

2.	负反馈和运算放大器基础.....	135
2.1.	理想运算放大器和负反馈电路.....	135
Section30.	理想运算放大器.....	135
Section31.	理想运算放大器组成的负反馈放大电路.....	136
2.2.	负反馈理论.....	137
Section32.	反馈的概念引入.....	137
Section33.	认识电路中的反馈.....	139
Section34.	负反馈放大电路的方框图分析法.....	143
Section35.	利用方框图法求解电路.....	145
Section36.	负反馈对放大电路性能的影响.....	146
Section37.	反馈的类型判断.....	152
2.3.	负反馈放大电路的分析方法.....	157
Section38.	虚短的来源.....	157
Section39.	虚短虚断分析法.....	160
Section40.	大运放法和环路方程法.....	176
Section41.	全差分放大器.....	181
3.	信号处理电路.....	182
3.1.	滤波器.....	182
Section42.	滤波器的一些常识.....	182
Section43.	一阶低通和一阶高通滤波器.....	188
Section44.	一阶全通滤波器.....	193
Section45.	压控低通滤波器.....	196
3.2.	峰值检测和精密整流电路.....	199
Section50.	峰值检测电路.....	199
Section51.	精密整流电路.....	201
3.3.	比较器.....	204
Section52.	运放实现的比较器.....	204
Section53.	迟滞比较器.....	205
Section54.	集成比较器.....	210
3.4.	功率放大电路.....	211
Section55.	功放电路的功率和效率.....	211
Section56.	甲类功放.....	212
Section57.	乙类功放和甲乙类功放.....	213
Section58.	关于功放的其它知识.....	219
4.	信号源和电源.....	220
4.1.	基于蓄积翻转思想的波形产生电路.....	220
Section59.	蓄积翻转和方波发生器.....	220
Section60.	方波三角波发生器.....	222
Section61.	独立可调的方波三角波发生器.....	227
Section62.	压控振荡器.....	230
4.2.	基于自激振荡的正弦波发生器.....	232

6	Section63.	自激振荡产生正弦波的原理	232
	Section64.	RC 型正弦波发生器	233
	Section65.	LC 型正弦波发生器	235
	Section66.	晶体振荡器	240
4.3.		线性稳压电源	244
	Section67.	线性稳压电源结构	244
	Section68.	串联型稳压电路	247
	Section69.	集成三端稳压器	250

2. 负反馈和运算放大器基础

前述的放大电路有两个特点，第一它们是开环的，即从输入开始，一级一级“由因至果”向后传递，就像多米诺骨牌一样，中间没有任何回馈事件。第二，它们是用若干个晶体管以及电阻电容实现的，这被称为分立电路(discrete circuit)，它是和集成电路(integrated circuit-IC)对应的。

用这种电路实现简单功能，是没有问题的。但是，一旦电路功能复杂，需要大量分立元器件时，体积大、设计复杂、功耗大、成本高的缺点就显现出来。

对于我们来讲，运算放大器和负反馈，会使我们设计一个放大电路变得更加容易，并获得更加出色的放大电路指标。

2.1. 理想运算放大器和负反馈电路

Section30. 理想运算放大器

运算放大器，英文为 Operational Amplifier，简写 OA 或 OPA，中文简称为运放。

理想运算放大器如图 Section30-1 所示，它具有两个差分的输入端 u_+ 和 u_- ，一个单端输出端 u_o ，它们之间具有如下关系：

$$u_o = A_{uo}(u_+ - u_-)$$

(Section30-1)

其中， A_{uo} 称为运算放大器的开环电压增益（ A 代表增益， u 代表电压， o 代表 open，区别于后面要使用的负反馈形成的闭环增益 A_{uf} ）。

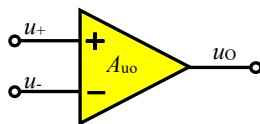


图 Section30-1

理想运算放大器具有如下主要特点：

- 1) A_{uo} 足够大，一般用无穷大 ∞ 表示。它的下限截止频率为 0，上限截止频率为 ∞ 。
- 2) 两个输入端均具有无穷大的输入阻抗，即流进或者流出 u_+ 和 u_- 的电流始终为 0。
- 3) 输出端输出阻抗为 0。
- 4) 始终遵循式 Section30-1。

Section31. 理想运算放大器组成的负反馈放大电路

这样一个理想运算放大器（以下把运算放大器简称为“运放”），看起来似乎没有什么用途——谁也不会使用无穷大的增益。要实现一个输入电阻等于 $10\text{k}\Omega$ ，输出电阻等于 500Ω ，无负载电压增益等于 50 倍的电压放大，怎么办呢？科学家有的是办法。

利用理想运放搭建的图 Section31-1 电路，可以轻松实现上述要求（注意，这是理想运放，是我们想象中的美好世界，因此，含理想运放的电路也仅存在于美好的想象之中）。

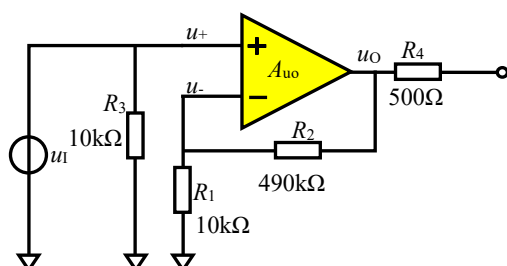


图 Section31-1

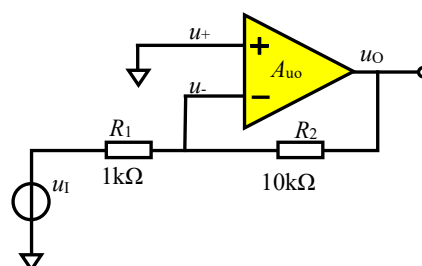


图 Section31-2

据式 Section30-1，有：

$$u_o = A_{uo} \times (u_i - u_o \frac{R_1}{R_1 + R_2})$$

拆开，可解得：

$$u_o = \frac{A_{uo}}{1 + A_{uo} \times \frac{R_1}{R_1 + R_2}} \times u_i = A_{uf} \times u_i$$

其中 A_{uf} 称为含负反馈的电压增益，当 A_{uo} 趋于无穷大时，有

$$\lim_{A_{uo} \rightarrow \infty} u_o = (1 + \frac{R_2}{R_1}) u_i$$

代入数值，得 $u_o|_{A_{uo} \rightarrow \infty} = 50u_i$ 。

即整个电路的电压增益 A_{uf} 为 50 倍。看来，奇妙的事情发生了：原本有无穷大增益的理想运放，通过合适的外部电阻连接（其实就是负反馈），居然实现了指定的电压放大倍数。

再看输入电阻和输出电阻：图中 R_3 是多少，电路的输入电阻就是多少，因为理想运放的输入阻抗为无穷大。图中 R_4 即为电路的输出电阻，因为理想运放的输出阻抗为 0。

再看图 Section31-2 电路。对 u_- 端利用叠加原理，有下式成立：

$$u_o = A_{uo} \times (0 - \frac{R_1 u_o + R_2 u_i}{R_1 + R_2})$$

$$u_o = - \frac{A_{uo}}{\frac{R_1 + R_2}{R_2} + A_{uo} \frac{R_1}{R_2}} u_i$$

$$u_o|_{A_{uo} \rightarrow \infty} = - \frac{R_2}{R_1} u_i$$

这个电路实现了任意倍数增益（可以小于 1），且是反相放大。

一旦有了理想运放，想要多大的电压增益，只有选择合适的外部电阻，就可以实现了。这一方面归功于理想运放，更重要的归功于这样的电路结构，即将输出端回送到输入端，形成的负反馈结构。

2.2. 负反馈理论

Section32. 反馈的概念引入

反馈的定义

反馈的英文为 feedback，feed 是喂养、提供的意思，从字面理解，feedback 是将输出倒送到输入的意思。我国台湾地区将 feedback 译为“回授”。

在电学系统中，将输出信号通过某种方式，回送到输入环节，或者和原输入信号合并形成净输入信号，或者单独作为输入信号，进而影响输入输出性能的举措，称为反馈。

图 Section32-1 是一个理想运放组成的开环系统，它的输出没有回送到输入环节。图

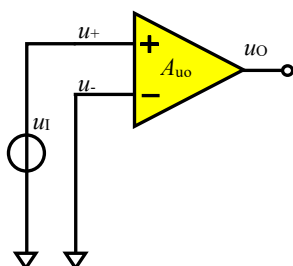


图 Section32-1

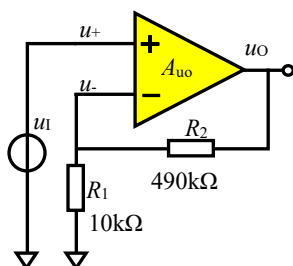


图 Section32-2

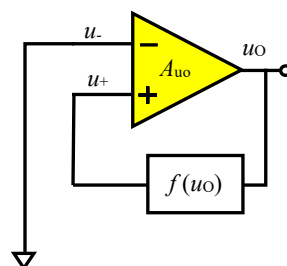


图 Section32-3

Section32-2 是一个典型的负反馈电路，它通过两个电阻分压，将输出信号的一部分（1/50）回送到了输入环节的负输入端，进而达到了整个电路的电压增益为 50 倍的效果。Section32-3 则是一个没有输入信号的反馈系统，输出信号经过一个函数处理——可以是放大、衰减，或者指数运算、对数运算等等——回送到了运放的正输入端，作为单独的输入信号。

正反馈和负反馈

反馈分为正反馈和负反馈两种。

当输出信号发生某个方向的变化，此称为变化根源。变化根源回送到输入端后，会再次引起输出信号变化，此称为二次变化。如果二次变化与变化根源具有相同的方向，则属于正反馈。如果二次变化与变化根源具有相反的方向，则属于负反馈。

正反馈的作用类似于推波助澜，会加剧变化过程。负反馈的作用是稳定。

图 Section32-2 电路中，假设输出的变化为正向（此为变化根源），则分压后在理想运放的 u_- 端，变化也是正向，一个正向变化信号加载到理想运放的 u_- 端，则输出一定会产生负向变化（此为二次变化），即二次变化与变化根源方向相反，它属于负反馈。图 Section32-3 中，反馈环节为一个函数 f ，如果这个函数曲线单调增——输入增加时输出也增加，此电路为正反馈；如果函数曲线单调减——输入增加时输出减小，此电路是负反馈。

生活中的正反馈和负反馈举例

管道内外壁的小球

图 Section32-4 中，圆环是一个水泥管道。顶部小球放置在外壁顶端，谨慎放置，可以稳定在那里。底部小球放置在内壁底部。当有外力稍稍向左边推动顶部小球，则小球会立即滚落。当有外力同样施加在底部小球时，小球会很快重新稳定在内部底部的中间。

小球的位置是输出量，合力是输入量，力会决定小球的运动，小球的运动会导致位置变化，而位置变化又回送到了输入端，产生了合力的变化，这就形成了一个闭环反馈。注意顶部小球，在这个反馈回路中，它构成了一个正反馈，位置偏左，合力向左，使其向左运动，导致位置更加偏左。而底部小球，则构成了一个负反馈。

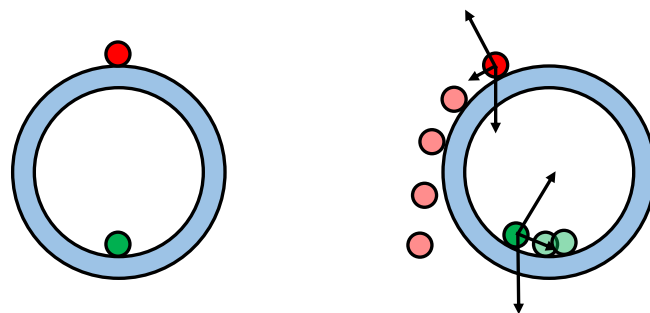


图 Section32-4 管道内外的小球

发球规则

足球、篮球是失球者发球，排球是赢球者发球，而乒乓球、网球都是固定发球。这三种发球方式是怎么确定的，有科学道理吗？

如果发球会导致失球或者赢球的概率增大，那么就形成了反馈。比赛中，我们不愿意看到一边倒的比赛，因此必须制止强烈的正反馈形成。

比如排球，我们能看到的是，发球者输球的概率很高，因为你发球，就会给对方攻击的机会，特别是男排，只要接发球顺利，几乎一攻就会得手。为了避免出现正反馈，排球规定必须是得分者发球。如果是丢球者发球的话，大家想想会出现什么结果：你发球，对方一攻得手，你丢球了，继续发球，对方还是得手，那么很快就会出现先发球者 0: 10 的尴尬局面，而一旦扭转过来，又会出现 25: 10，比赛结束了。这种比赛，多没有意思啊。

而篮球恰恰相反，发球者直接组织进攻，得分概率也很高。如果规定赢球者发球的话，结局与排球差不多。这两种规则，虽然完全相反，但都属于负反馈，抑制了得分者继续得分的现象。乒乓球和网球，则在比赛中切断了反馈，以固定次序发球。乒乓球每次发 2 个球，网球则是一人一个发球局。

魔鬼实验

以下实验，仅供想象，读者万万不可效仿。

“手搭脉搏，心跳一下，走一大步，持续”。它是一个典型的反馈系统。

想怎么走，就怎么走，这是一个开环系统。但是，走路会引起心跳加速，将心跳回送到大脑决策环节，跳一下，走一大步，这就形成了反馈。这是一个可怕的实验，称之为魔鬼实验不为过。你的步伐将越来越快，最终跟不上心跳的节奏，累趴下了。

减肥实验

每天晚上，称量自己的体重。如果比昨天重了，第二天少吃点。如果比第二天轻了，第二天就多吃点。这也是一个反馈系统。胡吃海喝，从来不计量自己的体重，或者称了体重，却从不把它回送到大脑，以决定饮食量，这都是开环系统。

Section33. 认识电路中的反馈

反馈环路

认识反馈电路，核心在于发现其中的反馈环路(Loop)。所谓的环路，就是从输出——输入——输出的电路路径，它是封闭的。环路的存在，客观上诠释了反馈的定义：没有环路，就没有反馈，只要有反馈，就一定存在环路。

图 Section33-1 和-2 中，虚线信号路径是输入信号，而实线则是反馈环路。你可以这么理解：信号刚加载到放大电路中，第一次走的是信号路径，到达输出后，就开始在反馈环路中兜圈子。

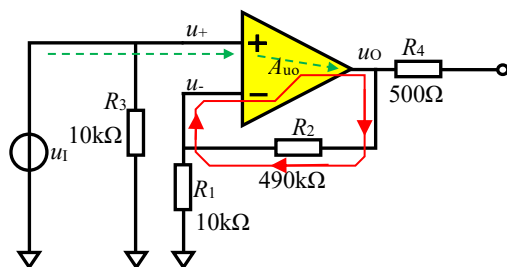


图 Section33-1

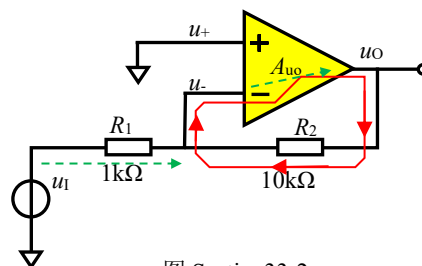


图 Section33-2

找寻反馈环路的方法很简单：先找到输出端，然后向回找，找到回到核心放大器输入端的位置，再由核心放大器找到输出端，就形成了环路。

环路极性法判断正反馈和负反馈

认识反馈电路的第二步，就是准确判断它的反馈极性：正反馈还是负反馈。前面我们已经初步得到了一些定性的结论：正反馈的效果是推波助澜，核心词是“越来越”；负反馈的作用和核心词都是“稳定”。

在一个原本开环的电路中，引入负反馈和引入正反馈，效果截然不同：负反馈能够实现更加稳定的放大，使得放大器具有更加优越的性能，广泛应用于放大器；而正反馈一般用于产生自激振荡，广泛应用于信号发生电路中。

在电路中，利用环路极性法，可以准确判断反馈的极性。

环路极性法的步骤为：

- 1) 找到反馈环路。
- 2) 在反馈环路中任意确定一个节点 A——通常是输出节点。
- 3) 在节点 A 处假设存在一个正的变化量，用⊕表示。
- 4) 沿着反馈环路，让这个变化量依次行进，每过一个关键节点，对变化量方向进行判断并标注，用⊕表示正变化量，用⊖表示负变化量，用⊙表示没有变化量。
- 5) 等这个行进过程再次回到 A 点时，如果变化量仍是⊕，则表明反馈的作用是赞成初始的变化，起到了推波助澜的作用，属于正反馈。如果变化量为⊖，则表明反馈的作用是反对初始的变化，起到了唱反调的作用，属于负反馈。如果变化量为⊙，则表明反馈环路被打断，不存在反馈。

极性传递的典型情况

图 Section33-3 给出了一些常见的极性传递情况，用于上述第 4 步中变化量行进之中。运放和晶体管可以同相传递，也可以反相传递，而常见的电阻、电容、二极管等无源元件，一般只能实现同相传递——当然，你不能死记硬背，得看具体电路。在晶体管中，注意：共

射极电路的输入是基极，输出是集电极，两者反相；共集电极电路的输入是基极，输出是发射极，两者是同相的；共基极电路的输入是发射极，输出是集电极，两者是同相的。

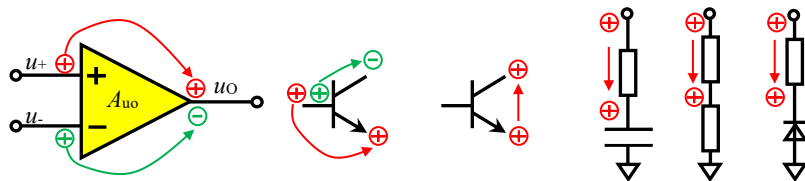


图 Section33-3 一些常见的极性传递情况

以下实例电路中都包含反馈。我们不要求大家对电路的功能全面了解，只希望能够在复杂电路中找到反馈环路，判断出反馈极性。

实例 1

图 Section33-4 是一个光电感应放大器，图中的二极管是光电二极管，当光线照射强度发生变化时，流过它的电流和它的两端电压降都会发生变化。这就导致场效应管门极电压发生变化（此谓待测信号）。场效应管组成了一个高输入电阻的共漏极放大电路：门极入、源极出，电压增益接近于 1。源极输出电压输入到运放 LT6200 的反相输入端（即 u_- 端），引起运放输出电压变化。这就是无反馈的信号流向图。

图中的 R_F 、 C_F 组成反馈支路，将输出信号回送到了晶体管的门极，然后兜圈子，就形成了如图所示的反馈环路。判断反馈极性方法为：在 LT6200 输出端设定一个变化量 \oplus ，信号行进到场效应管门极时，仍为 \oplus （该点电位类似于两个电阻分压，源头增大，则分压点也

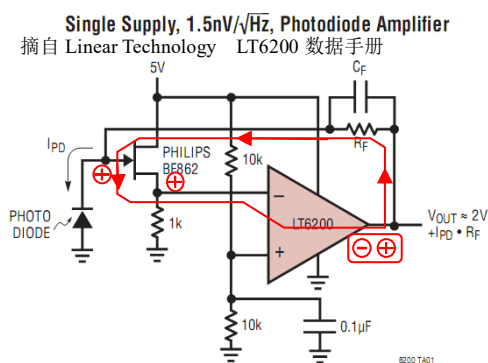


图 Section33-4

摘自 Linear Technology 电路图集 高 DC 准确度的复合放大器

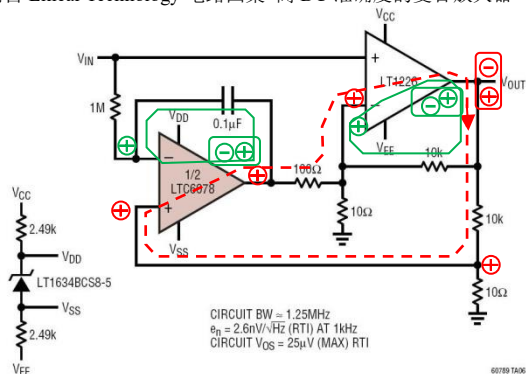


图 Section33-5

增大)。由于共漏极放大器是同相放大, 因此门极增大, 则源极也增大, 为 \oplus , 运放负输入端为 \oplus , 输出则为 \ominus 。这样信号又回到了输出端, 两个变化方向刚好相反, 这属于负反馈。

图中使用一个方框将初始的设定变化方向和兜一圈后的变化方向框在一起,方便最后的判断。本 Section 内都是如此。

实例 2

图 Section33-5 是一个复合放大器（由多个放大器取长补短实现的放大器），主放大器为 LT1226，而 LTC6078 为补偿输出失调电压的。整个放大器具有一个输入 V_{IN} ，一个输出 V_{OUT} 。电路中具有三个反馈环路，两个小环路，用细实环路表示，一个大环路，用粗虚环路表示。小环路的分析相对简单，它们都是负反馈，分析过程已经标注在图中。

对于大环路, 它的输出即运放 LT1226 的输出端, 假设为 \oplus , 那么 10Ω 头顶一定也是 \oplus , 它连接到运放 LTC6078 的正输入端, 导致 LTC6078 的输出端为 \oplus , 通过电阻网络, 到达运放 LT1226 的负输入端为 \oplus , 根据图 Section33-3 列出的传递规则, LT1226 的输出端一定为

⊖。这样，环路中初始位置定义为⊕，转了一圈后回来，变成了⊖，则属于负反馈。

实例 3

图 Section33-6 也是一个复合放大器(Composite Amplifier)，主放大器为 AD8603，它有非常好的输入特性指标，但是它的带宽不够。AD8541 是一个高频放大器，它自己组成的小环路属于负反馈，使其实现了 100 倍放大，这对 AD8603 的单位增益带宽有了很大的拓展。而 AD8603 的反馈环路是一个大环，也是负反馈。

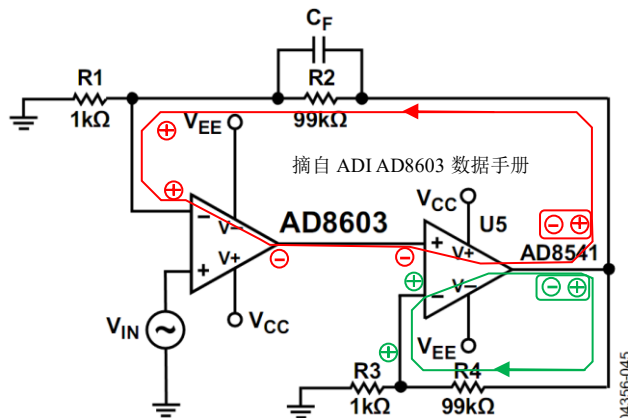


Figure 45. High Gain Composite Amplifier

图 Section33-6

实例 4

图 Section33-7 是一个压流转换电路，输入为电压 V_{IN} ，输出为 I_{OUT} ，为吐出电流(英文标注为 source，其含义是提供给负载的电流方向是从电流输出端向外流)。注意反馈环路并不包括输出电流，输出端是一个 P 沟道的 MOSFET，漏极为输出电流，与源极电流相等，而源极电流在反馈环内，反馈环控制的是源极电流，进而 1:1 映射到漏极电流。当源极电流减小，引起源极电位上升，此点可以设为初始变化量，假设为⊕，通过 $1k\Omega$ 电阻回送到 LT1492 的负输入端，为⊕，导致 LT1492 输出电压为⊖，通过 100Ω 电阻到达门极，为⊖，注意此处的 MOSFET 为一个源极跟随器，输入为门极，输出为源极，属于同相放大器，则 MOSFET 的源极为⊖。结果表明，此电路为负反馈。

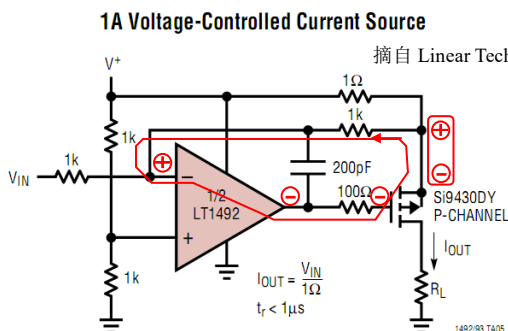


图 Section33-7

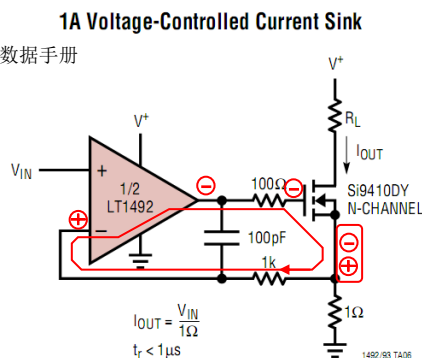


图 Section33-8

实例 5

图 Section33-8 也是一个压流转换电路，输入为电压 V_{IN} ，输出为 I_{OUT} ，为吸纳电流(英

文为 sink，下水槽的意思，含义是提供给负载的电流方向为从电流输出端向里流)。与前一个电路相似，其输出电流 I_D 也不在反馈环内， I_D 的映射源 I_S 在反馈环内。当 I_S 增大，导致 1Ω 电阻顶端电位（即晶体管源极电位）上升，使得 LT1492 的负输入端电位上升，则 LT1492 输出端电位下降，由于晶体管处于源极跟随器状态，则源极电位也下降，构成负反馈。

实例 6

图 Section33-9 是一个正弦波发生电路，用于产生一个 1kHz 的正弦波，图中所说的 Ultrapure(超级纯净)是指输出正弦波的全谐波失真度很小，即输出只包含纯净的 1kHz 正弦波，而不存在或存在很少的其它谐波分量。包含两个反馈环：虚线的反馈环是一个负反馈，实现了一个同相放大功能，其电压放大倍数为 $1+430\Omega/\text{灯丝电阻}$ 。而实线反馈环属于正反馈。

电路中 LAMP 是一个灯丝，具有电阻值，且有正温度系数：温度越高，电阻越大。这个灯丝的作用是稳定输出正弦波幅度：当幅度越大，则灯丝温度越高，其等效电阻越大，导致电压放大倍数减小，输出幅度下降。这个过程也属于负反馈。

此电路中具有关键的正反馈环节，以及必要的选频网络，可以实现自激振荡，进而发生出纯净的正弦波。正反馈，多用于电路自激振荡产生正弦波。

摘自 Linear Technology LT1007/1037 数据手册

Ultrapure 1kHz Sine Wave Generator

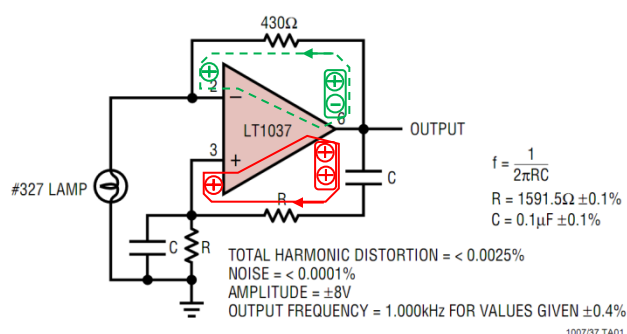


图 Section33-9

Section34. 负反馈放大电路的方框图分析法

负反馈放大电路的方框图

对反馈电路来说，负反馈可以帮助我们改善放大电路性能。为清晰表述这种改善，引入方框图分析法。典型的负反馈方框图如图 Section34-1 所示。

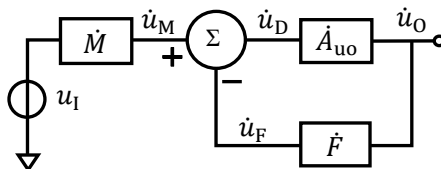


图 Section34-1 方框图

图中， \dot{A}_{uo} 是一个放大器，其电压放大倍数为 \dot{A}_{uo} 倍，也称为开环电压放大倍数。它是一个矢量表达式，含幅度增益和相移。

$$\dot{u}_O = \dot{u}_D \times \dot{A}_{uo} \quad (\text{Section34-1})$$

\dot{F} 为反馈系数，是一个矢量，是指输出信号的多少倍，回送到了放大器的输入端。所谓的矢量，可以理解为 \dot{F} 表达式中包含频率量，其幅度增益和相移是随频率变化的。多数情况下，反馈系数由纯粹的电阻分压组成，不随频率变化，比如在图 Section32-2 中， \dot{F} 为一个实数，为 1/50。但是在通用式中，我们还是使用 \dot{F} 来表达。

$$\dot{u}_F = \dot{u}_O \times \dot{F} \quad (\text{Section34-2})$$

\dot{M} 为衰减系数，是一个矢量，是指输入信号的多少倍，进入放大器的输入端。

$$\dot{u}_M = u_1 \times \dot{M} \quad (\text{Section34-3})$$

其中， u_1 不用矢量表达的原因是，所有的相位、幅度增益都以 u_1 为基准，它是自变量，不随频率变化。

Σ 是一个减法器（是含相反极性的加法器），有：

$$\dot{u}_D = \dot{u}_M - \dot{u}_F \quad (\text{Section34-4})$$

据上述 4 个表达式，可以列出如下方程：

$$(u_1 \times \dot{M} - \dot{u}_O \times \dot{F}) \dot{A}_{uo} = \dot{u}_O$$

解方程可得闭环电压放大倍数（是指由开环放大器组成的负反馈放大电路的电压放大倍数）为：

$$\dot{A}_{uf} = \frac{\dot{u}_O}{u_1} = \frac{\dot{M} \times \dot{A}_{uo}}{1 + \dot{F} \times \dot{A}_{uo}} \quad (\text{Section34-5})$$

表达式分母中是实数 1 和复数 $\dot{F} \times \dot{A}_{uo}$ 相加，定义 $\dot{F} \times \dot{A}_{uo}$ 为环路增益，当环路增益的模很大时，加 1 与不加 1 区别很小，因此可以将 1 忽略掉，得到下式：

$$\dot{A}_{uf} = \frac{\dot{u}_O}{u_1} \approx \frac{\dot{M}}{\dot{F}} \quad (\text{Section34-6})$$

这个表达式的含义是，当开环放大器的增益和反馈系数的乘积（即环路增益）足够大（远大于 1）时，也称此时为深度负反馈状态，闭环放大电路的电压放大倍数约为衰减系数和反

馈系数的比值，而与开环放大倍数 \dot{A}_{uo} 无关。

这太妙了，换句话说，你只要有一个开环增益很大的放大器，不管它具体是多大，只要选择合适的外部电路，实现指定的衰减系数、反馈系数，就可以确定闭环放大电路的增益。

这个公式对设计者来说是一个喜讯：他再也不需要计算静态工作点，估算 r_{be} ，测量 β ，以及复杂的计算公式，只要确定外部的几个电阻就可以确定放大倍数，太简单了。

这个公式对运算放大器生产厂家，也是一个大喜讯：他们生产的运放，只要开环增益非常大就可以了，而不需要理睬具体是 10 万倍，还是 15 万倍。此时，成品率会大幅度上升。

M和F的求解方法

在方框图法中，存在两个激励：输入激励为信号源，返回激励为电路输出端。

根据 \dot{M} 的定义，求解电路中 \dot{M} 的方法为：

将输出激励强制设为 0，求解运放正输入端电压，用输入激励表达：

$$\dot{u}_+|_{x_o=0} = \dot{g}_1(x_1)$$

将输出激励强制设为 0，求解运放负输入端电压，用输入激励表达：

$$\dot{u}_-|_{x_o=0} = \dot{g}_2(x_1)$$

则有：

$$\dot{M} = \frac{\dot{u}_+|_{x_o=0} - \dot{u}_-|_{x_o=0}}{x_1} = \frac{\dot{g}_1(x_1) - \dot{g}_2(x_1)}{x_1}$$

(Section34-7)

它的含义是，在不考虑输出回送的情况下，单纯的输入信号，有多少加载到了运放的输入端上——运放的正输入减去负输入。

根据 \dot{F} 的定义，求解电路中 \dot{F} 的方法为：

将输入激励设为 0，求解运放正输入端电压，用输出激励表达：

$$\dot{u}_+|_{x_1=0} = \dot{g}_3(x_o)$$

将输入激励设为 0，求解运放负输入端电压，用输出激励表达：

$$\dot{u}_-|_{x_1=0} = \dot{g}_4(x_o)$$

则有：

$$\dot{F} = \frac{\dot{u}_-|_{x_1=0} - \dot{u}_+|_{x_1=0}}{x_o} = \frac{\dot{g}_4(x_o) - \dot{g}_3(x_o)}{x_o}$$

(Section34-8)

它的含义是，在不考虑输入的情况下，单纯的输出信号，有多少加载到了运放的反相输入上——运放的负输入减去正输入。

对于电压输入， x_1 用 u_1 表示，对于电流输入， x_1 用 i_1 表示。对于电压输出， x_o 用 u_o 表示，对于电流输出， x_o 用 i_o 表示。

Section35. 利用方框图法求解电路

图 Section31-1 电路中，可以得到：

$$\dot{M} = 1$$

$$\dot{F} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{1}{50}$$

代入式(Section34-6)得：

$$\dot{A}_{uf} \approx \frac{\dot{M}}{\dot{F}} = 50$$

如果已知理想运放具有确定的开环增益，且不随频率变化，那么其开环增益 A_{uo} 越大，实际的 A_{uf} 越接近 50。比如， $A_{uo} = 10000$ ，则利用式(Section34-5)，得

$$\dot{A}_{uf} = \frac{\dot{M} \times \dot{A}_{uo}}{1 + \dot{F} \times \dot{A}_{uo}} = \frac{1 \times 10000}{1 + \frac{1}{50} \times 10000} = 49.75$$

不同的 A_{uo} ，得到不同的 A_{uf} ，如下表所示。

A_{uo}	100	1000	10000	100000	1000000	10000000
A_{uf}	33.33333333	47.61904762	49.75124378	49.97501249	49.99750012	49.99975

可以看出，随着开环增益的增加，实际闭环增益逐渐逼近 50。

电路中，如果 R_1 开路， R_2 短路，就演变成了一种特殊电路，称为跟随器。其 $M=1$ ， $F=1$ ，闭环电压增益近似为 1。

图 Section31-2 电路中，反馈系数为：

$$\dot{F} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{1}{11}$$

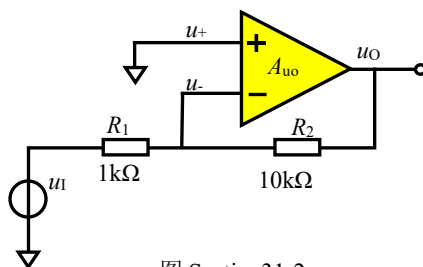


图 Section31-2

由于方框图中，输入信号以正信号进入减法器，而此图中，输入信号经两个电阻分压后进入了放大器的负输入端，可知 \dot{M} 为负值：

$$\dot{M} = -\frac{R_2}{R_1 + R_2} = -\frac{10}{11}$$

代入式(Section34-6)得：

$$\dot{A}_{uf} \approx \frac{\dot{M}}{\dot{F}} = \frac{-\frac{10}{11}}{\frac{1}{11}} = -10$$

此乃粗略计算，如果需要精细计算，在已知 A_{uo} 情况下，也可获得与前述表格类似的结果。

Section36. 负反馈对放大电路性能的影响

开环放大器具有极高的开环电压增益，而闭环放大电路的增益会小得多，这是负反馈引入带来的“弊端”，但负反馈的引入，对放大电路的其它性能影响巨大，比如提高了增益稳定性，拓展了放大器带宽，降低了失真度等等。

利用方框图法，可以分析负反馈对放大电路的性能影响。

对增益稳定性的影响

从 Section35 表格中可以看出，当开环放大器的开环增益发生一定数量的改变，比如从 10,000 变到 100,000，含负反馈的闭环放大器之闭环增益只会出现很小的变化，从 49.751 变到了 49.975。这就是负反馈对增益稳定性的影响——负反馈大幅度提高了增益稳定性。

一般用增益变化量除以增益，即增益的相对变化量来表示增益的稳定性。为方便进行数值分析，将式(Section34-5)中的矢量用标量代替：

$$\dot{A}_{uf} = \frac{\dot{u}_O}{u_i} = \frac{\dot{M} \times \dot{A}_{uo}}{1 + \dot{F} \times \dot{A}_{uo}}$$

设 $x = A_{uo}$ 为自变量， $y = A_{uf}$ 为因变量， $M = \dot{M}$ ， $F = \dot{F}$ 均为常数。则有：

$$y = \frac{Mx}{1 + Fx}$$

对两边同时取微分，得

$$dy = \frac{Mdx(1 + Fx) - MxFdx}{(1 + Fx)^2} = \frac{Mdx}{(1 + Fx)^2}$$

两边同时除以 y ，得

$$\frac{dy}{y} = \frac{Mdx}{(1 + Fx)^2} \times \frac{1 + Fx}{Mx} = \frac{1}{1 + Fx} \times \frac{dx}{x}$$

即

$$\frac{dA_{uf}}{A_{uf}} = \frac{1}{1 + FA_{uo}} \times \frac{dA_{uo}}{A_{uo}}$$

(Section36-1)

此式说明，闭环增益的相对变化量，是开环增益相对变化量的 $1/(1 + FA_{uo})$ 倍。换句话说，开环增益发生了很大变化，闭环增益只发生很小的变化。因此，负反馈提高了增益稳定性。

举例 1：

一个开环增益 A_{uo} 为 100,000 的放大器，组成了 $M=1$ ， $F=0.1$ 的负反馈放大电路，电路结构如图 Section31-1 所示。

1) 求此时的闭环电压增益；

2) 用一个开环电压增益为 90,000 的放大器替换原电路中的放大器，求此时的闭环电压增益，同时验证式(Section36-1)的正确性。

解：

1) 根据式(Section34-5)，得：

$$A_{uf1} = \frac{M \times A_{uo1}}{1 + F \times A_{uo1}} = \frac{100000}{1 + 0.1 \times 100000} = 9.999000$$

2) 根据式(Section34-5)，得：

$$A_{uf2} = \frac{M \times A_{uo2}}{1 + F \times A_{uo2}} = \frac{90000}{1 + 0.1 \times 90000} = 9.998889$$

利用式(Section36-1), 得

$$\begin{aligned} \frac{dA_{uf}}{A_{uf}} &\approx \frac{\Delta A_{uf}}{A_{uf}} = \frac{A_{uf2} - A_{uf1}}{A_{uf1}} = \frac{9.998889 - 9.999000}{9.999000} = -1.11 \times 10^{-5} \\ \frac{1}{1 + F A_{uo1}} &= \frac{1}{1 + 0.1 \times 100000} = 9.999000 \times 10^{-5} \\ \frac{dA_{uo}}{A_{uo}} &\approx \frac{\Delta A_{uo}}{A_{uo}} = \frac{A_{uo2} - A_{uo1}}{A_{uo1}} = \frac{90000 - 100000}{100000} = -0.1 \\ \frac{1}{1 + F A_{uo1}} \times \frac{dA_{uo}}{A_{uo}} &\approx -0.999 \times 10^{-5} \approx -1.11 \times 10^{-5} \approx \frac{dA_{uf}}{A_{uf}} \end{aligned}$$

两者之所以存在少量差异, 是因为式(Section36-1)仅在 ΔA_{uo} 趋于 0 时才完美成立。

大幅度提高上限截止频率

假设开环放大器具有一阶上限截止频率 f_H , 则参照式(Section26-5)附近内容, 得开环增益随频率 f 变化的表达式为:

$$A_{uo} = A_{uom} \frac{1}{1 + j \frac{f}{f_H}}$$

(Section36-2)

这是标准一阶低通滤波器表达式, 含义是: 当 f 趋于 0 时, 开环增益为 A_{uom} , 称为中频开环增益, 当 $f = f_H$ 时, 开环增益的模, 变为 A_{uom} 的 0.707 倍, 且具有 -45° 的相移。

将式(Section36-2)代入式(Section34-5)中, 得:

$$\dot{A}_{uf} = \frac{\dot{M} \times A_{uom} \frac{1}{1 + j \frac{f}{f_H}}}{1 + \dot{F} \times A_{uom} \frac{1}{1 + j \frac{f}{f_H}}} = \frac{\dot{M} \times A_{uom}}{1 + \dot{F} \times A_{uom}} \times \frac{1}{1 + j \frac{f}{f_H(1 + \dot{F} \times A_{uom})}} = \dot{A}_{ufm} \times \frac{1}{1 + j \frac{f}{f_{Hf}}}$$

(Section36-3)

式中, \dot{A}_{ufm} 为中频段闭环电压增益(注意此处的中频段, 在低通滤波器中就是频率等于 0), 后一项表达式是一个标准低通表达式, 含义是闭环上限截止频率是开环上限截止频率的 $1 + \dot{F} \times A_{uom}$ 倍。

$$f_{Hf} = f_H(1 + \dot{F} \times A_{uom})$$

(Section36-4)

这说明, 引入负反馈后, 闭环电路的上限截止频率得到了很大的提高。

大幅度降低下限截止频率

假设开环放大器具有一阶下限截止频率 f_L , 则参照 Section29 内容, 得开环增益随频率 f 变化的表达式为:

$$\dot{A}_{uo} = A_{uom} \frac{1}{1 - j \frac{f_L}{f}}$$

(Section36-5)

将式(Section36-5)代入式(Section34-5)中, 得:

$$\dot{A}_{uf} = \frac{\dot{M} \times A_{uom} \frac{1}{1-j\frac{f_L}{f}}}{1 + \dot{F} \times A_{uom} \frac{1}{1-j\frac{f_L}{f}}} = \frac{\dot{M} \times A_{uom}}{1 + \dot{F} \times A_{uom}} \times \frac{1}{1-j\frac{f_L}{1 + \dot{F} \times A_{uom}}} = \dot{A}_{ufm} \times \frac{1}{1-j\frac{f_{Lf}}{f}}$$

(Section36-6)

式中, \dot{A}_{ufm} 为中频段闭环电压增益 (注意此处的中频段, 在高通滤波器中就是频率等于 ∞), 后一项表达式是一个标准高通表达式, 含义是闭环下限截止频率是开环下限截止频率的 $\frac{1}{1+\dot{F} \times A_{uom}}$ 倍。

$$f_{Lf} = \frac{f_L}{1 + \dot{F} \times A_{uom}}$$

(Section36-7)

这说明, 引入负反馈后, 闭环电路的下限截止频率变得更低, 得到了很大的拓展。

特别注意, 此结论是针对具有下限截止频率的放大电路, 对一个常见的运放来说, 它没有下限截止频率, 也就不存在本节所述的“大幅度降低下限截止频率”问题。

对输入电阻的影响

串联负反馈和并联负反馈

如果核心放大器有两个输入端和一个输出端, 且输入信号为单端输入。那么, 对负反馈电路来说, 当输入信号和反馈信号加载到相同的一个输入端, 则称这种反馈为并联负反馈。当输入信号和反馈信号分别加载到两个不同的输入端, 则称这种反馈为串联负反馈。

串联负反馈能大幅度提高输入电阻

图 Section36-1 属于串联反馈, 图中 R_o 为运放输出电阻, 一般为几十 Ω 甚至更小, 绝大多数情况下, 它远小于与它形成串联关系的 R_2 , 在分析输入电阻时, 可将其视为 0。

原放大器的输入电阻为 R_{id} , 对理想运放它是无穷大, 对实际运放可能是 $M\Omega$ 以上, 测量开环输入电阻如图 Section36-2 所示。连接成串联负反馈后, 电路的输入电阻 $R_{if} = u_i / i_i$ 会较之 R_{id} 成倍增长, 或者说, 在相同的输入电压情况下, 图 Section36-1 中 i_{if} 要远小于图 Section36-2 中的 i_{io} 。求解图 Section36-1 输入电阻过程如下:

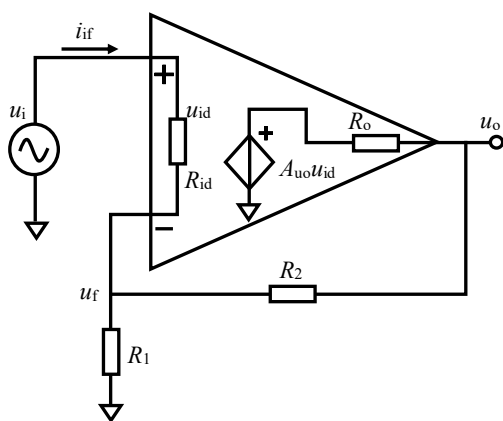


图 Section36-1

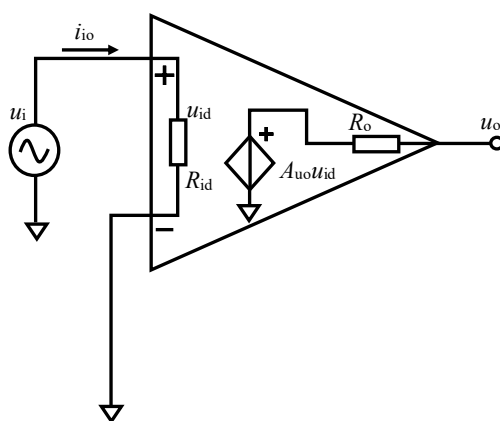


图 Section36-2

$$(u_i - u_f)A_{uo} = u_f \frac{1}{F}, \text{ 解得 } u_f = \frac{A_{uo}F}{1 + A_{uo}F} u_i$$

$$i_{if} = \frac{u_i - u_f}{R_{id}} = \frac{1}{(1 + A_{uo}F)R_{id}} u_i$$

$$R_{if} = \frac{u_i}{i_{if}} = (1 + A_{uo}F)R_{id}$$

即串联负反馈大幅度提高了输入电阻。

并联负反馈对输入电阻的改变

并联负反馈不能提高输入电阻，一般来说，反而会使输入电阻下降。

图 Section36-3 为一个并联负反馈电路。如果不求精确，利用粗略的解法可以得到输入电阻：因 u_x 点近似为 0V（虚短），则：

$$R_{if} = \frac{u_i}{i_{if}} \approx \frac{u_i}{\frac{u_i - 0V}{R_1}} = R_1$$

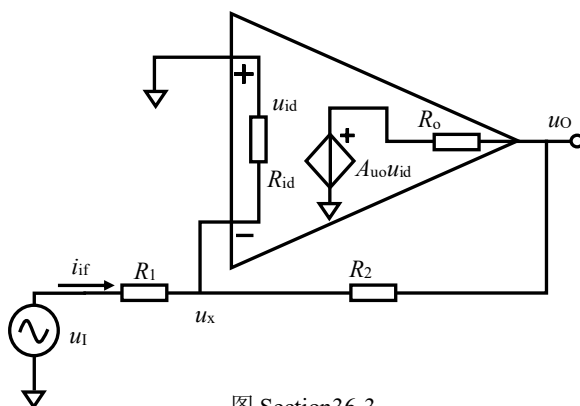


图 Section36-3

多数情况下， R_1 远小于 R_{id} ，造成输入电阻不增反降。

如果要精确求解此电路的输入电阻，请参照图 Section36-1 的求解方法。

负反馈电路中输出电阻的计算

到目前为止，我们所学过的放大器，包括运算放大器，都是压压放大器，也称电压放大器，即输入为电压信号，输出也是电压信号。理论上说，还存在如下几种放大器：

压流放大器：输入为电压，输出为电流，也称为跨导放大器，增益单位是西门子 S。

流压放大器：输入为电流，输出为电压，也称为跨阻放大器，增益单位是欧姆 Ω 。

流流放大器：输入为电流，输出为电流，也称电流放大器，无增益单位。

传统教科书在讲授反馈时，多采用上述几种放大器共存的形式。但是，遗憾的是，实际生产出的放大器，绝大多数为压压放大器。特别在以标准运放为核心放大器的电路中，多种概念的并存，很容易让学生产生困惑，难以将理论和实践紧密联系。

为此，本书不再强调多种放大器共存的分析方法，也不强调传统教科书中的经典概念：电流负反馈和电压负反馈的分类，而是就事论事，用此前学过的分析方法，求解负反馈电路中的输出电阻。

据此前学过知识，求解放大电路输出电阻的步骤如下：

- 1) 首先去掉负载电阻 R_L ，牢记：输出电阻与负载电阻无关。
- 2) 设输入激励源为 0。如果输入为单端电压信号，则将输入端短接到地。如果为差分电压信号，仅短接。如果为电流信号，则开路。
- 3) 在输出端人为加入一个电压激励 u ，计算由此产生的电流 i ，则

$$R_{of} = \frac{u}{i}$$

(Section36-8)

举例 2:

求图 Section36-3 电路的输出电阻。

解：求解输出电阻的等效电路如图 Section36-4 所示。

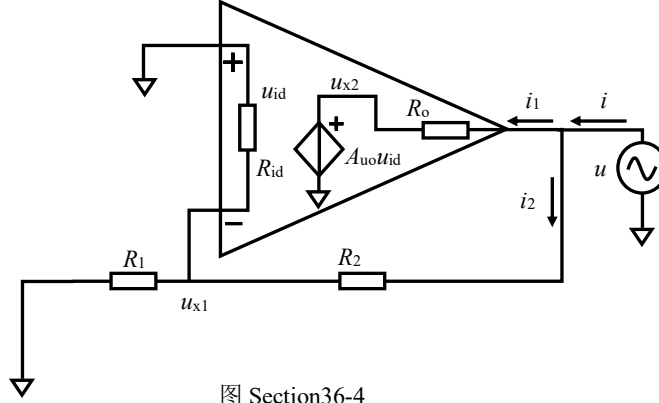


图 Section36-4

$$u_{id} = -u_{x1} = -u \times \frac{R'_1}{R_2 + R'_1} \approx -u \times \frac{R_1}{R_2 + R_1}$$

其中, $R'_1 = R_1 // R_{id} \approx R_1$ 。

$$u_{x2} = A_{uo}u_{id} \approx -A_{uo} \times u \times \frac{R_1}{R_2 + R_1}$$

$$i_1 = \frac{u - u_{x2}}{R_o} \approx u \frac{(1 + A_{uo} \frac{R_1}{R_2 + R_1})}{R_o}$$

$$i_2 = \frac{u}{R_2 + R'_1} \approx \frac{u}{R_2 + R_1}$$

利用式(Section36-8), 得:

$$R_{of} = \frac{u}{i} = \frac{u}{i_1 + i_2} = \frac{1}{\frac{(1 + A_{uo} \frac{R_1}{R_2 + R_1})}{R_o} + \frac{1}{R_2 + R_1}} = \frac{R_o}{1 + A_{uo} \frac{R_1}{R_2 + R_1}} // (R_2 + R_1)$$

可见, 含有负反馈后, 输出电阻下降为原开环输出电阻的 $\frac{1}{1 + A_{uo} \frac{R_1}{R_2 + R_1}} = \frac{1}{1 + A_{uo} F}$ 倍。

举例 3:

求图 Section36-5 电路的输出电阻。

解：该电路是一个压流转换电路, 输入为电压 u_i , 输出为负载上的电流 i_o , 理论上说这是一个能够稳定输出电流的电路, 应具有较大的输出电阻。

按照前述求解输出电阻的方法, 电路如图 Section36-6 所示。列出方程如下:

$$u = u_+ - u_- = i(R_1 // R_{id}) - (A_{uo}(-i(R_1 // R_{id})) - iR_o) = i(R_1 // R_{id})(1 + A_{uo}) + iR_o$$

$$R_{of} = \frac{u}{i} = (R_1 // R_{id})(1 + A_{uo}) + R_o$$

可知，输出电阻变得很大。这印证了该电路的特性，输出为电流源，具有很大的输出电阻。

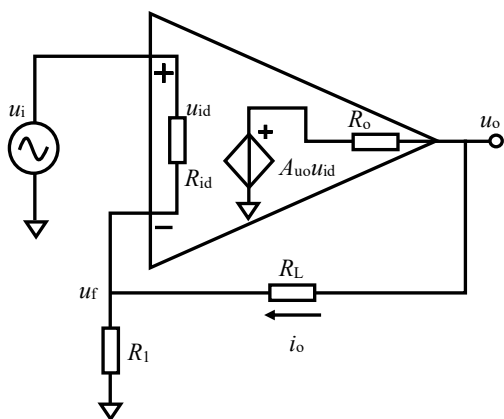


图 Section36-5

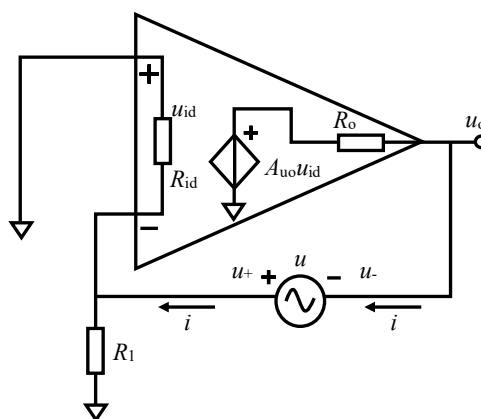


图 Section36-6

其它影响

降低环内非线性对闭环失真度的影响

负反馈还可以降低环内非线性对电路失真度的影响：晶体管放大电路具有明显的非线性——至少在输入级就存在一个指数方程（场效应管是平方项），由此构成的多级放大电路，如果开环使用，一定会存在明显的失真：输入是正弦波，而输出早已不是正弦波。但是，如果将开环的多级晶体管放大电路，引入负反馈，则环内的非线性将被大幅度抑制，导致闭环放大倍数是线性的，失真很小。

失真理论非常深，本书不做细致介绍。

降低环内噪声对电路噪声的影响

本书不做细致介绍。

非线性失真的衡量方法——全谐波失真度

给一个放大电路输入端加载纯净正弦波，对输出波形进行傅立叶分析，会得到不同频率信号的有效值。输出中的基波有效值为 U_1 ，二次谐波有效值为 U_2 ，……， n 次谐波有效值为 U_n ，则定义全谐波失真度（Total Harmonic Distortion: THD）为：

$$\text{THD} = \frac{U_H}{U_1} \times 100\% = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + \dots + U_n^2}}{U_1} \times 100\% \quad (\text{Section36-11})$$

失真度一般用%表示，比如一个信号源可以发出高质量的正弦波，可以在产品说明书中指出 $\text{THD}=0.01\%$ 。失真度也可用 dB 表示：

$$\text{THD} = 20\log(\text{THD}) \text{ (dB)}$$

比如，具有 $\text{THD}=0.01\%$ 的正弦波，其失真度为 -80dB。

(1+AF)，负反馈带来的贡献

总结前述内容，可以发现，原先的开环电路性能，会随着负反馈的引入而发生明显改变：只要是变大的，都会乘以(1+AF)倍，比如串联负反馈的输入电阻、上限截止频率等，只要是变小的，都会除以(1+AF)倍，比如输出电阻、下限截止频率、增益稳定性、失真度等。

因此，为了更好地发挥负反馈的作用，保持 AF 较大，是一个明智的选择。

Section37. 反馈的类型判断

反馈的类型判断，包括正负、交流直流、串联并联、电压电流等。本节将其归纳，利于读者练习。

正反馈和负反馈的判断

本书 Section33 中，已经对此有深度讲述。利用环路极性法判断，不赘述。

交流反馈和直流反馈的判断

交流反馈

在反馈环路中，较低频率信号或者直流信号被阻断，而较高频率信号能够在环路中畅通的，称为交流反馈。

形成交流反馈的方法很简单，就是用电容串联于反馈环路中，起到隔直通交的作用。

直流反馈

在反馈环路中，较高频率信号被旁路，而较低频率信号或者直流信号能够在环路中畅通的，称为直流反馈。

形成直流反馈的方法是，在环路中，引入阻容电路形成的低通电路，通过电容对地，将高频信号对地“旁路”。

所谓的旁路，英文为 **bypass**，在此处的含义是，在原来的唯一通路上，新修一条更有吸引力的道路，将车流导走。比如，一根水管从水塔接到你家，专供你家用。这时，有人从中间开了个口子，将水引到他家，你家就没有水了。此人开口子的动作，就被称为“旁路”。在电学中，实现高频信号旁路最简单的方法，就是用电容对地连接。

交直流反馈（全反馈）

反馈环路中无论高频还是低频，都能顺利通过的，称为交直流反馈，或者全反馈。

判断举例

图 Section37-1 中，电阻 R_F 将输出电压引回到输入端——晶体管的基极，起到了形成反馈环路的作用。在这个反馈中，无论低频还是高频，都在环路中畅通无阻，因此它属于全反馈。

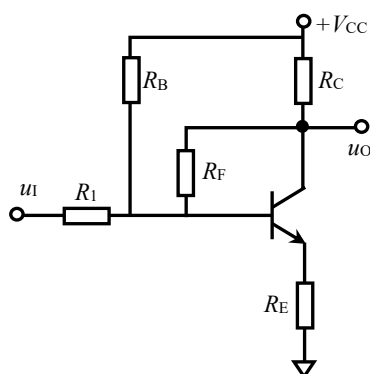


图 Section37-1 R_F 环路全反馈

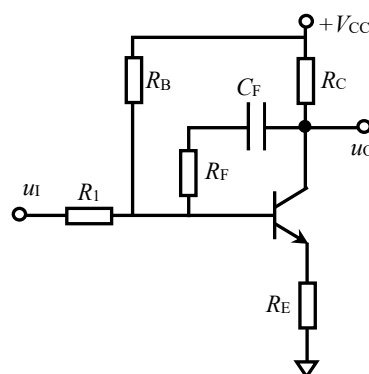


图 Section37-2 R_F 环路交流反馈

图 Section37-2 中，将电容 C_F 串联于反馈环路中，就导致直流信号无法回送到输入端，而高频信号能够顺利通过，这就是交流反馈。

图 Section37-3 中，电阻 R_{F2} 和电容 C_{BP} 形成了一个低通滤波电路，将高频信号在此旁路，因此只有直流或者低频信号能够通过 R_{F1} 回送到输入端，此为直流反馈。

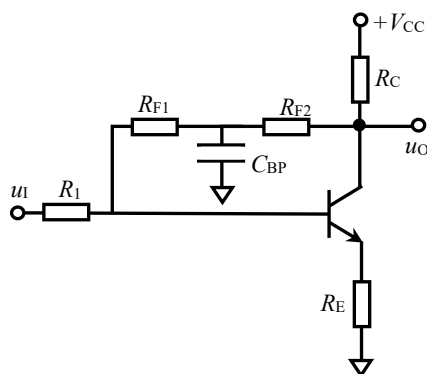


图 Section37-3 R_F 环路直流反馈

串联负反馈和并联负反馈的判断

这个分类，描述了输入信号和反馈信号，是如何在输入端形成净输入信号的。

一个开环放大器有两个输入端 A 和 B。当输入信号加载到 A 输入端，而反馈信号加载到 B 输入端，那么这样的反馈就叫串联负反馈。反之，反馈信号与输入信号加载在同一个输入端，则叫并联负反馈。如图 Section37-4，5 所示。

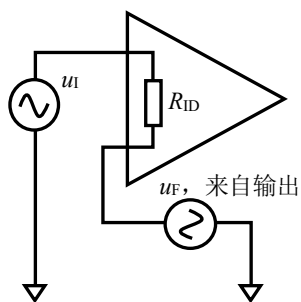


图 Section37-4 串联负反馈

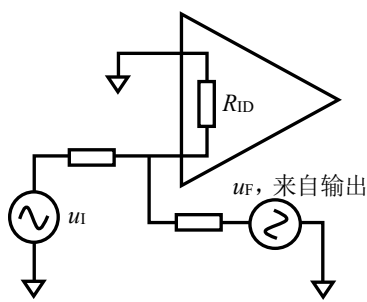


图 Section37-5 并联负反馈

电压负反馈和电流负反馈的判断

定义

所谓的电压负反馈，是指反馈信号来自于输出电压信号。所谓的电流负反馈，是指反馈信号来自于输出电流信号。

通常来说，输出总是加载到一个负载电阻 R_L 上，此时，负载电阻两端的电压即为输出电压，流过负载电阻的电流则是输出电流。

电压负反馈，稳定输出电压，而电流负反馈则稳定输出电流。

判断方法

将负载开路，意味着输出电流被强制为 0，如果反馈信号消失了，则一定是电流负反馈。如果反馈信号仍然存在，则一定是电压负反馈。

将负载两端短路，意味着输出电压被强制为 0，如果反馈信号消失了，则一定是电压负反馈。如果反馈信号依然存在，则一定是电流负反馈。

两种判断方法异曲同工，任选一种即可。

举例 1:

电路如图 Section37-6 所示，其中运放是理想的，晶体管处于放大状态。

1) 图中四个开关，哪些开关能够决定电路的反馈极性？为使电路组成负反馈，请将需要确定的开关置于合适位置。

2) 如果要想实现串联负反馈，请将开关置于合适的位置，在此情况下，VF1 点为输入，VF2 点为输出，电路增益是多少？

3) 要实现并联负反馈，请将开关置于合适的位置，求解电路增益。

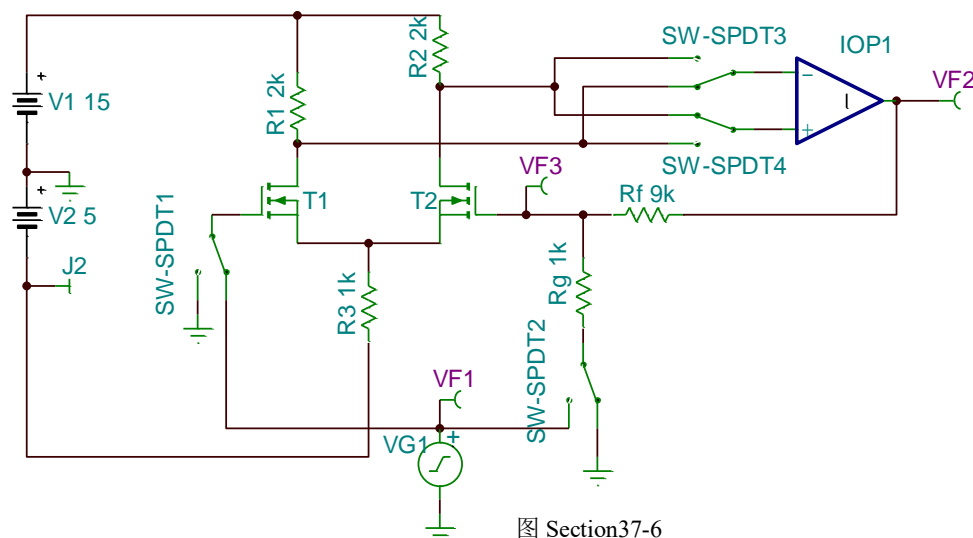


图 Section37-6

解：在答题之前，先对电路进行初步的观察，有助于答题。观察后，可以得到以下结论：

第一，T1 和 T2 组成的，是双输入、双输出的差动放大电路。题目已经说了，晶体管处于放大状态，就不用细致分析它们的静态工作点了。

第二，整个放大分为两个串联环节：场效应管组成的双输入、双输出差动放大，以及运放组成的双输入、单输出高增益放大。因此，可以将整个放大环节视为一个“大运放”：VF2 为输出，T1、T2 的门极为两个输入端。下面开始答题：

1) 反馈环路如图 Section37-6a 箭头线标注，从 VF2 设置成⊕开始，VF3 是 VF2 的一个

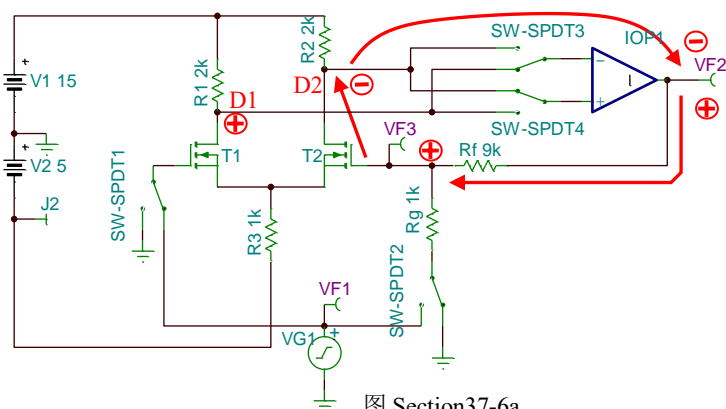


图 Section37-6a

分压，因此也是⊕，根据差动放大电路原理，D2 为⊖，D1 为⊕，任选其中一路做判断——结果都是一样的——图中选 D2。从 D2 到 VF2，必须保证 VF2 为⊖才属于负反馈。当开关 SW 置于图中状态，即 SW3 下，SW4 上，则 D2⊖到达运放正输入端，则 VF2 为⊖。

2) 在 SW3 和 SW4 确定为图中状态, 此时选择 SW2 和 SW1 将决定输入信号的接入位置。或者说, 当 SW3 和 SW4 确定后, T1 的门极一定是大运放的正输入端, 而反馈电阻显然是接入了 T2 的门极, 也就是大运放的负输入端, 这是合理的。那么, 在此情况下, 将输入信号接入与反馈信号不同的输入端, 属于串联负反馈, 即将输入信号接入大运放的正输入端, 属于串联负反馈。所以, 图 Section37-6a 中 SW1/SW2 均置右侧, 为串联负反馈。

此时的增益为:

$$A_{uf} = 1 + \frac{R_f}{R_g} = 10$$

3) 要实现并联负反馈, 只需要将输入信号接入大运放的负输入端, 即 T2 门极即可。即, SW1 和 SW2 均置左。此时增益为:

$$A_{uf} = -\frac{R_f}{R_g} = -9$$

学习任务和思考题:

1) 用方框图法求解图 Section37-7 所示三个电路的输入输出关系。

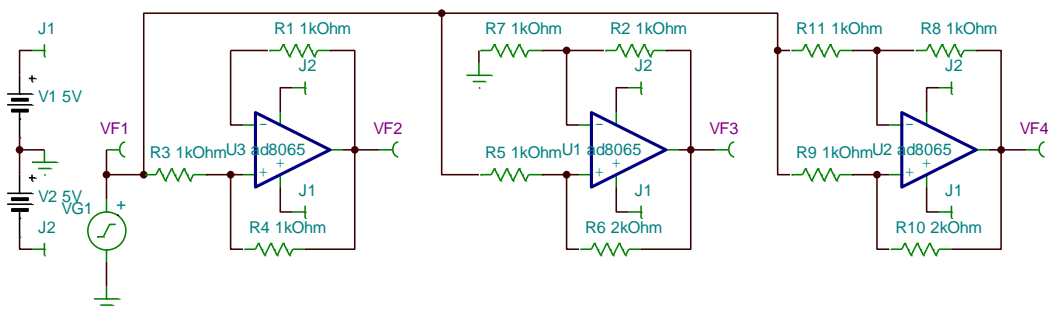


图 Section37-7

2) 判断图 Section37-8 中 2 个电路的反馈类型, 包括正负、串并、流压。

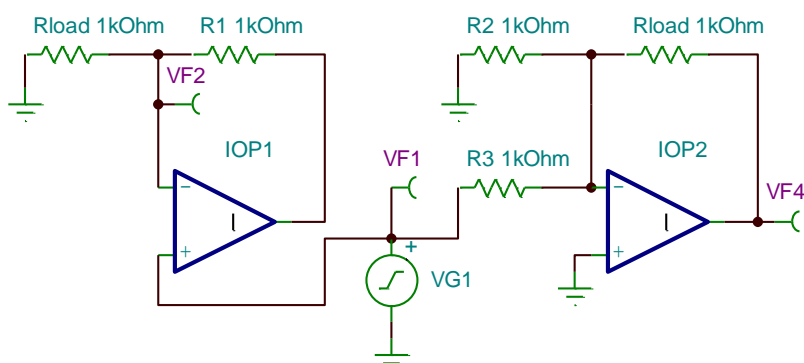


图 Section37-8

3) 判断图 Section37-9 中 2 个电路的反馈类型, 包括正负、串并、流压。

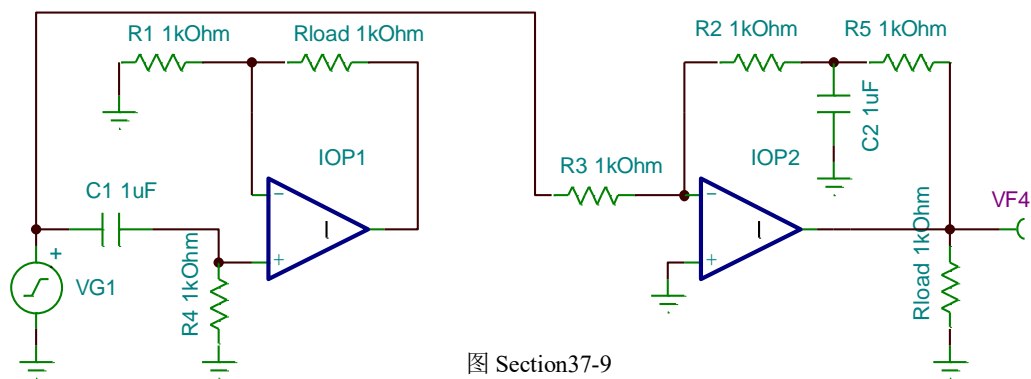
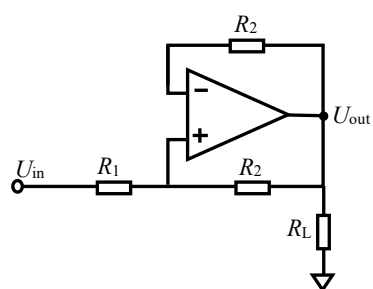


图 Section37-9

4) 判断图 Section37-10 中 2 个电路的反馈类型，求解输入输出表达式。



Single Supply, 1.5nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$, Photodiode Amplifier

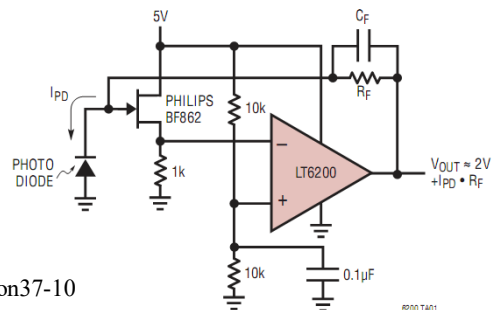


图 Section37-10

5) 判断图 Section37-11 中 2 个电路的反馈类型。

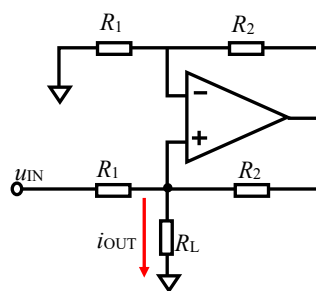
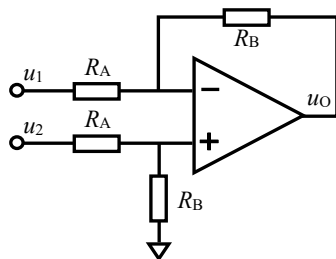


图 Section37-11

2.3. 负反馈放大电路的分析方法

为保证放大电路性能，绝大多数放大电路都采用了负反馈结构。学会负反馈放大电路的分析方法，极为重要。

对负反馈放大电路的分析，常见的方法有：方框图法、虚短虚断法、大运放法，以及环路方程法。其中，方框图法已在前述内容中介绍，本节介绍后三种方法。

熟练掌握这些方法，对学好、用好模拟电子技术，相当重要。

Section38. 虚短的来源

一个运放在深度负反馈，且输出没有饱和的情况下，其两个输入端是虚短的：即两个输入端之间存在的电位差非常小，接近于 0V。为什么会出现这种现象呢？本节从微观变化过程，解释虚短的来源。

我们必须明确，运放是一个很简单的“动物”，它并不知道虚短、虚断为何物。它只是遵循如下行为规则：

1) 当输入端发生变化后，运放需要等待一定时间才能对输出实施改变，即其输出动作会滞后于输入一定的时间，此被称为延迟时间，本节中以 $1\mu\text{s}$ 为例。对高速运放，此值可以小至 ns 数量级。

2) 它将两个输入端电位实施减法，得到 $u_{id}=u_+-u_-$ ，在内部实施乘法运算，得到期望输出值 $u_{id}A_{uo}$ 。

3) 只要当前输出值不是 $u_{id}A_{uo}$ ，运放的输出端就会以压摆率向着目标 $u_{id}A_{uo}$ 前进。所谓的压摆率，是指某个运放的输出端所能够达到的最大变化速率，用 SR 表示，以 $\text{V}/\mu\text{s}$ 为单位。普通运放 SR 约为 $0.1\text{V}/\mu\text{s}$ ~几十 $\text{V}/\mu\text{s}$ ，高速运放可达 $10000\text{V}/\mu\text{s}$ 。本节以 $1\text{V}/\mu\text{s}$ 为例。

4) 如果运放的输出端电压已经达到其最大输出电压（一般为电源电压，或者比电源电压低一些），且期望输出值仍在前方，运放就会以“倾我所能，达不到不怪我”的状态，停留在最大输出电压处。

5) 直到当前输出值是 $u_{id}A_{uo}$ ，运放的输出端就稳定不变了。

在熟悉了运放的上述秉性后，我们看图 Section38-1 电路是如何实现虚短的。

图 Section38-1 电路是一个 2 倍同相比例器，当输入为一个 2V 阶跃信号时，理论上，按照虚短虚断规则，它的输出应为 4V。它是怎么工作的，能保证输出是 4V 呢？

假设运放的开环电压增益 A_{uo} 为 100000，延迟时间为 $1\mu\text{s}$ ，压摆率 $\text{SR}=1\text{V}/\mu\text{s}$ ，运放供电电压为 $\pm 5\text{V}$ ，其最大输出电压为 $\pm 4.5\text{V}$ 。

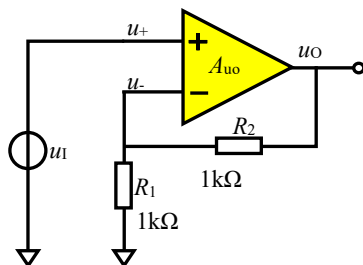


图 Section38-1

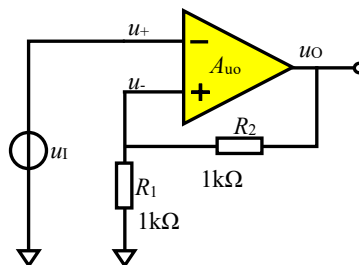


图 Section38-2

图 Section38-3 给出了电路中各关键信号的微观变化过程。图中，输入信号从 $1\mu\text{s}$ 处，由 0V 变为 2V，形成阶跃输入 u_i 。在 $1\mu\text{s}$ ~ $2\mu\text{s}$ 之间，运放的输出端电压 u_o 没有任何变化，

这源自运放的 $1\mu\text{s}$ 延迟时间。

在 $2\mu\text{s}$ 处，运放开始工作，它检测到 u_+ 为 2V ， u_- 为 0V ，形成 $u_{id}=u_+-u_-=2\text{V}$ ，内部实施乘法运算后，期望输出为 200000V ，此时输出为 0V ，因此，输出端将以压摆率向着 200000V 进发。

在 $2\mu\text{s}$ 后， u_O 在线性爬升，这导致 u_- 以 0.5 倍比例也在爬升($u_-=0.5u_O$)，也就导致 u_{id} 在下降，运放的期望输出也在下降。但是在一个漫长的阶段 ($2\mu\text{s}\sim 5.9\mu\text{s}$)，运放的期望输出一直很大，远远大于 5V ，而运放的输出电压还未达到 4V ，因此，运放的输出 u_O 将仍旧爬升。

此时我们发现，运放的 u_+ 始终为 2V ，而 u_- 正在悄悄地靠近 2V ， u_{id} 在悄悄接近于 0 ，且始终大于 0 ，期望输出也在悄悄靠近 4V ，但是仍大于 4V 。或者说，运放的输出在向上走，运放的期望输出在向下走，两者越来越靠近，运放的任务眼瞅着就要完成了。

在非常接近于 $6\mu\text{s}$ 的时刻，一个关键事件发生了，此时，运放的输出刚好等于运放的期望输出，有：

$$(u_+ - u_-) \times A_{uo} = u_O$$

即：

$$(2\text{V} - 0.5u_O) \times 100000 = u_O$$

也即 $u_O = \frac{200000}{50001} = 3.9999200016\text{V}$ 处，有：

$$u_- = 0.5u_O = 1.9999600008\text{V}$$

$$u_{id} = u_+ - u_- = 3.9999200016 \times 10^{-5}$$

$$u_O = u_{id} \times A_{uo} = 3.9999200016 \times 10^{-5} \times 100000 = 3.9999200016\text{V}$$

此时，运放发现自己的输出刚好达到了期望输出，它就不再运动了，稳在那里。看看这时候，虚短就成立了：正输入端为 2V ，而负输入端为 1.9999600008V ，两者之间仅相差接近 $40\mu\text{V}$ 。

这就是图 Section38-1 电路虚短的来源。

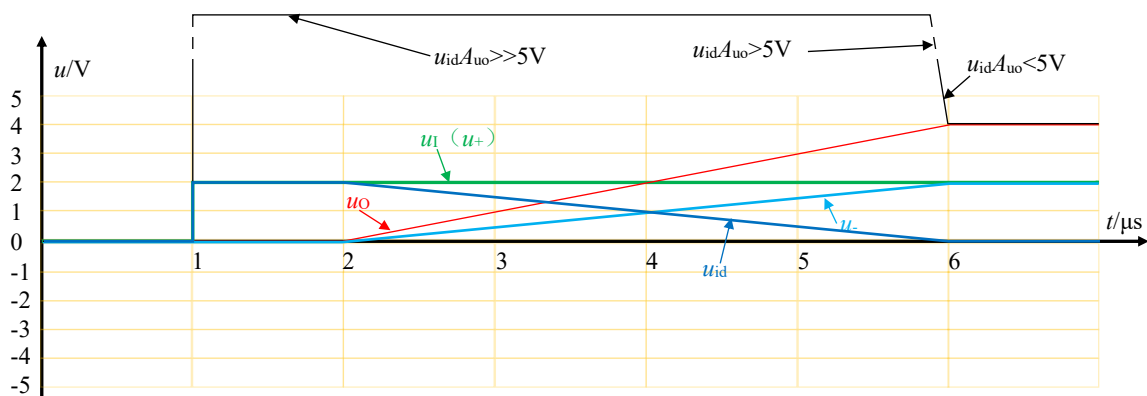


图 Section38-3 “2 倍同相比例器” 面对 1V 阶跃输入后各关键信号的变化过程

下面看看不能实现虚短的例子：

将 2 倍同相比例器电路中的运放输入端颠倒，得到了如图 Section38-2 电路。显然，这不是一个负反馈电路，而是一个正反馈电路，因此就不可能出现虚短现象。图 Section38-4 给出了这个电路各关键信号的微观变化过程，演示出它无法实现虚短的结果。

在 $2\mu\text{s}$ 处，运放探测到其负输入端为 2V ，正输入端为 0V ，则 u_{id} 为 -2V ，期望输出应为 -200000V ，运放输出端就开始线性下降，越来越负。此时，运放的负输入端不变，而正输入端将以 u_O 的 0.5 倍速率，也是越来越负。这导致期望输出从 -200000V 变得更负， -300000V ， -400000V 一直持续。

直到运放输出到达其能够输出的最负电压, -4.5V, 此时运放不再动作, 想再负, 也不行了。此时, 运放正输入端为-2.25V, 负输入端为 2V, 两者之间差压 u_{id} 为-4.25V, 期望输出为-425000V, 运放的输出就放弃追赶, 永远停留在-4.5V 上了。

显然, 此时运放两个输入端之间是-4.25V, 不虚短。

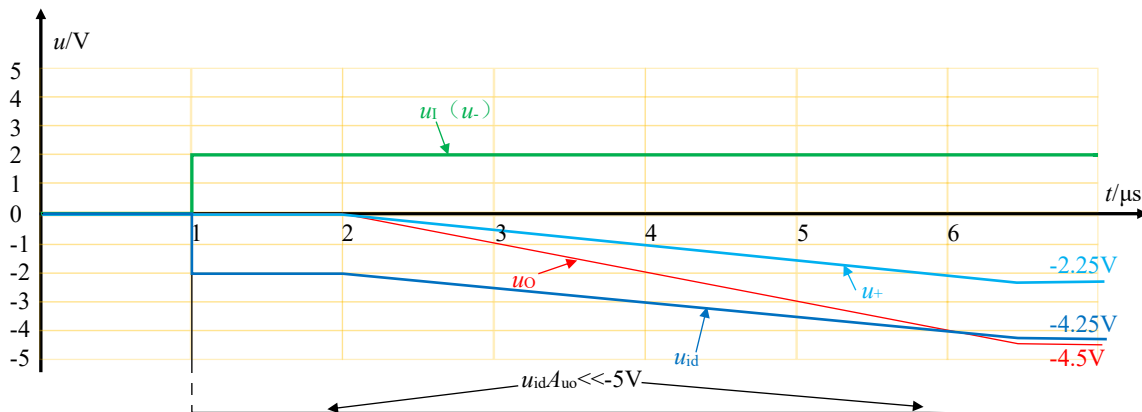


图 Section38-4 “图 Section38-2” 电路面对 1V 阶跃输入后各关键信号的变化过程

同样的分析方法, 请读者自行分析, 当图 Section38-1 电路中, 输入电压变为 3V 阶跃, 该电路也不能实现虚短。这源自于运放的输出能力最大是 4.5V, 而要调节到虚短, 需要运放能够输出 6V 电压, 在 $\pm 5V$ 供电情况下, 这显然是不可能的。

至此, 我们应该认识到, 所谓的虚短, 并不是运放天生的特性, 也不是只要有负反馈就能够实现的。它需要两个条件: 第一, 必须是负反馈。只有是负反馈, 才有可能实现“期望电压在下降, 实际输出电压在上升”, 或者反过来, 两者才有可能碰头; 第二, 运放应有足够的输出能力, 在它输出能力所及的范围内, 能够实现“期望输出电压正好等于当前输出电压”。

而虚断, 来自于运放输入端天生具有的高阻特性, 在多数情况下, 它是成立的。只有外部电阻接近于运放输入电阻时, 或者运放输入管脚外部流过的电流, 接近或者小于运放输入端微小电流时, 虚断才失效。

Section39. 虚短虚断分析法

所谓的虚短虚断法，是在确保电路处于深度负反馈的基础上，利用运放两个输入端存在虚短、虚断特点，快速分析负反馈放大电路的方法。它的优点是分析简单，缺点是没有考虑核心运放的非理想特性。特别是当频率上升到运放开环增益下降严重的时候，这种方法就失效了。但是，对一般电路常见特性，它还是最为常见的分析方法。

除前述已经见过的同相比例器（图 Section33-1）、反相比例器（图 Section33-2）外，本节以举例的方式，给出大量常用电路，均可用虚短虚断法求解。

举例 1：T 型反馈比例器

图 Section39-1 是一个 T 型反馈比例器，求解如下：

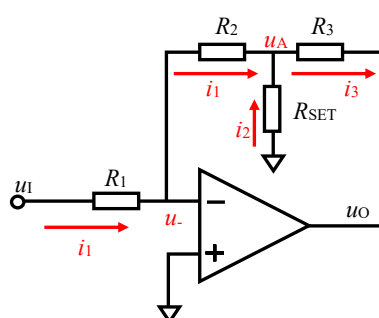


图 Section39-1：T 型反馈反相比例器

$$i_1 = \frac{u_1 - u_-}{R_1} = \frac{u_1}{R_1} \quad (\text{利用虚短, } u_- = 0V)$$

$$u_A = u_- - i_1 R_2 = -\frac{u_1}{R_1} R_2$$

$$i_2 = \frac{0 - u_A}{R_{SET}} = \frac{u_1 R_2}{R_1 R_{SET}}$$

$$i_3 = i_1 + i_2 = \frac{u_1}{R_1} \left(1 + \frac{R_2}{R_{SET}}\right)$$

$$u_O = u_A - i_3 R_3 = -\frac{u_1}{R_1} R_2 - \frac{u_1}{R_1} \left(1 + \frac{R_2}{R_{SET}}\right) R_3 = -\frac{u_1}{R_1} \left(R_2 + R_3 + \frac{R_2 R_3}{R_{SET}}\right)$$

假设 $R_1 = R_2 = R_3 = 100k\Omega$, $R_{SET} = 1k\Omega$, 则 $u_O = -102u_1$ 。

该电路可以实现反相放大下，高增益和高输入电阻的兼顾。如果使用普通的反相比例器，要实现相同的功能，反馈电阻需要有 $10M\Omega$ 。这样的大电阻出现在电路中，会带来很多后续问题，比如噪声大、受偏置电流影响大等。

举例 2：加法器

图 Section39-2 是同相加法器。其输入输出表达式为：

$$u_O = \left(1 + \frac{R_F}{R_G}\right) \times \frac{R_2 R_3 u_{I1} + R_1 R_3 u_{I2} + R_1 R_2 u_{I3}}{R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3}$$

这是一个加权加法器，对应输入电阻越大，该路的权重越小。当三个输入电阻相等，且 $R_F = 2R_G$ 时，为等权重加法器，结果为：

$$u_O = u_{I1} + u_{I2} + u_{I3}$$

图 Section39-3 为反相加法器。其输入输出表达式为：

$$u_O = -\left(\frac{R_G}{R_1}u_{I1} + \frac{R_G}{R_2}u_{I2} + \frac{R_G}{R_3}u_{I3}\right)$$

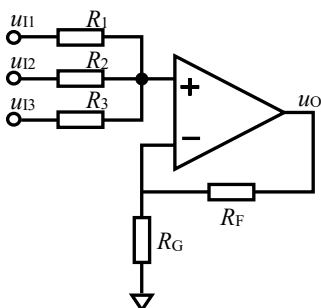


图 Section39-2：同相加法器

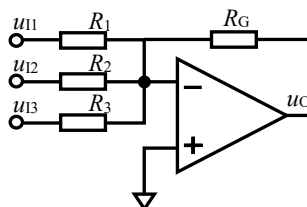


图 Section39-3：反相加法器

举例 3：减法器 and 集成差动放大器

图 Section39-4 是减法器。其输入输出表达式为：

$$u_O = \frac{R_B}{R_A}(u_2 - u_1)$$

推导过程为：

$$u_+ = \frac{R_B}{R_A + R_B}u_2 = u_-$$

$$i_{R_A} = \frac{u_1 - u_-}{R_A} = \frac{u_1 - \frac{R_B}{R_A + R_B}u_2}{R_A} = i_{R_B}$$

$$u_O = u_- - i_{R_B}R_B = \frac{R_B}{R_A + R_B}u_2 - \frac{u_1 - \frac{R_B}{R_A + R_B}u_2}{R_A}R_B = \frac{R_B}{R_A}(u_2 - u_1)$$

该电路可以实现两个信号的相减，但在应用中存在以下问题：

- 1) 输入电阻较小。
- 2) 增益调节需要两个电阻同时变化，难度很大。
- 3) 对电阻的一致性要求很高。在实际应用中，要保证上面的 R_B/R_A 等于下面的 R_B/R_A ，需要缜密挑选电阻，难度也很大。

鉴于此，器件生产家用集成电路工艺给用户提供了多种集成差动放大器，解决了第 3 个问题。它内部一般包含一个运算放大器和 4 个或者更多个一致性很好的电阻。比如 ADI 公司生产的 AD8276，如图 Section39-5，它内部的 4 个 $40\text{k}\Omega$ 电阻虽然并不是准确的 $40\text{k}\Omega$ ，但是两者之间的比值介于 0.99998~1.00002 之间。这样的一致性，让手工挑选者望洋兴叹。

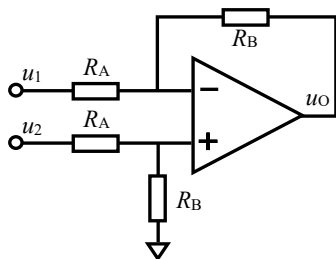


图 Section39-4：减法器

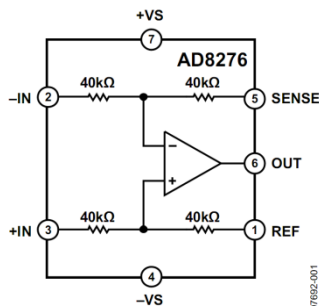


图 Section39-5：集成差动放大器 AD8276

利用集成差动放大器，可以实现很多功能：精密增益电路、电平移位电路、电流检测和压流转换等。图 Section39-6 是一个电平移位电路，用于 ADC 的前级驱动，它将一个变化范围为-10V~+10V 的输入信号，线性变换成 0.048V~4.048V 的信号，以满足 ADC 的输入范围要求：0V~5V。AD8275 内部的 5 个匹配电阻，在这里发挥了重要作用。

图中，VREF 是一个电压基准源，它能产生非常稳定、准确的 4.096V 电压。它向右给 ADC 提供模数转换用的电压基准，向左给电平移位电路提供准确的直流电压输入。利用叠加原理，可以写出内部运放正输入端电位为：

$$u_+ = 2.048V \times \frac{50k\Omega}{10k\Omega + 50k\Omega} + V_{IN} \times \frac{10k\Omega}{10k\Omega + 50k\Omega} = \frac{10.24V}{6} + \frac{1}{6}V_{IN}$$

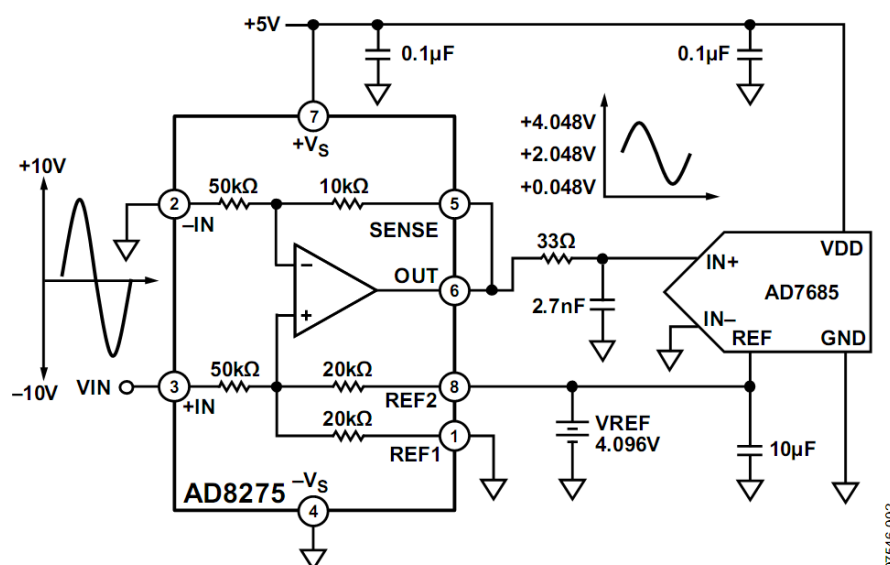


图 Section39-6: 集成差动放大器 AD8275 实现的电平移位电路

运放组成的是一个增益为 6/5 的同相输入比例器，则 OUT 脚的输出为：

$$u_O = u_+ \times \frac{6}{5} = 2.048V + \frac{1}{5}V_{IN}$$

当 $V_{IN}=0V$ 时， $u_O = 2.048V$ ， $V_{IN}=10V$ 时， $u_O = 4.048V$ ， $V_{IN}=-10V$ 时， $u_O = 0.048V$ 。

输出端的 33Ω 电阻和 2.7nF 电容，组成了一阶低通滤波器，起到 ADC 入端抗混叠滤波器的作用（关于抗混叠滤波器，后续课程会介绍），其上限截止频率为：

$$f_H = \frac{1}{2\pi \times 33 \times 2.7 \times 10^{-9}} = 1.787MHz$$

图中两个 0.1μF 电容，为降低电源纹波对电路稳定性而配置的，被称为旁路电容。它们可以有效降低电源端已存在的噪声。10μF 电容，主要作用是提供一个大的储能库，当 ADC 在转换过程中，瞬间需要较大的充电电流时，主要电流由电容提供电荷形成，而不需要基准源提供大的输出电流，以保证基准源的稳定性。这个电容，也被称为去耦电容。旁路电容，是指别人不稳定，通过该电容使得我稳定，比如日常生活中的耳机。去耦电容，是指我不稳定，通过该电容，不要影响别人，比如歌厅里面的隔音设备。有时，它们很好区分，有时也不好区分。一般来讲，较大的电容易被视为去耦电容，而较小的电容被视为旁路电容。

特别说明，本书中出现的截图，均来自于对应芯片生产公司提供的芯片数据手册，不再单独说明引用。

举例 4：仪表放大器：三运放组成的仪表放大器

仪表放大器(Instrumentation Amplifier-INA)，也称测量放大器，是一种常用于仪器仪表前端，直接与传感器接触的集成放大器。它具有两个高输入电阻的差动输入端，输出为两个输入端电位差的指定增益倍数。它的输入输出关系，与减法器相同，均为：

$$u_o = G \times (u_+ - u_-)$$

由于上述表达式的成立，可以看出，它完全抑制掉了输入端存在的共模电压信号，因此仪表放大器具有极高的共模抑制比 CMRR（参见本书差动放大器一节）。

它与减法器的区别是，第一，它的输入端是高阻的，即输入电阻接近无穷大；第二，它的增益通常是一个电阻调节的，使用者非常容易实施控制。加之它内部的电阻也是集成工艺生产的，匹配性很好，因此说，它彻底解决了减法器存在的那三个问题。

图 Section39-7 是由三个运算放大器组成的仪表放大器的原理电路，简称为三运放仪表放大器。图中的小圆圈，代表实际仪表放大器的输入输出管脚。

根据虚短虚断法，列出等式如下：

$$i_{XY} = \frac{u_1 - u_2}{R_G}$$

$$u_X = u_1 + i_{XY} \times R_1, \quad u_Y = u_2 - i_{XY} \times R_1$$

根据叠加原理，得：

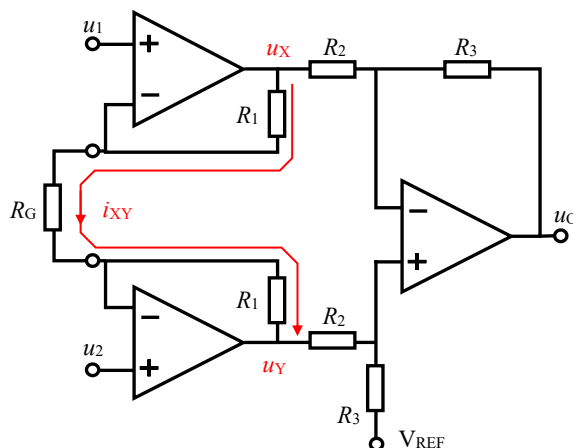


图 Section39-7：三运放仪表放大器

$$u_o = V_{REF} + \frac{R_3}{R_2} (u_Y - u_X) = V_{REF} + \frac{R_3}{R_2} \times \frac{R_G + 2R_1}{R_G} (u_2 - u_1)$$

仪表放大器的总电压增益为：

$$G = \frac{R_3}{R_2} \times \frac{R_G + 2R_1}{R_G}$$

由一个外部电阻 R_G ，即可控制电路增益。注意， R_G 可以悬空，但不能短路。

V_{REF} 管脚，用于控制输出电压的中心位置。双电源供电时，它一般接地。单电源供电时，它一般接 1/2 电源电压。

举例 5：仪表放大器：双运放组成的仪表放大器

图 Section39-8 是双运放组成的仪表放大器。图中的小圆圈代表实际仪表放大器的输入输出管脚。对于运放组成的放大电路，因其属于线性电路，使用叠加原理会带来方便。

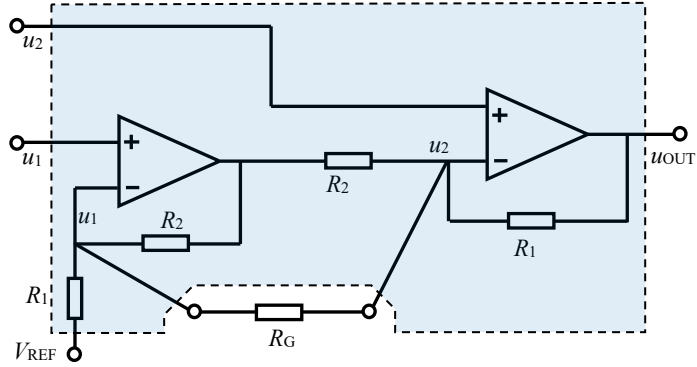


图 Section39-8：双运放仪表放大器

当 u_1 单独作用时，如图 Section39-8a：

$$u_{OUT1} = -\left(\frac{R_1}{R_G} u_1 + \frac{R_1}{R_2} \left(1 + \frac{R_2(R_1 + R_G)}{R_1 R_G}\right) u_1\right) = -u_1 \frac{R_1 R_G + R_2 R_G + 2R_1 R_2}{R_2 R_G}$$

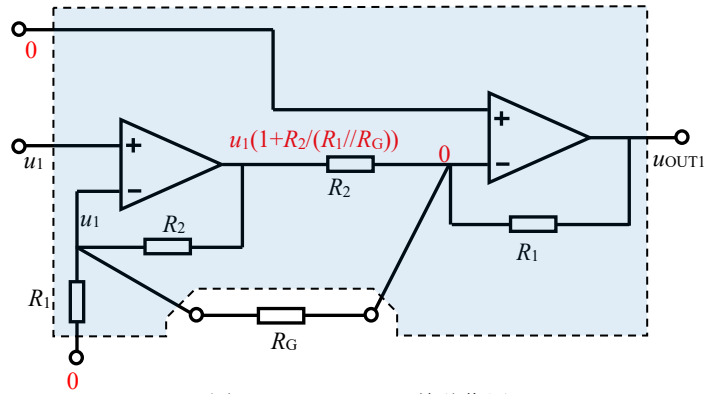


图 Section39-8a: u_1 单独作用

当 u_2 单独作用时，如图 Section39-8b：

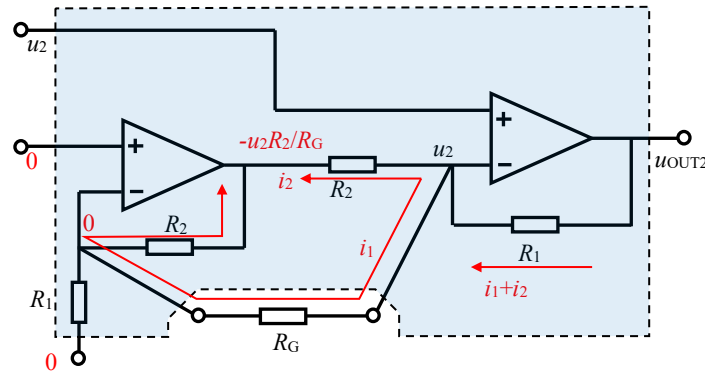


图 Section39-8b: u_2 单独作用

$$i_1 = \frac{u_2}{R_G}; \quad i_2 = \frac{u_2 - (-u_2 \frac{R_2}{R_G})}{R_2} = u_2 \frac{R_2 + R_G}{R_2 R_G}; \quad i_1 + i_2 = u_2 \frac{2R_2 + R_G}{R_2 R_G}$$

$$u_{OUT2} = u_2 + (i_1 + i_2)R_1 = u_2 \frac{R_1 R_G + R_2 R_G + 2R_2 R_1}{R_2 R_G}$$

当 V_{REF} 单独作用时，如图 Section39-8c:

$$u_{OUTREF} = V_{REF}$$

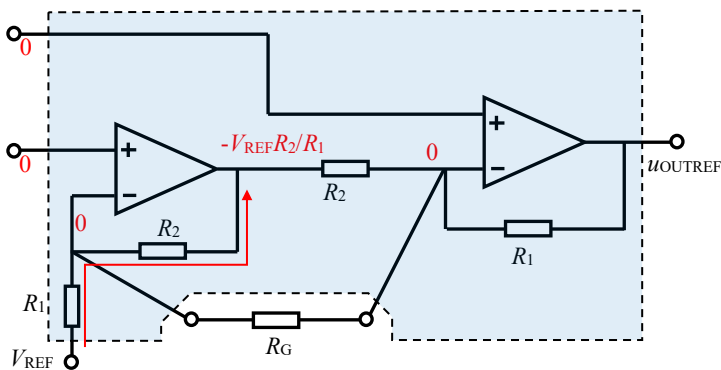


图 Section39-8c: V_{REF} 单独作用

因此，总输出为:

$$u_{OUT} = V_{REF} + (u_2 - u_1) \left(1 + \frac{R_1}{R_2} + 2 \frac{R_1}{R_G}\right)$$

举例 6：压流变换器

输入为电压信号，输出为电流信号，称为压流变换器。一般来讲，将电压信号转变成电流信号，有利于在长线传输中抵抗外部的电压干扰。在外部电磁环境较为复杂的工业环境中，这类电路较为常用。

压流变换电路种类繁多。图 Section39-9 为一种负载不接地的压流变换器。

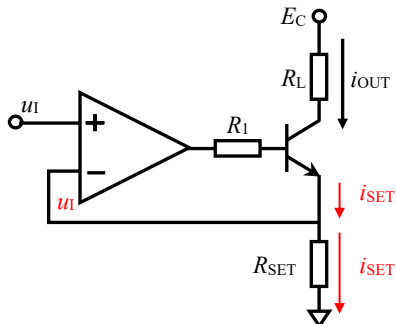


图 Section39-9

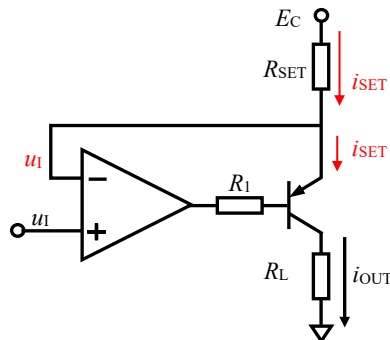


图 Section39-10

图 Section39-10 为一种负载可以接地的压流变换器。

$$i_{SET} = \frac{E_C - u_I}{R_{SET}}$$

$$i_{OUT} = i_{SET} \frac{\beta}{1 + \beta} = \frac{\beta}{1 + \beta} \times \frac{E_C - u_I}{R_{SET}} \approx \frac{E_C - u_I}{R_{SET}}$$

选择合适的 R_{SET} ，可以设定输入电压和输出电流之间的传递比例。

在压流转换电路中，我们一般更习惯于接受负载可以接地的结构。虽然图 Section39-10 电路可以实现，但它的输入电压和输出电流在增量上是相反的，且输出电流会受到电源电压

上的纹波影响。能否有一种压流转换电路，它的负载是可以接地的，且输入电压和输出电流成直接的比例关系呢？Howland 电流源可以实现。

举例 7：Howland 压流变换器

这是一个经典电路。奇妙在于，它既有负反馈，也有正反馈。该怎么分析呢？

请注意，如果不接入负载电阻，可以看出该电路的负反馈系数，与正反馈系数完全相同，都是：

$$F_+ = F_- = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

此时，电路不属于负反馈。

但是，当负载电阻接入后，负反馈系数没有改变，而正反馈系数会变小，为：

$$F_+ = \frac{R_1 // R_L}{R_1 // R_L + R_2}$$

此时，显然负反馈系数大于正反馈系数，最终电路工作于负反馈状态。既然工作于负反馈状态，则虚短虚断可用。有：

$$u_{OUT} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} u_X$$

$$\frac{u_{IN} - u_X}{R_1} = \frac{u_X}{R_L} + \frac{u_X - \frac{R_1 + R_2}{R_1} u_X}{R_2}, \text{ 得:}$$

$$u_X = u_{IN} \frac{R_L}{R_1}$$

$$i_{OUT} = \frac{u_X}{R_L} = \frac{u_{IN}}{R_1}$$

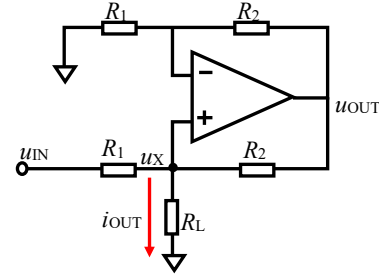


图 Section39-11 Howland 电流源

举例 8：利用集成差动放大器实现的压流变换器

Howland 电流源存在一些缺点：对电阻匹配性要求高，输出电流难以做大，效率不高等。利用集成差动放大器内部的匹配电阻，可以克服其第一个缺点。由集成差动放大器组成的压流变换器如图 Section39-12 所示。

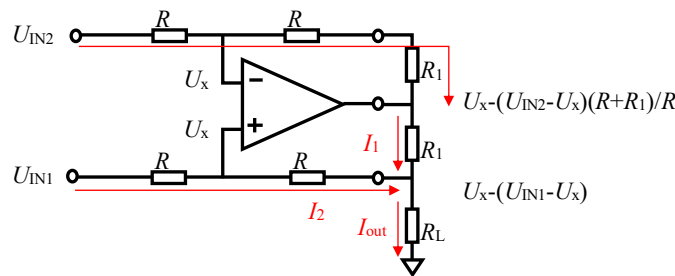


图 Section39-12 基于差动放大器的压流转换器(电流源)

$$I_1 = \frac{U_{IN1} - U_X - (U_{IN2} - U_X) \frac{R + R_1}{R}}{R_1}$$

$$I_2 = \frac{U_{IN1} - U_X}{R}$$

$$I_{out} = I_1 + I_2 = \frac{U_{IN1} - U_{IN2}}{R \parallel R_1}$$

此电路还是需要在电路中选择两个一致的电阻 R_1 ，这不好。对其进行改进形成如图 Section39-13 所示。图中利用一个运算放大器，解决了需要两个匹配电阻的问题。

根据图中标注，可以得到：

$$I_{out} = \frac{U_{IN1} - U_{IN2}}{R_1}$$

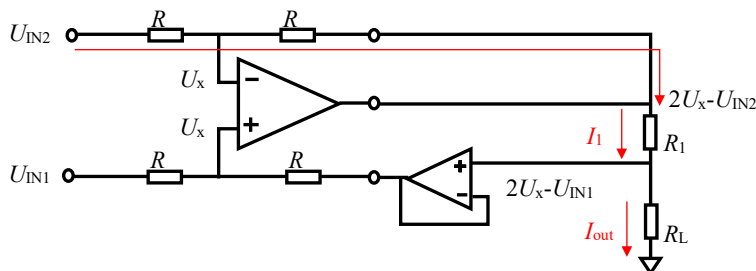


图 Section39-13 基于差动放大器的压流转换器——改进

当需要的输出电流较大时，可以用晶体管扩流。常见的扩流方法有单晶体管扩流和双晶体管互补推挽扩流，后者用于输出电流为双向时。

图 Section39-14 是在图 Section39-13 基础上，增加两个晶体管实现的互补推挽双管扩流。当负载需要大电流时，主要电流通过两个晶体管从电源提供：需要流出电流时，+12V 通过 NPN 管吐出，需要流进电流时，-12V 通过 PNP 管吸纳。晶体管的加入，对前述的分析方法和结论，没有任何影响。图 Section39-15 是一个恒流源，仅需单管扩流。

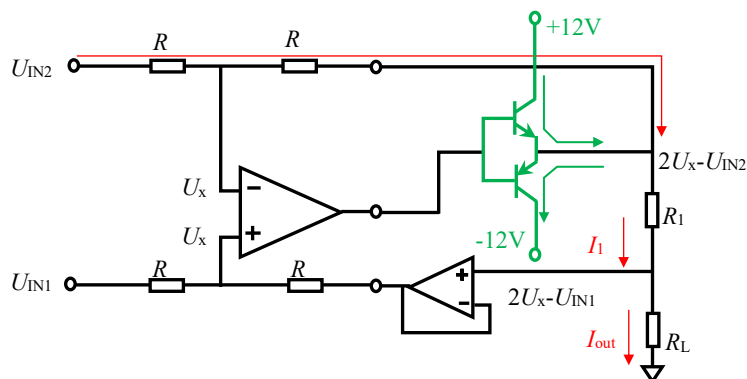


图 Section39-14 基于差动放大器的压流转换器——双向扩流

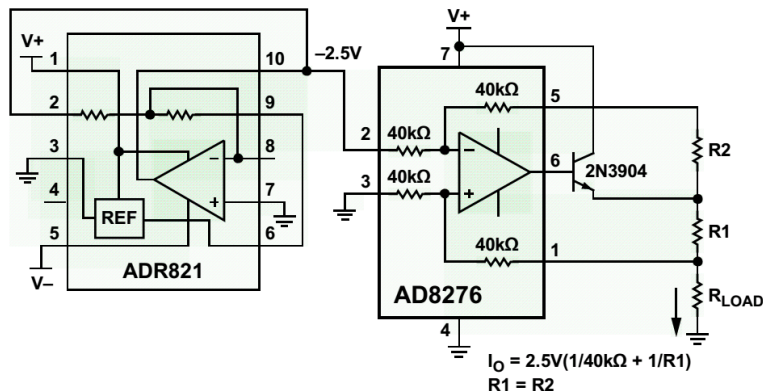


Figure 49. Constant Current Source

图 Section39-15 基于差动放大器的压流转换器——单管扩流

举例 9：利用集成仪表放大器实现的压流变换器

前述电路，利用集成差动放大器实现了电压电流转换，这种电路的输入电阻较小。当需要输入电阻很大时，可以考虑采用集成仪表放大器实现压流转换。

AD620 是一款被广泛使用的仪表放大器。图 Section39-16 电路，是利用 AD620 和一个精密运放 AD705（已经停产，可用 OP97 替代）实现的精密压流转换器。

此电路中，AD620 仪表放大器的标准输出表达式为

$$G = \frac{49.4\text{k}\Omega}{R_G} + 1$$

$$V_6 = V_5 + G(V_{IN+} - V_{IN-})$$

其中， V_6 代表 AD620 第 6 脚输出电压， V_5 代表 AD620 第 5 脚输入电压。

利用 AD705 两个输入管脚虚短，得输出电流为：

$$I_L = \frac{V_6 - V_5}{R_1} = \frac{G(V_{IN+} - V_{IN-})}{R_1}$$

注意，此电路不能利用前述的扩流思想实现大电流输出，因此一般用于微小电流输出。

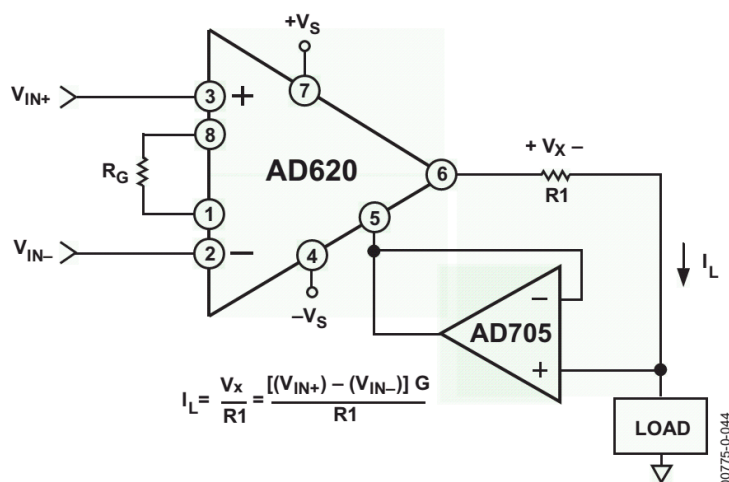


图 Section39-16 基于仪表放大器的压流转换器

举例 10：积分器和微分器

图 Section39-17 是一个理论上的积分器。此电路输出是输入信号的积分。

因为虚短，运放的负输入端保持 0V，则流过电阻 R 的电流为：

$$i(t) = \frac{u_1(t)}{R}$$

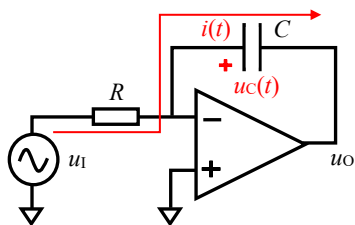


图 Section39-17 积分器

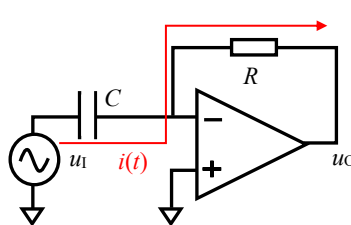


图 Section39-18 微分器

由于虚断，流过电阻 R 的电流就是流过电容 C 的电流。假设电容两端在开始工作时电压为 0（即电容在开始时是没有电荷的），电容两端的电压方向如图，则其值为：

$$u_C(t) = \frac{Q_C(t)}{C} = \frac{\int_0^t i(t) dt}{C} = \frac{1}{RC} \int_0^t u_1(t) dt$$

而输出电压为：

$$u_O(t) = 0 - u_C(t) = -\frac{1}{RC} \int_0^t u_1(t) dt$$

即输出电压为输入电压的时间积分。如果考虑到电容的残留电压 $u_C(0)$ （电路开始工作时，电容上已有的电压），则：

$$u_O(t) = -u_C(0) - \frac{1}{RC} \int_0^t u_1(t) dt$$

同样的，对图 Section39-18 的微分器，分析如下：

$$i(t) = C \frac{du_1(t)}{dt}$$

$$u_O(t) = -i(t)R = -RC \frac{du_1(t)}{dt}$$

理论上的积分器，在实际应用中很容易出现饱和。比如将一个幅值分别为 1V、-1V，占空比为 50% 的方波作为输入信号，那么理论上积分器的输出将是一个三角波。但是，一旦输入波形占空比变为 55%，或者正电压为 1.1V，负电压为 -0.9V，就会造成输出波形持续向负方向增长，直到饱和到负电源电压。为避免这种现象，一般在电容旁并联一个较大的电阻。

举例 11：模拟乘法器及其应用

模拟乘法器，是一种模拟集成电路，它一般有两个输入端 u_X 、 u_Y ，一个输出端 u_O ，可以对两个输入信号进行相乘运算。多数模拟乘法器，还具有第三输入端 u_Z ，实现下述功能：

$$u_O = K u_X \times u_Y + u_Z$$

其中， K 为乘法系数，单位为 1/V。因此，模拟乘法器的输入、输出均为电压。

模拟乘法器用图 Section39-19 所示的电路符号表示，多数情况下，其电路符号中不包含

u_Z 输入脚。图中的输入均为单端形式，而有些实际的模拟乘法器的输入是差分形式，即 u_X 由两个输入端 u_{X+} 和 u_{X-} 组成， u_Y 由两个输入端 u_{Y+} 和 u_{Y-} 组成，且有：

$$u_O = K(u_{X+} - u_{X-}) \times (u_{Y+} - u_{Y-}) + u_Z$$

这两种形式区别不大，本书以单端输入讲解。

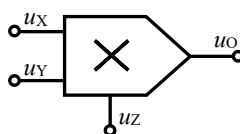


图 Section39-19

模拟乘法器实现的乘法、平方（ u_X 和 u_Y 同时接输入）、立方（一个平方运放后再接一级乘法器）等运算，相对较为简单，本书不赘述。

除法运算和开平方运算

将乘法器置于反馈环中，可以实现除法和开方运算。

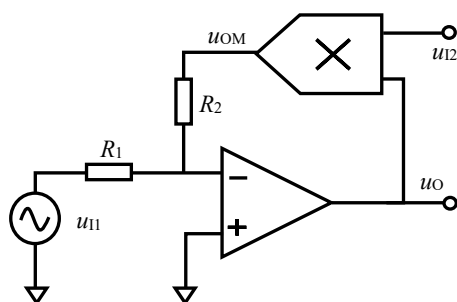


图 Section39-20 除法运算

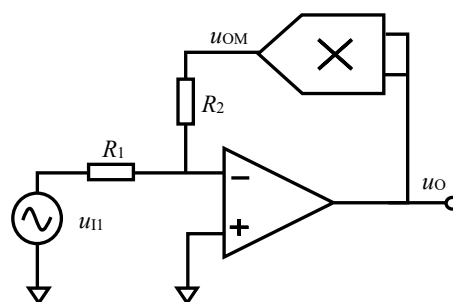


图 Section39-21 开平方运算

在图 Section39-20 电路中，当 u_{I2} 为正值时，整个电路呈现为负反馈，此时虚短虚断成立，则有：

$$u_{OM} = -\frac{R_2}{R_1} u_{I1}$$

又因

$$u_{OM} = K u_{I2} \times u_O$$

则

$$u_O = -\frac{R_2}{K R_1} \times \frac{u_{I1}}{u_{I2}}$$

因此，电路可以实现除法运算。

注意，当 u_{I2} 为负值时，此电路呈现为正反馈，一般不能正常工作。

同样的分析方法，可以证明图 Section39-21 电路能够实现开平方运算。

$$K u_O^2 = -\frac{R_2}{R_1} u_{I1}$$

$$u_O = \sqrt{-\frac{R_2}{K R_1} u_{I1}}$$

注意，此时要求输入必须为负值，才能保证根号内是正值，否则电路不能正常工作。且正常工作时，输出一定是正值。虽然从理论分析，输出正负都是一样的。至于为什么，请读者自行分析。

举例 12：光电放大器

图 Section39-22 是一个单电源供电的光电二极管放大器，电路输出为 V_{out} ，其电压值代表光电二极管感受到的外部光强，也即流过光电二极管的电流。已知图中 BF862 为一个 JFET，其夹断电压 $U_{GS(OFF)} = -0.8V$ ， $I_{DSS} = 10mA$ ，求输出电压与流过光电二极管电流 I_{PD} 的关系。

解：首先进行电路粗看，定性分析其工作原理。

供电和静态电位：图中 LT6200 为运放，其供电电压为 0V/5V，属于单电源供电，其内核默认的信号基点为供电电源的中心点，即 2.5V。因此，图中两个 10k Ω 电阻对 +5V 电源实施分压，提供 2.5V 给运放的 $u+$ 端，以使运放输入脚电位处于合适的位置，下方 10k Ω 旁并联一个 0.1 μF 电容，属于旁路电容，是为进一步降低 $u+$ 端的高频噪声，保证该端子的电位稳定。

负反馈判断：运放的输出电压，通过 R_F 和 C_F 并联（至于为什么并联 C_F ，后续讲），回

Single Supply, 1.5nV/ \sqrt{Hz} , Photodiode Amplifier

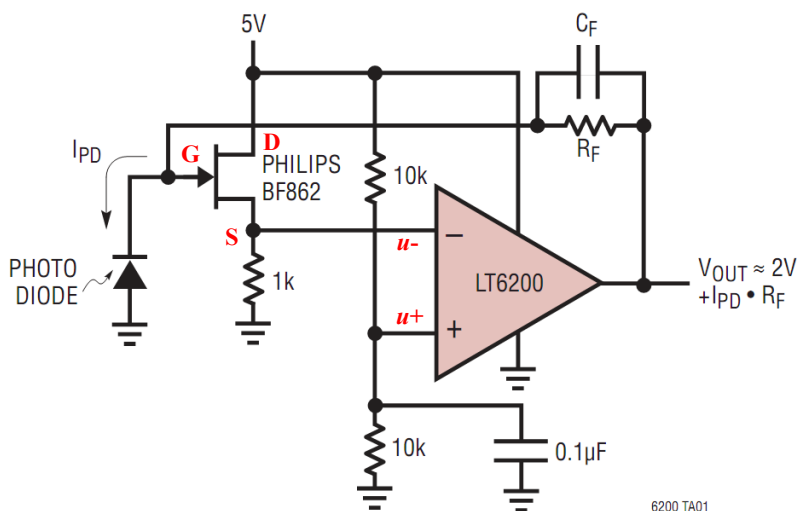


图 Section39-22 光电二极管放大器

送到了二极管阴极，即 JFET 门极 G，门极 G 信号经 JFET 组成的源极跟随器，传递到 S 极，即运放负输入端，进而控制输出。这是环路，经环路极性法可以判断，这是负反馈。同时，可以看出，输出电压变化演变到门极电压变化，会有一定的衰减，门极电压变化传递到源极，也会有一些衰减，但这种衰减都不严重，即 F 小于 1，但是绝不是非常接近 0，面对 LT6200 的开环增益 A，可以保证 AF 远远大于 1。至此，可认为这是一个深度负反馈，运放的虚短成立。

此时，可知晶体管的 S 极将几乎等于 2.5V（因为虚短成立。随着光强的变化，此处会在 2.5V 基础上出现微弱的偏移，极为微弱，且就是依赖于这个极为微弱的偏移引起输出的改变），流过 S 的电流一定是 2.5mA。对 JFET 来说， I_S 是固定的，也就意味着 U_{GS} 是固定的，可以利用 JFET 的特性公式，求解出 U_{GS} 。

$$I_S = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_{GS(OFF)}}\right)^2 = 10mA \left(1 - \frac{U_{GS}}{-0.8V}\right)^2 = 2.5mA$$

得 $U_{GS} = -0.4V$ 。可知在整个工作范围内，晶体管 G 端电位始终为 2.1V。

图 Section39-23 是光电二极管的伏安特性曲线，习惯上我们一般都使用二极管的正向伏安特性曲线，如图中左侧。但是此时二极管处于反接状态，电压电流均为反向定义。因此，

我们可以把正向二极管伏安特性的电压、电流均取反向，得到右侧伏安特性。此时，二极管负极对地电位（也就是门极 G 对地电位）定义为 u_R ，可知 $u_R = V_R = 2.1V$ ，始终不变。

任何情况下，输出电压都满足下式：

$$V_{OUT} = u_R + i_{PD} R_F$$

此方程在右侧图中即为红线直线。在光线变化过程中，此线一直在移动，以保证直线与伏安特性曲线的交点处， V_R 不变恒为 $2.1V$ （否则，运放就不满足虚短，运放将持续调整，直到满足）。这样，输出 V_{OUT} 就会随之光强而改变，得到图中的 V_{OUT1} 、 V_{OUT2} 。

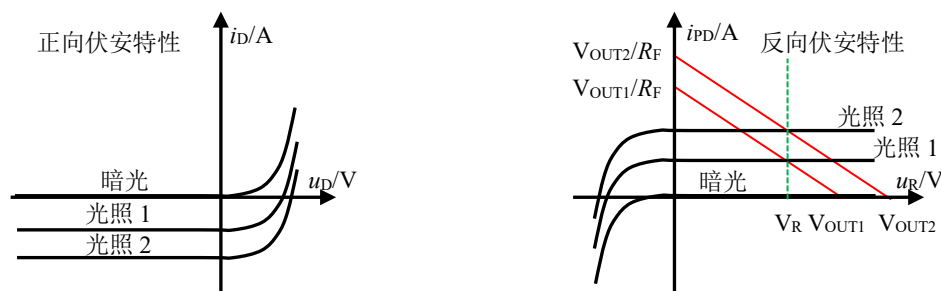


图 Section39-23 光电二极管伏安特性曲线示意图

注：原图中注明 $V_{OUT} \approx 2V + i_{PD} R_F$ ，而不是 $2.1V + i_{PD} R_F$ ，是因为晶体管具有分散性，原图中采用的是实验结论，而本书采用的是理想结论。

电流检测概述

有很多场合，我们需要知道负载中流过的电流，包括大小、方向、波形形态等。这就需要电流检测电路，负责把输入电流转变成电压输出。因此，电流检测电路也称为流压转换器。

检测电流的方法有很多种，包括霍尔传感器、罗氏线圈、电流互感器、光纤电流传感器、磁通门、分流电阻等。其中，电流互感器和罗氏线圈仅用于交流电流检测。

在小信号测量领域，多数情况下流过负载的电流较小，但频率范围从直流到高频均有，此时使用分流电阻较为广泛。

所谓分流电阻，就是一个固定阻值的感应电阻（sense resistor），将它串联于被测支路中，采用不同的方法测量感应电阻两端的压差，以表征被测电流。常见的方法有高侧法和低侧法。

所谓的高侧法，是将分流电阻置于负载的顶端，用一个放大器测量 V_{CC} 和 u_{L+} 之间的电位差，如图 Section39-24 所示，以此表示负载电流：

$$i_{load} = \frac{V_{CC} - u_{L+}}{R_{sense}}$$

所谓的低侧法，是将分流电阻置于负载的底端，用一个放大器测量 u_{L-} 和 GND 之间的电位差，如图 Section39-25 所示，以此表示负载电流：

$$i_{load} = \frac{u_{L-}}{R_{sense}}$$

低侧法对放大器要求不高，容易测量。但是其致命缺点是，测量引入的 R_{sense} 会导致负载的底端不稳定（不再是牢靠的 GND），特别当负载是一个电子系统时，不稳定的底端会导致整个负载工作不正常。

这就像人站在房间内，地板不稳定会让人不舒服，但是房顶不稳定却对人影响不大一样，几乎所有的电子系统，对地的稳定性都有很高的要求，却对电源的稳定性相对要求较低。基于此，高侧法应运而生：它将 R_{sense} 置于负载的顶端，负载电流的变化会在 R_{sense} 上产生压降变化，导致负载供电电压发生微弱变化，但是负载的地是稳定的。

绝大多数场合，测量负载电流，都采用高侧法。

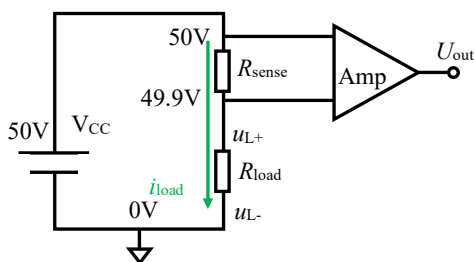


图 Section39-24 高侧(High side)电流检测

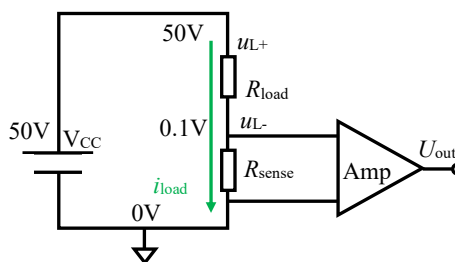


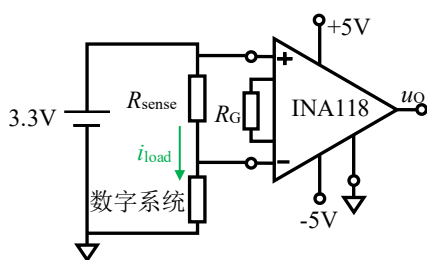
图 Section39-25 低侧(Low side)电流检测

但是高侧法也存在问题：用于测量电位差的放大器，输入端需要承受很高的共模电压。如图 Section39-24 所示，该放大器必须承受 50V 和 49.9V 的输入。一般的测量系统，电源电压也仅在几十 V，要保证能够承受如此的高电压，是困难的。

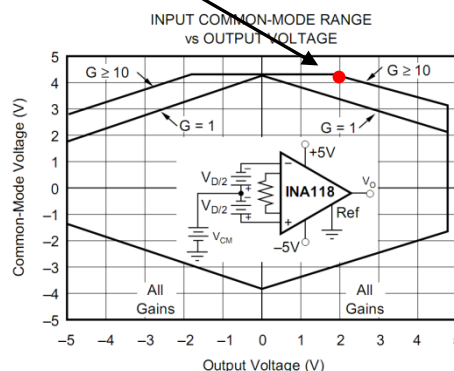
因此，高侧法测量电流，其放大电路必须缜密设计，在足以承受高达上百 V 共模电压基础上，完成对较小的电位差测量。

举例 13：仪表放大器实现电流检测

仪表放大器的输入电压范围，最大不能超过其供电电源范围。因此，在负载工作电压本来就比较低场合，比如 3.3V 数字系统的工作电流测量，可以使用仪表放大器测量负载电流。如图 Section39-28 所示。假设数字系统工作电流为 10mA~100mA，分流电阻 $R_{SENSE}=1\Omega$ ，那么分流电阻上会产生 10mV~100mV 压降，对 3.3V 数字系统供电系统来说，0.1V 电压跌落不会影响其正常工作。此时，为了保证测量准确，又要保证输入电压不超过仪表放大器规定的输入范围，应选择合适的仪表放大器增益。图中使用的是德州仪器公司的仪表放大器 INA118，其输入电压范围与增益和输出电压有关（至于为什么，在后续课程中介绍），图 Section39-29 是 INA118 的数据手册内容。如果使得 100mV 输入产生 2V 输出，即增益为 20 倍，此时对输入电压范围的要求是小于 4.2V，如图中小圆点所示。这是满足要求的，于是，有： $u_o = G \times i_{load} \times R_{SENSE} = 20\Omega \times i_{load}$



Section39-28 仪表放大器用于电流测量



Section39-29 INA118 的输入范围

从此例可以看出，仪表放大器用于电流检测，最大的弊端在于其共模电压输入范围很窄——不仅超不过电源电压，更多情况下要远小于电源电压。

举例 14：集成差动放大器可以实现更高共模电压的电流检测

集成差动放大器有 1:1 型的，也有 1:n 型的（可以放大，也可以衰减，取决于连接方法）。利用 1:n 型差动放大器实施衰减，可以大幅度提高检测电流时的抗共模电压能力。图 Section39-30 电路，可以实现 120V 共模下的电流检测。

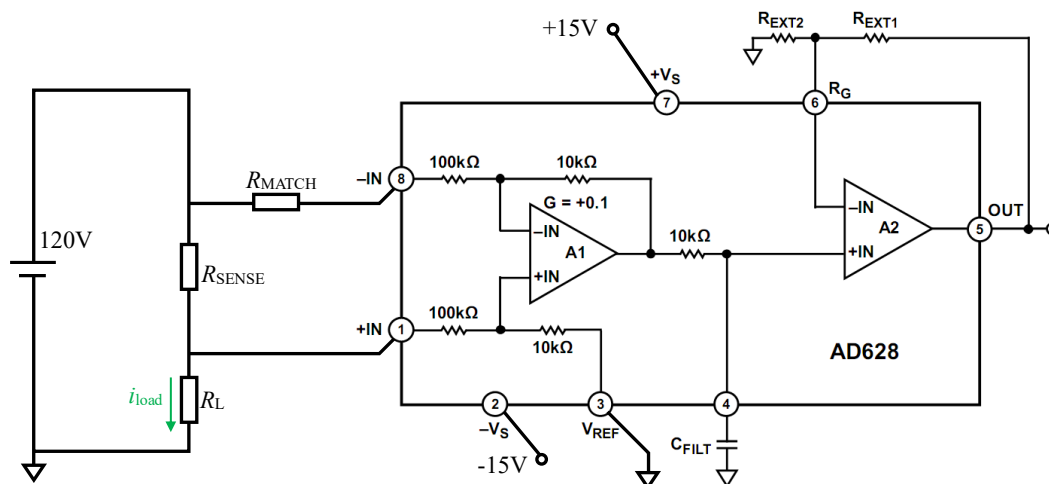


图 Section39-30 集成差动放大器 AD628 组成的电流检测电路

之所以仪表放大器不能承受高共模电压，而差动放大器可以，其核心原因在于，差动放大器是通过电阻与高共模电压接触，真正加载到差动放大器内部运放输入脚的电压已经被电阻分压衰减了。而仪表放大器是其内部的运放正输入端直接面对高共模电压。

在 R_{SENSE} 很小的情况下，比如几个欧姆，图中的匹配电阻 R_{MATCH} 可以为 0。此时加载到 AD628 第 8 脚的电压为 120V，而经过内部 100kΩ 和 10kΩ 分压后，实际加载到内部运放 A1 的 -IN 端，则只有约 12V 左右。在 AD628 供电电压为 ±15V 情况下，这是一个安全的输入。类似的，对 AD628 第 1 脚的输入，也存在相同的衰减。

当 R_{SENSE} 不是很小的情况下，电路中需要 R_{MATCH} ，以实现准确的测量。

$$R_{MATCH} = R_{SENSE} \parallel R_L$$

此时，有：

$$u_{OUT} = -\left(1 + \frac{R_{EXT1}}{R_{EXT2}}\right) \times \frac{10k\Omega}{100k\Omega + R_{MATCH}} \times R_{SENSE} \times i_{load}$$

请读者自行分析上式的来源。

举例 15：用运放实现高共模电压的电流检测

图 Section39-35 电路设计非常巧妙。这个电路应用于 -48V 供电系统。感应电阻位置如图所示，其一端为 -48V，另一端大约为 -47 点几伏，取决于感应电阻大小以及负载电流大小。

测量电路的供电仍是 0V 和 +5V。

首先解决第一个运放的供电问题。图中采取了稳压管供电方式，利用稳压管产生 5V 左右的压差，形成 -48V/-43V，以 -43V 作为运放的正电源，-48V 作为运放的负电源。BZX84C5V1 击穿电压约为 5.1V，为保证运放工作消耗的电流，稳压管击穿电流需要留有足够裕量，又要尽量小。LTC2054 消耗电流仅为静态电流（其输出端驱动场效应管 G 极，不需要电流）150μA。电路中稳压管击穿电流设计为 1.1mA，足够了。如果测量电路需要更小功耗，可以考虑进一步增大图中串联于稳压管的 39kΩ 电阻。

此时，左边运放供电电压为 -48V/-42.9V。因此，该运放的两个输入端电压也应该在此范围内。这就解决了供电和输入范围问题。

-48V Low Side Precision Current Sense

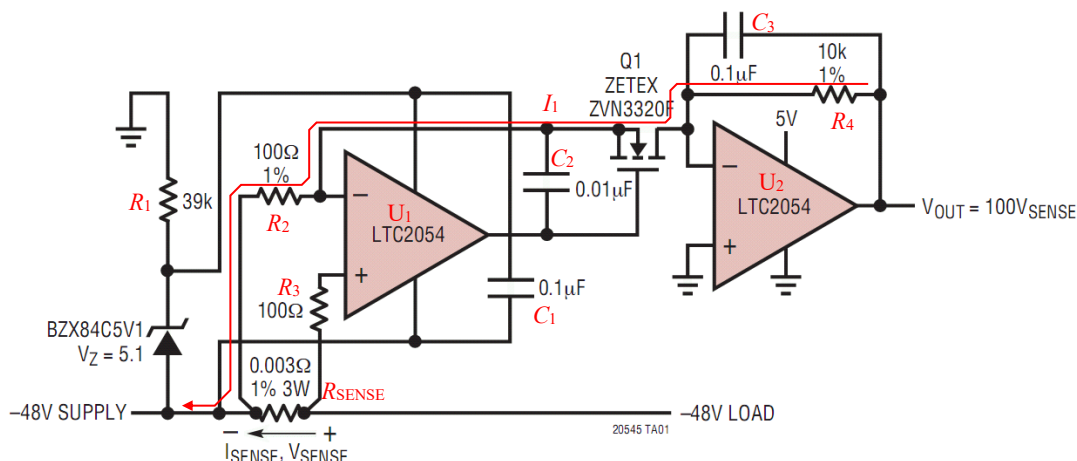


图 Section39-35 用运放实现高共模情况下的电流检测

再看负反馈。反馈环为 Q1 的 G 端⊕——S 端⊖——运放负输入端⊖——运放输出端⊖——G 端⊖，形成负反馈。其中 G 到 S 的同相，源自这个晶体管在环路中处于源极跟随状态。图中的 Q1 很像一个卧在地面（0V 附近）的抽水泵，把井下（-48V 附近）的水（电流）抽上来，即保证了电流的传递，又隔离了两处的不同电位。

形成负反馈后，根据虚短，有下式成立：

$$I_1 R_2 = I_{\text{SENSE}} R_{\text{SENSE}}$$

其中， R_3 不出现在表达式中，其作用仅为抵消运放可能存在的偏置电流。

$$I_1 = \frac{I_{\text{SENSE}} R_{\text{SENSE}}}{R_2}$$

在 U2 处形成输出为：

$$U_{\text{out}} = I_1 R_4 = \frac{I_{\text{SENSE}} R_{\text{SENSE}} R_4}{R_2} = 100 I_{\text{SENSE}} R_{\text{SENSE}} = 100 U_{\text{SENSE}}$$

输出电压与负载电流成正比。

Section40. 大运放法和环路方程法

大运放法

有一些看似复杂的电路，如果能够将其分解为一个高增益放大电路和反馈网络的集合，则可以将其中的高增益放大电路，用一个大运放 (Macro Operational Amplifier: MOPA) 代替，即在电路中找到大运放的正、负输入端和输出端，用一个大运放 (三角形) 符号替换其中的复杂电路，以简化分析。

举例 1：串联型复合放大电路

图 Section40-1a 是一个高增益复合放大电路。图中的 AD8603 是一款精密运放，但是它的带宽较小，要实现 100 倍放大，其通频带就会很窄。为了实现高增益下较宽的带宽，增加了一级 AD8541 实现的 100 倍放大，以补偿高频下 AD8603 的开环增益下降。

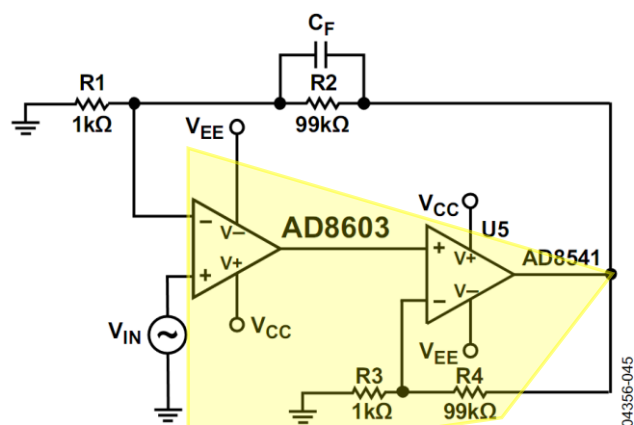


Figure 45. High Gain Composite Amplifier

图 Section40-1a: 串联型复合放大器

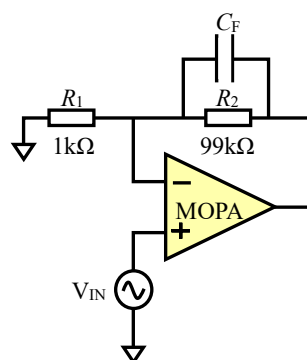


图 Section40-1b: 大运放等效

此时，可以将 AD8541 组成的 100 倍放大，视为 AD8603 内部又增加了一级放大环节，形成了一个新的大运放，如图 Section40-1a 中阴影区域，就可以演变成图 Section40-1b 中的 MOPA (大运放)。对图 Section40-1b 电路的分析，就很简单了。

举例 2：多级含负反馈 BJT 放大电路

图 Section40-2a 是一个由三个 BJT 管组成的多级放大电路，含有负反馈。这样的电路，要使用动态等效电路去分析，读者将陷入极为复杂的电路计算。至少我，至今还没有动过这样的念头，这实在太可怕了。

用大运放分析法，可以简化分析。

首先，我们将反馈通路从 R_F 处断开，单纯看多级放大器。这是一个三级放大电路：由第一级放大、中间的共集电极放大、后级的共射极放大串联组成。它的开环增益主要取决于第一级和最后一级，一般可达几千倍到上万倍。对信号通路来说，较大的电容都可视为短路，此时该级联放大器具有两个输入端：④端和⑥端。从④端到输出端，是同相放大（共射极反相+共集电极同相+共射极反相），从⑥端进入的信号，第一级放大属于共基极放大，为同相，第二级第三级与前述相同，因此，从⑥端到输出端为反相放大。

所以，可以定义④端为大运放的正输入端，⑥端为大运放的负输入端。加上输出端 u_{o3} ，就组成了大运放的关键三个管脚。

至此，电路可以简化为图 Section40-2b。对此电路的分析，就简单多了。该电路的闭环

电压增益约为：

$$A_{uf} = 1 + \frac{R_F}{R_{E1B}}$$

可能会有读者产生疑惑：这个电路中Ⓐ端和Ⓑ端之间，存在大约 5V 电位差，怎么能够按照运放的虚短分析呢？Ⓐ端和Ⓑ端都存在电流，又怎能使用虚断呢？

首先说虚短的问题。我们在分析闭环电压增益时，其实考虑的不是静态值，而是动态的信号值。我们说Ⓐ端和Ⓑ端之间是虚短的，是指Ⓐ端的动态信号幅度，与Ⓑ端的动态信号幅度相等，比如Ⓐ端是在静态的 5V 基础上叠加了一个 10mV 的正弦波，那么Ⓑ端可能是在 43mV 的基础上叠加了一个 9.99mV 的正弦波，两者同相。那么Ⓐ端和Ⓑ端的动态电位差只有 0.01mV 的正弦波。这与虚短是吻合的。

再说虚断。图中 i_1 只要远大于 i_3 ，虚断就是成立的。因为 u_{o1} 的电压幅度一定远远小于 u_{o3} 的电压幅度（后级还有两级放大），如果电阻 R_F 和 R_{C1} 属于相同数量级，那么 u_{o1} 近似为 i_3 和 R_{C1} 的乘积，因此可知 i_3 一定远远小于 i_1 。虚断成立。注意，这里的电压和电流均属动态值，与静态值毫无关系。

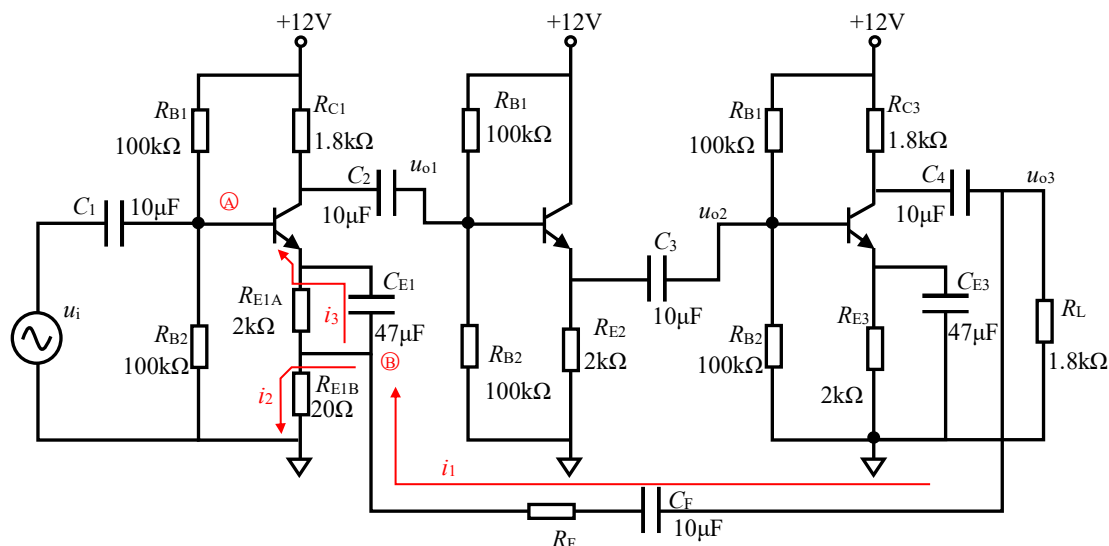


图 Section40-2a 多级含负反馈 BJT 放大电路

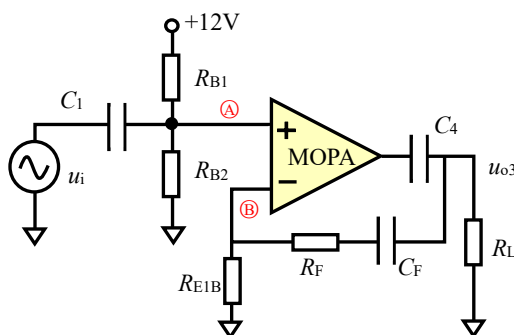


图 Section40-2b 多级 BJT 电路的大运放等效

举例 3：多级含负反馈差动放大电路

图 Section40-3a 是一个含有负反馈的差动放大电路。晶体管 Q1 的门极作为一个输入端，晶体管 Q2 的门极则为另一个输入端，图中节点 14 是输出端。从输入端到输出端之间存在很大的电压增益。这就形成了一个大运放。

首先要确定哪个是正输入端。Q1 的门极加入一个正变化量，则 Q1 的漏极输出负变化量（共源极放大电路），Q7 为共射极放大电路，为反相的，则其输出为正变化量，Q8 为跟随器，则其输出为节点 14，也为正变化量。因此，Q1 的门极为正输入端。同理，可知，Q2 的门极一定为负输入端。

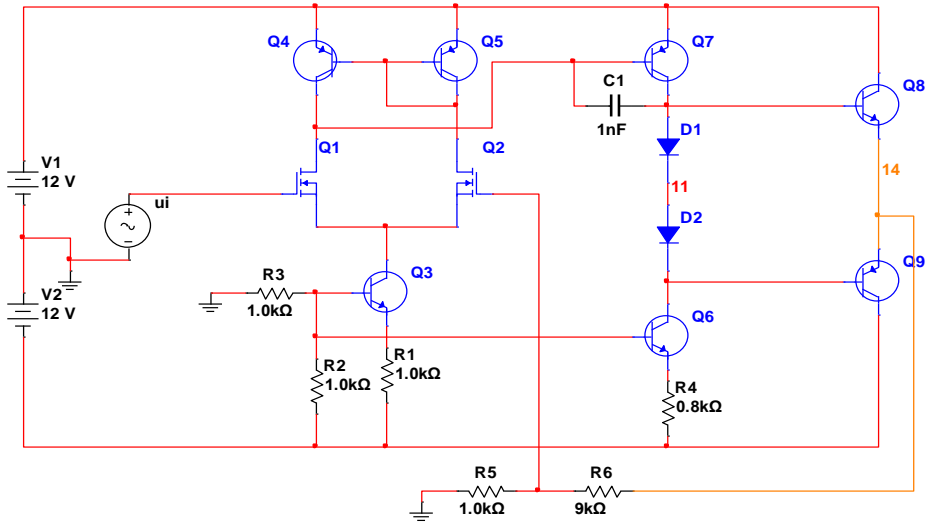


图 Section40-3a 多级含负反馈的差动放大电路

至此，将电路简化为图 Section40-3b 所示，此为一个同相比值器，闭环电压增益为 10 倍。

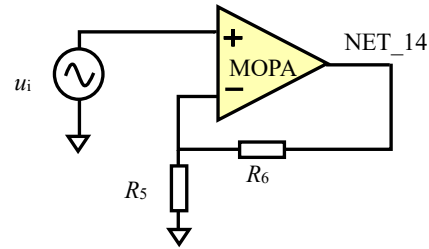


图 Section40-3b 多级差动放大电路的大运放等效

举例 4：基于光电耦合器的隔离放大器

光电耦合器(photoelectric coupler)，也称光耦合器(optocoupler)，简称光耦，由发光二极管和感光晶体管集成在一个密闭遮光腔内，如图 Section40-4 所示。常见的光耦有两种类型，一种是左图所示的 4 脚封装，其晶体管的基极不对外；另一种如右图所示 5 脚封装，具有基极管脚。晶体管集电极电流受控于二极管发光强度，是其核心原理。



图 Section40-4 光电耦合器

光耦常用于数字信号的隔离传输。所谓的隔离传输，是指两个系统之间的供电是没有电气联系的，相互浮空的，能耐受足够高的电位差，且信号能够在两个系统之间传递。两个系统之间的隔离传输，具有保护后级、抵抗共模干扰、提高系统可靠性等作用，在复杂电磁环境中应用广泛。

隔离传输的信号，可以是数字信号，也可以是模拟信号。实现隔离传输的方式一般有三

种，变压器耦合、光电耦合，以及电容耦合。

如图 Section40-5，左侧的 $5V_A$ 和三角地，是前端的数字供电，右侧的 $3.3V_B$ 和“三横线”地，是后级的数字供电，两者之间是浮空隔离的。从图中看出，左侧区域与右侧区域是没有电气联系的，只要“光”存在于两者之间，确实是电气隔离的。当输入的数字量改变时，会导致二极管或者熄灭，或者点亮，引起感光晶体管或者完全截止，或者饱和导通，进而引起 R_2 下端电位发生变化，后面的“非门”会输出相应的高低电平。

这样，就实现了前级和后级之间既隔离，又有数字信号传输过去的功能。

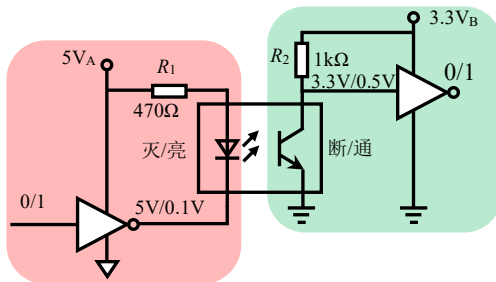


图 Section40-5 光电耦合器组成的数字信号隔离

但是，由于光耦内部的发光二极管具有单向导电性和严重的非线性，直接使用光耦传输模拟信号，是困难的。巧妙地，将光耦置于放大电路反馈环内，可以克服其非线性，实现模拟信号的隔离传输，电路如图 Section40-6 所示。

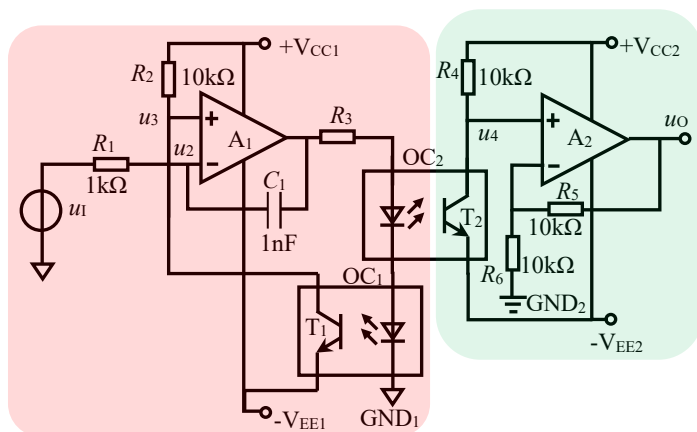


图 Section40-6 匹配对光电耦合器组成的模拟信号隔离放大

电路的核心在于使用了两个性能完全一致的光耦 OC1 和 OC2，它们具有相同的输出和传输特性。

看运放 A1 组成的电路，它的输出经过 OC1 的发光管，回送到 T1 的集电极，即运放的正输入端，进而影响输出，这构成了一个闭环反馈。我们必须分析这个闭环的反馈极性：假设 A1 输出为 \oplus ，则它会增大二极管发光电流，进而引起 T1 的集电极电流增大，导致图中 u_3 节点出现 \ominus ，A1 的输出也为 \ominus ，构成负反馈。这样，A1 的两个输入端就可以保证为虚短。

让我们先假设电容 C_1 是开路的。此时，节点 u_2 将与 u_1 完全相同。根据虚短，可知：

$$u_3 = u_2 = u_1$$

此时再看看 OC2，一个奇妙的事情发生了：由于 OC1 和 OC2 的发光二极管是串联的，因此流过两个发光管的电流是相同的，再由于 OC1 和 OC2 是完全匹配的，当它们的二极管电流相同时，T1 和 T2 的外部电路又完全相同——都是发射极接负电源，集电极通过 $10k\Omega$ 电阻接到正电源上，如果两个电源的压差完全相同，那么，两个晶体管 T1 和 T2 的 u_{CE} 就完全相同。因此，在 u_4 节点，就出现了基于 GND_2 的，与 u_3 基于 GND_1 完全相同的波形。

$$u_{4_GND2} = u_{3_GND1}$$

经过 A2 组成的 2 倍放大电路，则有：

$$u_{O_GND2} = \frac{R_5 + R_6}{R_6} u_{4_GND2} = 2u_{3_GND1} = 2u_{I_GND1}$$

而 OC2 在此实现了前级区域和后级区域的电气隔离。整个电路实现了电气隔离，且实现了信号的 2 倍放大。

由于发光二极管在整个反馈环内部，根据负反馈对非线性的抑制结论，可知此电路大幅度降低了光耦的非线性影响，当输入为纯净正弦波时，输出失真度可以做到 1% 以下，较好实现了模拟信号的隔离放大。

如果用大运放思路，可将运放 A1 和 OC2、OC1、T1 和 R2 组成的整个电路视为一个大运放，由于增加的这些电路起到了反相作用，可将 A1 的正输入端视为负输入端，而负输入端为正输入端，这就是一个跟随器。

回过头来，再看看 C_1 的作用。当电容不存在时，A1 的反馈环是由发光管、感光管回送的，它存在很严重的延时，使得 A1 对高频变化的负反馈发生滞后，容易引起 A1 工作异常。此时，在 A1 的输出端和负输入端之间增加一个小电容 C_1 ，会保证它们之间建立其一个更加快速的反馈通路，保证 A1 容易建立负反馈。当输入信号频率不是很高时， C_1 的容抗足够大，在正常工作时可视为开路。

环路方程法

有些含有负反馈的电路，难以直接使用虚短虚断法，也难以使用大运放法进行简化。此时，可以使用更为普适的环路方程法。可以说，对任何含有负反馈的电路，只要你足够耐心，使用环路方程法，总是能够得出正确的结论。

举例 1：单管含反馈放大电路

图 Section40-7 是一个单管放大器，电路以 R_B 为环路，形成负反馈。在保证静态工作点合适的情况下，求解电路的电压增益。

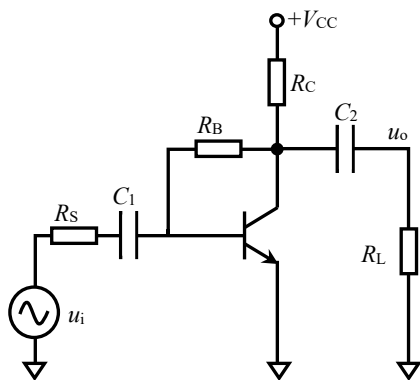


图 Section40-7 单管含反馈放大电路

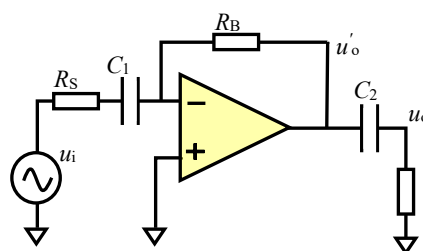


图 Section40-8 大运放法等效

如果按照大运放法，可将晶体管和 R_C 配合视为一个增益较高的大运放，由此形成的大运放等效图如图 Section40-8 所示。当输入信号频率较高时，输入耦合电容 C_1 、输出耦合电容 C_2 都可视为短路。此电路演变为一个反相比例器，利用虚短虚断，可以求得：

$$A_{uf} = \frac{u_o}{u_i} = -\frac{R_B}{R_S} \quad (1)$$

但是，实际情况却与上述分析不吻合。原因是，上述假设中的大运放，与真正的运放差异很大，比如它的开环增益，就没有达到“非常大”的地步。

环路方程法，是尽量不做任何假设，画出电路的完整反馈环路，列出环路中的全部节点方程，用精确求解的方法获得结果。

将电路中的晶体管用微变等效模型代入，得到含有反馈环路的完整动态等效电路如图 Section40-9 所示。

节点 b 电流方程：

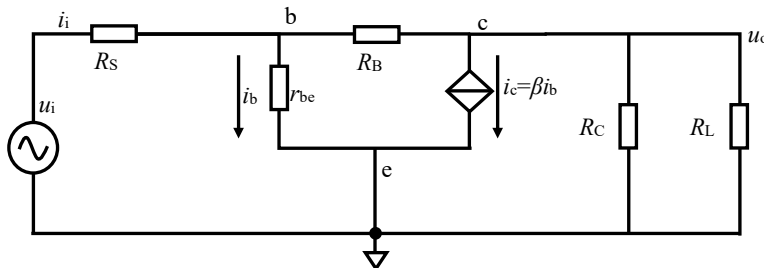


图 Section40-9 含反馈环路的完整动态等效电路

$$\frac{u_i - u_b}{R_S} = \frac{u_b}{r_{be}} + \frac{u_b - u_o}{R_B}$$

化简解得：

$$\begin{aligned} r_{be}R_B u_i - r_{be}R_B u_b &= R_S R_B u_b + r_{be}R_S u_b - r_{be}R_S u_o \\ u_b(R_S R_B + r_{be}R_S + r_{be}R_B) &= r_{be}R_B u_i + r_{be}R_S u_o \\ u_b &= \frac{r_{be}R_B u_i + r_{be}R_S u_o}{R_S R_B + r_{be}R_S + r_{be}R_B} \end{aligned}$$

(2)

节点 c 电流方程：

$$\beta \frac{u_b}{r_{be}} = \frac{u_b - u_o}{R_B} - \frac{u_o}{R'_L}$$

其中， R'_L 为 R_L 和 R_C 的并联。

将式(2)代入：

$$\beta \frac{R_B u_i + R_S u_o}{R_S R_B + r_{be}R_S + r_{be}R_B} = \frac{\frac{r_{be}R_B u_i + r_{be}R_S u_o}{R_S R_B + r_{be}R_S + r_{be}R_B} - u_o}{R_B} - \frac{u_o}{R'_L}$$

此为 u_o 和 u_i 的关系式，继续化简，省略过程得：

$$A_{uf} = \frac{u_o}{u_i} = - \frac{\beta R_B - r_{be}}{\beta R_S + R_S + r_{be} + \frac{R_S R_B + r_{be}R_S + r_{be}R_B}{R'_L}}$$

(3)

显然，式(3)为标准答案，与式(1)是不同的。利用环路方程法，虽然麻烦，但是准确。用仿真软件对该电路进行实测，与式(3)是吻合的。

Section41. 全差分放大器

略。

3. 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。

3.1. 滤波器

Section42. 滤波器的一些常识

滤波器定义

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。本书讲述的均为模拟滤波器。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。

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 Section42-2a 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 Section42-2b 是一个有源低通滤波器。

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，无源的会比有源器件便宜一些，除非用到大个头的电感、电容。

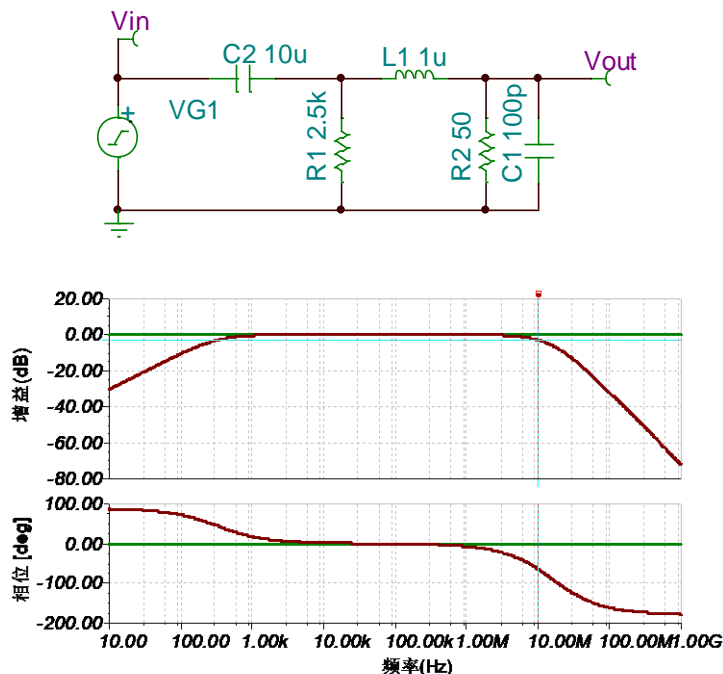


图 Section42-2a 一个无源滤波器及其频率特性

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。

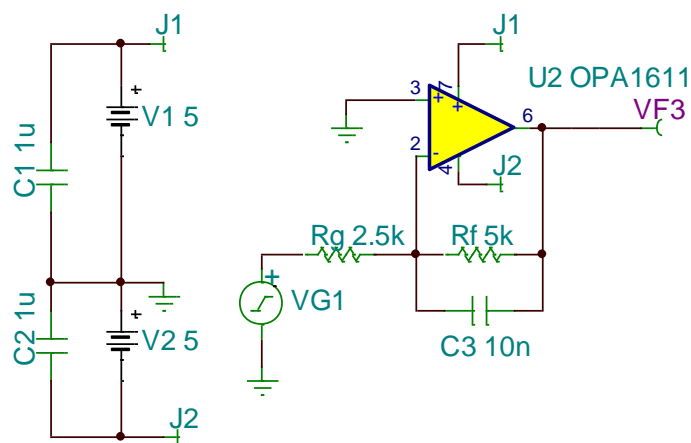


图 Section42-2b 含一阶低通滤波的反比例器

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。

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 20kHz 的低通滤波，只需要给它提供一个 2MHz 的时钟即可。要将 20kHz 的截止频率变为 19kHz，只需要改变时钟为 1.9MHz。

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，如图 Section42-3：

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 10Hz~50kHz 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_L 且低于 f_H 的，也有两个特征频率点。特殊的带阻，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 50Hz 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 Section42-3 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 。

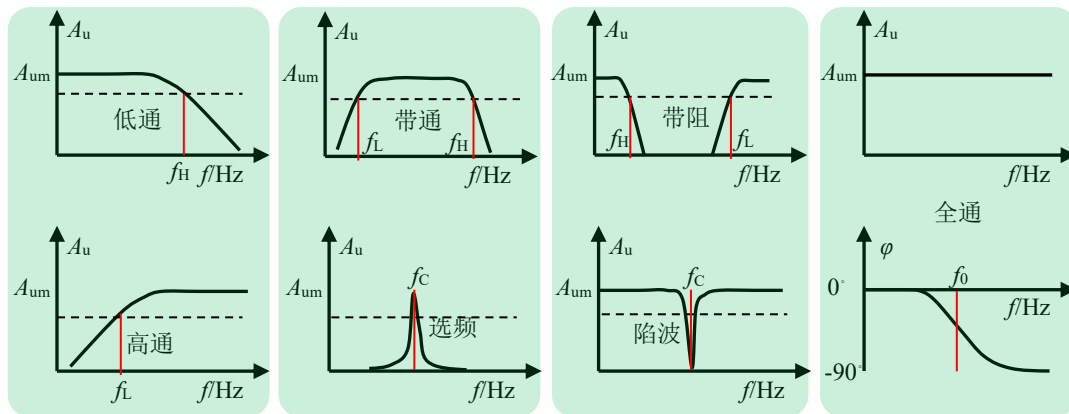


图 Section42-3 滤波器形态

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 $1/SC$ ，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 σ ，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，我们更关心其稳态表现，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。

例如，一个实际电路如图 Section42-2b 所示。用传递函数方法，可以先将电路更换成如图 Section42-4 左侧电路所示。利用虚短虚断，可以写出其传递函数为：

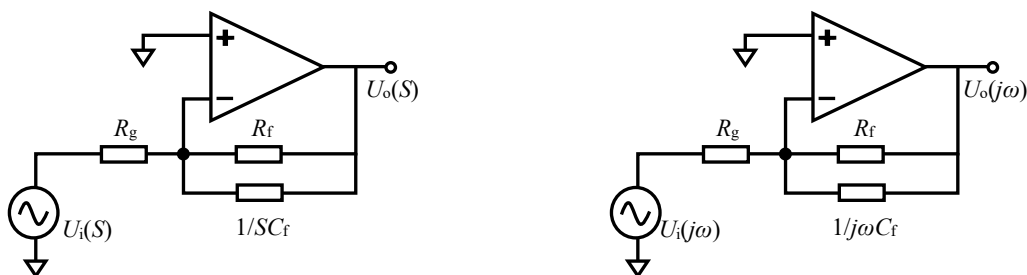


图 Section42-4 “图 Section42-2b”在复频域和频域的等效电路

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

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 Section42-4 右侧电路上计算，直接获得复数增益随频率变化的规律。多数人会采用第一种方法，至少在分析的时候，少写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。

滤波器的复频域通用表达式以及阶数概念

图 Section42-4 是一个一阶低通滤波器，其表达式可以写成：

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

(Section42-1)

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：

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

(Section42-2)

其中， $n \geq m$ ， n 称为滤波器的阶数。

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 Section42-3 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 Section42-5 所示。图中，折线是理想的砖墙——低通，另外两条曲线是一阶低通滤波器、二阶低通滤波器的幅频特性，很显然，二阶滤波器更接近于砖墙。

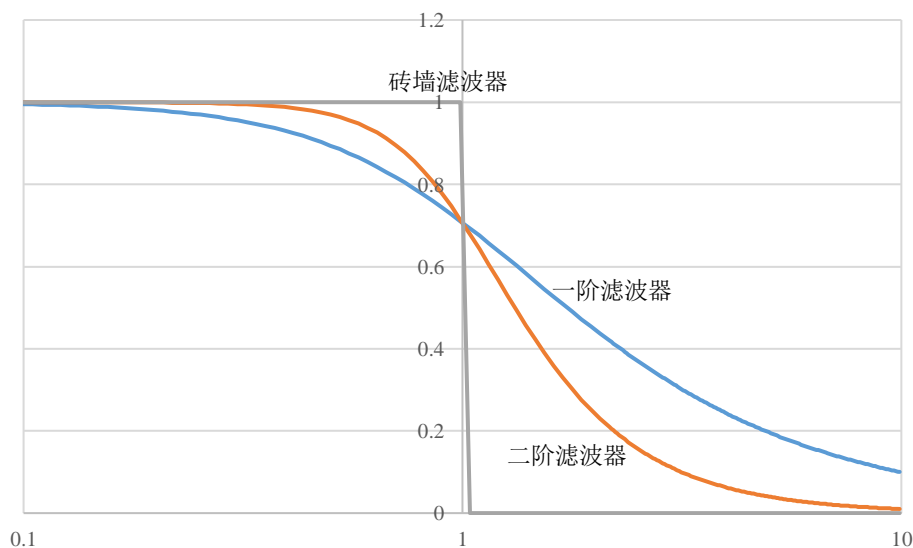


图 Section42-5 一阶低通、二阶低通与砖墙式的区别

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。

高通滤波器的下限截止频率 f_L

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，用 f_0 表示。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，用 f_0 表示。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° ，即在原有滤波器基础上，再滞后 45° 。对于高通，则逆时针转动 45° ，即在原有滤波器基础上，再超前 45° 。

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，增益最大值处的频点，称为中心频率，center frequency，用 f_c 表示。

$$\dot{A}(f) = A_m \times \frac{\frac{1}{Q} j \frac{f}{f_c}}{1 + \frac{1}{Q} j \frac{f}{f_c} + (j \frac{f}{f_c})^2}$$

陷波器中，增益最小值处的频点，称为中心频率，center frequency，用 f_c 表示。

$$\dot{A}(f) = A_m \times \frac{1 + (j \frac{f}{f_c})^2}{1 + \frac{1}{Q} j \frac{f}{f_c} + (j \frac{f}{f_c})^2}$$

Section43. 一阶低通和一阶高通滤波器

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 4 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 Section43-1 所示。

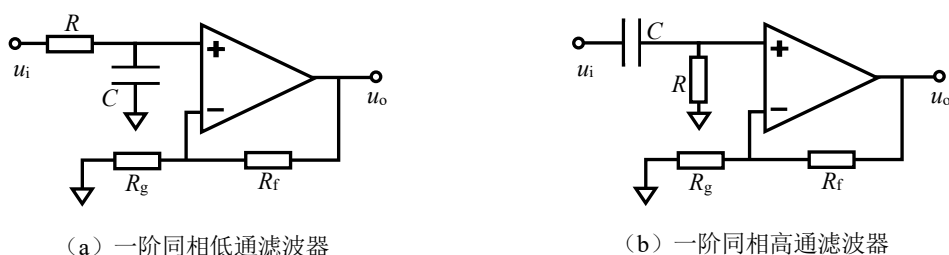


图 Section43-1 同相输入的一阶低通和高通滤波器

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：

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

(Section43-1)

增益的模为实数：

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

(Section43-2)

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 $-20\text{dB}/10$ 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：

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

(Section43-3)

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 Section43-2。当然，对数学较为熟悉的读者，可以不用这样。

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

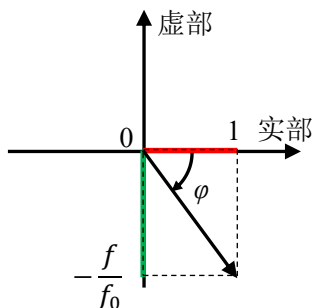


图 Section43-2 求解相移示意图

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

对图 Section43-1(b)，高通滤波器，利用同样的方法可以得到如下关系：

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

(Section43-4)

增益的模为实数：

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

(Section43-5)

相移为超前的：

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

(Section43-6)

举例 1：

电路如图 Section43-1(a)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 100mV ，频率为 1kHz ，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(Section43-1)，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(Section43-2)，可知：

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

由式(Section43-3), 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 Section43-3 所示。运放选择为 OPA1611, 可以在 $\pm 2.25V \sim \pm 18V$ 供电, 带宽为 40MHz, 它不会影响低通滤波器 723.43Hz 的截止频率——足够理想。

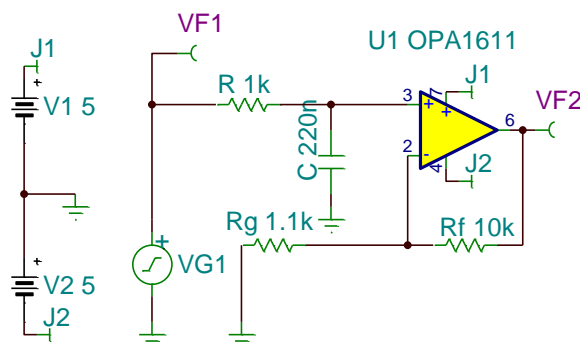


图 Section43-3 同相输入一阶低通滤波器实验 (举例 1 电路)

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 1Hz, 终止频率为 1MHz, 绘制包含“幅频特性, 相频特性”的频率特性图, 如图 Section43-4 所示。

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

其次, 对于 1kHz, 0.1V 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:

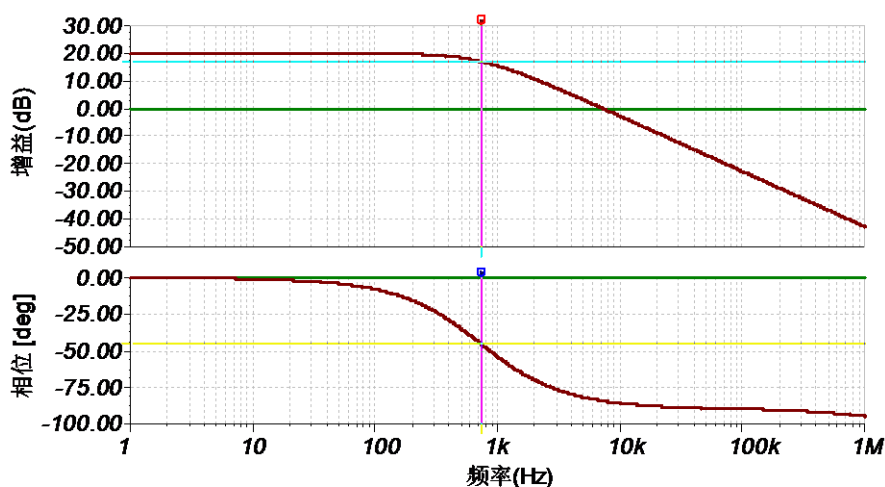


图 Section43-4 同相输入一阶低通滤波器仿真频率特性

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”中选中“VF1”和“VF2”, 并调整增益, 在 Time/div 中选择每格 100μs,

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 Section43-5 左侧的波形图。

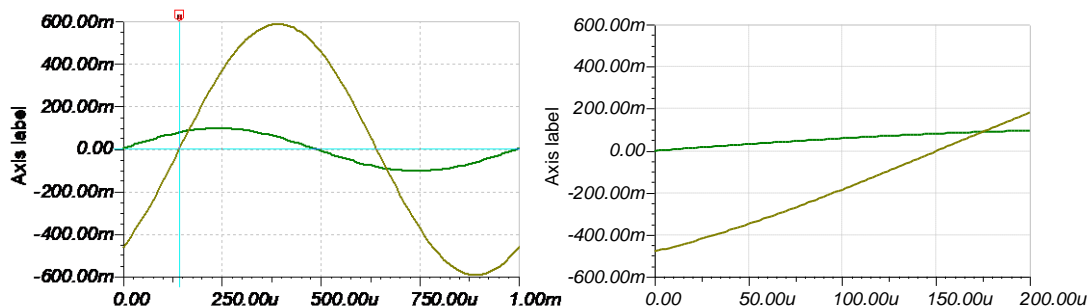


图 Section43-5 同相输入一阶低通滤波器仿真时域波形

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 140.99μs，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°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 Section43-5 右侧的放大图，从图中可以清晰看出，滞后时间约为 150μs，折算成相移，刚好是-54°，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°，基本吻合。

反相输入的一阶低通和高通滤波器

电路如图 Section43-6 所示。左侧为低通，右侧为高通。

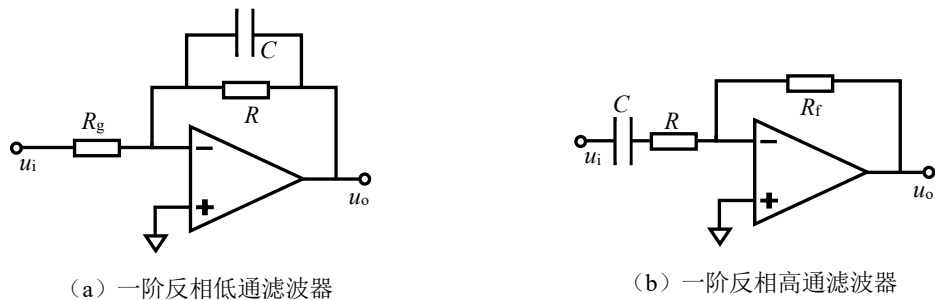


图 Section43-6 反相输入的一阶低通和高通滤波器

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：

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

(Section43-7)

增益的模为正实数：

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

(Section43-8)

相移为超前的：

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

(Section43-9)

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：

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

(Section43-7a)

增益的模为正实数：

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

(Section43-8a)

相移为滞后的：

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

(Section43-9a)

举例 2：

电路如图 Section43-7 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(Section43-7a)，中频增益和下限截止频率分别为：

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

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

2) 据式(Section43-8a):

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

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

据式(Section43-9a):

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

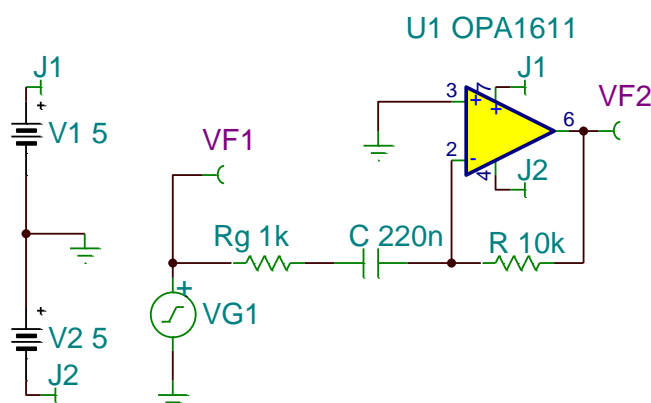


图 Section43-7 反相输入的一阶高通滤波器 (举例 2)

Section44. 一阶全通滤波器

电路如图 Section44-1 所示, 左侧为滞后型一阶全通, 右侧为超前型。以左侧为例:

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:

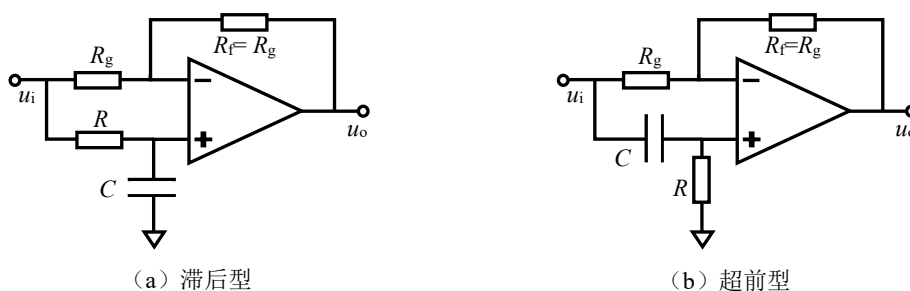


图 Section44-1 一阶全通滤波器

$$\frac{U_i(S) - U_-(S)}{R_g} = \frac{U_-(S) - U_o(S)}{R_f (= R_g)}$$

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

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：

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

(Section44-1)

电压增益的模为：

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

(Section44-2)

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：

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

(Section44-3)

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。

也可以利用方框图法分析这类电路：

$$\dot{M} = \frac{U_+(S) - U_-(S)}{U_i(S)} \Big|_{U_o(S)=0} = \frac{U_i(S) \times \frac{1}{1+SRC} - U_i(S) \times \frac{R_f}{R_g + R_f}}{U_i(S)} = \frac{1}{1+SRC} - 0.5$$

$$\dot{F} = \frac{U_-(S) - U_+(S)}{U_o(S)} \Big|_{U_i(S)=0} = \frac{R_g}{R_g + R_f} = 0.5$$

$$A(S) = \frac{U_o(S)}{U_i(S)} = \frac{\dot{M}}{\dot{F}} = \frac{2}{1+SRC} - 1 = \frac{1-SRC}{1+SRC}$$

与前述分析完全一致。

用同样的方法，可以对图 Section44-1 右侧的超前型进行分析：

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

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

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

(Section44-4)

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

(Section44-5)

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

(Section44-6)

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 1:

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 Section44-1 右侧。但是,它的增益只有 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(Section44-6),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 1kΩ 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:

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

选择 $C=0.33\mu\text{F}$,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。先确定整个电路如图 Section44-2 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 $R_g=R_f=2.37\text{k}\Omega$ 。

2) 对后级的 10 倍放大电路,可以先确定 $R_2=1\text{k}\Omega$,再根据增益=10,理论上 $R_3=9\text{k}\Omega$,

但是 E96 系列没有这个电阻值，选择最为接近的 $9.09\text{k}\Omega$ 。

运放选择为带宽 40MHz 的 OPA1611，至此，全部电路设计完成。

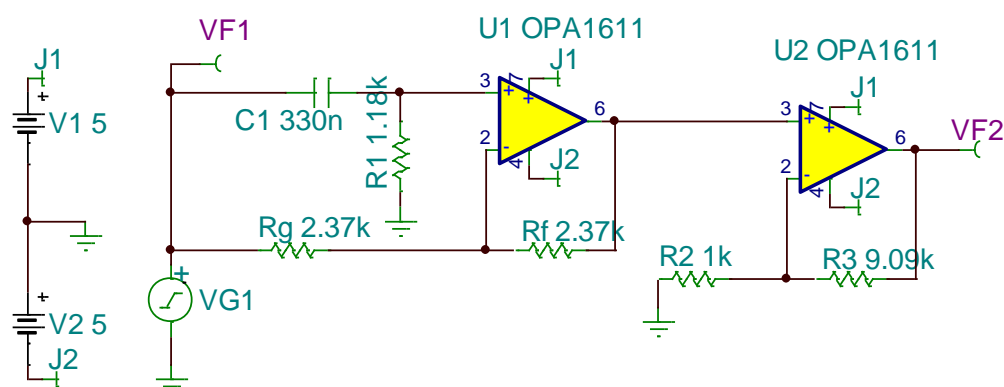


图 Section44-2 举例 1 电路

读者可以对此电路实施仿真，以验证设计的正确性。

Section45. 压控低通滤波器

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 Section45-1 为一个压控低通滤波器。

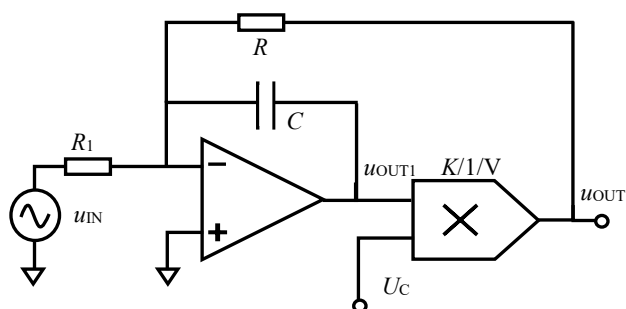


图 Section45-1 压控一阶低通滤波器

根据图中结构，列出频域表达式如下：

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

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

增益表达式为一阶低通滤波器，其上限截止频率为：

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

这个表达式的含义是，在没有乘法器存在之前，该电路就是一个低通滤波器，增加乘法器后，原输出 u_{OUT1} 被放大 KU_C 倍，然后返回，形成新的低通滤波器，其上限截止频率就变为原先的 KU_C 倍。

$$f_H = \frac{KU_C}{2\pi RC} = KU_C \times \frac{1}{2\pi RC} = G \times f_{H1}$$

(Section45-1)

可以利用乘法器、程控增益放大器、压控增益放大器等实现上式中的 G 。

举例 1:

图 Section45-2 是一个滤波器，求电路中 VF2 的上限截止频率。

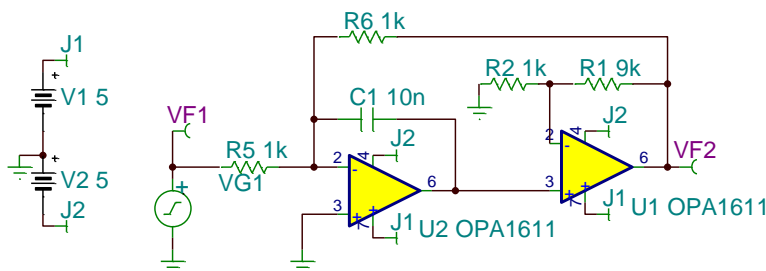


图 Section45-2 举例 1 电路

解：方法一，直接使用式(Section45-1)。可知，原先的截止频率为：

$$f_{H1} = \frac{1}{2\pi R_6 C_1} = 15.9\text{kHz}$$

$$G = 1 + \frac{R_1}{R_2} = 10$$

$$f_H = G \times f_{H1} = 159\text{kHz}$$

方法二，根据电路，直接写频域表达式。以左边运放的负输入端为节点，电流关系为：

$$\frac{VF1}{R_5} = -\frac{VF2}{R_6} - \frac{\frac{VF2}{G}}{\frac{1}{j\omega C_1}} = -VF2 \left(\frac{1}{R_6} + \frac{j\omega C_1}{G} \right) = -VF2 \times \frac{G + j\omega R_6 C_1}{R_6 G}$$

其中， G 为右边运放形成的增益，等于 10。

$$\dot{A}(j\omega) = \frac{VF2}{VF1} = -\frac{1}{R_5} \times \frac{R_6 G}{G + j\omega R_6 C_1} = -\frac{R_6}{R_5} \times \frac{1}{1 + j\omega \frac{1}{G} R_6 C_1} = -\frac{R_6}{R_5} \times \frac{1}{1 + j\frac{\omega}{\omega_H}}$$

因此，有：

$$\omega_H = \frac{G}{R_6 C_1}; \quad f_H = \frac{\omega_H}{2\pi} = \frac{G}{2\pi R_6 C_1} = 159\text{kHz}$$

学习任务和思考题：

1) 以下频域表达式中，哪些是低通滤波器？哪些是高通滤波器？或者什么都不是。

$$(a): \dot{A}(j\omega) = \frac{1 + j\omega}{2 + 18j\omega}; \quad (b): \dot{A}(j\omega) = \frac{0.5}{2 + 18j\omega}$$

$$(c): \dot{A}(j\omega) = \frac{j\omega}{2 + 18j\omega}; \quad (d): \dot{A}(j\omega) = \frac{j\omega}{2 - 18j\omega}$$

2) 假设图 Section45-3 中 VG1 是一个理想信号源，运放是理想的。判断以下电路的滤波类型，对高通或者低通滤波器，写出其截止频率。

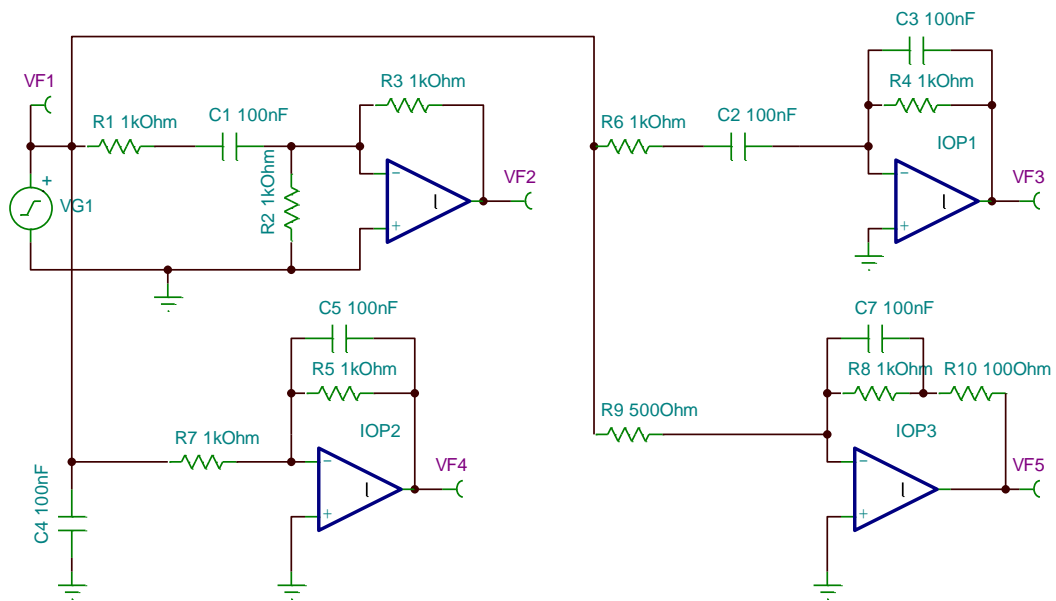


图 Section45-3

3.2. 峰值检测和精密整流电路

Section50. 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 Section50-1 中“理想峰值检测波形”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。

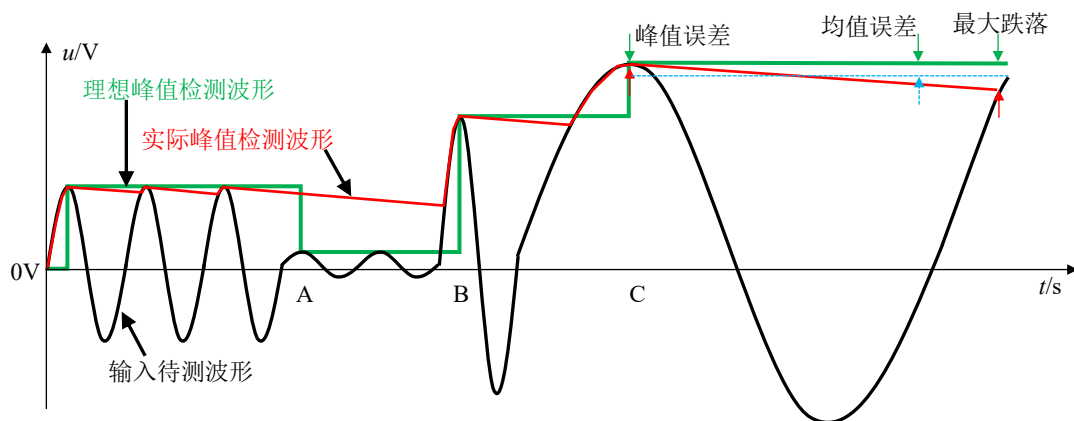


图 Section50-1 峰值检测示意图

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 Section50-1 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“实际峰值检测波形”，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 Section50-2 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。

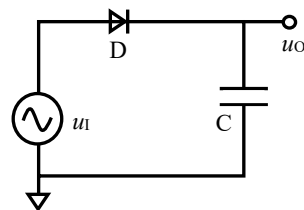


图 Section50-2 最简单的峰值检测

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。

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 Section50-3，Section50-4 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，将二极管置于反馈环中，尽量减小其导通电压对输出值的影响。

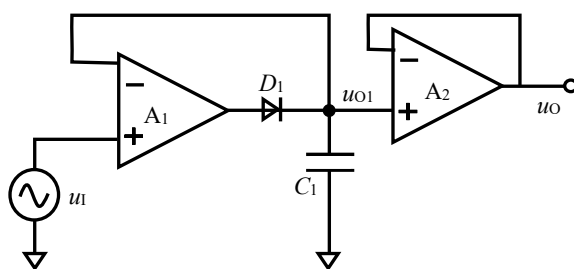


图 Section50-3 峰值检测改进电路 1

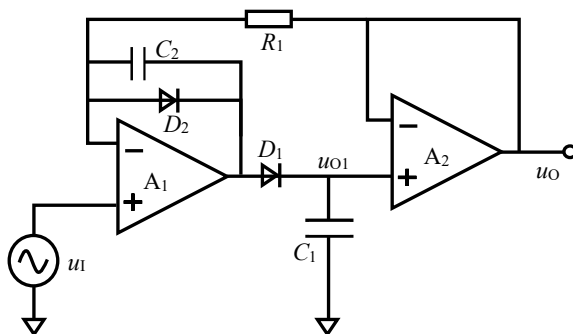


图 Section50-4 峰值检测改进电路 2

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。

Section51. 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。如图 Section51-1 所示。

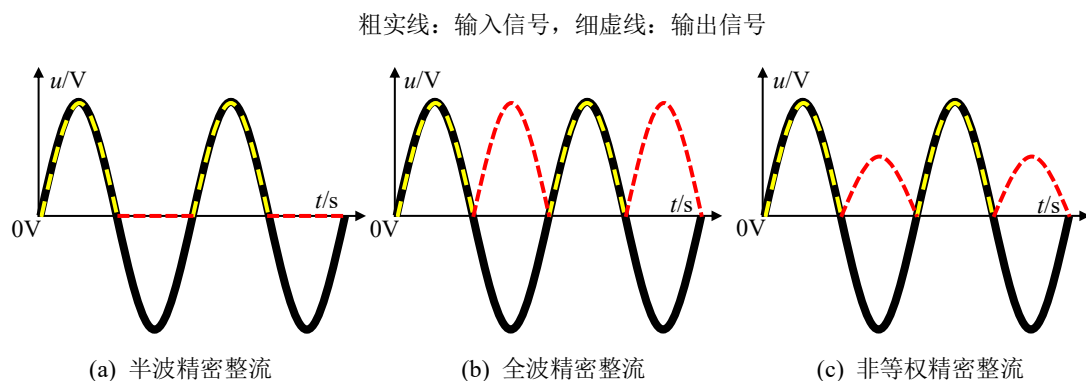


图 Section51-1 精密整流输入输出示意图

半波精密整流

半波精密整流电路如图 Section51-2a 所示。它有两个输出，根据自己的需要，可以选择使用。图 Section51-2b 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，信号路径为图中虚线所示，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、虚断原则，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实线所示。这就得到了图 Section51-2b 的两个输出端波形。

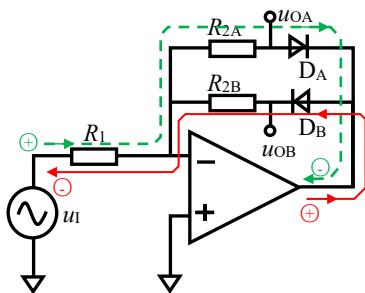


图 Section51-2a 半波精密整流

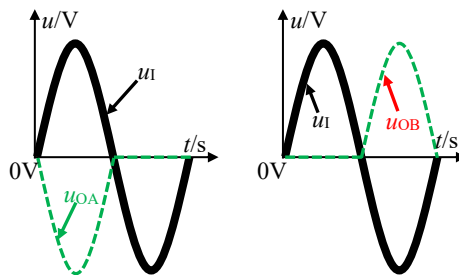


图 Section51-2b 半波精密整流输入输出波形

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 Section51-3 所示。

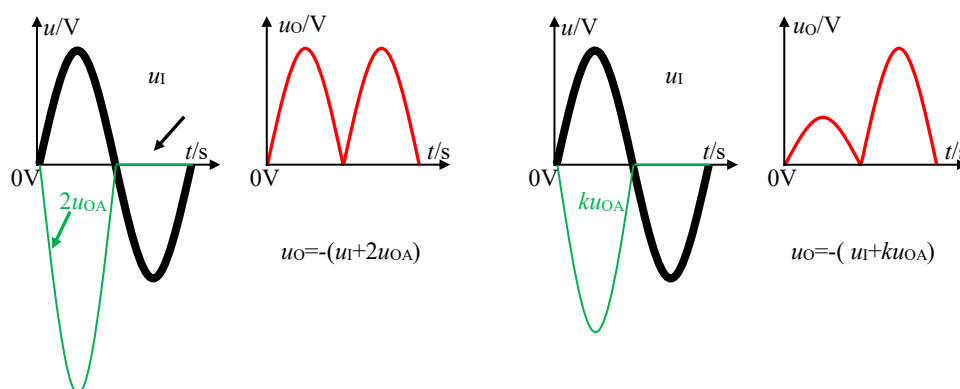


图 Section51-3 全波精密整流和非等权整流的形成原理

电路如图 Section51-4 所示。

$$u_{OA} = \begin{cases} -\frac{R_{2A}}{R_1} u_1; & u_1 > 0 \\ 0; & u_1 \leq 0 \end{cases}$$

$$u_O = -\frac{R_5}{R_4} u_1 - \frac{R_5}{R_3} u_{OA} = \begin{cases} \left(\frac{R_5}{R_3} \times \frac{R_{2A}}{R_1} - \frac{R_5}{R_4} \right) u_1; & u_1 > 0 \\ -\frac{R_5}{R_4} u_1; & u_1 \leq 0 \end{cases}$$

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。

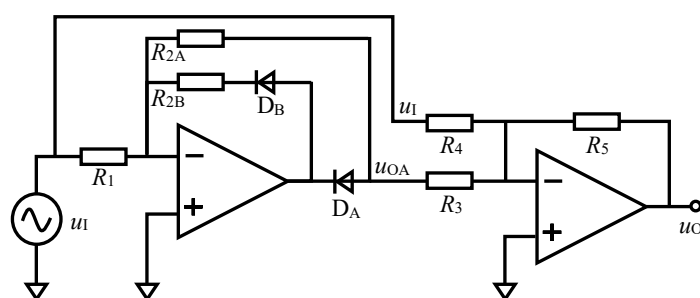


图 Section51-4 全波精密整流（含非等权）电路

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。

学习任务和思考题：

1) 电路如图 Section51-5，输入信号为 1kHz，幅度 0.1V 正弦波，直流偏移量 0V。在同一个时间轴上，分别画出输入、输出波形。

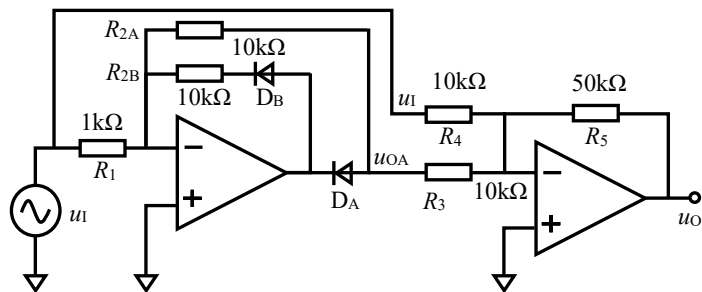


图 Section51-5

- 2) 在图 Section51-5 电路中，当 R_4 断开，画出输入、输出波形。
- 3) 在图 Section51-5 电路中，当 D_B 短路，画出输入、输出波形。

3.3. 比较器

Section52. 运放实现的比较器

比较器的概念

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，用 3.3V 代表高电平，0V 代表低电平。图 Section52-1 是一个理想比较器，而图 Section52-2 则是理想比较器的转移伏安特性。

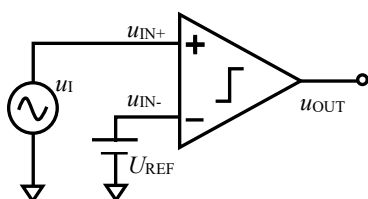


图 Section52-1 理想比较器

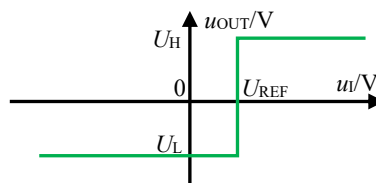


图 Section52-2 理想比较器输入输出伏安特性

比较器的入端，属于模拟域，比较器的输出端，属于数字域。因此，比较器是模拟域和数字域的桥梁。

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 Section52-3 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，

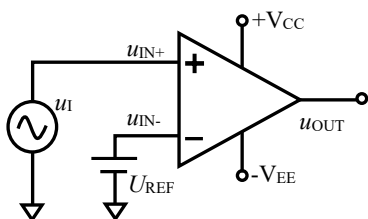


图 Section52-3 运放组成的比较器

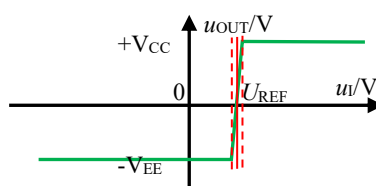


图 Section52-4 运放组成的比较器伏安特性

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 Section52-4 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 Section52-4 中虚线内）。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。

Section53. 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 Section53-1 所示，我们希望知道输入信号中，有多少个较大的涌动，很明显，图中可见有两个。用一个比较器来检测，却会出现不期望的结果。以图中固定电压（直线）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，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，是对阴影区域实施时间轴放大后的波形，可见输入波形中的噪声，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

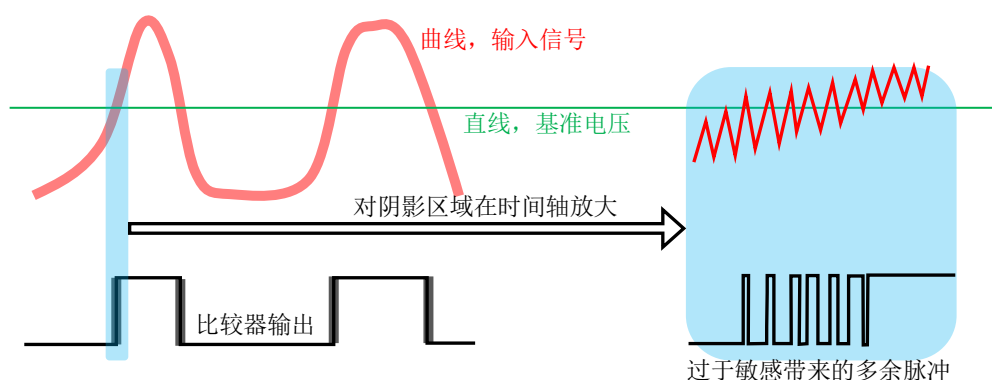


图 Section53-1 过于敏感的比较器产生的后果

——6 个小脉冲，加上一个宽脉冲。

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 Section53-2 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。而实现迟滞比较器的核心，是通过电阻 R_2 和 R_1 ，将输出信号反馈到了输入端——这是一个正反馈。

迟滞比较器的工作原理如图 Section53-3 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 Q 点，此时运放的正输入端作为比较基准，为 kV_{CC} ：

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

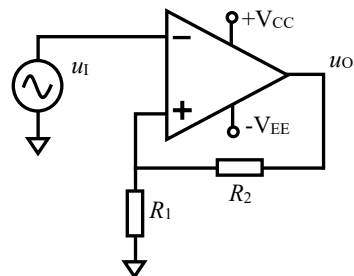


图 Section53-2 迟滞比较器

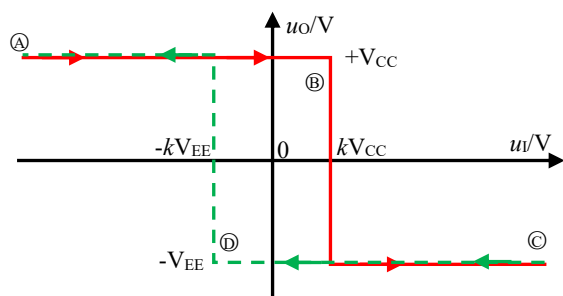


图 Section53-3 迟滞比较器工作原理

随着输入电压逐渐增大, 工作点沿着实线一直向右移动, 比较器一直维持着 $+V_{CC}$ 输出, 直到②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②点处的实线跌落。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, 输出将从②点一直移动到③点, 然后以虚线回转。注意, 横轴数值到达 kV_{CC} 处, 比较器并不翻转, 而要沿着虚线一直到②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。

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 Section53-1 的那些小扰动, 就不再会引起输出的频繁变化, 如图 Section53-4 所示。

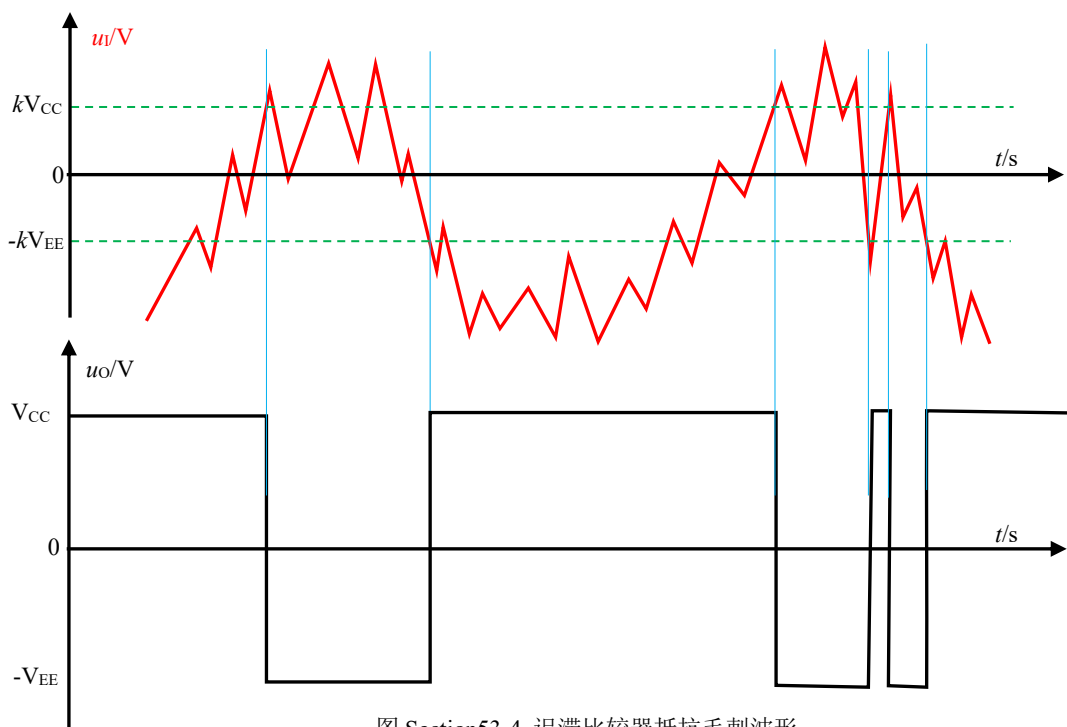


图 Section53-4 迟滞比较器抵抗毛刺波形

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, 即图中两根虚线之间的电压, 仍会引起不期望的输出翻转。

举一个例子: 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, 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，就有两个比较点，高点 95 分，低点 85 分，会使得班级比较稳定。

多种形态的迟滞比较器

图 Section53-2 仅是迟滞比较器的一种。其特点是，它的伏安特性曲线是顺时针旋转的；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 Section53-5 所示，它的伏安特性如图 Section53-7 所示。图 Section53-6 是逆时针迟滞比较器，它的伏安特性如图 Section53-8 所示。以图 Section53-5 为例分析其关键值：

设正反馈系数为 k ， k 值越接近于 1，说明反馈越强烈，迟滞窗口越宽：

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

(Section53-0)

电路有两个比较基准，分别为较大的 U_{REF+} 和较小的 U_{REF-} 。对图 Section53-5 电路， U_{REF+} 是在输出为正值时翻转的，而 U_{REF-} 是在输出为负值时翻转的，因此有：

$$U_{REF+} = U_{REF}(1 - k) + V_{CC}k$$

(Section53-1)

$$U_{REF-} = U_{REF}(1 - k) - V_{EE}k$$

(Section53-2)

如果 $V_{CC}=V_{EE}$ ，可以得到更为直观的表达，如图 Section53-7 所示：

$$U_{REF+} = U_{REF}(1 - k) + 0.5U_{WD}$$

$$U_{REF-} = U_{REF}(1 - k) - 0.5U_{WD}$$

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。 $U_{REF}(1 - k)$ 是两个比较阈值的均值，也是窗口的中心，称为中心阈值。

$$U_{WD} = U_{REF+} - U_{REF-} = (V_{CC} + V_{EE})k$$

(Section53-3)

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。

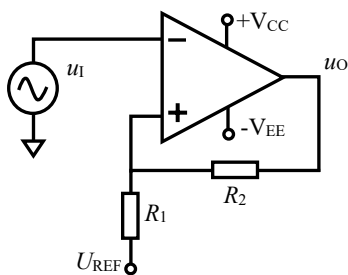


图 Section53-5 顺时针迟滞比较器

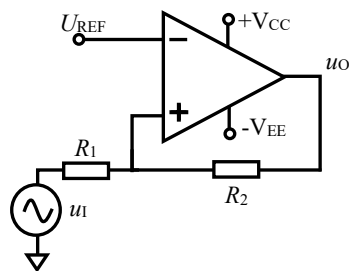


图 Section53-6 逆时针迟滞比较器

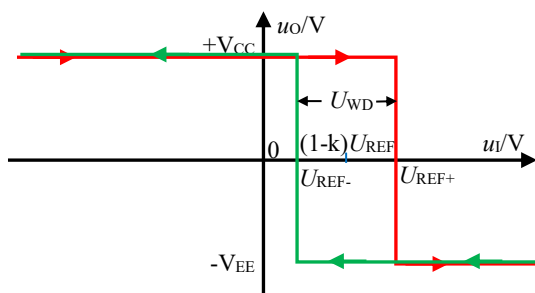


图 Section53-7 顺时针迟滞比较器伏安特性

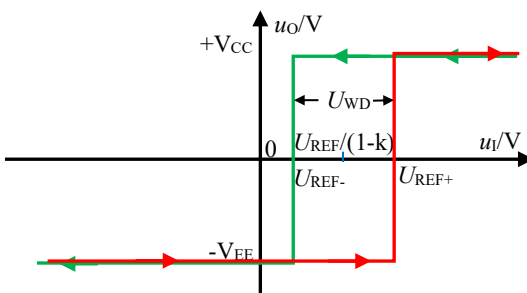


图 Section53-8 逆时针迟滞比较器伏安特性

对图 Section53-6 电路, U_{REF+} (那个较高电压的比较点) 是在输出为负值时产生的, 而 U_{REF-} 是在输出为正值时产生的, 比较点发生在运放正输入端电位等于 U_{REF} 时:

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

解得:

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

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

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 Section53-9 所示。

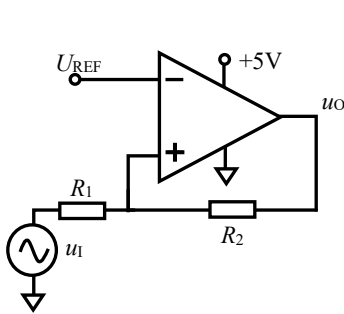


图 Section53-9 举例 1 电路结构

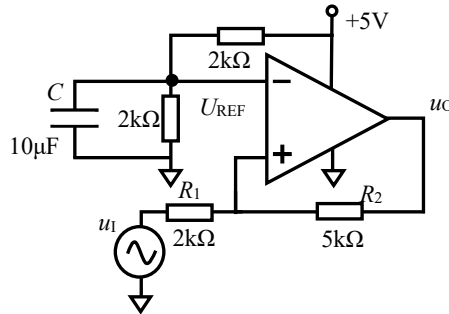


图 Section53-10 举例 1 实际电路

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:

$$U_{REF-}(1-k) + 5V \times k = U_{REF}$$

$$U_{REF+}(1-k) + 0V \times k = U_{REF}$$

解得两个关键阈值电压为:

$$U_{REF-} = (U_{REF} - 5V \times k) \frac{1}{1-k} = \frac{U_{REF}}{1-k} - 5V \frac{k}{1-k} = \frac{U_{REF}}{1-k} - 5V \frac{R_1}{R_2} \quad (\text{Section53-4})$$

$$U_{REF+} = \frac{U_{REF}}{1-k} \quad (\text{Section53-5})$$

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：

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

取 $R_2=5k\Omega$, $R_1=2k\Omega$, $U_{REF}=2.5V$, 完成电路设计。如图 Section53-10 所示。其中基准电压 2.5V 依靠两个 $2k\Omega$ 电阻分压实现，并联的 $10\mu F$ 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(Section53-1)和式(Section53-2)：

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

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

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 Section53-11 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 Section53-12 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。

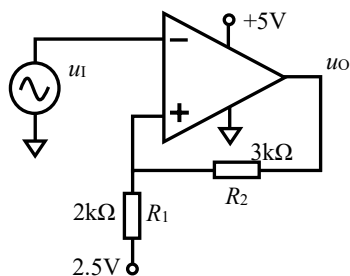


图 Section53-11 举例 2 电路

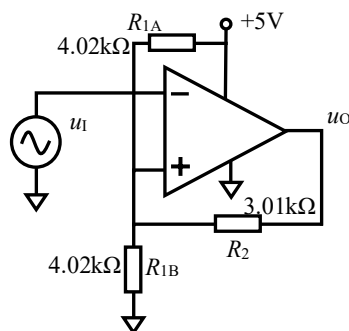


图 Section53-12 举例 2 实用电路

Section54. 集成比较器

集成比较器是一类集成芯片，专门用于信号比较。它们与运放组成的比较器相比，具有如下特点：

- 1) 一般有专门的输出级电路，多数可以直接输出与数字系统兼容的高低电平，比如 0V/5V，0V/3.3V 等，而不像运放那样输出正负电源电压值。
- 2) 具有更快的翻转速度，以传输时延表示：从输入满足翻转条件，到输出有效翻转需要的时间。高速比较器的传输时延可以小于 1ns。
- 3) 灵敏度较低，失调电压较大。

学习任务和思考题：

1) 电路如图 Section54-2，运放是理想的。输入信号为 1kHz，0V~5V 的正弦波——即幅度为 2.5V，直流偏移量为 2.5V。画出输入、输出对应波形，写出关键比较点。

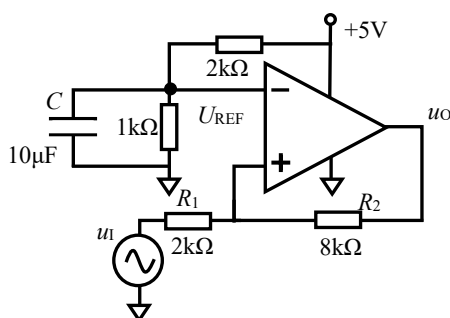


图 Section54-2

2) 电路如图 Section54-3，运放不是理想的，在 5V 供电情况下，其输出最大值为 4.5V，最小值为 1V。输入信号为 1kHz，0V~5V 的正弦波——即幅度为 2.5V，直流偏移量为 2.5V。画出输入、输出对应波形，写出关键比较点。

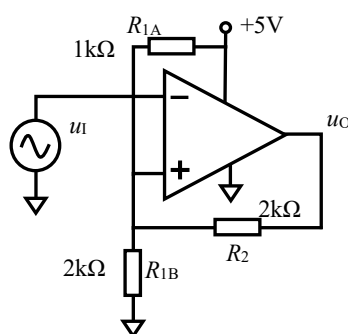


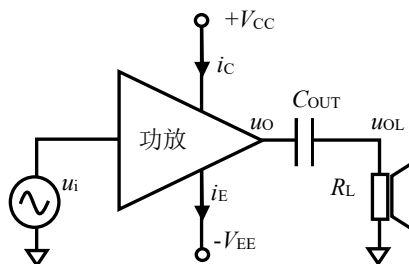
图 Section54-3

3.4. 功率放大电路

Section55. 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 Section55-1 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周期为重复，因此所有的积分均以一个正弦波周期进行。



Section55-1 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：

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

(Section55-1)

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：

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

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

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

(Section55-2)

效率 η

功放的效率是指输出功率和电源消耗功率的比值。

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

(Section55-3)

晶体管耗散功率 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 。

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

(Section55-4)

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。

Section56. 甲类功放

在整个信号周期内，功率晶体管始终处于放大状态，此类功放称为甲类功放。由于功率晶体管在整个周期内导通，也称其导通角为 360° ——即甲类功放的导通角为 360° 。

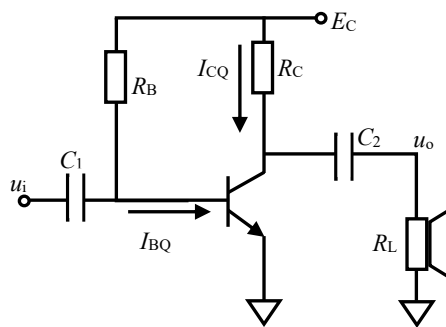


图 Section56-1 最简单的甲类功放

理论上最简单的甲类功放如图 Section56-1 所示，实际的甲类功放要比此图复杂得多，如著名的 J1H1969 电路（可参阅本书全本）。甲类功放特点如下：

- 1) 失真最小，广泛用于高保真电路和奢侈品音响电路。
- 2) 效率最低，即便没有输入信号时，晶体管也在放大器静默，其静态功耗就很大。

Section57. 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 Section57-1 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。

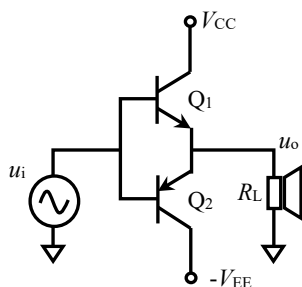


图 Section57-1 乙类功放电路结构

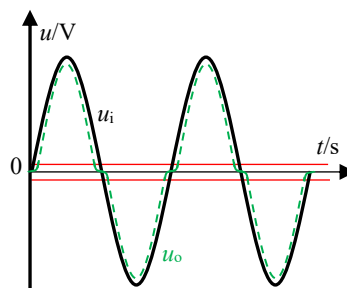


图 Section57-2 乙类功放的输入输出

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 Section57-2 所示，图中实线波形为输入正弦波，虚线是输出波形。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，输出波形变得非常复杂，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(Section55-1)，得到输出功率为：

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

(Section57-1)

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(Section55-2)，得到总电源耗散功率为：

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

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

(Section57-2)

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：

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

(Section57-3)

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：

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

(Section57-4)

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：

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

(Section57-5)

图 Section57-3 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：

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

(Section57-6)

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%。

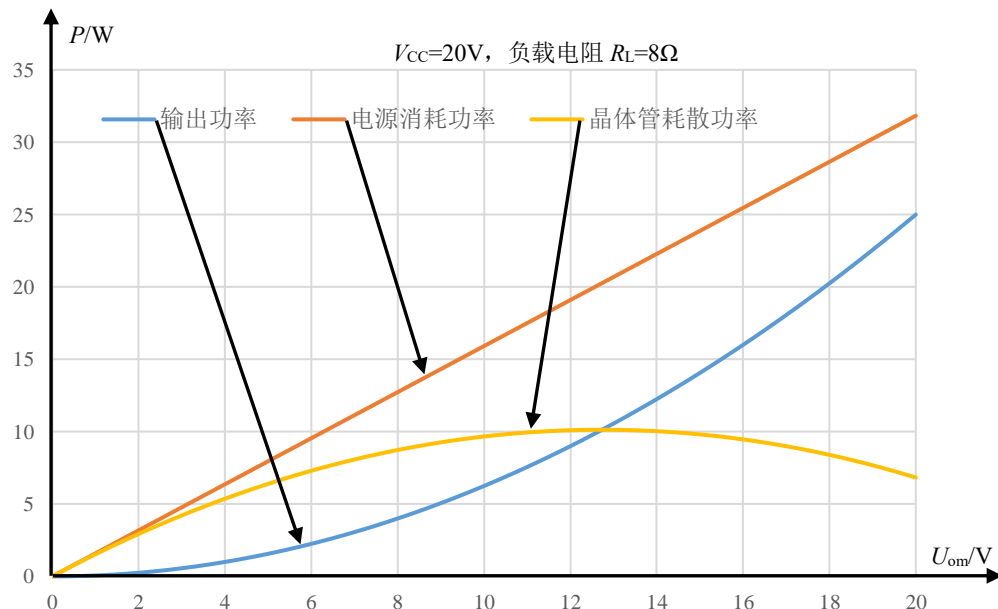


图 Section57-3 乙类功放的功率随输出幅度的变化

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 Section57-4 所示。

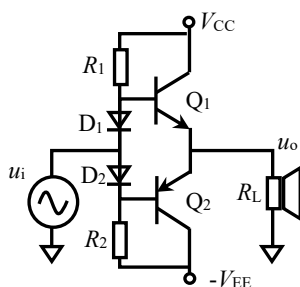


图 Section57-4 甲乙类功放电路结构

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。

功放的单电源供电

功放电路可以用正负电源供电，这样可以获得良好的对称性，以最大程度降低失真。但是在很多便携设备中，为了降低体积、重量和成本，也采用单一电源供电。

图 Section57-5 是两个单电源供电的功率放大器，采用单一 20V 供电。(a)图的输入信号，通过一个隔直电容耦合到图中 VF2 点。静态时，VF2 点的上下电路是相同的，从 T1 基极流进多少电流，就有多少电流从 T2 基极流出，因此 VF2 点静态电位是 20V 的一半，10V。而 VF3 的静态电位只能是 10V——如果比 10V 高，那么 T1 的 BE 电压将小于 T2 的 EB 电压，T2 就会产生较大的电流，导致电容 C1 被放电（电流从右向左流），VF3 电位就下降；反之则 VF3 电位上升。最终的结果是，静态时电容上没有电流，VF3 保持 10V 电位。

这个电路的好处是，对输入信号的静态电位没有要求，只要不击穿 C2 即可。缺点是需要增加一个大电容，以保证其低频响应。

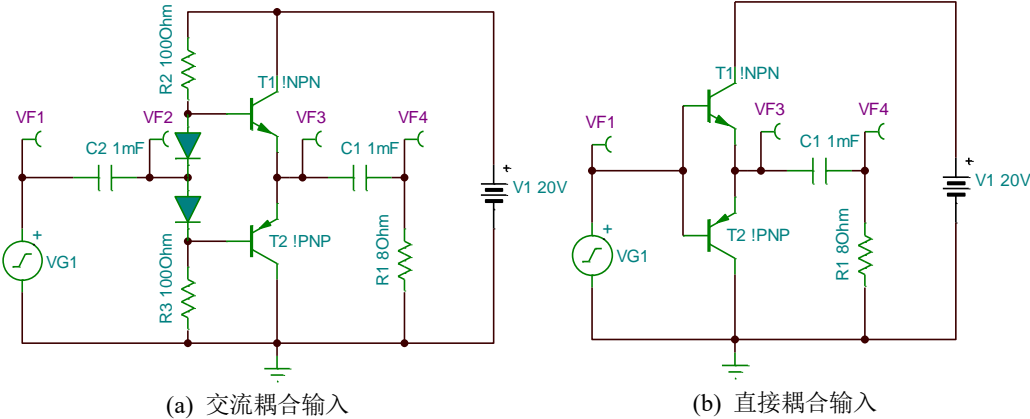


图 Section57-5 功放的单电源供电

(b)图电路的输入是直接耦合型的，输入信号必须具备合适的静态直流电平，比如 10V。此时，VF3 则一定是 10V。如果 VF3 小于 10V，那么 T1 就会导通——哪怕是微弱导通，给电容 C1 充电，导致 VF3 电位上升。而一旦 VF3 大于 10V，T2 就会导通，给电容 C1 放电。总之，VF3 只有等于 10V，静态才会出现。

上述电路在动态时，与双电源电路基本一致。

功率管置于反馈环内的功率放大电路

图 Section57-6 电路中，两个功率管 T1 和 T2 被放置在了大反馈环内，此时交越失真就很难发生了。解释如下：

两个晶体管只要有一个处于放大状态，则从运放输出 $u_{O1} \rightarrow u_O \rightarrow u_{in} \rightarrow u_{O1}$ 的负反馈环路就是通的，在满足负反馈条件下，运放 A1 的两个输入端虚短，则可解出：

$$u_o = (1 + \frac{R_F}{R_G})u_i \quad (1)$$

此时不存在交越失真。

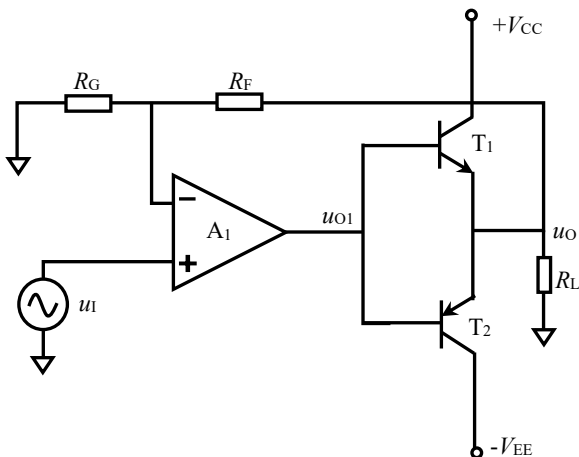


图 Section57-6 将功率管至于反馈环内

我们先假设输入电压为 0，则 u_{O1} 为 0，两个晶体管均不导通，处于截止状态， u_O 为 0，输入变化无法引起输出 u_O 变化，存在交越失真。当输入电压为 u_{I_min} 时，使得：

$$|(u_{I_min} - u_{IN-}) \times A_{uo}| = |u_{I_min} \times A_{uo}| = |u_{O1}| \geq 0.7 \quad (2)$$

则运放的输出足以打通两个晶体管中的一个，使其工作于放大状态，负反馈环就建立了，而负反馈环路一旦建立，式(1)就成立了，交越失真也就消失了。因此，式(2)是交越失真存在与否的分界条件，当 $A_{uo}=10^5$ ：

$$|u_{I_min}| \geq \frac{0.7}{A_{uo}} = 70\mu V$$

就不再出现交越失真。

换句话说，当输入信号大于 $70\mu V$ ，输出就不再出现交越失真。

需要注意的是，当输出信号与输入信号一致，是一个标准正弦波，那么运放的输出端 u_{O1} 就一定不是正弦波，而是一个正半周加 $0.7V$ ，负半周减 $0.7V$ 的奇怪波形。

图 Section57-7 是一种进一步改进的电路，它在前述电路基础上，又增加了串联二极管的甲乙类措施，试图进一步降低交越失真。

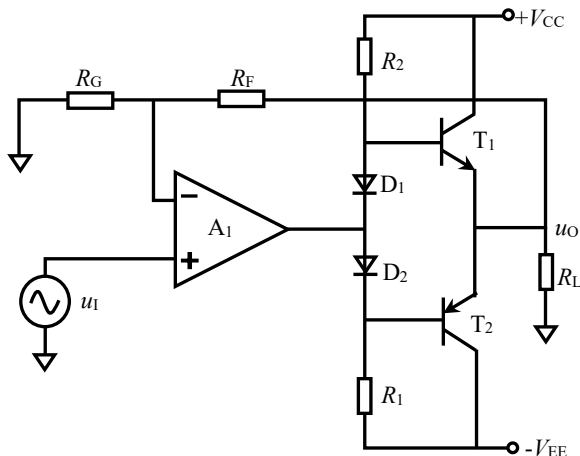


图 Section57-7 将功率管至于反馈环内——含二极管

举例 1

电路如图 Section57-7 所示。电源电压为 $V_{CC}=V_{EE}=20V$ 。假设电阻 R_2 、 D_1 、 D_2 、 R_1 支路的功耗很小，运放功耗很小。图中 $R_F=10k\Omega$ ， $R_G=1k\Omega$ ， $R_L=16\Omega$ ，晶体管输出功率和耐压足够大，运放和晶体管的频率响应足够。

1) 当输入为幅度 1V，频率为 1kHz，直流偏移量为 0V 的正弦波，求此时的输出功率、电源功率、效率，以及晶体管耗散功率。

2) 假设两个晶体管具有相同的 2V 饱和压降，求正弦波输入时，最大不失真输出电压有效值，以及此时的输出功率、电源功率、效率和晶体管耗散功率。

3) 当输入为幅度 1V，频率为 1kHz，直流偏移量为 0V 的方波，求此时的输出功率、电源功率、效率，以及晶体管耗散功率。

解：首先，整个电路的电压增益为：

$$A_u = \frac{u_o}{u_i} = 1 + \frac{R_F}{R_G} = 11$$

1) 当输入为 1V 正弦波时，输出幅度为：

$$U_{om} = A_u U_{im} = 11V$$

根据式(Section57-1)，得输出功率为：

$$P_{out} = \frac{U_{om}^2}{2R_L} = \frac{121}{2 \times 16} = 3.78125W$$

根据式(Section57-2)，得电源功率为：

$$P_{PW} = \frac{2 \times V_{CC} \times U_{om}}{\pi R_L} = \frac{2 \times 20 \times 11}{3.1416 \times 16} = 8.7535W$$

则效率为：

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{PW}} = \frac{3.78125W}{8.7535W} = 43.197\%$$

也可根据式(Section57-3)，得效率为：

$$\eta = \frac{\pi U_{om}}{4V_{CC}} = \frac{3.1416 \times 11}{4 \times 20} = 43.197\%$$

根据式(Section57-5)，得晶体管耗散功率为：

$$P_T = P_{PW} - P_{out} = 8.7535 - 3.78125 = 4.97225W$$

2) 当晶体管具有 2V 饱和压降时，最大不失真输出幅度为 20V 减去 2V，即 18V。此时输出幅度为：

$$U_{om} = 18V$$

其有效值为幅度的 0.707 倍，即 12.73V。

根据式(Section57-1)，得输出功率为：

$$P_{out} = \frac{U_{om}^2}{2R_L} = \frac{324}{2 \times 16} = 10.125W$$

根据式(Section57-2)，得电源功率为：

$$P_{PW} = \frac{2 \times V_{CC} \times U_{om}}{\pi R_L} = \frac{2 \times 20 \times 18}{3.1416 \times 16} = 14.3239W$$

则效率为：

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{PW}} = \frac{10.125W}{14.3239W} = 70.686\%$$

根据式(Section57-5)，得晶体管耗散功率为：

$$P_T = P_{PW} - P_{out} = 14.3239 - 10.125 = 4.1989W$$

注意，此时输出幅度比前一问时更大了，但晶体管耗散功率却减小了。

3) 对于幅度 1V 方波输入，可知其输出幅度仍为 11V，但前述公式都不能直接使用，需要重新分析。

由于是方波输出，正负是对称的，对电阻来说无所谓正负，其功率是相同的。因此有：

$$P_{out} = \frac{U_{om}^2}{R_L} = \frac{121}{16} = 7.5625W$$

此时电源消耗功率为：

$$P_{PW} = V_{CC} \times i_C = 20 \times \frac{U_{om}}{R_L} = 13.75W$$

效率为：

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{PW}} = \frac{7.5625W}{13.75W} = 55\%$$

可知此时的效率即为输出幅度和电源电压的比值。

晶体管耗散功率为：

$$P_T = P_{PW} - P_{out} = 13.75 - 7.5625 = 6.1875W$$

Section58. 关于功放的其它知识

参见本书全本。

学习任务和思考题：

1) 电路如图 Section58-7 所示。电源电压为 $V_{CC} = V_{EE} = 20V$ 。假设电阻 R_2 、 D_1 、 D_2 、 R_1 支路的功耗很小，运放功耗很小。图中 $R_F = 4k\Omega$ ， $R_G = 1k\Omega$ ， $R_L = 8\Omega$ ，晶体管输出功率和耐压足够大，运放和晶体管的频率响应足够。

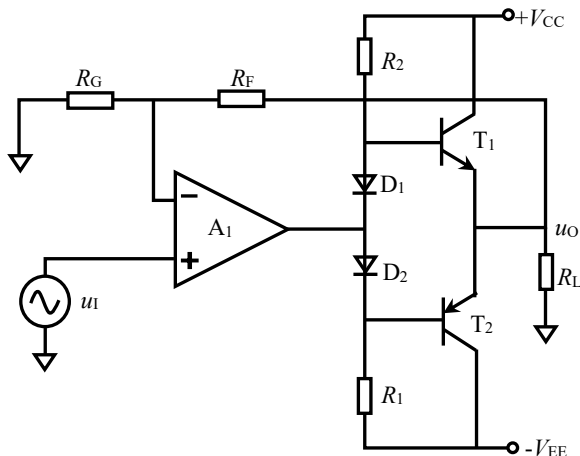


图 Section58-7

1) 当输入为幅度 3V，频率为 1kHz，直流偏移量为 0V 的正弦波，求此时的输出功率、电源功率、效率，以及晶体管耗散功率。

2) 假设两个晶体管具有相同的 2V 饱和压降，求正弦波输入时，最大不失真输出电压有效值，以及此时的输出功率、电源功率、效率和晶体管耗散功率。

3) 当输入为幅度 3V，频率为 1kHz，直流偏移量为 0V 的三角波，求此时的输出功率、电源功率、效率，以及晶体管耗散功率。

4. 信号源和电源

信号源电路，就是能够自己产生确定性波形的电路。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，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。

4.1. 基于蓄积翻转思想的波形产生电路

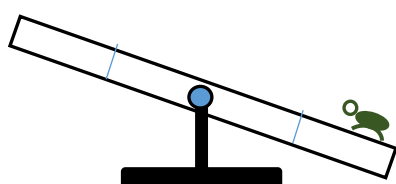
Section59. 蓄积翻转和方波发生器

蓄积翻转

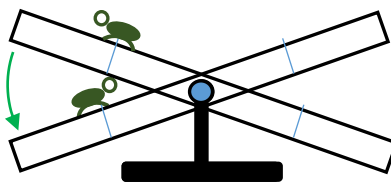
假设有一个积极向上的蚂蚁，它有一个天性，总是匀速向高处爬。有一个翘翘板，平时任意倒向一个方向，一头沉、另一头翘。当蚂蚁爬到翘翘板单臂长度一半的时候，蚂蚁自身的重量可以让翘翘板翻转。此时，我们把蚂蚁放在翘翘板的任意位置，就会出现一种现象：翘翘板会不断地，周而复始的翻转。如图 Section59-1 所示。

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。

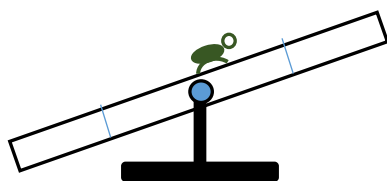
利用这种思想，在电学中可以使用比较器和阻容电路，实现指定频率的方波产生。



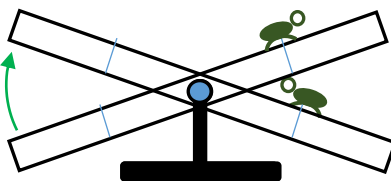
从任意位置，开始爬



爬到位置，翻转了，转身继续爬



很辛苦，在爬



爬到位置，又翻转了，还得转身继续爬

图 Section59-1 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 Section59-2 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 Section59-3 所示。

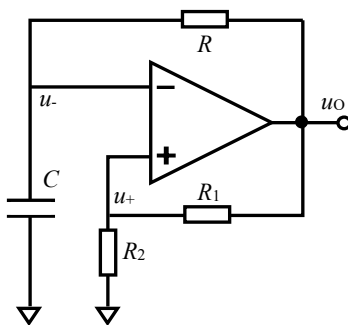


图 Section59-2 方波发生器

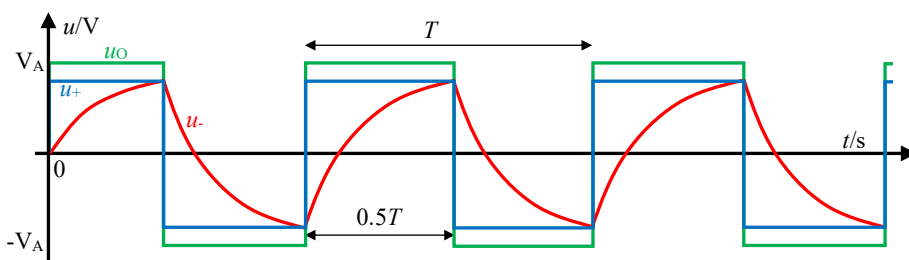


图 Section59-3 方波发生器关键点波形

计算

此电路的周期值得计算。在图 Section59-3 中第 1 段 u_- 波形不是重复的，从第 2 段开始才进入重复周期。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：

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

(Section59-1)

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, u 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(Section59-1), 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:

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

(Section59-2)

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, 此时充电曲线, 即 u_- , 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。

Section60. 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 u_- 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 Section60-1 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

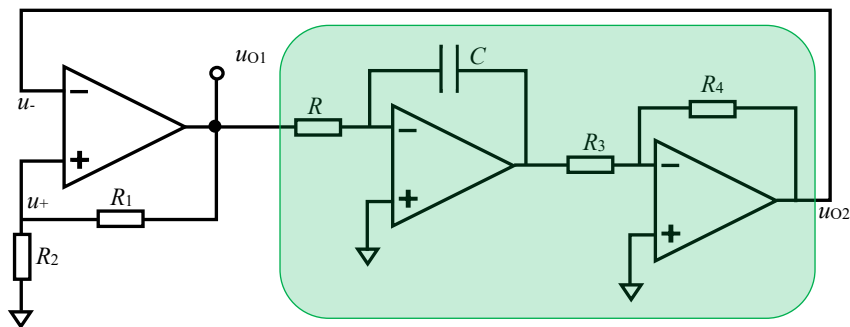


图 Section60-1 方波三角波发生器一

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。图中用虚影部分（积分器加反相比例器电路）代替图 Section59-2 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 Section60-2 中的三角波。

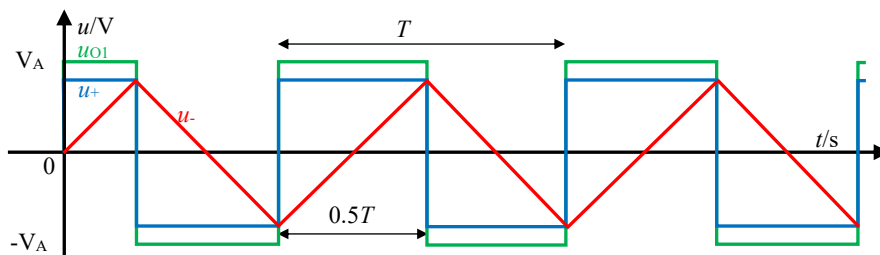


图 Section60-2 方波三角波发生器一关键点波形

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 Section60-3 所示。

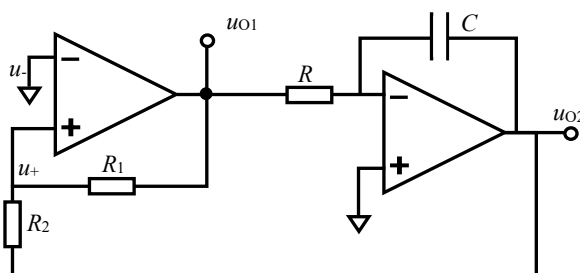


图 Section60-3 方波三角波发生器二

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 Section60-4 中的 0 时刻，随着积分器输出 (u_{O2}) 越来越负，

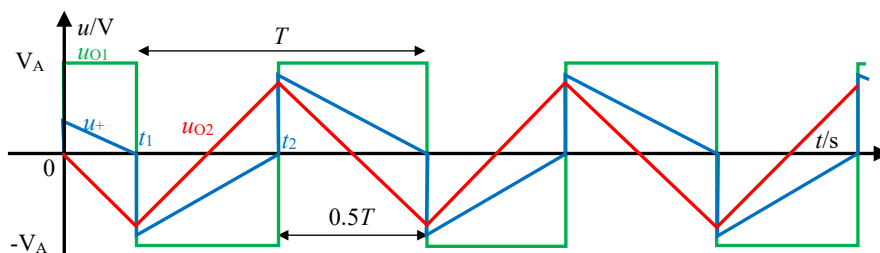


图 Section60-4 方波三角波发生器二关键点波形

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。

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：

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

解得：

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

(Section60-1)

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：

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

解得：

$$u_{O2}(t_2) = V_A \frac{R_2}{R_1}$$

(Section60-2)

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

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

将式(Section60-1)、式(Section60-2)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：

$$T = 2(t_2 - t_1) = \frac{4R_2 RC}{R_1}$$

(Section60-3)

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(Section60-1)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，进而导致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 Section60-5 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。

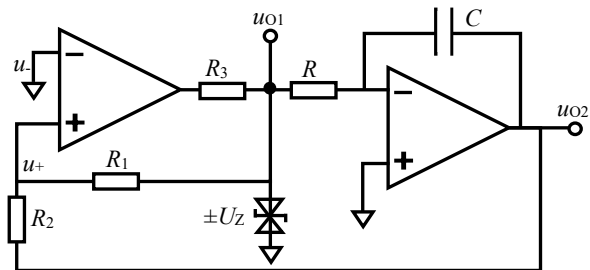


图 Section60-5 方波三角波发生器三

举例 1:

电路如图 Section60-5 所示。已知运放的供电电压为 $\pm 15\text{V}$ ，最大输出电流为 $\pm 10\text{mA}$ ，输出最大电压为 14V 、 -13V ，双向稳压管的稳压值为 $\pm 5\text{V}$ ，最小稳压电流为 0.5mA 。 $R_1=100\text{k}\Omega$ ， $R_2=50\text{k}\Omega$ ， $R_3=1\text{k}\Omega$ ， $R=1\text{k}\Omega$ ， $C=0.1\mu\text{F}$ 。

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。

解：

1) 图中 u_{O1} 处输出方波，其幅度就是稳压管的稳压值 5V 。

要解出三角波幅度，必须求解比较器的两个比较点。

当方波输出正 5V ，积分器输出 u_{O2} 达到如下条件时，比较器发生翻转：

$$U_Z \times \frac{R_2}{R_1 + R_2} + u_{O2} \times \frac{R_1}{R_1 + R_2} = 0$$

解得：

$$u_{O2} = -\frac{R_2}{R_1} U_Z = -\frac{50}{100} \times 5 = -2.5\text{V}$$

当方波输出负 5V ，积分器输出 u_{O2} 达到如下条件时，比较器发生翻转：

$$U_Z \times \frac{R_2}{R_1 + R_2} + u_{O2} \times \frac{R_1}{R_1 + R_2} = 0$$

解得：

$$u_{O2} = -\frac{R_2}{R_1} U_Z = -\frac{50}{100} \times (-5) = 2.5\text{V}$$

即三角波会在 $\pm 2.5\text{V}$ 处，导致比较器翻转。因此三角波幅度为 2.5V 。

2) 根据式 Section60-3，可知信号周期为：

$$T = \frac{4R_2RC}{R_1} = \frac{4 \times 50000 \times 1000 \times 0.1 \times 10^{-6}}{100000} = 0.0002\text{s}$$

因此输出信号频率为：

$$f_{out} = \frac{1}{T} = 5000\text{Hz}$$

3) 要决定电阻 R_3 的取值范围，就必须找到它的最大值和最小值。

先说最大值，电阻 R_3 为什么不能太大？在这里，最明显的因素就是，当电阻过大，流过 R_3 的电流会变小，此电流不仅要保证稳压管正常工作需要的电流， 0.5mA ，还要保证积分器工作需要的电流。

比较器输出正值时，为 14V ，稳压管正常工作，为 5V ，此时，电阻 R_3 的电流为：

$$i_{R3+} = \frac{14\text{V} - 5\text{V}}{R_3} = \frac{9\text{V}}{R_3}$$

积分器工作电流为：

$$i_{\text{积分器输入}} = \frac{U_Z - 0\text{V(虚短接地)}}{R} = \frac{5\text{V}}{1\text{k}\Omega} = 5\text{mA}$$

此电流必须大于积分器工作电流和稳压管最小工作电流之和（忽略了 R_1 电流）：

$$i_{R3+} \geq i_{\text{稳压管最小}} + i_{\text{积分器输入}} = 0.5\text{mA} + 5\text{mA} = 5.5\text{mA}$$

即：

$$\frac{9V}{R_3} \geq 5.5mA$$

解得：

$$R_3 \leq \frac{9V}{5.5mA} = 1636\Omega$$

比较器输出负值时，为-13V，稳压管正常工作，为-5V，此时，电阻 R_3 的电流为：

$$i_{R3-} = \frac{-13V - (-5V)}{R_3} = -\frac{8V}{R_3}$$

积分器工作电流为：

$$i_{\text{积分器输入}} = \frac{U_Z - 0V(\text{虚断接地})}{R} = \frac{-5V}{1k\Omega} = -5mA$$

此电流必须小于积分器工作电流和稳压管最小工作电流之和：

$$i_{R3-} \leq i_{\text{稳压管最小}} + i_{\text{积分器输入}} = -0.5mA - 5mA = -5.5mA$$

即：

$$-\frac{8V}{R_3} \leq -5.5mA$$

解得：

$$R_3 \leq \frac{8V}{5.5mA} = 1455\Omega$$

综合上述两种情况：

$$R_{3,max} = 1455\Omega$$

再考虑电阻 R_3 的最小值。当此电阻太小，会导致运放输出电流太大，超出了运放能够提供的最大电流 $\pm 10mA$ 。因此有：

$$i_{R3+} = \frac{9V}{R_3} \leq 10mA$$

解得：

$$R_3 \geq \frac{9V}{10mA} = 900\Omega$$

$$i_{R3-} = -\frac{8V}{R_3} \geq -10mA$$

解得：

$$R_3 \geq \frac{8V}{10mA} = 800\Omega$$

综合上述两种情况：

$$R_{3,min} = 900\Omega$$

因此，电阻 R_3 的取值范围是 $900\Omega \sim 1455\Omega$ ，本例中取值 $1k\Omega$ 是合理的。

Section61. 独立可调的方波三角波发生器

电路 Section61-1 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。

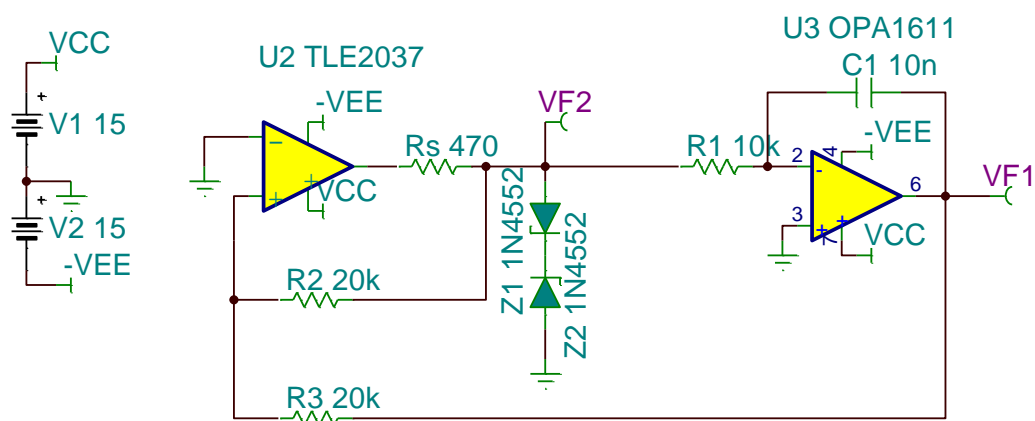


图 Section61-1 固定参数的方波三角波发生器

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 Section61-2 所示。

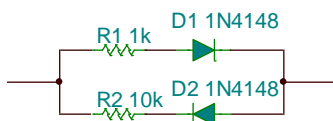


图 Section61-2 双向不等值电阻

一种巧妙的思路如图 Section61-3 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：

$$U_{Z+} \times \frac{R_3}{R_2 + R_3} + u_o(t) \times \frac{R_2}{R_2 + R_3} = 0$$

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

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

即积分器的输出在两个关键电压点 U_{C+} 和 U_{C-} ，会引起比较器翻转，如图 Section61-4 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。

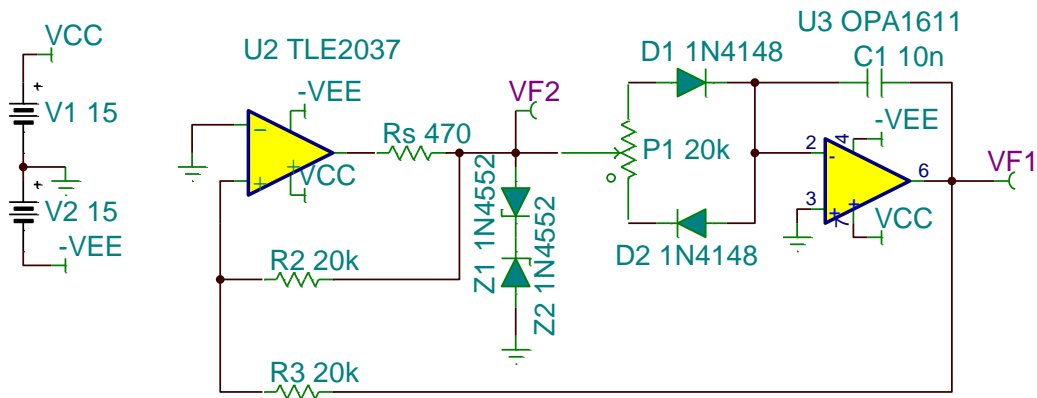


图 Section61-3 独立改变占空比电路

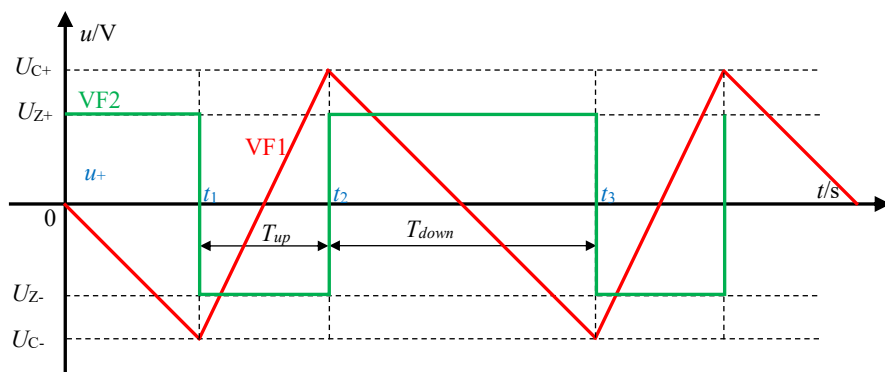


图 Section61-4 独立改变占空比电路关键点波形

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 VF2 点电压实现，如图 Section61-5 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 被设计成反比例器，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。

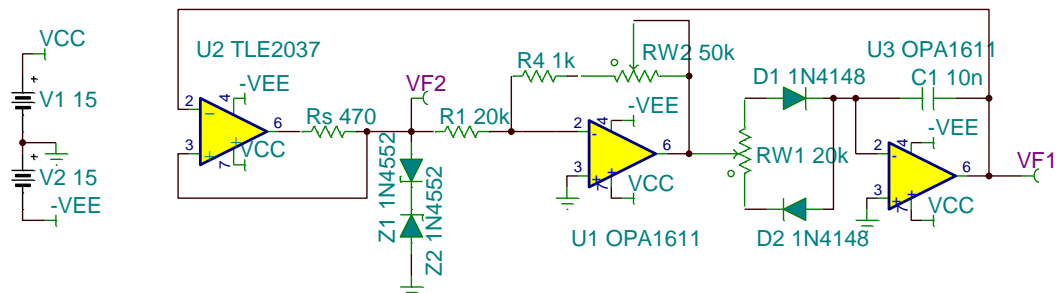


图 Section61-5 可独立调节频率、占空比的电路

如何改变幅度和直流偏移量？

将图 Section61-5 电路中幅度确定、直流偏移量为 0V 的锯齿波和矩形波，引入到图 Section61-6 电路中，图中以矩形波为例，即可实现对波形幅度和直流偏移量的独立调节。

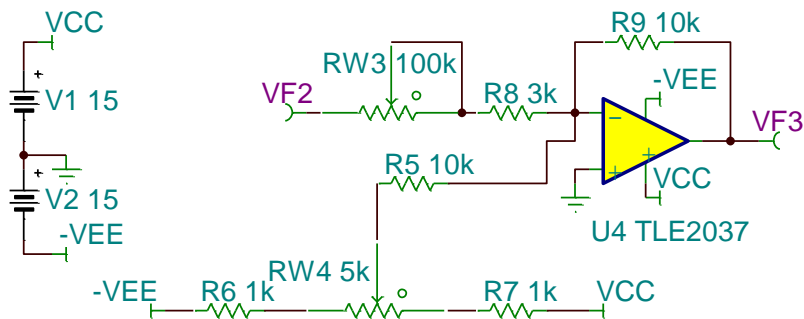


图 Section61-6 独立调节幅度和直流偏移量电路

Section62. 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 Section62-1 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 Section60-5 电路的，但频率可变的压控振荡器。

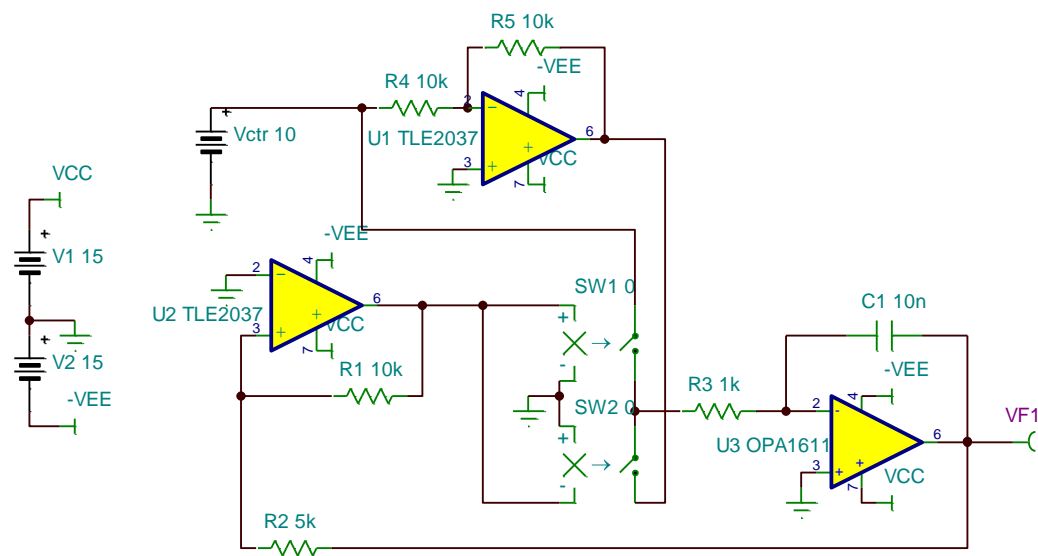


图 Section62-1 一种压控振荡器（方波）

学习任务和思考题：

1) 电路如图 Section62-4。已知运放的供电电压为 $\pm 7.5\text{V}$ ，最大输出电流为 $\pm 20\text{mA}$ ，输出最大电压为 7V ， -7V ，双向稳压管的稳压值为 $\pm 5\text{V}$ ，最小稳压电流为 0.5mA 。 $R_1=100\text{k}\Omega$ ， $R_2=50\text{k}\Omega$ ， $R_3=0.5\text{k}\Omega$ ， $R=10\text{k}\Omega$ ， $C=10\text{nF}$ 。

(1) 求输出信号频率、方波幅度、三角波幅度。

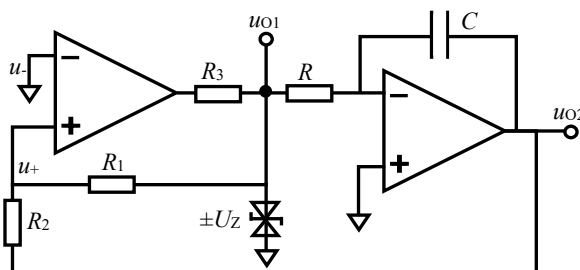


图 Section62-4

(2) 当改变电阻 R_2 ，超过或者小于多少时，本电路会不再振荡？

(3) 求电阻 R_3 的取值范围。

(4) 当电容 C 被拔掉，电路会出现什么输出？

2) 电路如图 Section62-5。已知运放的供电电压为 $\pm 7.5\text{V}$ ，输出最大电压为 7V ， -7V ， $R_1=100\text{k}\Omega$ ， $R_2=50\text{k}\Omega$ ， $R=10\text{k}\Omega$ ， $C=10\text{nF}$ 。

(1) 求输出信号频率。

(2) 当电容开路，会出现什么情况？

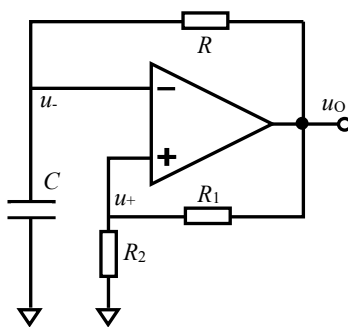


图 Section62-5

4.2. 基于自激振荡的正弦波发生器

Section63. 自激振荡产生正弦波的原理

图 Section63-1 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 φ_{LOOP} 。

某个频率 f_0 下，如果满足 $\varphi_{LOOP} = 2n\pi$ ，即相移为 360° 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。

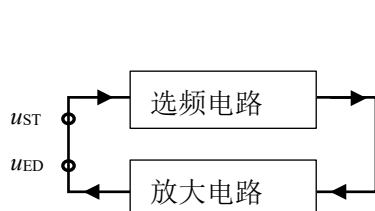


图 Section63-1 自激振荡产生正弦波的结构

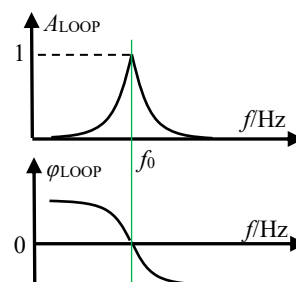


图 Section63-2 环路增益的幅频、相频特性

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 Section63-2 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 Section63-3 所示。

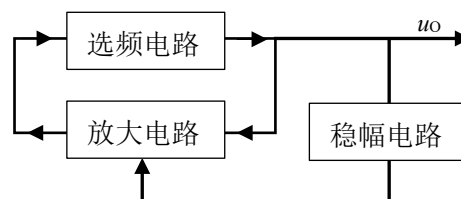


图 Section63-3 自激振荡产生正弦波的完整结构

Section64. 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 Section64-1 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，放大环节（运放和两个电阻）组成。选频网络是两个电容 C、两个电阻 R，称为文氏电桥（Wien-Bridge）。

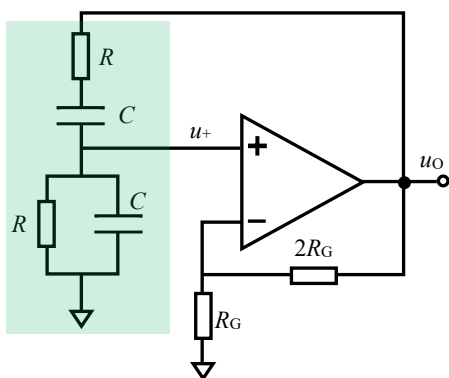


图 Section64-1 文氏电桥自激振荡电路原理

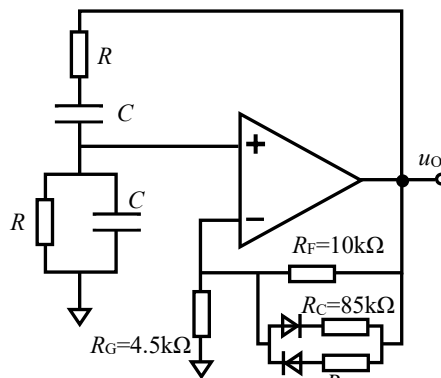


图 Section64-2 文氏电桥自激振荡电路的稳幅

选频网络的增益表达式为：

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

(Section64-1)

确定 R 和 C ，则仅有 $\omega = \frac{1}{RC}$ 时， $\dot{A}_{\text{选频}}$ 的模具有最大值，为 $1/3$ ，且此时，相移为 0° 。图 Section64-3 是 $R=1591.55\Omega$ ， $C=1\mu\text{F}$ 时得到的幅频和相频特性曲线。

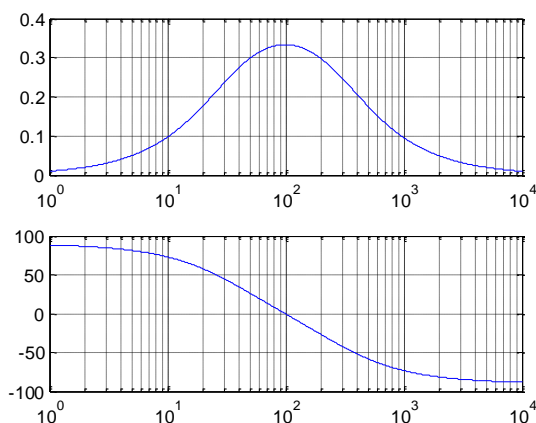


图 Section64-3 文氏电桥的幅频和相频特性曲线

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：

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

(Section64-2)

因此图 Section64-1 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 Section64-2。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 Section64-4 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。

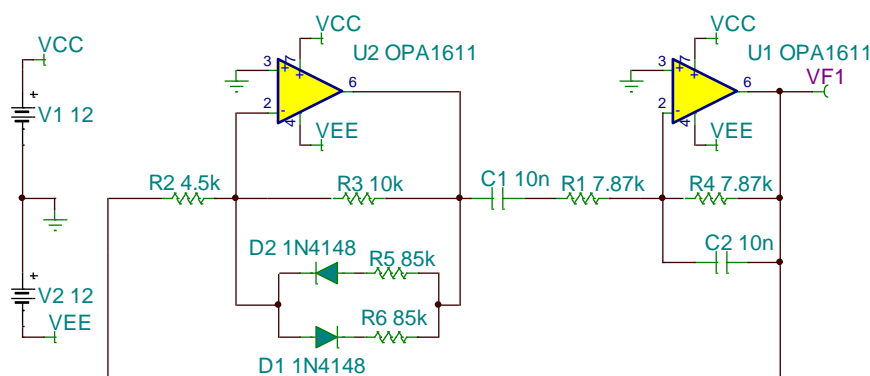


图 Section64-4 RC 型正弦波发生器的另一种结构

选频网络，即 U1 组成的电路，它的增益表达式为：

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

(Section64-3)

此表达式与文氏电桥的式(Section64-1)非常相似，唯一区别在于分母的实部是 2，即当：

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

(Section64-4)

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相比例器，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。

图 Section64-7 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 Section64-1 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，

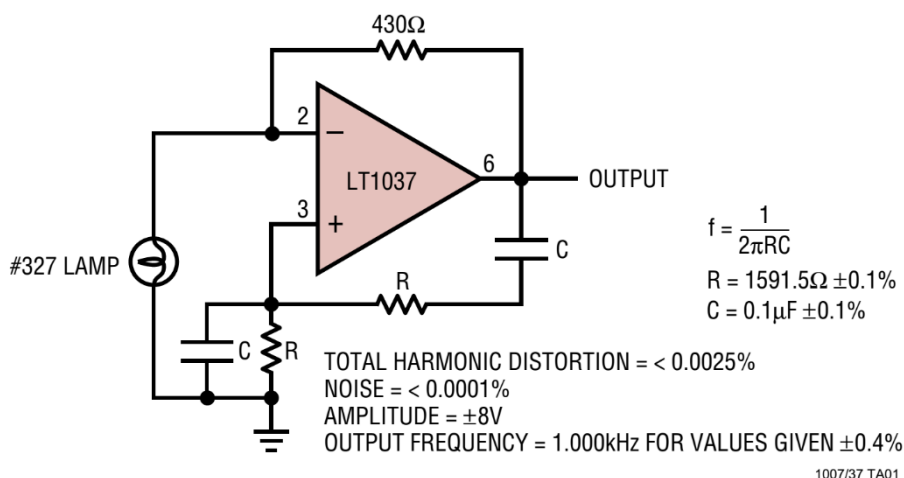


图 Section64-7 利用灯丝实现的超纯净正弦波发生器，源自 LT1037 数据手册

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。

Section65. 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 0.1Ω 电

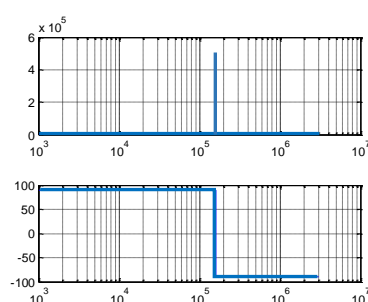


图 Section65-1 电阻为 0Ω

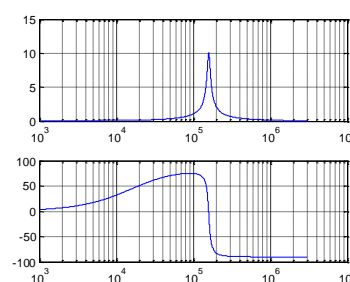


图 Section65-2 电阻为 0.1Ω

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，这就造成了非理想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°——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 Section65-3 所示。

环路极性法判断是否振荡

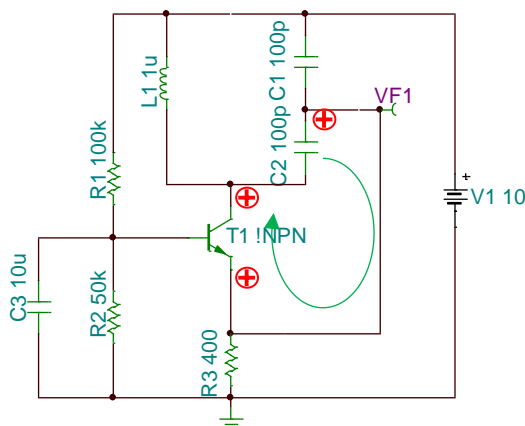


图 Section65-3 LC 型正弦波发生器

1) 找到环路。如图中箭头线所示。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 Section65-4 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副边互感。信号通过变压器耦合到副边，回送到放大器的输入端——晶体管的基极，形成闭环。

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，到变压器副边，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“副边同名端为⊕”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 \ominus ，请画一个箭头指向它，如果是 \oplus ，则由它指向另一

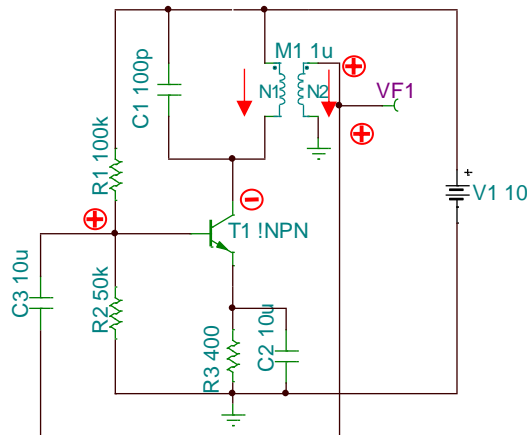


图 Section65-4 变压器耦合型正弦波发生器

端——水往低处流嘛。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，请在副边也由同名端画一个箭头指向非同名端，如图中两个箭头。

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

3) 根据环路极性法判断规则，该电路有可能振荡。

电容三点式正弦波发生器

电路如图 Section65-5 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。

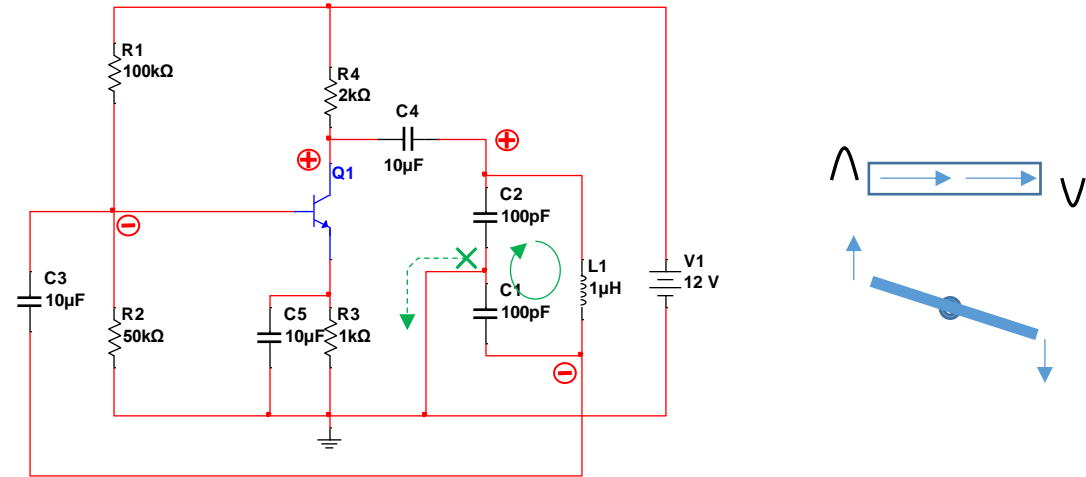


图 Section65-5 电容三点式正弦波发生器

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

电感三点式正弦波发生器

电路如图 Section65-6 所示。分析方法与电容三点式类似，不赘述。

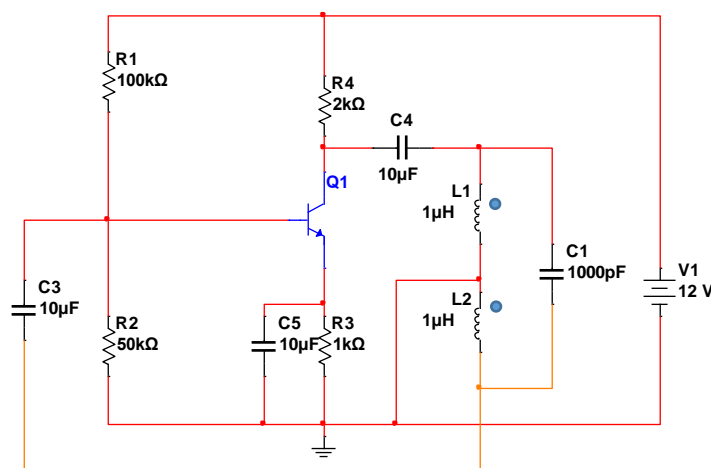


图 Section65-6 电感三点式正弦波发生器 1

另外一种更为常见的电感三点式正弦波发生器电路如图 Section65-7 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 Section65-6 电路相同。

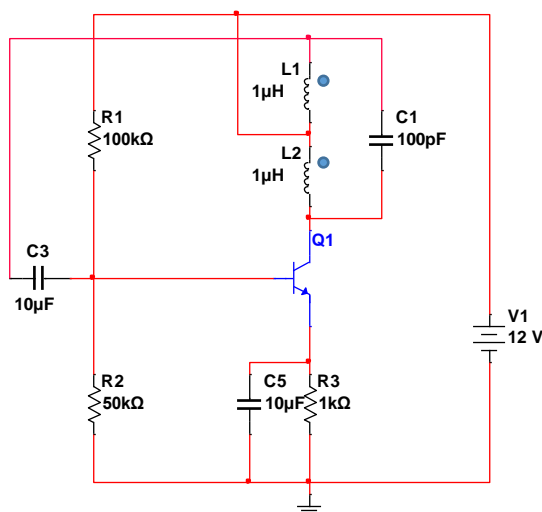


图 Section65-7 电感三点式正弦波发生器 2

Section66. 晶体振荡器

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 Section66-1 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 Section66-1 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 Section66-2 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，

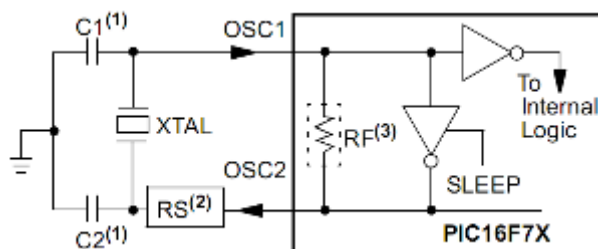


图 Section66-2 石英晶体用于给 PIC16F7X 单片机产生时钟

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 Section66-3 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。

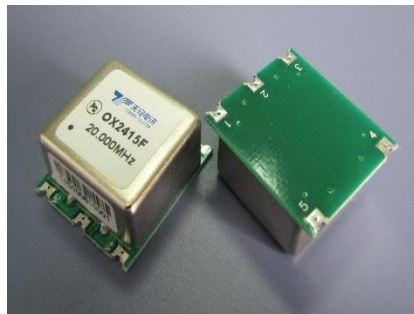


图 Section66-3 广州天马公司生产的恒温晶振

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。只有 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-VCXO)

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，1 天（24 小时，1440 分钟，86400 秒）可能存在不超过 8.64 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 0.12ppm。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。其中与我们生活相关的是 GPS、北斗定位等，它们的卫星都自带非常准确的时钟。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。

学习任务和思考题：

1) 图 Section66-4 电路中，哪些存在自激振荡的可能？

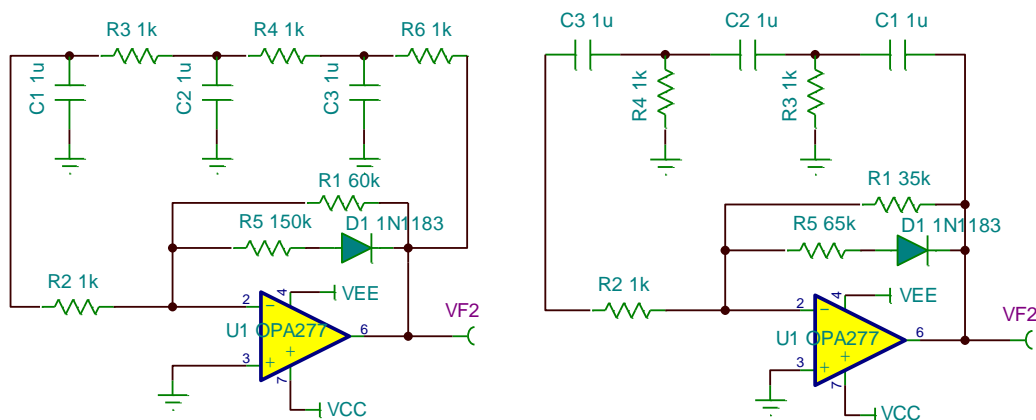


图 Section66-4 (a)(b)

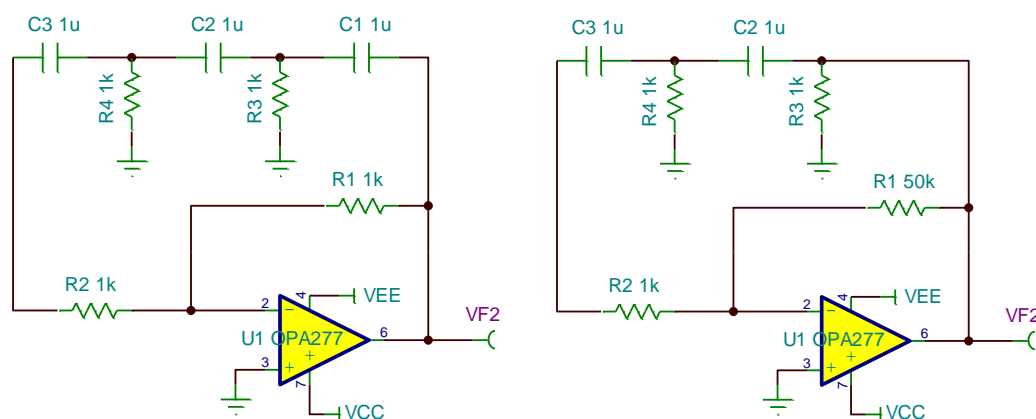


图 Section66-4 (c)(d)

2) 在图 Section66-5 的动态等效图中，哪些有可能产生自激振荡？

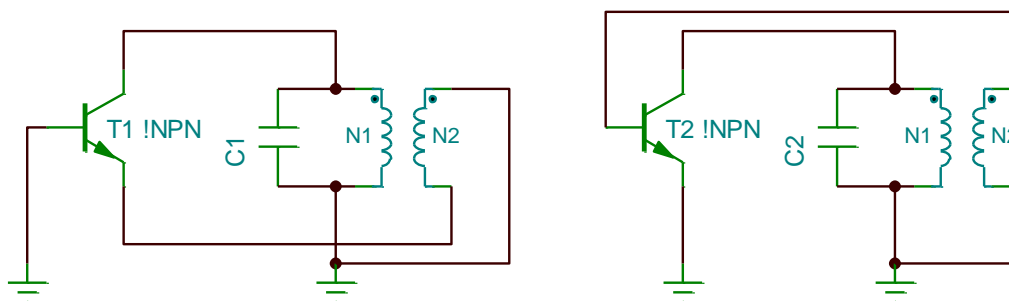


图 Section66-5 (a)(b)

3) 电路如图 Section66-6。运放是理想的，供电正常。

(a) 求解输出信号频率。

(b) 图中的 R_C 和二极管配合，起到了稳幅作用。当 R_C 超过多大时，电路不再有稳幅效果？

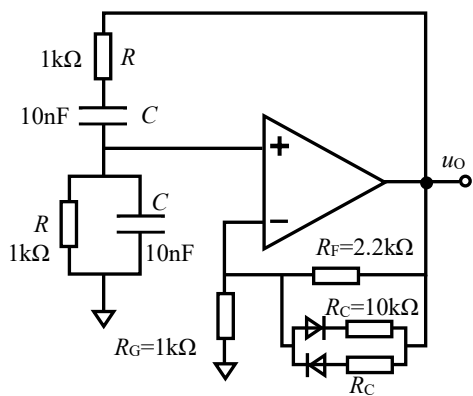


图 Section66-6

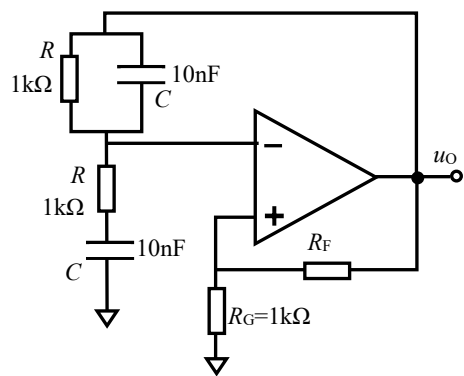


图 Section66-7

4) 电路如图 Section66-7。运放是理想的，供电正常。

(a) 此电路结构能否产生正弦自激振荡？为什么？

(b) 如果可能，请选择合适的反馈电阻 R_F ，并在合适的位置增加稳幅二极管和电阻 R_C 。

5) 图 Section66-8 电路中，标注 $10\mu\text{F}$ 的均视为大电容。哪些有可能产生自激振荡？

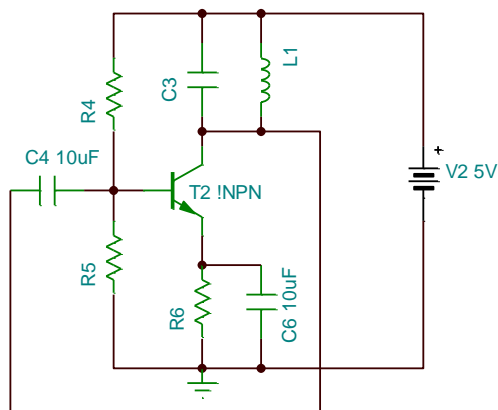
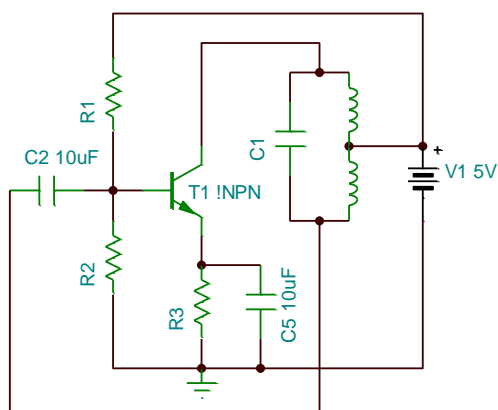


图 Section66-8 (a)(b)

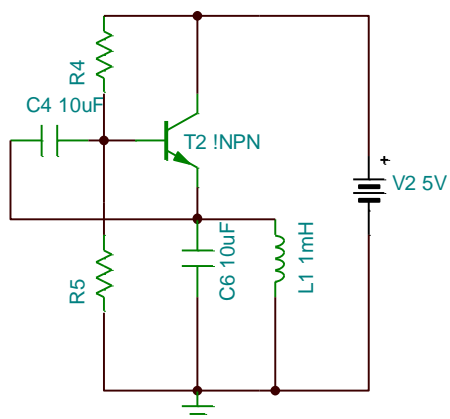
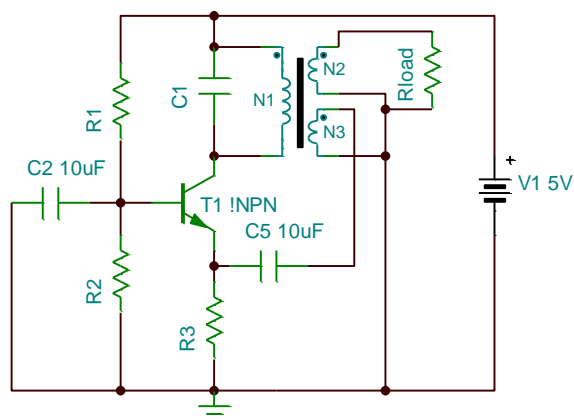


图 Section66-8 (c)(d)

4.3. 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。

Section67. 线性稳压电源结构

总体结构

线性稳压电源总体结构如图 Section67-1 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。

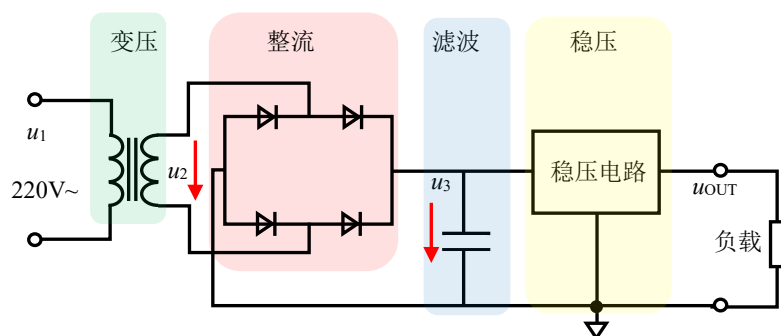


图 Section67-1 线性稳压电源结构

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 Section67-2 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整流作用。

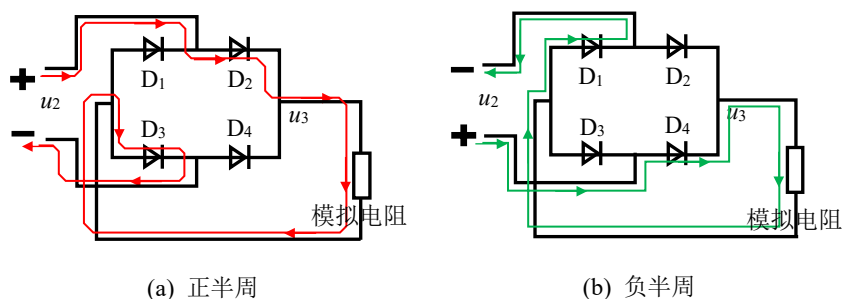


图 Section67-2 桥式整流的电流走向

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 Section67-3 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。

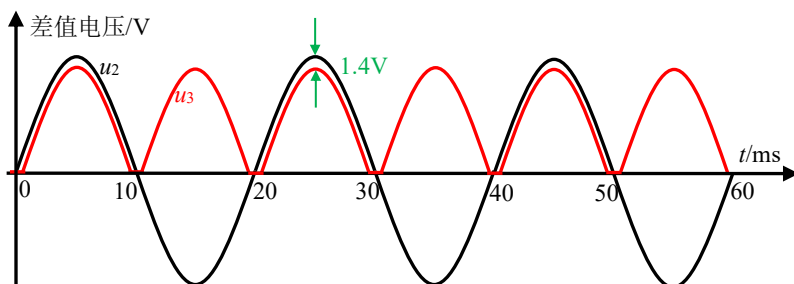


图 Section67-3 整流输入和输出的差值电压波形

滤波环节

理论上说, 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 Section67-4 所示。

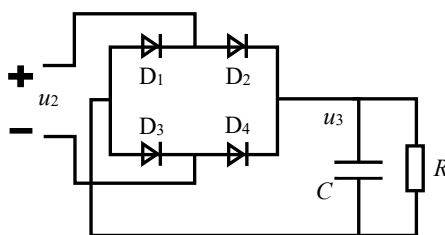


图 Section67-4 整流滤波电路

图 Section67-5 中的 u_3 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,因此没有滤波的波形,其周期为 $10ms$ 。其滤波过程为:

$0\sim5ms$,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副边等效串联电阻加上两个二极管的导通电阻和负载电阻的并联,相对较小,因此滤波后波形将与滤波前的波形重叠。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 $5ms\sim13ms$ 之间,将是一个缓慢放电过程。在 $13ms$ 附近,原

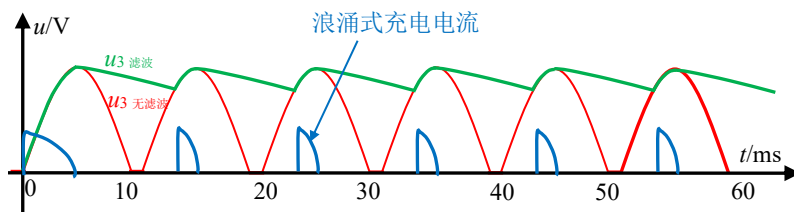


图 Section67-5 无滤波和有滤波电压波形

输入电压又高于电容电压 $1.4V$ 以上了,又开始给它充电,在 $13ms\sim15ms$ 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) 经过电容滤波的波形,其波动量确实小于滤波之前的波形。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, 图中充电电流是浪涌式的。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, 即充电电流波形将变得很窄, 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 u_3 波形将变成一个直线。此时, 滤波后的 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 u_3 波形与无滤波的图中 u_3 无滤波重叠。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 Section67-6 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, 我们在后面细讲。

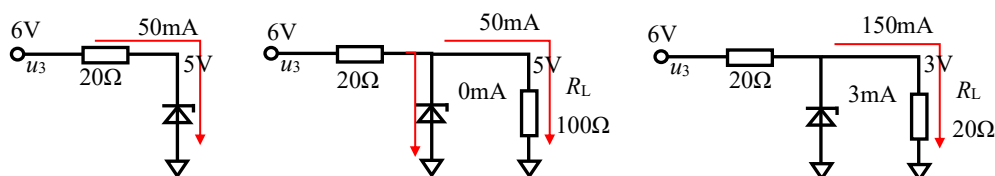


图 Section67-6 简单稳压电路难以正常工作

在图 Section67-1 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。

Section68. 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_{3min} ，假设为 10V，其最大值为 U_{3max} 。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 Section67-6，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。

改造过程

1) 增加一个电压跟随器，负载电流不取自稳压管，让稳压管轻载工作，保证稳压效果。

如图 Section68-0a 所示。

2) 将跟随器改造成一个比例器，可以调节输出电压。如图 Section68-0b 所示。

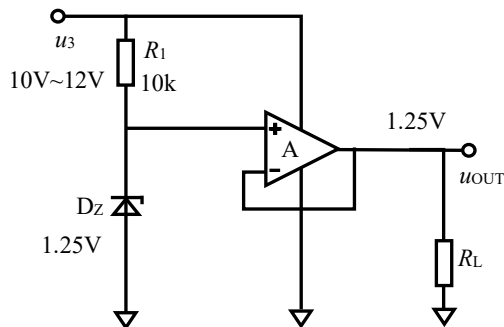


图 Section68-0a 串联型稳压电路之改造

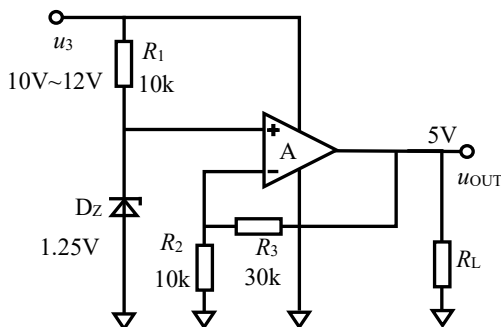


图 Section68-0b 串联型稳压电路之改造

3) 此时的电路可以稳压，可以调节输出电压，但无法给负载提供足够的输出电流。于是，在运放输出端串入一个晶体管扩流电路，即形成了串联型稳压电路。

电路工作原理

改造后的电路如图 Section68-1 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。

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。只有把供电电压降为 5V 以下，输出才会达不到 5V。

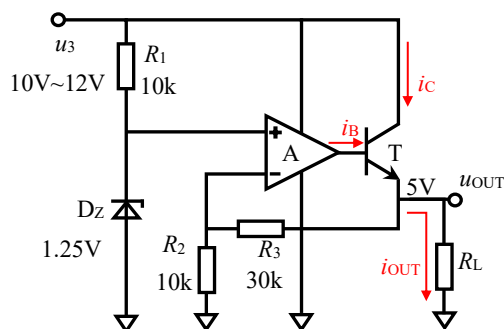


图 Section68-1 串联型稳压电路

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 组成了一个反馈环，结合本书第2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Section68-2。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_2 ，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Section68-3。

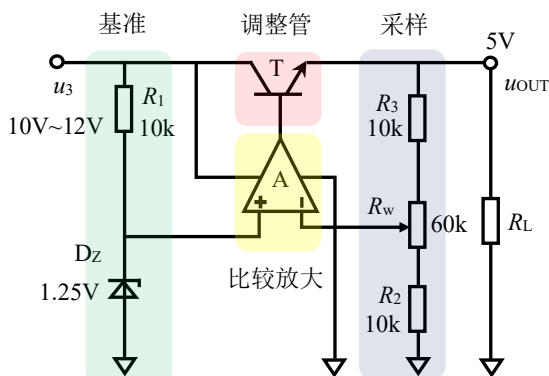


图 Section68-2 串联型稳压电路的分块

效率约为 $5/12=41.7\%$

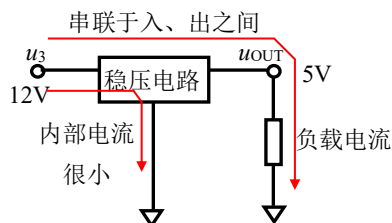


图 Section68-3 为什么叫串联型？

理论计算

电路和已知条件如图 Section68-2 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。

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

(Section68-1)

当电位器滑动端置于最下端, 输出达到最大电压, 利用上式有:

$$u_{OUT_max} = 1.25 \times (1 + \frac{R_3 + R_W}{R_2}) = 1.25 \times (1 + \frac{10 + 60}{10}) = 10V$$

当电位器滑动端置于最上端, 输出达到最小电压, 利用上式有:

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

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 150mA×50Ω=7.5V。

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 Section68-4 所示。

一个串联于输出支路的小电阻, R_{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_{OUT} 不断增大, 使得 $i_{OUT} \times R_{sense} = 0.7V$ 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_{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:

$$i_{OUT_max} \leq \frac{0.7V}{R_{sense}}$$

按照图中阻值, 其限流保护最大电流约为 140mA。

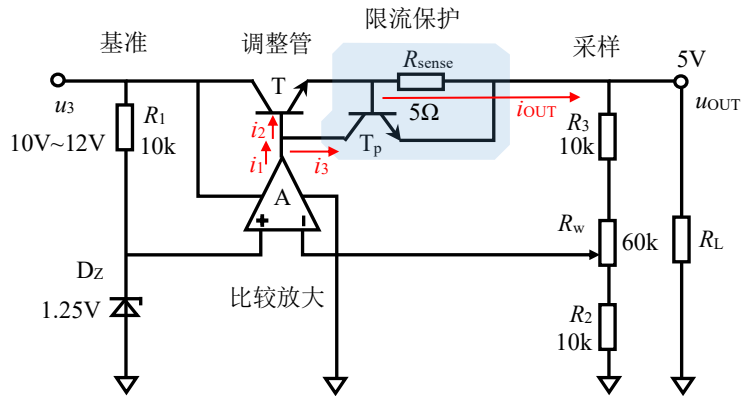


图 Section68-4 串联型稳压电路的限流保护

Section69. 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。

图 Section69-1 是固定电压型集成三端稳压器 78XX 的结构示意图，其中的运放是作者

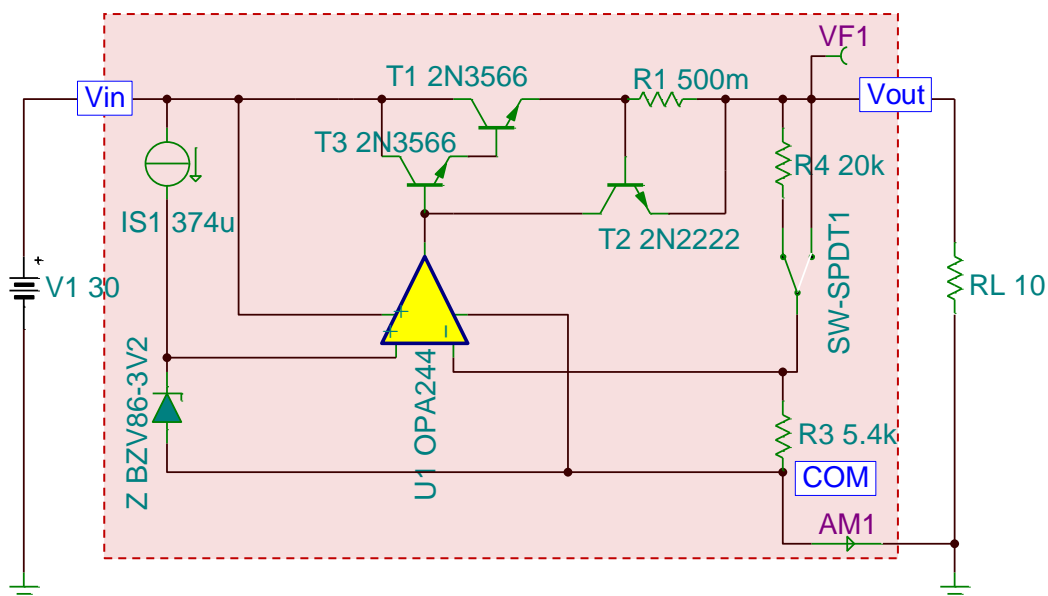


图 Section69-1 集成三端稳压器 78XX 内部结构图

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 顶端直接接 V_{out} ，而其它型号，则存在 R4。

通过不同的 R4 值，可以计算出实际输出电压将是 3.3V 的若干倍。比如图中 $R4=20k\Omega$ ，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。比如将最低电压 11.5V，最高电压 13V 的含有波动的电压接入 7809 的输入端，则输出会稳定在 9V，而将相同的电压接入 7812 中，则输出会不稳定。至于到底最小压差是多少，请查阅各自的数据手册。

图 Section69-2 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。

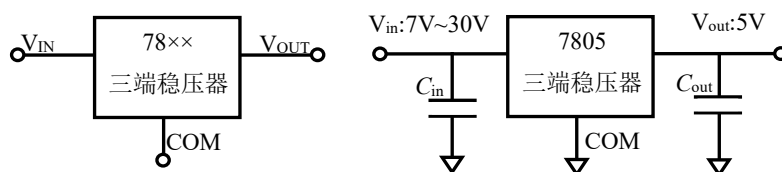


图 Section69-2 集成三端稳压器 78XX 电路符号和应用电路

输出可调整型：Adjustable Voltage Regulator

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。

图 Section69-3 是我根据德州仪器公司生产的可调输出型三端稳压器 LM317 资料，自制的简化电路结构。其基本思路也是串联型稳压电路，稍有区别在于稳定电压的位置——本电路是高侧稳定，即 $V_{out}-V_{adj}$ (也就是采样电阻上方电阻 R4 的压降)，等于内部稳压管电压，而

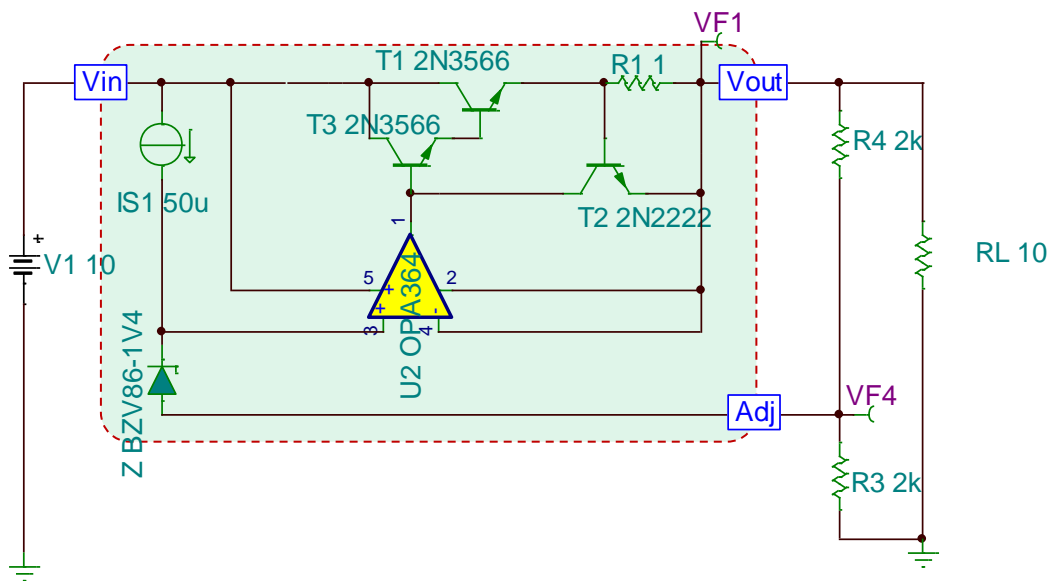


图 Section69-3 可调型三端稳压器 LM317 内部电路结构

前述的控制思路都是低侧稳定，即采样电阻的下方电阻（即两个图中的 R_3 ）的压降，等于内部稳压管电压，两者目的相同。

高侧稳定电路中，流过稳压管的击穿电流会在电阻 R_3 上产生额外的压降，在输出电压计算时必须考虑：

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

其中， I_{S1} 为流过稳压管的击穿电流。以图 Section69-3 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 Section69-4 所示。

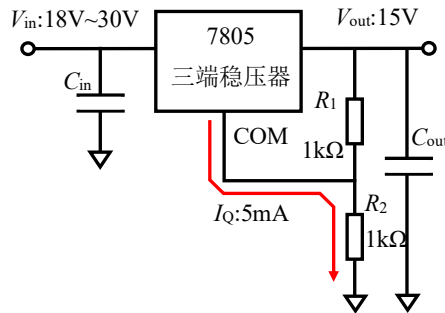


图 Section69-4 集成三端稳压器 78XX 的扩压电路

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 $50\mu\text{A}$ 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 0.2mV 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 Section69-5 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。

言归正传扩流。假设图中的 7805 最大输出电流为 1A ，而我们要求整个电路最大输出电流为 5A ，即 R_L 最小为 1Ω 。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，即输出电流 I_{out} 来自于 I_3 ，有：

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

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

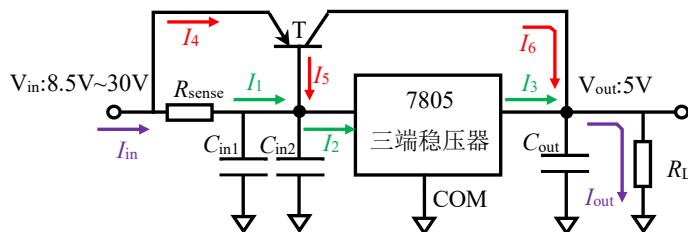


图 Section69-5 集成三端稳压器 7805 的晶体管扩流电路

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 0.5A 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 1Ω ，就能够使得 R_{sense} 两端压降达到 0.6V ，晶体管的发射结就处于微弱导通状态， 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。

学习任务和思考题：

- 1) 电路如图 Section69-10 所示，运放是理想的，忽略二极管导通压降，晶体管 T 的饱和压降为 2V。
- (a) 如果要求图中 u_{IN} 处的平均电压为 15V，工程上一般要求 u_2 的有效值为多少？
 - (b) 按照图中所示，调节电位器，输出直流电压最小值为多少？
 - (c) 当 u_{IN} 处的最低电压为 12V，调节电位器，输出直流电压最大值是多少？
 - (d) 调节电位器到什么位置，可使得输出电压为 2.5V。此时将图中 D_2 拔掉，会出现什么情况？
 - (e) 在上述情况下，将 D_2 位置用粗铜线短路，会出现什么情况？

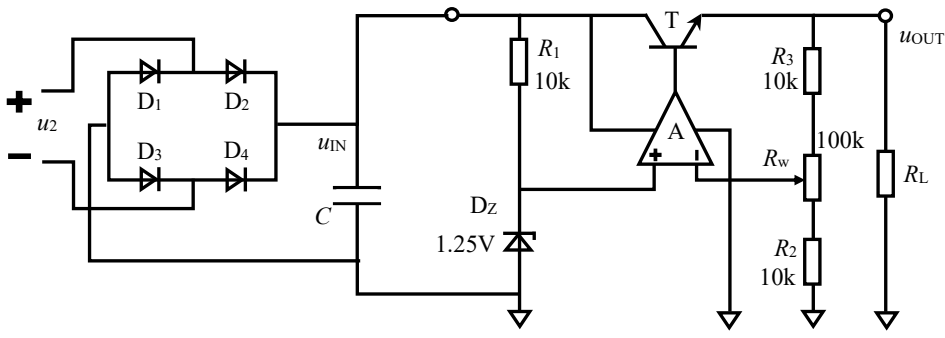


图 Section69-10

- 2) 电路如图 Section69-11 所示，图中 7805 是一个集成三端稳压器，在正常工作时，其输入输出之间必须有超过 2V 的压降，其输出脚和 COM 脚之间保持 5V 电压，其静态电流 I_Q 约为 3mA。
- (a) 当输入电压为 18V 时，求电路的输出电压。
 - (b) 当输入电压低于多少时，输出不再稳压？
 - (c) 对电路实施改造，使其输出电压为 5V。

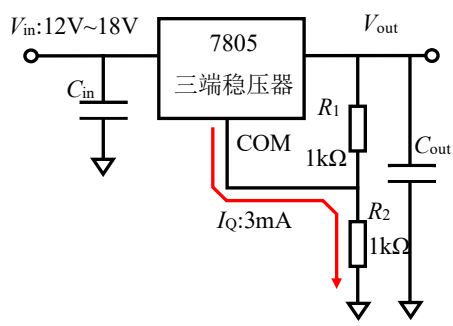


图 Section69-4 集成三端稳压器 78XX 的扩压电路

后记

本书是《新概念模拟电路》的简本，原先叫精简本，后来看不合适，改了。所谓的“精简”，其实是挑选最为精华的部分，而此书，绝不是精华。简本的定位，是模拟电路初学者，且考试过后就不再理会它的。说得更直白些，就是为仅仅想获得一个期末高分的学生而写的。

因此本书凝练了模拟电子技术常见的知识点和考点，并用近乎啰嗦的语句，将其彻底讲透。认真读完此书，并做完习题，在 TINA 或者 Multisim 中对关键电路进行仿真，那么应对一般的期末考试，应该不成问题。

考试结束后，如果对此领域有兴趣，可以去看《新概念模拟电路》，或称全本。

应劭立，是我 2015 年秋季教过的医电专业本科生，于 2016 年夏季不幸因病去世。读书的时候，他就喜欢上我的课，也与其父分享了我们师生之间的快乐。我也一样，喜欢他。想起他的笑容，想起他追问我的样子，又欣慰，又惋惜。

中年丧子，实实彻骨心痛。能为学校再做些什么，以告慰逝者，是其父应先生愿望之一。知此书完稿，应先生全额资助印刷，使此书免费赠送，也替应劭立给母校做一些贡献。

此段文字，写于 2017 年 6 月 25 日，纪念应劭立。