝大部分来自于 $u_3$ （即 $i_C$ ），第二，运放只需要向外提供很小的电流。相当于运放是个老爷，只发命令 $i_B$ ，不出力，而干活的是晶体管，通过 $u_3$ 向外提供高达上百mA甚至安培级的电流。

由于晶体管处于负反馈环内，输出电压是稳定的，保持与稳压管击穿电压4倍关系。

## 另一种电路画法

习惯上，大家更愿意将串联型稳压电路画成图Section149-2。除了方向有变化外，区别在于反馈电阻网络，原先是 $R_3$ 和 $R_4$ ，现在多了一个电位器，以方便对输出电压进行调整。

电路被分成了4部分：基准、采样、比较放大、调整管。

这样看电路，更容易看出，无论输入的 $u_3$ 怎么变化，输出都是恒定的5V，是调整管串联于输入、输出之间，吃掉了输入输出之间的电压差。因此这个电路叫串联型稳压电路。

由于多余的压差都被晶体管吃掉，且负载消耗电流均来自于串联的晶体管，因此晶体管也会消耗很大的功率。这导致此电路的效率较低。对此，见图Section149-3。

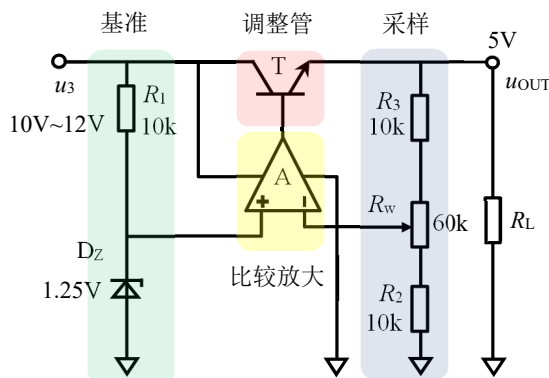


图 Section149-2 串联型稳压电路的分块

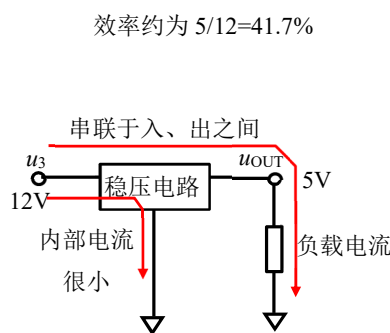


图 Section149-3 为什么叫串联型？

## 理论计算

电路和已知条件如图Section149-3所示，晶体管输出最大电流为150mA，饱和压降为2V，负载电阻为50Ω，求正常工作情况下，输出电压的可调整范围。

第一步，先按照无限制条件进行理论计算。

$$u_{OUT} = U_Z \times \left(1 + \frac{R_{上}}{R_{下}}\right) = 1.25 \times \left(1 + \frac{R_3 + R_{W上}}{R_2 + R_{W下}}\right)$$

(Section149-1)

当电位器滑动端至于最下端，输出达到最大电压，利用上式有：

$$u_{OUT\_max} = 1.25 \times \left(1 + \frac{R_3 + R_W}{R_2}\right) = 1.25 \times \left(1 + \frac{10 + 60}{10}\right) = 10V$$

当电位器滑动端至于最上端，输出达到最小电压，利用上式有：

$$u_{OUT\_min} = 1.25 \times \left(1 + \frac{R_3}{R_2 + R_W}\right) = 1.25 \times \left(1 + \frac{10}{10 + 60}\right) = 1.43V$$

第二步，考虑各种限制。

限制之一，晶体管 C、E 之间必须保证大于等于 2V。

此时，应考虑最差情况，在输入电压最低为 10V 情况下，要保证 C、E 之间压降大于等于 2V，输出电压则不能高于 8V。

限制之二，晶体管输出电流不得超过 150mA。

此时，对不变的 50Ω 负载，当晶体管输出电流不超过 150mA 时，负载获得的电压不应超过  $150\text{mA} \times 50\Omega = 7.5\text{V}$ 。

综合考虑两个限制，输出最大电压不得超过 7.5V。

可以看出，本题目限制中没有对最低输出电压实施限制。因此，整个电路正常工作时，输出电压的调整范围为 1.43V~7.5V。

## 拓展思考

在前述题目中，增加一个限制：晶体管耗散功率不得超过 0.5W。请分析电路工作中，输出电压调整有何限制。

## 限流保护电路

当电路正常工作时，如果负载电阻太小，会引起输出电流过大，甚至烧毁调整管。为防止此现象发生，多数串联型稳压电路都在输出端增加限流保护电路，如图 Section149-4 所示。

一个串联于输出支路的小电阻， $R_{\text{sense}}$ ，会将输出电流转变成电压，加载到保护晶体管  $T_P$  的发射结两端，当输出电流  $i_{\text{OUT}}$  不断增大，使得  $i_{\text{OUT}} \times R_{\text{sense}} = 0.7\text{V}$  左右，保护晶体管  $T_P$  的发射极会正偏导通，导致图中  $i_3$  增加，运放输出电流  $i_1$  有上限，则势必会通过降低运放输出端电压，以保证  $i_2$  减小，进而引起  $i_{\text{OUT}}$  下降，这样一个负反馈过程，最终一定会维持输出电流保持在：

$$i_{\text{OUT}_{\text{max}}} \leq \frac{0.7\text{V}}{R_{\text{sense}}}$$

按照图中阻值，其限流保护最大电流约为 140mA。

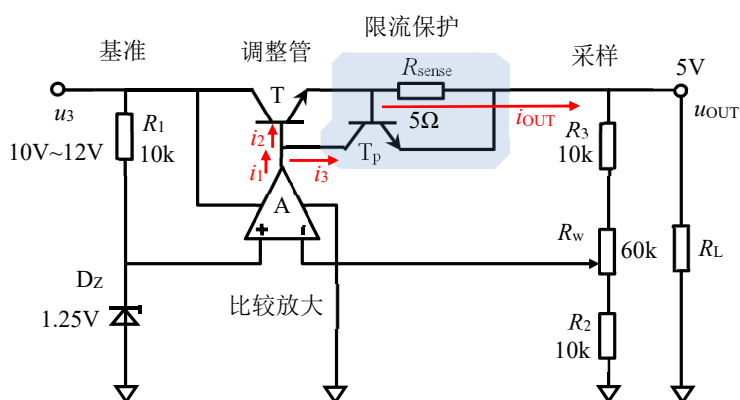


图 Section149-4 串联型稳压电路的限流保护

## Section150. 集成三端稳压器

半导体生产厂家将串联型稳压电路集成到一个芯片中,就形成了可以买到的集成稳压器: integrated-circuit voltage regulator, 也称三端稳压器: 3-terminal voltage regulator。形成集成三端稳压器的思路有两种。

### 固定输出型——Fixed Voltage Regulator

常用的固定输出型集成三端稳压器有 3.3V、5V、6V、8V、9V、12V、15V 等。这类稳压器均有 3 个端子, 分别为  $V_{in}$  输入端、接地 COM 端、 $V_{out}$  输出端。用户只需要在输入端接入未稳压的, 最小输出电压超过一定值  $V_{in\_min}$  的含有波动的电压, COM 端接地, 则输出端就会出现与稳压器型号对应的固定输出电压。

此类稳压器, 影响力较大的为 78XX 系列和 79XX 系列, 其中 78XX 系列为正稳压器, 而 79XX 系列为对应的负稳压器。其中的 XX 是两位数字, 一般代表固定输出电压值, 如 7805, 固定输出电压为 5V, 而 7915, 输出固定电压-15V。唯独 7833 需要提醒, 它不是固定输出 33V, 而是 3.3V。

图 Section150-1 是固定电压型集成三端稳压器 78XX 的内部结构, 其中的运放是作者为表明原理设计的, 实际电路中显然不是这样的, 而是一大堆晶体管组成的高增益放大电路。可以看出它就是一个串联型稳压电路。图中稳压管为 3V2, 实际其工作电压为 3.3V。图中的开关其实是不存在的, 它只是表明内部可能有两种结构, 如果稳压器是 7833, 则内部 R3 顶

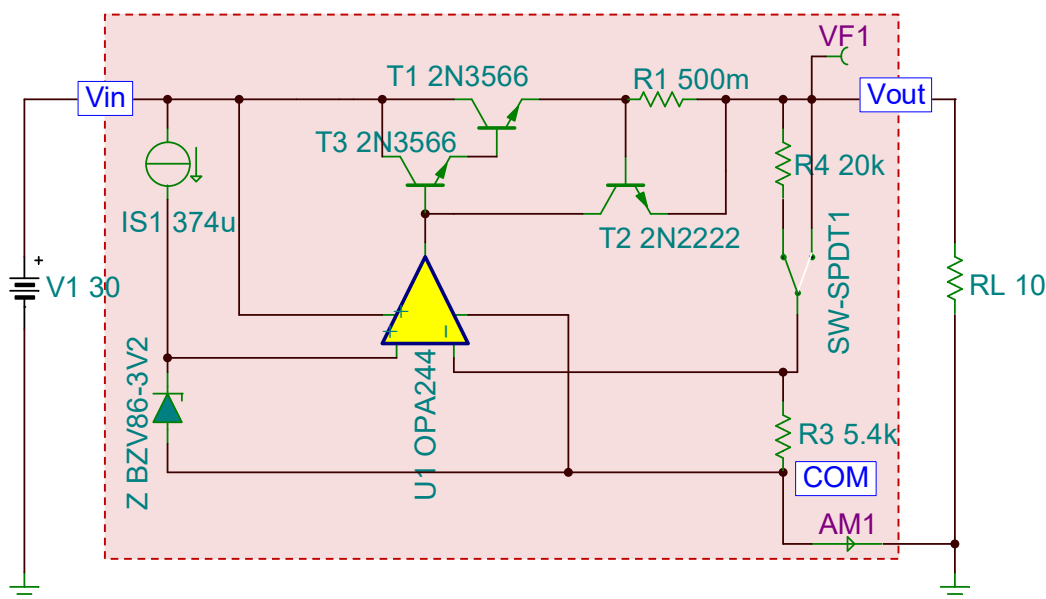


图 Section150-1 集成三端稳压器 78XX 内部结构图

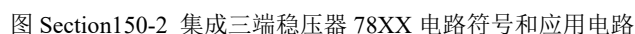
端直接接  $V_{out}$ , 而其它型号, 则存在  $R_4$ 。

通过不同的  $R_4$  值, 可以计算出实际输出电压将是 3.3V 的若干倍。比如图中  $R_4=20k\Omega$ , 则可以计算出:

$$V_{out} = 3.3V \times \frac{R_3 + R_4}{R_3} = 15.52V$$

要保证此类稳压器正常工作, 输入电压的绝对值, 应比固定输出电压绝对值大 2~2.5V, 以保证内部调整管具有比饱和压降更大的 C、E 电位差, 使其工作在放大状态。比如将最低

图 Section150-2 是这类稳压器的电路符号和应用电路。多数此类电路要求输入端和输出端均要对地接电容。除此之外，这类电路的应用实在是太简单了，并且它们的价格也不高，因此很少有人自制这类电路。



显然,固定型三端稳压器不能满足任意电压输出要求,可由用户自行设定输出电压的“输出可调整型”三端稳压器应运而生。

The circuit diagram shows a precision current source. A 10V DC source (V1) is connected to the non-inverting input of an op-amp (U2, OPA364). The inverting input is connected to the emitter of a PNP transistor (T1, 2N3566). The emitter of T1 is also connected to the positive terminal of a 50μA current source (IS1). The collector of T1 is connected to the base of an NPN transistor (T2, 2N2222). The base of T2 is also connected to the collector of T3 (2N3566). The emitter of T2 is connected to the wiper of a potentiometer (VF4) and the positive terminal of a 2kΩ resistor (R3). The wiper of the potentiometer is also connected to the positive terminal of a 2kΩ resistor (R4). The other end of R3 and R4 is connected to ground. The output voltage (Vout) is measured across R1 (1Ω) in series with the load (RL = 10Ω). The potentiometer is labeled 'Adj'.

内部稳压管电压，两者目的相同。

92

$$\begin{aligned}
 V_{out} &= U_{R4} + U_{R3} = U_{R4} + I_{R3} \times R_3 = U_{R4} + (I_{R4} + I_{S1}) \times R_3 = U_{R4} + \left(\frac{U_{R4}}{R_4} + I_{S1}\right) \times R_3 \\
 &= U_{R4} \left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right) + I_{S1} R_3
 \end{aligned}$$

其中,  $I_{S1}$  为流过稳压管的击穿电流。以图 Section150-3 为例, 输出电压为:

$$V_{out} = U_{R4} \left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right) + I_{S1} R_3 = 1.4V \times (1 + 1) + 50\mu A \times 2k\Omega = 2.9V$$

特别声明, 本例中内部稳压管采用了 1.4V, 是因为在 TINA 仿真软件中找到一个 1.25V 的稳压管比较困难。实际的 LM317, 其内部稳压管提供的参考电压为 1.25V。

## 固定型的扩压

对固定电压型三端稳压器, 也可以通过外部增加反馈电阻的方式, 实现升压操作, 并根据反馈电阻值控制输出电压。比如用一个 7805, 通过适当的外部连接, 可以实现 15V 的稳压输出。如图 Section150-4 所示。

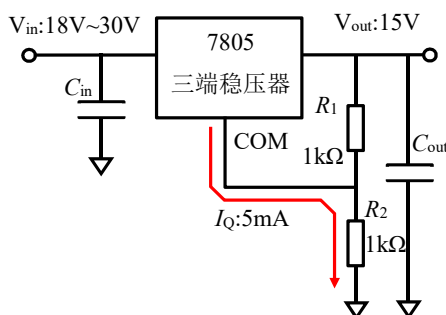


图 Section150-4 集成三端稳压器 78XX 的扩压电路

对这个电路的分析, 需要注意两点:

1)  $V_{out}$  和 COM 端之间的电位差, 在正常工作状态下, 应维持三端固定型稳压器的规定电压, 如图应为 5V。

2) 这类三端稳压器都有一个基本确定的静态电流, 包括稳压管击穿电流和内部放大器工作电流, 比如 7805, 典型值为 4.5mA, 最大值为 6mA, 在输入电压大幅度变化时, 此静态电流约有 0.8mA 变化量; 在输出电流大幅度变化时, 静态电流变化量为 0.5mA。

知此两条, 即可根据图中电路进行输出电压分析:

$$\begin{aligned}
 V_{out} &= U_{R1} + U_{R2} = U_{R1} + I_{R2} \times R_2 = U_{R1} + (I_{R1} + I_Q) \times R_2 = U_{R1} + \left(\frac{U_{R1}}{R_1} + I_Q\right) \times R_2 \\
 &= U_{R1} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + I_Q R_2
 \end{aligned}$$

图中,  $U_{R1}=5V$ , 假设  $I_Q=5mA$ , 按照图中电阻值, 则有:

$$V_{out} = U_{R1} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + I_Q R_2 = 15V$$

这种方法看起来挺有学问的, 但是很不实用——几乎没有人这么做, 毕竟  $I_Q$  是随着外部工作状态而改变的, 在反馈分压电阻上的压降是变化的, 这导致输出电压的不稳定。而要让静态电流变化对输出电压的影响减至最小, 唯一的方法就是减小分压电阻, 而这会引起分压电阻上消耗大量功率, 是不划算的。

直接买一个 15V 的 7815 就行, 何必费这个劲呢? 但是, 这是一种思路, 值得我们学习。

可能有聪明的读者在此会提出, 前面讲述的可调压型电路, 不也是这种思路吗? 为什么 LM317 可以稳定输出电压? 原因在于, LM317 内部是一个恒流源 50μA 从 Adj 引脚流出,



第一它很小，第二它的变化量在全变化范围内只有  $0.2\mu\text{A}$  典型值，在  $1\text{k}\Omega$  电阻上仅会带来  $0.2\text{mV}$  的电压变化。

### 三端稳压器的扩流

每个三端稳压器内部都有过流保护电路，因此也就有最大输出电流限制。当负载需要的电流大于三端稳压器能够提供的最大输出电流时，有两种方法，第一，购买能够提供更大输出电流的三端稳压器，第二，自制扩流电路，如本节内容。一般情况下，不得不自制扩流电路时，都是你买不到现成的能够满足输出电流要求的稳压器。

电路如图 Section150-5 所示。图中为增加实用性，画出了输入端的第二个电容——多数三端稳压器在使用中都要求输入端具备两个电容，一个超大的库电容，约为  $100\mu\text{F}$  左右，一个很小的电容，约为  $0.01\mu\text{F}$  左右。而输出电容一般都很小， $0.01\mu\text{F}$  左右。关于给三端稳压器增加输入输出电容，涉及到较为复杂的环路稳定性问题，本节不深入介绍。

言归正传说扩流。假设图中的 7805 最大输出电流为  $1\text{A}$ ，而我们要求整个电路最大输出电流为  $5\text{A}$ ，即  $R_L$  最小为  $1\Omega$ 。整个电路分为两种工作状态，第一，小电流状态，第二，大电流状态。

当负载电阻较大，输出需要较小的电流时，图中输出电流只由 7805 提供，即紫色输出电流  $I_{out}$  来自于绿色的  $I_3$ ，有：

$$I_{out} = I_3 \approx I_2 = I_1 = I_{in}$$

此时，流过电阻  $R_{sense}$  的电流，在  $R_{sense}$  两端产生的压降远小于  $0.7\text{V}$ ，并联的大功率晶体管

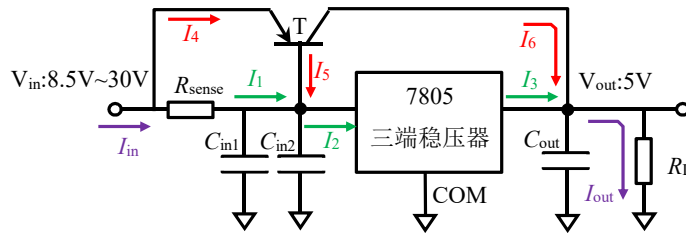


图 Section150-5 集成三端稳压器 7805 的晶体管扩流电路

处于截止状态，整个电路就像只有 7805 在“劳动”一样。活比较轻，小喽罗就干了。

当负载电阻较小，使得输出电流准备超过  $0.5\text{A}$  时，7805 就感觉比较累了，需要大功率的晶体管帮忙了，此时，合适的  $R_{sense}$  阻值，比如  $1\Omega$ ，就能够使得  $R_{sense}$  两端压降达到  $0.6\text{V}$ ，晶体管的发射结就处于微弱导通状态，红色的电流开始出现， $I_6$  开始为负载提供电流，此后，随着负载电流的逐步增加， $I_3$  只会微弱增加，大量的输出电流靠  $I_6$  提供。原因是， $I_3$  只要增加一点儿，就会造成晶体管发射结电压也线性增加，而导致  $I_5$  呈指数规律增加。

当已知  $I_{out}$ ，则可设晶体管发射结电压为  $u_{BE}$ ，则晶体管的基极电流为：

$$I_5 = f(u_{BE}) \approx I_S(e^{\frac{u_{BE}}{U_T}} - 1)$$

而流过检测电阻的电流为：

$$I_1 = \frac{u_{BE}}{R_{sense}}$$

流入三端稳压器的电流约等于流出三端稳压器的电流：

$$I_3 \approx I_2 = I_1 + I_5 = \frac{u_{BE}}{R_{sense}} + I_S(e^{\frac{u_{BE}}{U_T}} - 1)$$

而晶体管给负载提供的电流为：

$$I_6 = \beta I_5 = \beta I_S (e^{\frac{u_{BE}}{U_T}} - 1)$$

负载获得的总电流为两者之和：

$$I_{out} = I_3 + I_6 = \frac{u_{BE}}{R_{sense}} + (1 + \beta) I_S (e^{\frac{u_{BE}}{U_T}} - 1)$$

从中可以看出，第一项，即三端稳压器输出电流是线性的，而第二项，即晶体管提供的电流则是指数的。

据此，使用 Matlab 编制一个程序，表明它们的变化规律，如图 Section150-6 所示。在图中，当输出电流小于 600mA 之前，紫色的输出电流几乎全部由  $I_3$  提供，并联的晶体管处于截止休眠状态，此后晶体管开始苏醒投入工作，在输出电流达到 1.5A 以后，晶体管提供电流迅速增加，并逐渐占据主要部分。

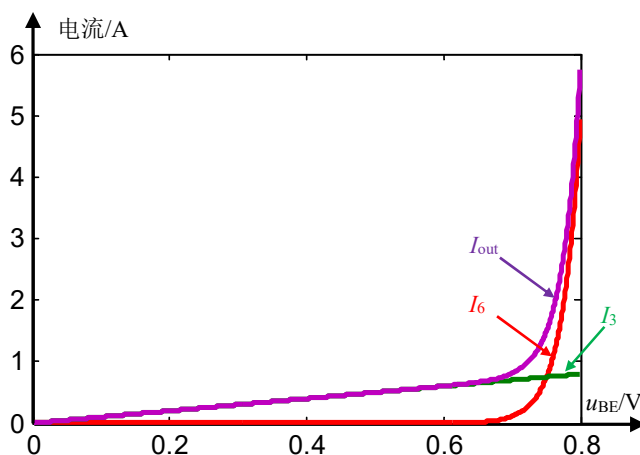


图 Section150-6 晶体管并联扩流电路中的电流变化关系

电路中对晶体管的要求是，有尽量大的  $\beta$ ，能够提供足够大的输出电流，并能承受足够大的功率耗散。

对检测电阻的选择一般可以参照如下规则进行：

- 1) 已知三端稳压器的最大输出电流为  $I_{max}$ ，设定其求助电流：

$$I_{help} = (0.5 \sim 0.8) \times I_{max}$$

- 2) 则检测电阻约为：

$$R_{sense} = \frac{U_{BEQ}}{I_{help}} \approx \frac{0.7V}{(0.5 \sim 0.8) \times I_{max}}$$

另外，还有一种思路实现三端稳压器的扩流，就是将多个三端稳压器通过串联二极管实现并联输出。但是相比于并联晶体管方法，这种多个三端稳压器并联方式存在很多问题，一般不建议采用。

## 程序控制直流稳压

我们经常见到一个直流稳压电源的输出值，可以由用户通过按键设定，那么它内部的电路，就必须是程控的。所谓的程控，是指输出电压值可以通过软件编程控制，它区别于手控——通过手工拆换电阻实现。

### 数字电位器实现程控直流稳压

最简单的程控直流稳压方法，是使用数字电位器配合三端稳压器实现。

数字电位器是一个集成芯片，需要供电才能工作。它有三个电位器端子，分别为两端的



A、B 和滑动端 W(Wiper)，以及供电端子和数字通信接口。一般情况下，三个电位器端子的工作电压必须介于供电电压之间，而普通电位器没有这个要求。

每一个数字电位器的 A、B 端之间电阻是确定的，称为端端电阻或者总电阻，受产品规格约束，一般为  $5k\Omega$ 、 $10k\Omega$ 、 $20k\Omega$ 、 $50k\Omega$ 、 $100k\Omega$  等，不同的产品系列有不同的规格。数字电位器的滑动端具有确定数量的滑动位置——position，一般为 32 个点、256 个点，或者较高的有 1024 个点，因此不同的数字电位器具有明确的电阻最小分辨单位。比如 AD5293，可以双电源工作，最大电压  $\pm 16.5V$ ，具有 1024 个 position，系列中有三种总阻值，分别为  $20k\Omega$ 、 $50k\Omega$ 、 $100k\Omega$ 。

数字电位器都有明确的数字通信接口，可以与处理器相连，获得处理器发出的指令，进而确定滑动端的位置，实现电位器功能。多数数字电位器靠 SPI 方式获得处理器的指令。

将这类数字电位器接入到可调型三端稳压器中，代替图 Section150-3 电路中的反馈取样电阻  $R_3$  和  $R_4$ ，就可以实现程控直流稳压输出，也可以将整个数字电位器做成一个可变电阻，代替原电路中的下方电阻  $R_3$ ，如图 Section150-7。但是不管怎么连接，都需要注意数字电位器的工作电压范围不得超过规定的最高电压。

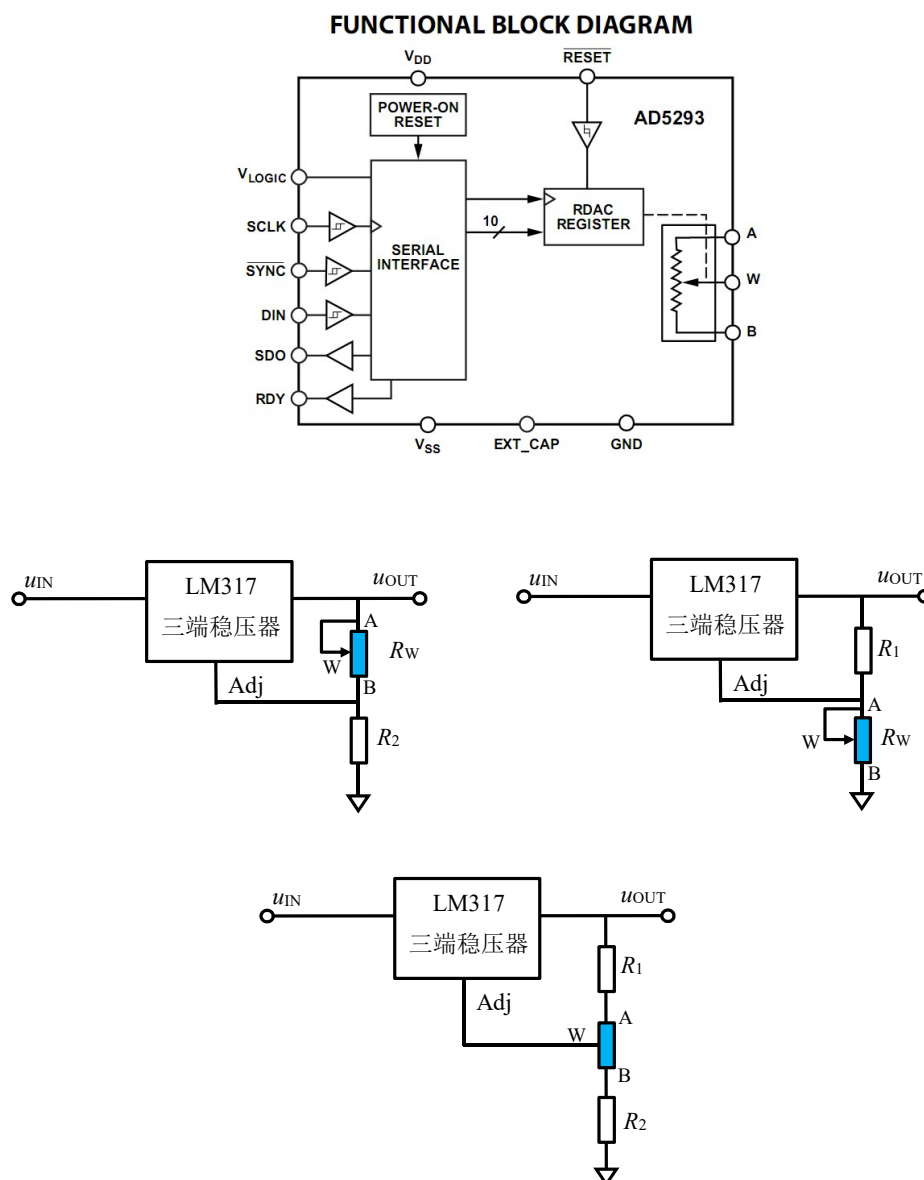


图 Section150-7 用数字电位器配合 LM317 三端稳压器实现程控直流稳压

### DAC 实现程控直流稳压

用一个数模转换器 DAC，将其输出的直流电压作用到可调型三端稳压器上，可以实现程控直流稳压。电路如图 Section150-8 和图 Section150-9 所示。

先看图 Section150-8，这是一个高侧稳定的三端稳压器，在正常工作时，它会始终保持电路中  $R_1$  两端电位差等于器件规定的恒定值，对 LM317 来说，是 1.25V。此时，在  $R_2$  的下端输入一个电压  $U_{CTR}$ ，则可以分析出：

$$U_{OUT} = U_{CTR} + U_{R2} + U_{R1} = U_{CTR} + 1.25(1 + \frac{R_2}{R_1}) + I_Q R_2$$

后两项是 LM317 标准电路的输出电压，最后一项很小，一般可以忽略。

因此，此电路的输出电压可调，即在原电路基础上增加了一个可变量  $U_{CTR}$ ，而此电压一般可由一个数模转换器提供。电路的缺点是，可调电压范围受限于 DAC 输出范围，一般不会很大。

这个缺点是高侧稳定型稳压器的通病。

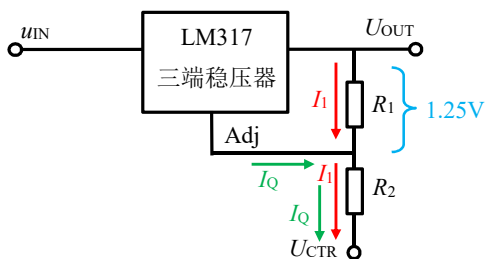


图 Section150-8 用 DAC 实现程控稳压电路 1

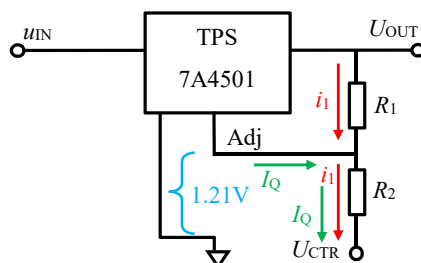


图 Section150-9 用 DAC 实现程控稳压电路 2

低侧稳定型稳压器，可以实施较大范围的输出电压调整。电路如图 Section150-9 所示。

TPS7A4501 是一个低压差线性稳压器，型号中尾标“01”一般均代表可调，它也有固定电压型，比如 TPS7A4533，代表 3.3V 固定输出，TPS7A4550 代表固定 5.0V 输出。

对 TPS7A4501 来说，它在正常工作时会保证 Adj 脚对地电位始终是 1.21V，利用这个特点，此电路的输出电压为：

$$\begin{aligned} U_{OUT} &= U_{Adj} + U_{R1} = 1.21V + i_1 R_1 = 1.21V + (i_{R2} - I_Q) R_1 \\ &= 1.21V + \left( \frac{1.21V - U_{CTR}}{R_2} - I_Q \right) R_1 = 1.21V \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} \right) - U_{CTR} \frac{R_1}{R_2} - I_Q R_1 \end{aligned}$$

当使用 DAC 改变  $U_{CTR}$ ，可以实现较大范围的输出电压调整。

## Section151. 低跌落电压稳压器——LDO

集成三端稳压器，输入电压（调整管的 C 端）必须高于输出电压（调整管 E 端）一个规定的差值，才能保证调整管的  $u_{CE} > U_{CES}$ ，使其处于放大状态。这个最小的差值，称为跌落电压（Dropout Voltage）。前述的集成三端稳压器，其跌落电压一般为 2~2.5V。

跌落电压越大，调整管消耗功率越大。我们不希望这样。于是，就出现了跌落电压很低的集成稳压器，称为低跌落稳压器——Low Dropout Regulator，简称 LDO，其跌落电压可以低至 10mV 数量级。

中文习惯，也可以称之为低压差稳压器。

### 实现 LDO 的基本思想

前述串联型稳压电路——如 Section149 和 Section150 中电路，我们暂称之为标准型串联稳压电路——之所以跌落电压比较大，是有原因的。

#### 标准型电路为什么具有较高的跌落电压

在标准型串联稳压电路中，调整管一般由 NPN 达林顿管(如图 Section151-1 中的 T3 和 T2)组成，而给达林顿管提供输入电流，则依赖于 T1 管，一个 PNP 管，这样在 T4 管上，只需要提供很小的电流，就可以驱动 T3 管的发射极流出足够大的负载电流。这样的结果是，电路中 AM2 很小。

但是这种电路，不可避免的存在跌落电压较大的缺点。图中 T1 管的集电极电位最高为  $U_{C\_max\_T1} = V_{in} - U_{CES\_T1}$ ，大约为 29.7V，而达林顿管要保持正常工作，两个 PN 结必须被打通，这需要 1.4V 的压降，因此  $V_{F1\_max} = U_{C\_max\_T1} - 2U_{BEQ} = 29.7 - 1.4 = 28.3V$ ，即输出电压至少要比输入电压 30V 跌落 1.7V。

实际工作中，T3 管的 BE 导通压降可能比 0.7V 大，可能是 0.9V 左右——毕竟它的输出电流很大，就需要 PN 结存在较大的压差，且 T1 管的饱和压降也比 0.3V 大。这就导致此电路正常工作时，跌落电压超过 2V。

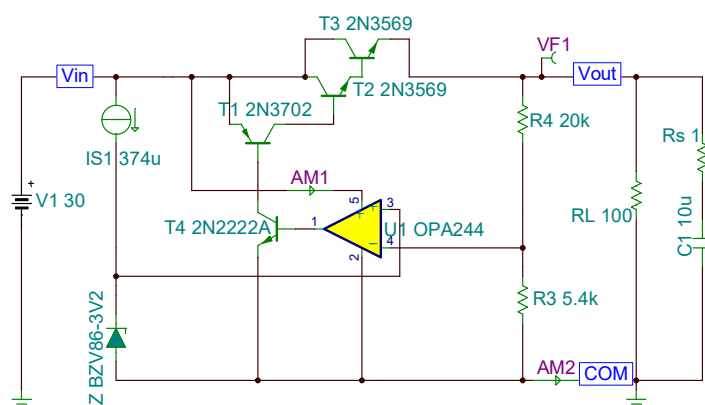


图 Section151-1 标准型三端稳压器内部简化结构

结构决定了一切，必须改变电路结构才能产生低的跌落电压。

### PNP 型结构的 LDO

当调整管换成 PNP 管时，情况一下就变了。电路如图 Section151-2 所示。可以看出，此时整个环路仍是负反馈，而输入输出之间的电压跌落仅仅是 Q1 的饱和压降，一般在百 mV 左右，取决于负载电流大小——输出电流越大，跌落电压也越大。

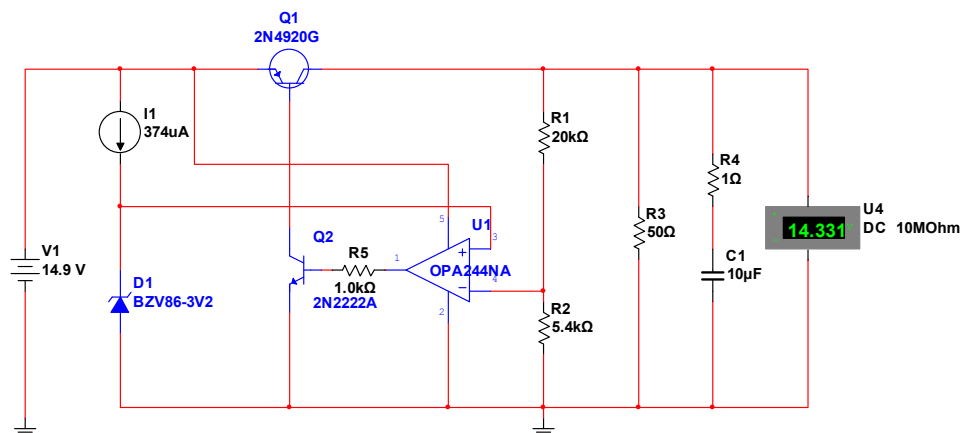


图 Section151-2 PNP 型 LDO 内部简化结构

PNP 型 LDO 的主要缺点是，它只有一个晶体管，电流增益是有限的，因此 Q2 发射极流过的电流约为输出电流的  $1/\beta$ ，而调整管的  $\beta$  一般较小，导致这个电流较大。

这个电流直接流向了稳压器的接地端，它与其它支路流进地的电流一起，被称为地电流。地电流大，一方面会降低效率，另一方面对 LDO 扩压电路带来不稳定因素。

### PMOS 型结构的 LDO

我们注意到了在 PNP 型调整管结构中，其基极电流不可忽视。因此，采用场效应管可以解决这个问题，这就诞生了 PMOS 型结构的 LDO，电路如图 Section151-3 所示。

电路工作原理类似于 PNP 型结构，但是它没有了门极电流，因此大幅度减小了地电流。

与 PNP 相比，PMOS 型 LDO 的另外一个好处是，它能够实现更小的跌落电压，通常可以低至 10mV 数量级。当然，这也与输出电流有关。

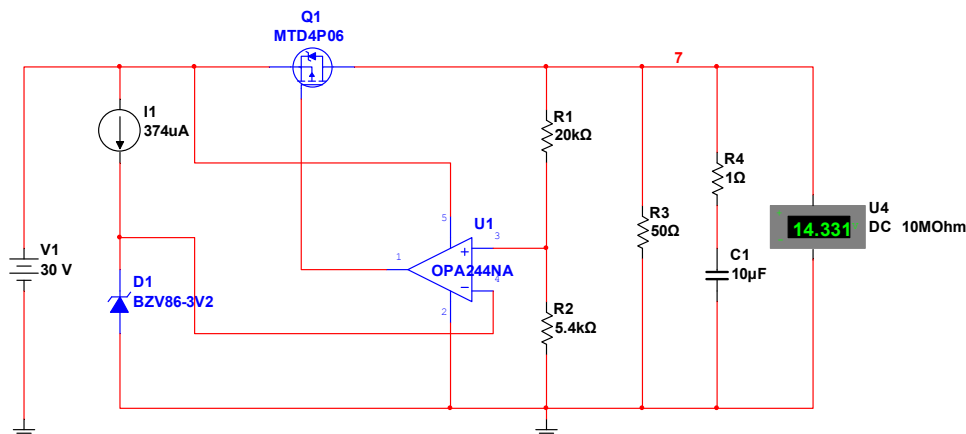


图 Section151-3 PMOS 型 LDO 内部简化结构

### LDO 中的环路稳定性

几乎所有的 LDO 都面临环路稳定性问题——使用不慎，会导致振荡。

因为它涉及到很多概念，本节不准备在稳定性问题上展开。请读者相信如下几点：

## 不展开的结论

1) LDO 是一个包含比较放大器、调整管、采样网络的一个大闭环，只考虑静态时，它处于标准的负反馈状态，是稳定的。

2) 环路中任何环节，都会产生增益和相移，在没有补偿的情况下，这些环节的相移都是滞后的，且是随着频率的增加，其绝对值是增加的，即这些相移是由极点产生的。

3) 每个极点，会产生最大-90°的滞后相移。理论上，当存在两个极点时，频率升至无穷大，滞后相移才会达到-180°——这就等于说永远不会达到；而存在 3 个极点时，一定会在某个频率处，使得滞后相移达到-180°。

4) 在某个频率处，如果整个环路的滞后相移达到 180°，而环路增益还没有跌落到 1 以下，此环路就一定会发生自激振荡。

5) LDO 的输出必须接一个大电容，以保证电源在面临负载突然加重时，具有良好的动态性能——输出电流突然增加时，大电容可以暂时提供负载的电流需求，不至于使得输出电压突然降低。这个电容必不可少。

6) 输出电容的存在，给整个环路增加了一个极点，多出了最大-90°的相移，加重了整个环路满足自激振荡的可能性。

7) LDO 的调整管工作于共射极状态，具有很大的输出电阻；而标准稳压器的共射极形式，输出电阻极小。这导致两者的极点频率不同：LDO 的极点频率要远低于标准稳压器的极点频率。通过分析可知（本书不分析了），如果不给 LDO 实施有效的补偿，自激振荡几乎是不可避免的。

避免自激振荡的方法，常见的有两个，第一是改变极点位置，比如将第一个极点尽量降低，使得增益在极低频率处就开始下降，到相移达到-180°时，环路增益已经下降到 1 以下。而这个工作，需要 LDO 设计者在 LDO 内部完成，事实是，他们没有做这个工作。第二，是给整个环路增加一个或者多个零点——每增加一个零点，会产生最大 90°的超前相移，以抵消极点的作用。而这个零点增加，需要用户在组成 LDO 电路时完成。

## 在 LDO 外部给环路增加合适的零点

电路如图 Section151-4 所示。这是对 LDO 输出端的一个近似模拟， $R$  是负载电阻， $C$  是负载电容，一般比较大。而  $R_S$  是电容的等效串联电阻。需要注意，电阻  $R_2$  和电容  $C_2$  是我为了让晶体管处于放大区单独增加的，读者不必为此担忧，别理睬它们的存在。

很显然，输出电压是 PNP 管 C 极输出电流乘以浅蓝色区域内阻抗，单独考虑阻抗表达式，就可以看出这个局部电路的零极点分布：

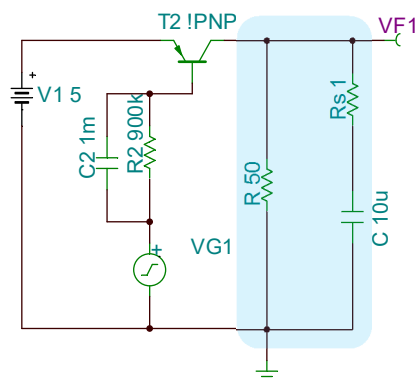


图 Section151-4 PNP 型 LDO 的输出端简化结构

$$\dot{Z} = \frac{R \times (R_S + \frac{1}{SC})}{R + (R_S + \frac{1}{SC})} = R \frac{1 + SR_S C}{1 + SC(R + R_S)}$$

具有一个极点，极点频率为：

$$f_{p1} = \frac{1}{2\pi C(R + R_S)} = 312\text{Hz}$$

具有一个零点，零点频率为：

$$f_{z1} = \frac{1}{2\pi C R_S} = 15.9\text{kHz}$$

注意，当  $R_S=0$  时，零点不存在。

此电路的频率特性如图 Section151-5 所示。红色小点代表其极点位置，蓝色小点代表零点位置。很显然，在 15.9kHz 附近的零点，使得一直在下降的相移曲线，在此出现了上升。这个零点的存在，减缓了相移下降进程，可能避免原本出现的自激振荡。

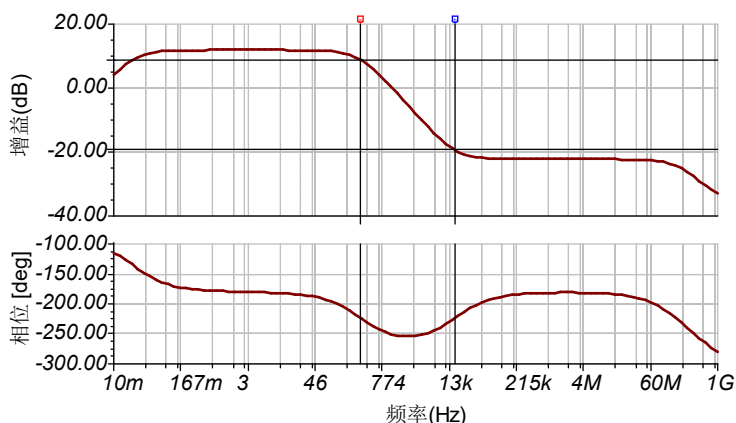


图 Section151-5 PNP 型 LDO 的输出端频率特性

从此例我们知道，给闭环中增加零点，对自激振荡是有抑制作用的，但是，仅有零点并不一定能够抑制自激振荡，还需考虑零点的位置。对此，本节不展开复杂的分析，仍需要读者了解如下结论：

零点频率太低，不能抑制自激振荡。零点位置太高，也不能抑制。换句话说，此电路中，在  $C$  确定的情况下， $R_S$  既不能太小，也不能太大。

而  $R_S$  是什么呢？就是实际电容器本身存在的等效串联电阻 (Equivalent Series Resistance: ESR)。任何一个实际电容器，在频率无穷大信号加载时，其等效阻抗理论上应为 0，但实际不会是 0，而是趋于某个确定值，此值即为 ESR。不同种类的电容器，其 ESR 区别很大。同样种类的电容器，容值对 ESR 影响也很大。

一般的电容器，ESR 介于  $10\text{m}\Omega$  到  $10\Omega$  量级，而这两个极端，对保证 LDO 环路稳定性都是不利的。

本节试图告知读者一个结论：**使用 LDO 时，必须谨慎选择输出电容，以确保电容器的 ESR 在 LDO 数据手册规定的范围内，既不能大，也不能小，才能保证 LDO 系统的稳定性。**多数情况下，使用高质量 X7R 电容、钽电容是较好的选择，而我们最常用的铝电解电容器，在这里是极为危险的，因为它一般具有很大的 ESR。

## 介绍几种常用的 LDO

美国德州仪器公司 Texas Instruments 生产的 LDO 种类繁多，TPS76201 是其中一款。其数据手册首页如下图。

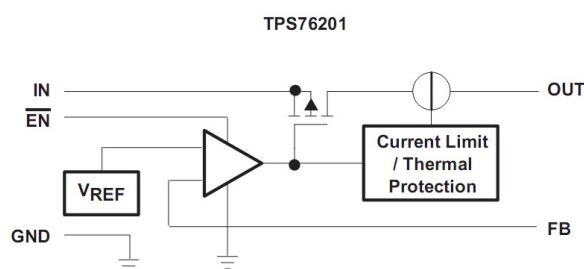
**TPS76201**  
**LOW OUTPUT ADJUSTABLE**  
**ULTRALOW-POWER 100-mA LDO LINEAR REGULATOR**  
SLVS323B – FEBRUARY 2001 – REVISED JANUARY 2007

- 100-mA Low-Dropout Regulator
- Adjustable Output Voltage (0.7 V to 5.5 V)
- Only 23  $\mu\text{A}$  Quiescent Current at 100 mA
- 1  $\mu\text{A}$  Quiescent Current in Standby Mode
- Over Current Limitation
- $-40^{\circ}\text{C}$  to  $125^{\circ}\text{C}$  Operating Junction Temperature Range

**DBV PACKAGE**  
**(TOP VIEW)**

从中可以看出，这是一款小电流 LDO，最大输出电流 100mA，具有低跌落电压特性，其输出电压可以从 0.7V 到 5.5V 调节，其静态电流在输出电流 100mA 时仅为 23 $\mu\text{A}$ 。而在待机状态下，其静态电流仅为 1 $\mu\text{A}$ 。具有过流限制功能。它有 5 个管脚，特别具有一个 -EN 脚，低电平使能，器件正常工作，高电平时，器件进入待机状态。

下图是 TPS76201 的内部结构图。可以看出，它是一个 PMOS 型 LDO，低端稳定，即正常工作时，保证 FB 端对地电压为内部基准电压值 0.6663V（数据手册中有）。



因此，其典型应用电路如下图。

$$V_O = V_{REF} \times \left(1 + \frac{R_{\text{上}}}{R_{\text{下}}}\right) = 0.6663\text{V} \times \left(1 + \frac{R_{\text{上}}}{R_{\text{下}}}\right)$$

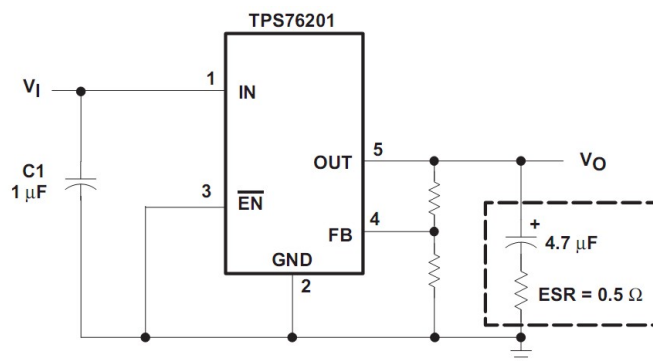


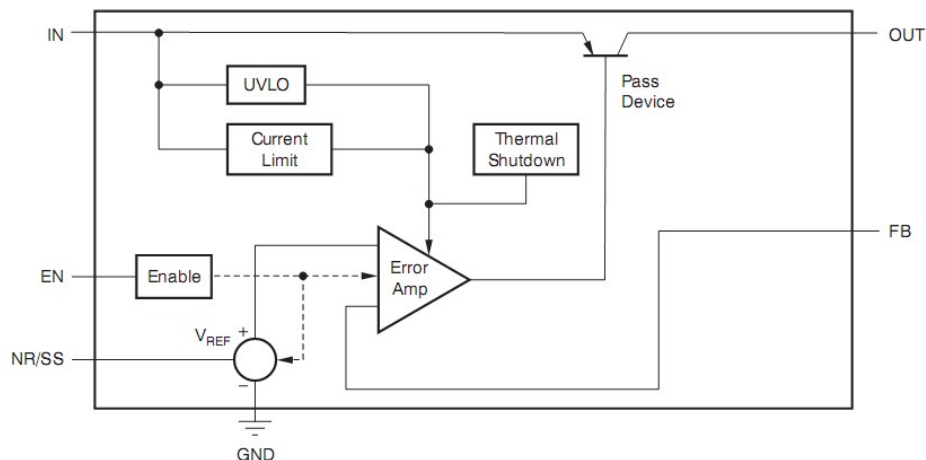
Figure 17. Typical Application Circuit

图中给出的输出电容，建议 ESR=0.5 $\Omega$ 。数据手册中对于 ESR 的范围也有说明。

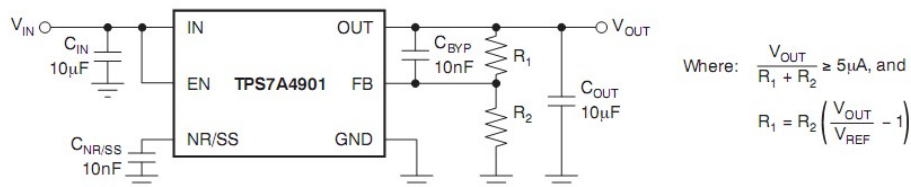


TPS7A4901 是一款宽输入、输出电压范围的 LDO，其输入电压从 3V~36V，输出电压可调 1.194V~33V。其内部结构和典型应用如下图。

### FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



### TYPICAL APPLICATION CIRCUIT



它是一个 PNP 型 LDO，低端稳定。

需要注意两点：第一，它具备一个 NR/SS 脚，即 Noise Reduction（噪声降低）/Soft Start（软启动）脚，通常对地接一个电容会使得输出噪声下降，且通过控制这个脚可以实现软启动，即输出电压缓慢的上升到指定电压。第二，它的典型电路中增加了一个旁路电容 C<sub>BYP</sub>，理论上说，它的引入会引起环路的零极点变化，但是，其主要作用并不在此，而在于能够改善 LDO 电路的性能，比如提升低频段的电源电压抑制比 PSRR。

对这类实用型电路，我的建议是，尽量遵循生产厂家给出的设计建议。



**Section152. 基准电压源和基准电流源**

**Section153. 实用电路**

### **7.3. 开关型 DC-DC**

**Section154. 升压和降压原理**

**Section155. 实用电路**