

硬件开发笔记

运放

更多资料
www.zhiyaos21.com

修改记录

版本号	修改日期	修改人	修改内容
V1.0	2022-10-19	Brain	创建文档

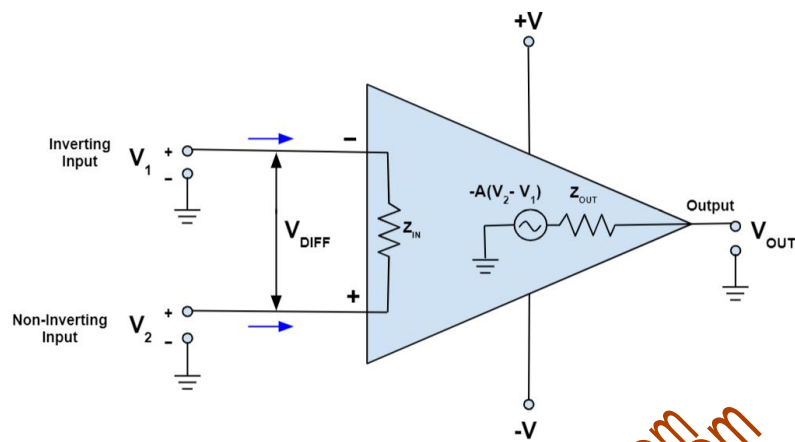
目录

1、概述.....	4
1.1 分类.....	4
1.2 虚短.....	5
1.3 虚断.....	5
2、运放参数详解.....	6
2.1 极限参数.....	6
2.2 关键参数.....	7
2.2.1 输入偏置电流 (I_b).....	7
2.2.2 输入失调电流 (I_{os}).....	7
2.2.3 输入失调电压 (V_{os}).....	8
2.2.4 输入失调电压漂移 ($\Delta V_{os}/\Delta T$).....	8
2.2.5 输入失调电压长期漂移.....	9
2.2.6 失调电压计算举例.....	9
2.2.7 电源抑制比 (PSRR).....	9
2.2.8 共模抑制比 (CMRR).....	11
2.2.9 共模输入电压 (V_{cm}).....	12
2.2.10 轨到轨 (Rail to Rail).....	12
2.2.11 开环增益 (A_{ol}).....	13
2.2.12 增益带宽积 (GBW).....	13
2.2.13 单位增益带宽.....	13
2.2.14 转换速度 (SR).....	13
3、放大电路.....	14
3.1 同相放大电路.....	14
3.2 同相求和放大电路.....	15
3.3 反相放大电路.....	16
3.4 反相求和放大电路.....	16
3.5 差分放大电路.....	17
3.6 仪表放大器电路.....	18
4、比较器电路.....	19
4.1 过零比较器.....	19
4.2 电压比较器.....	20
4.3 窗口比较器.....	21
4.4 滞回比较器.....	22
4.4.1 案例计算 1-反向输入.....	23
4.4.2 案例计算 2-反向输入.....	25
4.4.3 案例计算 3-同相输入.....	26
5、运放构成的滤波电路.....	27
5.1 无源低通滤波器.....	28
5.2 无源高通滤波器.....	28
5.3 有源低通滤波器.....	28
5.3.1 一阶有源低通原理分析.....	28
5.3.2 一阶有源低通实例计算.....	30
5.3.3 二阶有源低通电路.....	32

5.4 有源高通滤波器	32
5.4.1 一阶有源高通原理分析	33
5.4.2 一阶有源高通实例计算	34
5.4.3 二阶有源低通电路	34
5.4.4 Sally-key 架构有源滤波器电路	35
5.4.5 MFB 架构架构有源滤波器电路	36

更多资料 www.zhiyaos21.com
资料下载 www.zhiyaos21.com

运算放大器通常有三个端子：两个高阻抗输入端子和一个低阻抗输出端子。反相输入用负号（-）表示，同相输入用正号（+）表示。运算放大器的作用是放大输入之间的电压差，这对于信号链、电源和控制应用等各种模拟功能非常有用。



运算放大器通常具有高输入阻抗（图中的“ Z_{IN} ”）。输入阻抗在正负输入端子之间测得，理想情况下，输入阻抗无穷大。

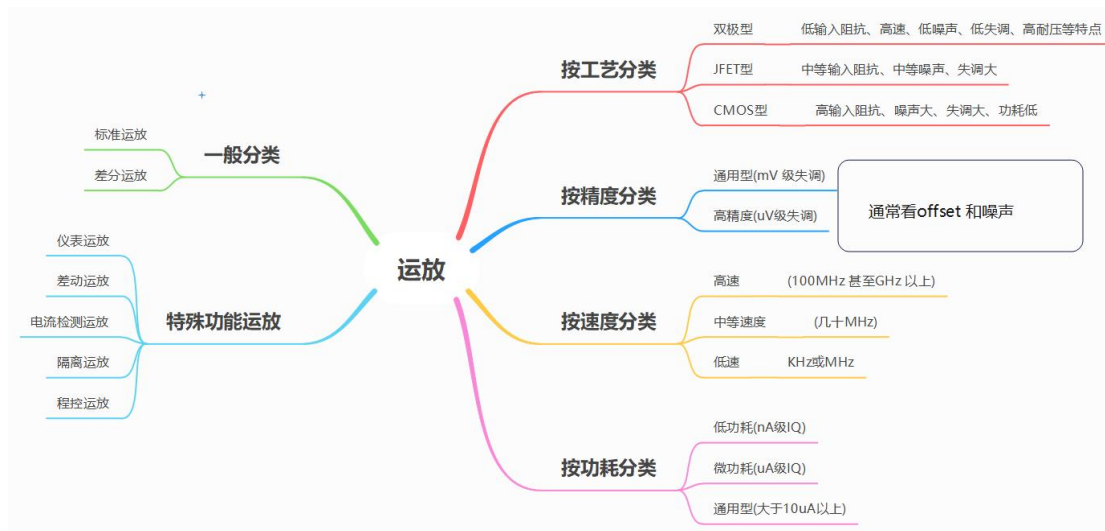
理想情况下，运算放大器的输出阻抗为零（图中的“ Z_{OUT} ”）。但实际上输出阻抗通常具有较小的值，这决定了它的电流驱动和电压缓冲能力。

1、概述

虚短与虚断是理想运算放大器工作在线性区时可以得出两条重要的结论。我们所有的分析都以此为理论基础。运用“虚短”、“虚断”这两个概念，在分析运放线性应用电路时，可以简化应用电路的分析过程。运算放大器构成的运算电路均要求输入与输出之间满足一定的函数关系，因此均可应用这两条结论。如果运放不在线性区工作，也就没有“虚短”、“虚断”的特性。如果测量运放两输入端的电位，达到几毫伏以上，往往该运放不在线性区工作，或者已经损坏。

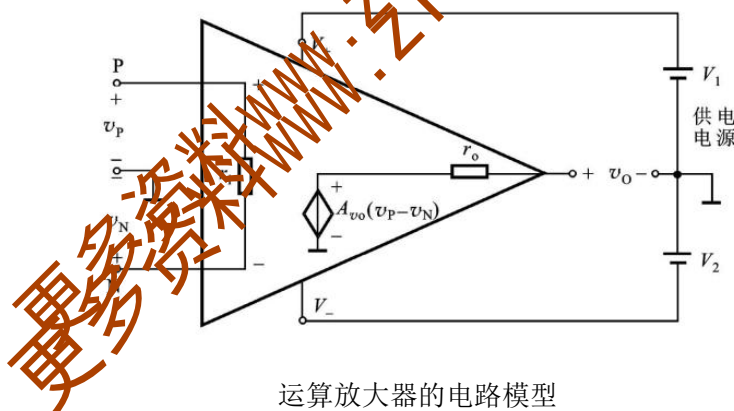
1.1 分类

如下图所示，运算放大器按照不同的标准可分为如下种类。



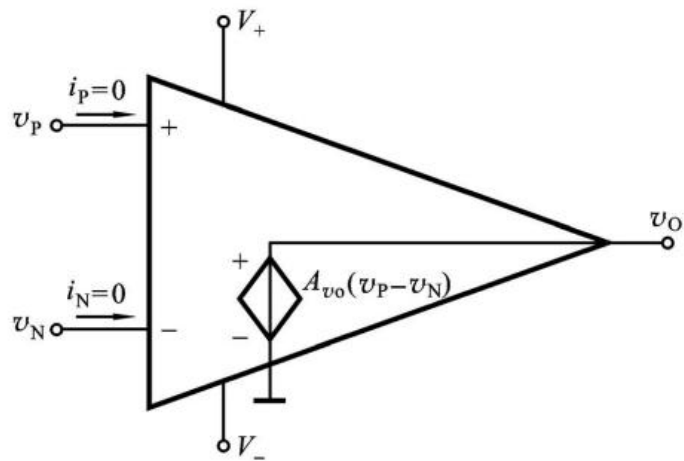
1.2 虚短

因为理想运放的电压放大倍数很大，而运放工作在线性区，是一个线性放大电路，输出电压不超出线性范围（即有限值），所以，运算放大器同相输入端与反相输入端的电位十分接近相等。在运放供电电压为 $\pm 15\text{V}$ 时，输出的最大值一般在 $10\sim 13\text{V}$ 。所以运放两输入端的电压差，在 1mV 以下，近似两输入端短路。这一特性称为虚短，显然这不是真正的短路，只是分析电路时在允许误差范围之内的合理近似。



1.3 虚断

由于运放的输入电阻一般都在几百千欧以上，流入运放同相输入端和反相输入端中的电流十分微小，比外电路中的电流小几个数量级，流入运放的电流往往可以忽略，这相当运放的输入端开路，这一特性称为虚断。显然，运放的输入端不能真正开路。



运放的简化电路模型

注意，理想情况下

$$\begin{aligned}
 r_i &\approx \infty \\
 r_o &\approx 0 \\
 A_{vo} &\rightarrow \infty \\
 v_o &\approx A_{vo}(v_p - v_n)
 \end{aligned}$$

2、运放参数详解

集成运放的参数较多，其中主要参数分为直流指标和交流指标，外加所有芯片都有极限参数。本文以 TI 的 TLV333 运放为例，分别对各指标作简单解释。

学习时可参考：[运放参数详解-TI](#)

2.1 极限参数

运放的主要极限参数有供电电压范围、输入电压范围、工作温度、存储温度等。从下图可以看出该运放的最大工作电压是 7V，因此我们在给该款运放供电时严格限制电压在要求最大电压以下，否则会损坏器件。另外我们从表中也可以看出信号输入引脚范围是 $(V_-) - 0.3$ 到 $(V_+) + 0.3$ 范围，可见这颗芯片是一颗输入轨到轨的运放。



绝对最大额定值

在自然通风温度范围内测得（除非另有说明）⁽¹⁾

		最小值	最大值	单位
电源电压	$V_S = (V+) - (V-)$		7	V
信号输入引脚 ⁽²⁾	电压	$(V-) - 0.3$	$(V+) + 0.3$	V
	电流	-10	10	mA
输出短路 ⁽³⁾		连续		
温度	工作温度	-40	150	°C
	结温		150	
	贮存温度, T_{stg}	-65	150	

(1) 超出绝对最大额定值下列值的应力可能会对器件造成永久损坏。这些仅为在应力额定值下的工作情况，对于额定值下的器件的功能性操作以及在超出推荐的操作条件下的任何其它操作，在此并未说明。在绝对最大额定值条件下长时间运行会影响器件可靠性。

(2) 输入引脚被二极管钳制至电源轨。对于摆幅超过电源轨 0.3V 的输入信号，必须将其电流限定为不超过 10mA 或者更低。

(3) 对地短路，每个封装对应一个放大器。

2.2 关键参数

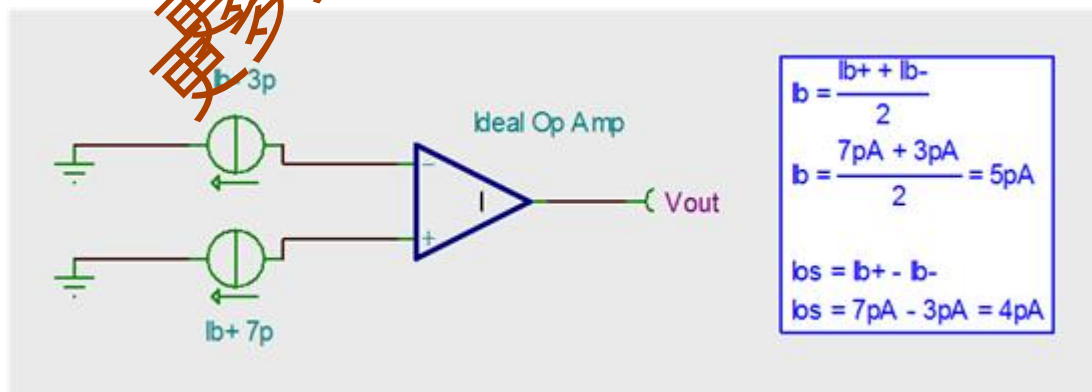
运放主要直流指标有输入偏置电流 I_b 、输入失调电流 I_{os} 、输入失调电压 V_{os} 、输入失调电压的温度漂移（简称输入失调电压温漂） $\Delta V_{os} / \Delta T$ 、电源电压抑制比 PSRR、共模抑制比 CMRR、共模输入电压 V_{cm} 、轨到轨、开环增益 (A_{ol})、增益带宽积 (GBW)、单位增益带宽、输入阻抗 R_{in} 。

2.2.1 输入偏置电流 (I_b)

定义：当运放输出直流电压为零时，运放两个输入端流进或者流出直流电流的平均值。

输入偏置电流 I_b 是由于运放两个输入极都有漏电流（我们暂且称之为漏电流）的存在。我们可以理解为，理想运放的各个输入端都串联进了一个电流源，这两个电流源的电流值一般为不相同。也就是说，实际的运放，会有电流流入或流出运放的输入端的（与理想运放的虚断不太一样）。那么输入偏置电流就定义这两个电流的平均值，这个很好理解。输入失调电流呢，就定义为两个电流的差。

如下图所示，输入偏置电流 $I_b = 1/2 * [(I_{b+}) + (I_{b-})] = 5pA$



2.2.2 输入失调电流 (I_{os})

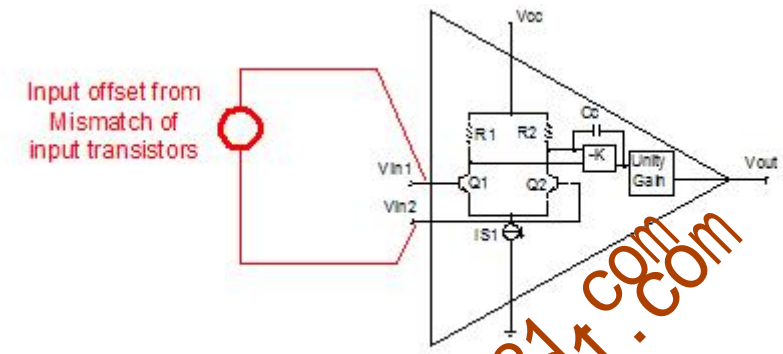
定义：当运放输出直流电压为零时，运放两个输入端流进或者流出直流电流的差值。

如上图所示，输入失调电流 $I_{os} = [I_{b+} - I_{b-}] = 4pA$

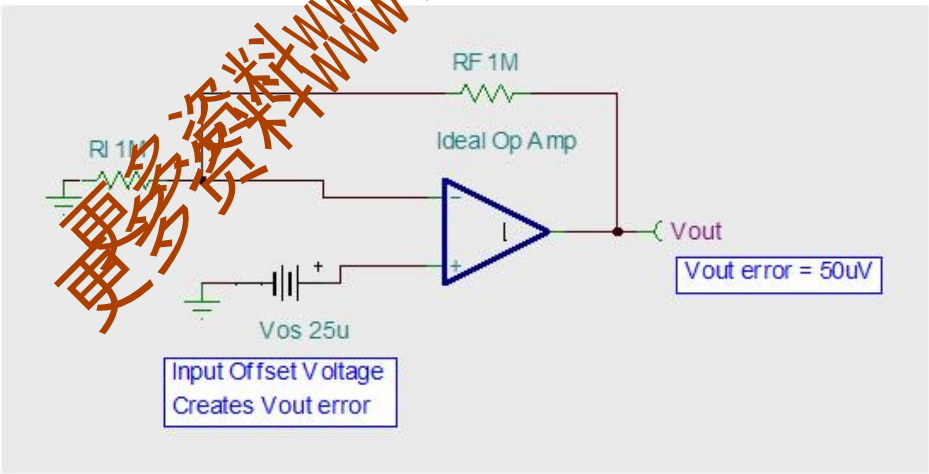
2.2.3 输入失调电压 (Vos)

定义：输入失调电压定义为集成运放输出端电压为零时，两个输入端之间所加的补偿电压。输入失调电压实际上反映了运放内部的电路对称性，对称性越好，输入失调电压越小。

运放的输入失调电压来源于运放差分输入级两个管子的不匹配，，如下图所示：因为受工艺水平的限制，这个不匹配是不可避免，所以为了使运放的输出电压等于 0，必需在运放两个输入端加一个小的电压以达到平衡，而这个需要加的小电压即为输入失调电压 Vos。



在运放的应用中，不可避免的会碰到运放的输入失调电压 Vos 问题，尤其对直流信号进行放大时，由于输入失调电压 Vos 的存在，放大电路的输出端总会叠加我们不期望的误差。理想情况下，当运放两个输入端的输入电压相同时，运放的输出电压应为 0V，但实际情况确是，即使两输入端的电压相同，放大电路也会有一个小的电压输出。如下图，这就是由运放的输入失调电压引起的。

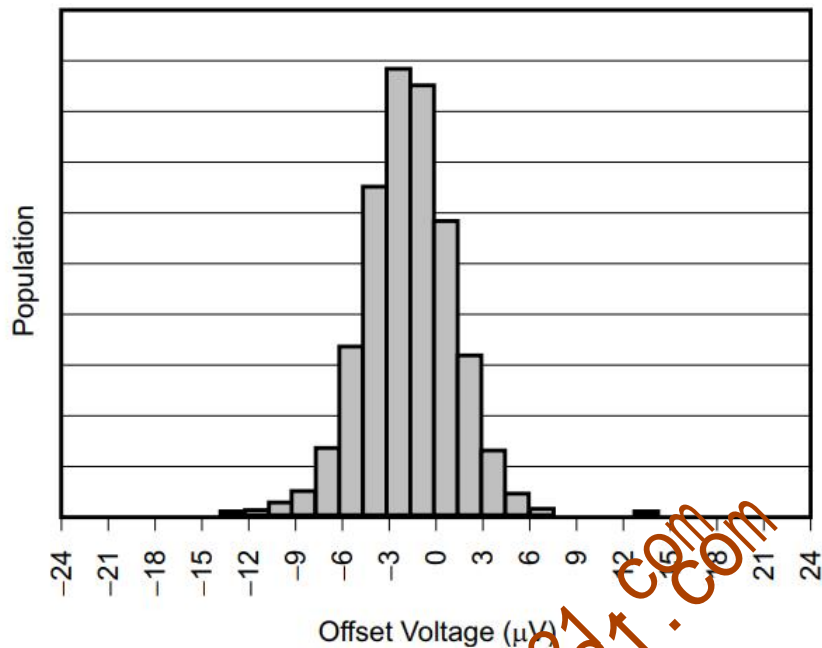


2.2.4 输入失调电压漂移 (Δ Vos/ Δ T)

下表就是在 OPA333 datasheet 上截取下来的参数。它温漂最大值为 0.02uV/℃ (-40℃to 125℃)，属于温漂比较小的了。

失调电压				
Vos	输入失调电压 ⁽¹⁾	V _S = 5V	2	15
dVos/dT	Vos 温漂	T _A = -40℃ 至 +125℃	0.02	μV/°C

一大批运放的 V_{os} 是符合正态分布的, 因此 datasheet 一般还会给出 offset 分布的直方图。



当温度变化时, 输入失调电压温漂的定义为:

$$\frac{\Delta V_{os}}{\Delta T} = \frac{V_{os}(T_1) - V_{os}(25^\circ\text{C})}{T_1 - 25^\circ\text{C}}$$

2.2.5 输入失调电压长期漂移

运放输入失调电压的长期漂移, 一般会给出类似 $\mu\text{V}/1000\text{hours}$ 或 $\mu\text{V}/\text{month}$ 等。有些 datasheet 会给出这一参数。

2.2.6 失调电压计算举例

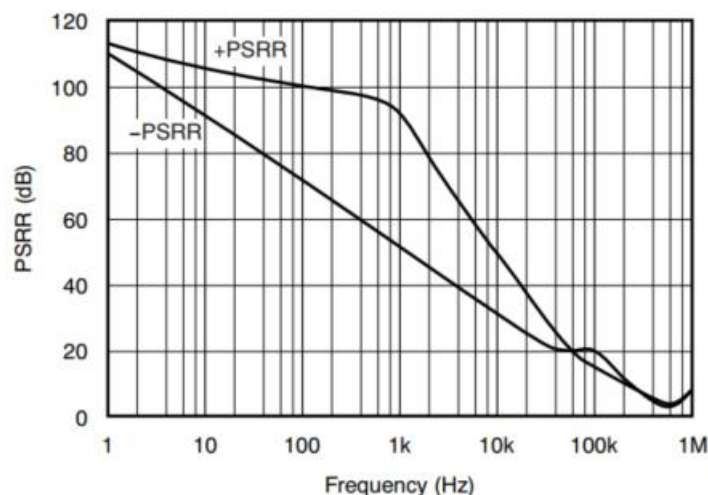
当某一电子产品工作在 -20°C ~ 85°C 时, 由于输入失调电压长期温漂产生的失调电压为: $\Delta V_{os_temp} = \Delta T \cdot dV_{os}/dT = 0.02 \cdot [85 - (-20)] = 2.1\mu\text{V}$

则由于失调电压产生的 $V_{os} = 2.1\mu\text{V} + 15\mu\text{V}$, 假设一产品在 -20 到 85°C 的温度环境下, 那么当信号需要放大 1000 倍, 则最坏情况下系统将产生 15mV 的误差, 这对精密信号测量是不可接受的。因此小信号应用场景, 我们要尤其注意失调电压及其长期温漂带来的影响。

2.2.7 电源抑制比 (PSRR)

电源抑制比的定义是电源电压变化对输出的电压相应变化的比例。因为这个比值一般较大, 为方便使用, 常以分贝 (dB) 作为单位, 理想的设备其 PSRR 是无限大。PSRR 会随频率而改变, 规格书一般会以图表展示不同频率下的 PSRR, 较简单的方式会只标示某特定频率下的

PSRR 作参考用。



PSRR 的单位一般是 dB，公式为：

$$PSRR[dB] = 20 \log_{10} \left(\frac{\Delta V_{supply}}{\Delta V_{out}} \right) dB$$

比如有些运放芯片手册中会标记 PSRR 的值如下图所示，其最小值为 120dB，典型值是 140dB。

Power Supply Rejection Ratio	$V_S = \pm 2.375V$ to $\pm 8V$, LTC1050M/C LTC1050H	120	140	120	140	dB
		10				dB

当然也有些运放不直接标记 dB 值，而是写成如下图所示的形式。如 TLV333 的 PSRR 典型值是 1uV/V，这个单位可以与 dB 值互换。根据上面的公式，带入 $\Delta V_{supply}=1V$ ， $\Delta V_{out}=1\mu V$ ，我们来计算一下：

$$PSRR=20 \times 6=120dB$$

PSRR	电源抑制比	$V_S = 1.8V$ 至 $5.5V$	1	8	$\mu V/V$
	长期稳定性 (2)		1 ⁽²⁾		μV
	通道分离度		0.1		$\mu V/V$

我们需要注意：对于电源电压抑制比低的运放，运放的电源需要作认真细致的处理，否则电源的纹波会引入到输出端。当然，共模抑制比高的运放，能够补偿一部分电源电压抑制比，另外在使用双电源供电时，正负电源的电源电压抑制比可能不相同。

另外：

在放大器的情况下，由于整个线路有闭环增益 (A_v)，电源的波动 (ΔV_{supply}) 会被放大而得出 (ΔV_{out})，放大器本身的 PSRR 会是：

$$PSRR[dB] = 20 \log_{10} \left(\frac{\Delta V_{supply}}{\Delta V_{out}} \cdot A_v \right) dB$$

例如一个放大器 $PSRR = 100dB$ ，应用在一个闭环增益 $= 40dB$ 的线路时，整体线路的 PSRR 就是：

$$100 dB - 40 dB = 60 dB.$$

如此，即当电源输出电压为 1V 时，其输出的波动就是：

$$1\text{ V} \cdot 10^{\frac{-60}{20}} = .001\text{ V} = 1\text{ mV}$$

2.2.8 共模抑制比(CMRR)

共模抑制比定义为开环状态下放大电路对差模信号的电压增益与对共模信号的电压增益之比的绝对值。

$$K = \frac{A_d}{A_{cm}}$$

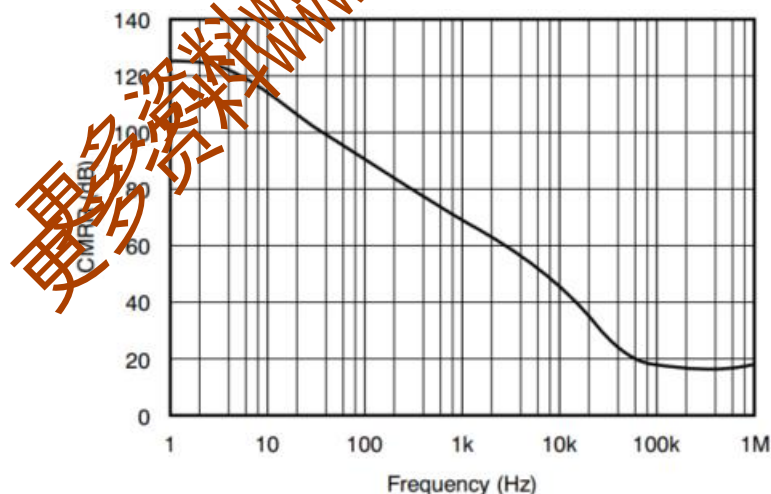
K：共模抑制比

A_d ：差模增益

A_{cm} ：共模增益

共模抑制比是一个极为重要的指标，它能够抑制差模输入中的共模干扰信号。因为我们要抑制零漂所以共模电压增益越小越好，而差模电压增益越大越好，所以希望 CMRR 越大越好，CMRR 越大，放大电路的性能越优良。

由于共模抑制比很大，大多数运放的共模抑制比一般在数万倍或更多，用数值直接表示不方便比较，所以一般采用分贝方式记录和比较。CMRR 会随频率而改变，规格书一般会以图表展示不同频率下的 CMRR，较简单的方式会只标示某特定频率下的 CMRR 作参考用。



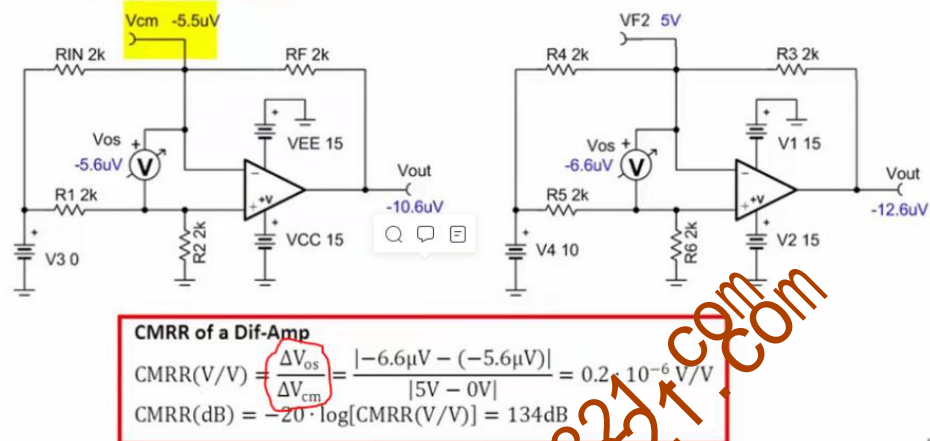
共模抑制比的书本上的描述是：理想运放应该只对差模信号有放大效果，而对共模信号的增益为 0。但是实际上尽管在设计上采取了很多措施，运放通常也达到了对共模信号只有非常微小的增益，但总不可能做到对共模信号增益真的为 0，因此就有一个指标来表述它对共模信号的增益，这就是共模抑制比。共模抑制比就是运放对差模信号的增益（开环增益）与对共模信号的增益（开环增益）之比。

但是这些描述并没有太大实际意义，下面这句话才是有实际意义的：

共模输入电压影响输入差分对的偏置点。由于输入电路中固有的不匹配，改变偏置点会改变输入失调电压（V_{OS}），从而改变输出电压。换句话说，当您更改共模电压时，您将看到输入失调电压的变化。CMRR 告诉您这种变化会有多大。

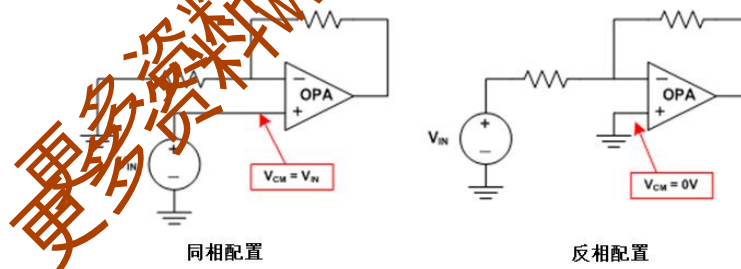
下图的测试电路是一个差分电路，把 V₊、V₋ 两端接在一起，通过测试不同共模电压下的输入失调电压 V_{OS}，再用 V_{OS} 的变化比上共模电压 V_{CM} 的变化计算出 CMRR。

DC CMRR Test



2.2.9 共模输入电压 (V_{CM})

共模电压。对于非反相配置的放大器，输入信号是共模信号。反相配置始终具有与输入信号无关的固定共模电压。放大器共模电压范围取决于设计，且用户需要确保其处于指定的工作范围内。



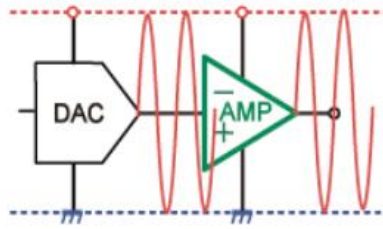
显示反相和同相运放配置的共模电压

2.2.10 轨到轨 (Rail to Rail)

轨到轨即 Rail to Rail，指器件的输入输出电压范围可以达到电源电压。但是不是所有的 Rail to Rail 运放输入和输出都接近电源，有的只是输入有的只是输出，当然也有的输入输出都是 Rail to Rail 的，该类运放的最大特点就是可以扩展信号的电压范围，但一般输出电流较小，在大电流的情况下并不能保证 Rail to Rail，所以现在分析的这款运放是轨到轨输出，输入并没有轨到轨。

输入电压和输出电压可在电源的V₊到V₋ (GND)之间工作。

轨至轨输入输出（满摆幅输入输出）



2.2.11 开环增益(Ao1)

在开环状况下，运算放大器的放大倍数称为开环增益，记作 A_{o1}，有的 datasheet 上写成：Large Signal Voltage Gain，如下图所示。A_{o1} 的理想值为无限大，一般约为数千倍至数万倍，其表示法有使用 dB 及 V/mV 等。

开环增益				
A _{OL}	开环电压增益	(V ₋) + 0.1V < V _O < (V ₊) - 0.1V	102	130
			dB	

Large-Signal Voltage Gain	R _L = 10k, V _{OUT} = ±4V	120	160	dB
---------------------------	--	-----	-----	----

2.2.12 增益带宽积(GBW)

是放大器带宽和带宽增益的乘积。这项参数主要是针对运算放大器，它可以让电路设计人员通过指定的器件频率（或频率），来确定其最大增益，反过来也同样适用。

频率响应				
GBW	增益带宽积	C _L = 100pF	350	kHz

2.2.13 单位增益带宽

运放的闭环增益为 1 倍条件下，将一个恒幅正弦小信号输入到运放的输入端，从运放的输出端测得闭环电压增益下降 3db（或是相当于运放输入信号的 0.707）所对应的信号频率。这项参数用于小信号处理的运放选型。

一般运放的都是用增益带宽积 GBW 来表征其处理交流信号的能力，是一个常数。单位增益带宽是指在运放电路闭环增益为 0db 时的带宽。

2.2.14 转换速度(SR)

定义：也称为压摆率，将一个大信号（包括阶跃信号）输入至运放输入端，运算放大器输出电压的上升速率，表示闭环下输出电压变化的最大速率，单位有通常有 V/s, V/ms 和 V/μs。

压摆率的数学定义：SR=2*Pi*f*V_{pk}

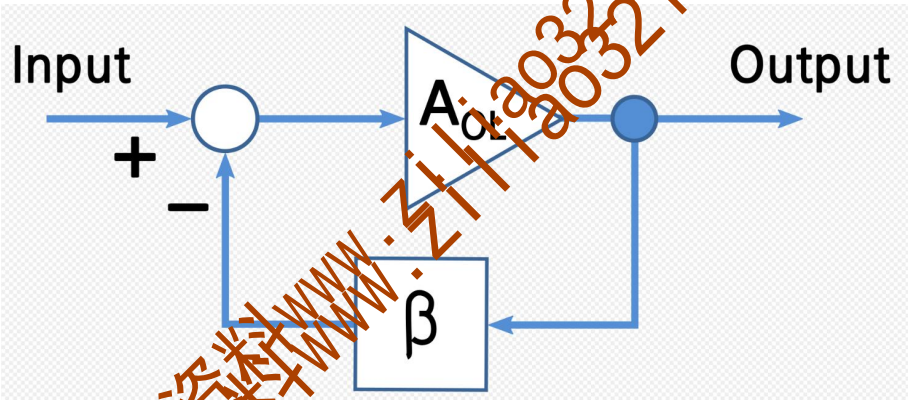
式中： f 为最大频率，一般认为是带宽； V_{pk} 是放大输出信号的最大峰峰值。

影响结果：评价运放对信号变化速度的适应能力，是衡量运放在大幅度信号作用时工作速度的参数。当输入信号变化斜率的绝对值小于 SR 时，输出电压才按线性规律变化。当输出信号频率比该指标大时，运放就不能支持了，波形会出现明显失真（如正弦波变为三角波）。

3、放大电路

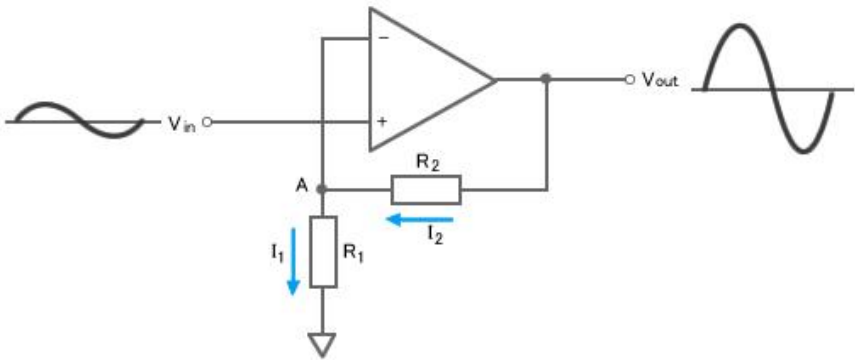
放大电路应用了负反馈技术。负反馈放大电路是一种将输出信号按比例反馈回输入信号，从而达到控制的电路。通过引入负反馈，放大器的性能，例如增益的稳定性、线性、频率响应、阶跃响应等，可以得到改善。此外，制造过程以及使用环境所造成的器件参数偏差对放大器性能的影响，可以通过引入负反馈缓解。由于以上优点，负反馈放大器在许多放大电路以及控制系统中有着广泛的应用。

一个负反馈放大器具有负反馈模式的三个基本元素，如下图：一个开环增益为 AOL 的放大器、一个系数为 $\beta < 1$ 的负反馈网络以及一个加减运算电路。



理想的负反馈模式

3.1 同相放大电路



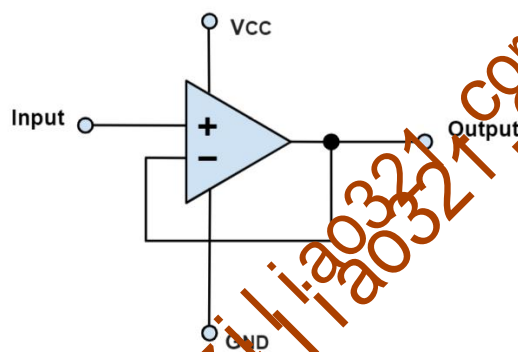
同相放大电路

如上图所示电路是同相放大电路。在同相放大器电路中，输入信号是加在正相输入端，且输

入波形和输出波形的相位是相同的。我们来看一下这个电路的工作过程。首先，通过虚短可知，同相输入端（+）和反相输入端（-）的电压都是 V_{in} ，即点 A 电压为 V_{in} 。根据欧姆定律， $V_{in}=R_1 \times I_1$ 。另外根据虚断可知，运算放大器的两个输入端上基本没有电流，所以 $I_1=I_2$ 。而 V_{out} 为 R_1 与 R_2 电压的和，即 $V_{out}=R_2 \times I_2 + R_1 \times I_1$ 。整理以上公式可得到增益 $G=V_{out}/V_{in}=(1+R_2/R_1)$ ，所以 $V_{out}=(1+R_2/R_1) \times V_{in}$ 。

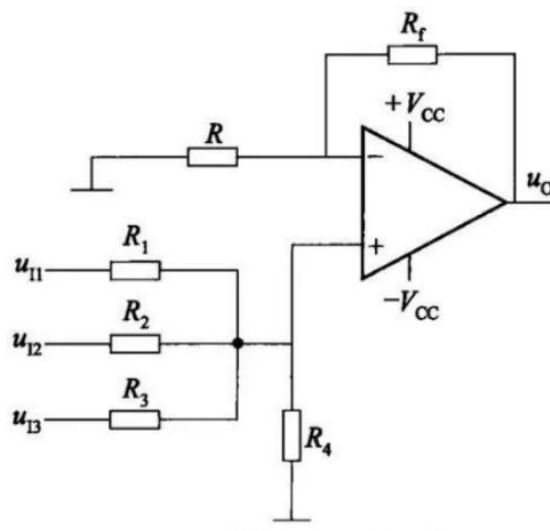
注意：当 R_2/R_1 趋近于 0 (R_2 趋近于 0, R_1 趋近于无穷大)，同相放大电路变为电压跟随器。最基本的运算放大器电路是电压跟随器。这种电路通常不需要外部组件，它提供高输入阻抗和低输出阻抗，因此是很有用的缓冲器。其输入和输出电压相等，输入变化会产生等效的输出电压变化。

$$V_{out}=V_{in}$$



3.2 同相求和放大电路

顾名思义，同相求和放大器基于同相运算放大器电路的配置，其中输入（交流或直流）施加到同相（+）端子，而所有输入如图所示，通过将输出信号（ V_{OUT} ）的一部分反馈到反相（-）端子，可以实现反馈和增益。



其中： $R_1//R_2//R_3//R_4=R//R_f$

反相求和放大器的输出电压公式：

$$u_o = -\frac{R_f}{R_1} u_{i1} - \frac{R_f}{R_2} u_{i2} - \frac{R_f}{R_3} u_{i3}$$

3.3 反相放大电路

如下图所示，在反相放大器电路中，输入信号是加在反相输入端，且输入信号与输出信号相位相反。

我们来看一下这个反相放大器电路的工作过程。运算放大器具有以下特点，当输出端不加电源电压时，正相输入端（+）和反相输入端（-）被认为施加了相同的电压，也就是说可以认为是虚短路。所以，当正相输入端（+）为 0V 时，A 点的电压也为 0V。根据欧姆定律，可以得出经过 R₁ 的 I₁=V_{in}/R₁。

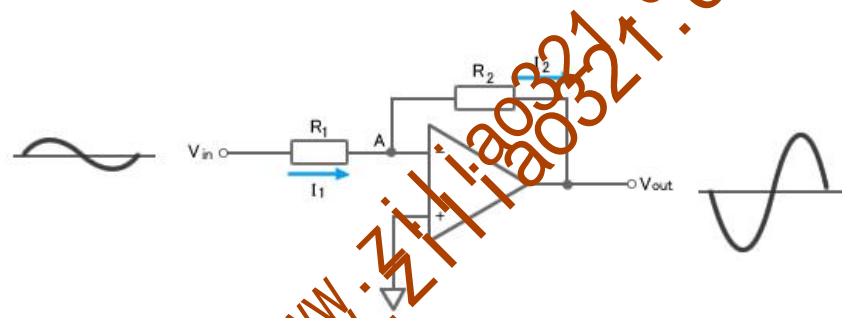


图 2：反相放大器电路

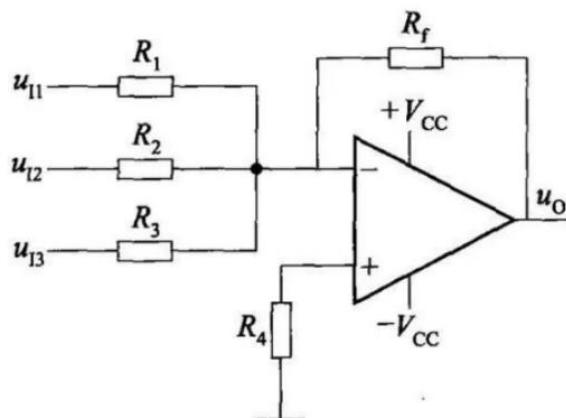
另外，运算放大器的输入阻抗极高，反相输入端（-）中基本上没有电流。因此，当 I₁ 经由 A 点流向 R₂ 时，I₁ 和 I₂ 电流基本相等。由以上条件，对 R₂ 使用欧姆定律，则得出 V_{out}=-I₁×R₂。I₁ 流出的原因是 I₂ 从电压为 0V 的点 A 流出。

那么我们通过这个放大器电路中输入与输出的关系来计算一下增益。增益是 V_{out} 和 V_{in} 的比，即 V_{out}/V_{in}=(-I₁×R₂)/(I₁×R₁)=-R₂/R₁。所得增益为-表示波形反相。

在这个算公式中需要特别注意的地方是，增益仅由 R₁ 和 R₂ 电阻比决定。也就是说。我们可以通过改变电阻容易地改变增益。在具有高增益的运算放大器上应用负反馈，通过调整电阻值，就可以得到期望的增益电路。

3.4 反相求和放大电路

顾名思义，反相求和放大器基于反相运算放大器电路的配置，其中输入（交流或直流）施加到反相（-）端子，而所需的负如图示，通过将输出信号（V_{OUT}）的一部分反馈到反相（-）端子，可以实现反馈和增益。



其中： $R_4 = R_1 // R_2 // R_3 // R_f$

反相求和放大器的输出电压公式：

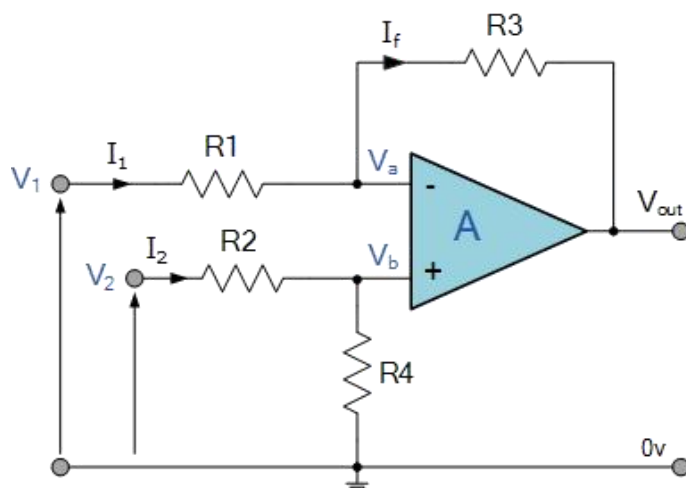
$$u_O = -\frac{R_f}{R_1}u_{11} - \frac{R_f}{R_2}u_{12} - \frac{R_f}{R_3}u_{13}$$

3.5 差分放大电路

在一般的放大电路设计中，我们习惯使用“反相”或“同相”输入端放大单个输入信号，而另一个输入端接地。当然，我们也可以同时将信号连接到这两个输入，从而产生另一种常见的运算放大器电路，称为差分放大器。

基本上，由于其输入配置，所有运算放大器都是“差分放大器”。但是，通过将一个电压信号连接到一个输入端子，并将另一电压信号连接到另一个输入端子上，所得输出电压将与 V_1 和 V_2 的两个输入电压信号之间的“差”成比例。

然后，差分放大器放大两个电压之间的差，从而使这种类型的运算放大器电路成为减法器，而不像求和放大器那样将输入电压相加或求和。这种运算放大器电路通常称为差分放大器配置，如下所示：



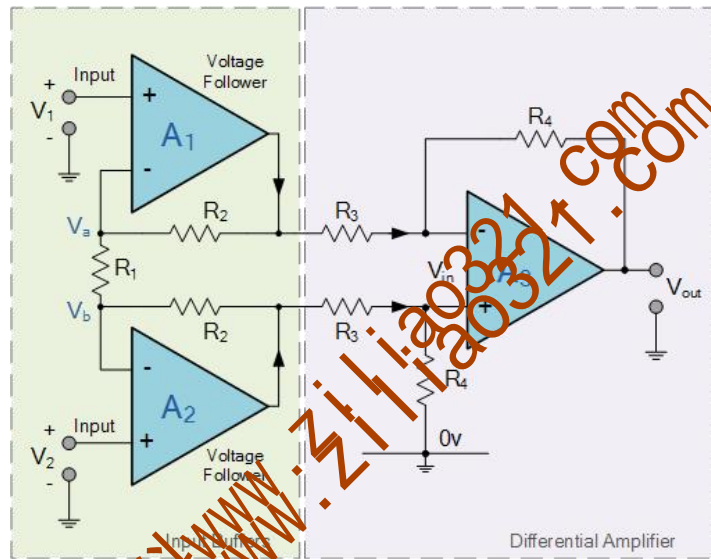
当电阻 $R_1=R_2$ 、 $R_3=R_4$ 时，上述差分放大器的传递函数可以简化为以下表达式：

$$V_{OUT} = \frac{R_3}{R_1} (V_2 - V_1)$$

[差分放大器传递函数推导详情](#)

3.6 仪表放大器电路

仪表放大器可以看成是特殊的差分放大器，其具有高输入阻抗和单端输出。仪表放大器主要用于放大类似热电偶或电流检测设备的非常小的差分信号。



仪表放大器框图

如上图所示，两个同相放大器构成差分输入级，用作缓冲放大器，差分输入信号的增益为 $(1+2R_2/R_1)$ ，共模输入信号的增益为单位增益。由于放大器 A1 和 A2 是闭环负反馈放大器，所以遵循虚短原则， V_a 处的电压等于输入电压 V_1 。同样， V_b 的电压等于 V_2 的电压。

由于运算放大器在其输入端子（虚拟地）上没有电流，因此相同的电流必须流经连接在运算放大器输出两端的 R_2 ， R_1 和 R_2 的三个电阻网络。这意味着， R_1 上端的电压将等于 V_1 ， R_1 下端的电压将等于 V_2 。

这会在电阻 R_1 两端产生一个电压降，该电压降等于输入 V_1 和 V_2 之间的电压差（差分输入电压），因为每个放大器的求和点 V_a 和 V_b 的电压等于施加到其正输入的电压。

但是，如果将共模电压施加到放大器输入，则 R_1 两侧的电压将相等，并且没有电流流过该电阻器。由于没有电流流过 R_1 （因此也没有流过两个 R_2 电阻，所以放大器 A1 和 A2 将作为单位增益跟随器（缓冲器）工作。由于放大器 A1 和 A2 输出上的输入电压在三个电阻器网络上出现差异通过改变 R_1 的值可以改变电路的差分增益。

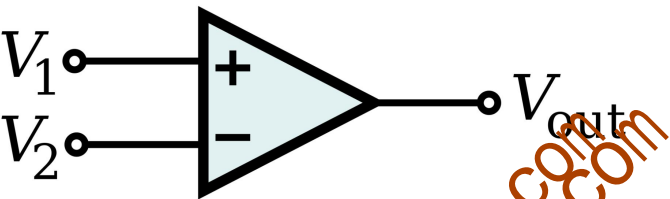
差分运算放大器 A3 充当减法器的输出电压，仅是其两个输入之间的电压差 $(V_2 - V_1)$ ，并

且被 A3 的增益放大，该增益可能为 1，单位为零（假设 R3 = R4）。然后，对于仪表放大器电路的总电压增益，我们有一个通用表达式：

仪表放大器公式

$$V_{OUT} = (V_2 - V_1) \left[1 + \frac{2R_2}{R_1} \right] \left(\frac{R_4}{R_3} \right)$$

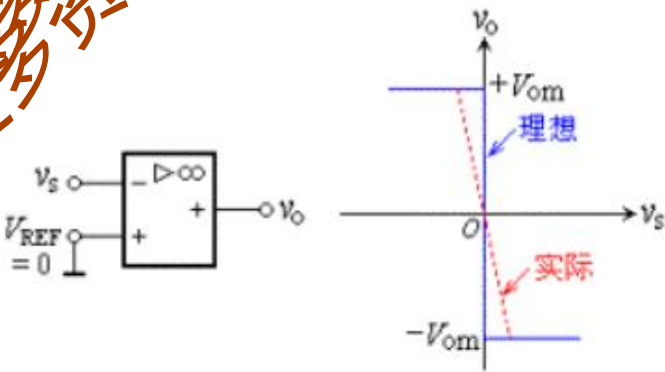
4、比较器电路



理论上一个开环组态（无负反馈）的运放可以发挥低端比较器的作用。当正相输入端（V+）的电压高于反相输入端（V-）时，由于运放较高的开环增益，在输出端输出一个正向饱和电压+Usat。当反相输入端（V-）的电压高于正相输入端（V+）时，在输出端输出一个反向饱和电压-Usat。

4.1 过零比较器

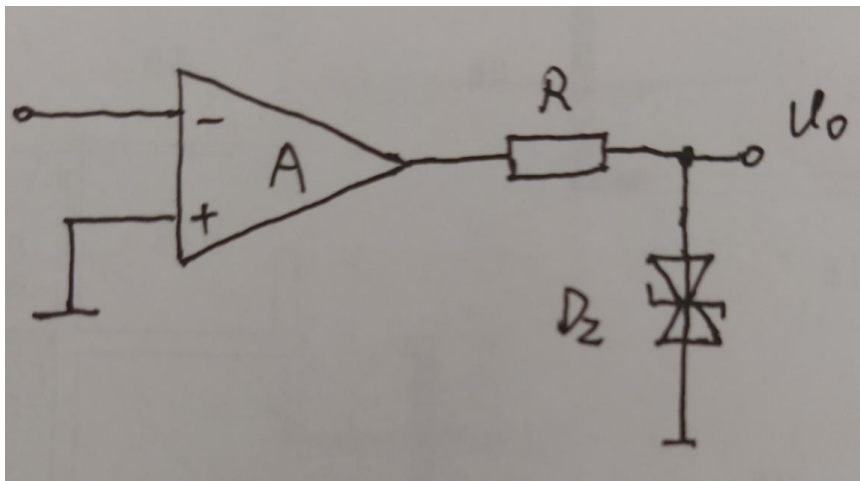
过零比较器，在理想情况下，输出会在输入电压经过零点时从低转换到高或从高转换到低。其电路框图和电压传输特性如下所示：



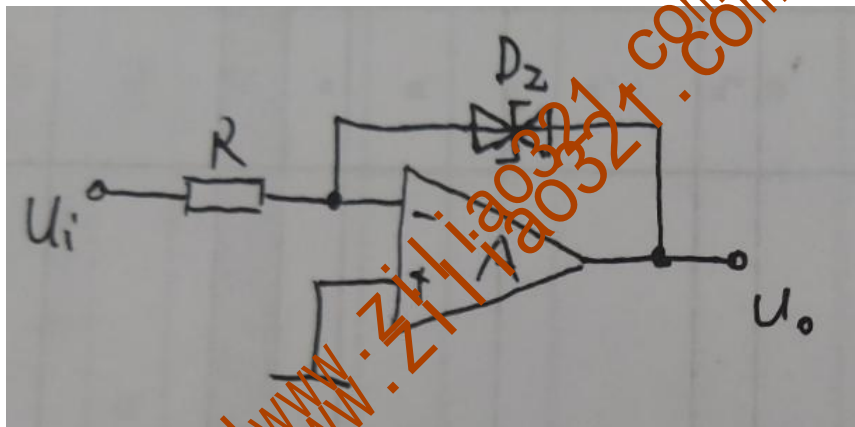
电路图

电压传输特性

过零比较器



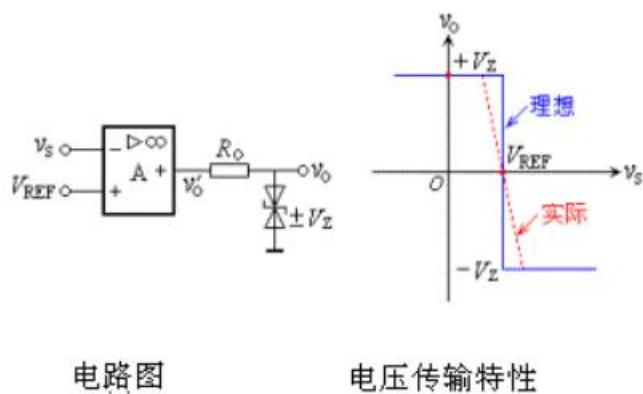
限幅过零比较器电路 1



限幅过零比较器电路 2

4.2 电压比较器

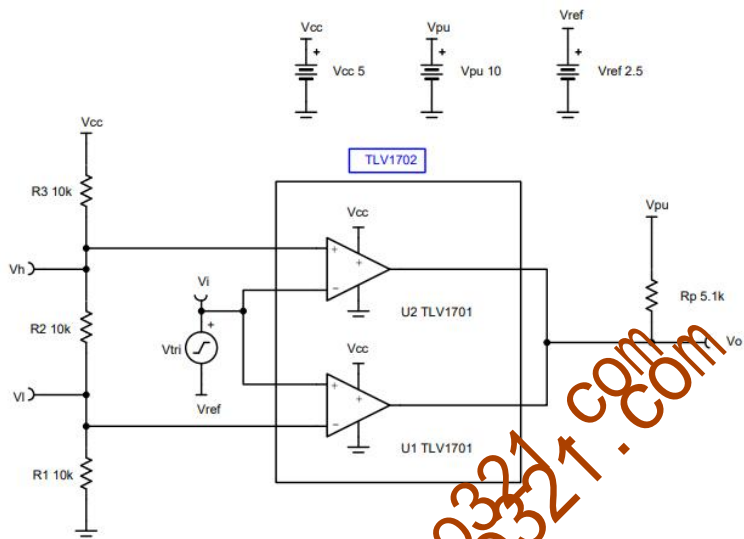
将过零比较器的一个输入端从接地改接到一个固定电压值上，就得到电压比较器。



电压比较器

4.3 窗口比较器

普通比较器所显示的是当输入电压超过某个限定值或阈值时的状态。窗口比较器（也称双端限幅比较器）检测的是处于两个限定值之间的输入电压，这个中间的区域称为窗口。为了实现这个窗口，需要使用两个具有不同阈值电压的比较器。下面以实际案例来说明。



设计目标

输入		输出		电源		
Vimin	Vimax	Vomin	Vomax	Vcc	Vee	Vref
0V	5V	0V	36V	5V	0V	2.5V

VL（阈值下限）	VH（阈值上限）	阈值上下限比率
1.66V	3.33V	2V

设计说明

该电路采用了两个并联的比较器来确定信号是否介于两个参考电压之间。如果信号处于窗口范围内，则输出高电平。如果信号电平超出窗口范围，则输出低电平。在该设计中，参考电压由带分压器的单电源生成。

注意：

- 1. 输入不应超过比较器的共模限制；
- 2. 比较器必须为漏极开路或集电极开路才能进行 OR 运算输出；

设计步骤

1、确定上限 (V_H) 和下限 (V_L) 窗口电压。

$$V_H = V_{cc} \times \frac{R_1 + R_2}{R_1 + R_2 + R_3} = 3.33 \text{ V}$$

$$V_L = V_{cc} \times \frac{R_1}{R_1 + R_2 + R_3} = 1.66 \text{ V}$$

$$\frac{V_H}{V_L} = 1 + \frac{R_2}{R_1} = \frac{3.33\text{V}}{1.66\text{V}} = 2$$

2、选择电阻值来达到所需的窗口电压。

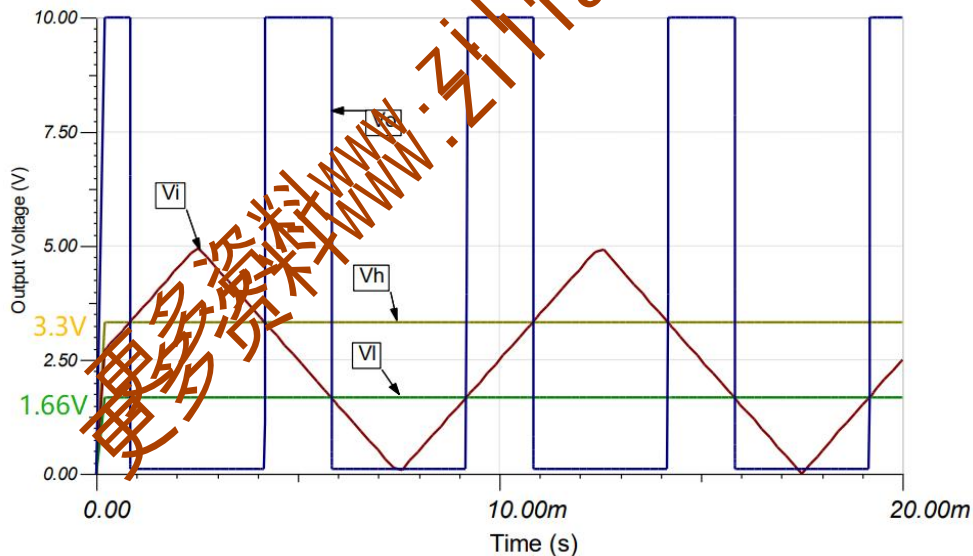
$$\frac{V_H}{V_L} = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 2, \text{ so } R_2 = R_1$$

$$R_1 = R_2 = 10\text{k}\Omega \text{ (Selected standard values)}$$

$$R_3 = \frac{R_1 \times V_{cc}}{V_L} - (R_1 + R_2)$$

$$R_3 = \frac{10\text{k}\Omega \times 5\text{V}}{1.66\text{V}} - 20\text{k}\Omega = 100.12 \text{ k}\Omega \approx 100\text{k}\Omega \text{ (Standard Value)}$$

3、瞬态仿真结果

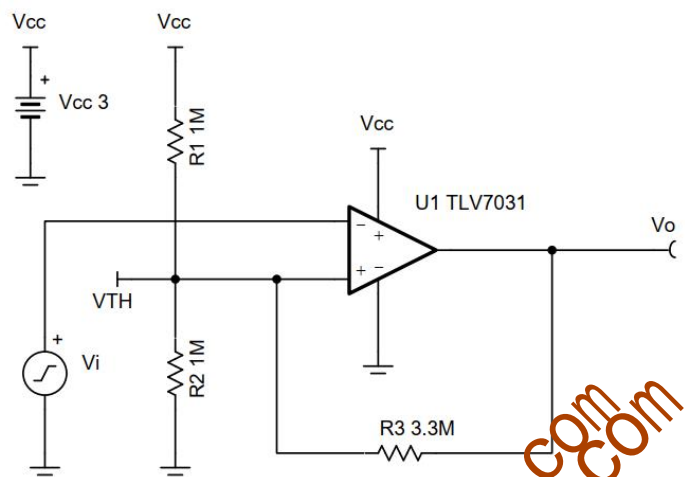


4.4 滞回比较器

比较器用于区分两种不同的信号电平。当以同相方式设置时，如果模拟输入高于所选阈值，则比较器输出为数字高电平。在比较阈值处存在噪声、信号变化或缓慢移动的信号的情况下，可以在输出端观察到不良转换。设置上限和下限迟滞阈值可消除这些由噪声导致的不良输出转换。

4.4.1 案例计算 1-反向输入

实际电路

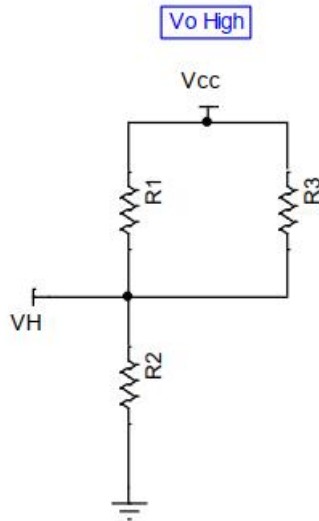


设计目标

输入		阈值	迟滞	电源	
Vo=高电平	Vo=低电平	VTH	VHYS	VCC	Vee
Vi<VL	Vi>VH	1.5V	400mV	3V	0V

设计步骤

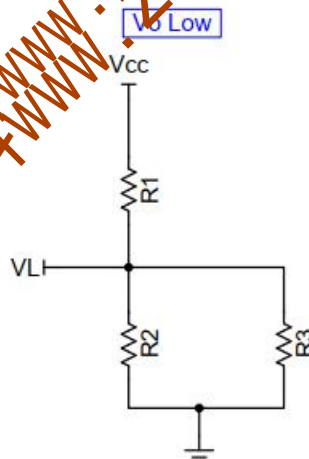
- 1、选择分压电阻 $R1$ 、 $R2$
- 比较器供电 $VCC=3V$ ，由于比较器的 CMOS 输入导致输入偏置电流非常低，因此选择较大的分压电阻，此处取 $R1=R2=1M\Omega$ ；
- 2、分析两种可能的输出状态（高电平和低电平）下的反馈电阻器网络
- 当 $Vi < VL$ 时， Vo 输出高电平，此时反馈电阻网络如下：



此时，又因为阈值 $V_{TH}=1.5V$ ，迟滞 $V_{HYS}=400mV$ ，所以 $V_H=1.5V+200mV=1.7V$ ，带入下面公式，求出 R_3 约等于 $3.3M\Omega$

$$V_H = V_{cc} \times \frac{R_2}{(R_1 \parallel R_3) + R_2}$$

当 $V_i > V_H$ 时， V_o 输出低电平，此时反馈电阻网络如下：



此时，又因为阈值 $V_{TH}=1.5V$ ，迟滞 $V_{HYS}=400mV$ ，所以 $V_L=1.5V-200mV=1.3V$ ，带入下面公式，同样可以求出 R_3 约等于 $3.3M\Omega$

$$V_L = V_{cc} \times \frac{R_2 \parallel R_3}{R_1 + (R_2 \parallel R_3)}$$

3、验证设计：

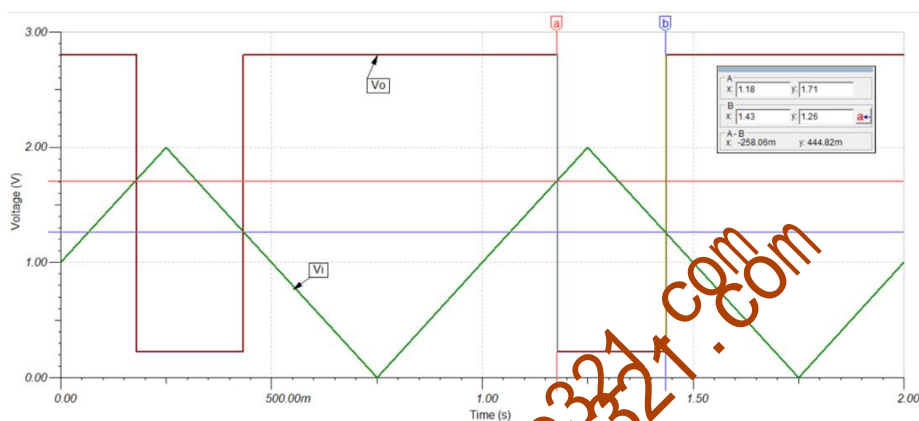
验证 V_{HYS} 是否为 $400mV$ ，以便 $V_H=1.7V$ 且 $V_L=1.3V$ 。

$$V_H = V_{CC} \times \frac{R_2}{(R_1 \parallel R_3) + R_2} = 3V \times \frac{1M\Omega}{(1M\Omega \parallel 3.3M\Omega) + 1M\Omega} = 1.70V$$

$$V_L = V_{CC} \times \frac{R_2 \parallel R_3}{R_1 + (R_2 \parallel R_3)} = 3V \times \frac{(1M\Omega \parallel 3.3M\Omega)}{1M\Omega + (1M\Omega \parallel 3.3M\Omega)} = 1.30V$$

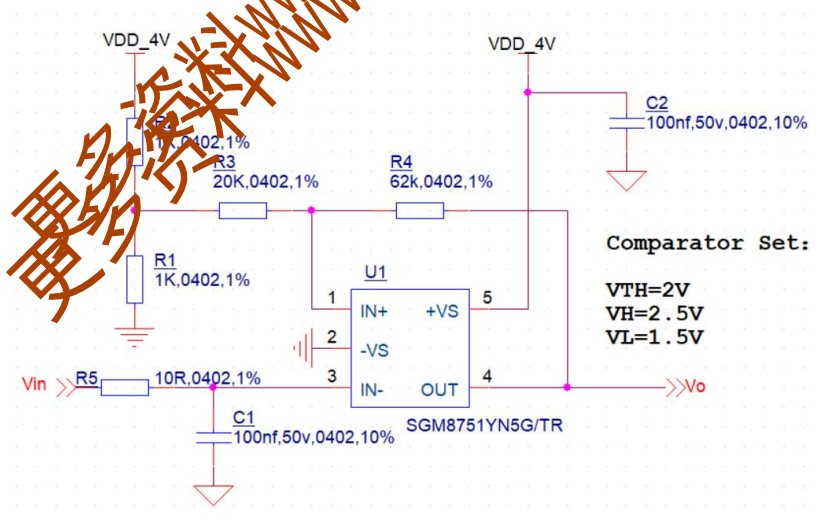
$$V_{HYS} = V_H - V_L = 1.70V - 1.30V = 400mV$$

仿真结果



4.4.2 案例计算 2-反向输入

实际电路



设计目标

输入		阈值	迟滞	电源	
Vo=高电平	Vo=低电平	VTH	VHYS	VCC	Vee
Vi<VL	Vi>VH	2V	1V	4V	0V

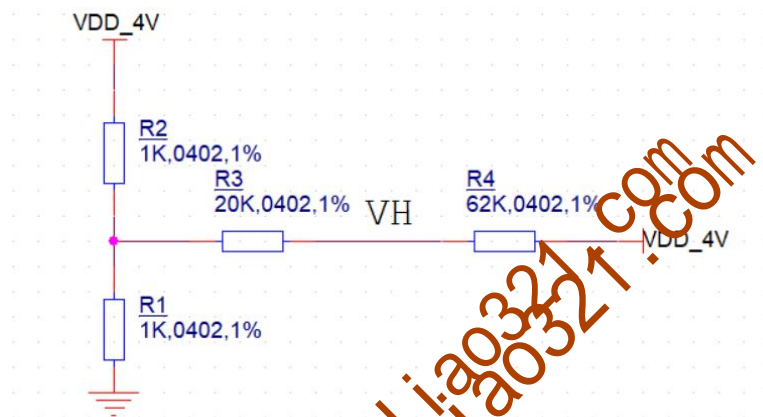
设计步骤

1、计算阈值电压 V_{TH}

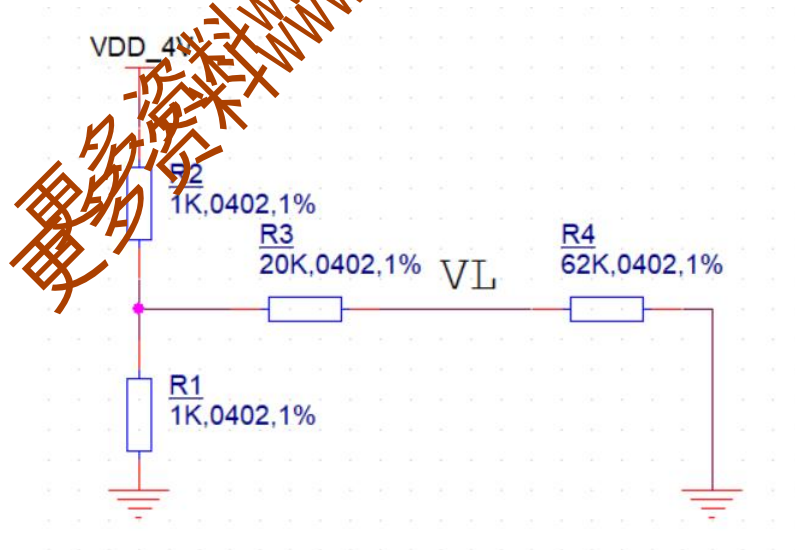
如上图所示可以求出 $V_{TH} = V_{DD_4V} * R_2 / (R_1 + R_2) = 2V$

2、分析两种可能的输出状态（高电平和低电平）下的反馈电阻器网络

当 $V_i < V_L$ 时， V_o 输出高电平，此时反馈电阻网络如下，此时，根据叠加定理可以计算出 $V_H \approx 2.5V$ 。



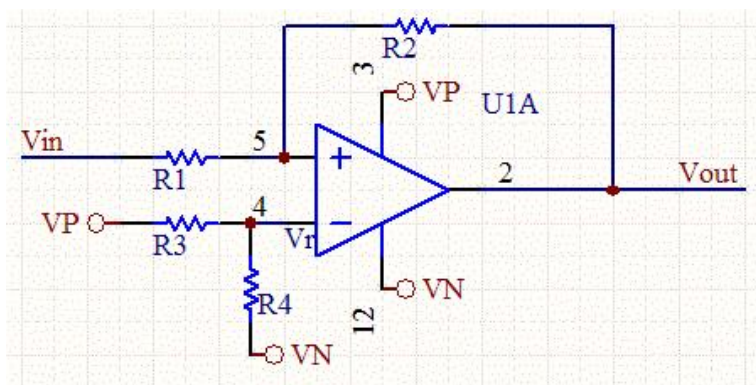
当 $V_i > V_H$ 时， V_o 输出低电平，此时反馈电阻网络如下，此时，根据叠加定理可以计算出 $V_L \approx 1.5V$ 。



4.4.3 案例计算 3-同相输入

[滞回比较器电路-同相输入在线计算](#)

如下图所示为滞回比较器电路信号从同相输入端输入时的电路原理图。



如下图所示，只需要输入比较器的供电电压、滞回高电平阈值、滞回低电平阈值即可计算出关键参数之间的关系，从而简化设计，对于初学者来说，建议自行计算，并用该工具验证。

注意：使用减号“-”为负电压。）	
Positive Supply Voltage:正电源电压:	4 (V)
Negative Supply Voltage:负电源电压	0 (V)
结果:	
Vth (High Threshold Voltage):阈值电压 (高电平阈值电压)	R2/R1 (比例电阻):
2.5 (V)	4.00
Vtl (Low Threshold Voltage):阈值电压 (低电平阈值电压)	Vr (参考电压):
1.5 (V)	2.00 (V)
计算 ->	<- 计算

5、运放构成的滤波电路

滤波电路分为无源滤波和有源滤波两种，无源滤波即 RC 滤波器，有源滤波器是在无源 RC 滤波器的基础上增加了运放。无源滤波电路与有源滤波电路的区别有哪些？

- 1、驱动能力不同：无源滤波电路的参数随负载变化；有源滤波电路的滤波参数不随负载变化，并且具有方法信号的功能；
- 2、应用场合不同：无源滤波电路可用于较高压、较大电流电路，如直流电源电路的滤波；有源滤波电路的输出电压和电流受有源器件自身参数和供电电源的限制，如模拟信号电路中的滤波应用；

本文重点是运算放大器，因此主要讨论有源滤波电路。有源滤波电路可以分为下列不同的类型：

有源高通滤波、有源低通滤波、有源带通滤波、有源带阻滤波等类型；另外还可以分为一阶有源滤波电路、二阶有源滤波电路等本文主要讨论有源滤波电路中的低通滤波、高通滤波、一阶有源、二阶有源，并附带对应的一些无源滤波。

5.1 无源低通滤波器

5.2 无源高通滤波器

滤波器根据它们允许通过信号的频率范围来命名，同时能够衰减目标范围外的其余信号。最常用的几个滤波器类型如下：

1、低通滤波器

低通滤波器只允许低频信号从 0Hz 到其截止频率 f_c 通过，同时阻止那些更高的频率；

2、高通滤波器

高通滤波器仅允许高频信号从其截止频率 f_c 开始到无限高频通过，同时阻止任何更低的信号；

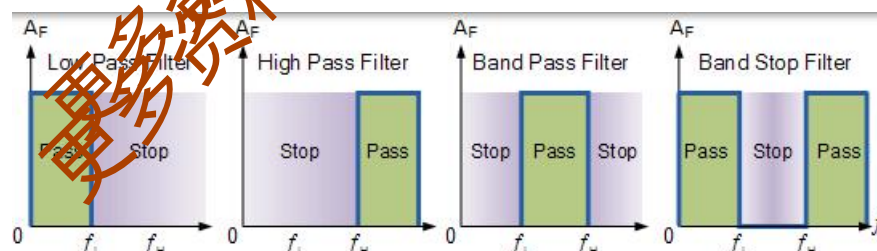
3、带通滤波器

带通滤波器允许在两点之间设置的特定频带内的信号通过，同时阻挡该频带两侧的较低和较高频率；

4、带阻滤波器

带阻滤波器允许在两点之间设置的特定频带外的信号通过，同时阻挡该频带内的频率。

理想的滤波器响应曲线

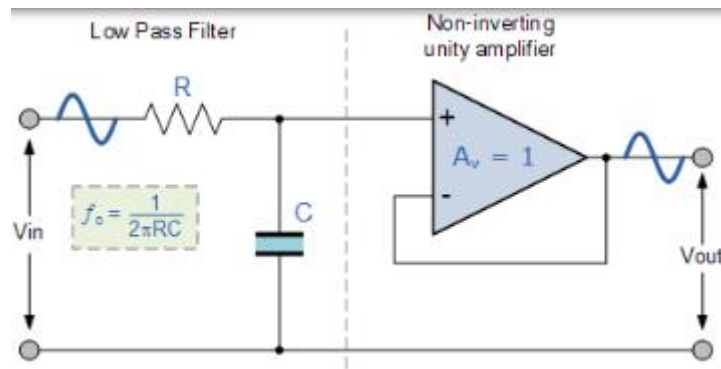


5.3 有源低通滤波器

5.3.1 一阶有源低通原理分析

通过将无源 RC 滤波器网络与运算放大器组合以产生具有放大能力的低通滤波器。

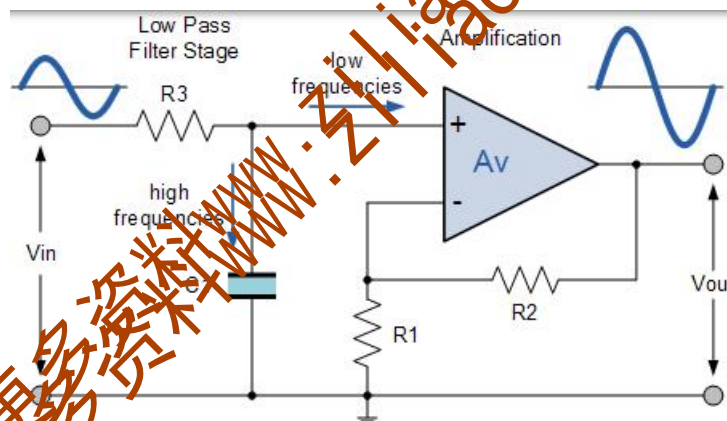
低源高通滤波器（LPF）的基本操作与其等效 RC 无源高通滤波器电路相同，不同之处在于该电路具有运算放大器包含在其设计中，提供放大和增益控制。



该一阶低通有源滤波器仅由无源 RC 滤波器级组成，为同相运算放大器的输入提供低频路径。放大器配置为电压跟随器，其 DC 增益为 1， $A_v=1$ 。

这种配置的优点是运算放大器的高输入阻抗可防止滤波器输出上的过载，同时其低输出阻抗可防止滤波器截止频率点受负载阻抗变化的影响。

虽然这种配置为滤波器提供了良好的稳定性，但其主要缺点是它没有高于 1 的电压增益。然而，虽然电压增益是单位，但功率增益非常高，因为其输出阻抗远低于其输入阻抗。如果需要大于 1 的电压增益，我们可以使用以下滤波器电路。



滤波放大电路

除了放大器的通带增益 A_F 增加输出幅度外，电路的频率响应与无源 RC 滤波器的频率响应相同。对于同相放大器电路，滤波器的电压增益幅度等于反馈电阻 (R_2) 除以其相应的输入电阻 (R_1)，如下所示：

$$\text{DC gain} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$

因此，作为频率函数的有源低通滤波器的增益将是：

$$\text{Voltage Gain, } (A_v) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{A_F}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_c}\right)^2}}$$

其中，

- AF = 滤波器的通带增益 ($1+R_2/R_1$)
- f = 输入信号的频率, 单位为赫兹 (Hz)
- f_c = 以赫兹为单位的截止频率 (Hz)

因此, 可以从上面的频率增益公式得出低通有源滤波器的一些特性:

- 1、在非常低的频率下, $f < f_c$ 时, $V_{out}/V_{in} \approx AF$;
- 2、在截止频率, $f = f_c$ 时, $V_{out}/V_{in} = AF/1.414 = 0.707AF$;
- 3、在非常高的频率下, $f > f_c$, $V_{out}/V_{in} < AF$;

因此, **有源低通滤波器** 具有从 0Hz 到截止点 f_c 不变的增益 AF 。在 f_c 增益为 $0.707AF$, 在 f_c 之后它随着频率的增加以恒定的速率下降。也就是说, 当频率增加 10 倍时, 电压增益减小为原来的 $1/10$ 。

换句话说, 每当频率增加 10 时, 增益会降低 $20\text{dB} = 20 \times \log(A_v) = 20 \times \log(1/10)$ 。当处理滤波器电路时, 电路的通带增益的幅度通常以分贝或 dB 表示为电压增益的函数, 定义如下:

$$AV(\text{dB}) = 20 \log_{10}(V_{out}/V_{in})$$

$$\therefore -3\text{dB} = 20 \log_{10}(0.707 V_{out}/V_{in})$$

5.3.2 一阶有源低通实例计算

目标:

设计一种同相有源低通滤波器电路, 其低频增益为 10, 高频截止转角频率为 159Hz, 输入阻抗为 $10\text{k}\Omega$ 。

同相运算放大器的电压增益如下:

$$AF = 1 + R_2/R_1 = 10$$

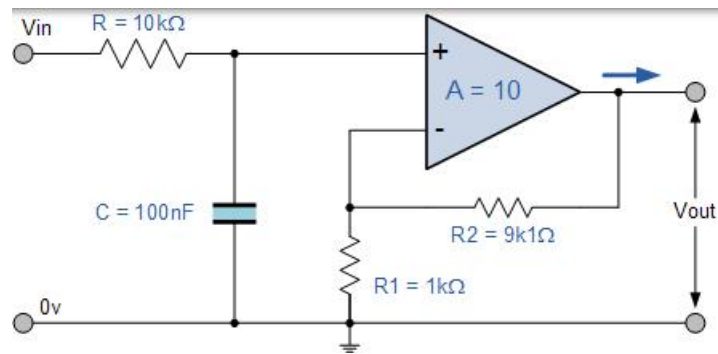
假设电阻器 R_1 的值为 $1\text{k}\Omega$, 根据上面的公式得出 $R_2 = 9\text{k}\Omega$, 取 $9.1\text{k}\Omega$, 将此电压增益转换为分贝 dB 值得出:

$$\text{Gain in dB} = 20 \log(A_v) = 20 \log 10 = 20\text{dB}$$

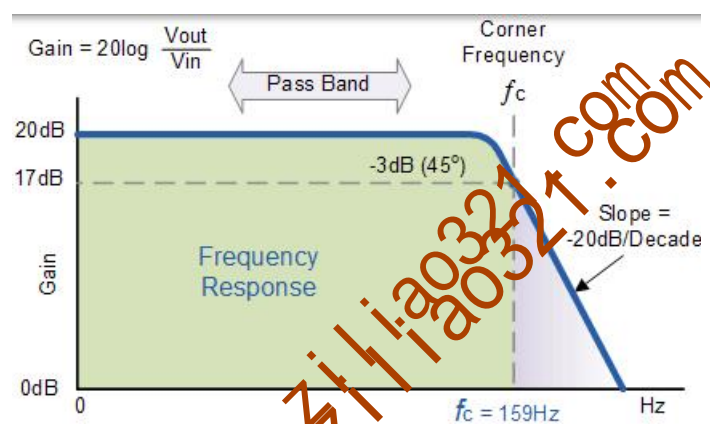
截止频率 (f_c) 为 159Hz, 输入阻抗为 $10\text{k}\Omega$ 。根据以下公式计算电容 $C = 100\text{nF}$ 。

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

最终电路及其频率响应如下:

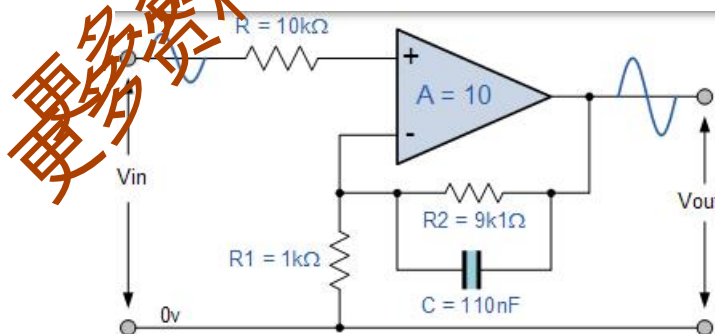


低通滤波器电路

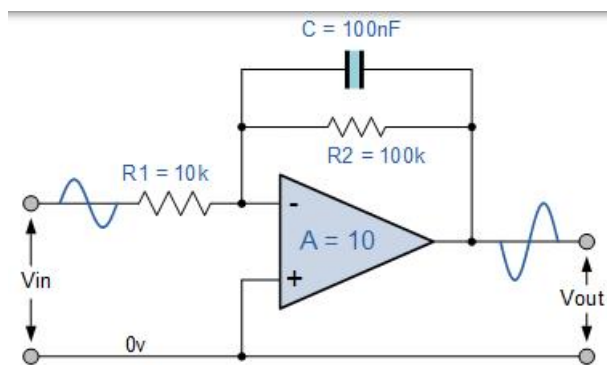


频率响应曲线

如果连接到电路输入的外部阻抗发生变化，则此变化也会影响滤波器的转折频率。为了避免这种情况，我们可以将电容器与反馈电阻器 R2 并联。如下图所示：



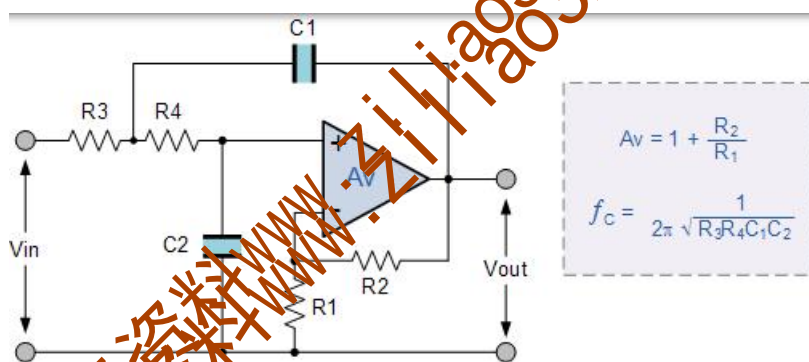
同相有源低通滤波器电路



反相有源低通滤波器电路

5.3.3 二阶有源低通电路

同一阶低通电路类似，只需在输入路径中使用额外的 RC 网络，即可将一阶低通有源滤波器转换为二阶低通滤波器。二阶低通滤波器的频率响应与一阶类型的频率响应相同，不同之处在于阻带衰减将是一阶滤波器的两倍-40dB/decade。因此，二阶有源低通滤波器所需的设计步骤是相同的。具体的电路原理图如下所示：



Note: 级联电压增益

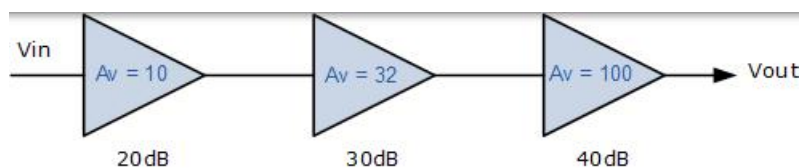
如下图所示:

$$A_v = A_{v1} \times A_{v2} \times A_{v3}$$

$$A_v (\text{dB}) = 20 \log_{10} (32000)$$

$$A_v (\text{dB}) = 90 \text{ dB}$$

$$90 \text{ dB} = 20 \text{ dB} + 30 \text{ dB} + 40 \text{ dB}$$

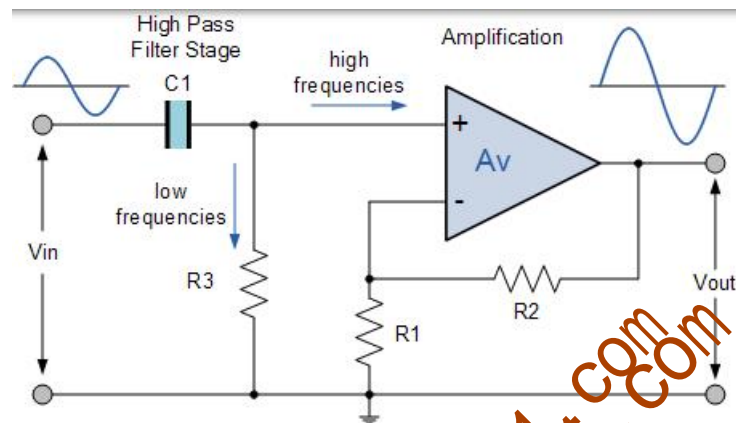


5.4 有源高通滤波器

5.4.1 一阶有源高通原理分析

通过将无源 RC 滤波器网络与运算放大器组合以产生具有放大的高通滤波器。

有源高通滤波器 (HPF) 的基本操作与其等效 RC 无源高通滤波器电路相同，不同之处在于该电路具有运算放大器包含在其设计中，提供放大和增益控制。



一阶高通滤波器仅由无源滤波器和非反相放大器组成。除了通过放大器的增益增加信号的幅度之外，电路的频率响应与无源滤波器的频率响应相同。

对于非反相放大器电路，滤波器的电压增益幅度作为反馈电阻 (R2) 除以其相应的输入电阻 (R1) 的函数给出，并如下所示：

$$\text{DC gain} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$

因此，作为频率函数的有源高通滤波器的增益将是：

$$\text{Voltage Gain, } (Av) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{AF}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_c}\right)^2}}$$

其中，

- AF = 滤波器的通带增益 ($1 + R_2/R_1$)
- f = 输入信号的频率，单位为赫兹 (Hz)
- f_c = 以赫兹为单位的截止频率 (Hz)

因此，可以从上面的频率增益公式得出高通有源滤波器的一些特性：

- 1、在非常低的频率下， $f < f_c$ 时， $V_{out}/V_{in} < AF$;
- 2、在截止频率， $f = f_c$ 时， $V_{out}/V_{in} = AF/1.414 = 0.707AF$;

3、在非常高的频率下， $f > f_c$ ， $V_{out}/V_{in} \approx AF$ ；

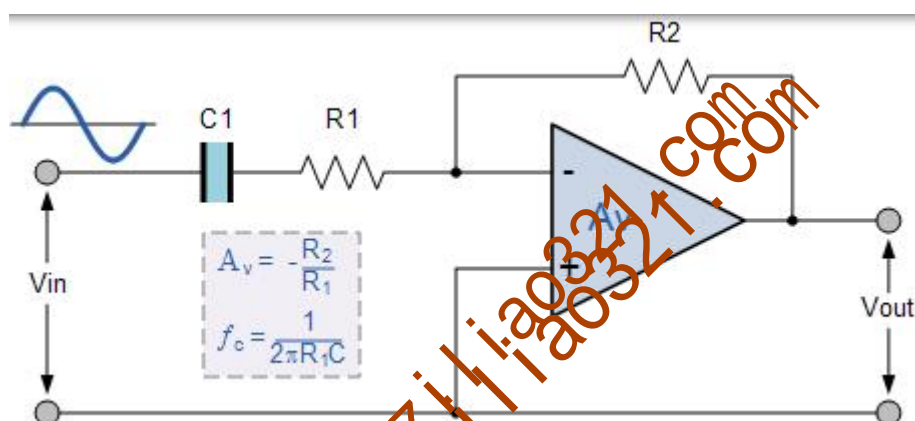
因此，有源低通滤波器具有从 0Hz 到截止点 f_c 不变的增益 AF。在 f_c 增益为 $0.707AF$ ，在 f_c 之后它随着频率的增加以恒定的速率下降。也就是说，当频率增加 10 倍时，电压增益减小为原来的 1/10。

换句话说，每当频率增加 10 时，增益会降低 $20\text{dB} = 20 \times \log(A_v) = 20 \times \log(10)$ 。当处理滤波器电路时，电路的通带增益的幅度通常以分贝或 dB 表示为电压增益的函数，定义如下：

$$A_v(\text{dB}) = 20 \log_{10}(V_{out}/V_{in})$$

$$\therefore -3\text{dB} = 20 \log_{10}(0.707 V_{out}/V_{in})$$

其对应的反相有源滤波电路如下：



5.4.2 一阶有源高通实例计算

目标：

设计一阶有源高通滤波器的通带增益为 2，截止频率为 1kHz。如果输入电容的值为 10nF，根据截止频率来确定电阻和反馈网络中的增益电阻的值。

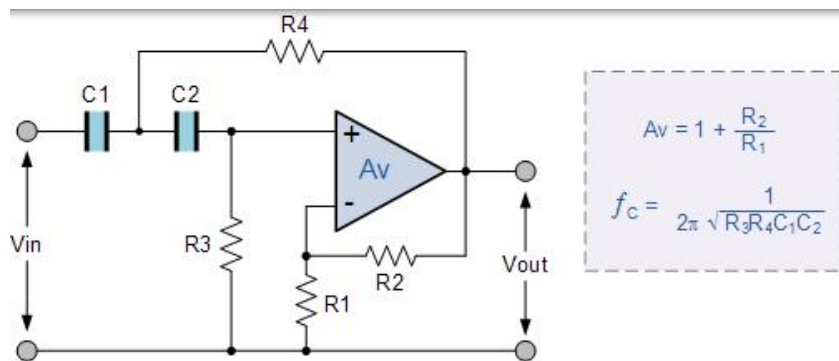
截止转角频率为 1kHz，电容为 10nF，因此 R 取值 16k Ω 。

$$R = \frac{1}{2\pi f_c C} = \frac{1}{2\pi \cdot 1000 \cdot 10 \times 10^{-9}} = 15.92\text{k}$$

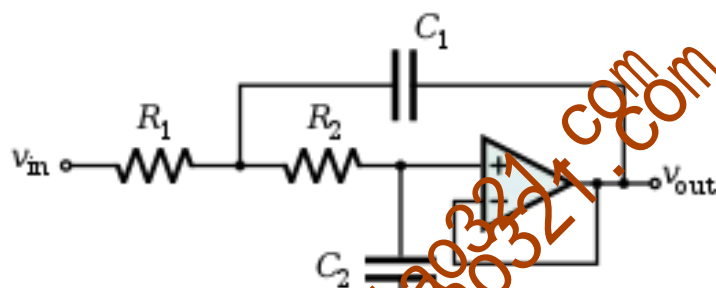
因为，滤波器的通带增益 AF 为 2，根据公式 $AF = 1 + R_2/R_1$ ，所以 $R_1 = R_2$ ，取 $R_1 = R_2 = 10\text{k} \Omega$ ，因此， $R_1 = R_2 = 10\text{k} \Omega$ ， $R_3 = 16\text{k} \Omega$ ， $C_1 = 10\text{nF}$ 。

5.4.3 二阶有源低通电路

同一阶高通电路类似，只需在输入路径中使用额外的 RC 网络，即可将一阶高通有源滤波器转换为二阶高通滤波器。二阶高通滤波器的频率响应与一阶类型的频率响应相同，不同之处在于阻带衰减将是的一阶滤波器的两倍 -40dB/decade 。因此，二阶有源高通滤波器所需的设计步骤是相同的。具体的电路原理图如下所示：



5.4.4 Sallen-key 架构有源滤波器电路

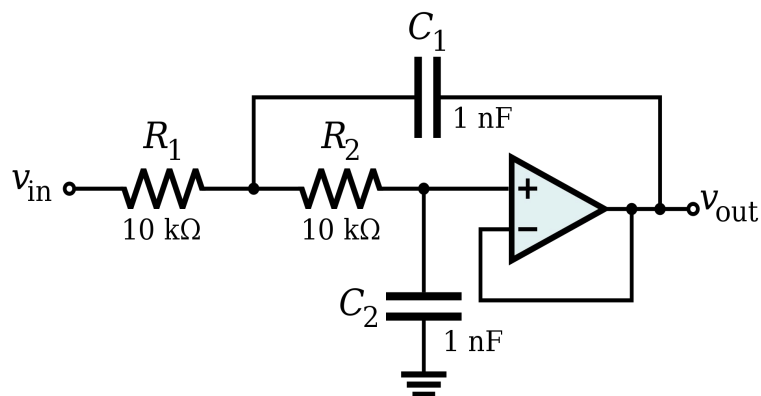


$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

$$Q = \frac{\omega_0}{2\alpha} = \frac{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}{C_2 (R_1 + R_2)}$$

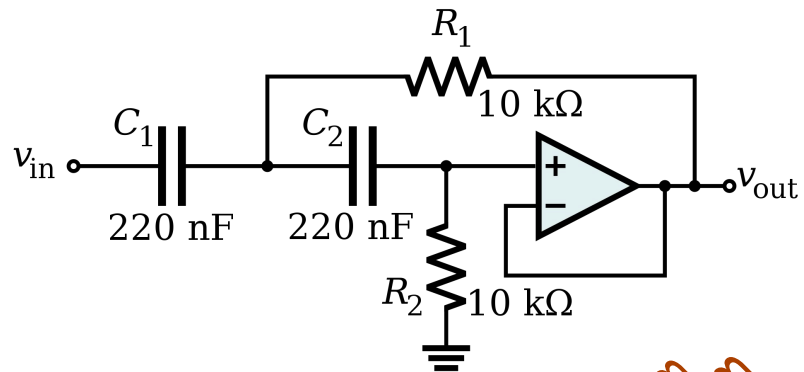
如下图所示是一个 Sallen-key 架构的低通滤波器，其中：

$f_0 = 15.9 \text{ kHz}$ and $Q = 0.5$



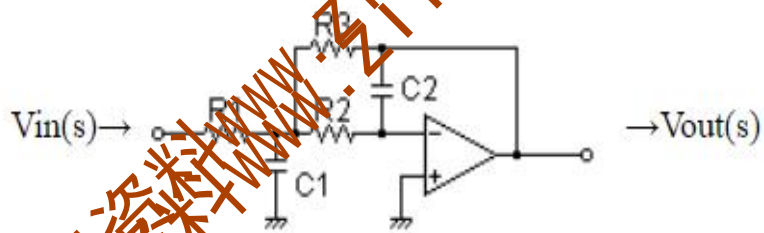
如下图所示是一个 Sallen-key 架构的高通滤波器，其中：

$$f_0 = 72 \text{ Hz and } Q = 0.5$$



5.4.5 MFB 架构有源滤波器电路

MFB 架构低通滤波器



MFB 架构高通滤波器

