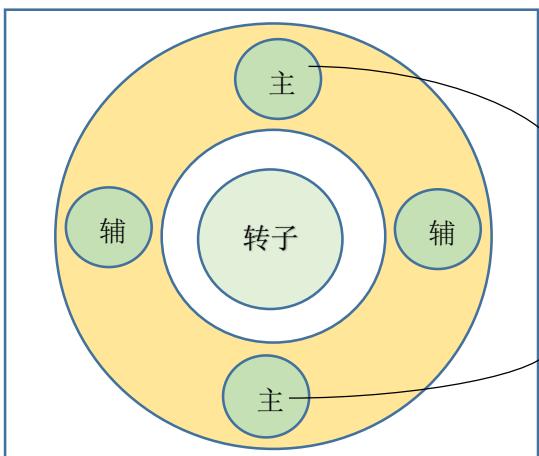
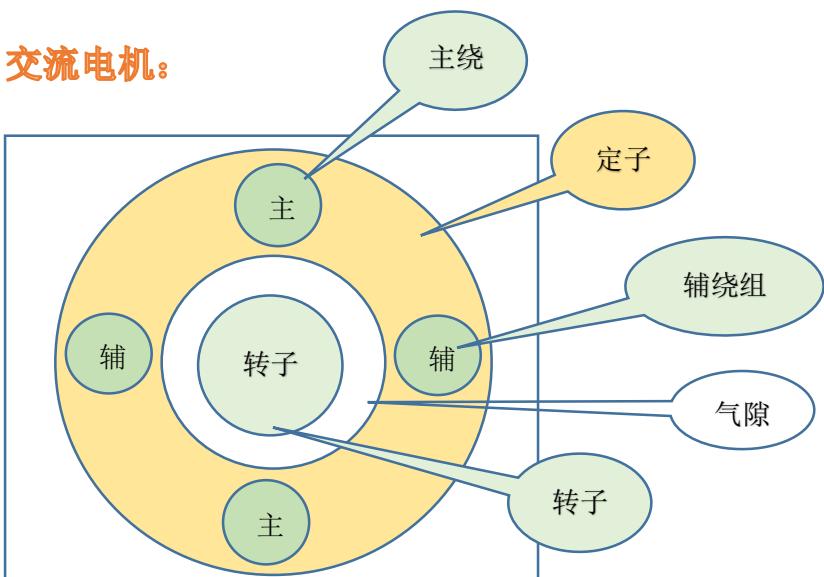


电子设计基础

作者：向仔州

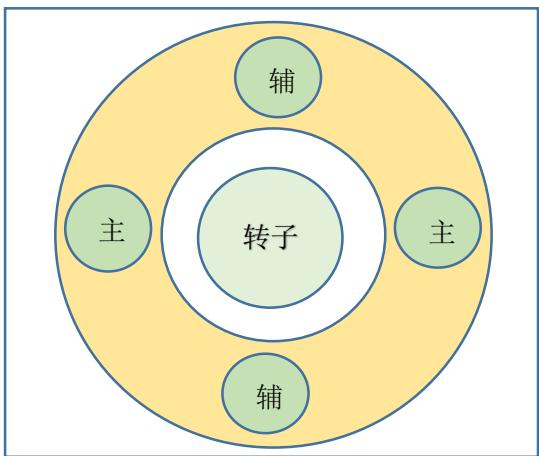
交流电机.....	2
Mosfet 管驱动电机电路.....	6
运算放大器内部电路.....	20
运算放大器.....	22
如何给运放加偏置电压.....	26
运算放大器根据实际应用选型.....	30
运放的基本电路.....	38
惠恩斯电桥的多种应用.....	39
差分放大电路设计.....	45
ADC 选型.....	53
ADC 输入电路设计.....	62
ESD 保护选择(静电防护).....	64
电容延时电路.....	65
马达 LED 逻辑反向电路.....	69
延时电容快速放电回路.....	70
电机供电电源为什么要和其它电源分隔开？.....	72
单个边沿只触发一次电路.....	74
双边沿触发两次的电路.....	76
三角波震荡电路.....	77
方波发生器电路.....	85
天线指标与选型.....	86

交流电机:



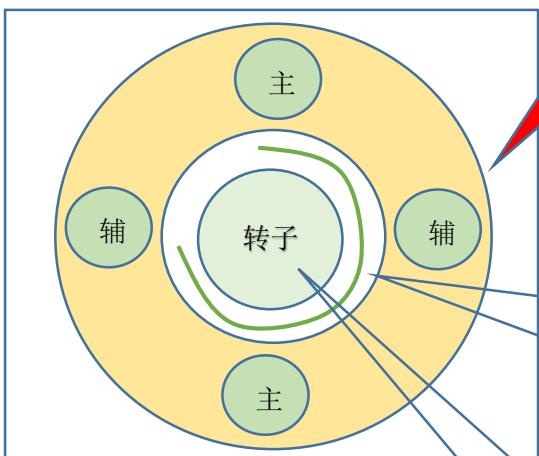
该马达机械角度相差 90 度，
所以给马达供电的电气角度也
必须产生 90 度，马达才能转

主绕组和辅绕组可以调换定义



其实主绕组和辅绕组调换是没问题的，只是设计的时候要按照调换的方法去设计电路就是了

交流异步电机是如何旋转的：



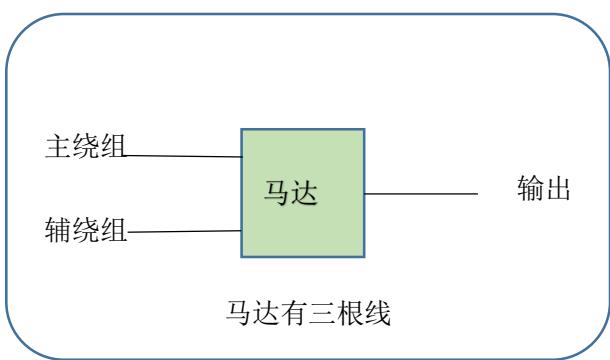
1.加入 220V
交流电

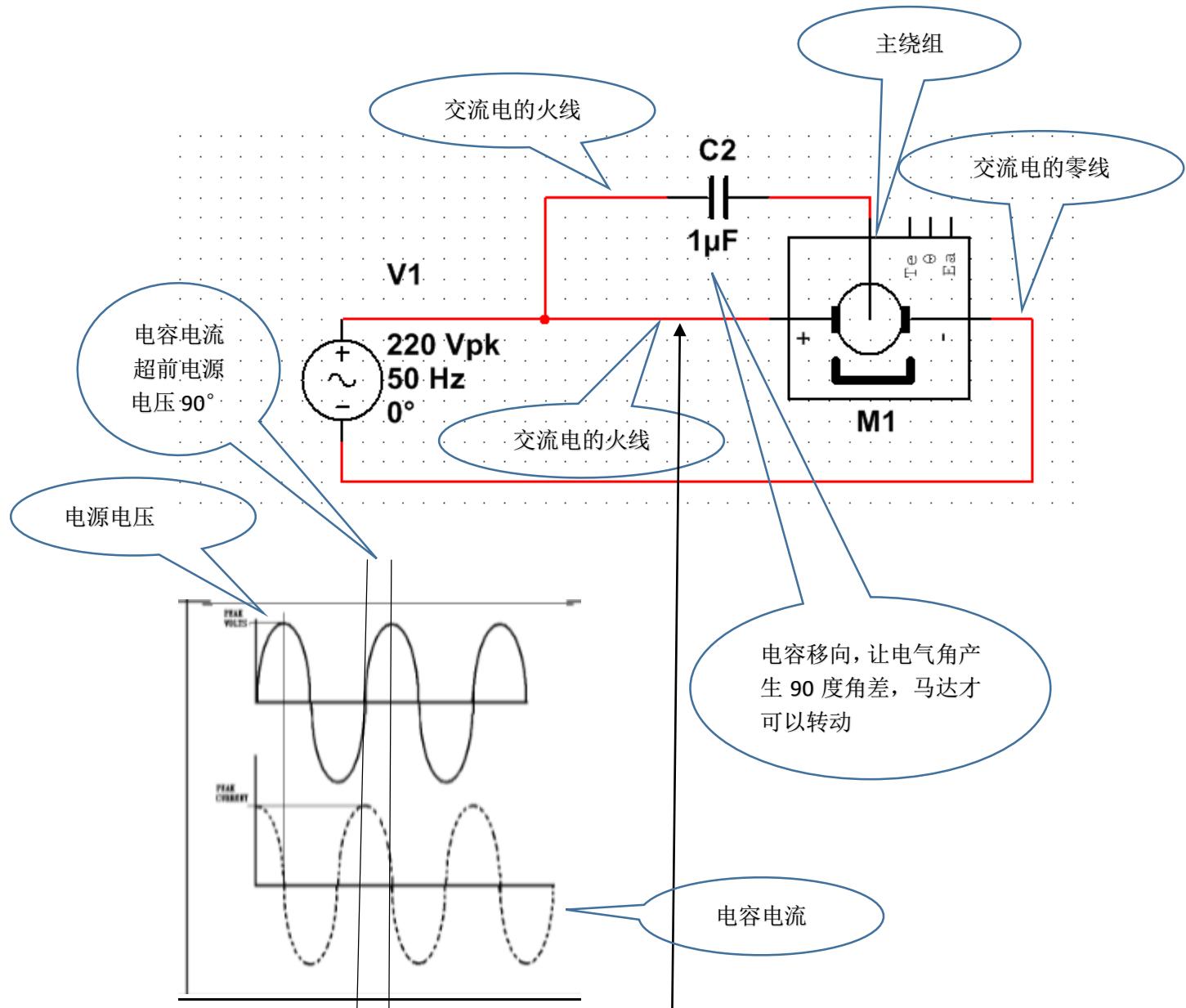
2.在气隙中会产生旋转磁场，该磁场的旋转速度是
交流电频率 $\times 1$ 分钟=多少
也就是 $50 \times 60 = 3000$ 转
所以磁场的旋转速度等于
3000 转

3.旋转磁场产生了但是
转子不会马上动，会
有一个惯性从慢到快
的加速度运动，这样
马达就是转动起来了

等转子和选择磁场都等于 3000 转之后转子就会减速，但是减速到
2900 转之后又会提速到 3000 转，循环执行这个旋转过程，所以该马
达一直在转动，只是没有达到每分钟 3000 转的准确值。这就是单相
交流异步马达

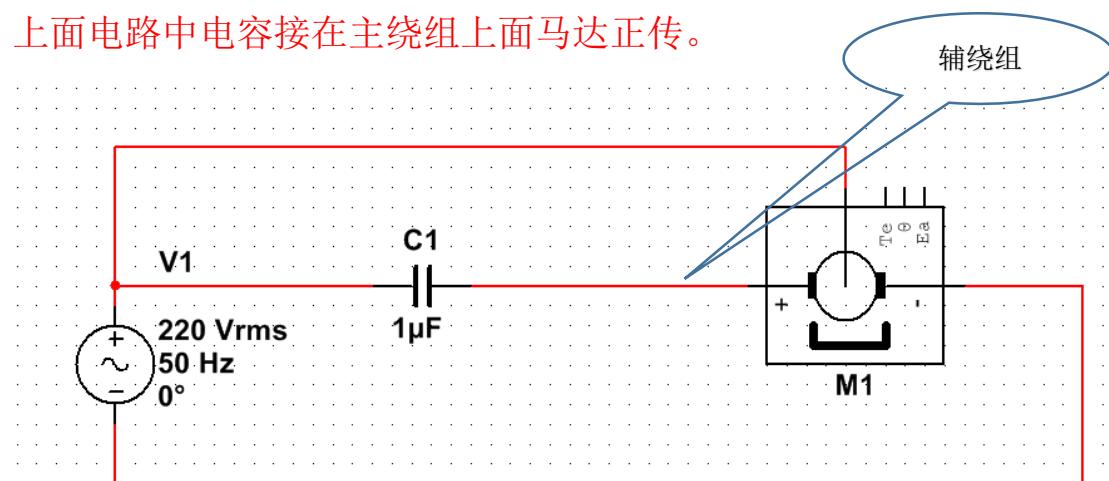
电路如何驱动单相交流异步马达：





上面这个电容就是用来移向的，让下面这根火线与上面那个火线相差 90 度。

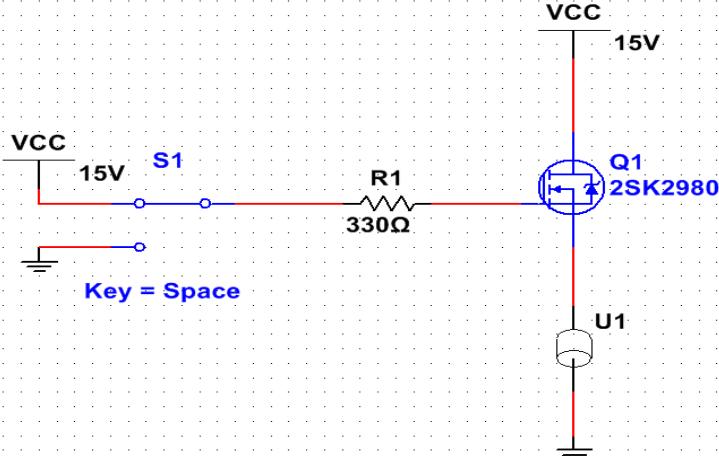
上面电路中电容接在主绕组上面马达正传。



这个电路电容接在辅绕组上面，马达反转。

交流电机正反转控制

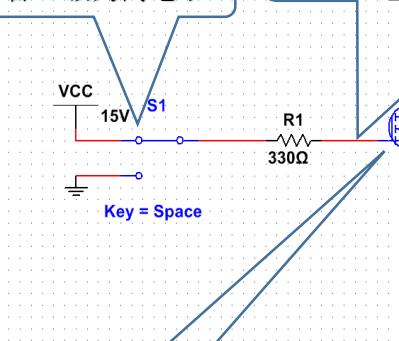
Mosfet 管驱动电机电路



这种电路 mos 管能正常导通吗，当然不行，为什么？我们来分析下

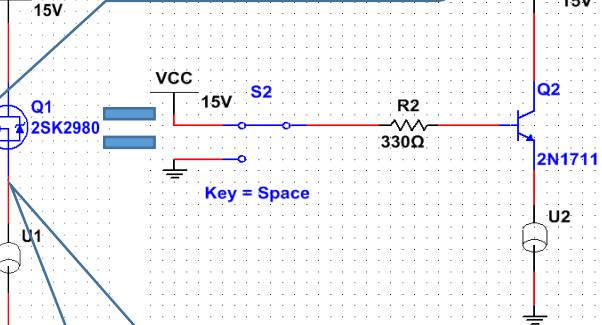
4.我们知道 15V 经过 R1 到 G 级也是有压降的，所以 G 级电压

1. Mos 管 G 级为高电平



2. Mos 管导通

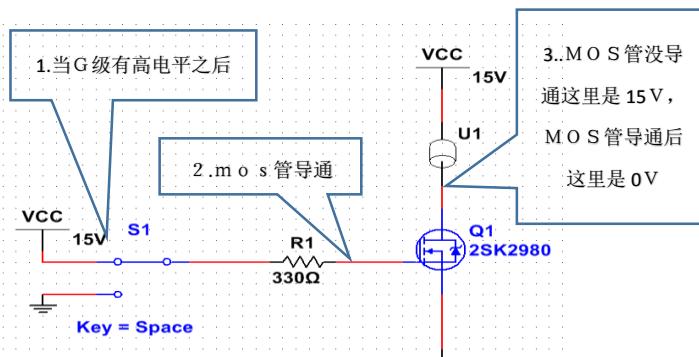
比 S 级电压小，m o s 管不导通



3. Mos 管导通后 S 级电压也就成了 15V

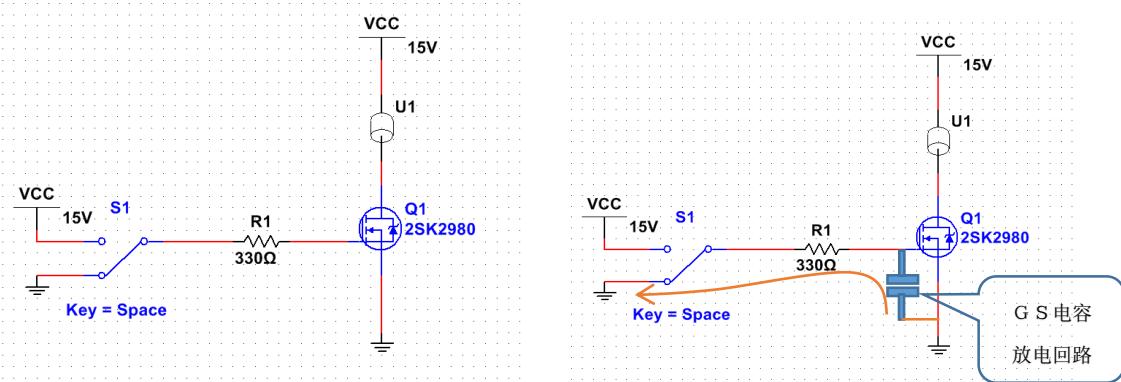
所以 M O S 管处于导通与不导通之间。

N 型 M O S 管和 N 型三极管一样的，驱动电机或其他一下负载，必须把管子放在负载下方。

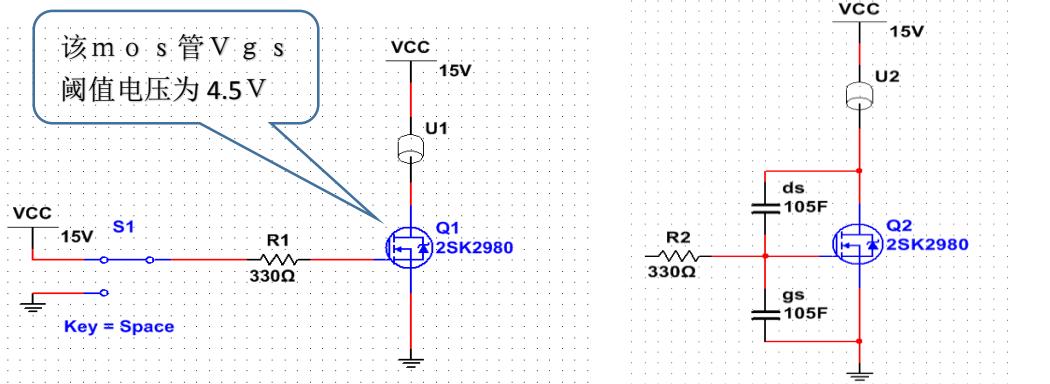


这样 m o s 管可以正常导通。

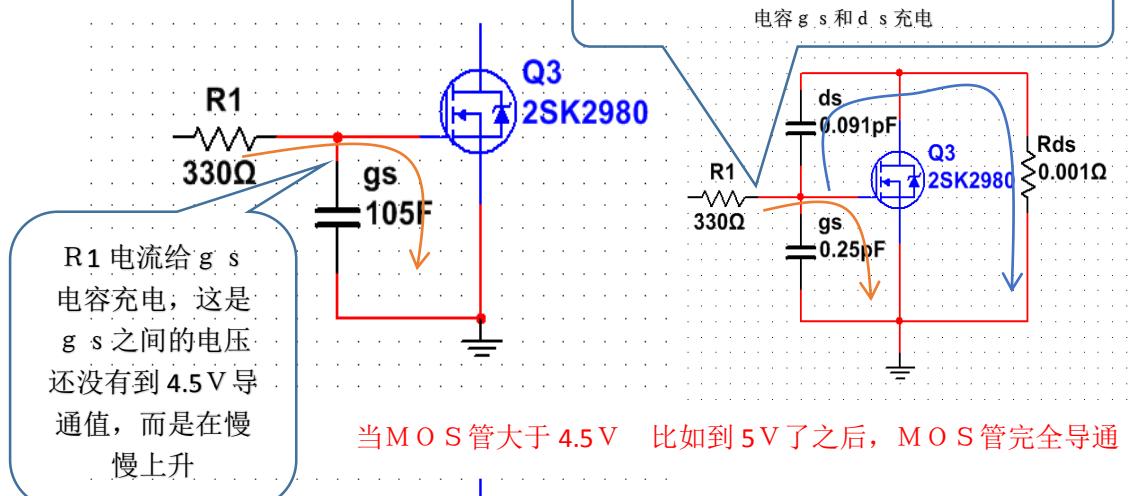
当 m o s 管 G 级为底电平时



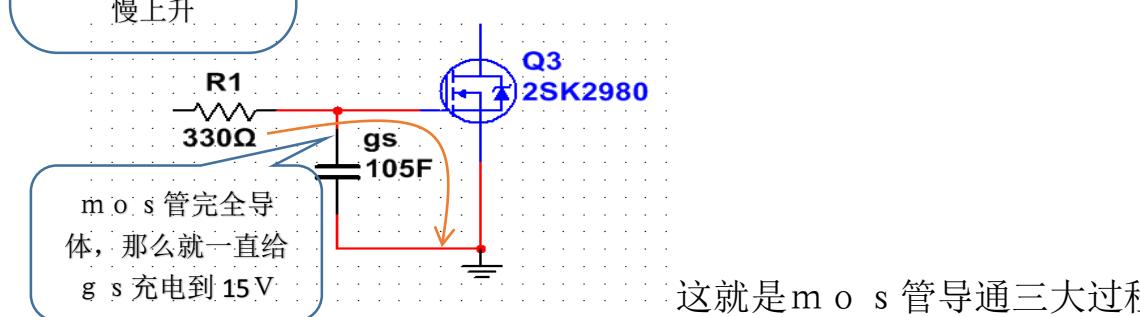
MOS管G S电容放电到地，
MOS管导通三个过程



当 m o s 管 G 极有电流流过时



当 MOS 管大于 4.5V 比如到 5V 了之后, MOS 管完全导通



这就是 m o s 管导通三大过程

MOSFET 管电气参数分析

我们以 AON6244 为例说明 mos 管参数,

DS 之间可以正常通过 85A 的 Id 电流

Product Summary

V_{DS}

I_D (at $V_{GS} = 10V$)

$R_{DS(ON)}$ (at $V_{GS} = 10V$)

$R_{DS(ON)}$ (at $V_{GS} = 4.5V$)

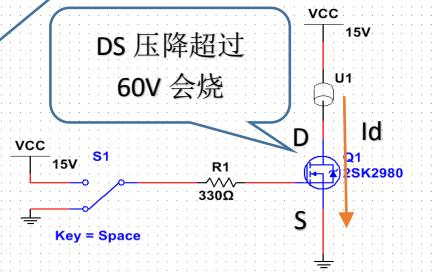
60V

85A

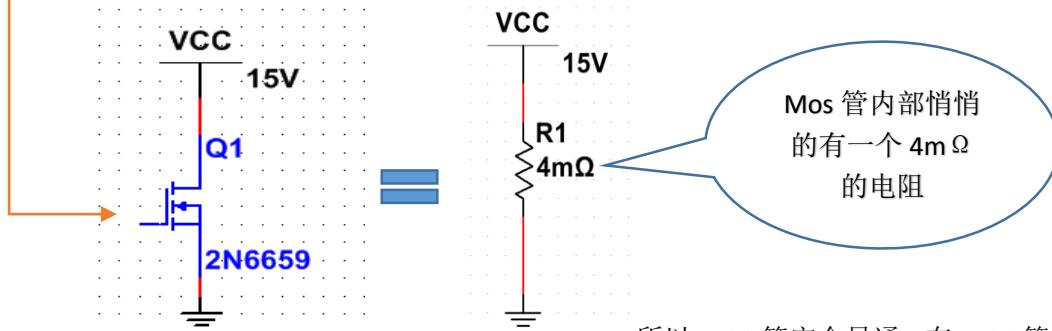
< 4.7mΩ

< 6.2mΩ

DS 压降超过
60V 会烧



我选择该管子 V_{ds} 为 60V, 但是实际使用在 30V 的系统里面, 降额设计 50%。



所以 MOS 管完全导通, 在 MOS 管内部还是有个 4mΩ 电阻的压降, 这算是很好的了. 有些 mos 管完全导通有几欧, 几十毫欧的都有.

Absolute Maximum Ratings $T_A=25^\circ C$ unless otherwise noted

Parameter	Symbol	Maximum	Units
Drain-Source Voltage	V_{DS}	60	V
Gate-Source Voltage	V_{GS}	± 20	V
Continuous Drain Current ^G	I_D	85	A
$T_c=100^\circ C$	I_D	59	
Pulsed Drain Current ^C	I_{DM}	200	
Continuous Drain Current	I_{DSM}	15	A
$T_A=70^\circ C$	I_{DSM}	12	
Avalanche Current ^C	I_{AS}, I_{AR}	65	A
Avalanche energy $L=0.1mH$ ^C	E_{AS}, E_{AR}	211	mJ
Power Dissipation ^B	P_D	83	W
$T_c=100^\circ C$	P_D	33	
Power Dissipation ^A	P_{DSM}	2.3	W
$T_A=70^\circ C$	P_{DSM}	1.5	
Junction and Storage Temperature Range	T_J, T_{STG}	-55 to 150	°C

MOS 管最大参数解析

Drain-Source Voltage	V_{DS}	60	V
----------------------	----------	----	---

V_{DS} 电压就是 DS 最大的电压只能加到 60V, 一般降额设计, 所以加到 30V 差不多了.

Gate-Source Voltage	V_{GS}	± 20	V
---------------------	----------	----------	---

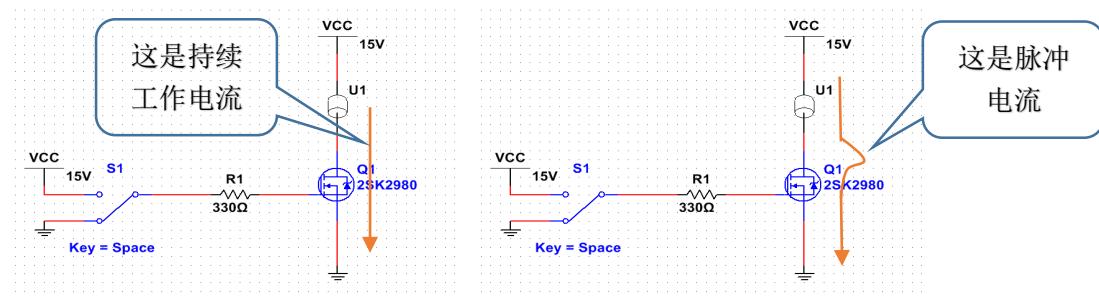
V_{GS} 可以最大加到 20V, 其实我们前面看到了 V_{GS} 电压在 4.5V 就能导通, 为什么还可以继续加, 最后可以加到 20V 呢? 这个和后面讲到的 Coss 有关.

Continuous Drain Current ^G	$T_c=25^\circ C$	I_D	85	
	$T_c=100^\circ C$	I_D	59	A

MOS 管的温度上升后 ID 能流过的电流将会降低.

Pulsed Drain Current ^C	I_{DM}	200
-----------------------------------	----------	-----

IDM 是脉冲电流,前面讲的 ID 是持续导通电流.



脉冲电流就是开机或者开关开通一瞬间的电流,这个 mos 管可以承受 200A 的脉冲电流,持续电流就是几个小时,几百天正常通过的电流.

Power Dissipation ^B	$T_c=25^\circ\text{C}$	P_D	83	W
	$T_c=100^\circ\text{C}$		33	

Mos 管的最大功耗.

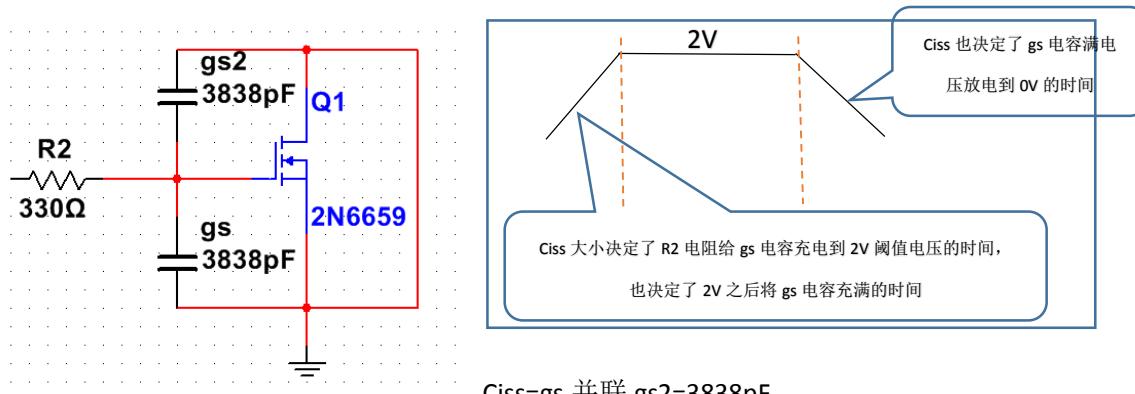
Electrical Characteristics ($T_J=25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
STATIC PARAMETERS						
BV_{DSS}	Drain-Source Breakdown Voltage	$I_D=250\mu\text{A}, V_{GS}=0\text{V}$	60			V
I_{DSS}	Zero Gate Voltage Drain Current	$V_{DS}=60\text{V}, V_{GS}=0\text{V}$		1		μA
I_{GSS}	Gate-Body leakage current	$V_{DS}=0\text{V}, V_{GS}=\pm 20\text{V}$			± 100	nA
$V_{GS(\text{th})}$	Gate Threshold Voltage	$V_{DS}=V_{GS}, I_D=250\mu\text{A}$	1.5	2	2.5	V
$I_{D(\text{ON})}$	On state drain current	$V_{GS}=10\text{V}, V_{DS}=5\text{V}$	200			A
$R_{DS(\text{ON})}$	Static Drain-Source On-Resistance	$V_{GS}=10\text{V}, I_D=20\text{A}$		3.8	4.7	$\text{m}\Omega$
		$T_J=125^\circ\text{C}$		6.9	8.5	
		$V_{GS}=4.5\text{V}, I_D=20\text{A}$		4.8	6.2	$\text{m}\Omega$

DYNAMIC PARAMETERS						
C_{iss}	Input Capacitance		3070	3838	4610	pF
C_{oss}	Output Capacitance	$V_{GS}=0\text{V}, V_{DS}=30\text{V}, f=1\text{MHz}$	290	415	540	pF
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance		4	14.5	25	pF
R_g	Gate resistance	$V_{GS}=0\text{V}, V_{DS}=0\text{V}, f=1\text{MHz}$	0.5	1	1.5	Ω

这几个 $C_{iss}, C_{oss}, C_{rss}$ 很重要, 决定了 mos 管开启关断的发热关系。

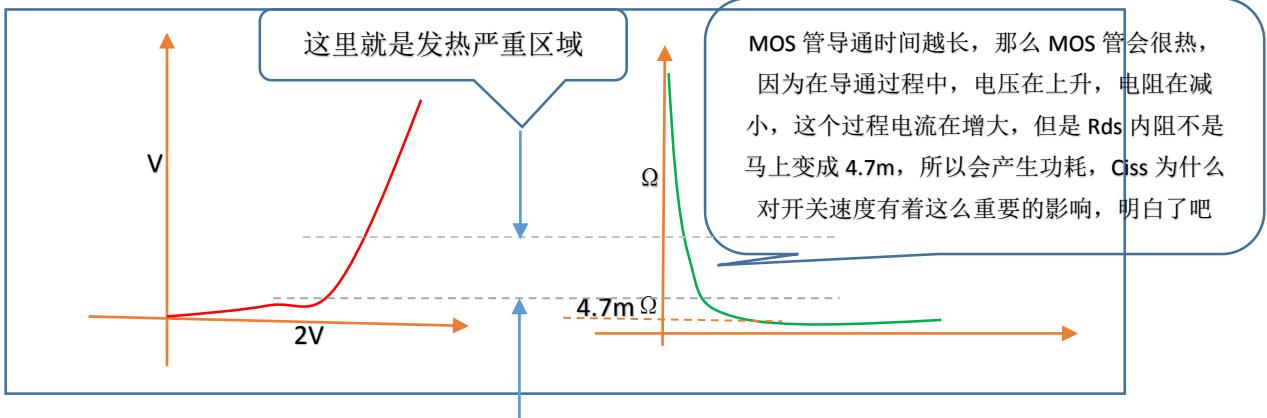
C_{iss} 电容就是 MOS 管 GS 之间的结电容



$$C_{iss}=gs \text{ 并联 } gs2=3838\text{pF}$$

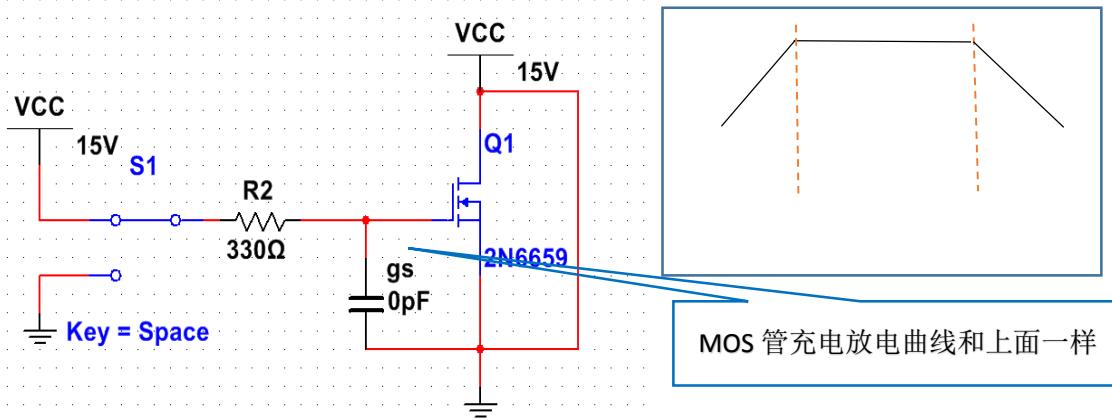
所以 C_{iss} 大小决定 MOS 管导通和关闭的速度

MOS 管没上电的时候内阻无穷大，然后给 MOS 管上电，电压慢慢上升，MOS 管内阻慢慢减小，从无穷大->到 $1M \rightarrow 100K \rightarrow 10K \rightarrow 100 \rightarrow$ 最后到 R_{ds} 的值 $4.7m\Omega$ ，这时候 MOS 管完全导通。

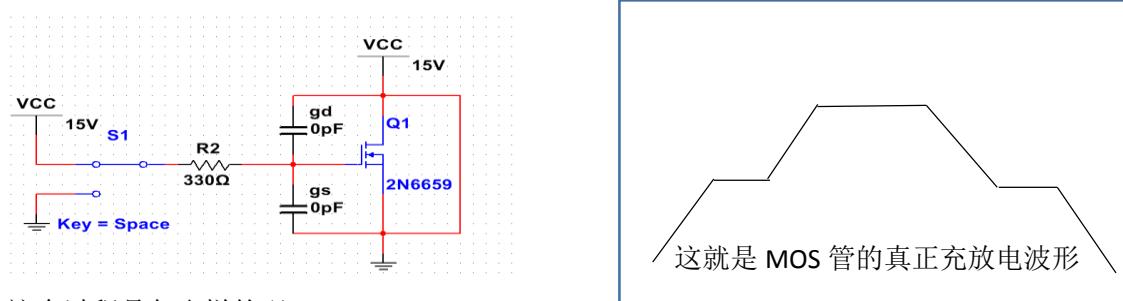


MOS 管米勒效应

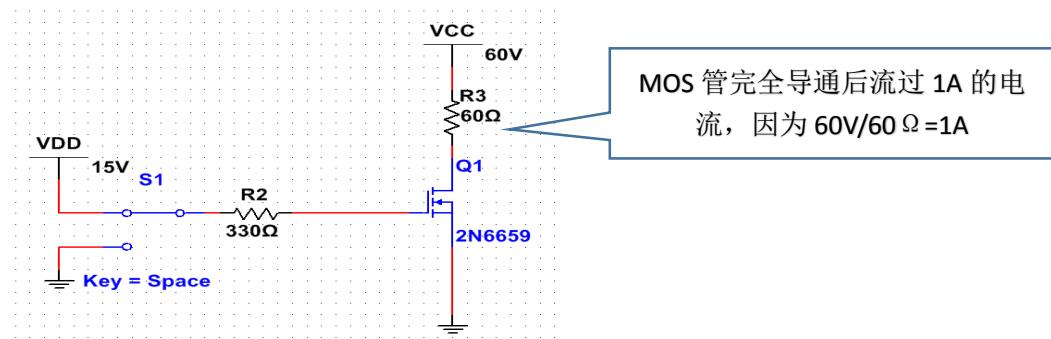
在没有米勒电容的情况下

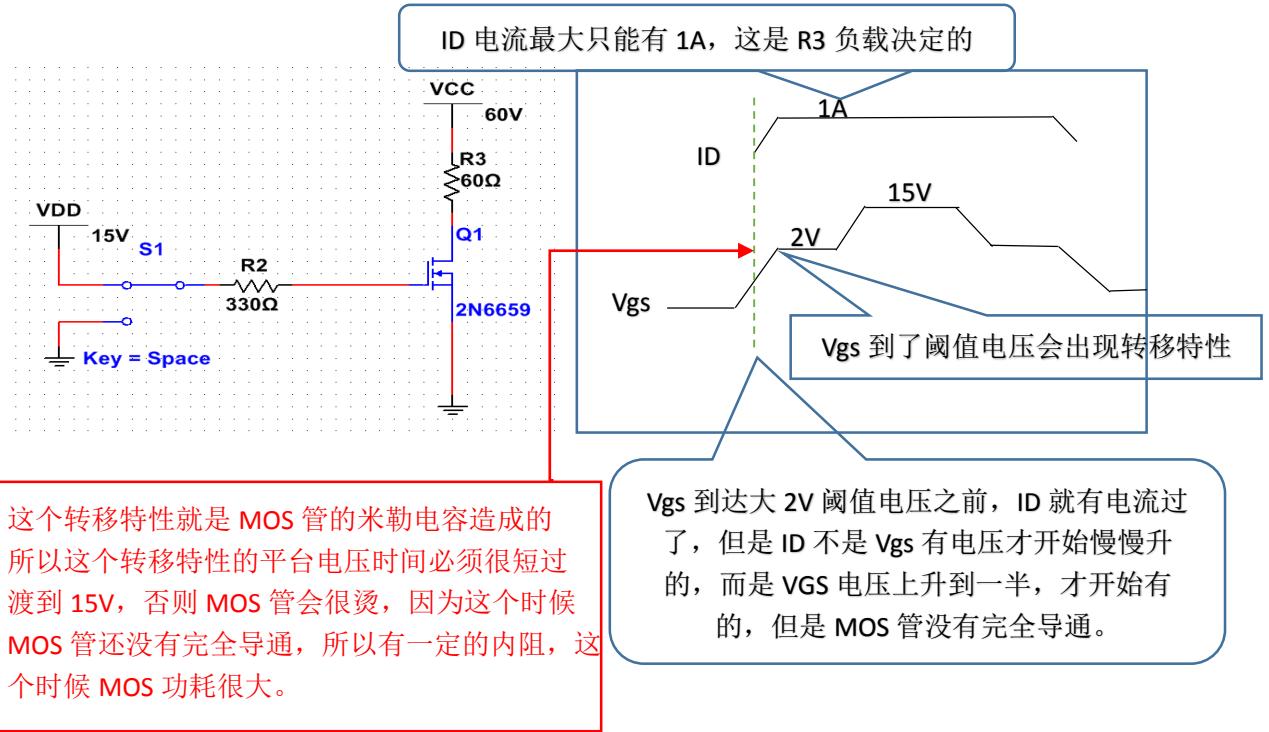


在有米勒电容的情况下，MOS 管的波形就不是上面这样了



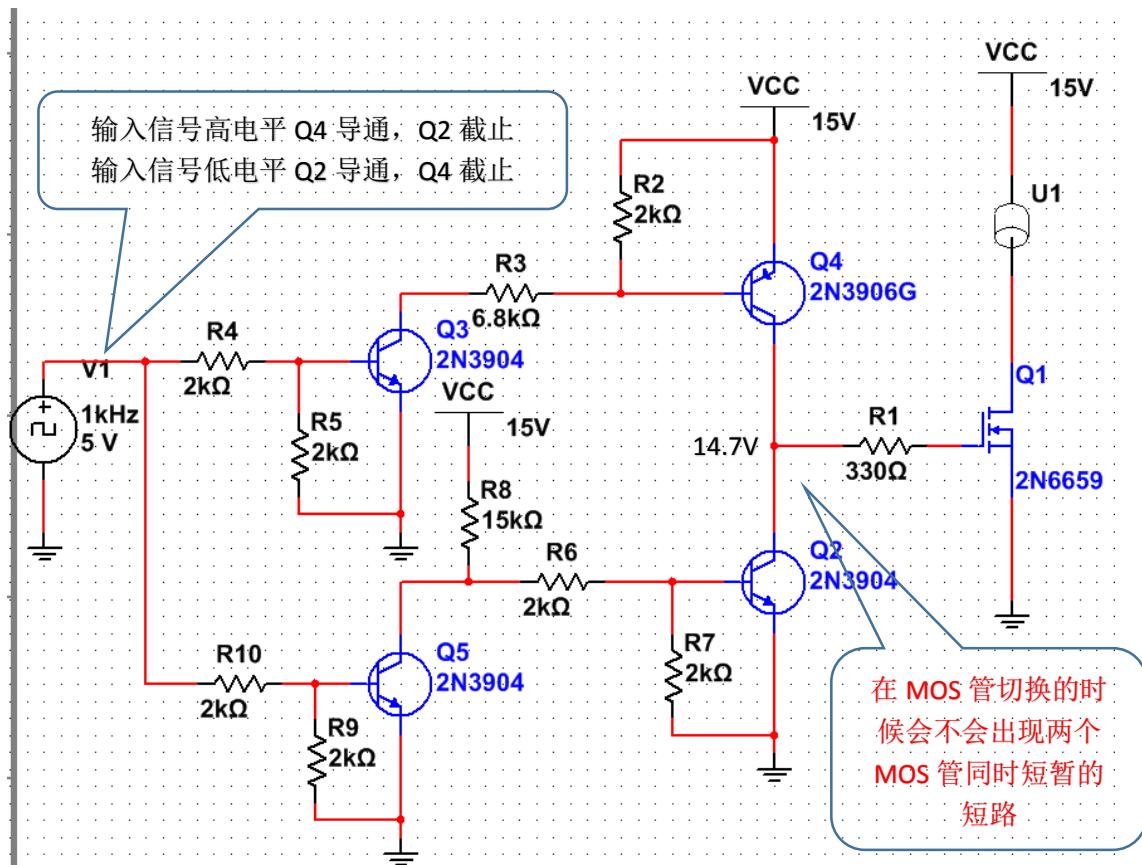
这个过程是怎样的呢？





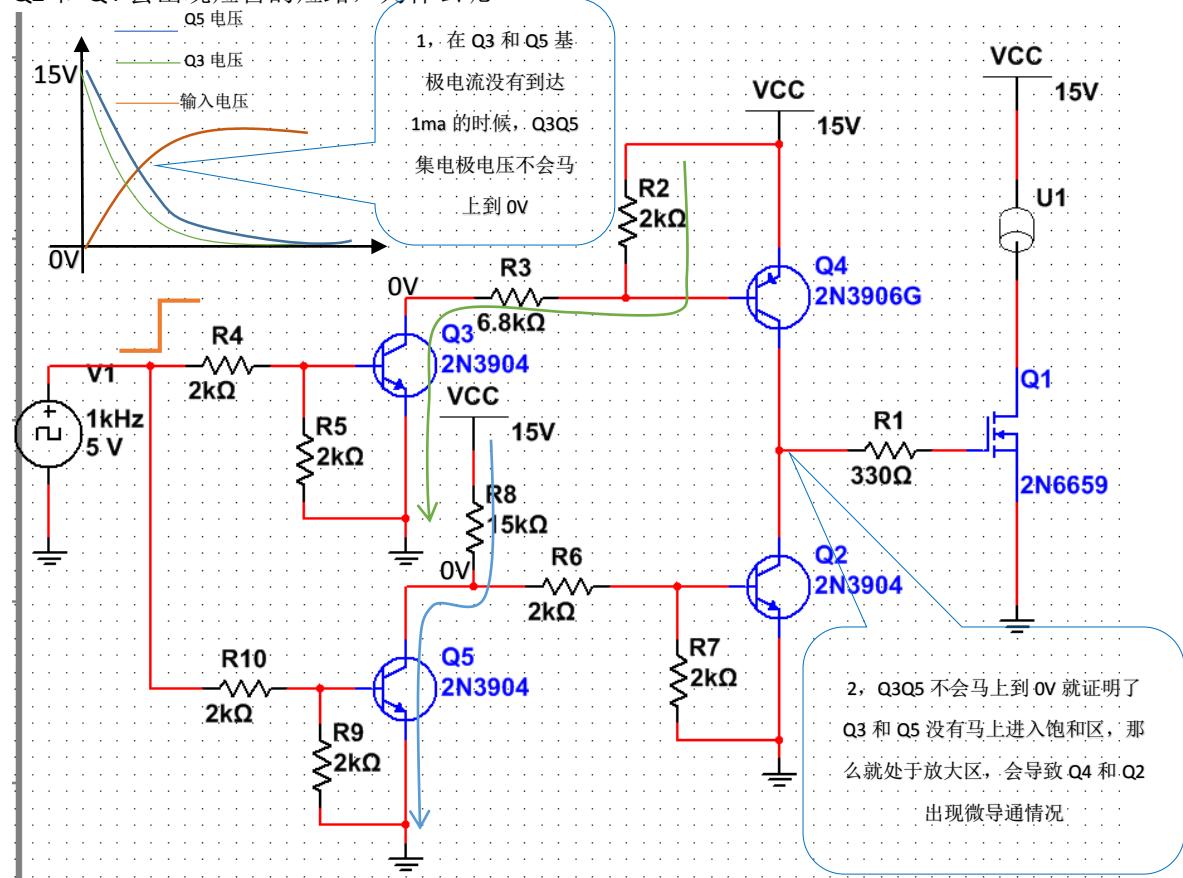
为了解决 MOS 管 GS 电压在平台时间时间过长，我们可以增大给栅极的电压，或者减小栅极电阻来增大电流。这两个方法都可以。

MOS 管直流马达驱动



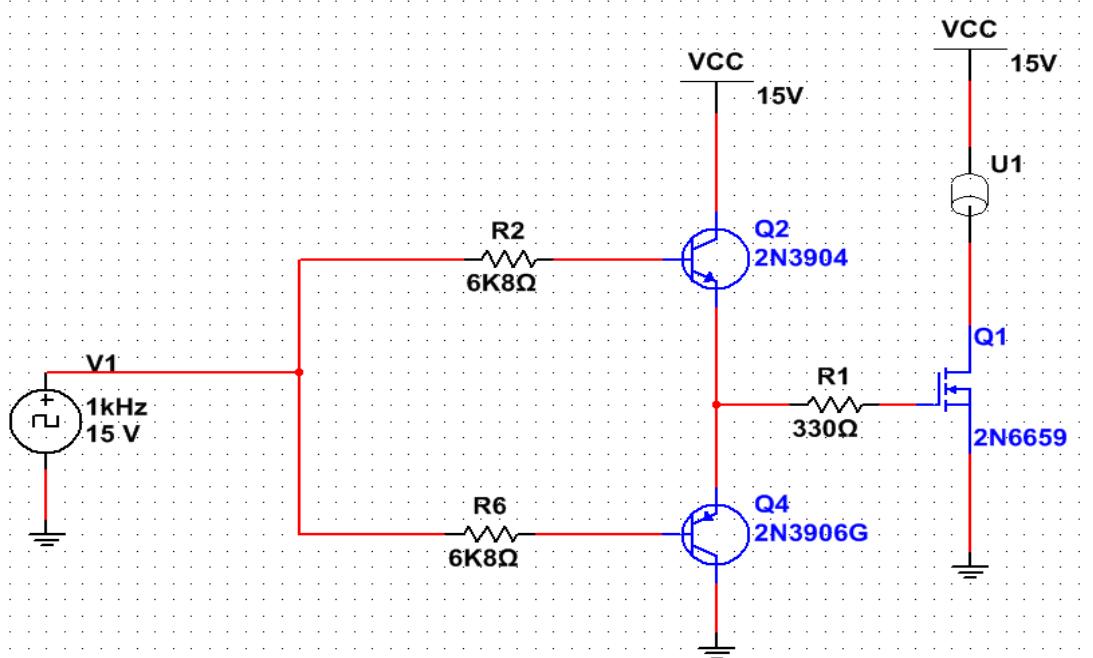
这个电路做到了 MOS 管快速导通和关闭，还有就是低功耗，但是这个电路有个问题。

Q2 和 Q4 会出现短暂的短路，为什么呢？



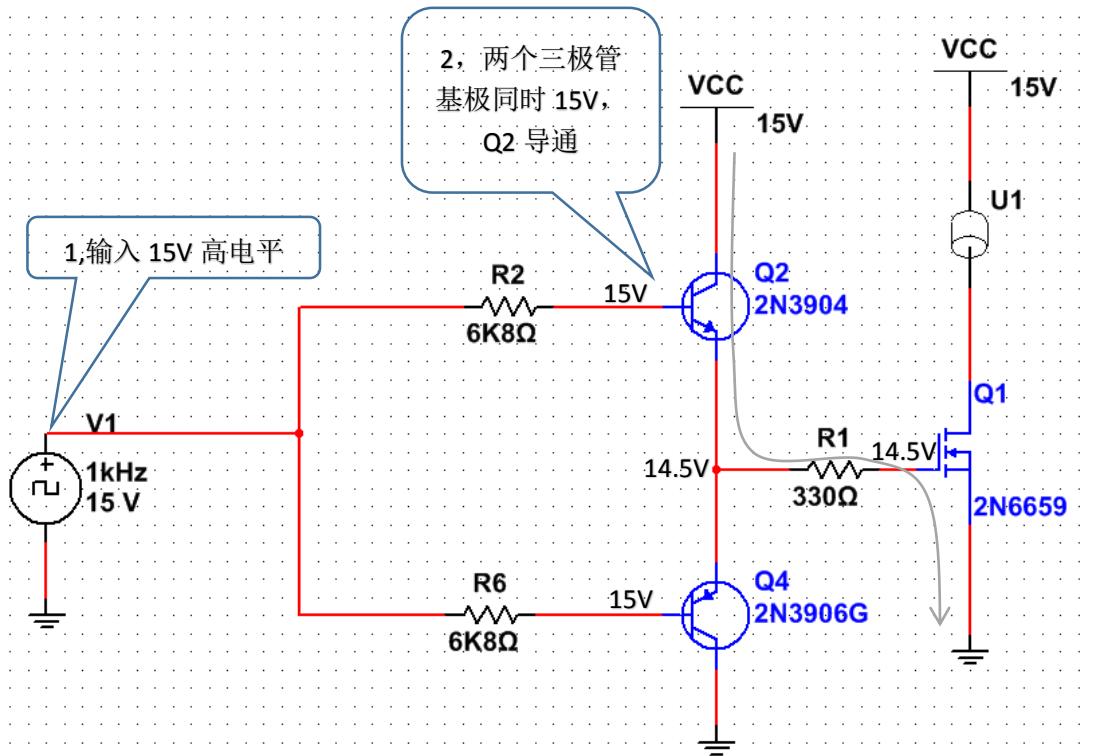
根据上述分析 Q4 和 Q2 就会出现短暂的短路，导致两个三极管发热受损。

我们将上面的电路进行改进

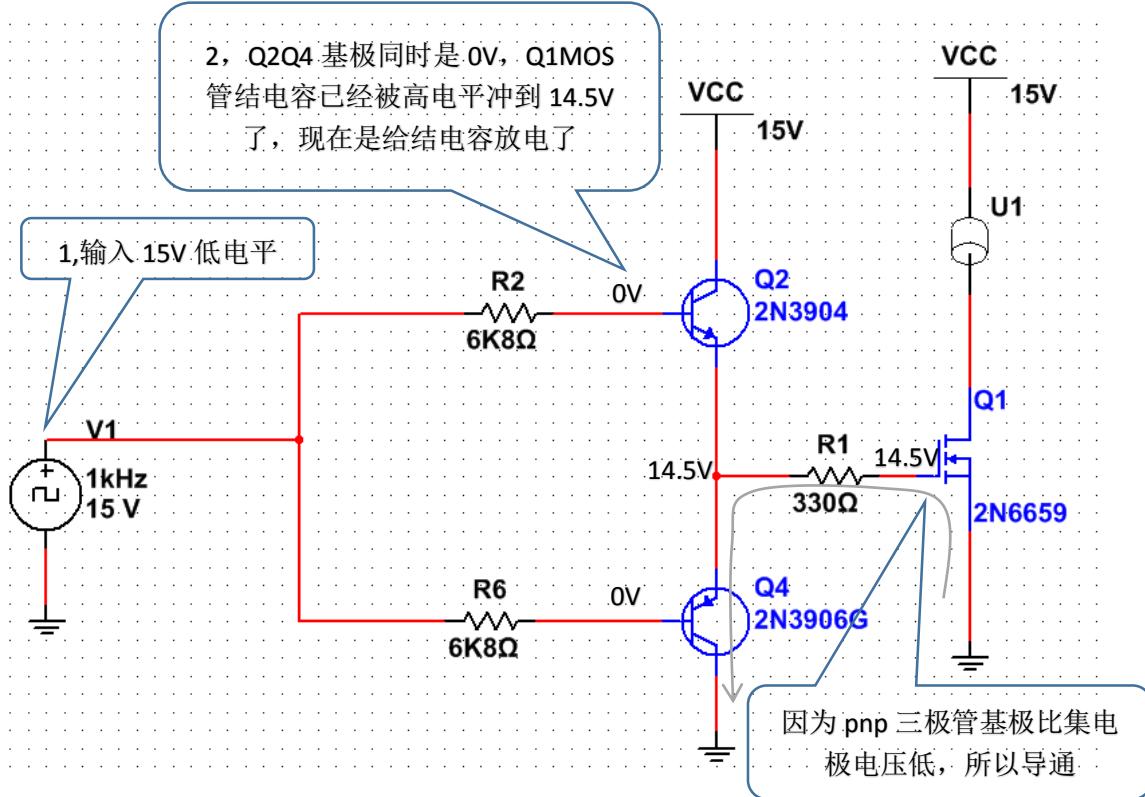


我们用推挽输出来做

输入为高电平

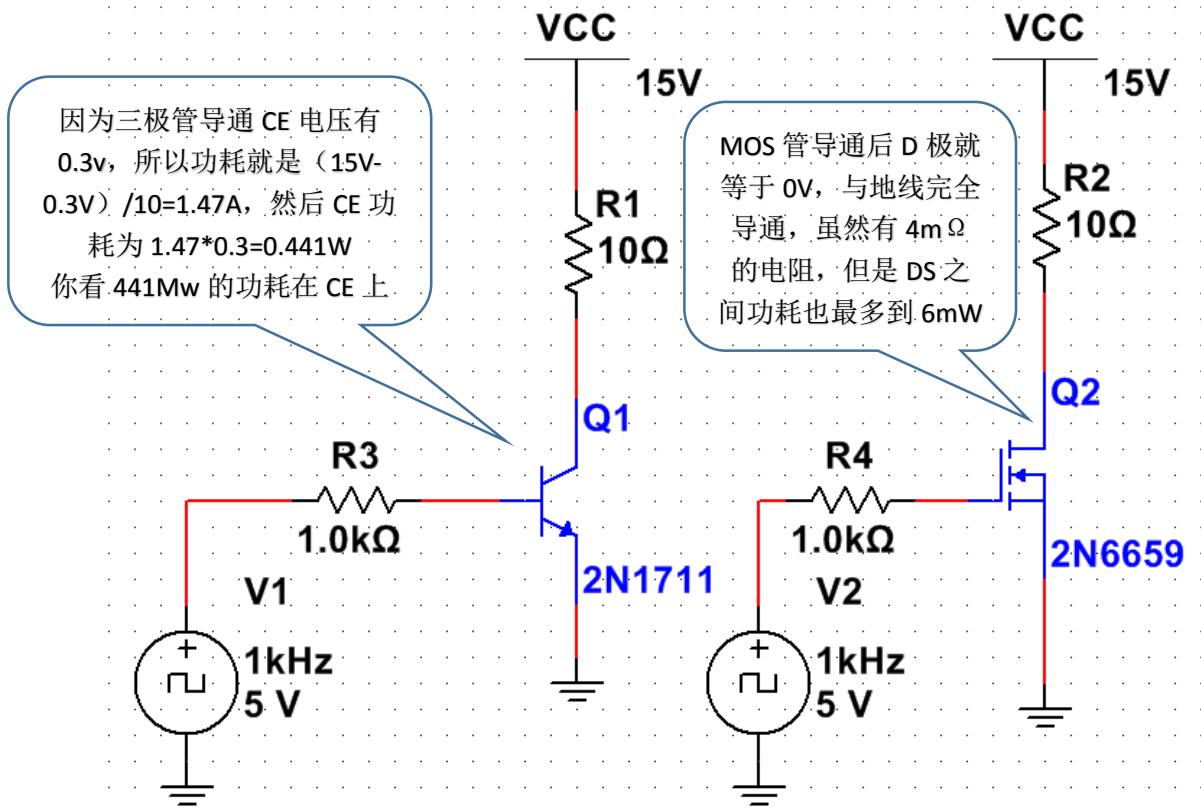


输入为低电平

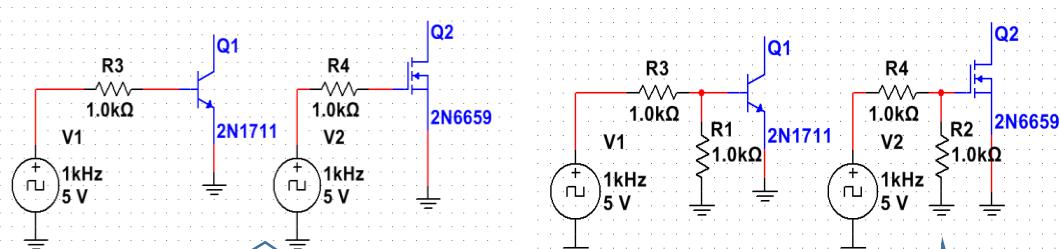


因为两个三极管基极是同点位，所以不会出现两个三极管同时短暂导通现象。

三极管与 MOS 管区别



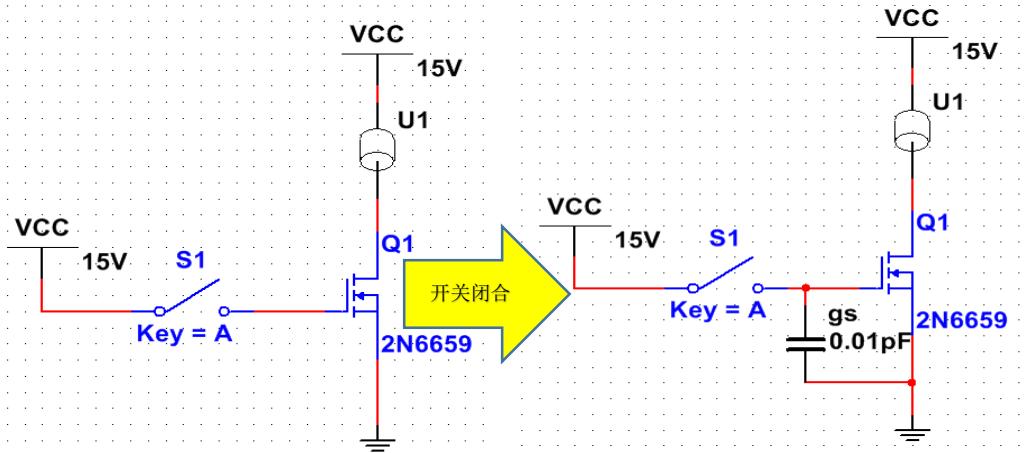
所以小电流环境可以用三极管，也可以用 MOS 管，那个便宜用那个，但是大电流场合就一定要用 MOS 管，否则三极管的功耗够得你装大散热器。



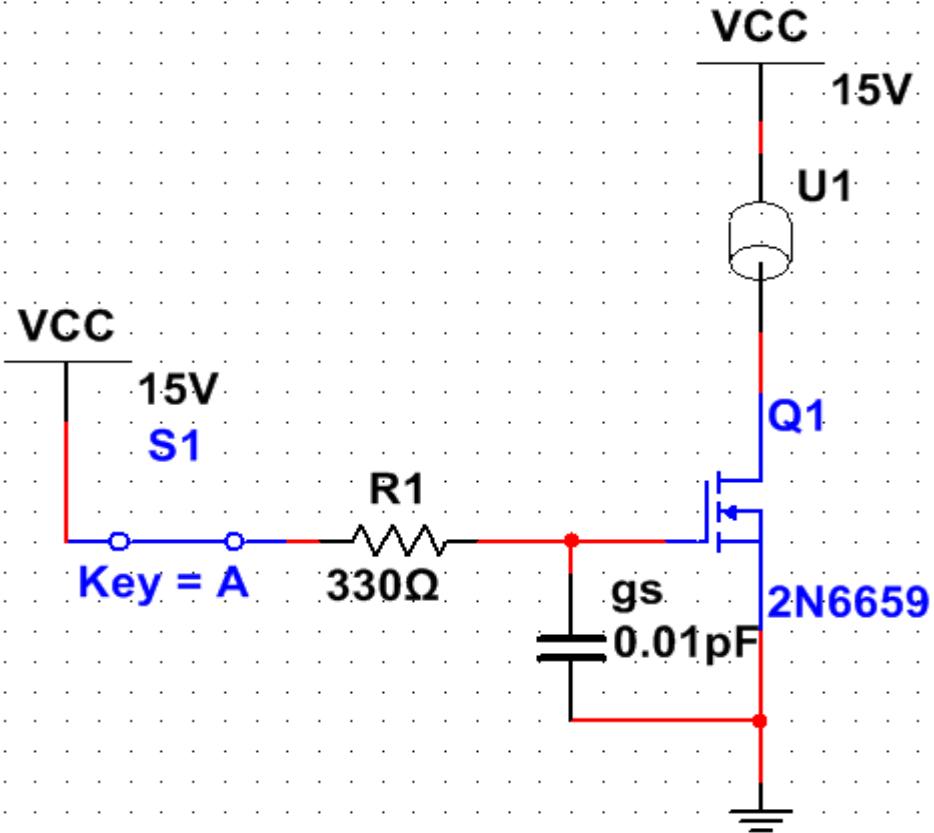
如果将 MOS 管和三极管的电源断开，这时候三极管和 MOS 管有基集和 GS 信号，两个管子导通，在三极管的 C 极上面有 0.3V 的电压，MOS 管漏级有 0V 的电压，这个时候拆卸下 MOS 管焊接在另外一块板子上，那么因为 MOS 管 GS 电容上电后没有对地放电就会出现很多奇怪现象。

所以要给三极管基极和 MOS 管源基，加放电电阻，这样可以给结电容快速放电，也可以防止信号误脉冲。

MOS 管 G 极接不接电阻问题？



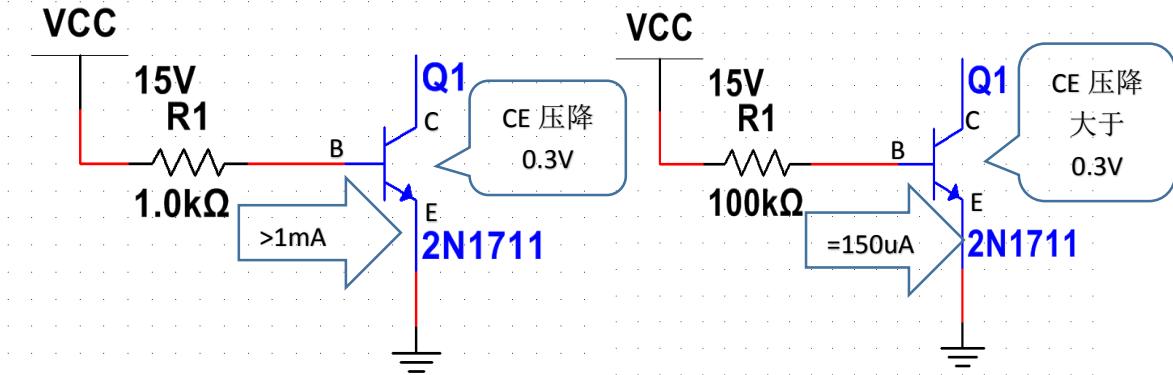
MOS 管 G 极(栅极)不加电阻，在开关闭合的瞬间会有一个很大的电流流过 g_s 电容，我们知道电容上电瞬间是对地短路的，所以会造成浪涌电流，对 MOS 管造成损害。



给 MOS 管 G 极加电阻，可以限制开关上电瞬间的大电流，防止 mos 管损坏。至于这个电阻的大小和 MOS 管关断后 g_s 放电有关，电阻大小选择的不合适会出现栅极振荡。

三极管放大功能

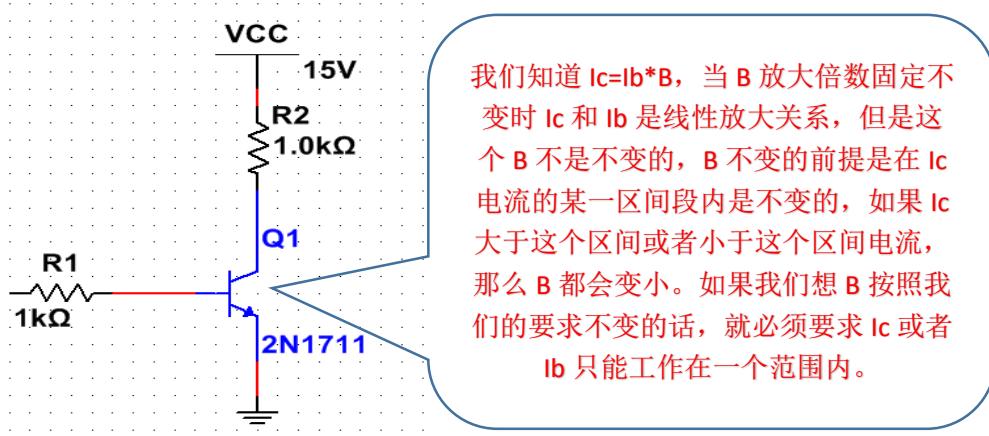
前面都是讲三极管饱和的时候来做开关用，现在讲讲三极管放大功能。



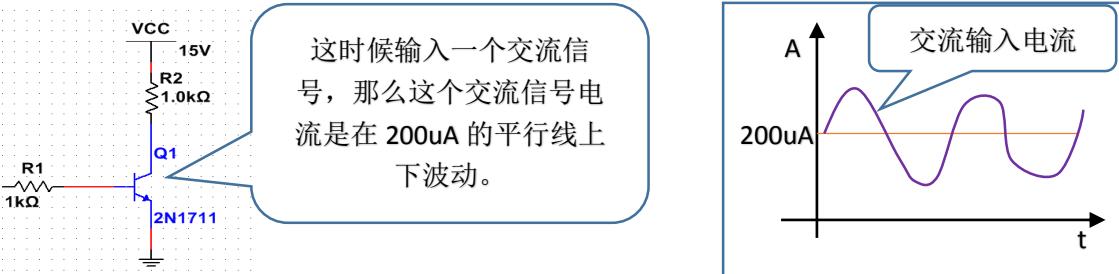
我们知道三极管基极电流大于 1mA ，三极管就会处于饱和状态， ce 之间的压降为 0.3V ，可以用于开关电路。

如果三极管基极电流 $I_b < 1\text{mA}$ ，那么三极管就处于放大状态，我们这里 I_b 是 $150\mu\text{A}$ ， ce 之间的压降大于 0.3V 一般是好几伏，当然不同的三极管饱和和放大状态要求的基极电流是不一样的，要看数据手册。

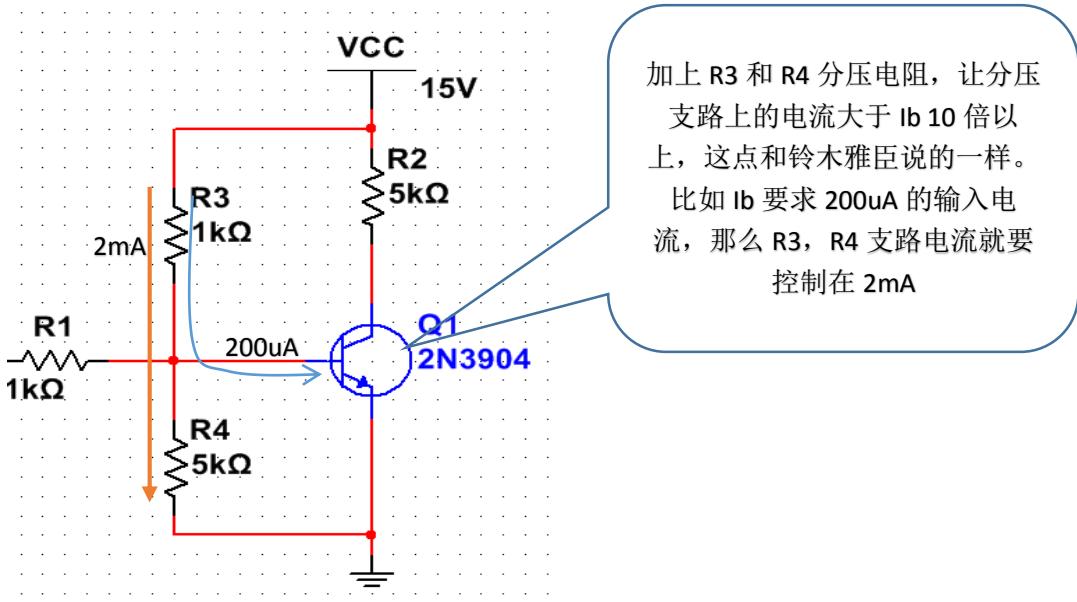
如果要让三级管工作在放大区，那么我得 I_b 电流要控制在 $0\sim 500\mu\text{A}$ ，在这个范围内三极管都处于放大区。



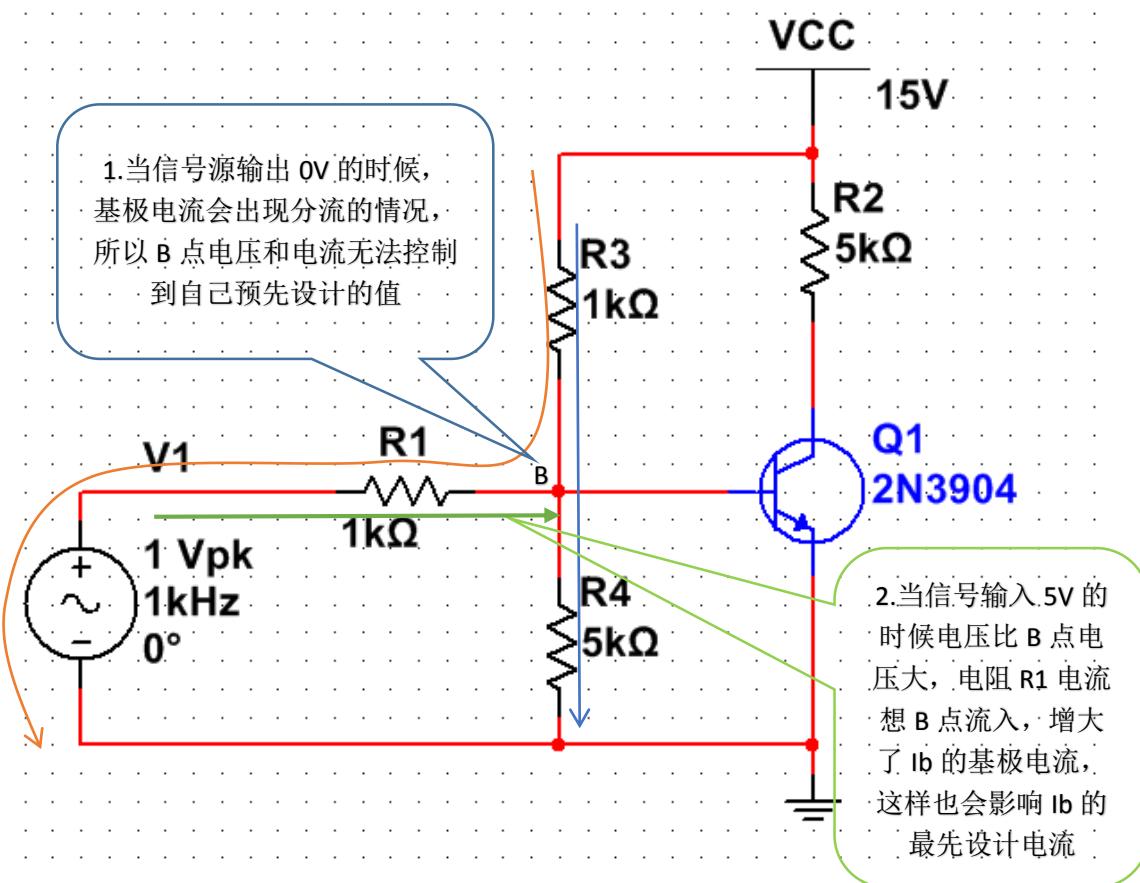
比如我们让 I_b 工作在 $10\mu\text{A}\sim 500\mu\text{A}$ 的时候， B 倍是一个常量如果大于 $500\mu\text{A}$ 或者小于 $10\mu\text{A}$ 那么 B 倍都会下降。所以这个 $10\mu\text{A}\sim 500\mu\text{A}$ 中间取一个值作为 Q 点。我们取 $200\mu\text{A}$ ，这时候三极管工作在最佳放大状态。



如何让基极电流在 $200\mu A$ 呢？



但是这个电路有个问题？

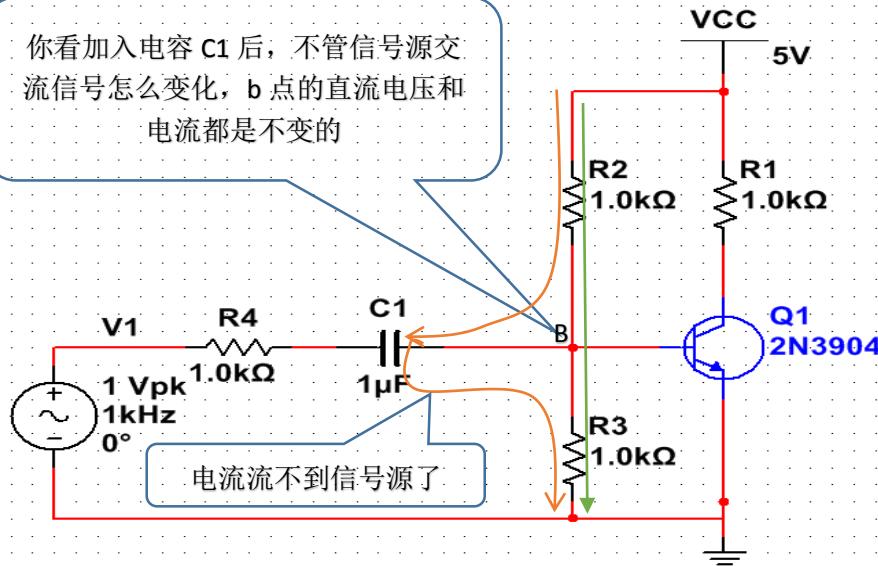


因为 R_1 , R_3 , R_4 是并联的关系，所以任何一路电流发生变化了都会影响 I_b 的电流。

所以我们这个电路的 Q 点是不稳定的。

所以我们要在信号输入端引入一个电容

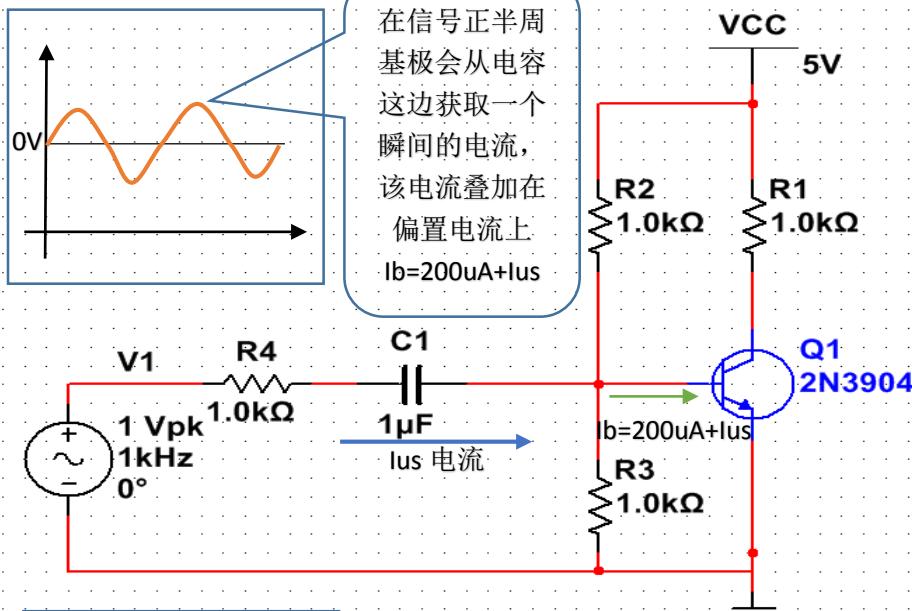
你看加入电容 C1 后，不管信号源交流信号怎么变化，b 点的直流电压和电流都是不变的



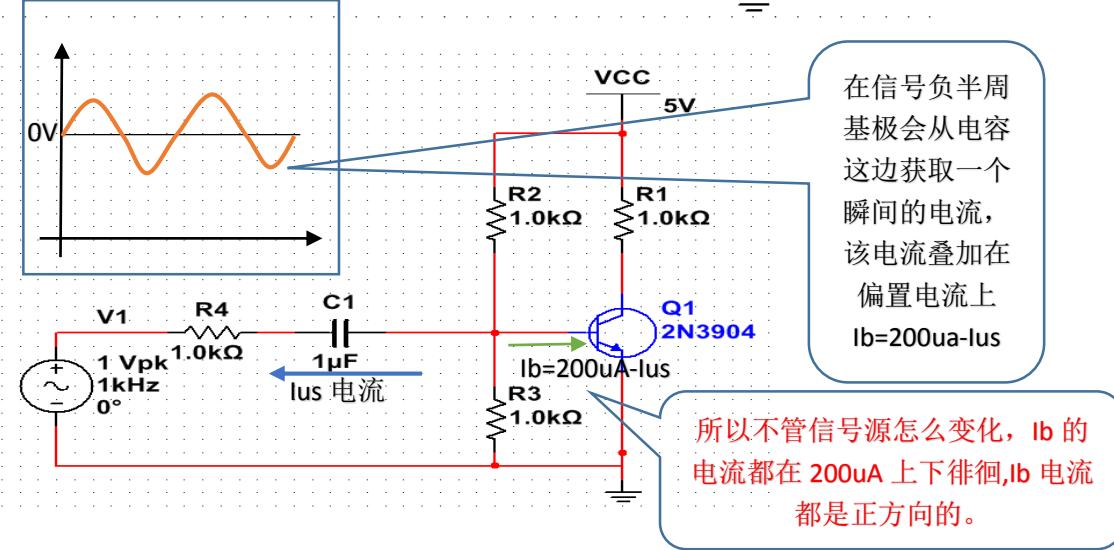
电流流不到信号源了

现在我们来看看动态电流是怎么和基极电流混合的。

在信号正半周
基极会从电容
这边获取一个
瞬间的电流，
该电流叠加在
偏置电流上
 $I_b = 200\mu A + I_{us}$



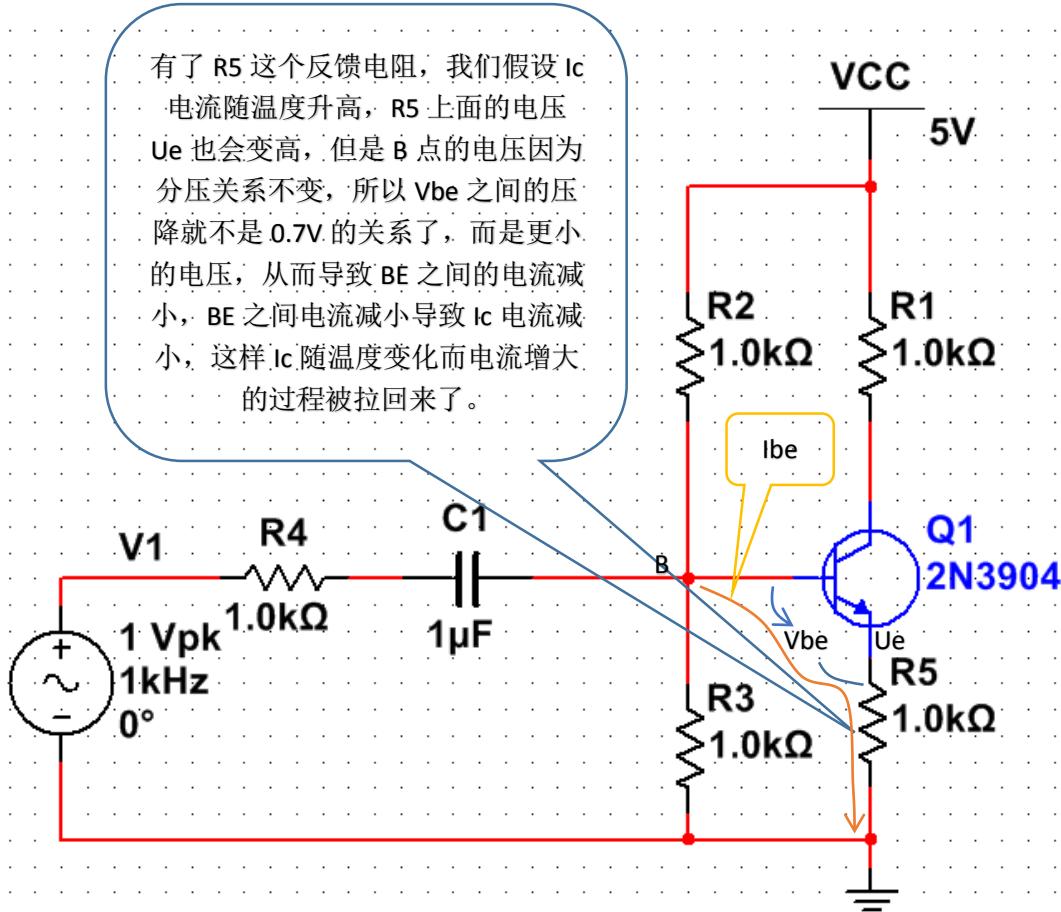
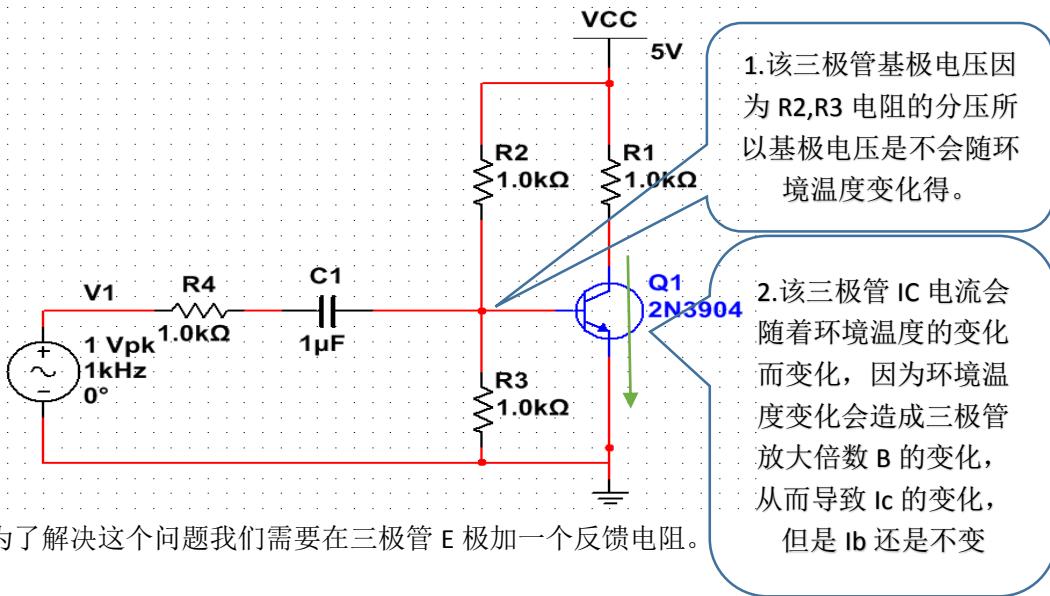
在信号负半周
基极会从电容
这边获取一个
瞬间的电流，
该电流叠加在
偏置电流上
 $I_b = 200\mu A - lus$



所以不管信号源怎么变化， I_b 的
电流都在 $200\mu A$ 上下徘徊， I_b 电流
都是正方向的。

三极管做放大电路时 I_b 和 I_c 电流随温度的漂移

三极管在做饱和的时候环境温度影响不大，但是在放大区工作环境温度就有很大的影响了，

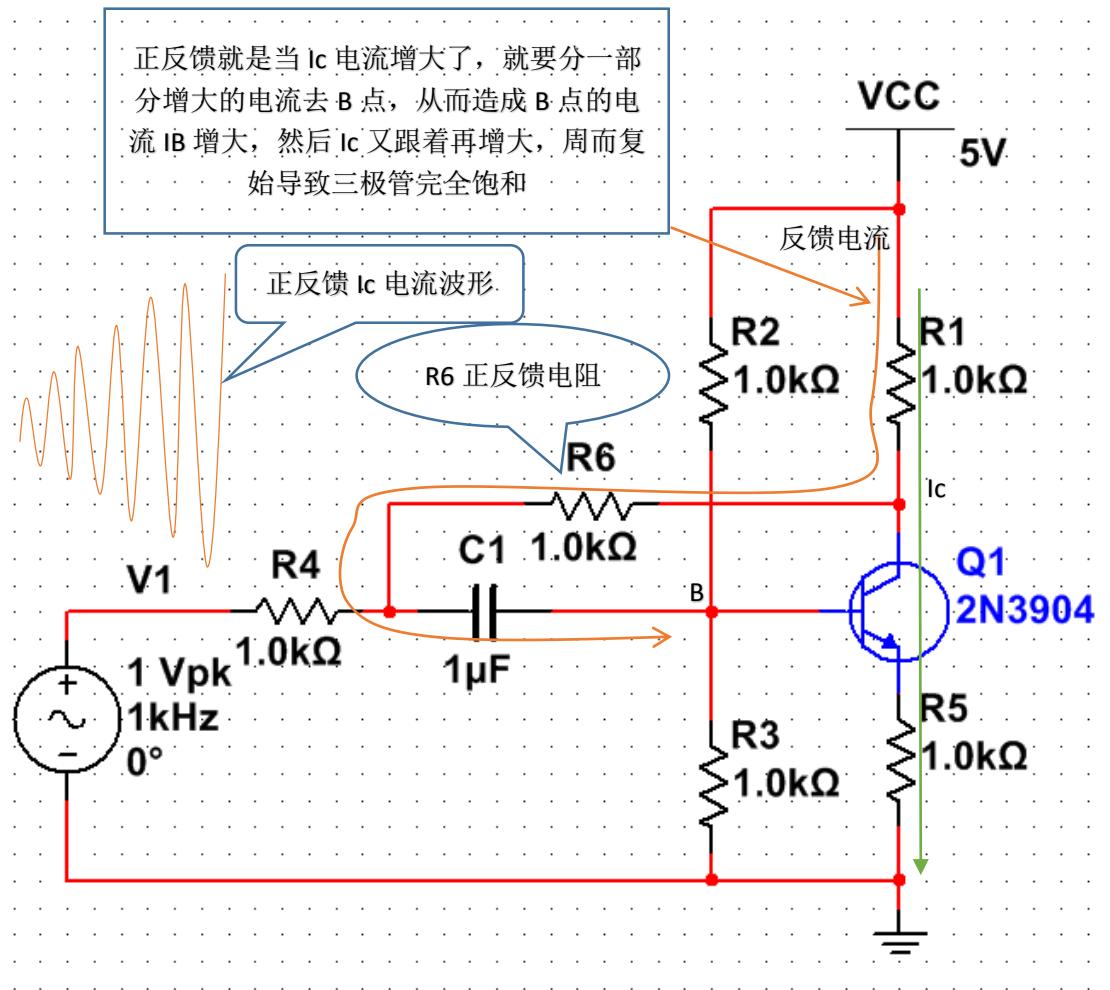


当温度升高 I_C 增大 $\rightarrow U_e$ 增大 $\rightarrow V_b$ 不变 $\rightarrow V_{be}$ 压降减小 $\rightarrow I_{be}$ 电流减小 $\rightarrow I_C$ 电流减小

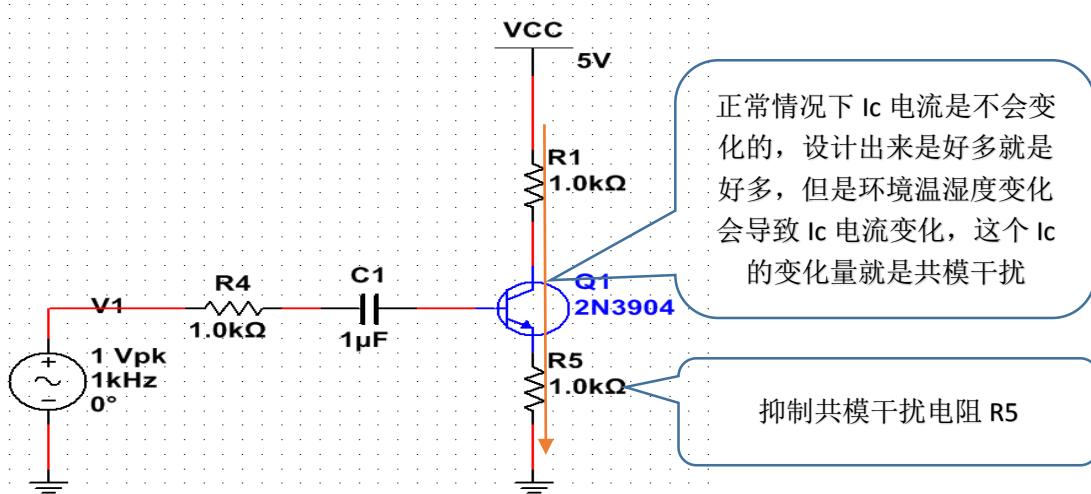
当温度下降 I_C 下降 $\rightarrow U_e$ 下降 $\rightarrow V_b$ 不变 $\rightarrow V_{be}$ 压降增大 $\rightarrow I_{be}$ 电流增加 $\rightarrow I_C$ 电流增加

这样就可达到三极管放大区的 I_C 电流动态平衡。这就是负反馈，正反馈是什么呢？

正反馈三极管接法

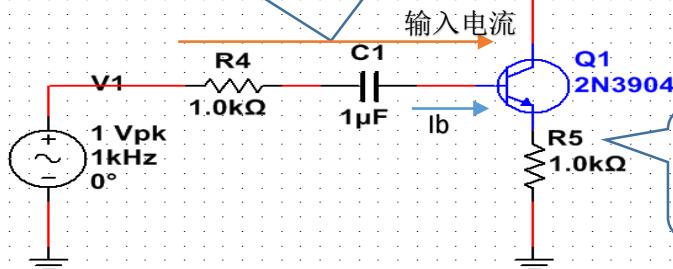


运算放大器内部电路



共模干扰就是 V_{CC} 到地的这段电流发生了变化就是共模干扰
所以 R_5 电阻抑制了共模干扰，让共模干扰在很小的范围里面。

我们知道 R5 是抑制 I_C 电流的变化得，但是 I_B 电流的变化和输入信号源电流里面含有温差的变化怎么处理？

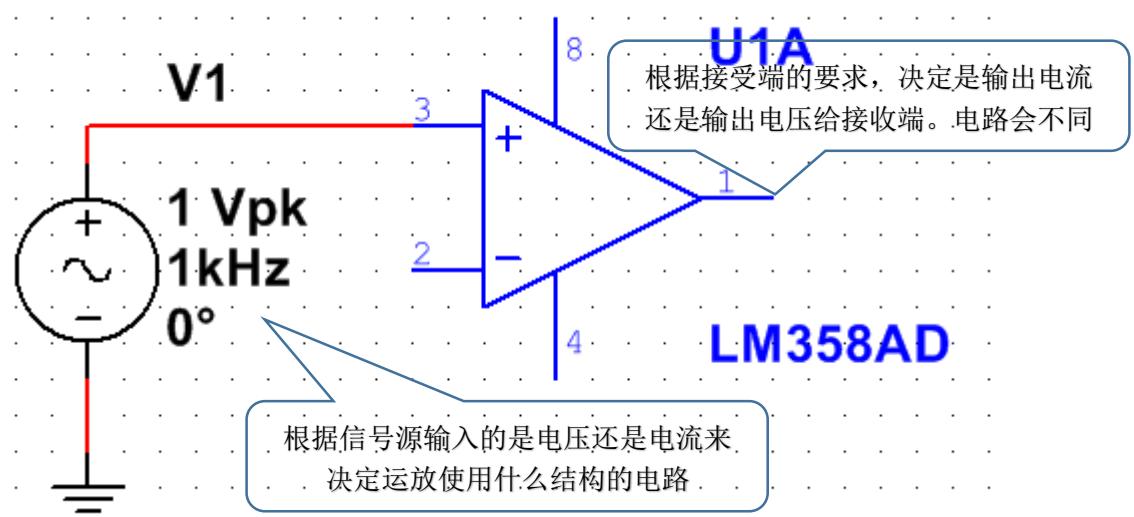


所以 R5 电阻可以控制 I_C 电流但是无法控制 I_B 电流

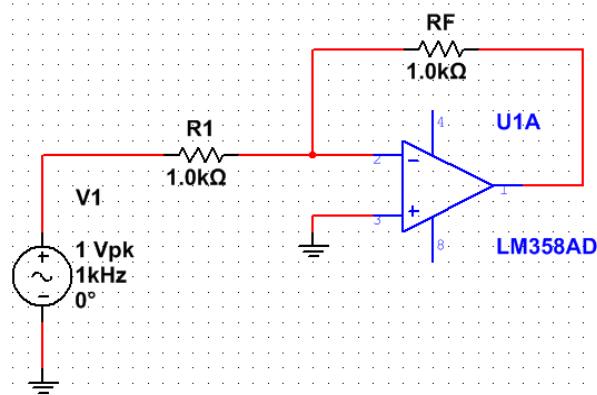
所以输入信号的干扰造成了 I_B 电流的变化， I_B 电流又会造成 I_C 电流的变化所以共模干扰还是存在。

运算放大器

运算放大器处理类型：

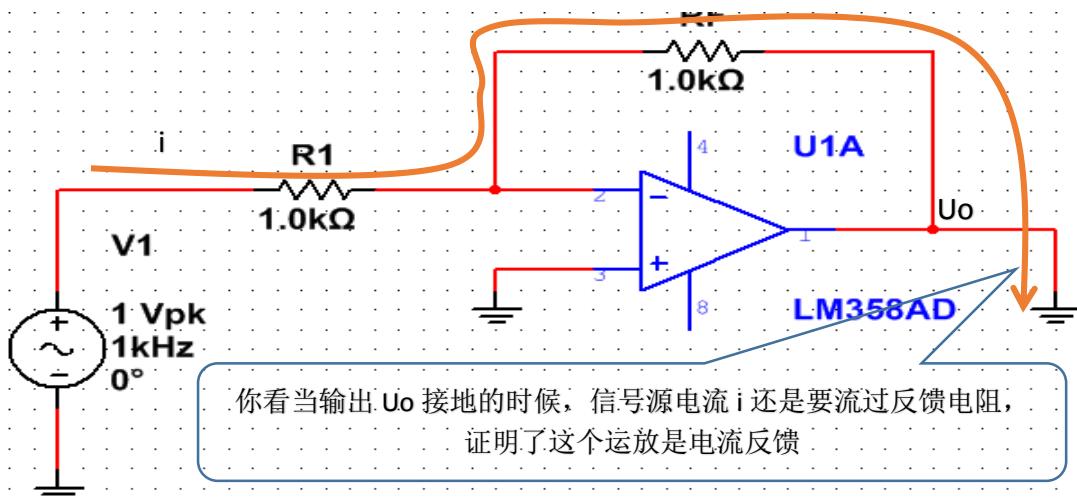


运算放大器电压反馈和电流反馈如何判断

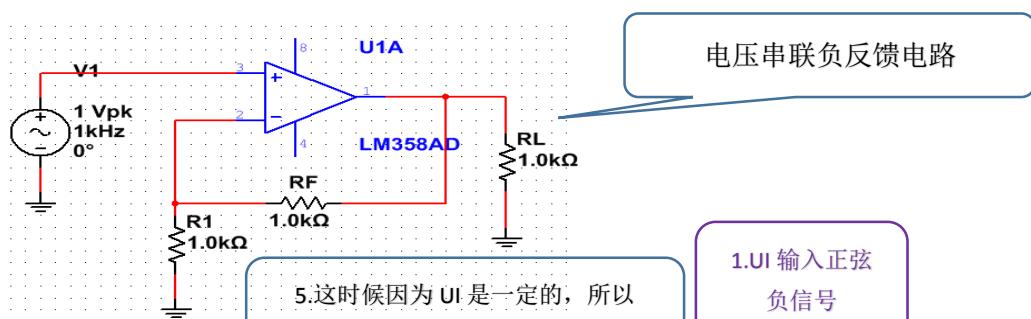
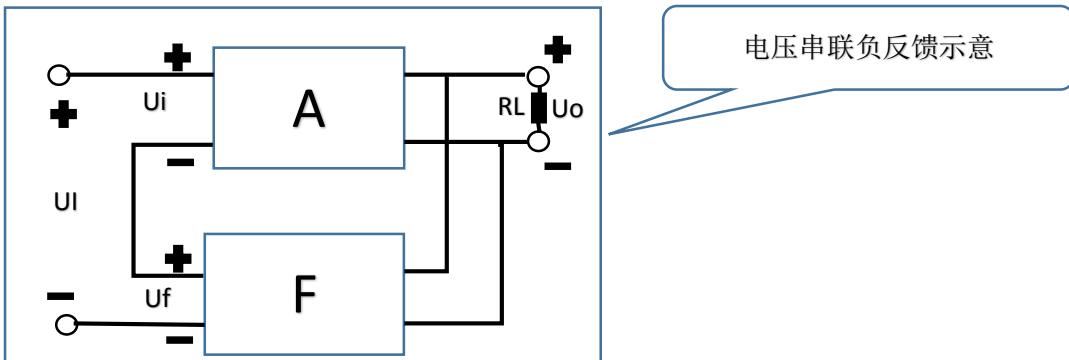


这个运放是电压反馈还是电流反馈？

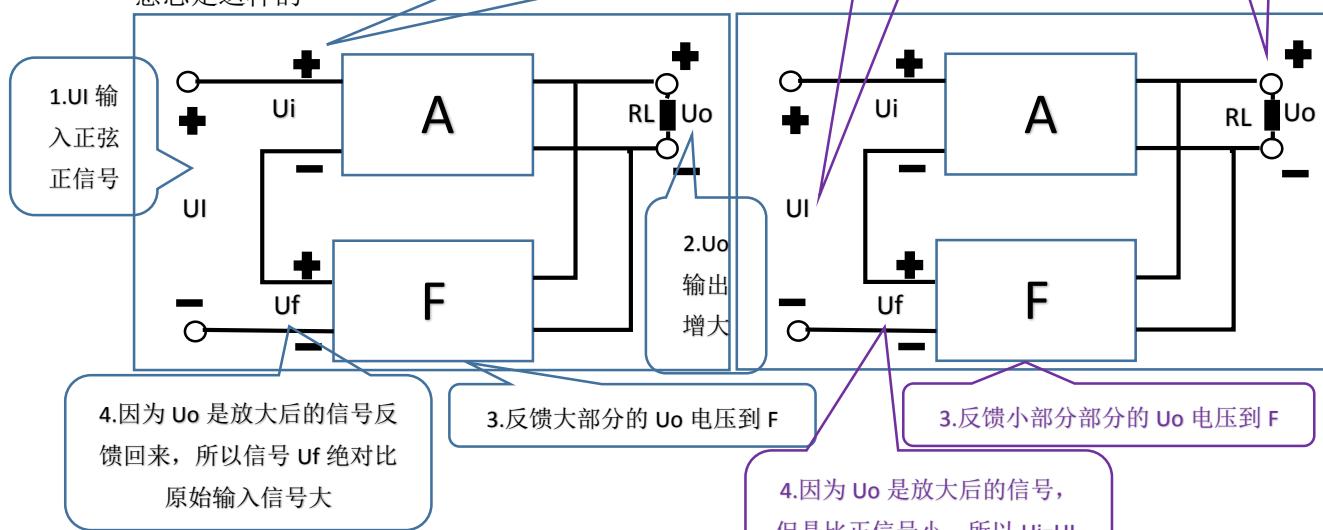
我们说研究一个运放是电压反馈还是电流反馈要把输出先接地。



电压串联负反馈电路：



意思是这样的

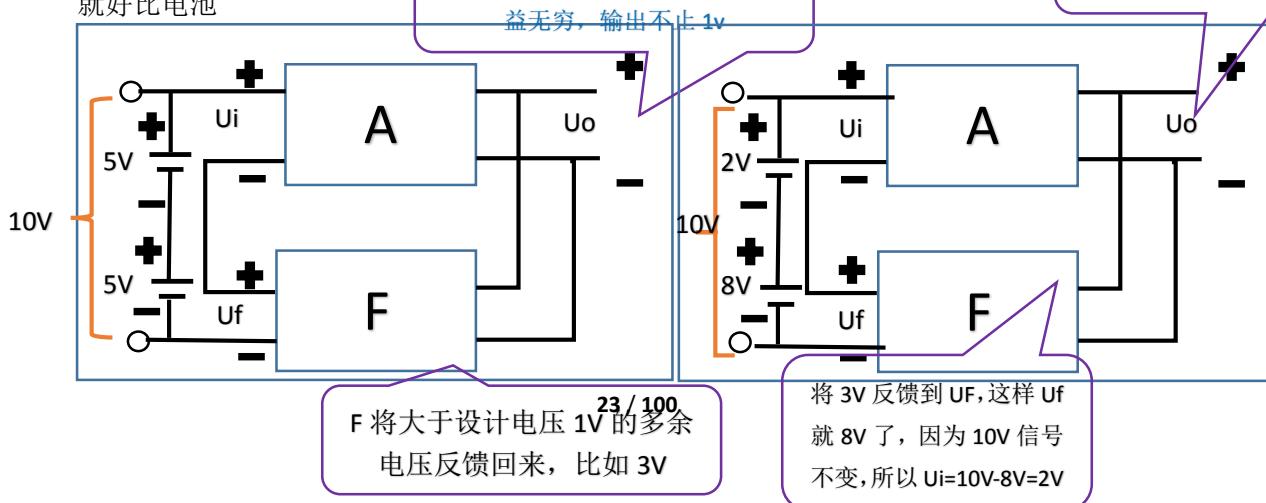


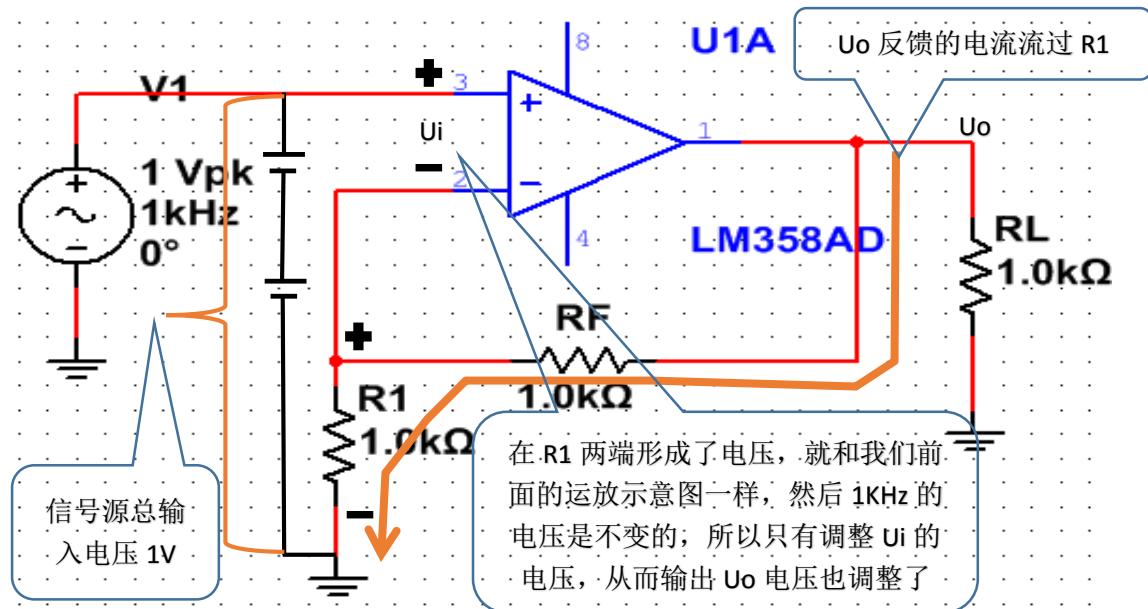
这就是反馈的作用, 信号超越了预设值就拉回来

小于了预设值就增大回去。

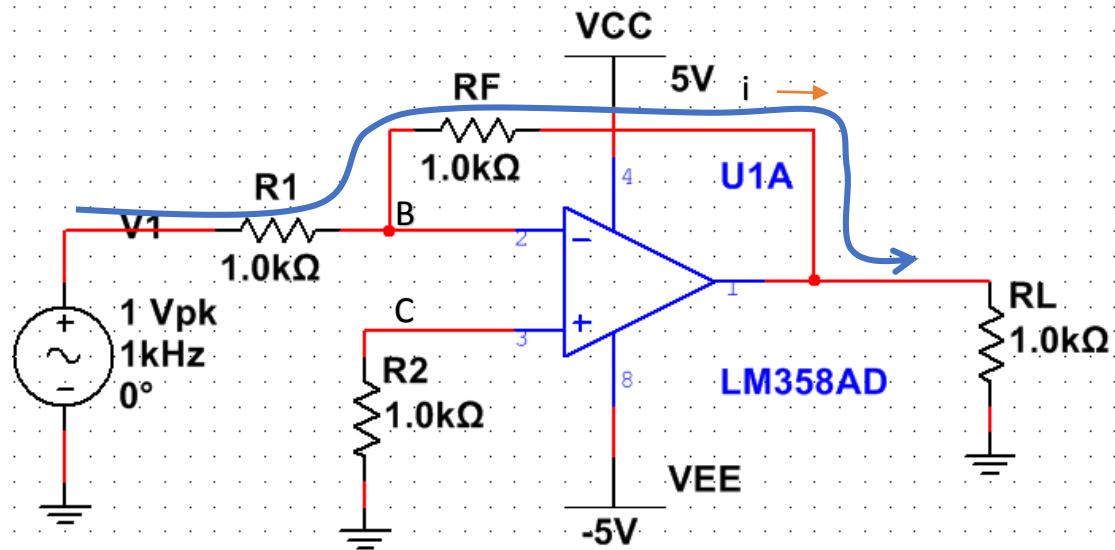
就好比电池

U_o 输出 1V, 因为运算放大器增益无穷, 输出不止 1V





运算放大器反向输入公式



因为C点的电压=0V

然后运放虚短的关系

B点的电压也等于0V

$$\frac{U_i - 0}{R_1} = \frac{0 - U_o}{R_f}$$

$$\frac{U_i}{R_1} = \frac{-U_o}{R_f} \text{ 因为虚断所有 } R_1 \text{ 和 } R_f \text{ 流过的电} \\ \text{流一样}$$

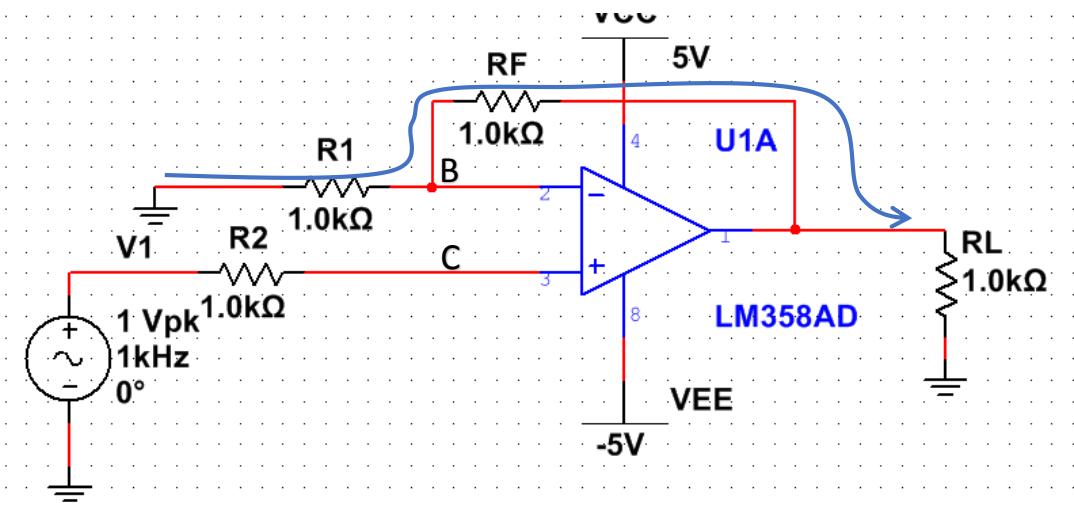
$$-U_o = R_f \times \frac{U_i}{R_1}$$

$$-U_o = R_f \cdot i$$

$$U_o = -V_o$$

这样就计算出输出电压了

运放同向输入计算



因为虚短，所有C点
电压等于B点电压

$$\frac{U_i}{R_1} = \frac{U_o - U_i}{R_f}$$

$$U_o - U_i = R_f \times \frac{U_i}{R_1}$$

$$U_o - U_i = R_f \times i$$

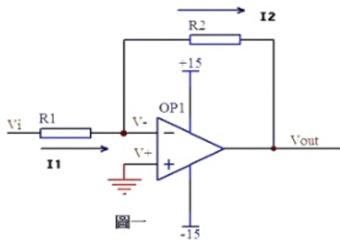
$$U_o = U_i + R_f \times i$$

所以有了这样的一个公式

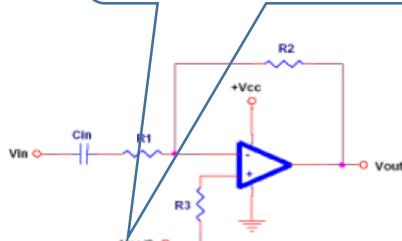
$$U_o = 1 + \frac{R_f}{R_i}$$

如何给运放加偏置电压

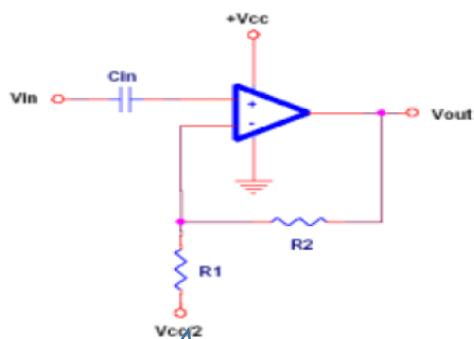
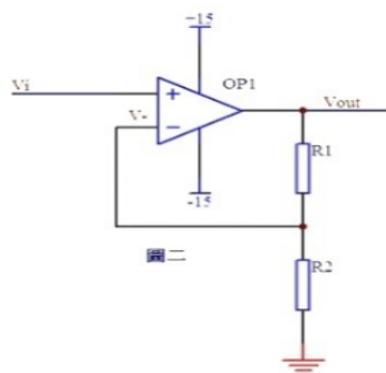
单电源供电-反相比例放大



这个电压最好用基准源或者运放来输出 V_{CC} 的 $1/2$ 电压

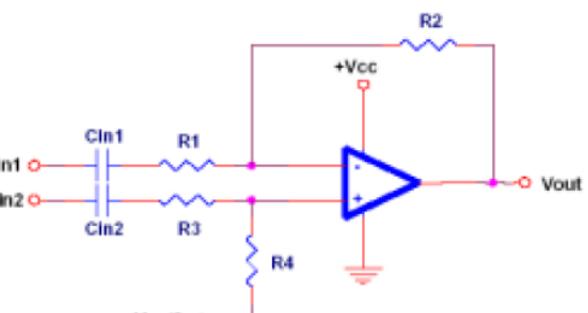
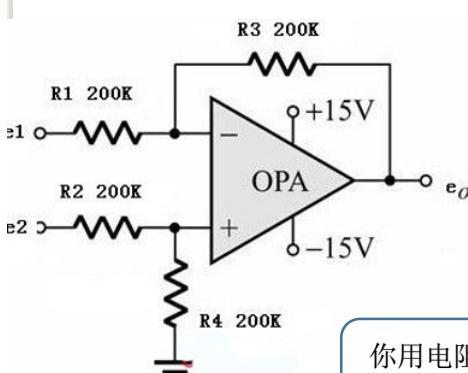


单电源供电-同相比例放大



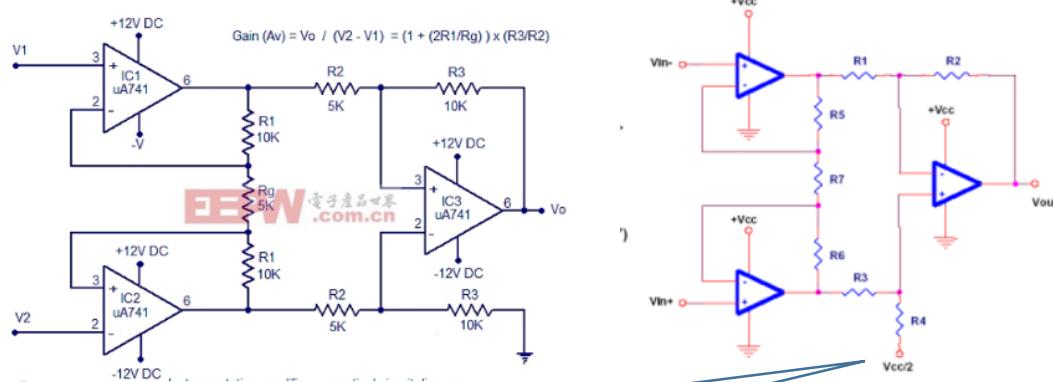
单电源供电-减法电路

这个 $1/2$ 电压是电源电压的 $1/2$ ，目的是把信号抬到 V_{CC} 电压的一半



你用电阻分压来给这里产生偏置电压是有问题的，因为这里本来阻抗就是 0，电阻分压阻抗就不平衡了

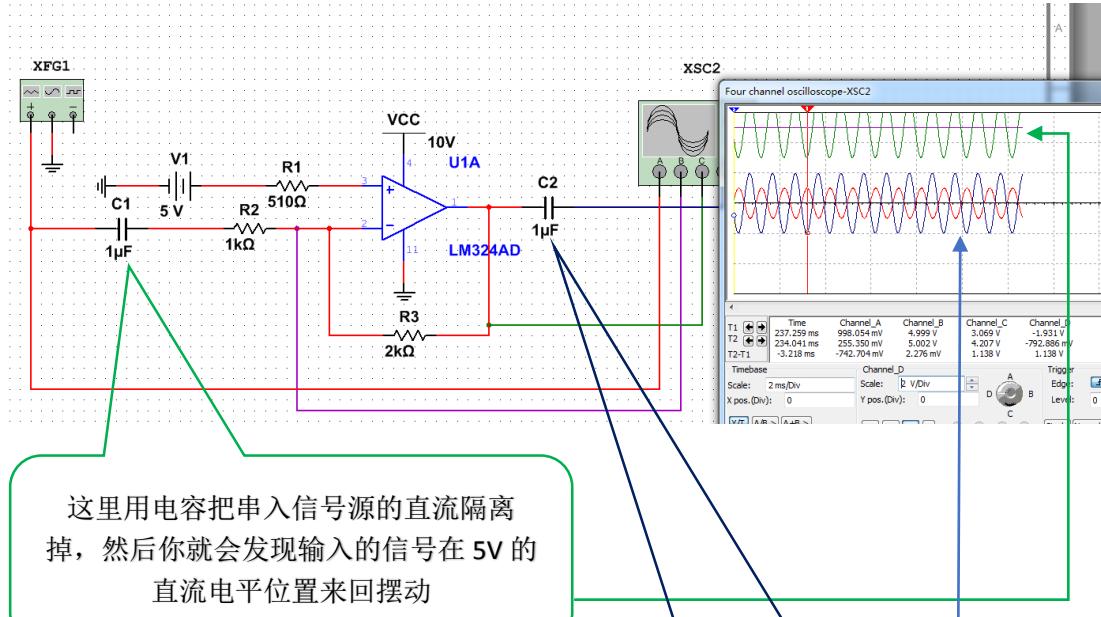
单电源供电-仪表放大电 路



所以你要用一个输出阻抗很低，接近于 0 的电压输出电路来给这里供电

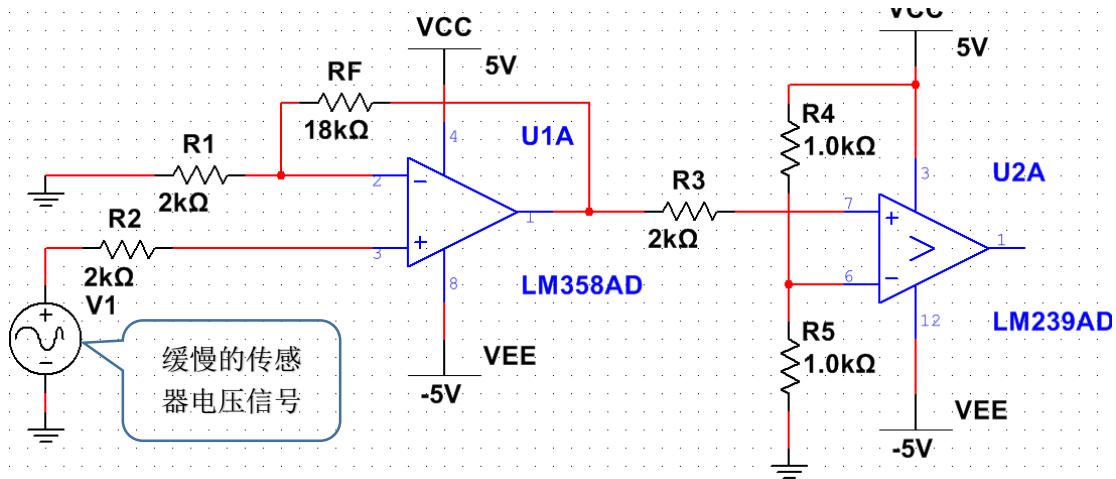
单电源运放的优点：电路简单，用的元器件少，不用去增加元器件输出负电压。

单电源缺点：信号的输出动态范围将会减少，比如我一个信号可以在±5V 的电源范围内摆动，那么总电压差就是 10V。现在 5V 供电，信号只能在±2.5V 范围内摆动，如果你是推动喇叭，那么你的声音就会比±5V 小一半。我觉得这个逻辑有点矛盾，我直接把电源改成 10V 然后把直流偏置抬到 5V 位置不就行了吗，输出以 5V 为基准，0~10V 范围内上下电压摆动。



再用一个电容把输出给负载信
号里面的直流隔离掉，这样放
大的信号就又回到 0 点摆动了

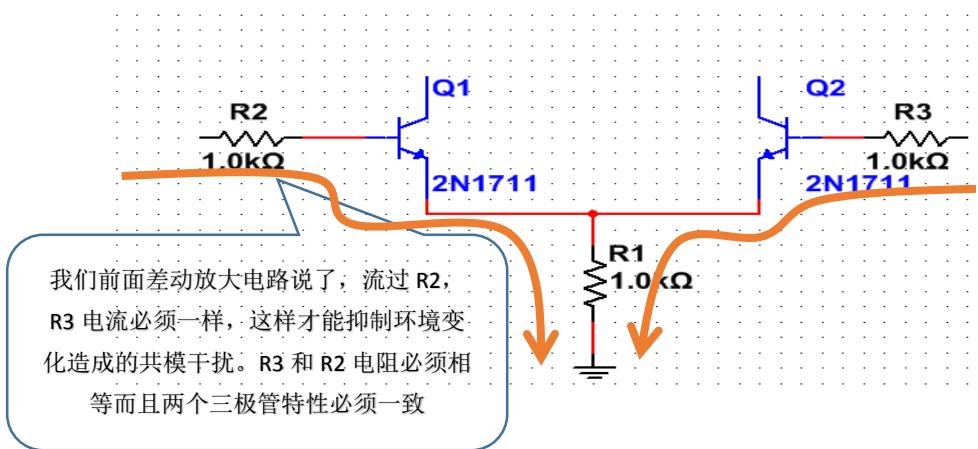
运算放大器实际设计



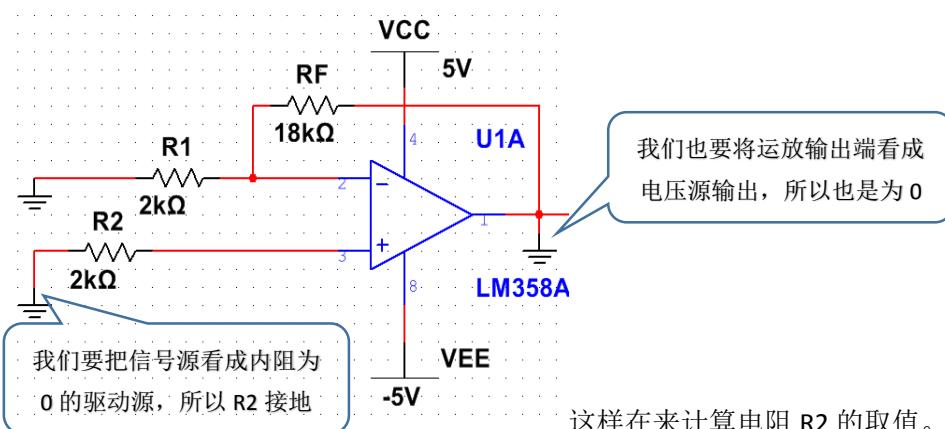
我们要将该传感器信号放大 10 倍，所以 R_1 和 RF 按照上一节的公式取 2K 和 18K
为什么 R_1 , RF 不取 180K, 20K 或者 1.8M, 200K 呢？

答：因为电阻取太大就会把微小的噪声也耦合进来，比如我有 1nA 的外部噪声，耦合到电阻 RF ，那么换算成电压就是 18mV，所以这个噪声就太大了，它会和有用信号一起输出到下一级的输入，这样的话信号上面就会出现很多毛刺。如果我的 RF 是 18K 的电阻，噪声电流还是 1nA，那么就是 18uV 影响就很小。 R_1, R_2 也是一样的。那如果电阻再取小点是不是更好了，比如几百欧，当然更好，但是每个电阻的功耗就上来了，所以看你怎么折中。

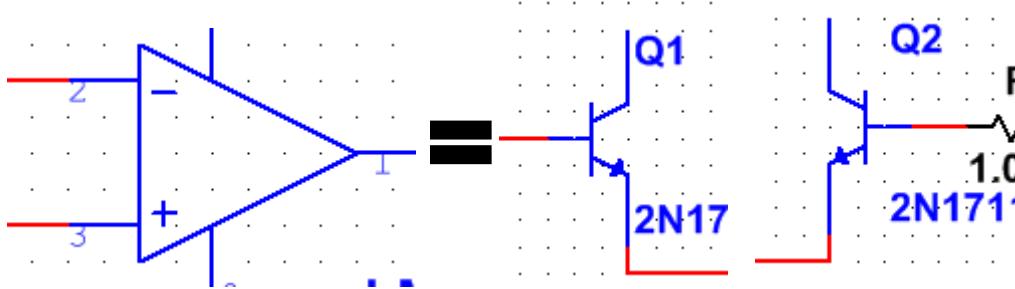
R_2 的电阻如何取值呢？



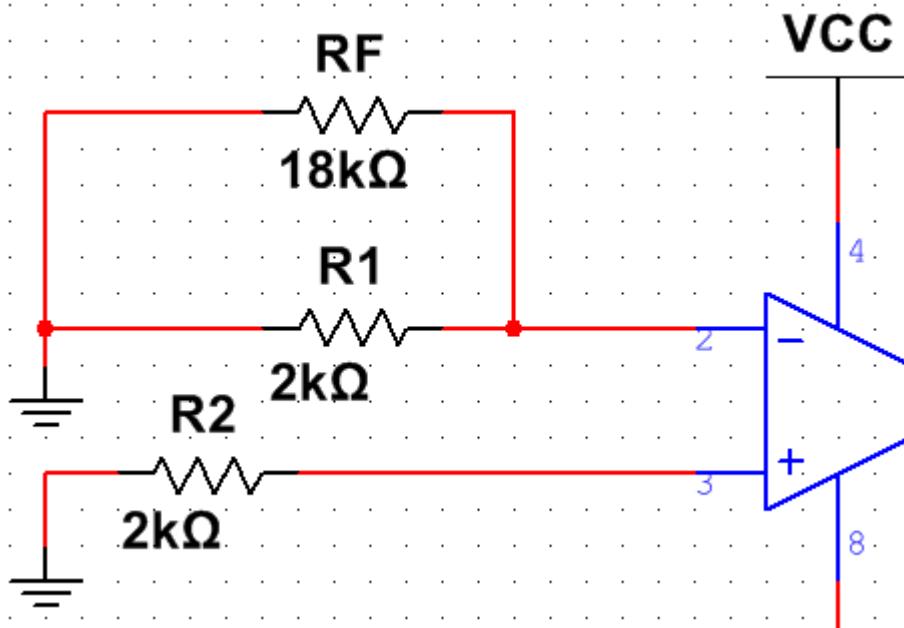
但是在运放芯片里面无法将 R_2, R_3 电阻集成进去，所以只有靠外部接输入电阻来解决
运算放大器有个特点就在计算动态信号的时候电路分析要有些改变



这样在来计算电阻 R_2 的取值。



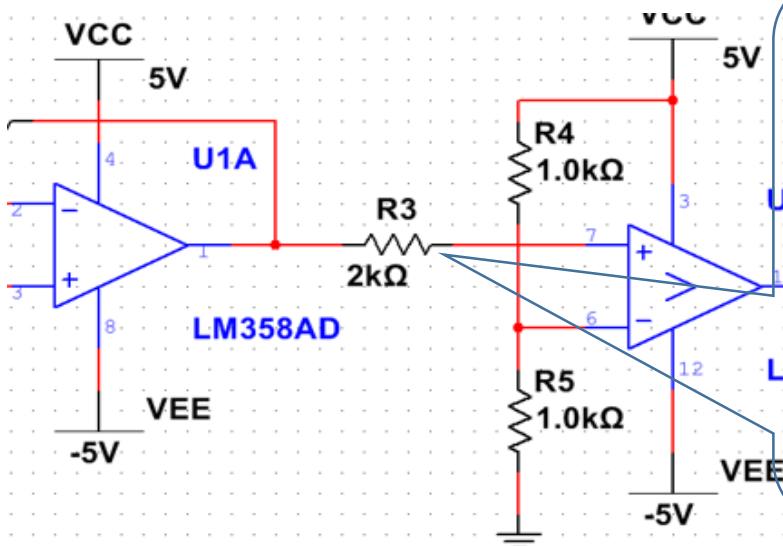
从运放 2 脚看出去等同于三极管 Q1 基级看出去，运放 3 脚看出去等同于三极管 Q2 看出去。
所以这两个脚引脚看出去的电阻必须相等才行，怎么才能相等呢？
因为我们将运放的分析改变成了动态分析，输出和输入都理解为 0



那么运放 2 脚看出去的电阻也就相当于并联，所以 R_2 必须等于 R_1/RF 的并联电阻。

这里计算出来 $R_2=1.8K$ ，但是为了方便取了 $2K$ 。到这里运放设计就算完成了。

我们在来看看运放输出端要不要加电阻？



R3 电阻是因为后面比较器的问题，运放输出电流最大有 $10mA$ ，但是比较器输入有内部电容，所以在运放输出高电平时会对电容造成过大的电流充电，这样就会造成运放输出信号振荡，所以加个 $2K$ 的电阻起限流作用，也可以取几十 K ，一般尽量用现有的电阻。

运算放大器根据实际应用选型

运放芯片电源供电问题

单电源：运放供电电压用 LDO 转换后电压来供电。不要用开关电源，因为开关电源噪声大。

双电源：运放供电电压正电压用 LDO，负电压因为 LDO 很少所以用电荷泵负压芯片供电。

输入失调电压

Characteristic	Symbol	LM258			LM358			LM2904			LM2904V			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage $V_{CC} = 5.0 \text{ V}$ to 30 V (26 V for LM2904, V), $V_{IC} = 0 \text{ V}$ to $V_{CC} - 1.7 \text{ V}$, $V_O = 1.4 \text{ V}$, $R_S = 0 \Omega$ $T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_A = T_{high}$ (Note 1) $T_A = T_{low}$ (Note 1)	V_{IO}	-	2.0	5.0	-	2.0	7.0	-	2.0	7.0	-	-	-	μV

AD8551 运放													
Parameter	Symbol	Conditions						Min	Typ	Max	Units		
INPUT CHARACTERISTICS Offset Voltage	V_{OS}	$-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$						1	5	10	μV		
这两个运放失调电压相差 1000 μV 级别, 你看差别好大													

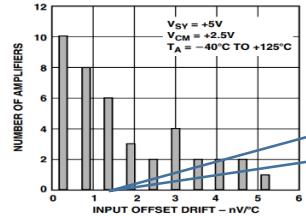
在常温下 V_{OS} 是固定的

但是我们都是选择最大温度变化范围

输入失调电压温漂

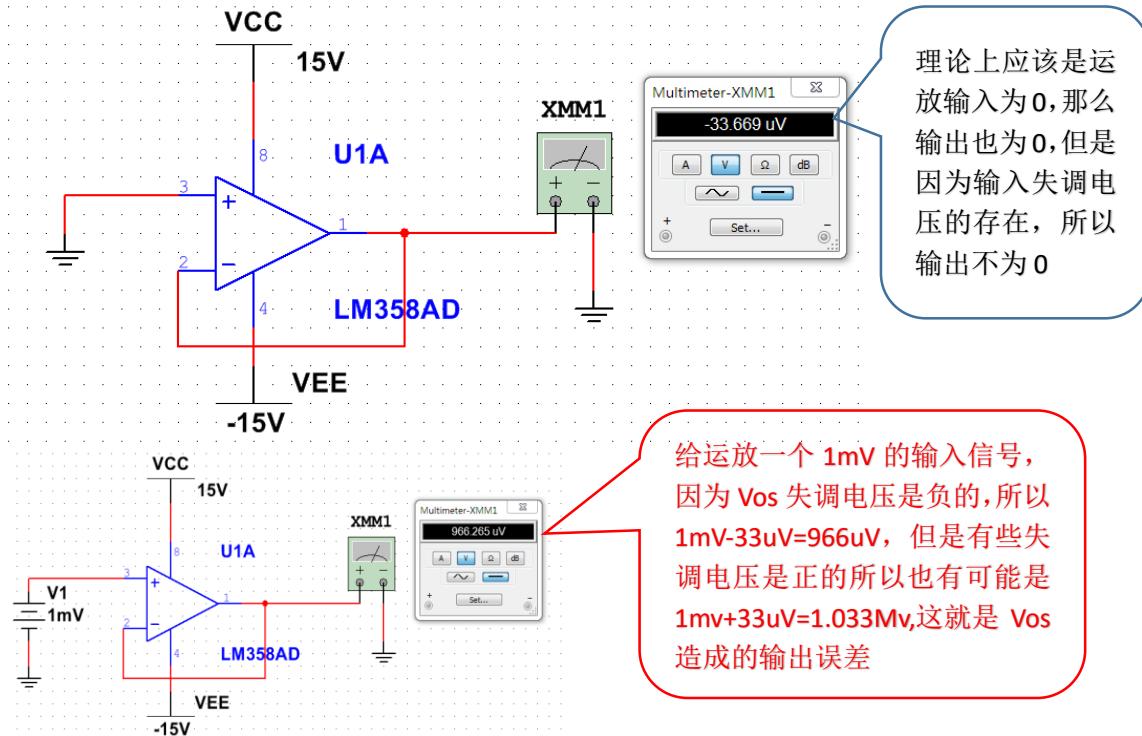
LM358														
Average Temperature Coefficient of Input Offset Voltage $T_A = T_{high}$ to T_{low} (Note 1)	$\Delta V_{IO}/\Delta T$	-	7.0	-	-	7.0	-	-	7.0	-	-	7.0	-	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$

AD8551



这是 AD8551 每片运放的温漂, 看得出来生产这麼多运放, 大多数运放温漂都在每度 1nV 以下

Figure 5. Input Offset Voltage Drift



输入偏置电流影响

Input Bias Current $T_A = T_{high} \text{ to } T_{low}$ (Note 1)	LM358	AD8551
I_B	-45 -50 -300 -45 -50 -250 -45 -50 -250 -45 -50 -250 nA	I_B $-40^\circ C \leq T_A \leq +125^\circ C$ 10 50 1.0 1.5 pA nA

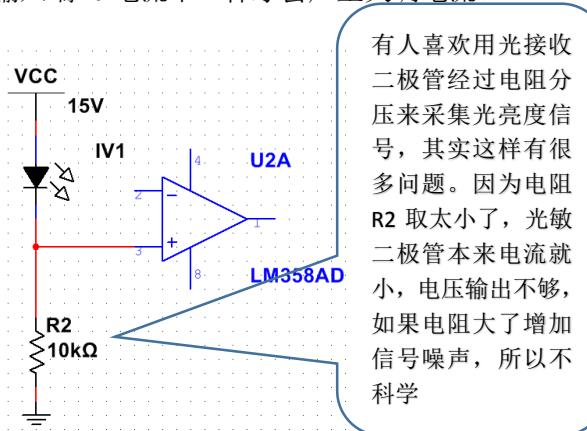
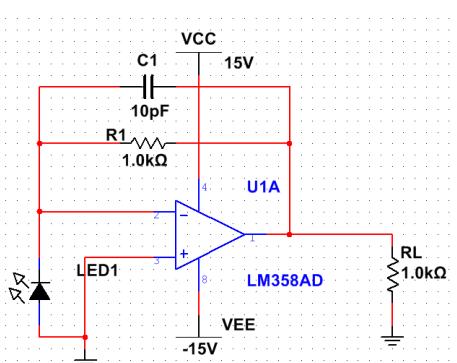
这个 I_B 偏置电流就是要求运放的前端传感器或者什么东西输出的电流要大于这个 I_B 电流，因为 I_B 电流会分掉一部分前端传感器输出的电流，如果前端输出传感器电流小于后端运放输入的 I_B 电流，那么信号会失真。

输入失调电流

Input Offset Current $T_A = T_{high} \text{ to } T_{low}$ (Note 1)	LM358	AD8551
I_{IO}	- 3.0 30 - 5.0 50 - 5.0 50 - 5.0 50 nA	I_{OS} $-40^\circ C \leq T_A \leq +125^\circ C$ 20 70 150 200 pA pA

其实 I_{OS} 是根据 I_B 来的，运放同向输入端和反向输入端 I_B 电流不一样才会产生失调电流。

电流转电压(I/V)电路应用



我们采用运算放大器来替代电阻分压采集光敏二极管，这样就好了。但是对运放的要求还是很高，请看下面

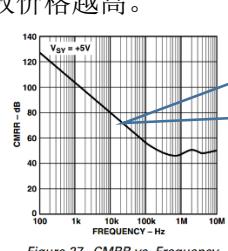
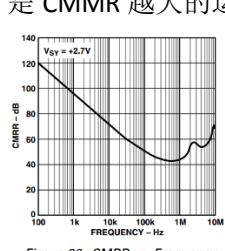
- 运放的输入偏置电流 I_B 和输入失调电压 V_{OS} 对输出电压的影响分别为 $I_B \cdot R_F$ 和 $V_{OS} \cdot (1 + R_F/R_S)$, R_S 为光敏管内阻。
- 故需选择偏置电流和失调电压均很低的运算放大器。

所以在这里运放的 I_B 和 V_{OS} 就提现出来了。

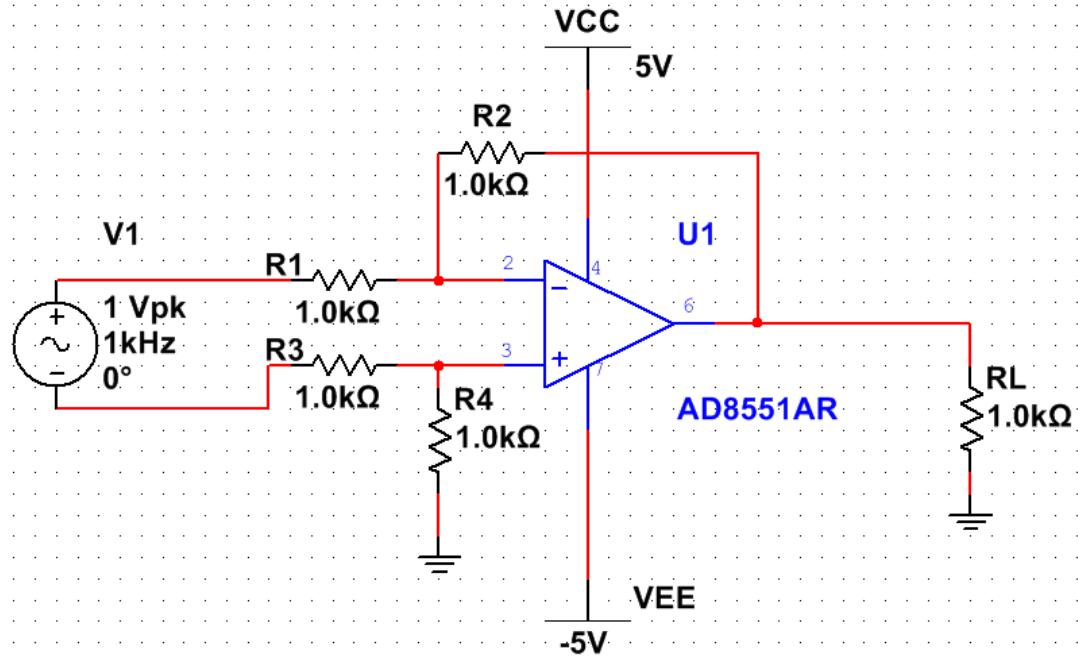
共模抑制比

Common Mode Rejection $R_S \leq 10 k\Omega$	LM358	AD8551
CMR	70 85 - 65 70 - 50 70 - 50 70 - dB	CMRR $V_{CM} = 0 V \text{ to } +2.7 V$ 115 130 dB

我们看得出来 AD8551 的共模抑制比比 LM358 的要强，我们选择共模抑制比是越大越好，但是 CMRR 越大的运放价格越高。



这是 AD8551 的在 2.7V 和 5V 的共模电压曲线，频率越高共模在这个高频的区域抑制能力越低，所以我们在选择运放的时候要看我们输入运放信号的频率是不是在共模抑制比能接受的范围之内，比如我要处理一个 10K 的信号，那么共模抑制范围就在 70dB



该电路就是差分输入放大器，这种电路对运放自身的共模抑制比要求很高。而且电阻精度不够也会对这个电路造成很大的影响。

$$V_{out} = \left(\frac{R_1 + R_2}{R_3 + R_4} \right) \frac{R_4}{R_1} V_2 - \frac{R_2}{R_1} V_1$$

$$V_{out} = \frac{R_2}{R_1} (V_2 - V_1)$$

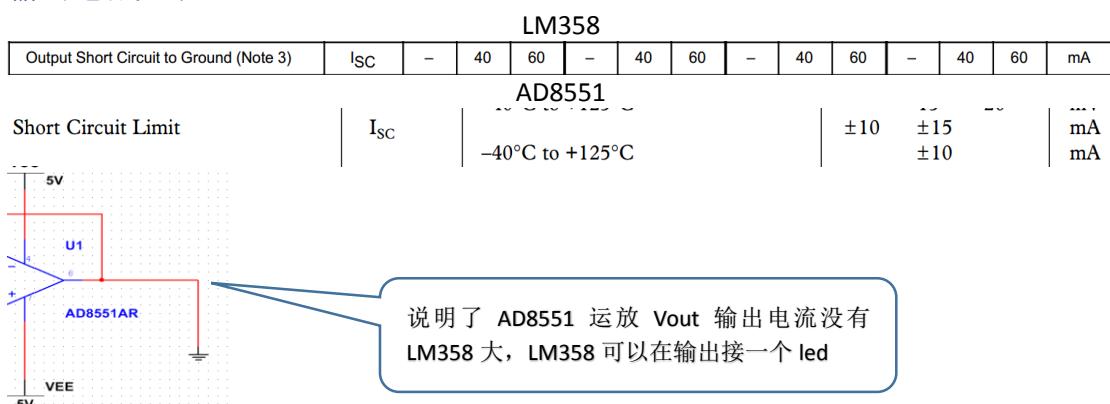
$$R_1//R_2 = R_3//R_4$$

$$R_1=R_3 \text{ and } R_2=R_4$$

差分放大电路应用：

1. 音频部分：将有些 codec 输出的差分音频信号转换为单端音频信号
2. 电流检测：但是现在电流检测用的都是电流检测芯片，因为芯片里面可以把电阻精度做到万分之一，如果用外部电阻来做，那么万分之一的电阻就很贵了。

输出电流大小



我们也可以看输出带载能力指标来衡量运放输出电流能力

LM358											
	V _{OH}	3.3	3.5	-	3.3	3.5	-	3.3	3.5	-	V
Output Voltage-High Limit (T _A = T _{high} to T _{low}) (Note 1)		26	-	-	26	-	-	22	-	-	
V _{CC} = 5.0 V, R _L = 2.0 kΩ, T _A = 25°C		27	28	-	27	28	-	23	24	-	
V _{CC} = 30 V (26 V for LM2904, V), R _L = 2.0 kΩ											
V _{CC} = 30 V (26 V for LM2904, V), R _L = 10 kΩ											

AD8551											
	V _{OH}	R _L = 100 kΩ to GND -40°C to +125°C		R _L = 10 kΩ to GND -40°C to +125°C	2.685	2.697	V				
OUTPUT CHARACTERISTICS					2.685	2.696	V				
Output Voltage High					2.67	2.68	V				
					2.67	2.675	V				

我们看出来 LM358 在 5V 电源给运放供电，运放输出接一个 2K 的负载可以保持 3.5V 的高电平输出，但是 AD8551 就明显小得多，AD8551 在电源给运放供 2.7V 电压是，运放输出接 100K 才能保持 2.697V 的高电平电压，所以这个运放的驱动负载能力和输出短路电流是一个意思，只是用 V_{oh} 指标能把电压看的更明白些。而且你看 LM358 输出最多是 3.5V，还不到电源电压 5V，但是 AD8551 就可以输出电压接近电源电压 2.7V，那是因为 AD8551 是轨到轨运放。

压摆率(SR)

Slew Rate	SR	R _L = 10 kΩ	0.5	V/μs
增益带宽积(GBP)	GBP			
Gain Bandwidth Product			1	MHz

其实压摆率和增益带宽积是相关的，

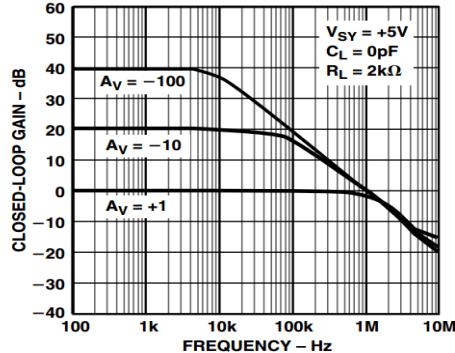


Figure 14. Closed Loop Gain vs. Frequency at +5 V

$$\text{dB} = 20 * \log(\text{Av})$$

我们取60db来计算放大倍数

$$\log(\text{Av}) = \frac{\text{dB}}{20}$$

$$3 = \frac{60}{20}$$

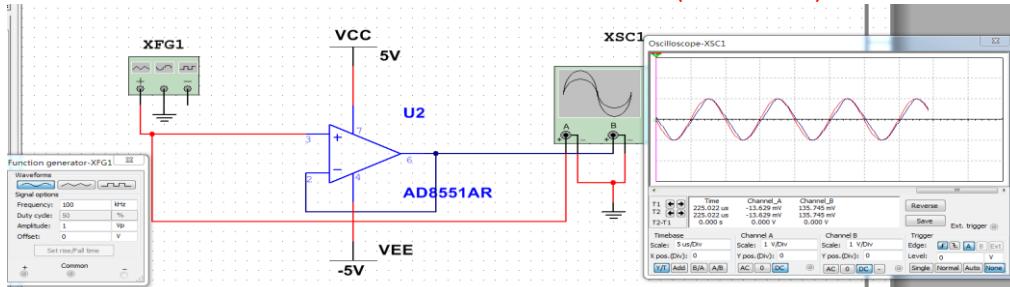
因为我们的log是10为底的

$$1000 = 10^3$$

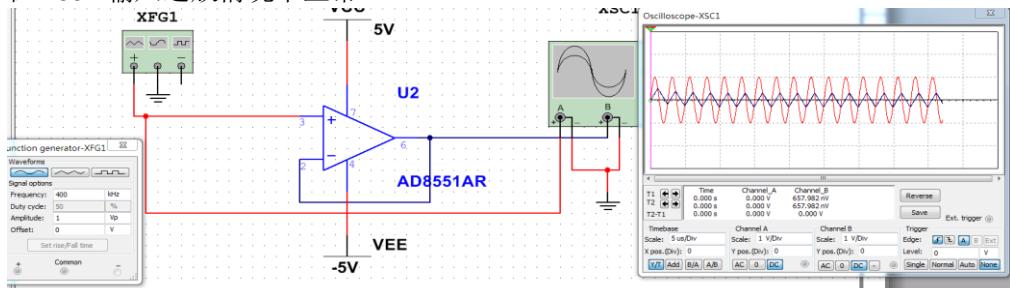
$$\text{放大倍数} = 10$$

所以60dB放大倍数为1000

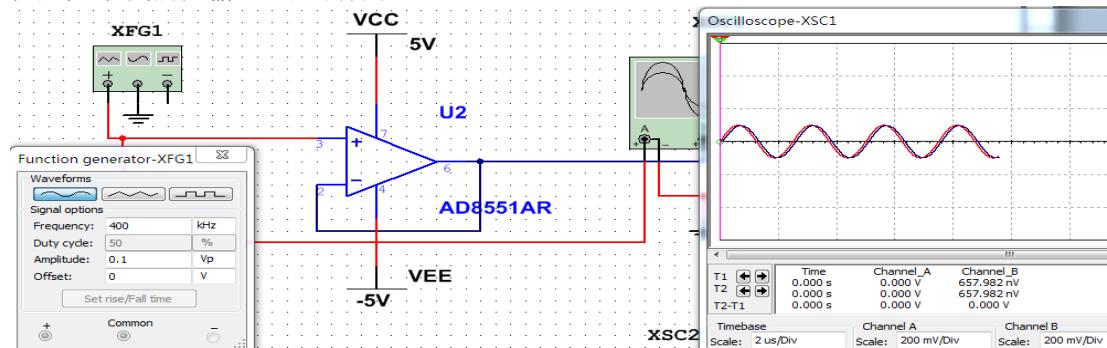
增益带宽积选择公式：信号频率*放大倍数*N≤GBP，（N 取 5~10）



在 100K 输入运放情况下正常



在 400K 输入运放情况下就出问题了，这就是增益带宽积不够造成的。但是如果我们把输入电压调低呢？

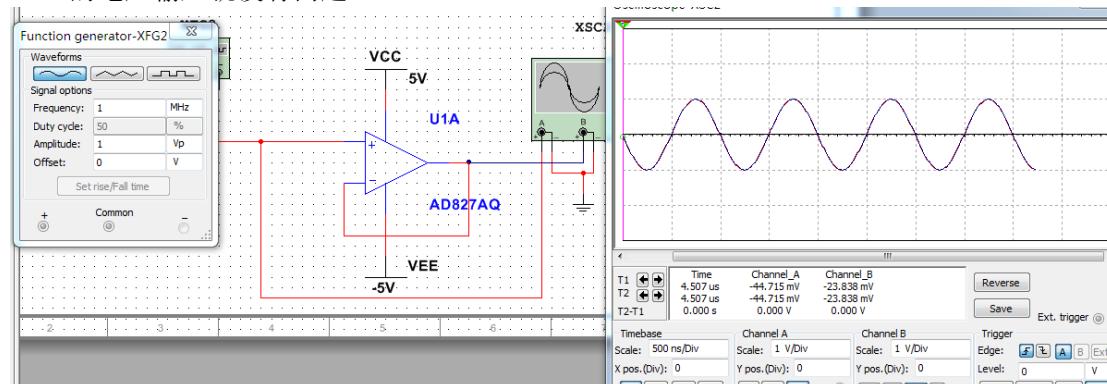


我们看到输入电压和输出电压只有相位出现问题，但是幅度没有出现问题。

电压调低了没有出现幅度问题，就和 SR 很有关系了。

Slew Rate	SR	$R_L = 10 \text{ k}\Omega$	0.5	V/ μ s
Gain Bandwidth Product	GBP		1	MHz

我们看见虽然 AD8551 给的是 1M 的频率范围，但是这个 1M 是在增益为 1 的情况下才能实现的，但是我们增益是为 1 啊，怎么还是会出电压衰减，那是因为 SR 是 0.5V/us，也就是 1M 频率只符合 0.5V 电压的上升速度。如果你弄个 1V 的电压输入当然会衰减，但是你弄个 0.2V 的电压输入就没有问题，



这是 AD827 的运放

High Speed

50 MHz Unity Gain Stable Operation

300 V/ms Slew Rate

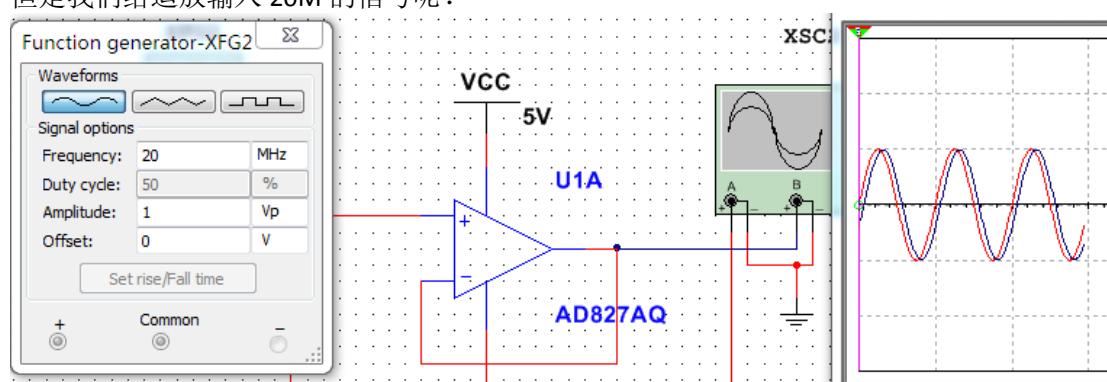
120 ns Settling Time

Drives Unlimited Capacitive Loads

这就符合压

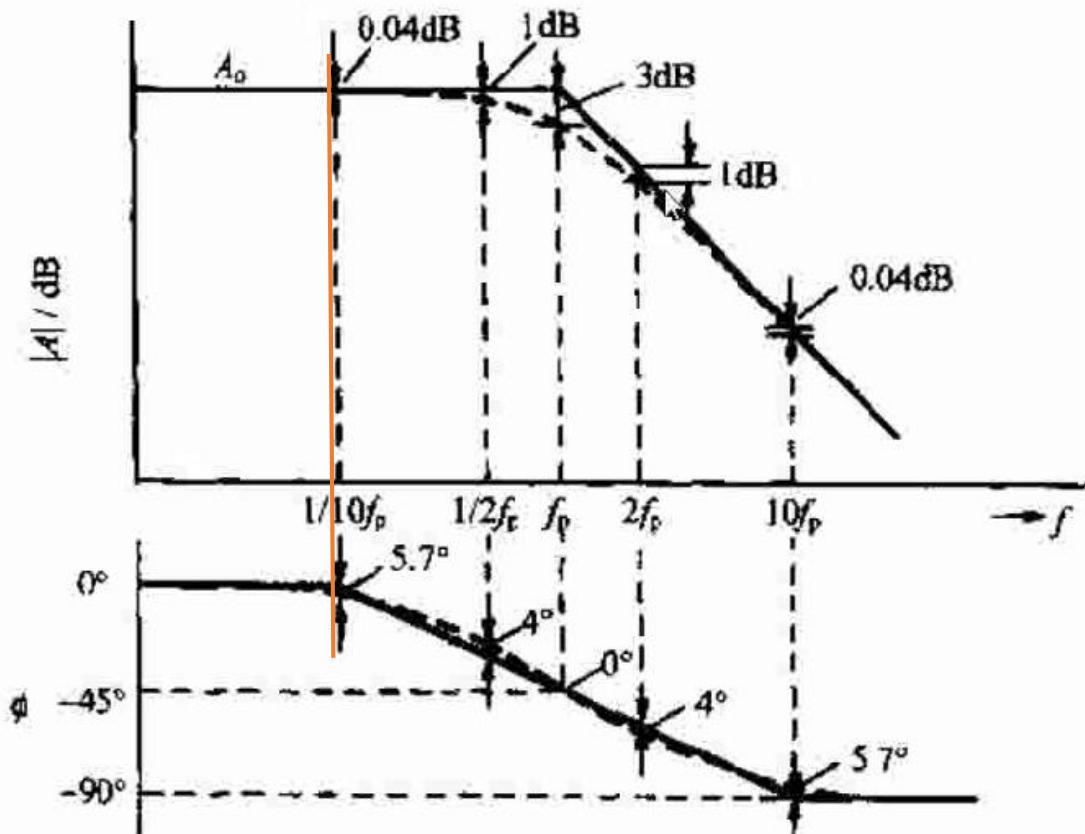
摆率，所以 1M 的波形没有失真。

弦车，所以 LM 的波形没有天真
但是我们给运放输入 30M 的信号呢？



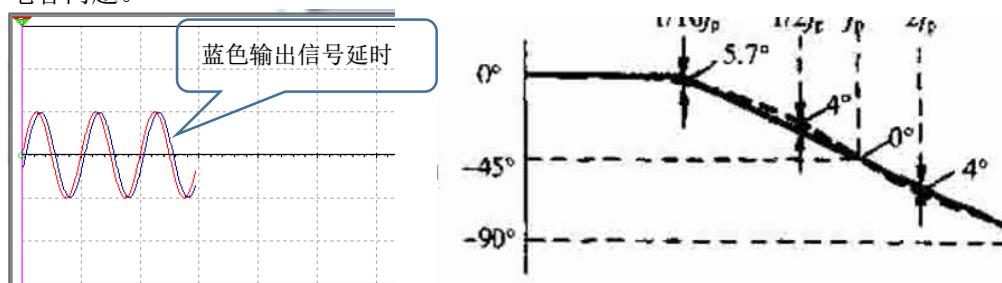
输出信号出现相移。

相位延时

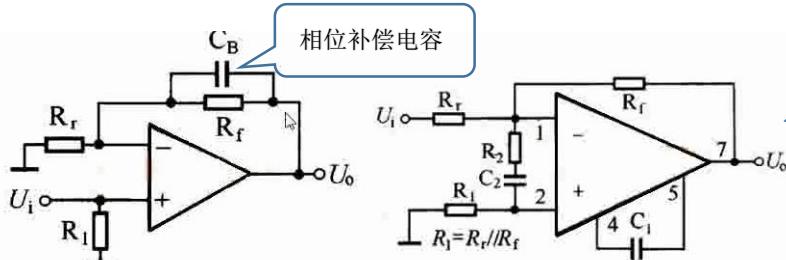


我们看到相位随频率发生的变化比增益随频率发生的变化早。

所以运放在处理信号频率高于运放相位为 0° 的范围要加补偿电容，如果是处理信号频率低于运放的相位为 0° 的范围，就不需要加补偿电容。当然你也可以选择高速运放来解决加补偿电容问题。



我们看到，如果频率工作范围在相位变化得范围，输出信号就会出现延时。



什么地方需要相位补偿呢？比如 LM358 增益带宽积是 1M，你信号处理频率在 10K~20K 是不用相位补偿的，只有工作频率快要达到 1M 的时候，也就是前面的相位变化了才需要补偿电容。

电源纹波抑制比

LM358														
Power Supply Rejection	PSR	65	100	-	65	100	-	50	100	-	50	100	-	dB
														AD8551

Power Supply Rejection Ratio | PSRR | $V_S = +2.7 \text{ V} \text{ to } +5.5 \text{ V}$ | 120 130 | dB

我们看的出来 LM358 电源纹波抑制能力没有 AD8551 好，其实 LDO 稳压电源输出的电压纹波是比较小得，而且运放也有纹波抑制功能，那这个功能就是 PSRR。

AD8551/AD8552/AD8554

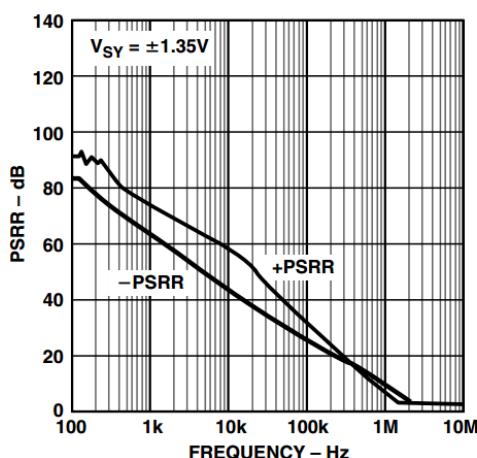


Figure 28. PSRR vs. Frequency
at $\pm 1.35 \text{ V}$

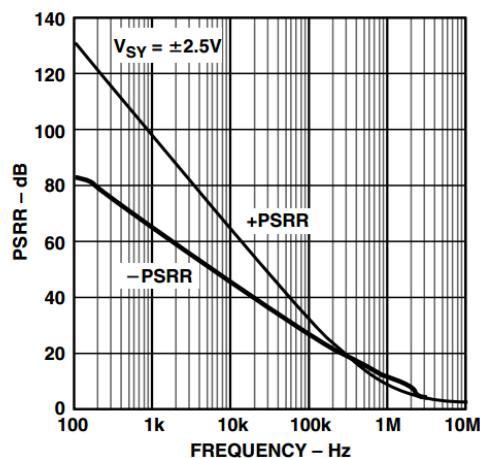


Figure 29. PSRR vs. Frequency
at $\pm 2.5 \text{ V}$

经过这个图表我们能看出来 AD8551 在很低频的信号输入问题上是有很高的抑制纹波能力，但是在上了 1Khz 信号输入之后纹波抑制能力就变得很差了，所以为什么运放的电压引脚要加 0.1Uf 的小电容，就是为了弥补运放在高频区域抑制纹波能力的不足。

我们来计算一下 PSRR(电源纹波抑制比)的涵义

$$\text{PSRR} = 20 \log \left(\frac{\text{电源纹波输出电压}}{\text{运放包含电源纹波输出的电压}} \right)$$

例如：

LM358运放PSRR是130dB

电源纹波是固定的50mV

$$\frac{\text{PSRR}(130)}{20 \log} = \frac{130}{20} = 10^{6.5} \text{ 这里我们直接取} 10^6$$

$$10^6 = \frac{\text{电源纹波输出电压(我们取开关电源} 50\text{mV)}}{\text{运放包含电源纹波输出电压}}$$

$$\text{运放包含电源纹波输出电压} = \frac{50\text{mV}}{10^6} = 50\text{nV}$$

这50nV混合着运放输出的有用信号一起输出

如果你采集的信号是 uV 或者 mV 级别的，这点 50nV 完全对你没有影响，如果你采集的是 nV 级别的信号，那么你赢了，选择个更高 PSRR 运放或者选择电源纹波低的线性电源。

噪声密度

这个参数在处理音频信号，麦克风输入影响很关键。

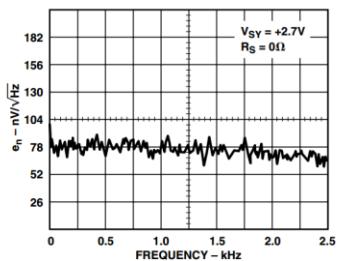


Figure 34. Voltage Noise Density at +2.7 V from 0 Hz to 2.5 kHz

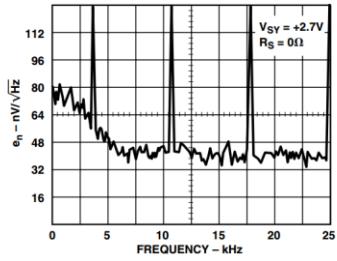


Figure 35. Voltage Noise Density at +2.7 V from 0 Hz to 25 kHz

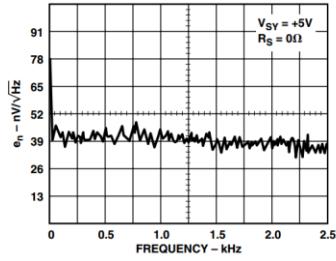


Figure 36. Voltage Noise Density at +5 V from 0 Hz to 2.5 kHz

这是 AD8551 的噪声密度，其实这个 nV 级的噪声都在低频下才有。高频是很小很小的。

下面这个是 LM721 运放的参数

Input Voltage Noise: 9 nV/√Hz at f = 1 kHz

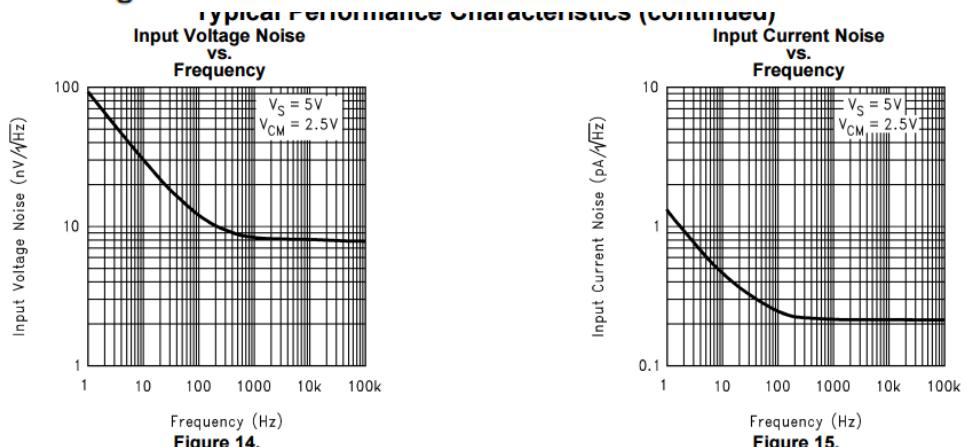


Figure 14.

Figure 15.

你看 LM721 的噪声密度在 10k~20Khz 范围都是 9Nv 左右,但是音频信号是在 20~20Khz,所以 20hz 范围的噪声还是有 20nV 但是比起上面 AD8551 的噪声这个算是很小了, 所以 LM721 适合音频信号采集。在音频信号前端采集领域要关注这个噪声密度。在其他领域可以不怎么关注, 还是要看你信号处理的频率范围是多少。

运放的结温

LM358

Junction Temperature	T_J	150	°C
----------------------	-------	-----	----

AD8551

Junction Temperature Range

RM, RU and R Packages -65°C to +150°C

LMV721

Junction Temperature (4)	150°C
--------------------------	-------

根据这三个型号的运放我们知道他们的结温都在 150°C, 但是你要知道结温是芯片封装内部晶片的温度, 所以这个结温在封装外环境温度在 80°C 的时候可能封装里面晶片的温度就到 150°C 了, 所以结温是使用环境温度的 2 倍, 150°C 的结温只能使用在 85°C 的环境。

运放开环增益

比如 OPA2188 运放

Open-Loop Gain: 136 dB

意思就是我运放不接负反馈电阻, 那么输入信号就直接放大 136dB 电压后到输出。

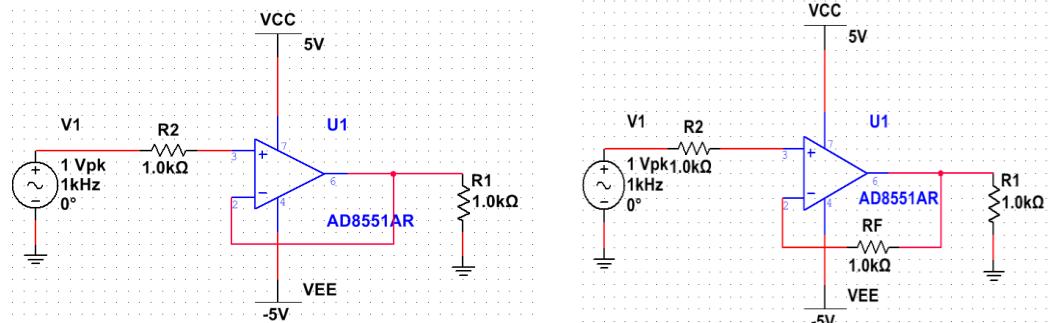
运放负载电容, 这个参数你在下面差分放大电路设计你会发现他的意义

Capacitive load drive	1	0Ω
-----------------------	---	----

运放的基本电路

其实前面已经介绍过同向,反向,和差分电路了,下面在介绍几个基本电路。

射极跟随器



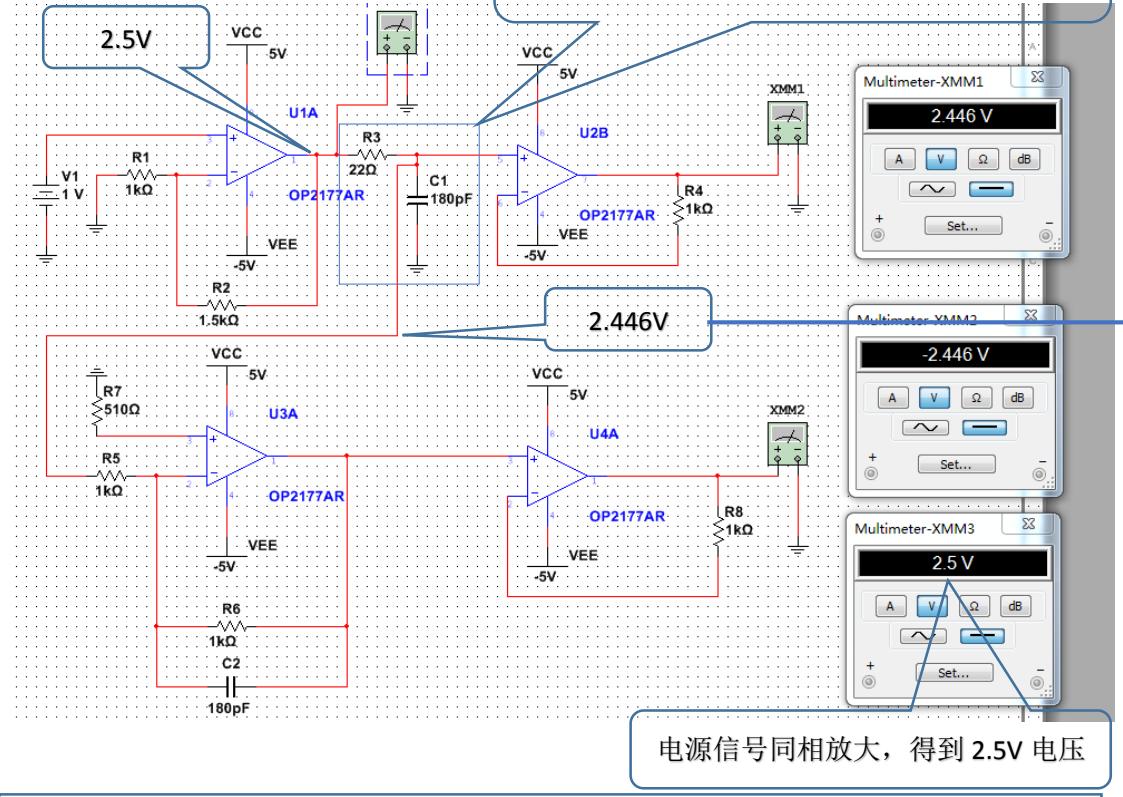
其实这里两个射极跟随器电路输出都是一样,加RF电阻其实是为了控制从输出返回到反向端的电流,不加也没什么。这个RF电阻一般在1K~100K之间,电阻太大电阻噪声会影响。但是R2电阻就必须要,这个是运放的输入电阻,可以保护运放抗浪涌和极限电流。

惠恩斯电桥的多种应用

惠恩斯电桥的传感器，比如重力传感器，必须要用稳定的电源供电，所以要用线性稳压电源供电。绝对不能用开关电源供电，开关电源纹波大。

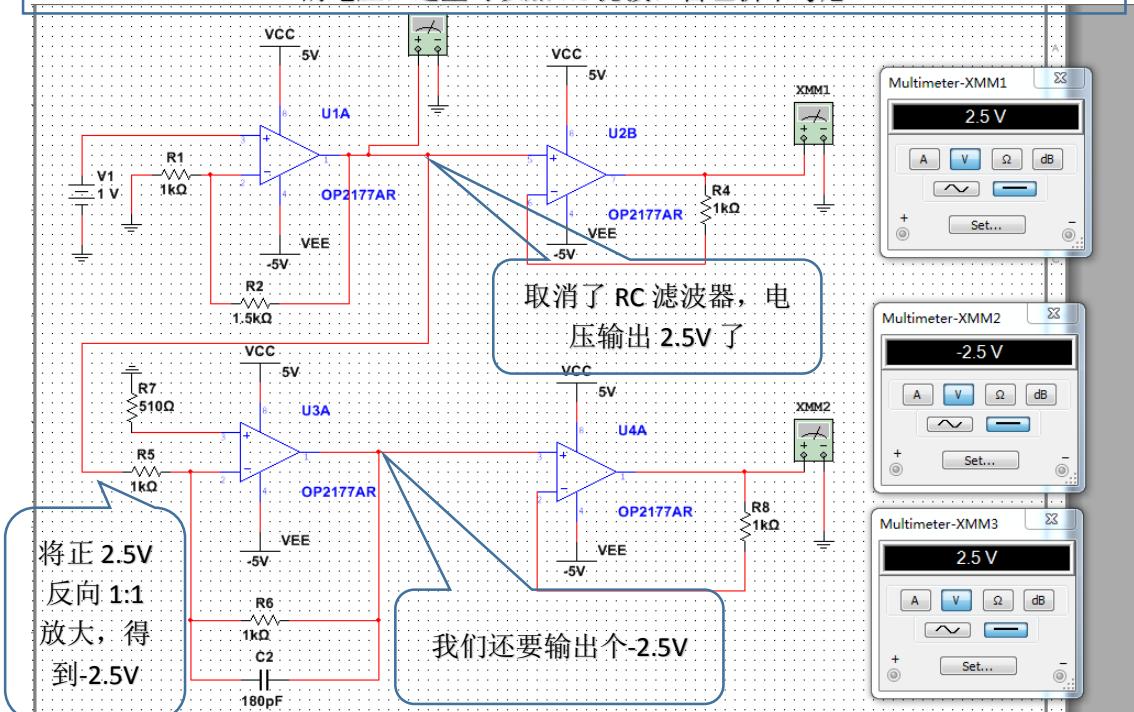
稳定电源的电路设计

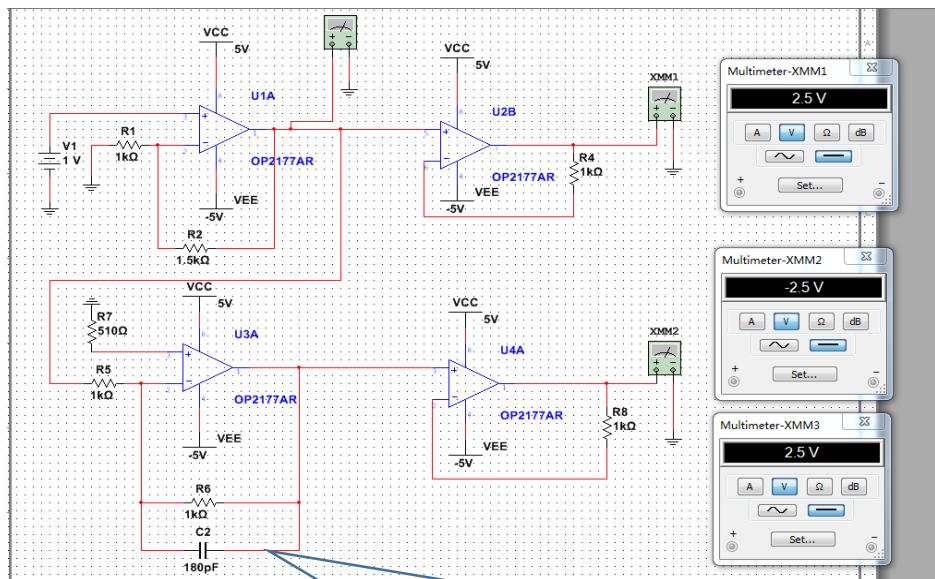
我们要设计一个输出±2.5V 的电源给电桥



为什么是 2.446V，而不是 2.5V 呢？

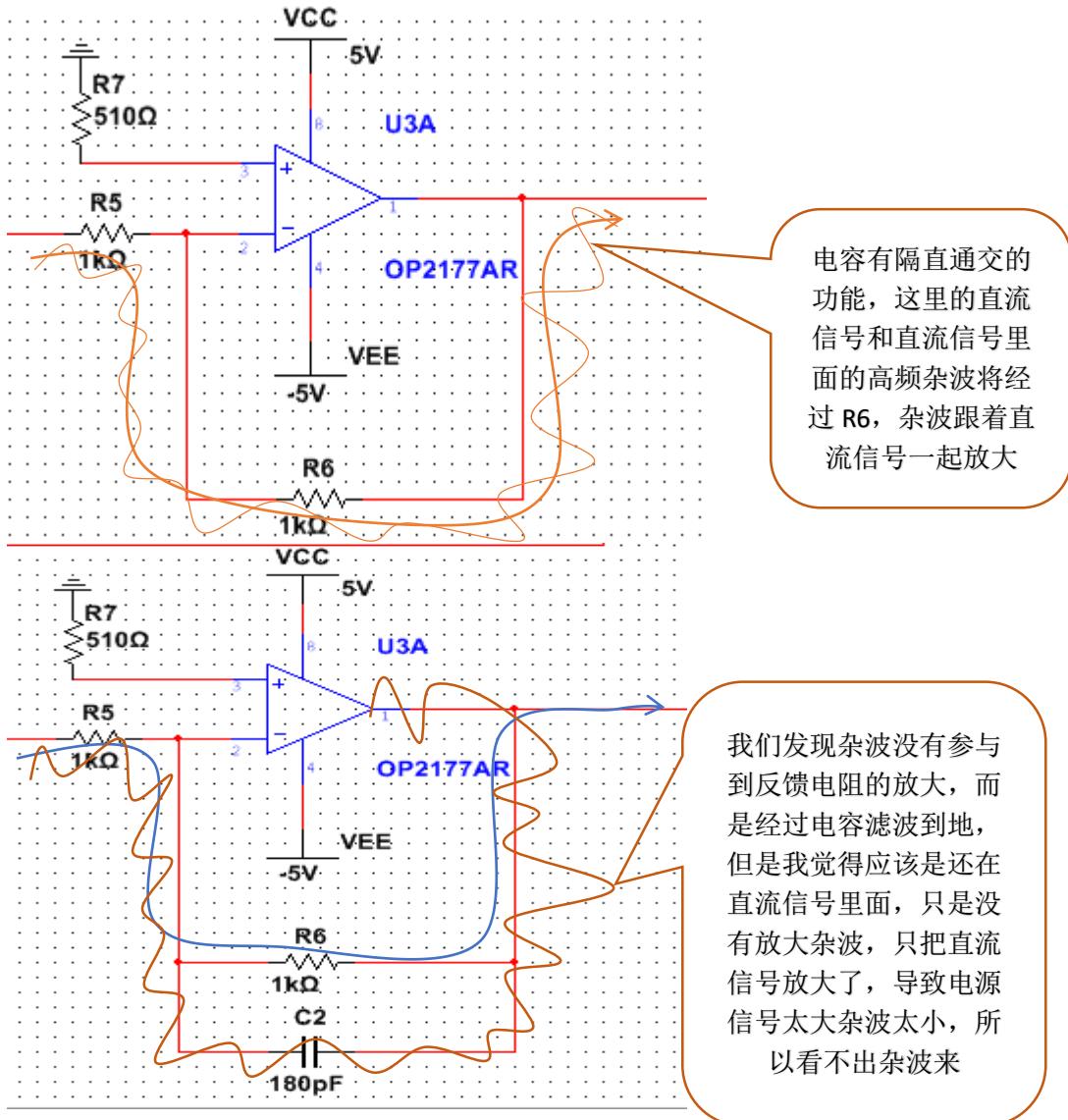
那是因为 R3 和 C1 构成的低通滤器，R3 的 22 欧电阻使运放输出电压下降，所以我说了如果不是很大的杂波，这里不用加 RC 滤波电路，如果传感器能够接受比 2.5V 低点的电压，这里可以加 RC 滤波，自己折中考虑

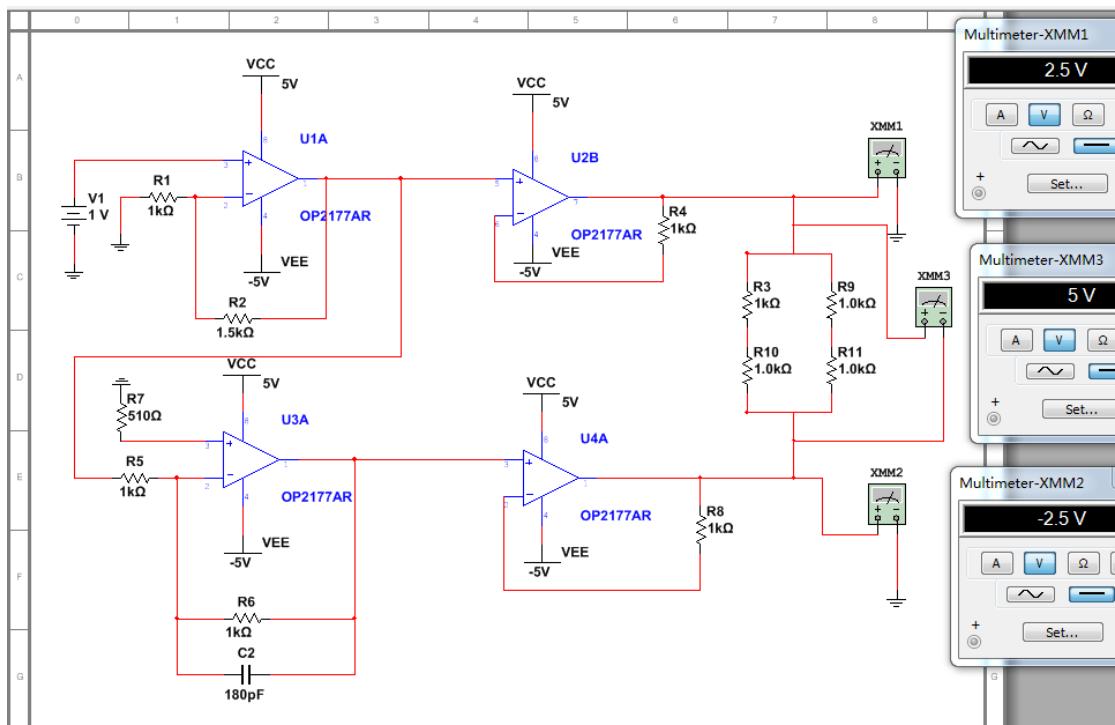




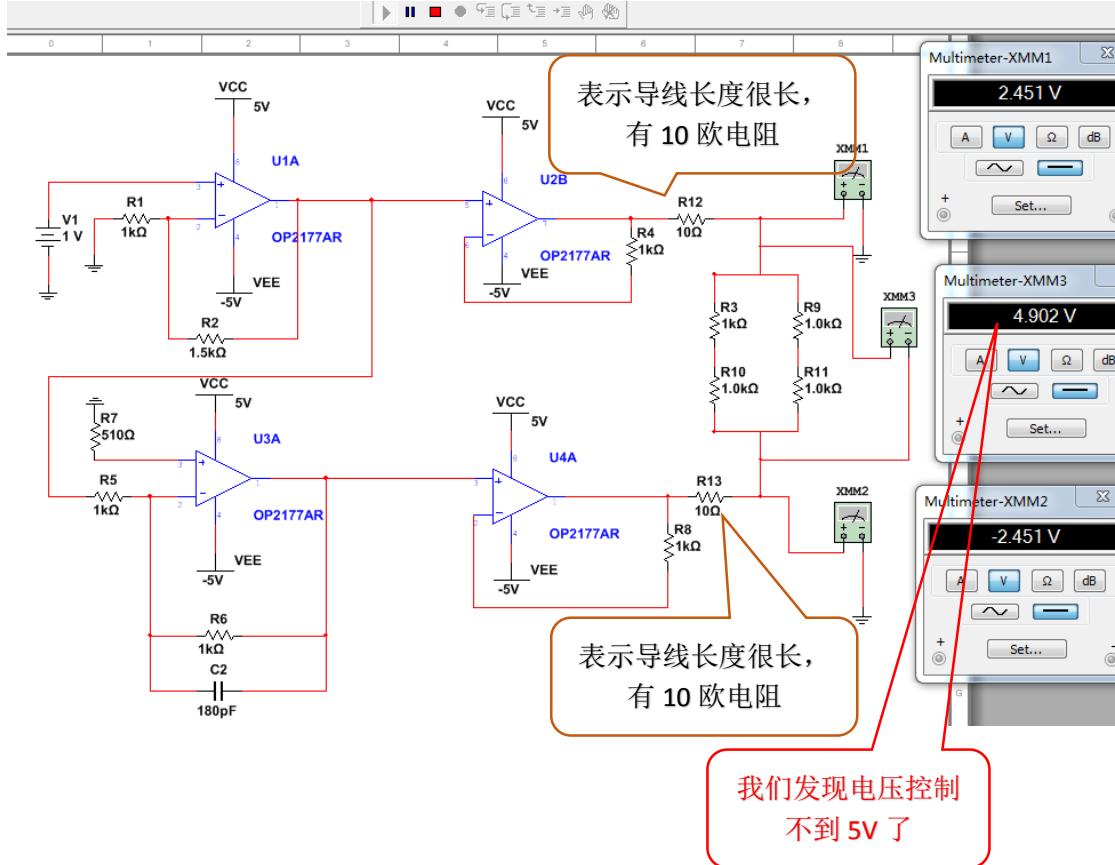
因为我们是直流放大，所以这个运放反馈电容是为了将要放大的直流电压里面的高频信号旁路掉

打个比方

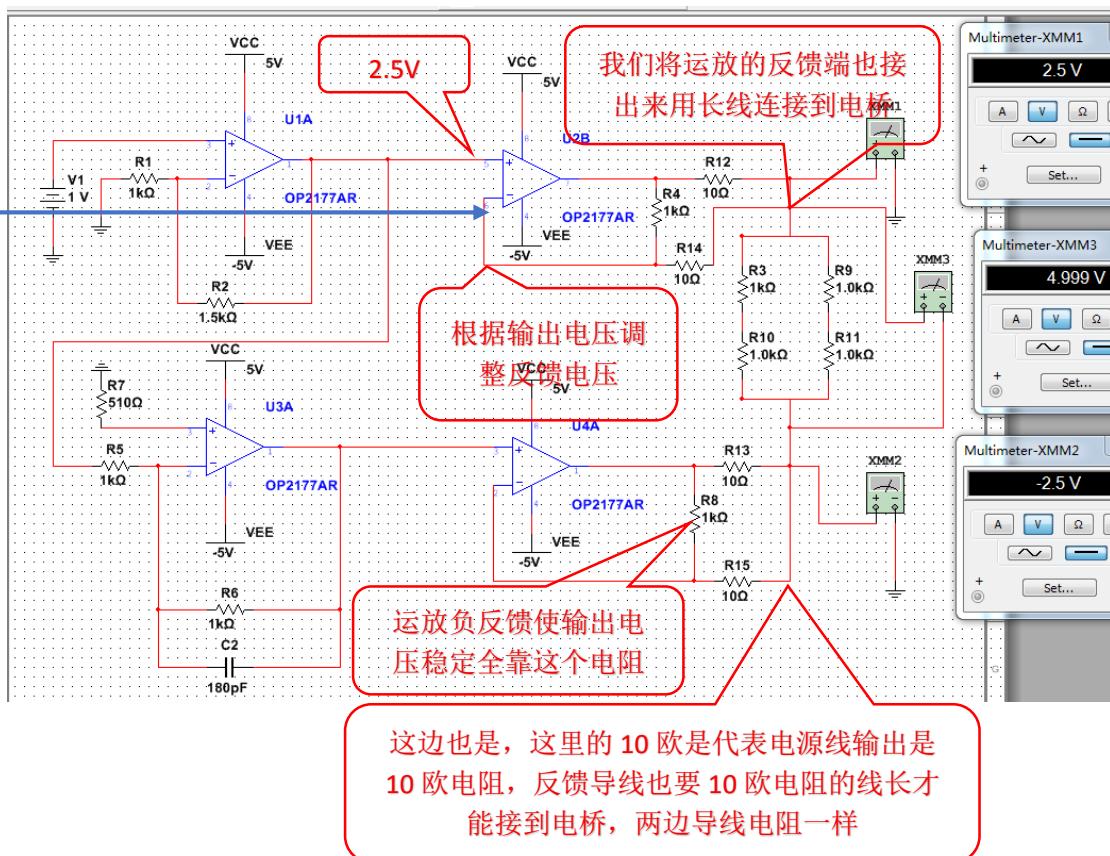




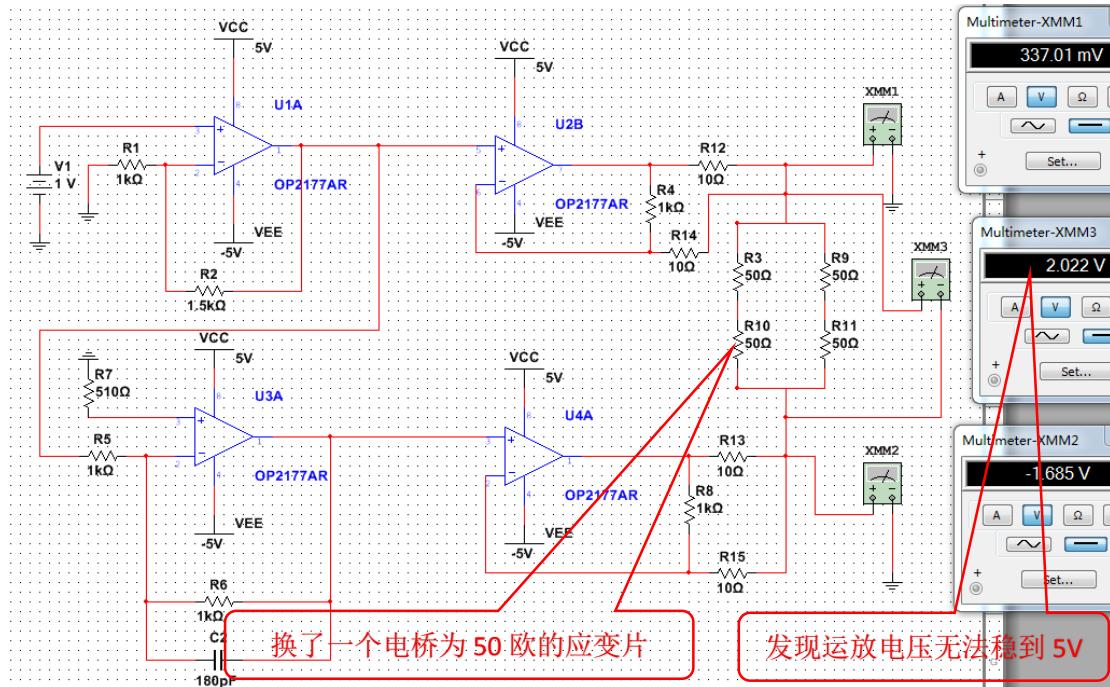
我们运放输出的±2.5V 给电桥供电，没有问题。电桥压差是 5V
我们把这个运放做的电源输出经过几十米导线给电桥供电



这就是因为导线太长导致的电源电压传输给电桥的时候产生了损耗

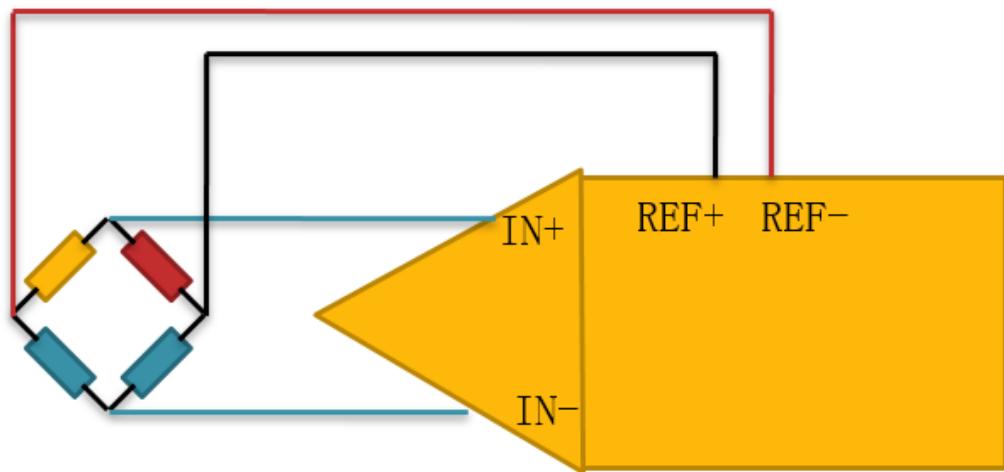


因为运放的虚断和虚短，运放反馈回来的电压不等于同相端 2.5V 的电压，那么运放内部就会自动调整输出电流使运放输出达到 2.5V



这是因为 OP2177 这个运放输出电流不行，无法带动 50 欧姆的电阻负载。
所以在使用电桥传感器时，要跟厂家确认电桥传感器阻值和工作电流，这样才好选择输出电流合适的运放，如果实在不行，可以在运放输出端加三级管扩流。

还有一种电桥供电方案



$$V_{ADC} = D / 2^N * Vref$$

$$V_{OUT} = Vref * \varepsilon = V_{ADC}$$

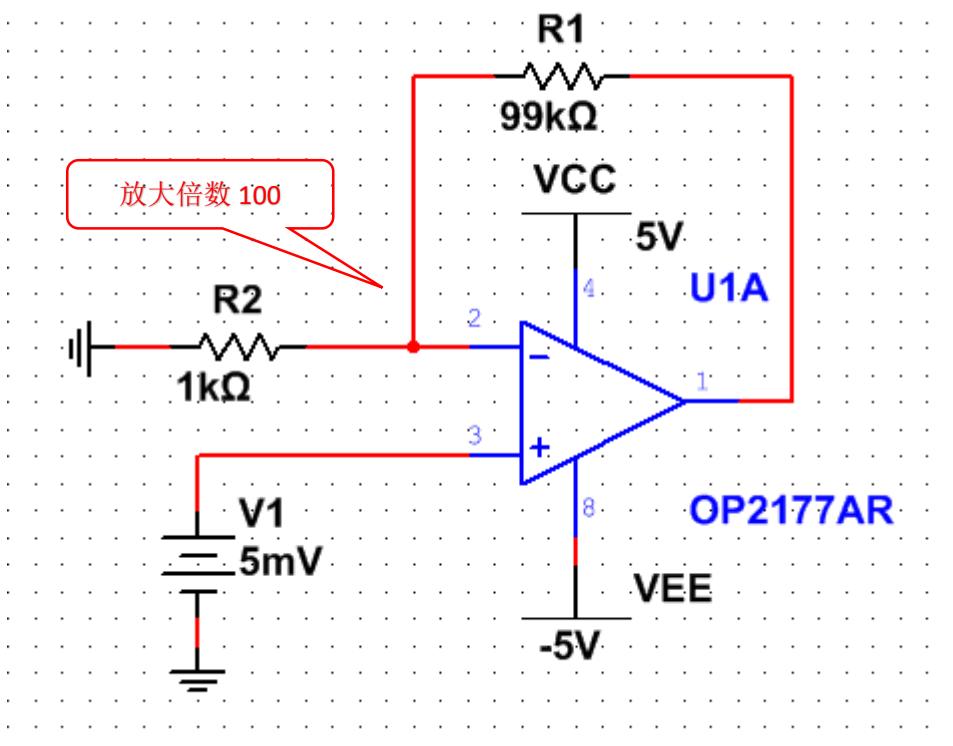
$$Vref * \varepsilon = D / 2^N * Vref$$

$$\varepsilon = D / 2^N$$

直接用 ADC 电压参考电压给电桥传感器供电，这种方案是在电桥传感器和 ADC 距离很近的场合，像上面那种方案是用在电桥传感器和 AD 转换器距离比较远的场合。
这种方案就是成本低，精度低。

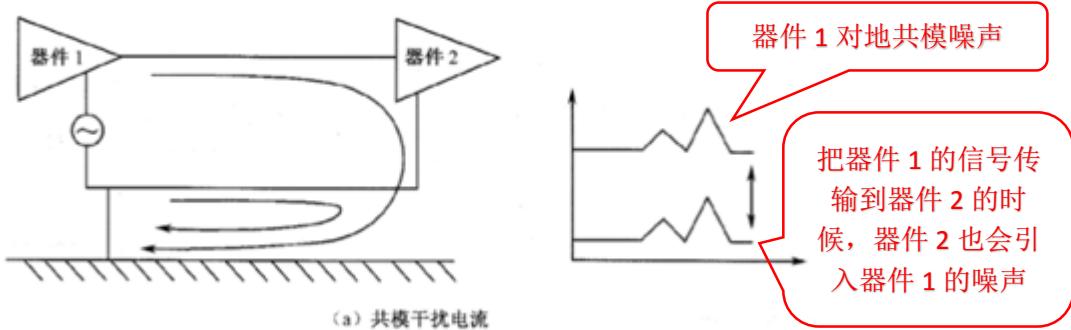
差分放大电路设计

单端电路放大



这个电路放大弱小信号 5mV 或者 5uV 是有问题的

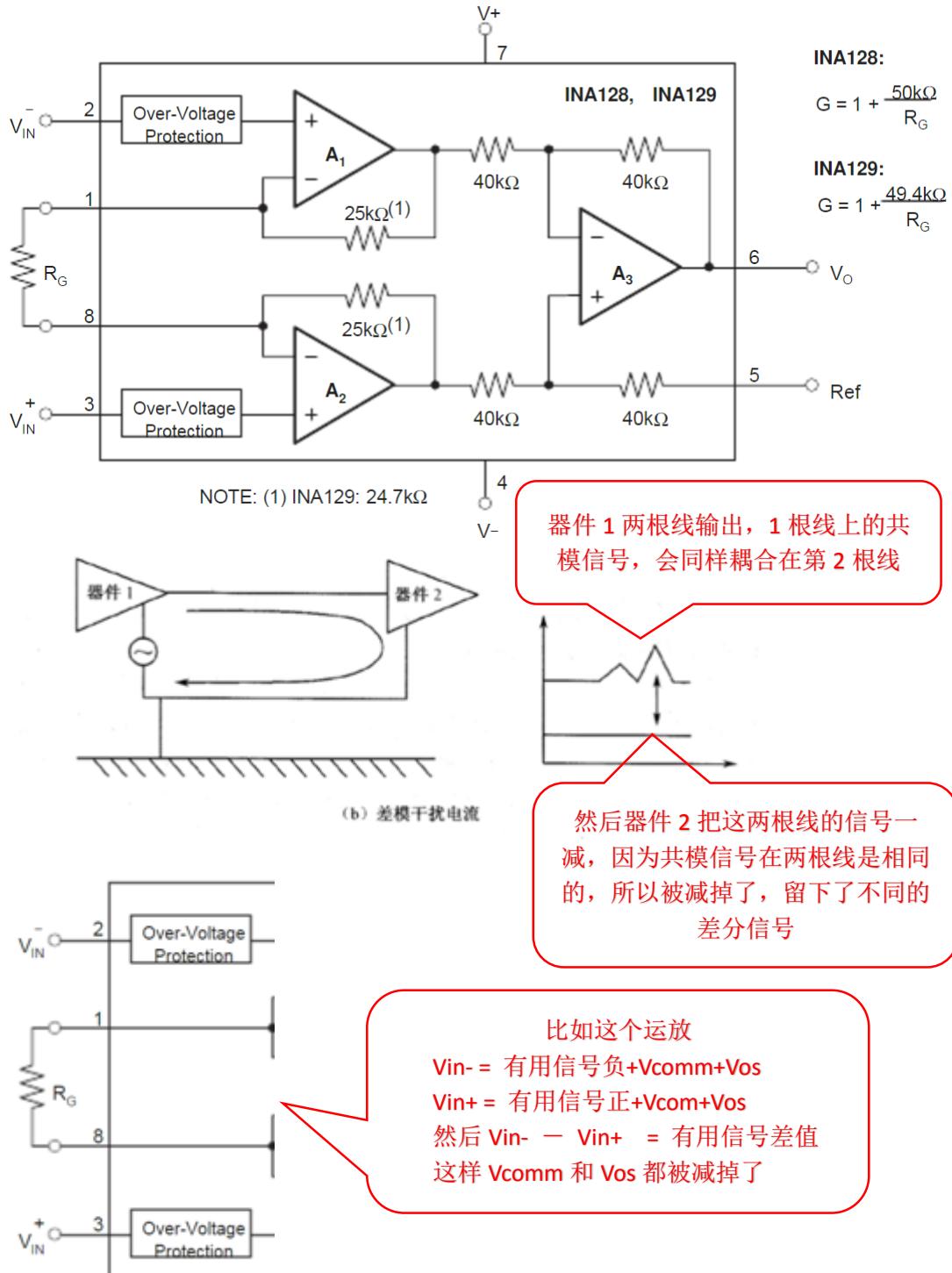
- 1.运放的 V_{os} 失调电压会加在弱信号一起放大
- 2.信号本身自带共模干扰，虽然共模干扰电压不大，但是在弱信号里面共模干扰就影响大了
因为弱信号也就是 $\mu\text{V}/\text{mV}$ 。共模干扰也是 $\mu\text{V}/\text{mV}$ ，它叠加在弱信号上加上失调电压一起放大



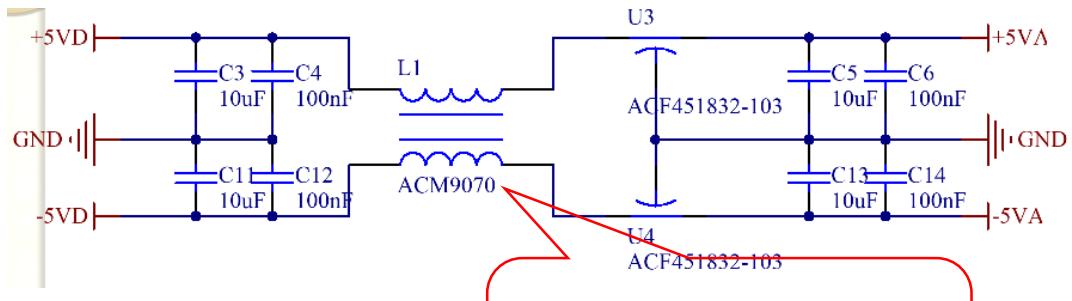
- 3.增益带宽积受限制，如果放大倍数比较大，比如 100 倍那么能放大的输入信号频率就很低。
输入信号频率高了就会衰减信号，发现输出信号没有比输入信号大 100 倍。

所以这种单端输入弱信号的电路，要选择很贵的运放，要求运放失调电压小，增益带宽积高

我们来看看差分放大电路

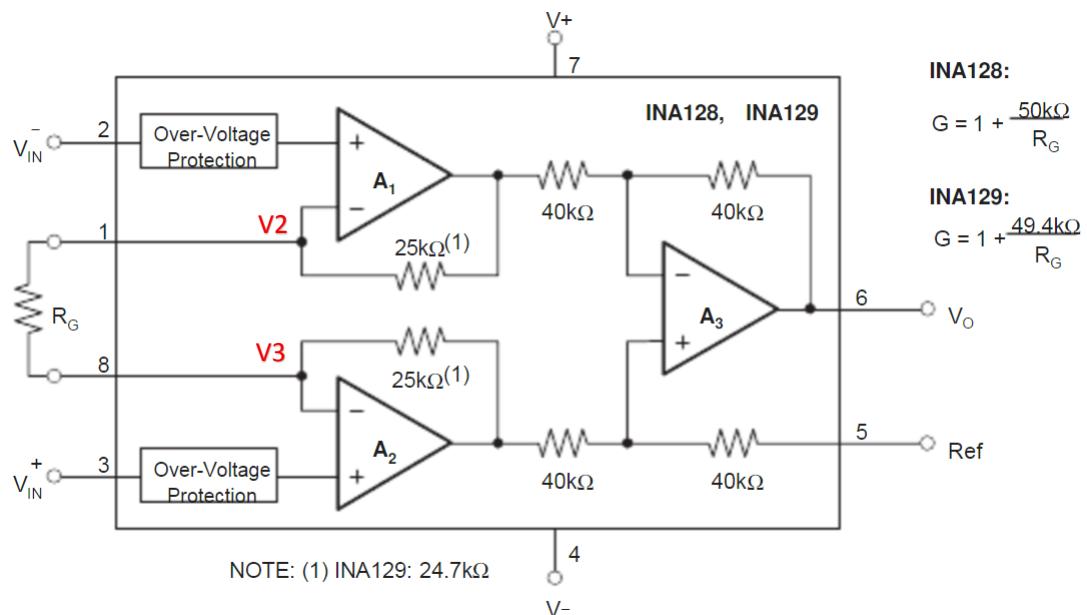


所以我们用差分放大电路去采集弱信号，可以选一些便宜的运放，对运放 V_{os} , V_{comm} 要求就没这么高。



共模电感抑制 EMI，防止电路自身的高频成分信号去干扰其它电路或者设备

下面我们来计算差分放大电路增益

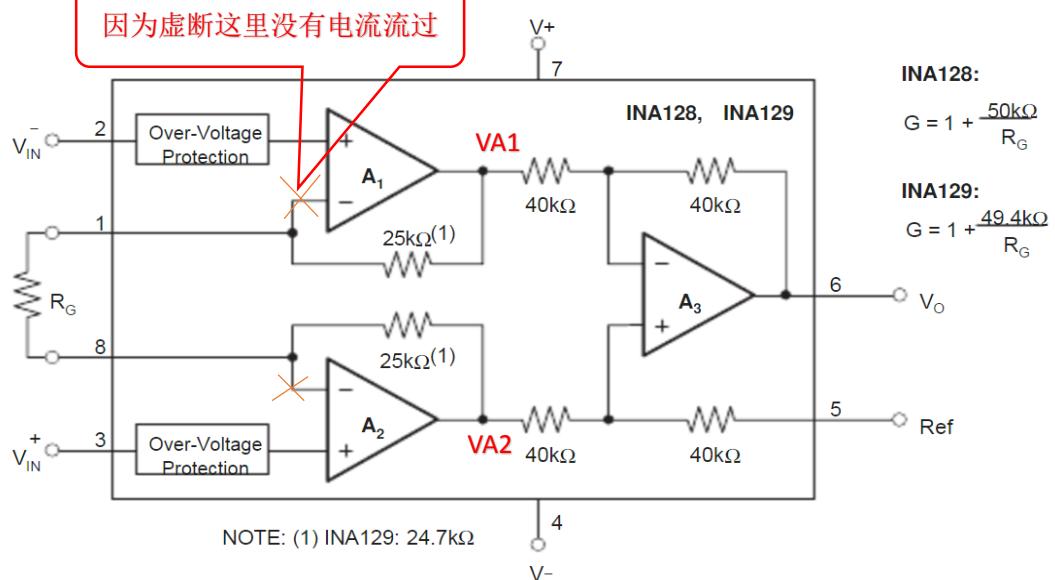


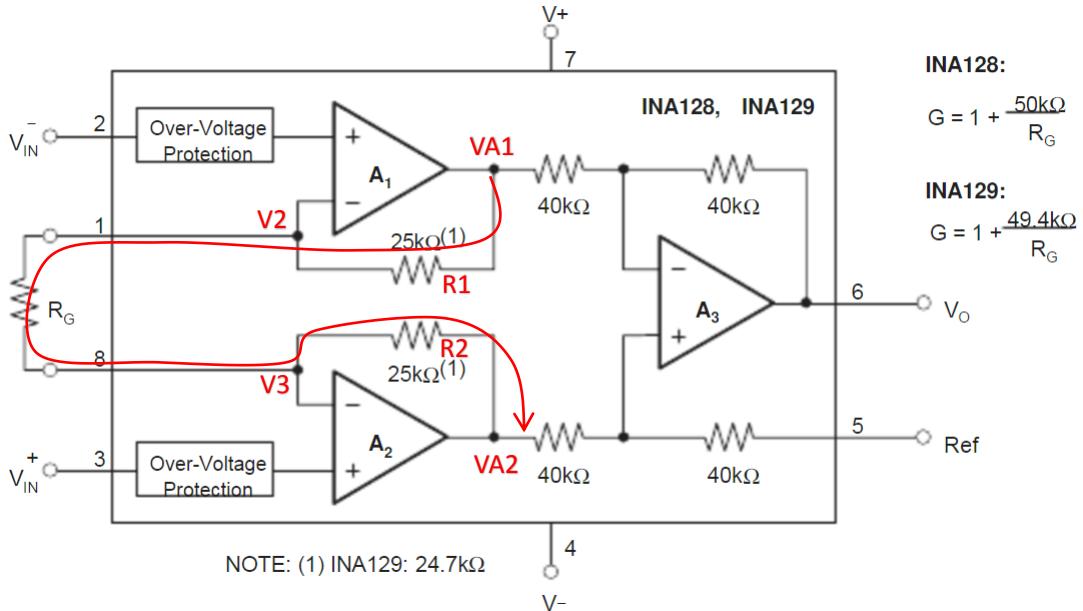
根据虚短 $V_2 = V_{IN-}$ $V_3 = V_{IN+}$

那么 R_G 电阻上的电流就是

$$I = (V_2 - V_3) / R_G$$

因为虚断这里没有电流流过





所以我们就计算 VA1 到 VA2 流过的电流

$$I = (VA1 - VA2) / (R1 + R2 + Rg)$$

我们发现前面 RG 的电流和 VA1 流到 VA2 电流必须一样

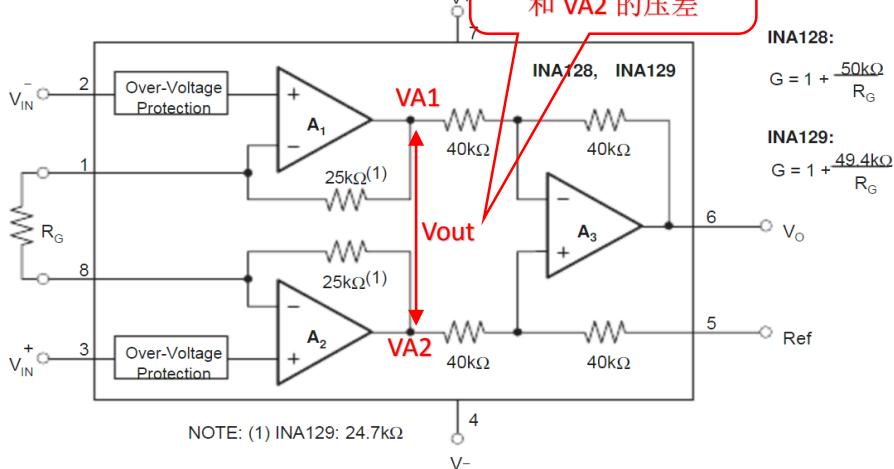
所以令 : $R1 = R2$

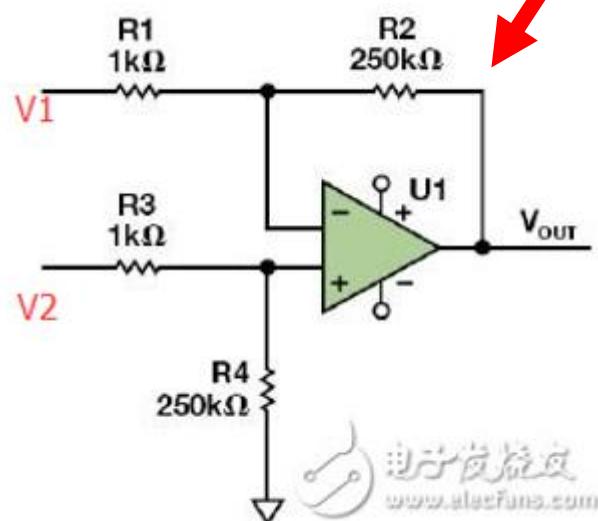
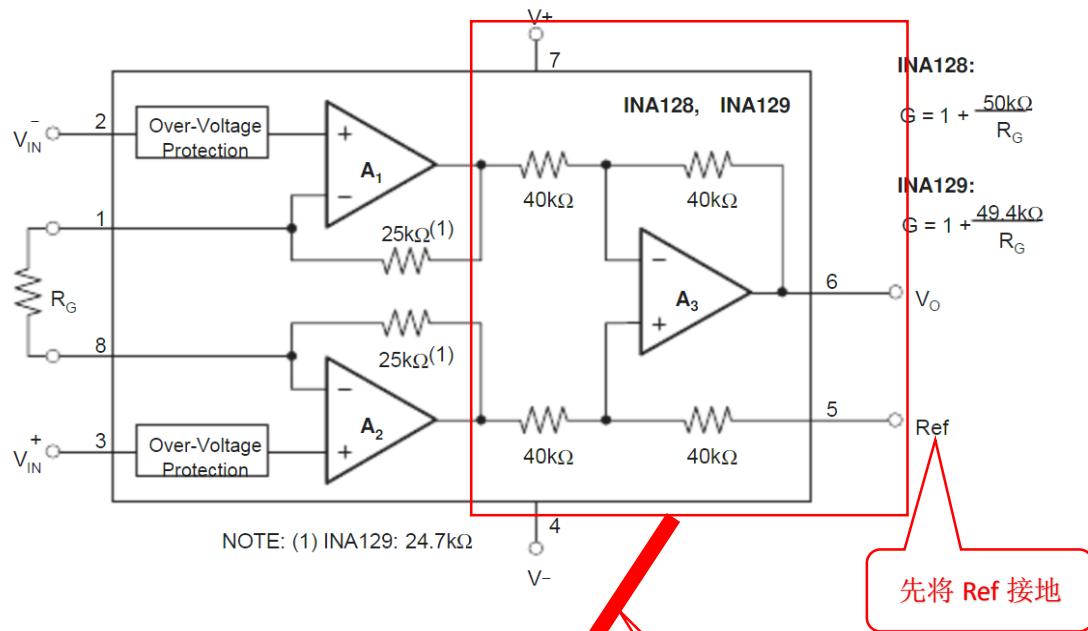
$$(VA1 - VA2) / (R1 + R2 + Rg) = (V2 - V3) / Rg$$

$$\frac{VA1 - VA2}{R1 + R2 + Rg} = \frac{V2 - V3}{Rg}$$

$$V_{out} = VA1 - VA2 = (R1 + R2 + Rg) \times \frac{V2 - V3}{Rg}$$

这个 V_{out} 就是 VA1 和 VA2 的压差

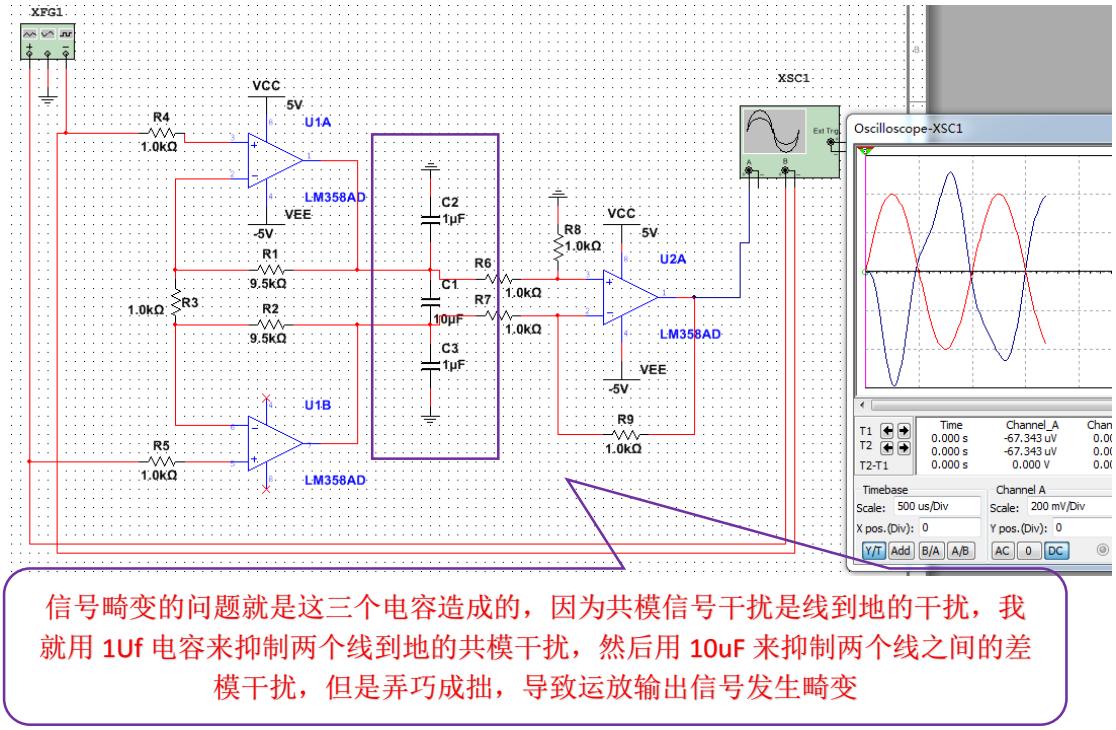
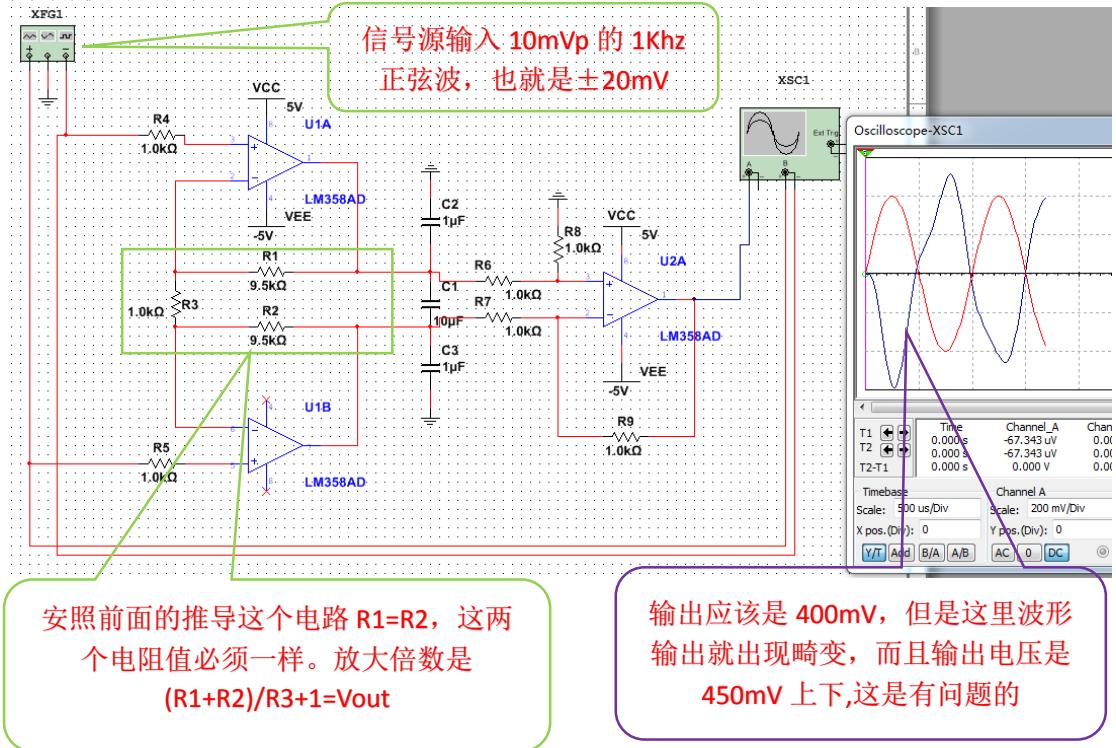




令 $R_1=R_3, R_2=R_4;$

$$V_{OUT} = R_2/R_1 * (V_2 - V_1)$$

自制仪表放大器



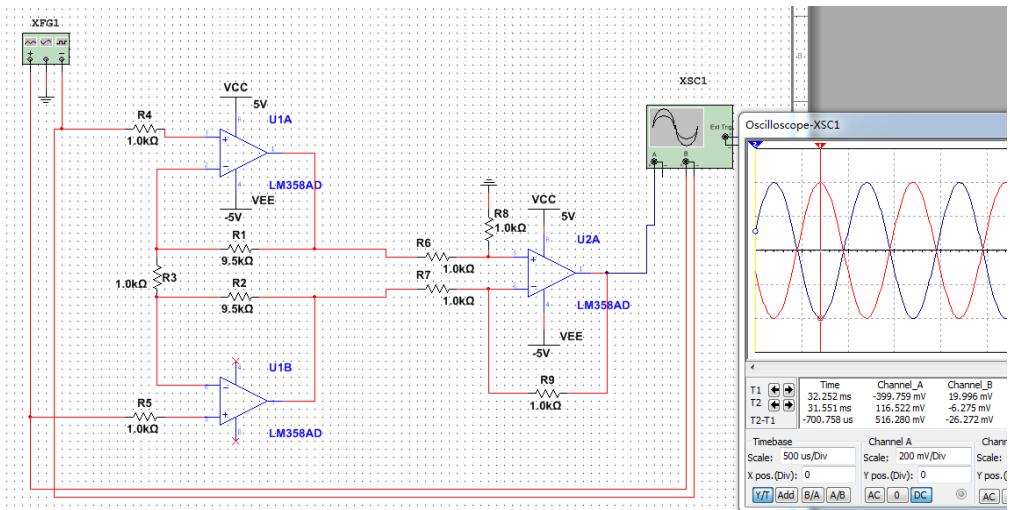
这个问题其实就是运放输出对容性负载的带载能力，我们设计运放除了运放输出电流要关心外，还要关心运放的负载电容带载能力。如果你在运放输出端接容性负载，那么这个负载电容能力你就要关心，如果你在运放输出端不接容性负载，那么这个问题你不用关心。

我们没有在 LM358 的数据手册里面找到运放输出带容性负载的指标

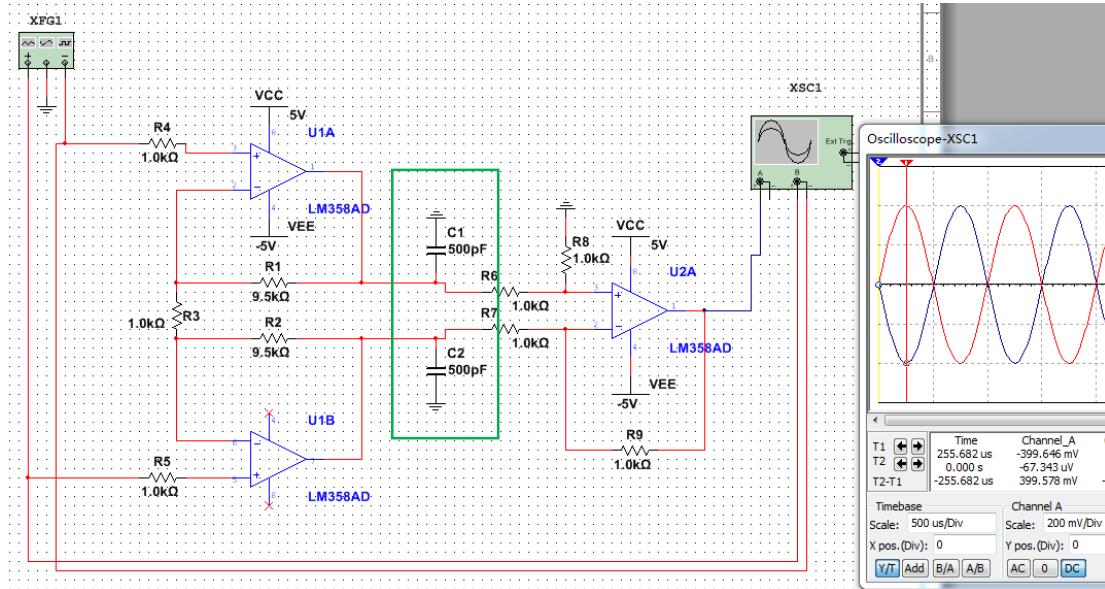
但是我们可以看看 OP2177 的输出负载电容

Outputs are stable with capacitive loads of over 1000 pF

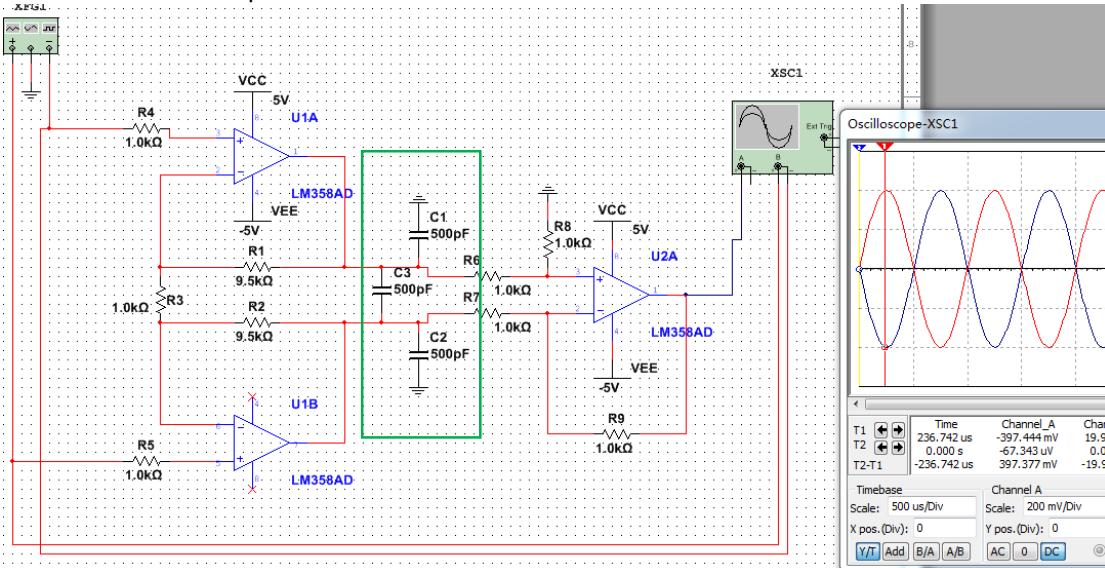
输出电容要在 $1000pF$ 以内



你看我把电容去掉，这样输出波形就对了，输入 20mV 经过 20 倍放大之后输出 400mV



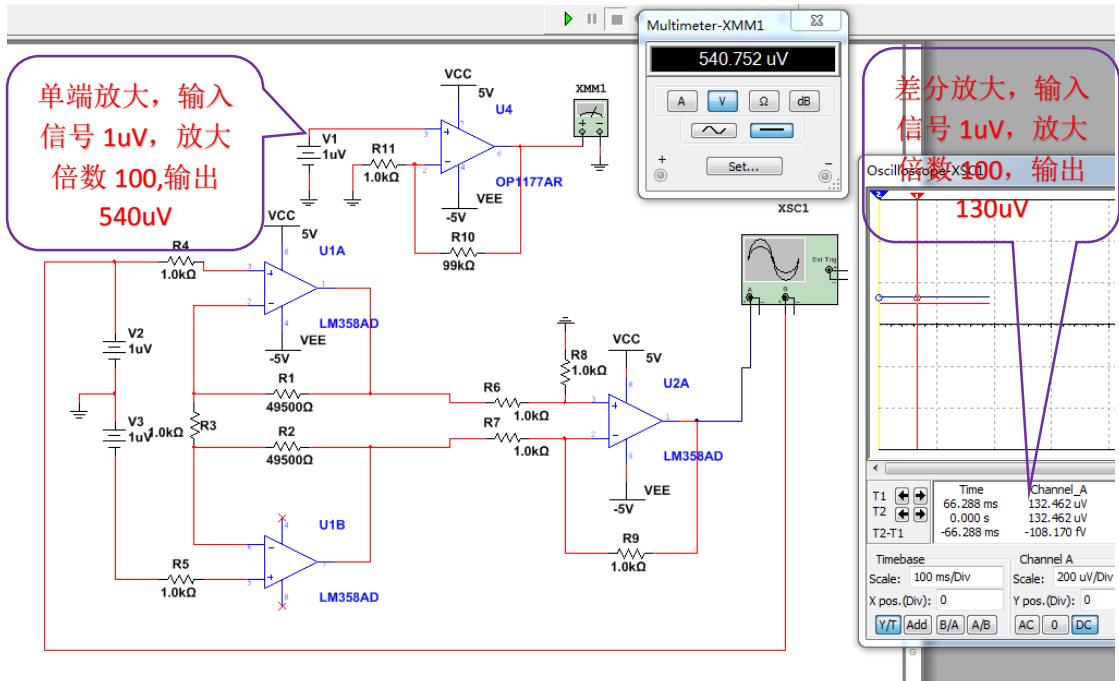
把共模电容改成 500pF 也没有信号畸变问题



把差模电容改成 500pf 也没有问题

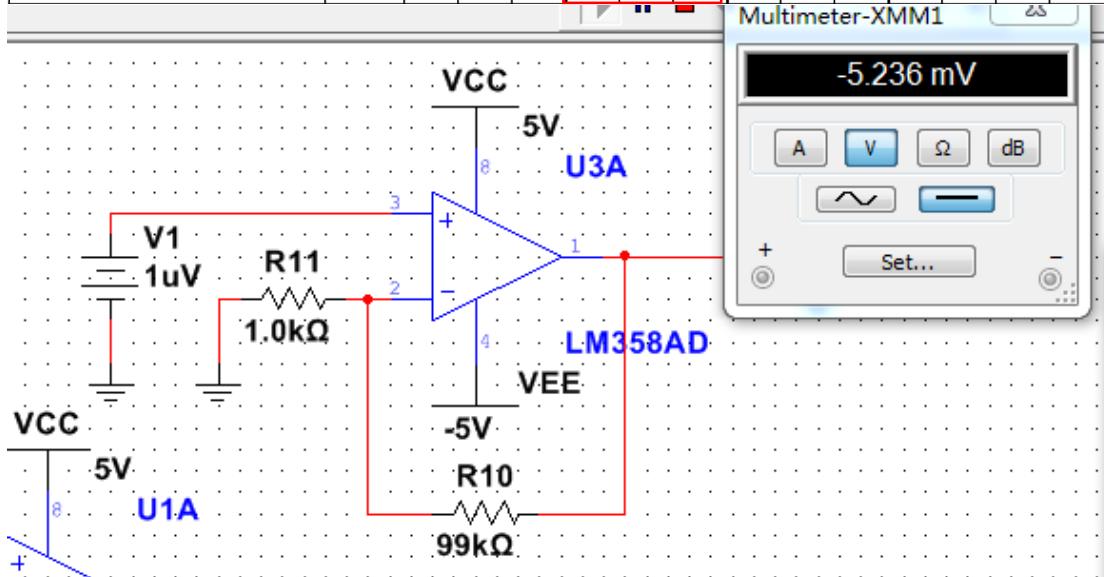
这种电容大小正好满足运放输出负载电容的要求，但是这种大小电容能抑制干扰吗？当然我们只是证明下运放带容性负载的能力，并不是要用这种方法来做干扰抑制

我们来看看单端放大和仪表差分放大对弱信号实际差异



我们发现 LM358 的差分放大还是不太理想，这是因为 LM358 本来失调电压就大

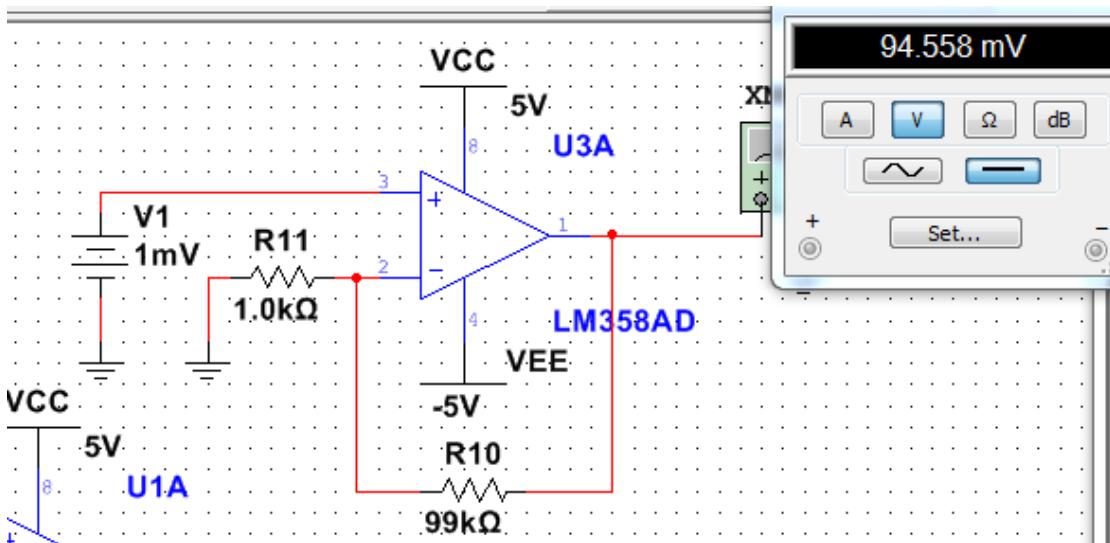
Characteristic	Symbol	LM258			LM358			LM2904			LM2904V			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage $V_{IO} = 5.0 \text{ V to } 30 \text{ V}$ (26 V for LM2904V), $V_{IO} = 0 \text{ V to } V_{CC} - 1.7 \text{ V}$, $V_O \approx 1.4 \text{ V}$, $R_S = 0 \Omega$ $T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_A = T_{high}$ (Note 1) $T_A = T_{low}$ (Note 1)	V_{IO}	—	2.0	5.0	—	2.0	7.0	—	2.0	7.0	—	—	—	mV



LM358 单端放大失调都能达到 mV 级别的，能在仪表放大做到 uV 已经很不错了

Parameter	Symbol	Conditions	Min	Typ ¹	Max	Unit
INPUT CHARACTERISTICS Offset Voltage OP1177	V_{OS}		15	60	μV	

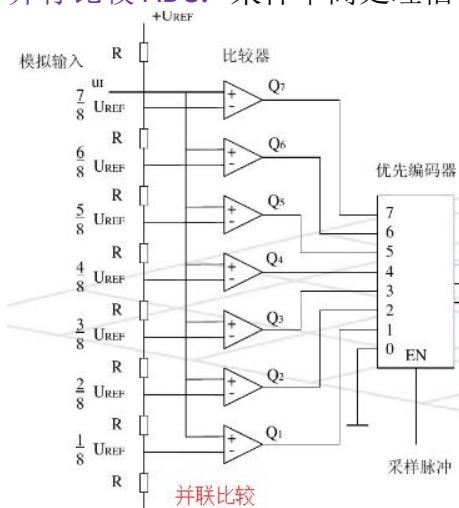
你看 OP1177 的失调电压最大才 60uV，你把上面的仪表放大电路 LM358 运放换成 OP1177，那么弱信号采集就完全一致了



你看我把输入信号改成 1mV, 放大 100 倍, 那么 LM358 输出的 94mV 还是能接受, 所以到底怎么选择运放是根据你要处理信号的输入值大小来确定。

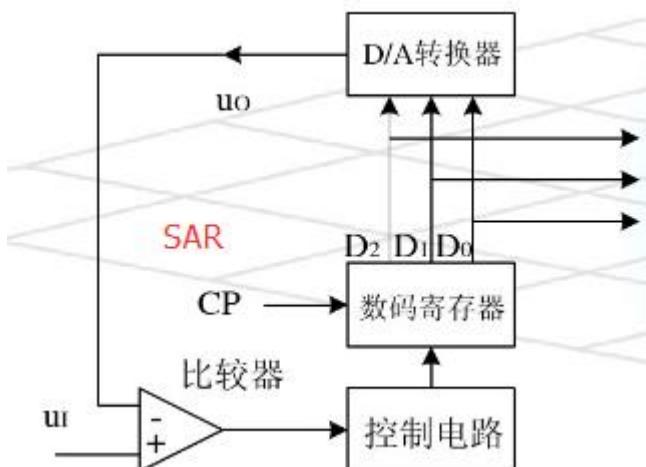
ADC 选型

并行比较 ADC: 采样率高处理信号范围在 Ghz 左右、分辨率做不高、功耗大。

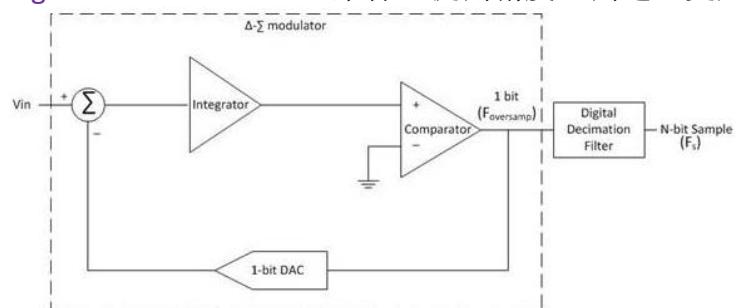


积分型: 电压转化为频率, 转化率低、分辨率高, 功耗、成本低

SAR (逐次逼近) 型 ADC: 需要逐步比较, 所以采样率最不上去, 但精度可以相对较高



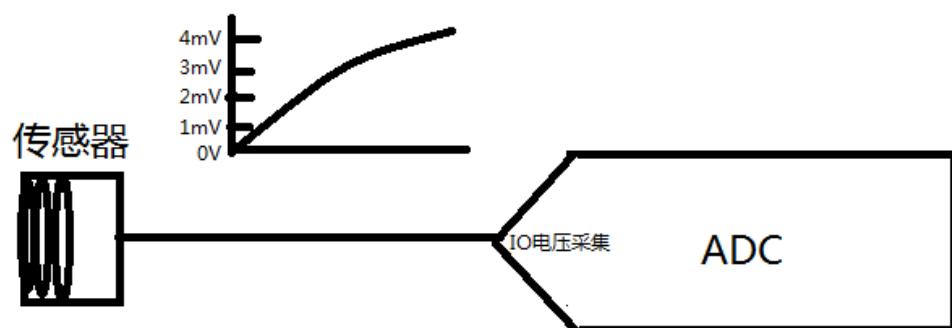
Sigma-Delta 型 ADC: 过采样，提高精度、高速、更好的噪声性能



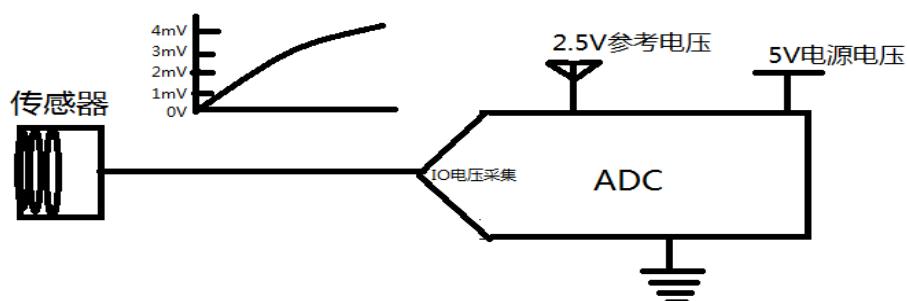
Pipelined ADC: 流水线高速 ADC，这个 ADC 用来采集几个 G 或者几百 M 的高速信号或者射频信号。

ADC 分辨率选择:

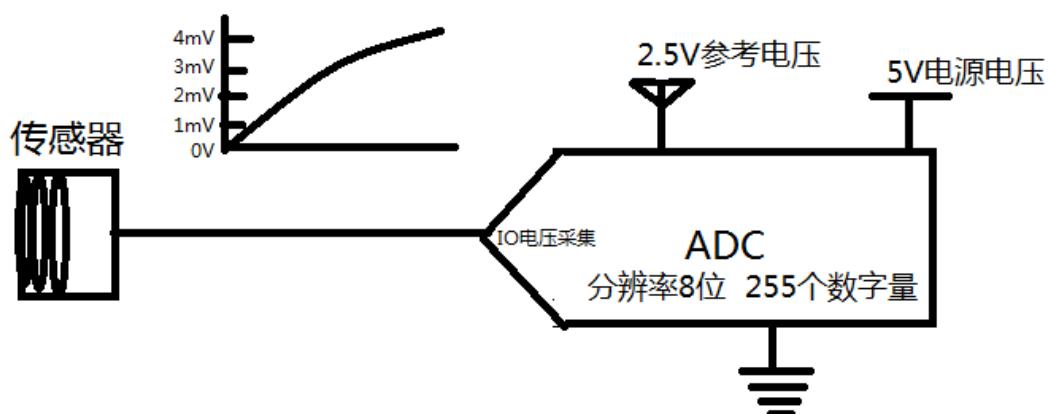
比如 我们要采集一个每变化一次都试加 1mv 的信号，也就是采集 1mV 的信号。



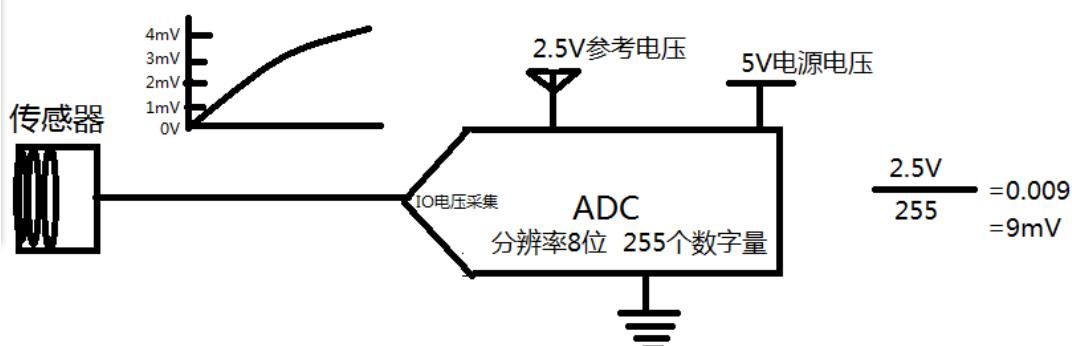
我的 ADC 参考电压是 2.5V



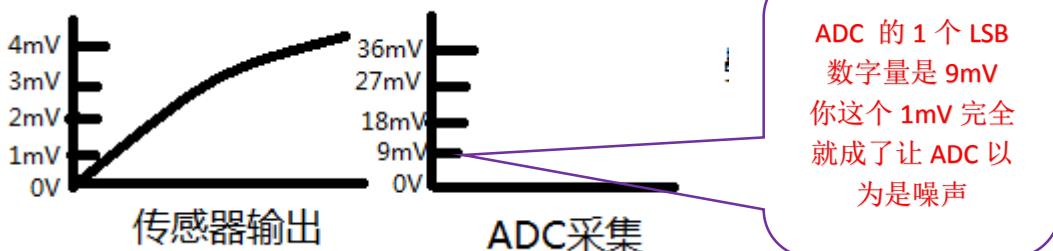
我的 ADC 分辨率是 8 位的，数字量就是 255



参考电压/数字量 = ADC 每一位数字量能识别的电压 那么 $2.5V/255 = 0.009$ 也就是 9mV

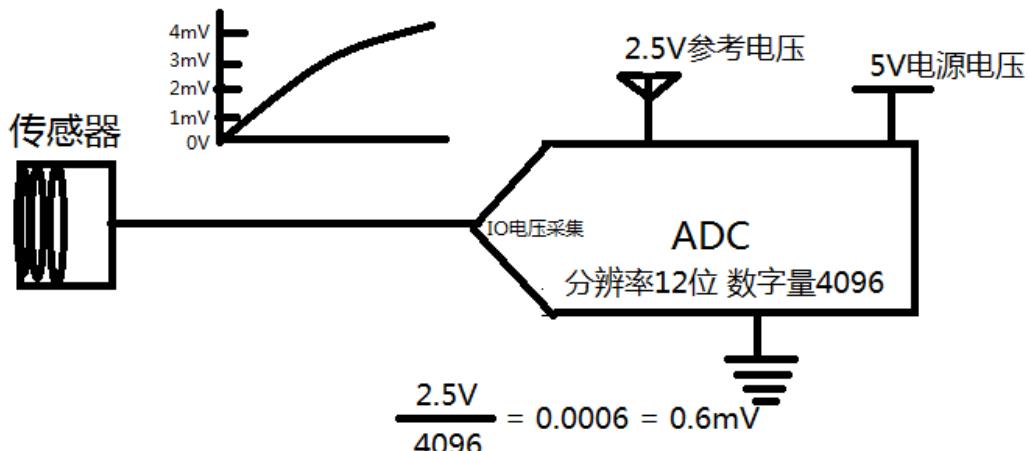


很明显我们要采集 1mV 的电压，你这个 ADC 识别一个最小电压是 9mV，所以根本不行。

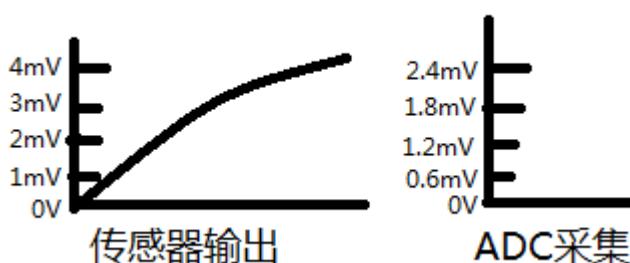


我要必须要求 ADC 识别最小电压为 1mV 以下

我们选择 ADC 分辨率为 12 位数字量是 4096，ADC 参考电压还是 $2.5V/4096=0.0006=0.6mV$



明显 0.6mV 比我们要采集的 1mV 要小，这个 ADC 理论上是可以用的。



但是为什么没有分辨率计算下来为 1mV 的 adc 位数呢？

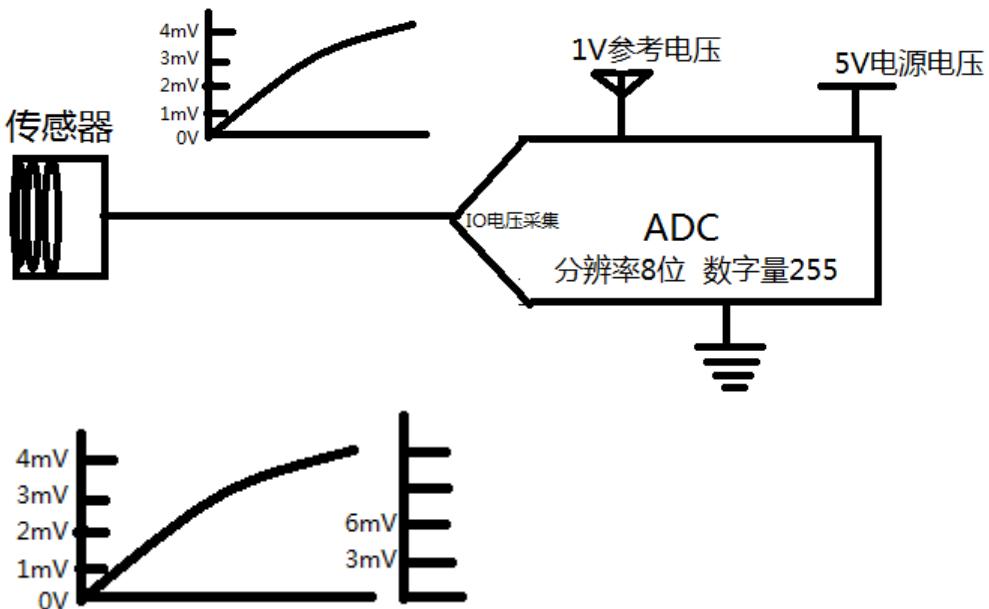
因为这个 0.6mV 差 1mV 为 0.4mV，这个 0.4mV 就是 ADC 量化误差

我们用 16 位的 ADC $2.5V/65536 = 0.00003 = 0.03mV$ ，证明精度越高采集的电压也越细。

像 1mV 的采集信号，如果得到的是 0.6mV 代表一个 LSB，我们可以在软件上将这一个 $LSB+0.4mV$ ，就得到了和 1mV 一一对应的数字量。但是就是软件麻烦，也可以选择高分辨率的 ADC 来解决这个问题。

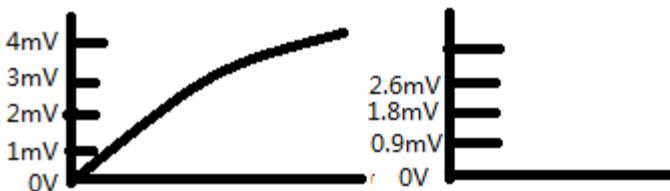
其实我们还可以降低 ADC 的参考电压来解决这个问题。

比如我 ADC 还是 8 位 1V 参考电压，那么 $1V/255=0.003=3mV$, 你看是不是接近了。



我选择 0.5V 参考电压，那么 $0.5/255=0.0019=1.9mV$ ，你看是不是更近了。

我选择 0.25 参考电压，那么 $0.25/255=0.0009=0.9mV$, 你看是不是差不多一样了。



但是这种对参考电压基准源要求很高，那么这个基准源价格就很贵，还不如换一个高分辨率 ADC 来得实惠。

ADC 精度值：

$$\text{ADC 精度值} > \frac{\text{REF(ADC 参考电压)}}{2^n}$$

比如我想选择 8 位 ADC ,2.5V 参考电压，那么 $2.5/255=0.009=9mV$, 那么我买的这个 8 位 ADC 的 LSB 精度必须大于 9mV

采样率：

我们要采集一个 10M 变化速度的信号，我们理论上就要选择 20M 采样率的 ADC，实际要选择 50M 采样率 ADC，根据经验来选取。

接口： 你的 ADC 是 I2C 总线，还是 SPI 总线，还是并行总线，还是其他什么总线的

通道数: ADC 有几个采集模拟信号的通道

信噪比 SNR: $SNR = 6.02 \times N + 1.76$ 单位 dB , N 是 ADC 位数

比如我选择一个 8 位的 ADC, $SNR = 6.02 \times 8 + 1.76 = 49.92$ dB, 你选择的 ADC 的 SNR 要大于 49.92dB

我选择一个 16 位的 ADC, $SNR = 6.02 \times 16 + 1.76 = 98.06$ dB, 你选择的 ADC 的 SNR 要大于 98.06dB

所以我们 ADC 分辨率越高, SNR 要求就越高。

ADC 输入范围:

温度范围:

ADI 官方 ADC 选型列表

The screenshot shows the ADI ADC Selection Wizard interface with several callouts explaining different parameters:

- ADC 位数 (Bits (bits))**: Refers to the number of bits (resolution) selected in the dropdown menu.
- 按最新排序 (Sort by latest)**: Sorts the results by the most recent entries.
- 这是有参考电路 (Has Reference Circuit)**: Indicated by a green icon in the Eval / Ref Circuit column.
- 这是有评估板 (Has Evaluation Board)**: Indicated by a green icon in the Eval / Ref Circuit column.
- ADC 采样率 (Sample Rate (max) (SPS))**: Refers to the maximum sample rate selected in the dropdown menu.
- 一般 - 就是做的很符合该型号 ADC 的要求的, 表示最优我们可以放心选择 (General - means it's very符合 the requirements of the ADC model, indicating the best choice we can trust)**: A note about the general selection rule.
- ADC 采集电压通道数 (Channels)**: Refers to the number of channels selected in the dropdown menu.
- 如果这里有数字, 就要注意了, 这个 ADC 是不是有特殊要求, 我们一般选择 - 杠这种 (If there are numbers, pay attention, this ADC may have special requirements, we usually choose - bar this kind)**: A note about potential special requirements indicated by numbers.
- ADC 类型, 是积分还是逐次逼近还是什么 (Device Architecture)**: Refers to the device architecture selected in the dropdown menu.
- 差分非线性误差 (INL in LSB (typ) (LSBs))**: Refers to the typical INL value in LSB units selected in the dropdown menu.

ADC 信噪比

功耗

差分输入

打杠表示最优

ADC 电压输入范围可以根据前级放大来调整，或者调整 ADC 参考电压，所以这里可以大概选择下

ADC SNR in dBFS (typ) (dBFS)	Vin Range (typ) (V p-p)	Power (typ) (W)	Temp Range	Output Data Format	Input Type	US Price 1000 to 4999 (\$ US)	
>= 45	>= 0.078	>= 21u	52m	QSPI, S...	Differen...	\$14.65	
<= 112	<= 40	<= 711	8m	QSPI, S...	Differen...	\$6.90	
			7.5m	-40 to 1...	Differen...	\$6.59	
			150μ	-40 to 1...	I²C, Serial	Differen...	\$1.18
			150μ	-40 to 1...	I²C, Serial	Diff-Bip,...	\$0.98
			28m	-40 to 1...	Serial	Differen...	\$5.56
			2.1m	-40 to 1...	Serial	Differen...	\$4.33

我们做电子秤。电子秤采集速度慢，要求精度高，因为是 uV 级别的电压所以我选择信噪比高的，分辨率高的 ADC

产品型号	Eval / Ref Circuit	Bits (bits)	Sample Rate (max) (SPS)	Channels	Device Architecture	INL in LSB (typ) (LSBs)	Vin Range (typ) (V p-p)
	Evalu.	16	>= 16.6	(Sele...)	(Select ...)	>= 0.04	>= 0.078
	Refer.	18		1	Flash		
		20		2	Pipelined		
		22		3	SAR		
		24		4	Sigma-Delta		
		32		5	Sigma-Delta		
		(B...)	<= 500k	6	(Blanks)	<= 35	<= 40
AD7191		24	120	3	Sigma-Delta	-	10
AD7799		24	470	3	Sigma-Delta	-	5
AD7793		24	470	3	Sigma-Delta	-	10.5
AD7731		24	6.4k	3	Sigma-Delta	-	2.56
AD7713		-	205	3	Sigma-Delta	-	20

ADC SNR in dBFS (typ) (dBFS)	Power (typ) (W)	Temp Range	Output Data Format	Input Type	US Price 1000 to 4999 (\$ US)	Vref Source	Package
= 45	= 21u	= (S.. 0 L.. -2 .. 4... -4 ... 4... -4 ...)	= (Se... Byte C.M. PC PS DI.. PS... JE.. JF.. SI...)	= (S.. 0 L.. -2 .. 4... -4 ... 4... -4 ...)	>= 0.98	= (Sel... External Int/Ext Internal (Blank)	= (Select All) 28 Id PDIP (600mil) 10 Id LFCSP (2x3mm w/0.9x2.44mmEP) 10 Id LFCSP (3x3mm) 10 Id MSOP 100 Id TQFP w/ 9.5mm exposed pad 100 Id TOFP-EDP w/ 6.5mm exposed pad
<= 112	<= 711				<= 1326		
-	22.5m	-40 to 1...	Serial	Differen...	\$3.91	External	24 Id TSSOP
-	2.5m	-40 to 1...	Serial	Differen...	\$4.53	External	16 Id TSSOP
-	2.5m	-40 to 1...	Serial	Differen...	\$5.31	External...	16 Id TSSOP
-	67.5m	-40 to 1...	Serial	Differen...	\$11.31	External	24 Id PDIP, 24 Id SOIC - Wide, 24 Id TSSOP
-	5.5m	-40 to 8...	Serial	Differen...	\$27.40	External...	24 Id PDIP, 24 Id SOIC - Wide

选择的 AD7799

下面我们去 TI 官网选择一下

Part Number	Resolution (Bits)	# Input Channels	Sample Rate (Max) (MSPS)	Sample Rate (max) (SPS)	Multi-Channel Configuration	Input Range (Min) (Max) (V)	Input Range (Max) (V)	Interface	Features	Analog Voltage AVDD (Min) (Max) (V)	Analog Voltage AVDD (Max) (V)	Architecture	Rating	Operating Temperature Range (C)	Package Group	Package Size: mm2 W x L (PKG)	Approx. Price (USS)	INL (Max) (+/- LSB)	SNR (dB)	SNR (dB)
ADS1254-EP - 增强型产品 24 位 20kHz 低功耗模数转换器 - Hi- Rel	24	4	0.02	20000	Multiplexed	0	5.25	SPI	4.75	5.25	Delta-Sigma	HiRel Enhanced Product	-55 to 115	SSOP	52 mm ² : 6 x 8.05(SSOP)	15.74 252	1ku			
ADS1220 - 具有 I2C 接口的超小 尺寸、低功耗、低噪声、多通道 模数转换器 - Hi-Rel	24	4	0.002	2000	Multiplexed	-2.85, 2.85	2.85	SPI	50/60 Hz	2.3	5.5	Delta-	Catalog	-40 to 125	TSSOP	32 mm ² : 6.4 x 5(TSSOP)	3.95 251.7			

大部分都一样，我们主要关注下差分非线性误差，和 SNR



我们选用 ADI 的 AD7799 来进行解读

RMS noise:

27 nV at 4.17 Hz (AD7799)

65 nV at 16.7 Hz (AD7799)

40 nV at 4.17 Hz (AD7798)

85 nV at 16.7 Hz (AD7798)

看到没有根据 AD7799
数据手册，采样率越
高 AD 转换器本身噪
声就越大，但是噪声
都是 nV 级别的，这个
指标就是一个衡量
ADC 性能的参数

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM

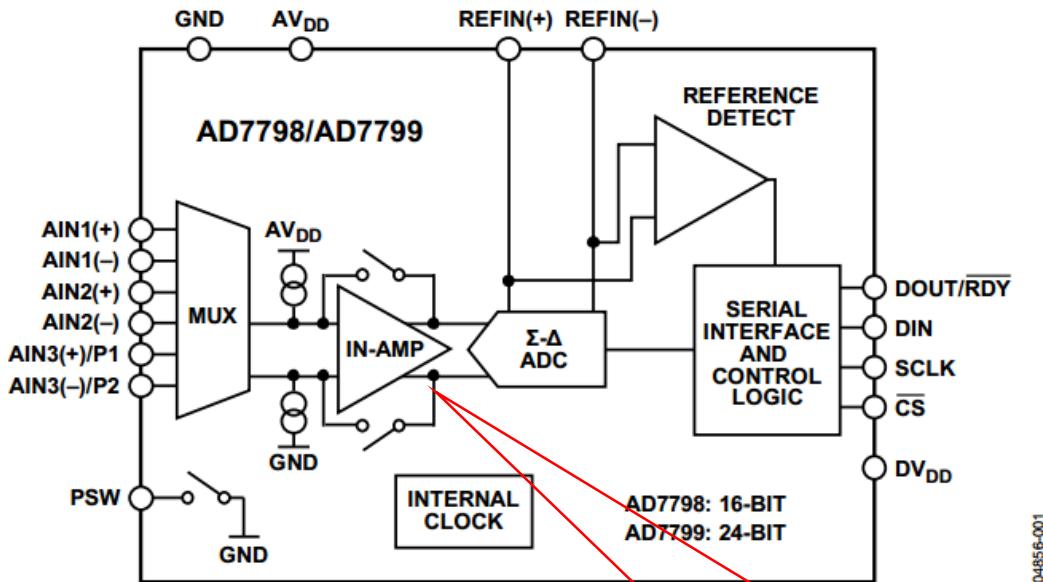


Figure 1. 我们可以选择把输入信号直接给 ADC 采集，或者经过 IN-AMP 放大信号后给 ADC 采集

04856-001

Current: 380 μ A typical

这就是 ADC 的静态电流，电池设备要关注

Update rate: 4.17 Hz to 470 Hz

这就是 ADC 可以采样的传感器速率

AD7799 可以采集 4.71Hz ~ 470Hz 频率范围内的信号，我们重力传感器输出也不过就几个 Hz，所以这个频率在 ADC 采样率范围内，所以 AD7799 采集重力传感器是没有问题的。

Simultaneous 50 Hz/60 Hz rejection

这个是抑制电源 50/60Hz

的干扰，这个干扰来自国家电网，你的设备插在家里面的插头上，这个 50/60Hz 的干扰电压就会耦合到你的设备上的电源地，然后信号传输是用电源地做参考的，那么电源地的 50/60Hz 干扰就会进入信号线(这个干扰也就是我们前面说的共模干扰)，这样有用信号和地的共模信号就会一起发送给 ADC 采集。所以用差分信号传输可以解决这个问题，如果不差分信号传输，那么就要要求 AD 转换器具备 50Hz/60Hz 的干扰抑制能力。

SPECIFICATIONS

$AV_{DD} = 2.7 \text{ V to } 5.25 \text{ V}$; $DV_{DD} = 2.7 \text{ V to } 5.25 \text{ V}$; $GND = 0 \text{ V}$; $REFIN(+)=AV_{DD}$; $REFIN(-)=0 \text{ V}$. All specifications T_{MIN} to T_{MAX} otherwise noted.

Table 1.

Parameter	AD7798B/AD7799B ¹	Unit	Test Conditions/Comments
ADC CHANNEL			
Output Update Rate	4.17 – 470	Hz nom	
No Missing Codes ²	24	Bits min	AD7799: $f_{ADC} < 242 \text{ Hz}$
	16	Bits min	AD7798
Resolution			See Table 5 to Table 8
Output Noise and Update Rates			See Table 5 to Table 8
Integral Nonlinearity	± 15	ppm of FSR max	

这个 Integral Nonlinearity 积分非线性误差比较重要
我们下面来计算下 LSB，从而了解积分非线性误差

比如有个 12 位的 ADC，基准参考电压是 $V_{ref} = 2.5V$

$$1LSB = V_{ref}/ADC \text{ 分辨率} = 2.5V/4096 = 0.0006V = 0.6mV$$

这个 1LSB 就是 ADC 的一个数字量，我们这个 12 位的 ADC 有 4096 个数字量。

$$1LSB = 0.6mV$$

所以我们这里的 ADC 精度就是 1 个 LSB = 0.0006V

我们采集一个 1V 的信号那么实际 ADC 测量出来的信号就是 $1V \pm 0.0006V = 0.9994\sim1.0006V$

意思就是我 ADC 采集的 $0.9994\sim1.0006V$ 都属于 1LSB，如果是采集重力传感器每克变化 1mV 的信号， $1.0006-0.9994=0.0012V$ ，这个 $0.12mV$ 还不算太差

如果我们 12 位 ADC 精度是 5LSB，因为参考电压/ADC 分辨率 = LSB 是 0.0006V

那么 5LSB 就是 $5*0.0006V = 0.003V$ ，那么我们采集的 1V 信号就是 $1V \pm 0.003V = 0.997\sim1.003V$

如果采集重力传感器每克变化 1mV 的信号。 $1.003V-0.997=0.006V$ ，如果是 1LSB 那么这个 $6mV$ 就差太多了，但是这里是 5LSB，所以 $6mV$ 感觉还是差了一个 mV。所以我建议选取上面 $0.12mV$ 的 ADC。

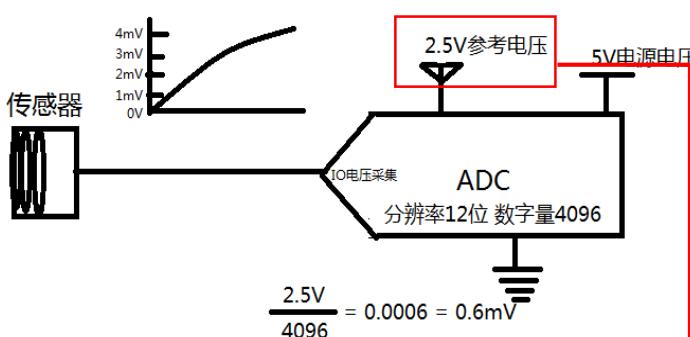
所以这里的 ADC 精度 1LSB，或者 5LSB 都是积分非线性误差最大值

Integral Nonlinearity	± 15	ppm of FSR max
Offset Error ³	± 1	$\mu V \text{ typ}$
Offset Error Drift vs. Temperature ⁴	± 10	$nV/\text{^\circ C typ}$

这两个就是温度误差

Differential Input Voltage Ranges	$\pm V_{REF}/\text{gain}$	V_{nom}	$V_{REF} = \text{REFIN}(+) - \text{REFIN}(-)$, gain = 1 to 128
这个 AD 转换器差分电压输入范围跟增益有关，而不是固定电压范围，根据增益来确定电压			
Normal Mode Rejection ²			
@ 50 Hz, 60 Hz	65	dB min	80 dB typ, 50 ± 1 Hz, 60 ± 1 Hz ($FS[3:0] = 1010$) ⁶
@ 50 Hz	80	dB min	90 dB typ, 50 ± 1 Hz ($FS[3:0] = 1001$) ⁶
@ 60 Hz	90	dB min	100 dB typ, 60 ± 1 Hz ($FS[3:0] = 1000$) ⁶
Common-Mode Rejection			
@ DC	100	dB min	$A_{IN} = 1 V/gain$, gain ≥ 4
@ 50 Hz, 60 Hz	100	dB min	50 ± 1 Hz, 60 ± 1 Hz ($FS[3:0] = 1010$) ⁶
@ 50 Hz, 60 Hz ²	100	dB min	50 ± 1 Hz ($FS[3:0] = 1001$ ⁶), 60 ± 1 Hz ($FS[3:0] = 1000$) ⁶

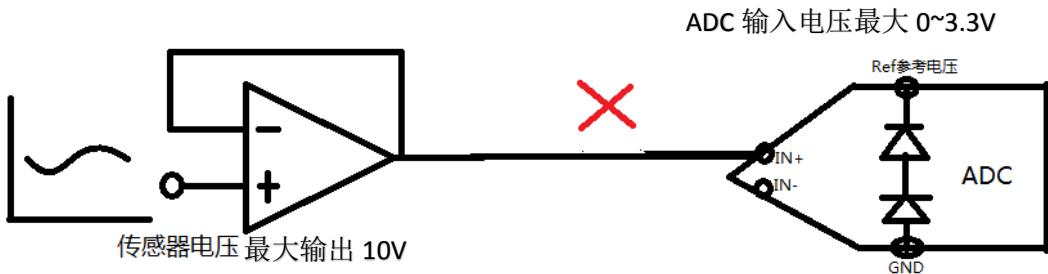
这个是工频电压噪声的抑制能力，就是国家电网干扰的 50/60HZ 噪声电压的抑制



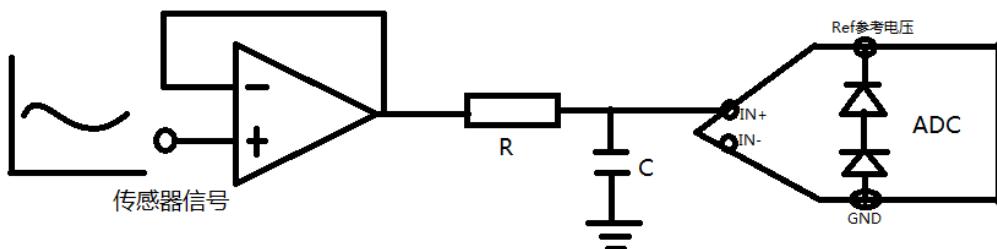
Parameter	AD7798B/AD7799B ¹	Unit	Test Conditions/Comments
REFERENCE			
External REFIN Voltage	2.5	V_{nom}	$\text{REFIN} = \text{REFIN}(+) - \text{REFIN}(-)$
Reference Voltage Range ²	0.1 AV_{DD}	V_{min} V_{max}	When $V_{REF} = AV_{DD}$, the differential input must be limited to $(0.9 \times V_{REF}/\text{gain})$ if the in-amp is active.

这就是 ADC 可以加载的参考电压范围。

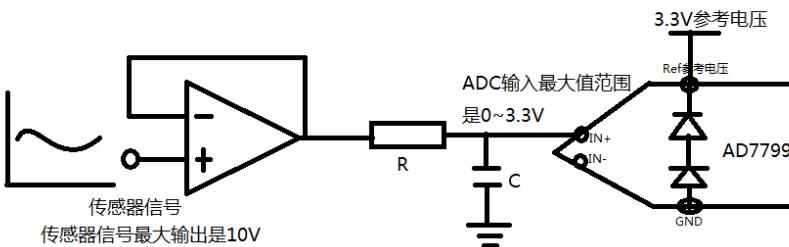
ADC 输入电路设计



有些时候传感器的输出不能直接接在 ADC 的输入端，如果传感器出现大的脉冲电流就会把 ADC 的输入引脚烧毁



所以我们一般要加限流电阻来限流，以免 ADC 输入端被烧毁，这个电阻取值多大呢？



$$R > \frac{\text{传感器信号输出最大电压} - \text{ADC最大参考电压}}{\text{ADC输入电流}}$$

$$R > \frac{10V - 3.3V}{10mA} = \text{ADC模拟输入电流}$$

$$R > 670\Omega$$

现在这个R只要大于670

欧姆就有限流功能

但是这个R是不是可以取很大，比如100K行吗？当然不行，因为这个电阻还和ADC的采集电压的精度有关
那我们这个电阻最大取值多大呢？

比如我的ADC输入漏电流是1nA，我取个100K的电阻，那么R上就会产生1V的压降，这时候传感器输出个3V的信号，实际经过导线上的电阻R限流，因为R有1V的压降3V-1V=2V，那么我ADC输入引脚只识别到2V电压
你觉得这科学不科学，3V电压当做2V来采集？

AIN/Digital Input Current

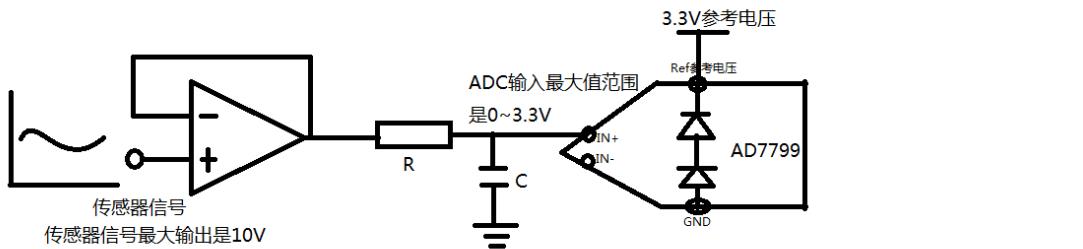
10 mA

这是 AD7799 的输入电流

我们要计算 R 电阻能取的最大值，这个和 ADC 的 LSB 精度和漏电流有关

Analog Input Current			
Buffered Mode or In-Amp Active			
Average Input Current ²	±1	nA max	Gain = 1 or 2, update rate < 100 Hz
	±250	pA max	Gain = 4 to 128, update rate < 100 Hz
	±1	nA max	AIN3(+)/AIN3(-), update rate < 100 Hz

AD7799 的漏电流在放大倍数为 1 or 2 时漏电流为 1nA，放大倍数为 4 to 128 时漏电流为 250pA



$$R > \frac{\text{传感器信号输出最大电压} - \text{ADC最大参考电压}}{\text{ADC输入电流}}$$

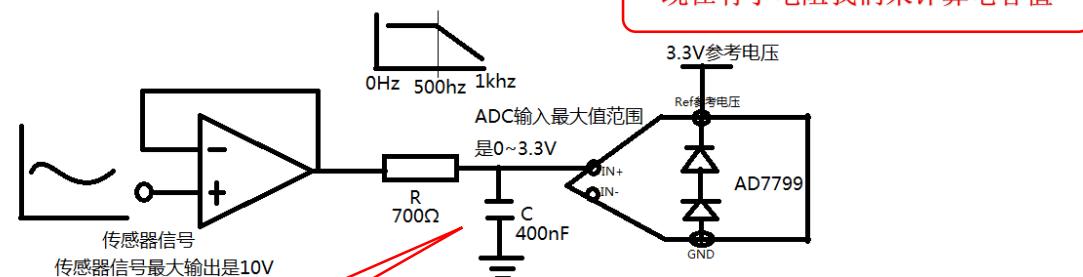
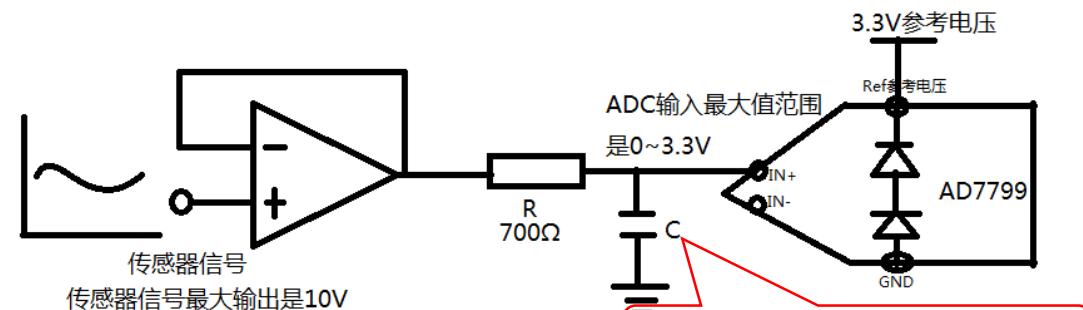
$$R > \frac{10V - 3.3V}{10mA} = \text{ADC模拟输入电流} \quad R > 670\Omega$$

$$R < \frac{V_{ref}}{\frac{LSB(\text{ADC分辨率})}{\text{ADC漏电流}}} = \frac{4LSB * (3.3V/2^4)}{1nA} = 786\Omega \quad \text{所以} R < 786\Omega$$

LSB取多少呢？比如我ADC分辨率24位， $V_{ref}=3.3V$ 那么1个LSB= $3.3/2^{24}$ =
0.0000001V，如果我的传感器信号是按照1uV变化一次，那么我取4LSB=
0.0000001*4=0.0000004V，也能满足采集传感器信号需求。

如果我的传感器输出是100nV变化一次那么我就只有取1LSB=0.0000001*1=
0.0000001V=100nV，我们称重传感器是按照1uV一次来跳，所以我取4LSB

所以电阻 R 取值在 $670\Omega \sim 786\Omega$ 之间，我取 700Ω



$$R > \frac{\text{传感器信号输出最大电压} - \text{ADC最大参考电压}}{\text{ADC输入电流}}$$

$$R > \frac{10V - 3.3V}{10mA} = \text{ADC模拟输入电流} \quad R > 670\Omega$$

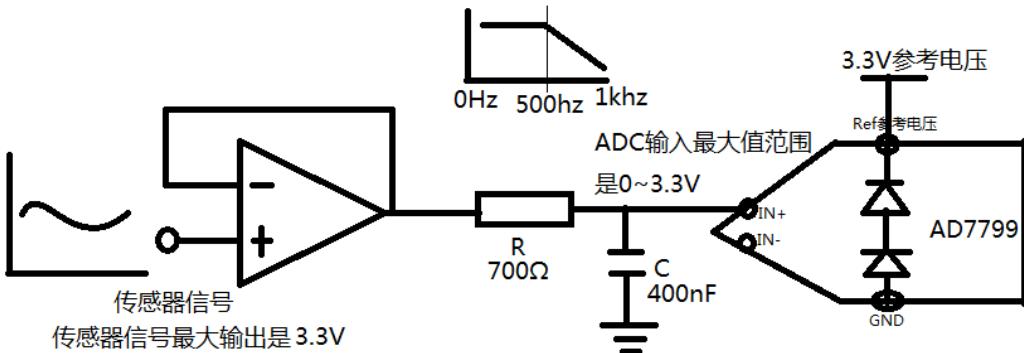
$$R < \frac{V_{ref}}{\frac{LSB(\text{ADC分辨率})}{\text{ADC漏电流}}} = \frac{4LSB * (3.3V/2^4)}{1nA} = 786\Omega \quad \text{所以} R < 786\Omega \text{ 电阻取 } 700 \text{ 欧}$$

重力传感器变化频率一般在
500hz以下，所以F=500

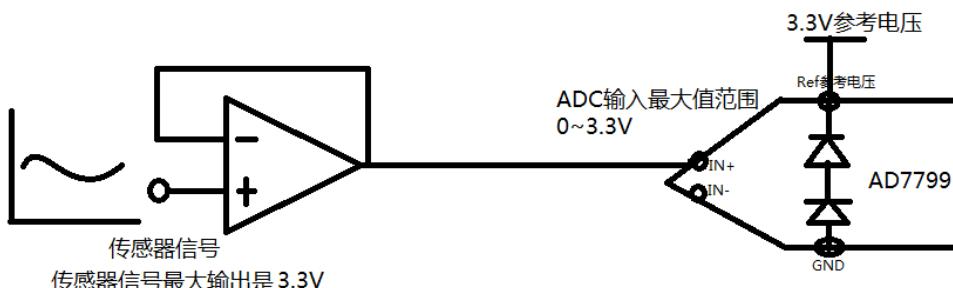
$$F = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{500} = 2\pi RC$$

$$C = \frac{1/500}{2\pi R} = \frac{0.002}{6.28 \times 700\Omega} = 0.0000004F = 400nF$$

$$C = 400nF$$



如果传感器输出最大值是 3.3V，那么就不用加 RC 限流和滤波了。



所以 ADC 输入限流滤波电路根据实际情况选择加与不加

ESD 保护选择(静电防护)

静电产生分接触放电，和空气放电



人手接触到手机
玻璃板等等，积
累了 8KV 电压才
会参数静电放电

接触放电：



虽然两个设备隔了一段距离，但是
距离在 3~5mm 的情况下，积
累了 15KV 就会产生静电放电，
隔空烧毁设备。但是如果相差 1
米~100 米就不可能有相互影响

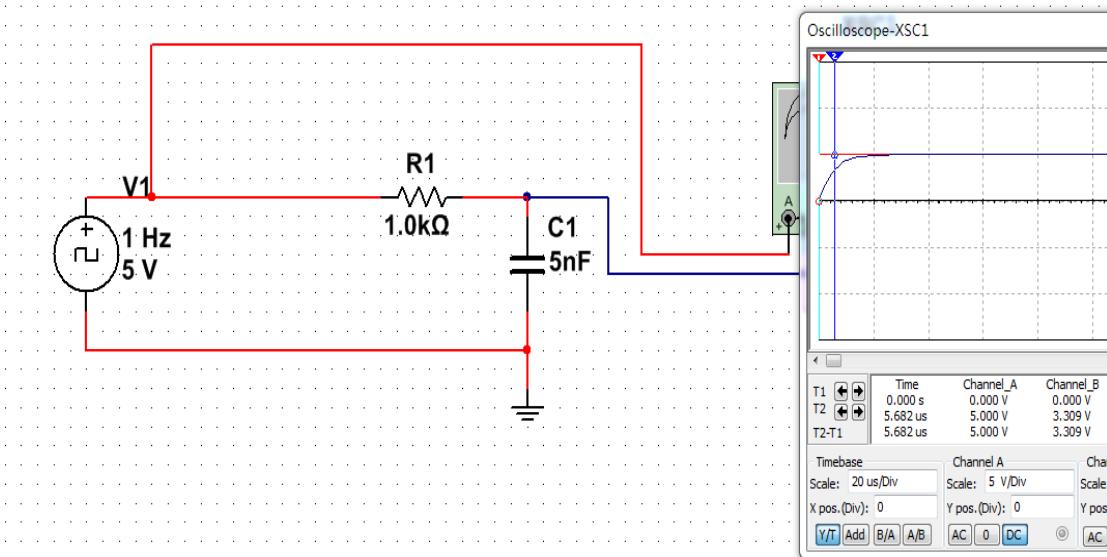
空气放电

一般防护措施就是加防护管：

比如加 TVS 管，这个 TVS 管价格贵，器件大，效果好。

或者加 ESD 电容，电容取值 4.7nF/100V。这个电容值没有绝对的范围，都是随便加个电容，然后打 ESD，看最后实验结果是不是符合要求，所以这个电容值是试错试出来的。

电容延时电路



电阻 $R1=1K$, 电容 $C1=5nf$

根据公式 $t=R*C$, 得到 5 微妙的延时时间,
但是这个延时时间不是冲到 5V 而是按电压的 60% 来计算的, 所以只
充电到 3.3V

当 $t= RC$ 时, 电容电压 = $0.63E$;

当 $t= 2RC$ 时, 电容电压 = $0.86E$;

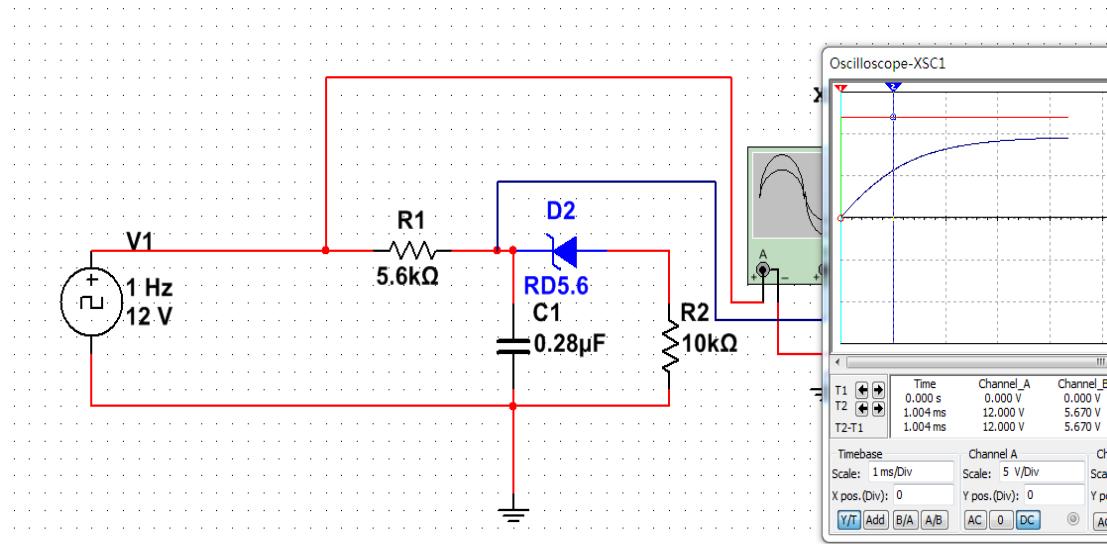
当 $t= 3RC$ 时, 电容电压 = $0.95E$;

当 $t= 4RC$ 时, 电容电压 = $0.98E$;

当 $t= 5RC$ 时, 电容电压 = $0.99E$;

要想充到 5V, 需要 25us 时间。

所以要精确计算每秒钟电容上面充了多少电压, 必须用下面这个公式



电容每时每刻的电压精确计算方法

充电可用下式表示：

$$u_c = E \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}} \right)$$

U_c 表示电容这个时间段的电压，

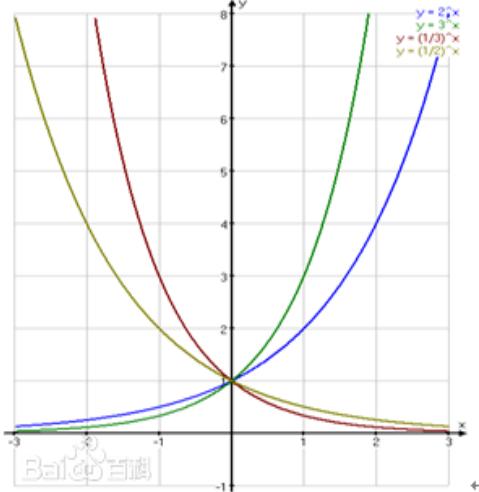
E 是电源电压，这里为 12V

-t 表示要延时的时间

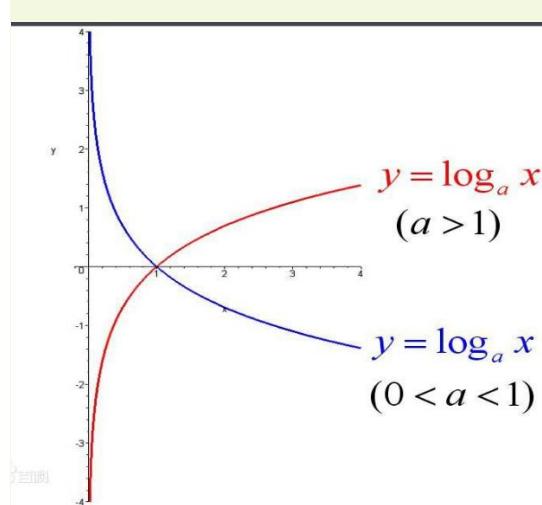
RC 为电阻电容的值

e 为指数公式

为了清楚的计算电容上电压每个时间段的值这里用指数和对数进行推到



指数曲线

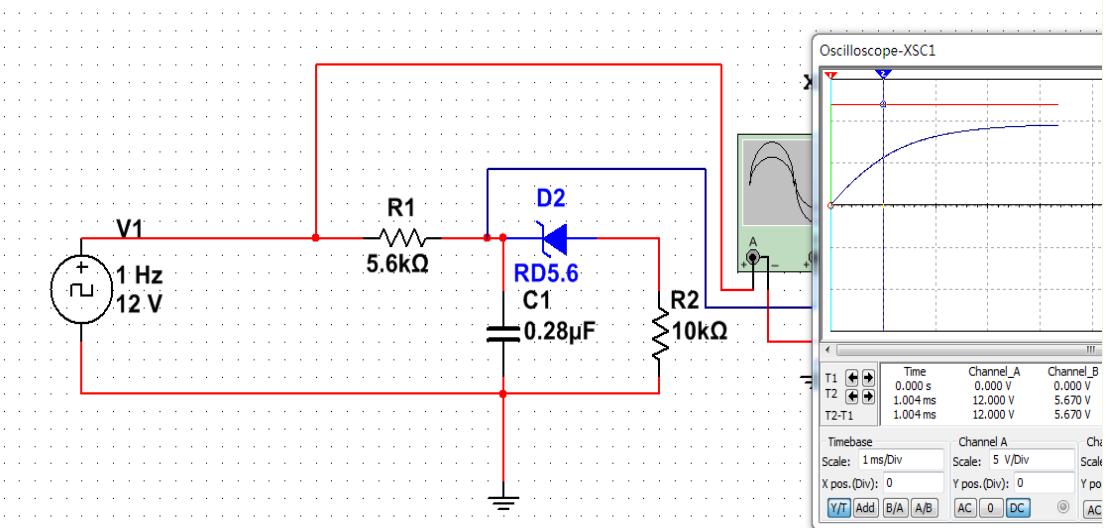


对数曲线

$$\log_a N = b \Leftrightarrow a^b = N$$

对数指数转换公式

根据以上公式我们就知道了怎么计算



我要求电容上的电压充到 5.6V 用 1ms 的时间，那么按照如下公式

充电可用下式表示：

$$u_c = E \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}} \right)$$

$U_c = 5.6V$

$E = 12V$

$-t = 1ms = 0.001s$

$$\left(1 - e^{\left(\frac{-t}{RC}\right)}\right) = 5.6/12 = 0.466$$

$$e^{\left(\frac{-t}{RC}\right)} = 1 - 0.466 = 0.534$$

$$e^{(x)} = 0.534 \text{ 转换成对数 } \log_e 0.534 = x$$

我们知道用对数求指数的幂未知数用脑子是算不出来的，所以我们要用计算器来算

$$\log_e 0.534 = \ln 0.534$$

我们打开 windows 计算器，输入 0.534 然后按 ln



得到了 $X = -0.627$

$$e^{(0.627)} = 0.534$$

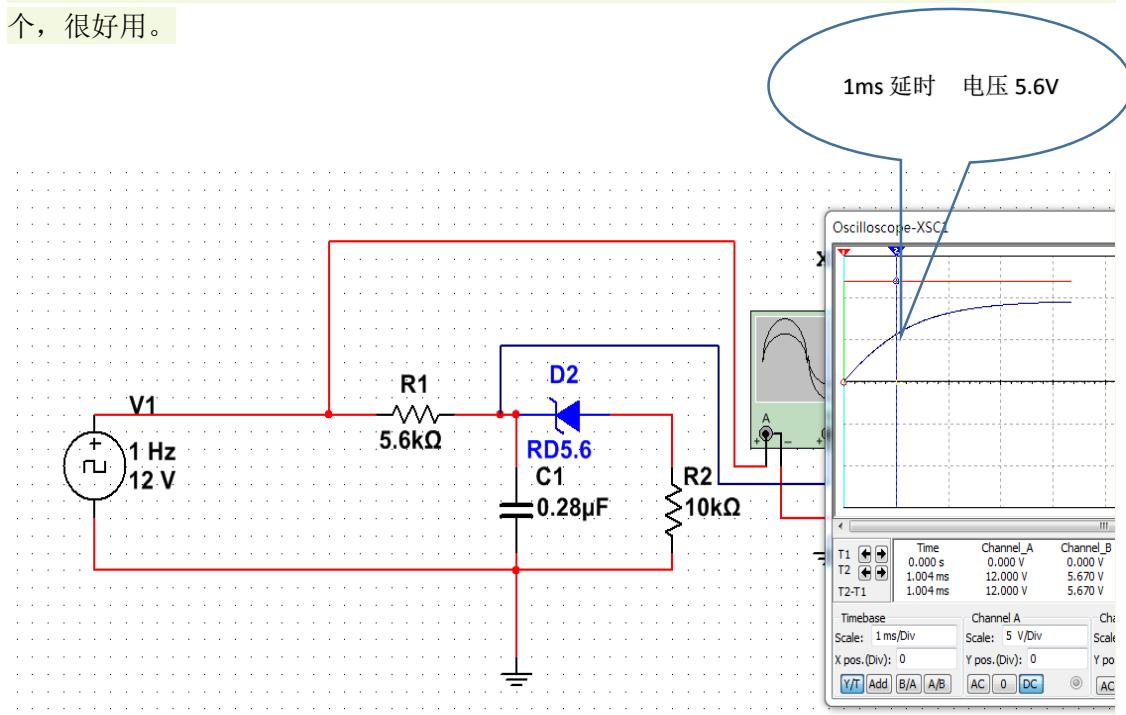
-t=0.001 这是电容到5.6V

的延时时间

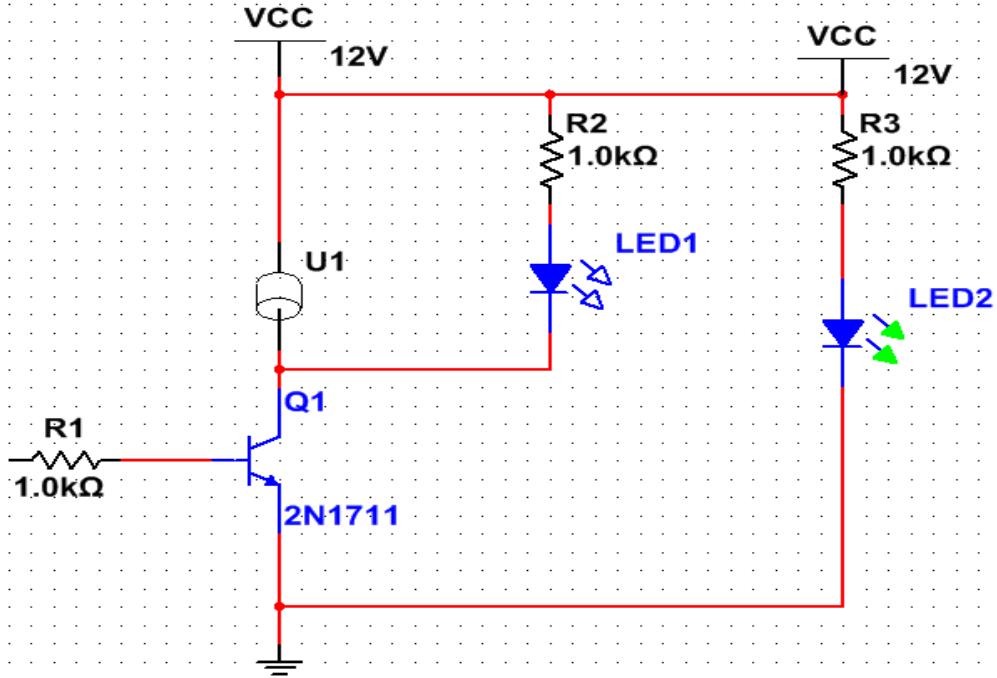
$$RC = 0.627 / 0.001$$

因为R选择的5K，所以电容选择0.28μF

以上计算方法就是电容充电公式，这个很重要迷惑了我多年的电容充电精确计算公式就是这个，很好用。



马达 LED 逻辑反向电路



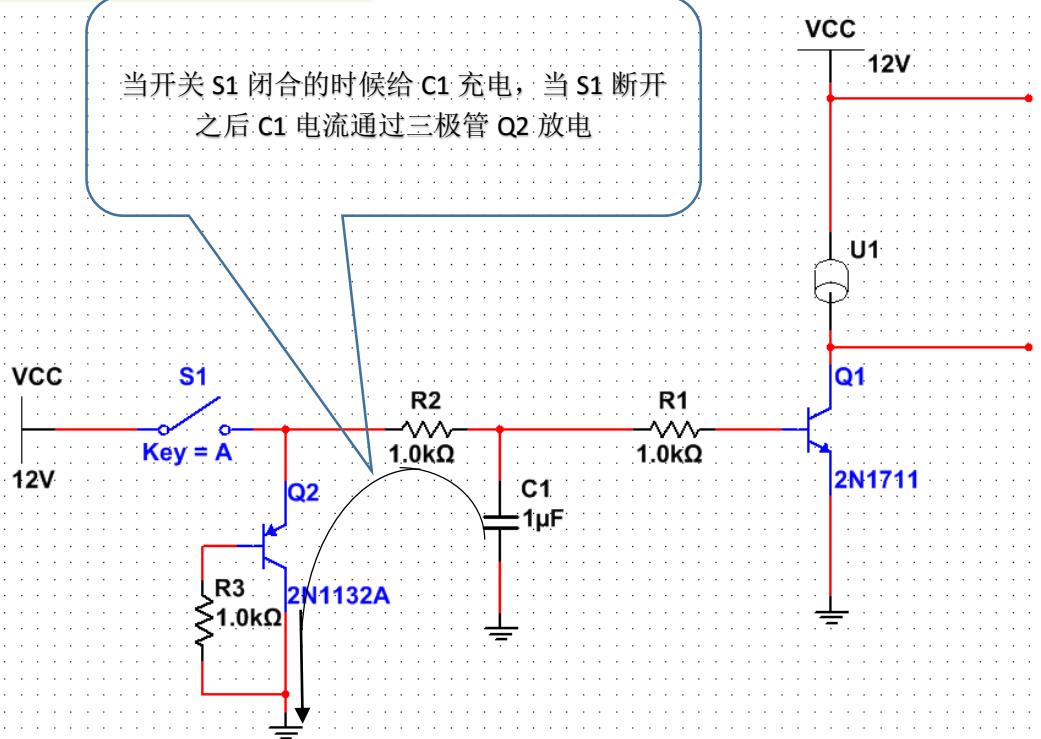
要求马达旋转的时候 LED2 灯灭，LED1 灯亮，马达停止旋转的时候 LED1 灯灭，LED2 灯亮

三极管导通 Q1，马达旋转 LED1 电流流过三极管

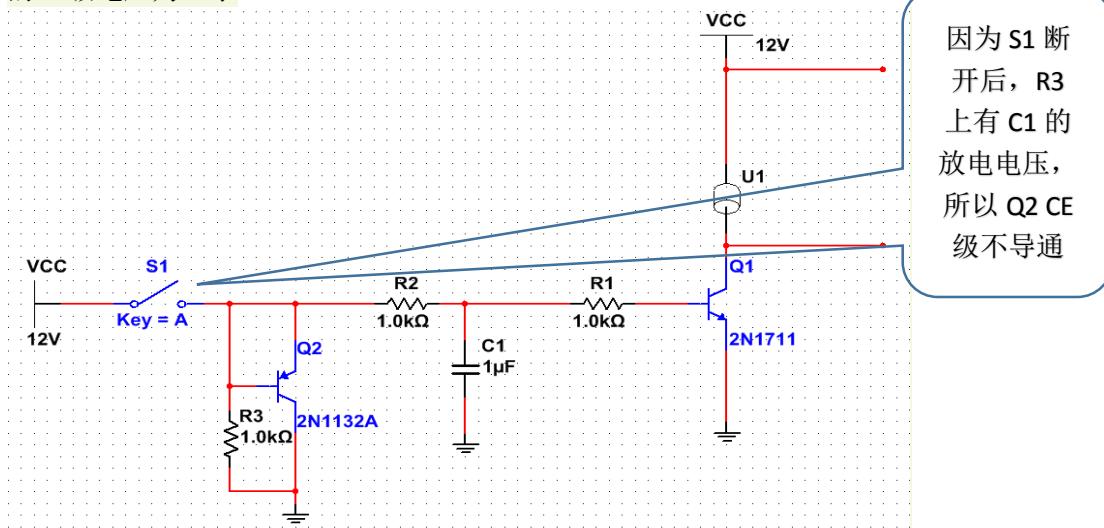
三极管关闭，马达停止 LED1 电流不流过三极管，二极管 D1 无法流过电流，只能流过 LED2 只能 LED2 亮

加了个二极管 D1 就达到了 LED2 灯灭，LED1 灯亮，或者 LED1 灯灭 LED2 灯亮

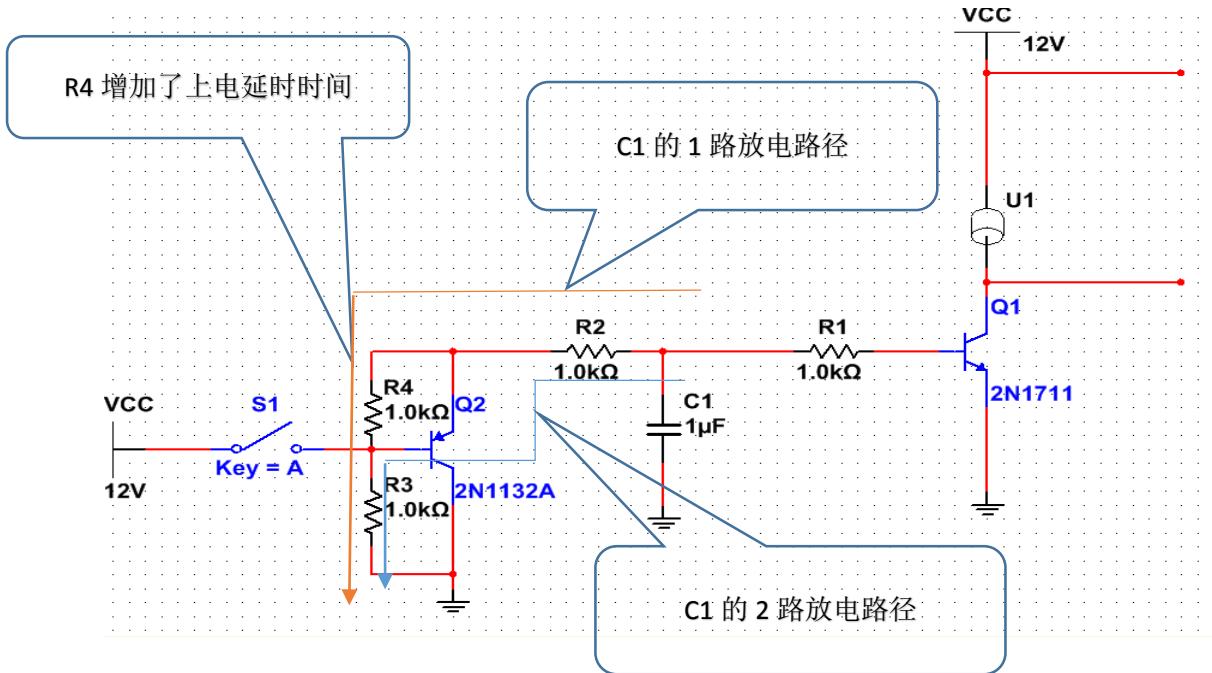
延时电容快速放电回路



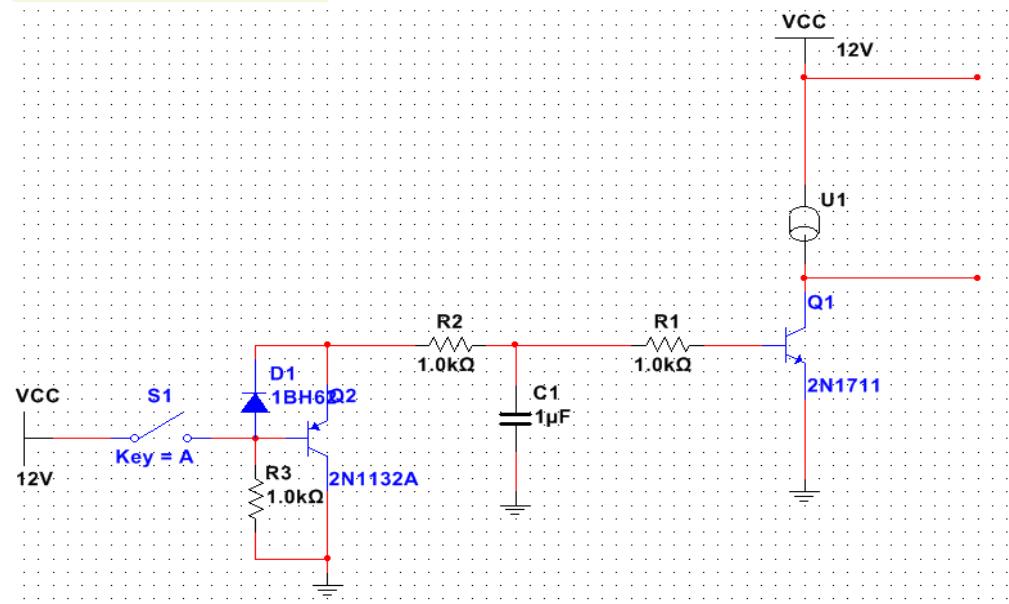
该电路是 C1 延时电容快速放电电路，但是这个电路还是有个问题，就是 S1 闭合之后除了给 C1 充电外电流还要经过 Q2 短路到地，这是很危险的。而且 C1 就冲不了电，因为 Q2 的 E 级电压为 0 了



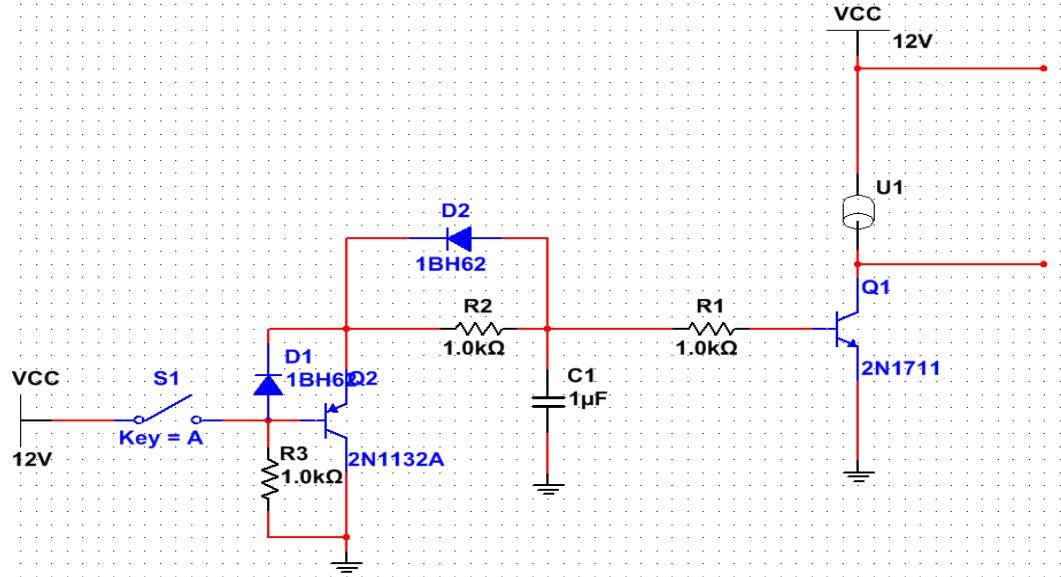
这个电路看似可以给电容 C1 放电，其实这个电路是不能给 C1 放电的，所以这个方案虽然解决了 S1 闭合的时候 Q2 不导通，但是 S1 断开之后电容放电问题还是没有解决。



这个电路解决了导通，和关断电容放电的问题，但是电容放电的时候放电速度比较慢。因为电容放电电流要经过 Q2-R3-地。还有一路电流要经过 R4-R3-地，所以 Q2 基极电流不是很大，IC 的电流放电很慢。

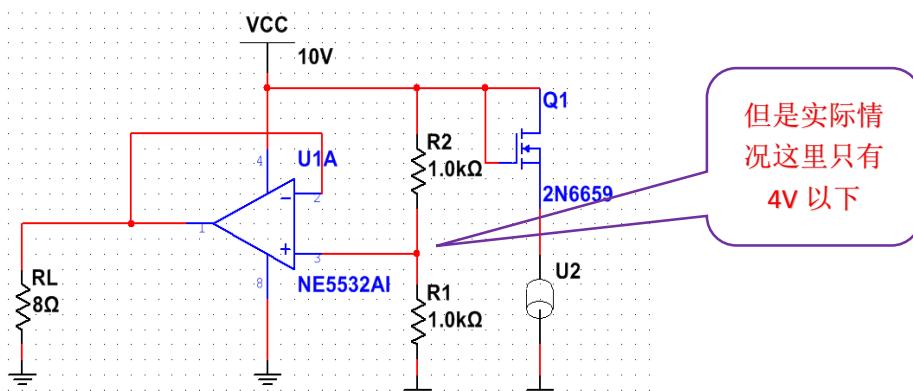
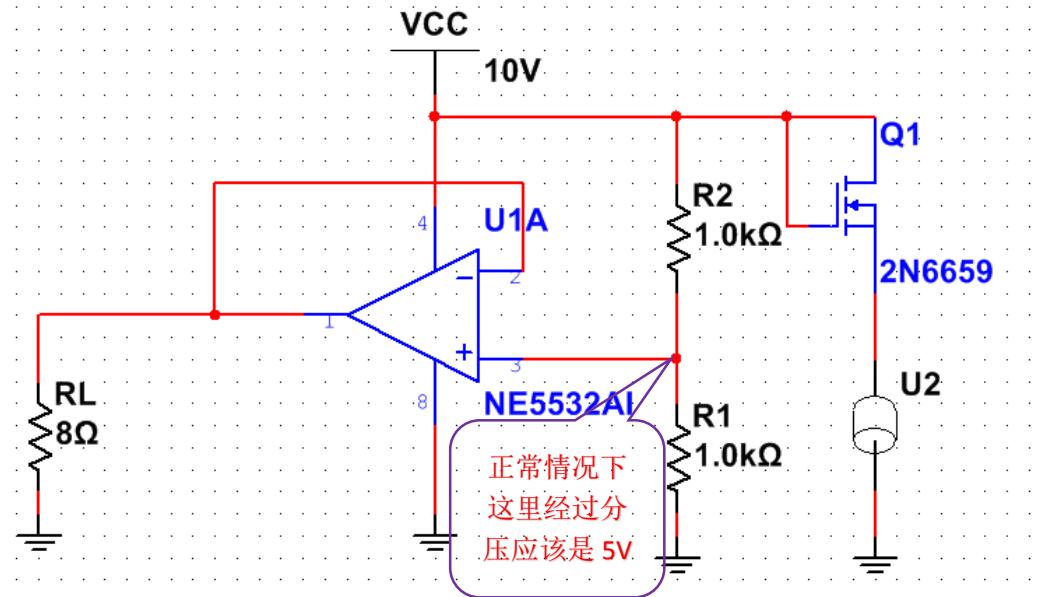


讲 R4 改为二极管 D1，这个电路就完美了不管是充电延时时间，和快速放电都能满足。其实这个电路已经完全满足我们要求了，但是为了体现自己是个高手，在改进一下。

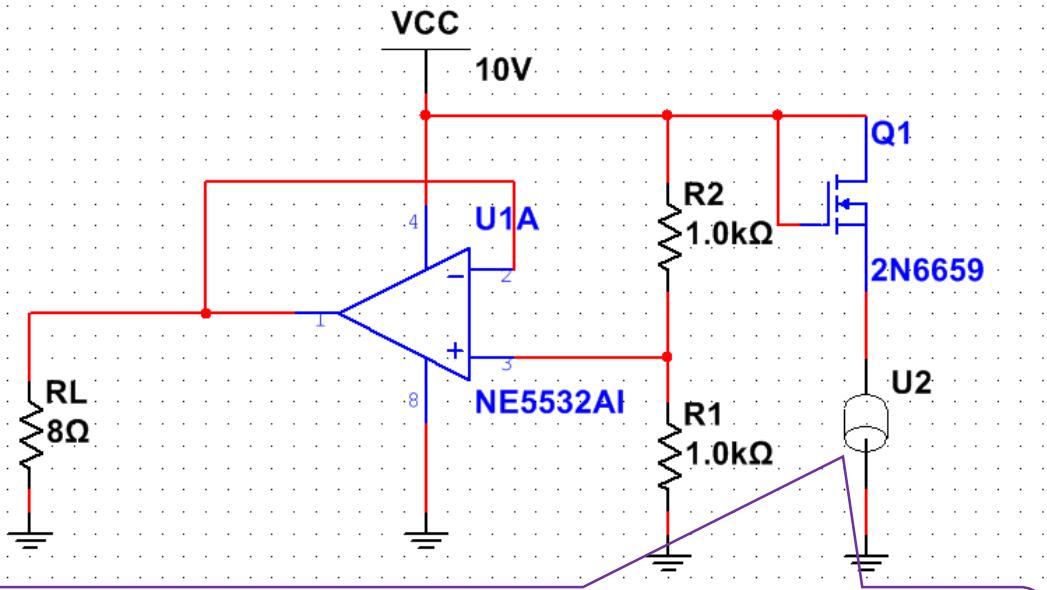


这个电路就是高手的电路，C1 经过 R2 电阻放电感觉还是不够快毕竟有 1K 的电阻。
直接并联个 D2 二极管放电，这样的话 C1 的放电通路就没有任何阻碍了。相当于把 C1 短路到地放电。

电机供电电源为什么要和其它电源分隔开？

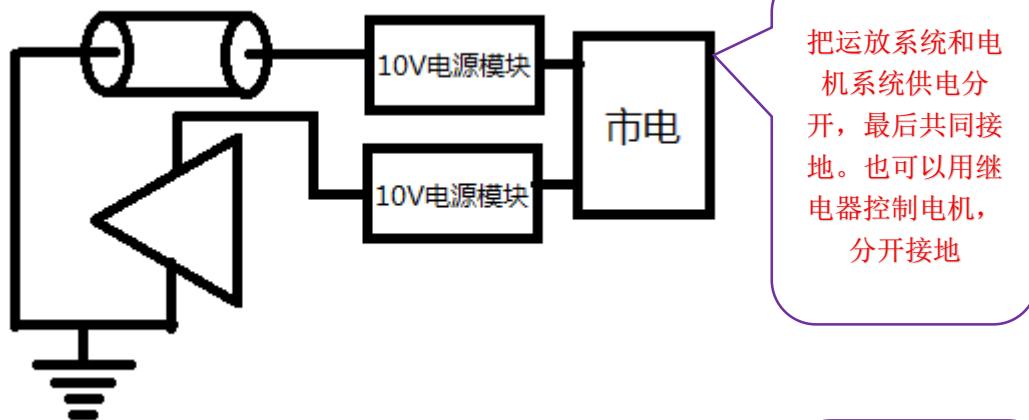


为什么呢？



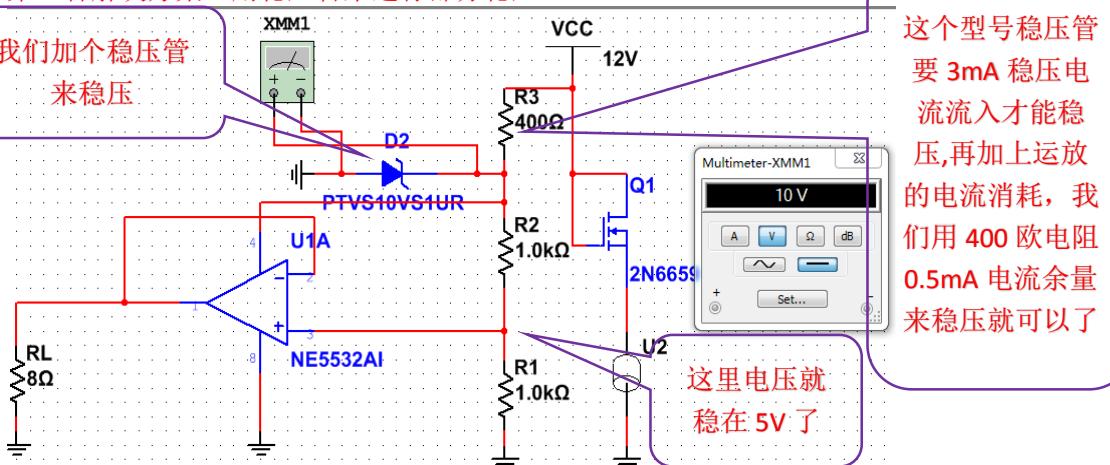
因为马达是电感组成的，所以是非线性负载。马达在旋转过程中马达一会扮演发动机角色给 10V 电源充电，一会扮演负载角色，10V 电源给马达供电，所以 10V 电源波动是很剧烈的，导致运放也是用的同一个电源的 10V 电压，所以受影响很大

10V 对电机充电，10V 电压会降低，电机对 10V 充电，电源电压会高于 10V，如此循环。
第一种解决方案



第二种解决方案，用稳压管来进行部分稳压

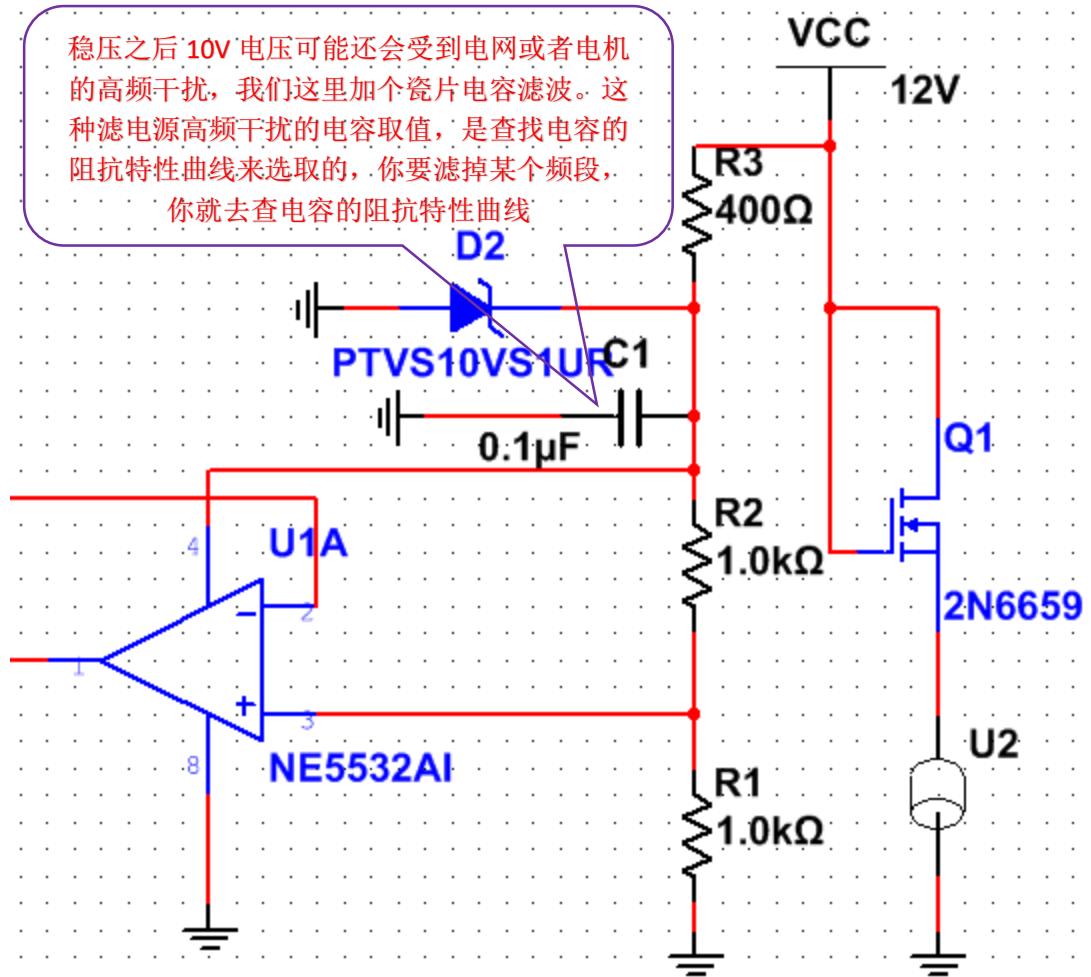
我们加个稳压管来稳压



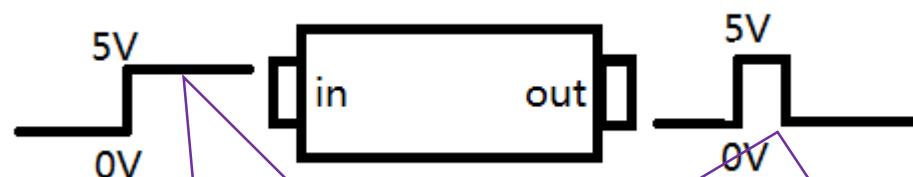
这样就做到了电机系统和运放系统电源不隔离，但是在纹波要求高的地方还是不要用这种方法

稳压之后 10V 电压可能还会受到电网或者电机的高频干扰，我们这里加个瓷片电容滤波。这种滤电源高频干扰的电容取值，是查找电容的阻抗特性曲线来选取的，你要滤掉某个频段，

你就去查电容的阻抗特性曲线



单个边沿只触发一次电路

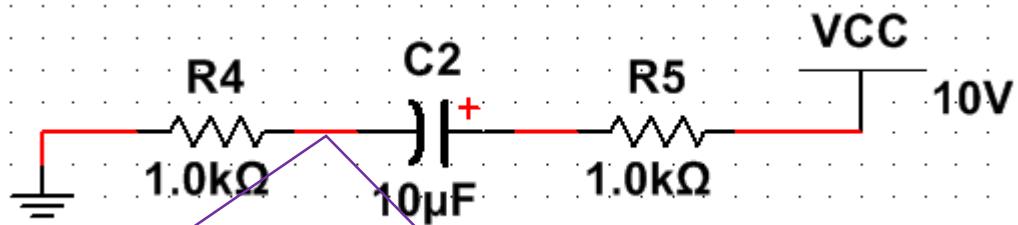


输入从低电平变成高电平，然后一直就保持着高电平了

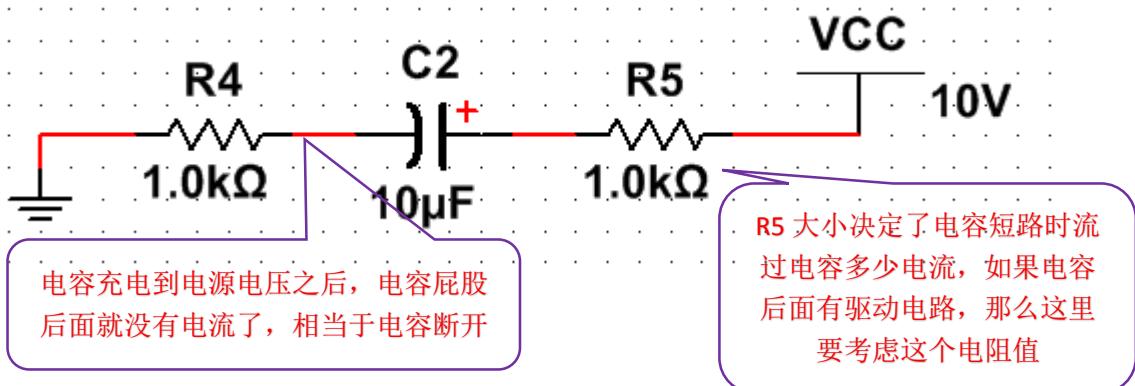
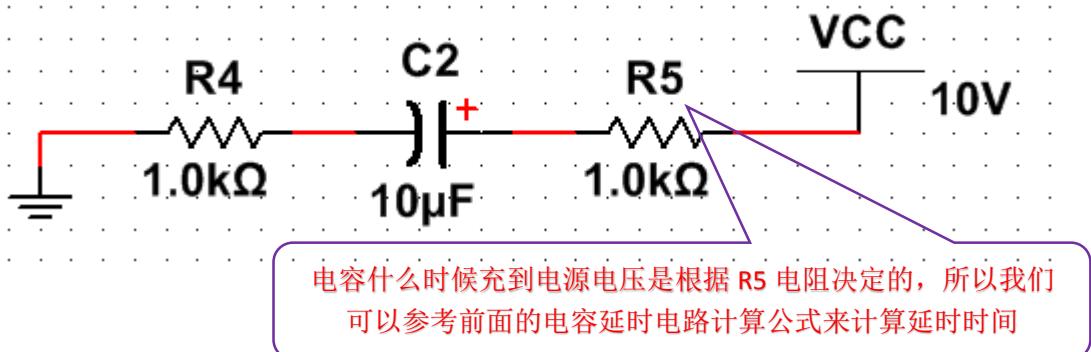
根据输入电平，输出也从低电平变成高电平，但是输出只变成了高电平一下，就又回到了低电平了

怎么实现这个电路呢？

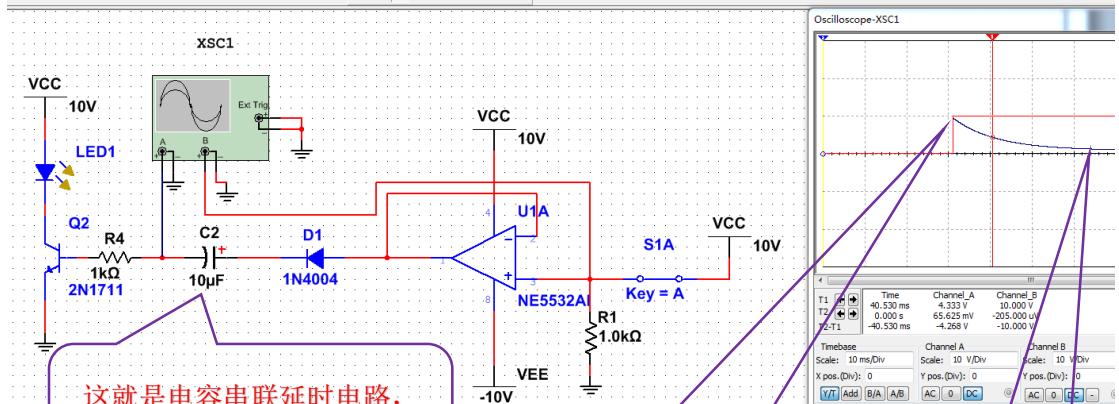
我们先看看电容串联延时电路特性



在电源上电的一瞬间，电容这里是 0V，所以电容相当于短路，然后电源给电容充电，只要电容没有充到电源电压，电容屁股后面都有电流流过



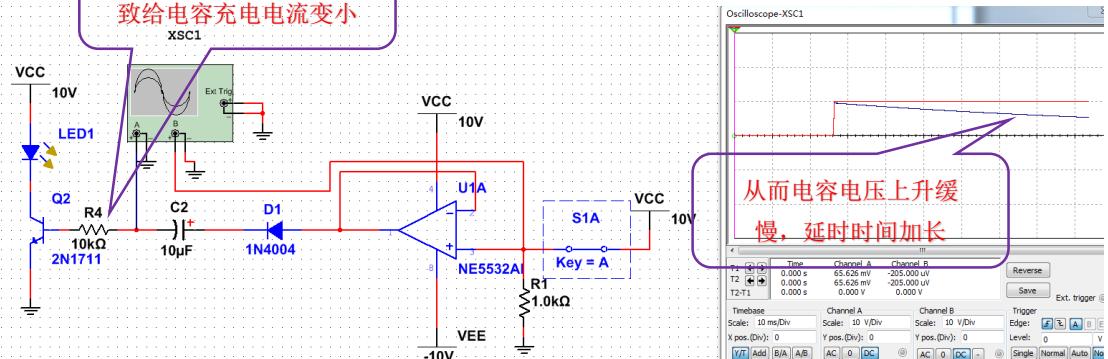
我们利用电容串联延时电路这一特性来做脉冲触发电路。



这就是电容串联延时电路，
开关闭合，运放给电容充电

因为电容电压没有达到运放输出电压，所以电容屁股后面有
电流流过，导致三极管导通

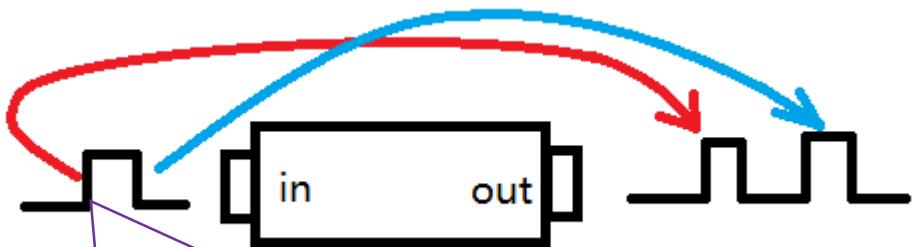
等电容充满电后，三
极管截止 LED 熄灭



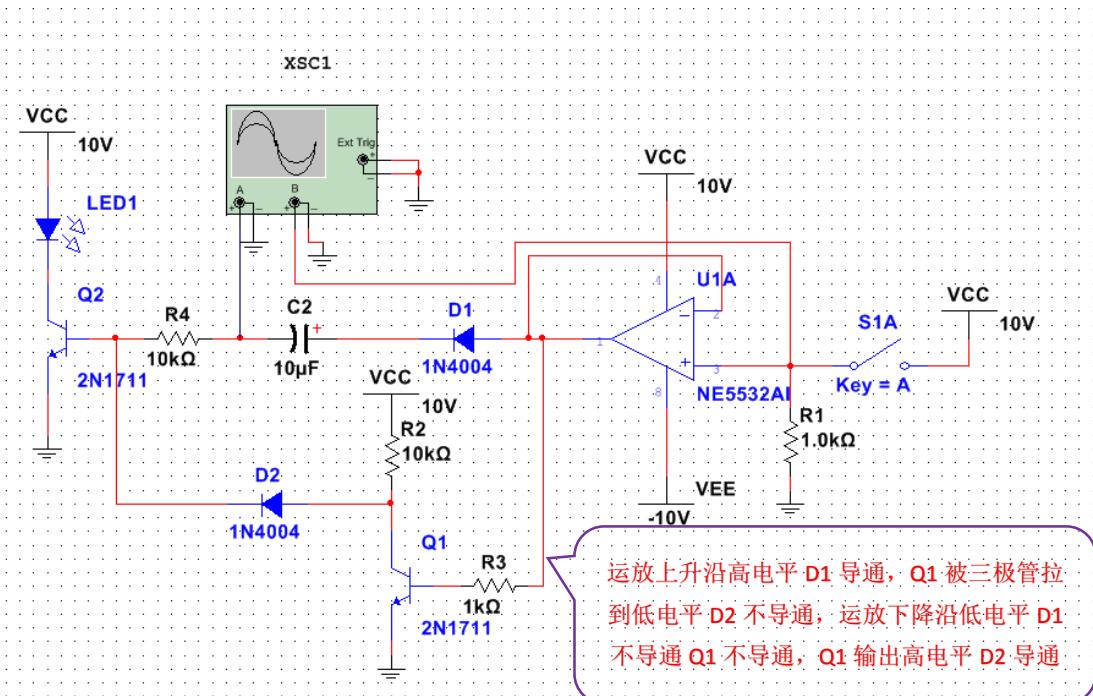
从而电容电压上升缓
慢，延时时间加长

这就是电容串联延时电路的作用

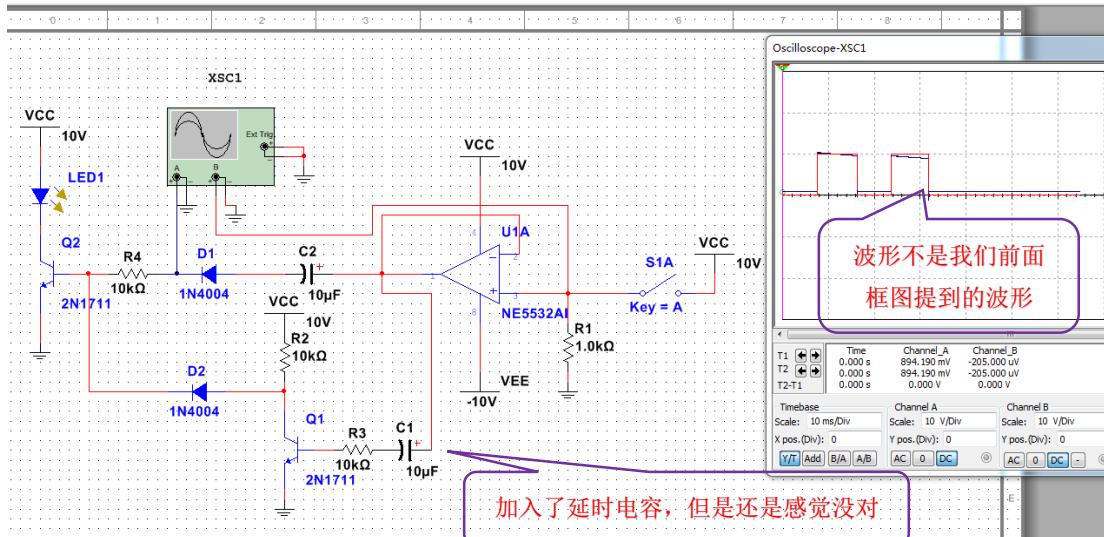
双边沿触发两次的电路

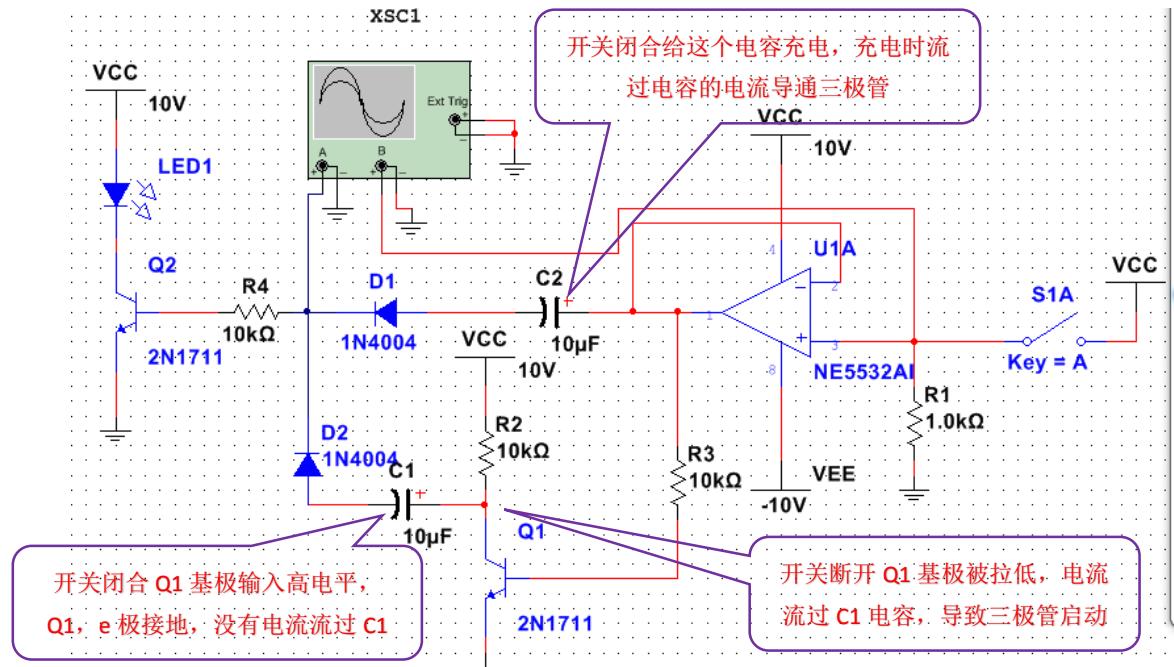


我想做一个输入上升沿触发一次输出，输入下降沿也触发一次输出



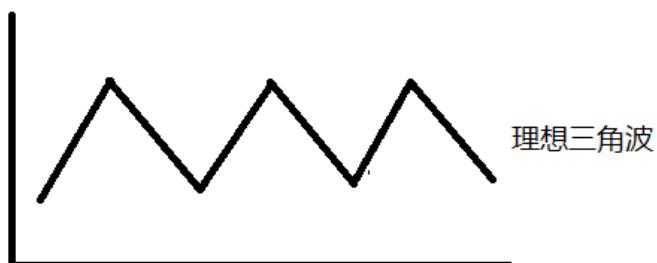
但是实际情况下这个电路有问题，C2 电容在运放低电平时没法放电。而且 Q1 没有延时电路





这个电路就是开关闭通，触发一次 LED 亮，关断触发一次 LED 亮，但是这个电路不好仿真，还是要做实验验证。

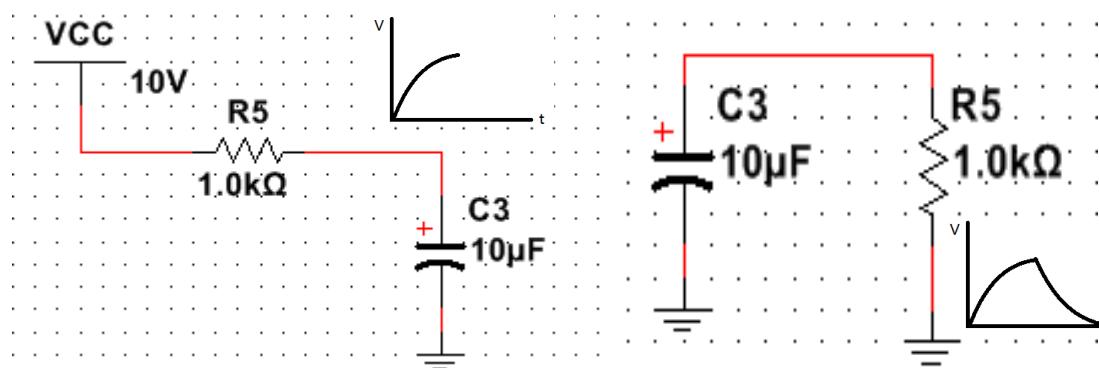
三角波震荡电路

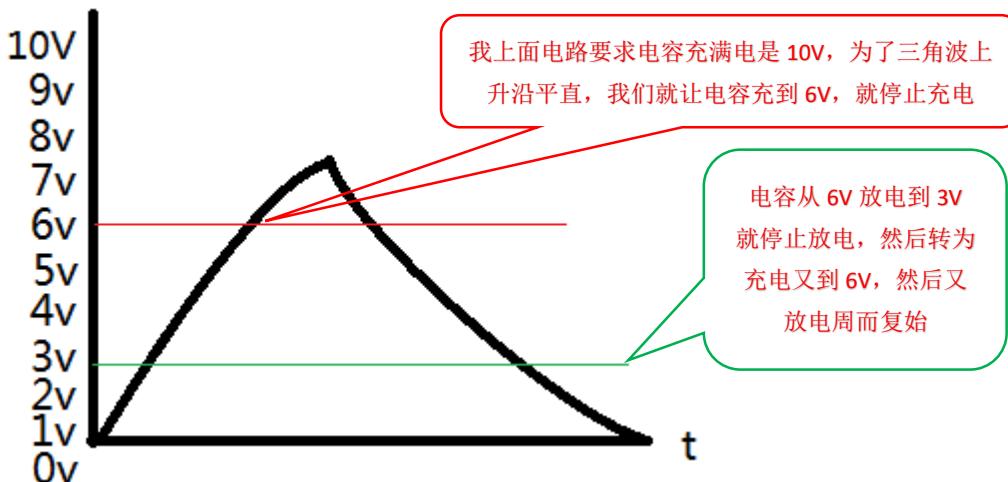
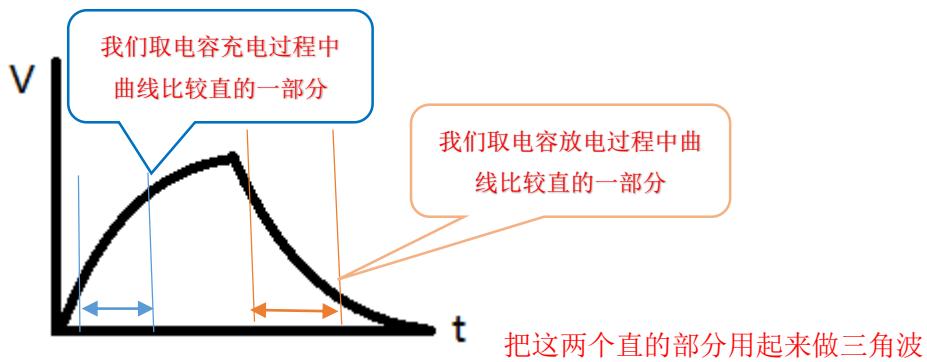


所以模拟电路要实现一个三角波只有用比较器，电阻电容实现。

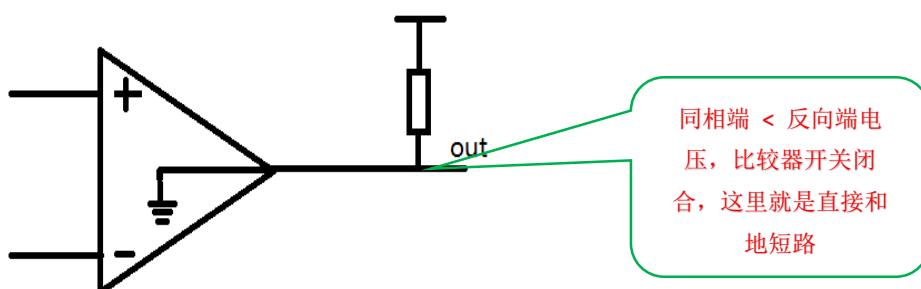
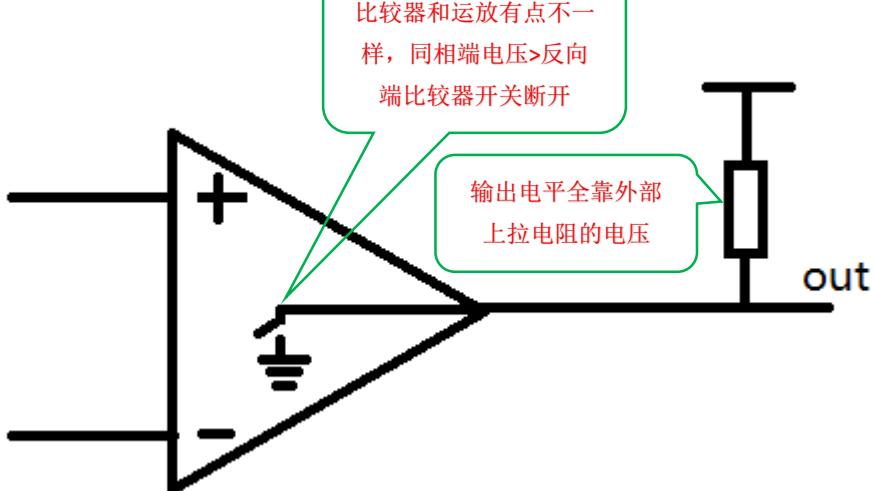
设计思路就是先给电容充电

再给电容放电

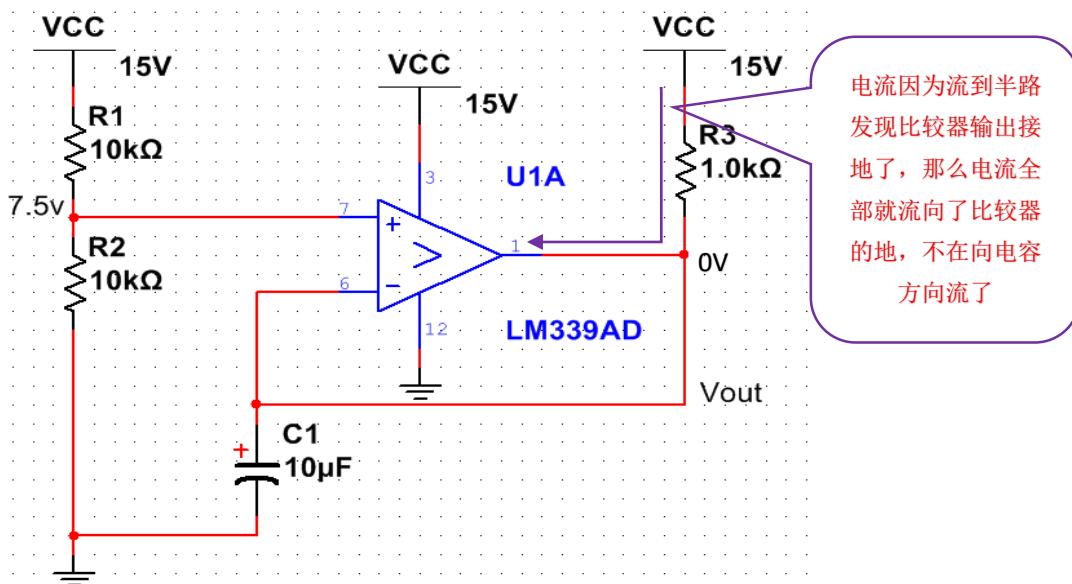
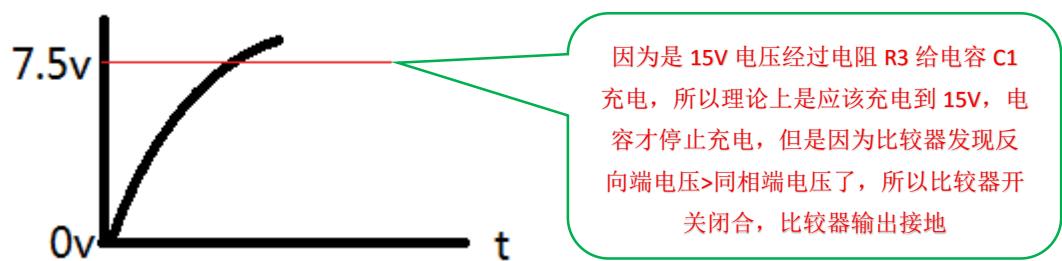
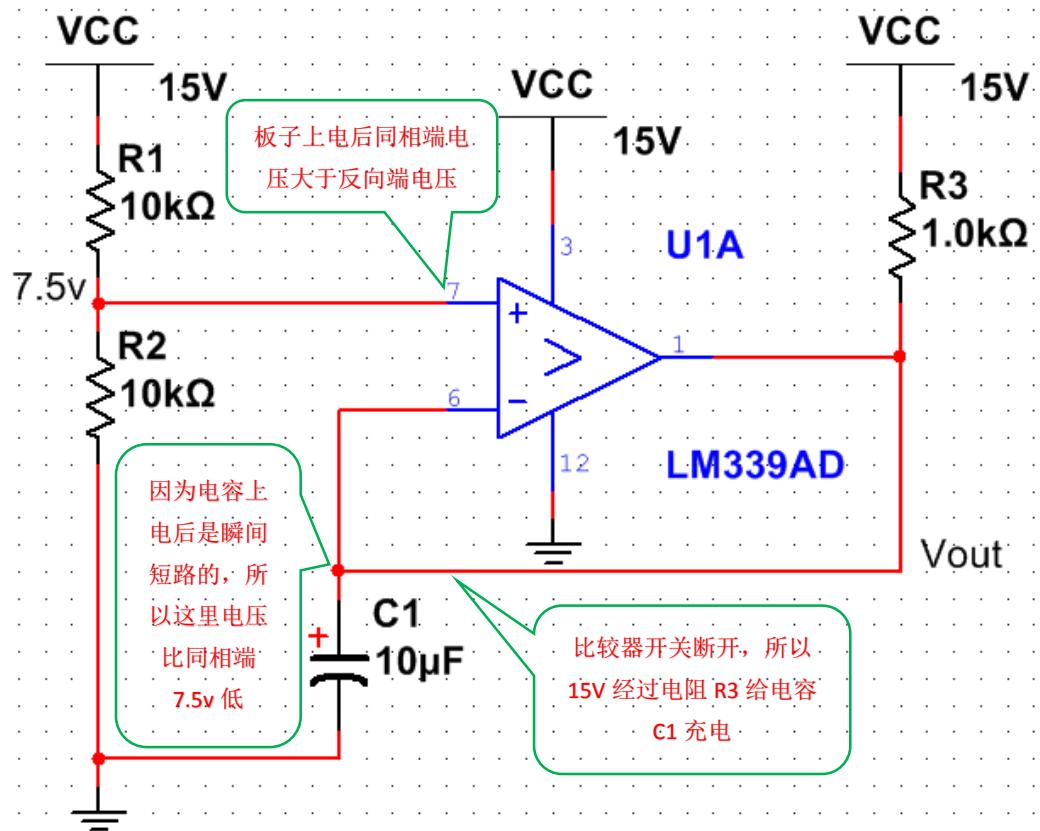


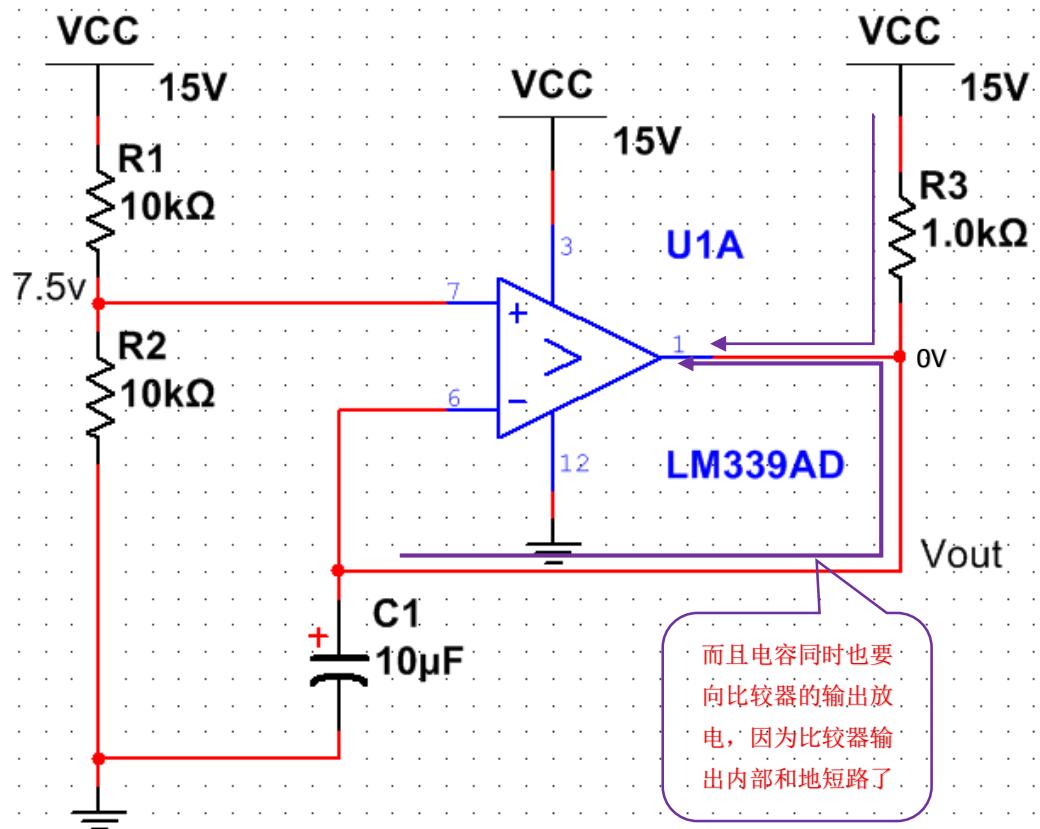


现在开始设计自动充电放电循环电路



这就是比较器的特性

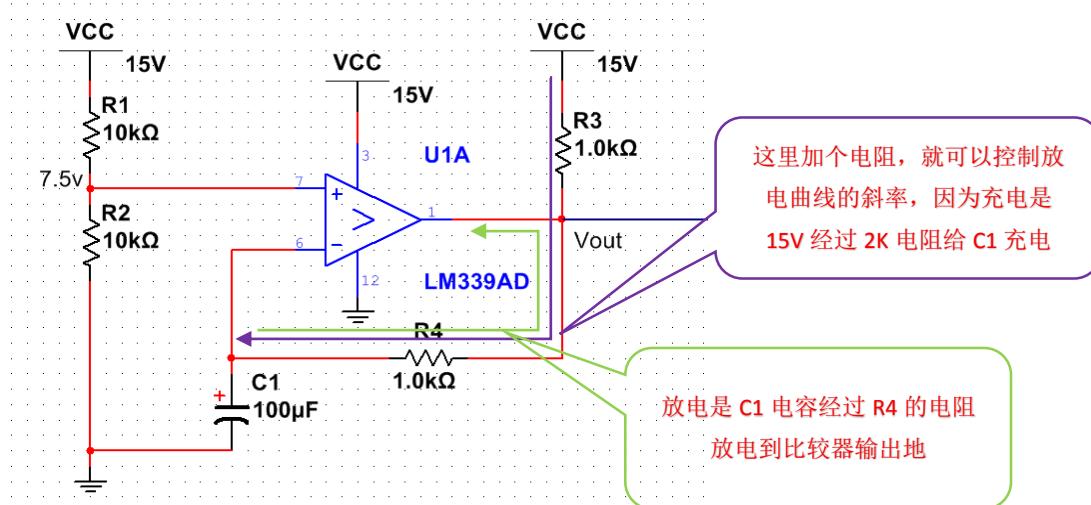


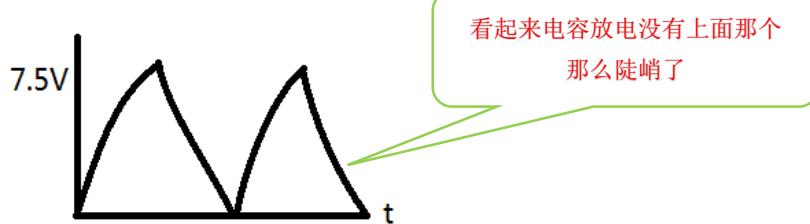


这里就出现了一个问题，电容充电很慢放电很快，就会造成一个畸形的三角波。

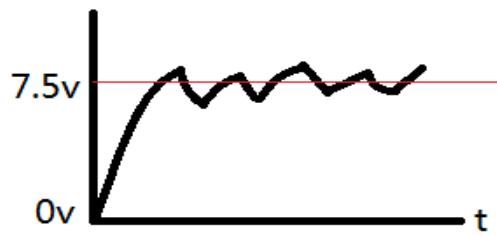


这明显不是我们要的三角波

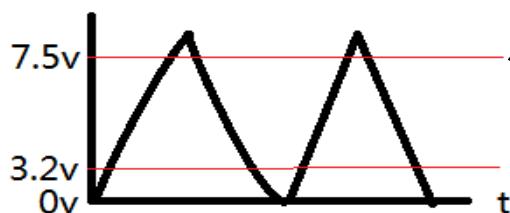




这里有一个问题，三角波震荡？



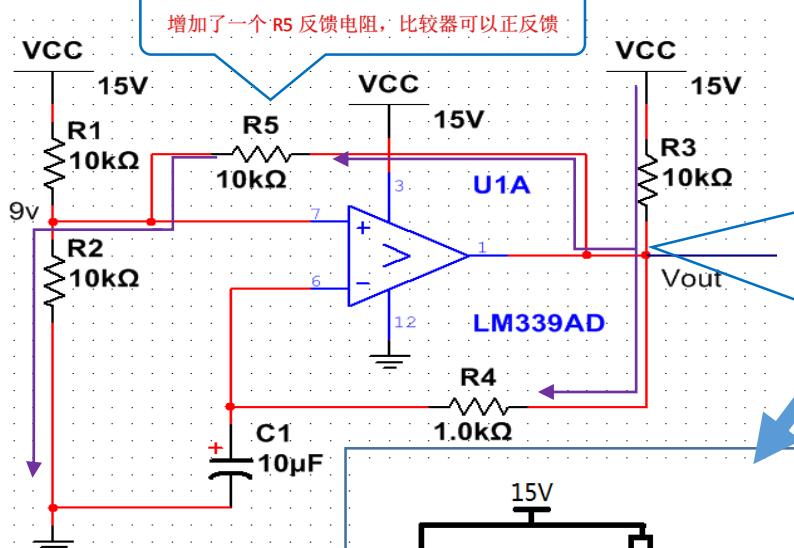
因为比较器输入端的特性，导致我们比较器输出电压在 7.5V 来回震荡，刚刚反向端>同相端 7.5V 比较器就输出低，刚刚同相端>反向端，比较器就输出高，这种是不行的



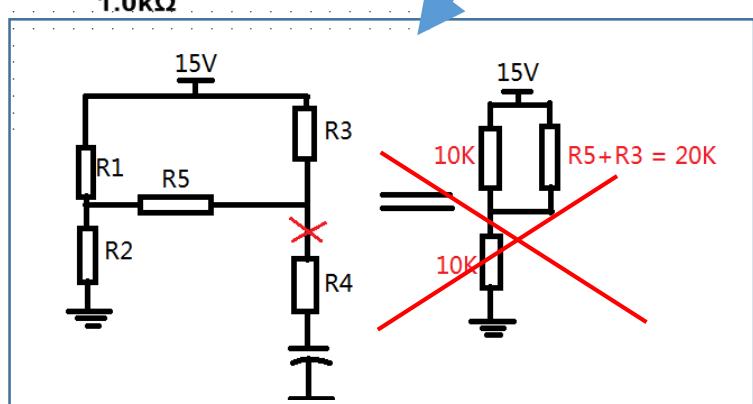
我们要给比较器输出高低电平一个缓冲时间

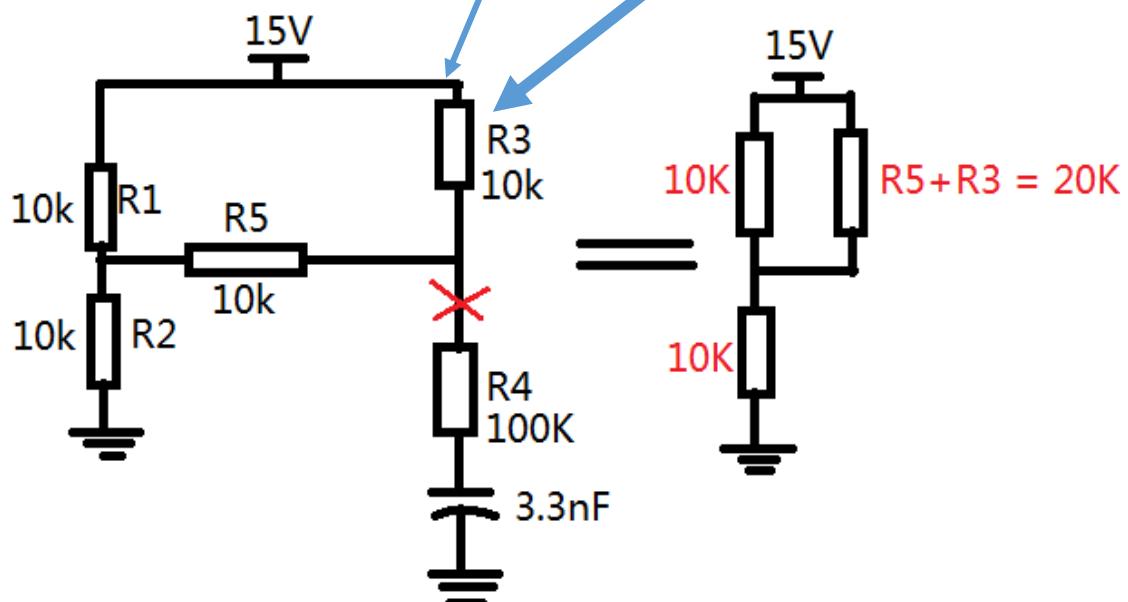
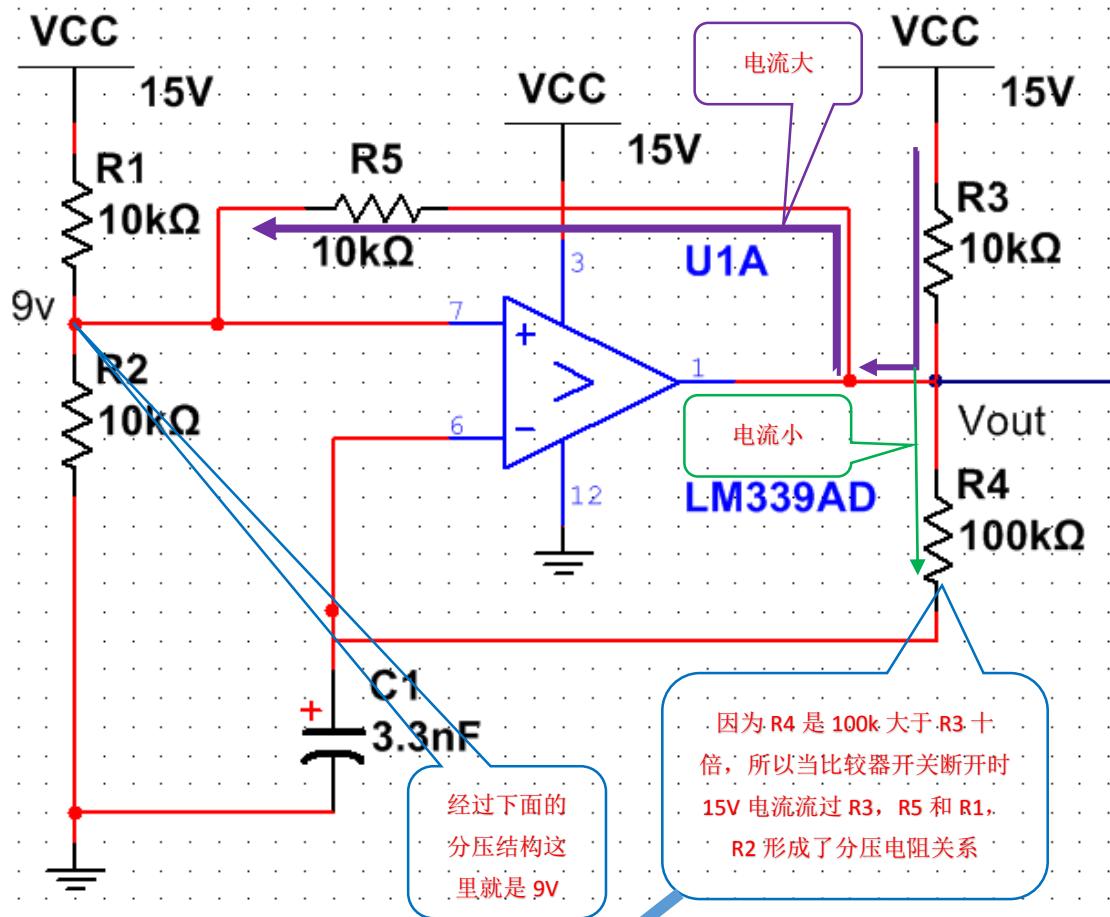


我们要的是这样一个波形

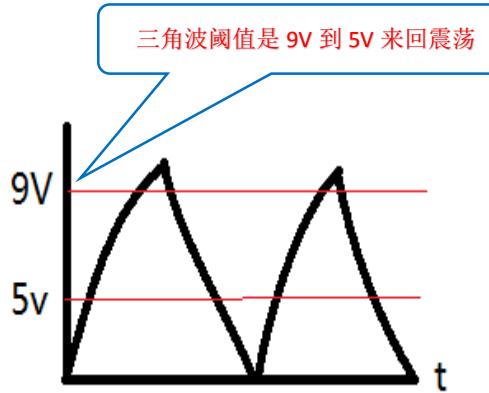
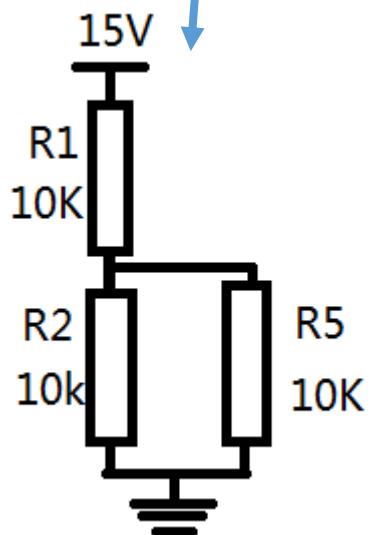
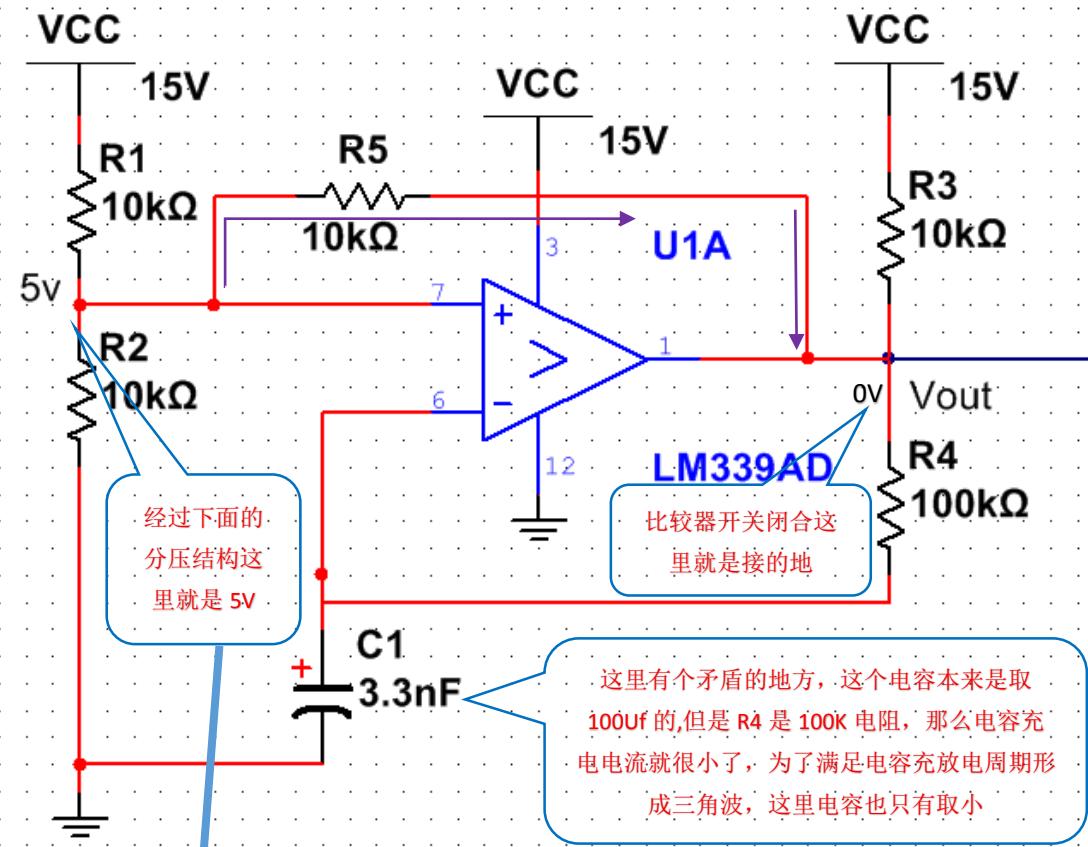


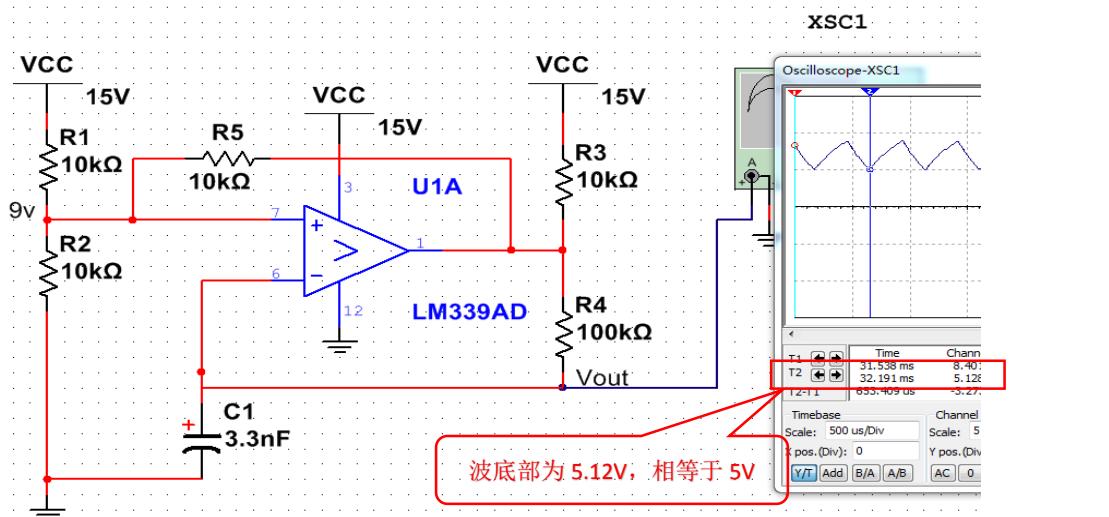
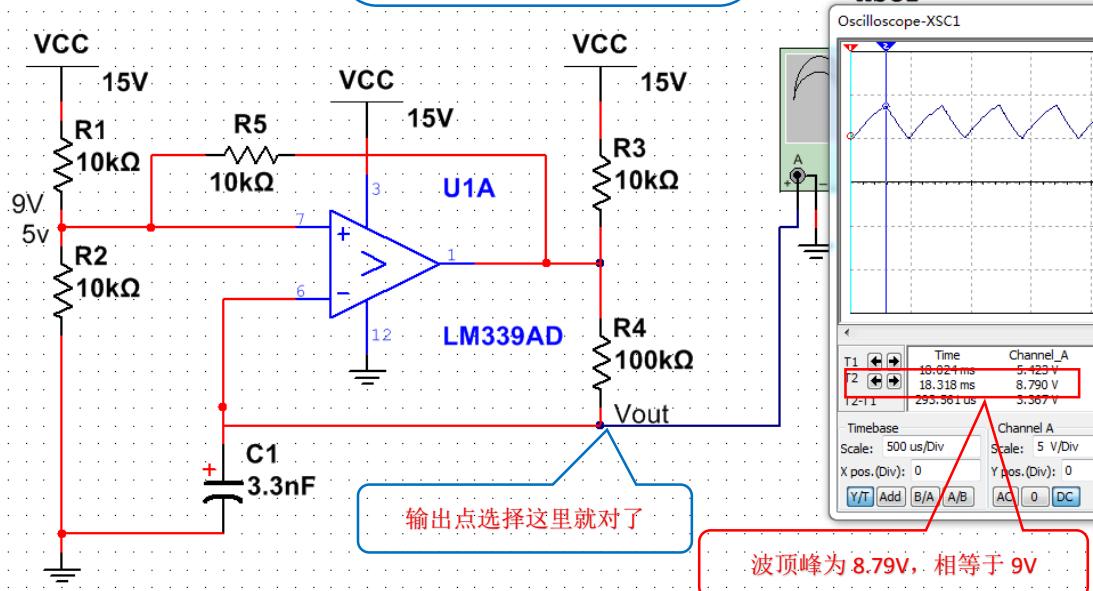
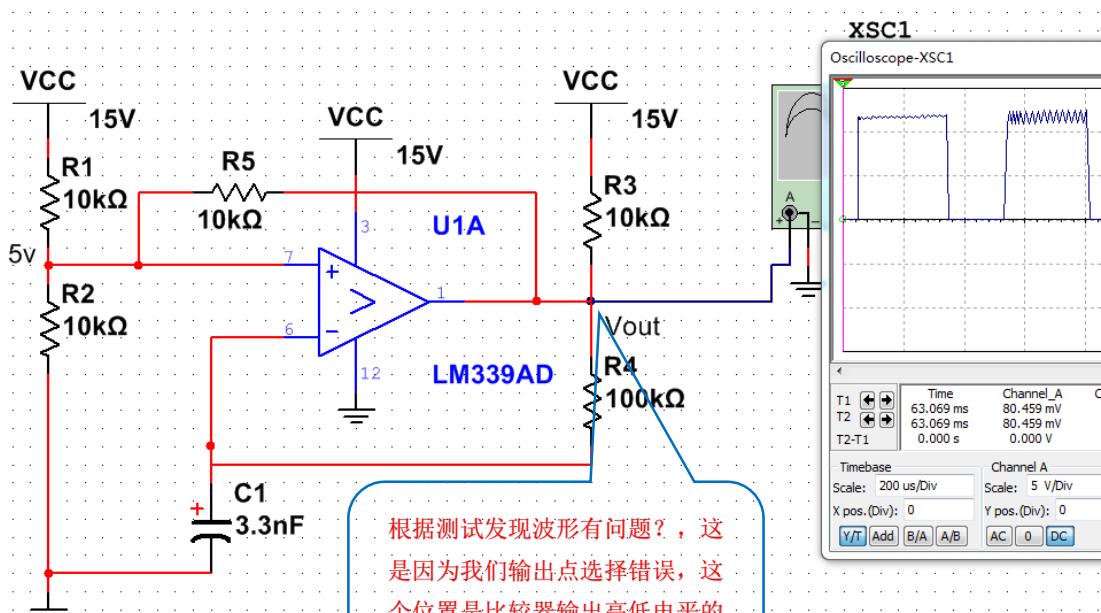
板子上电时同相端>反向端，
比较器内部开关断开，15V 电压经过 R3 到 Vout 分流，但是这个 R4 电阻必须很大，否则流过 R4 电流太大导致下面这个分压电阻不能成立

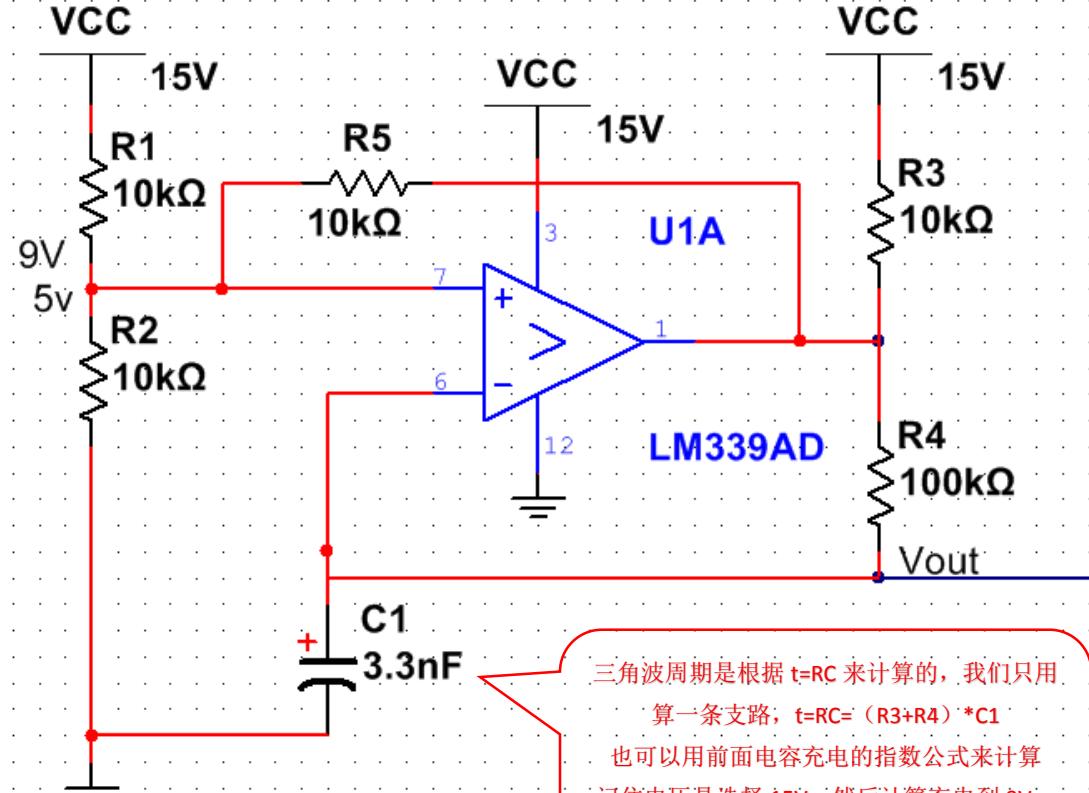




这样当比较器输出开关断开时比较器同相端电压为 9V



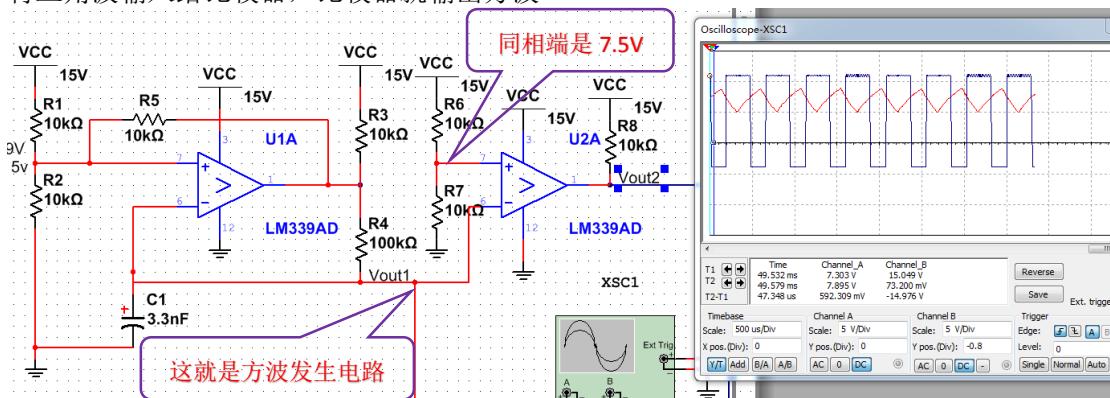




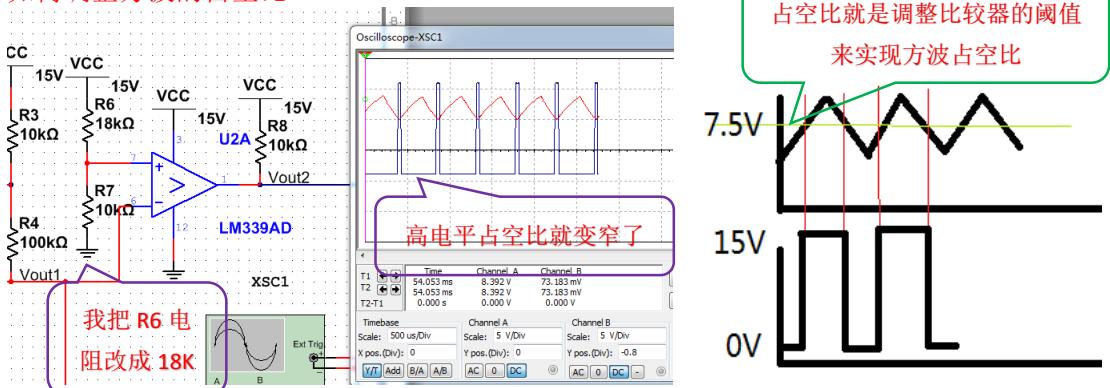
所以这就是一个完整的三角波发生电路

方波发生器电路

将三角波输入给比较器，比较器就输出方波



三角波输入的比较器反向端，所以三角波>7.5V 比较器输出低电平,三角波<7.5V 输出高电平
如何调整方波的占空比？



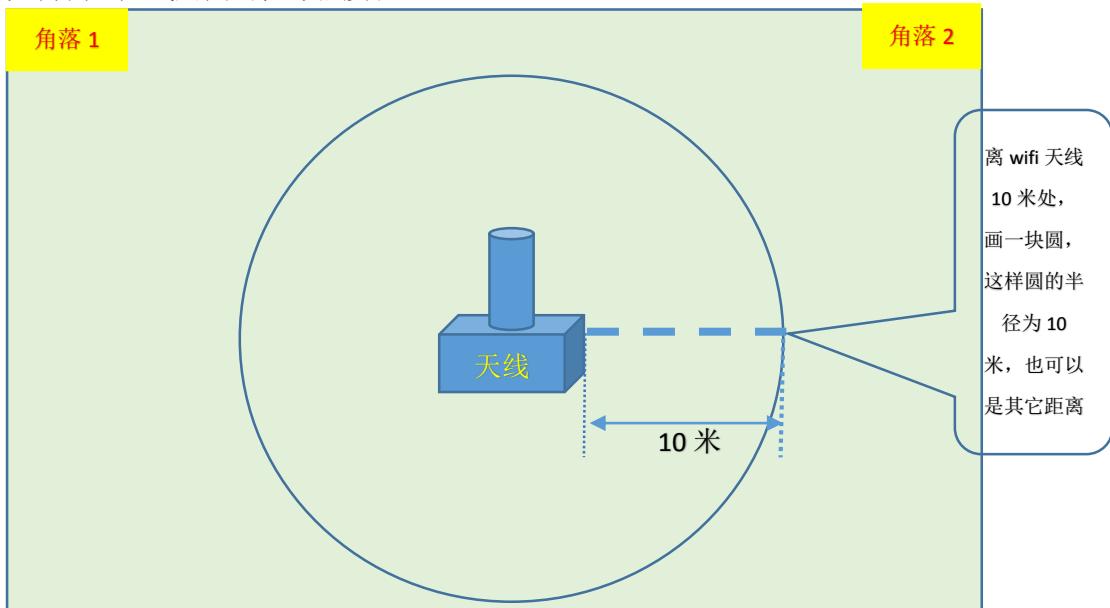
天线指标与选型

天线方向性

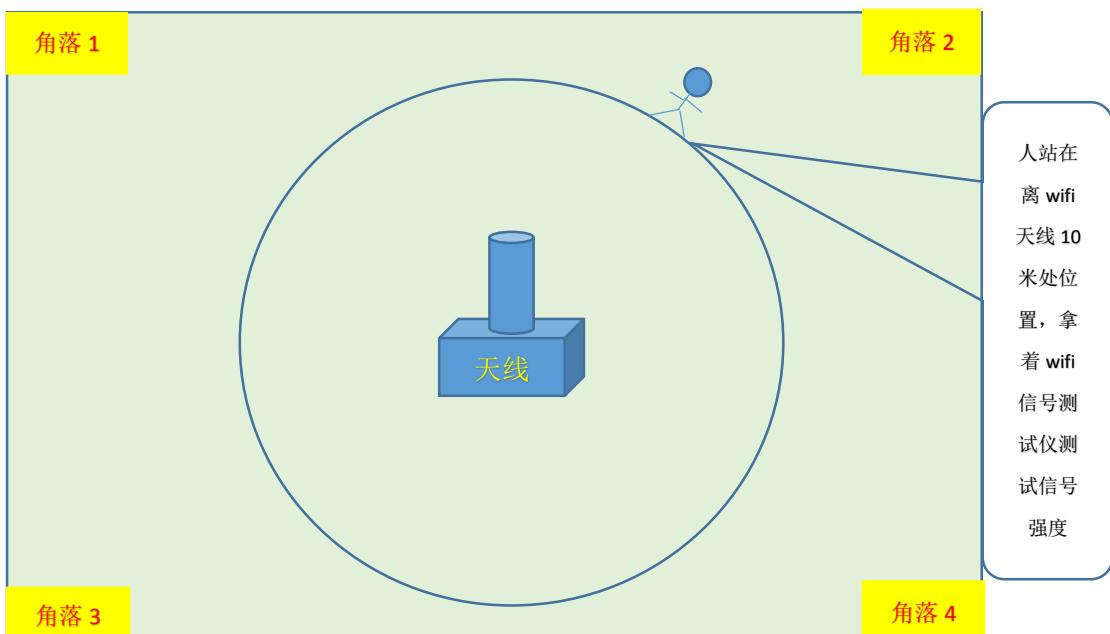


天线的方向性就是测量天线的信号覆盖房间的位置有多宽

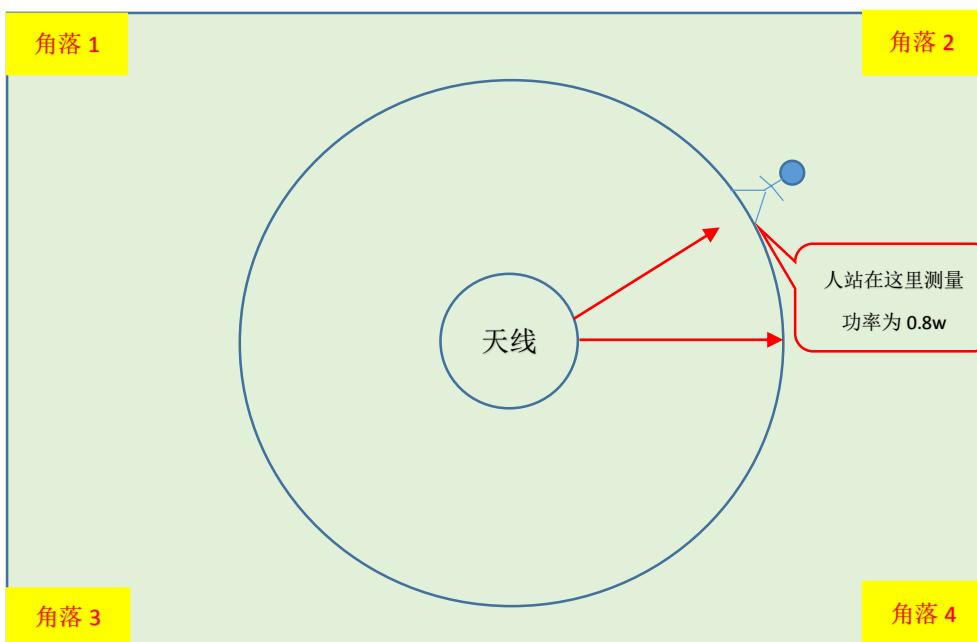
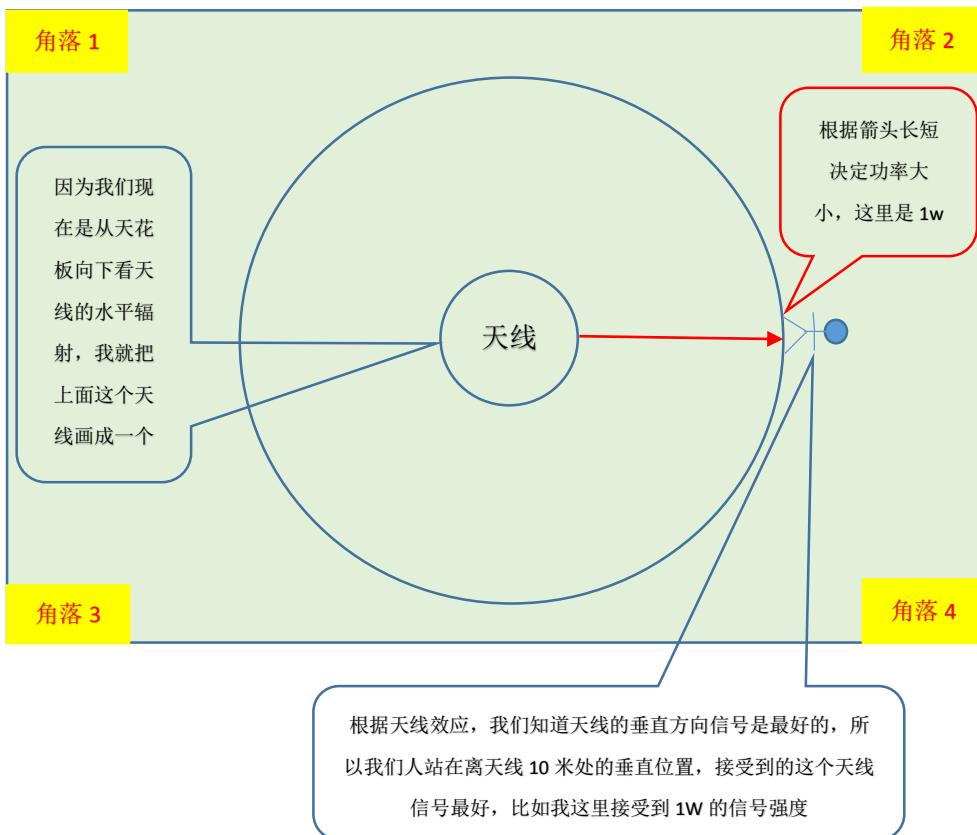
如何测量天线周围的信号强度呢？

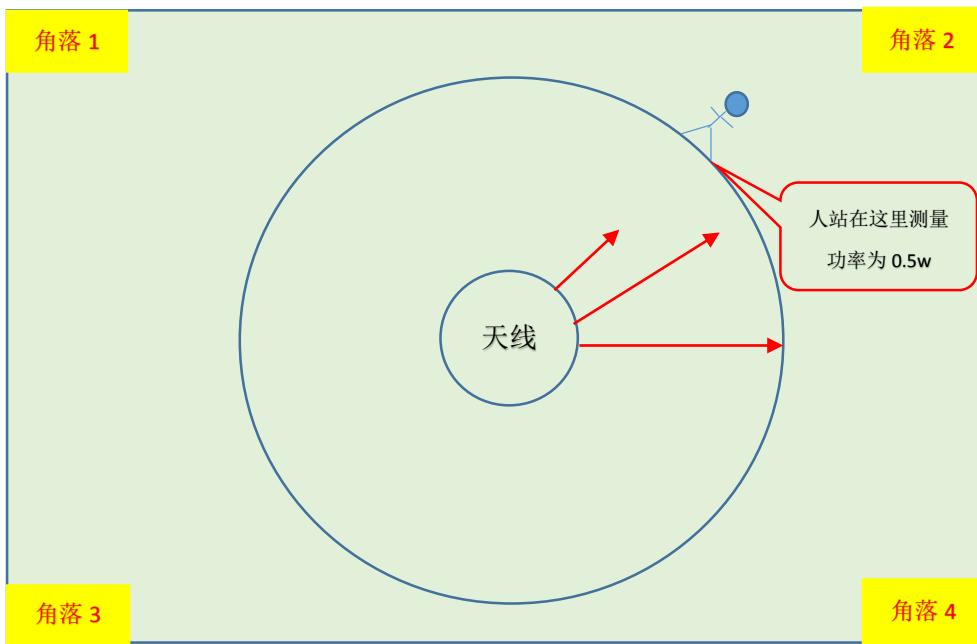


离 wifi 天线
10 米处，
画一块圆，
这样圆的半
径为 10
米，也可
以是其它距
离

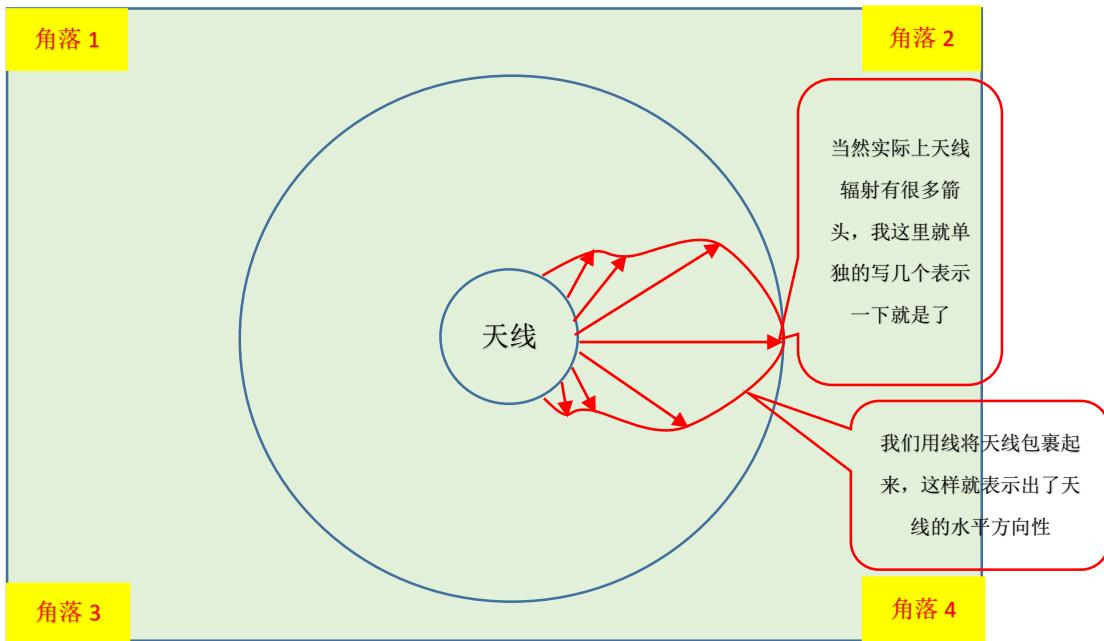


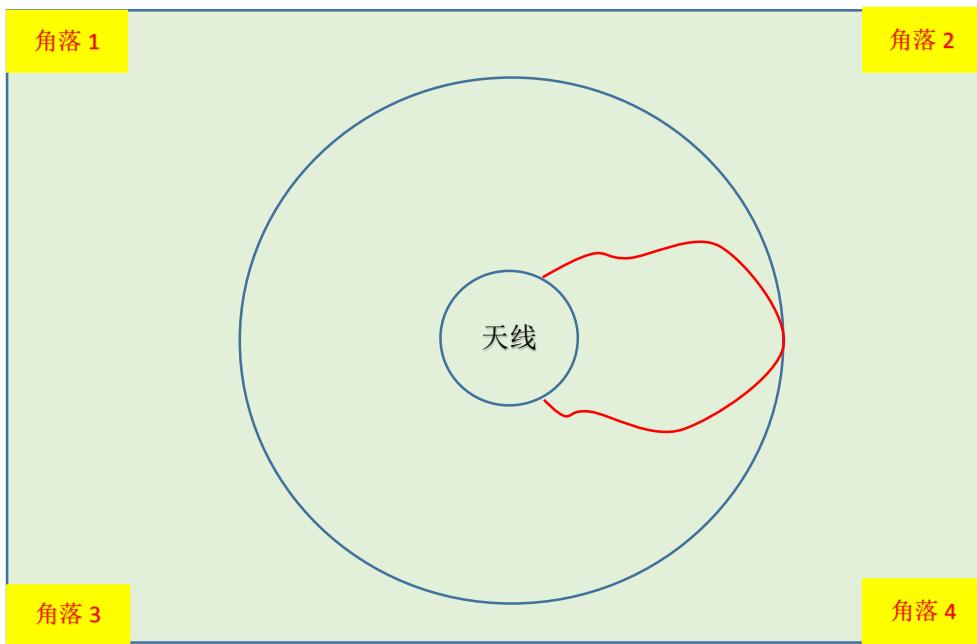
人站在
离 wifi
天线 10
米处位
置，拿
着 wifi
信号测
试仪测
试信号
强度





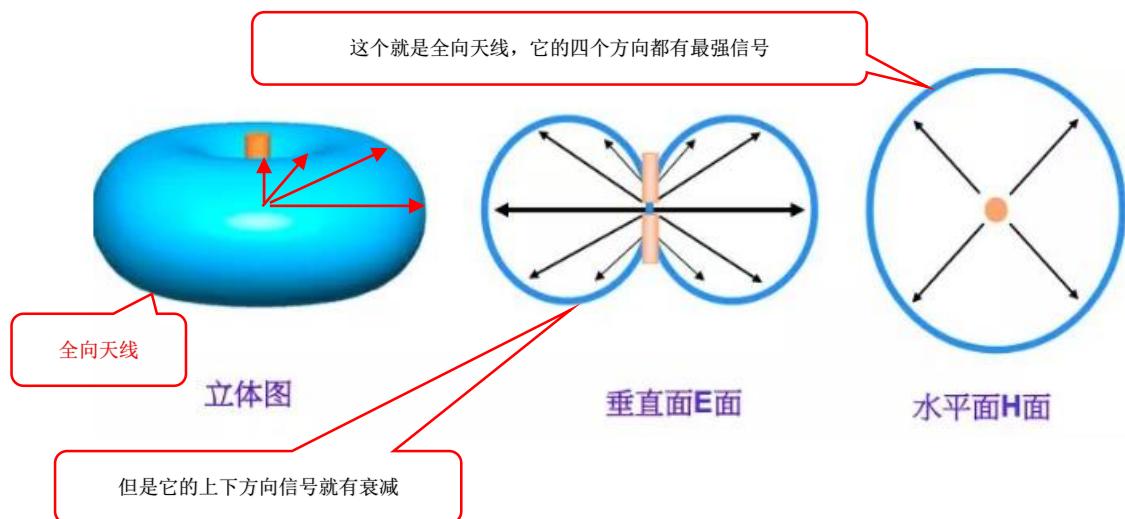
所以我们看出来了天线垂直的地方信号是最好的，其它地方信号开始衰减



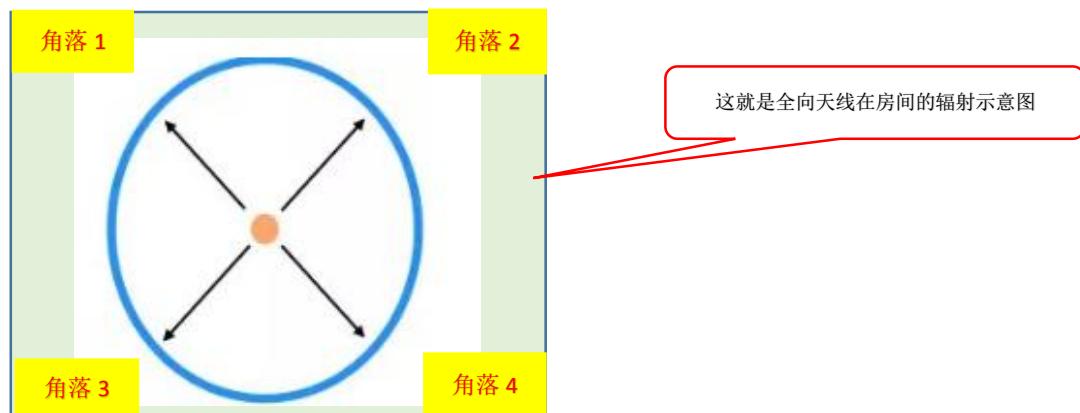


所以我们得出结论，天线在像固定周围距离辐射的时候，其实并不是在该距离里面的每个位置信号都很好，而是根据人手上的 wifi 设备与基站天线的角度来决定的。

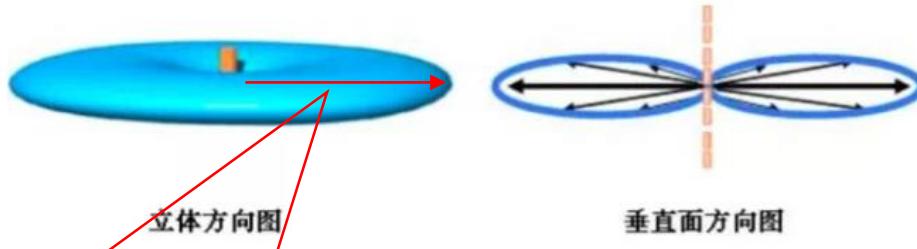
上面只是天线水平方向看过去，垂直方向还没有考虑，下面我们用立体图来展示



这是单个半波振子的方向图，天线里面有很多个半波振子，半波振子越多，天线信号越强



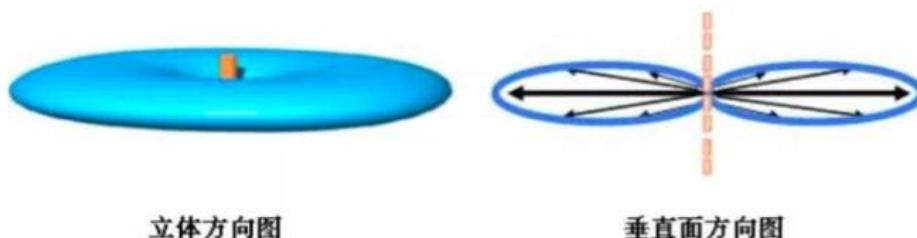
提高天线增益的方法就是在天线里面多加几个半波振子



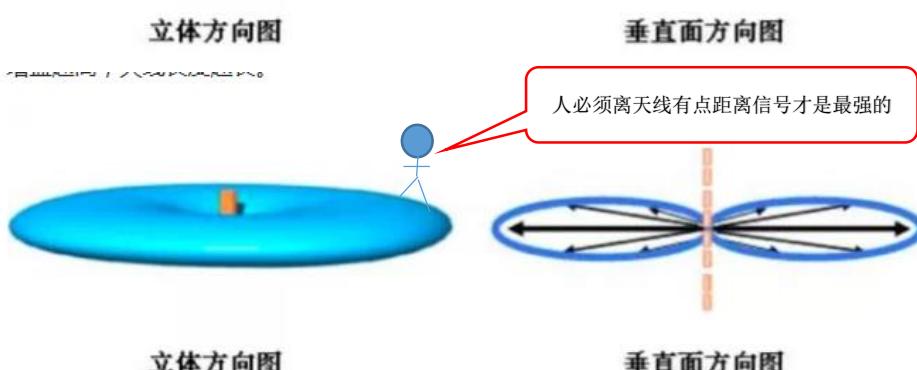
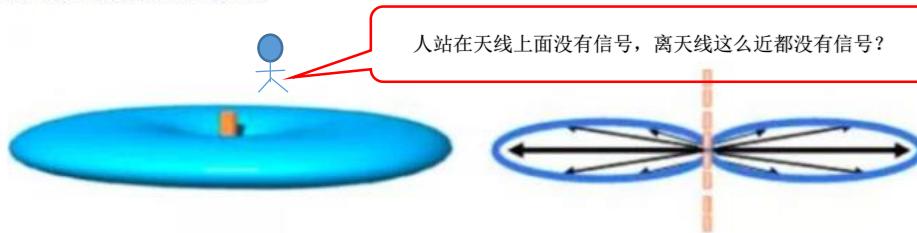
这样天线的 db 变高了，但是天线只是在垂直线(也就是法线)的方向信号

变强了覆盖距离远了，但是天线的上下信号覆盖范围变弱了

因为天线并没有放大 wifi 芯片输出的信号强度，而是只能改变不同方向的辐射能力，所以你看市面上天线标注增益多少 db 多少 db，只是改变了天线的辐射方向，而不是放大了本身的信号强度。

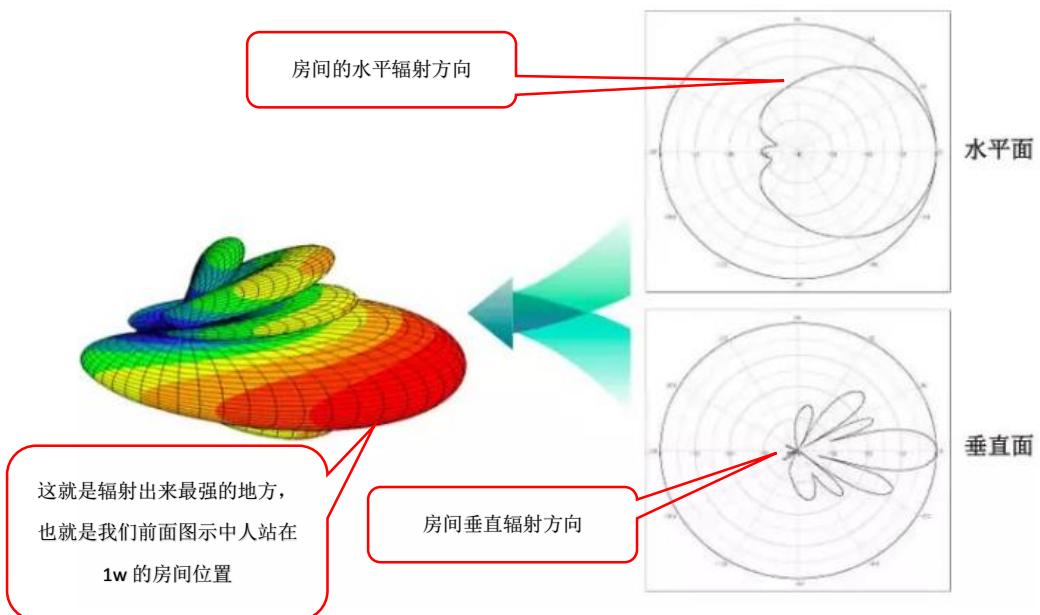


像这种提高天线增益让方向图变得扁平，虽然增加了法线方向的信号强度，但是上下信号强度减弱了，也就是把天线上下信号的强度转让给了法线方向的信号。**这样的结果是什么呢？**



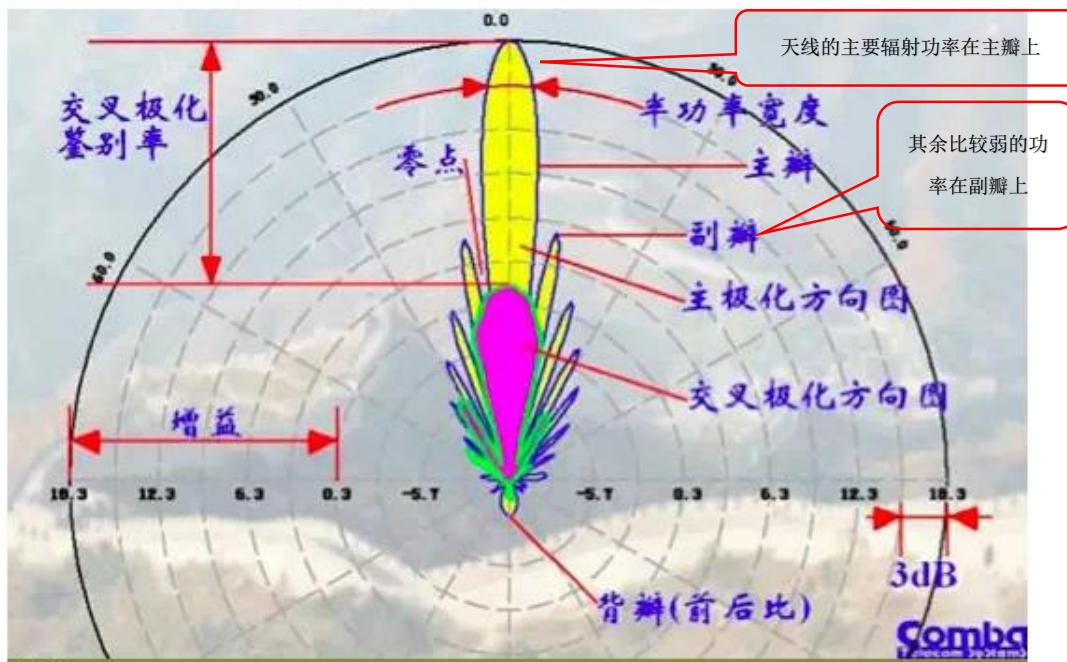
这种就是人离天线很远都要信号，反而人离天线很近很近没有信号，

下面这是定向天线的方向图



我们发现定向天线的方向图就没有上面全向天线的方向图那么完整，有几片花瓣式的副瓣。

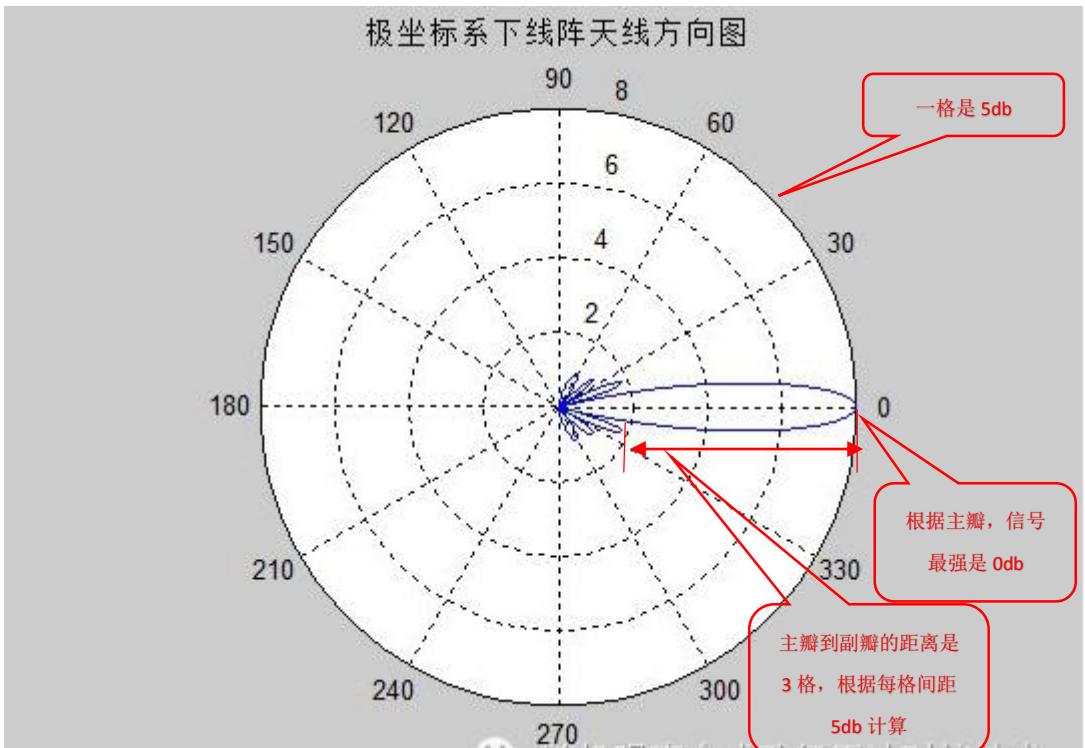
辐射参数



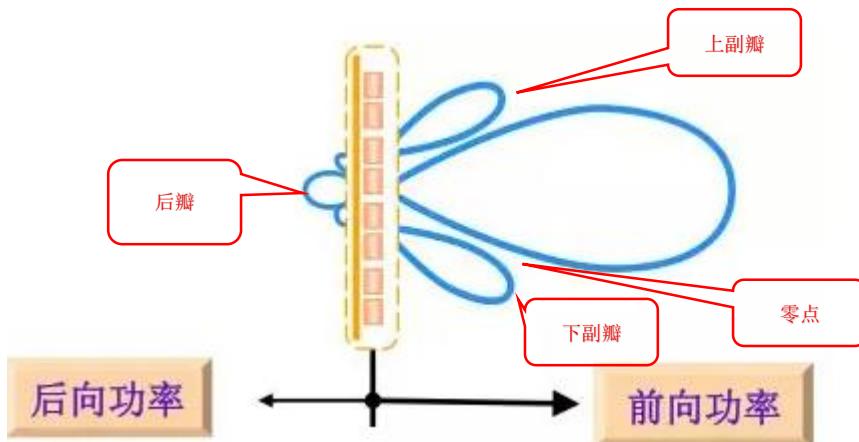
这是定向天线我们需要关注的主要参数有：

- 主瓣
- 副瓣
- 零点
- 后瓣(也属于副瓣)

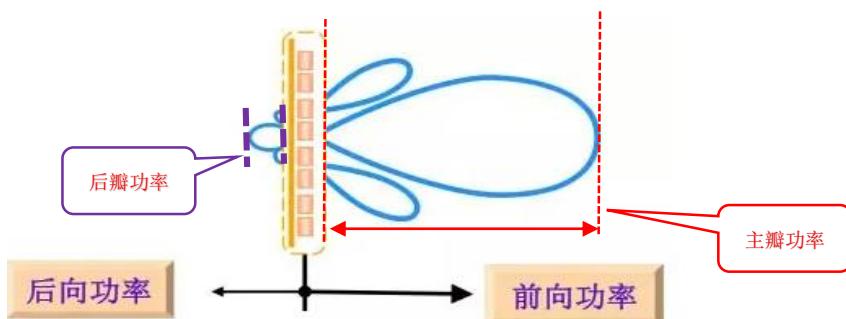
定向天线信号强度怎么计算？



主板到副瓣的距离是 3 格，也就是 15db，所以该定向天线的信号强度最好的时候是-15db
定向天线前后比指标



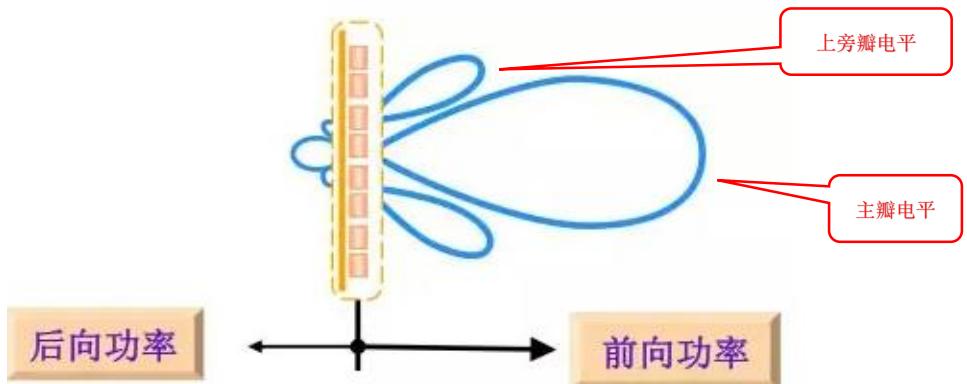
定向天线上副瓣和后瓣会对其他区域形成干扰，所以需要抑制。如果天线放在高楼，下副瓣需要增强，这样可以增加楼下地面的覆盖面积。



定向天线前后比就是主瓣功率大小比上后瓣功率大小，得到的数值越大方向性越好。

定向天线前后比典型值为 25dB, 数值越大越好，选择天线绝对不能小于 25dB

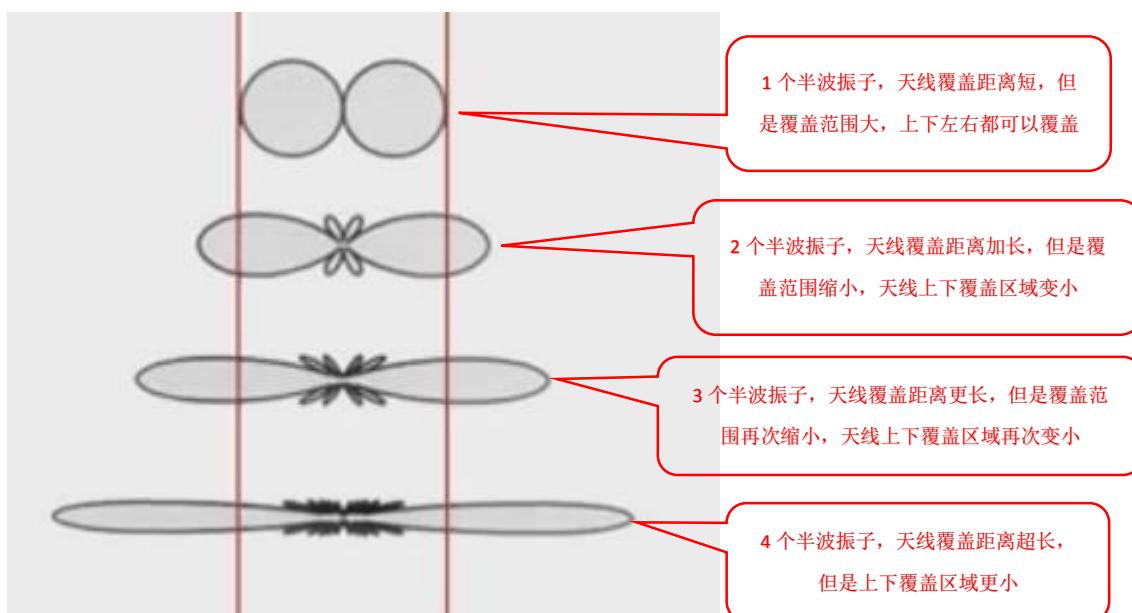
定向天线旁瓣抑制比指标



主瓣最大电平和上旁瓣最大电平的比值我们定义位旁瓣抑制比，数值越大天线定向性能越好。定向天线旁瓣抑制比典型值为 14dB，数值越大越好。记住选择天线时不能小于 14dB 哟。

天线增益指标

我们知道天线的增益和加在天线里面有几个月波振子有关

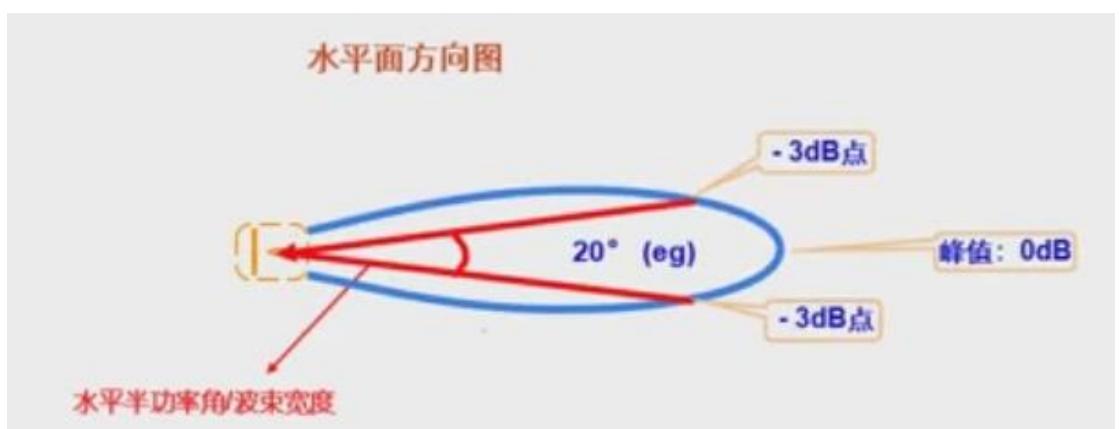
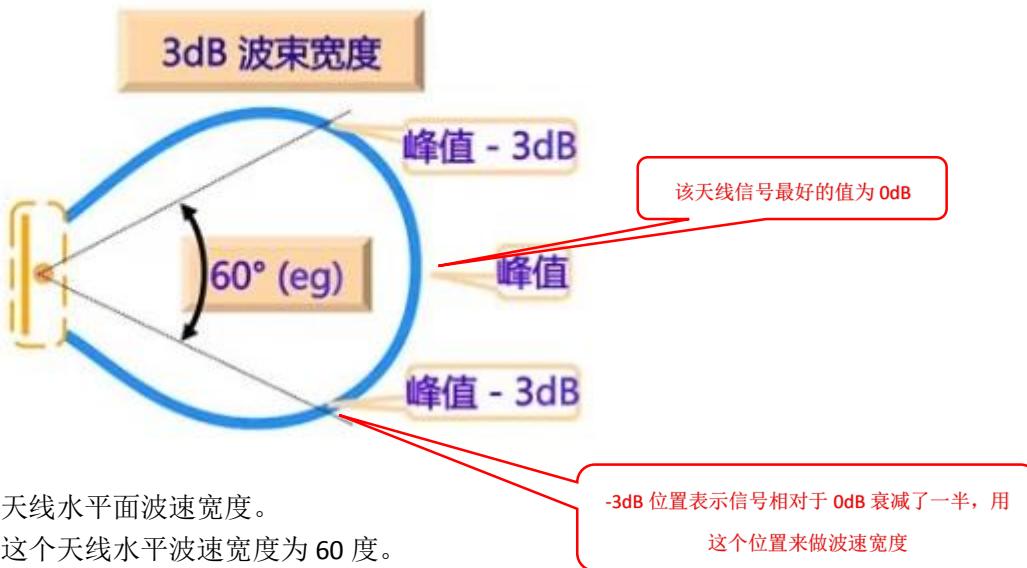


所以天线的增益是选定一个基准，然后根据振子增加的个数和基准进行比较。



所以天线增益并没有增加功率，只是把天线的上下覆盖功率全部压缩到了横向功率，这样天线的指向位置功率很大，波瓣宽度很窄，其它副瓣位置功率很小，这种适合用于定向天线。全向天线还是不能要太大增益的天线，因为全向天线要考虑房间上下左右的区域。如果要增加功率还是要在 wifi 芯片外部加功率放大器，这才是实实在在增加了信号功率。

天线波速宽度指标



你看我如果增大天线的增益，那么波速宽度就会变小，所以天线增益和波速宽度成反比关系。



定向天线波速宽度水平方向标准是 60 度，垂直方向标准是 15 度。

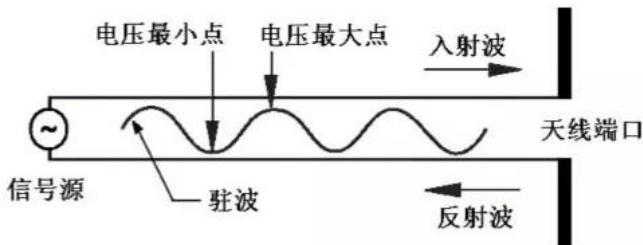
天线电压驻波比

天线驻波比除了和天线本身有关，还和天线按照过程有关。

电压驻波比

电压驻波比 (VSWR) : 为传输线上的电压最大值与电压最小值之比。

当天线端口没有反射时，就是理想匹配，驻波比为1；当天线端口全反射时，驻波比为无穷大。



电压驻波比是天线高效率辐射的基本指标要求。

在全频段内考察VSWR，取最大值为指标。

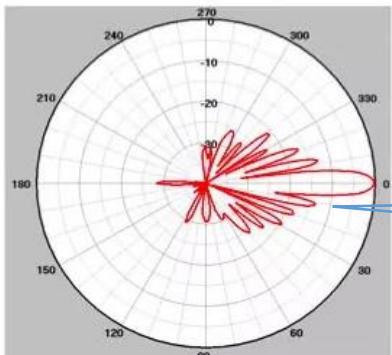
评估举例：指标为1.5，所有频点都需要优于该指标。

减小的天线辐射功率			
VSWR	回波损耗 (dB)	反射功率	
		%	(dB)
3.0	6.0	25%	1.25
2.0	9.5	11%	0.5
1.8	11.0	8.0%	0.36
1.5	14.0	4.0%	0.17
1.4	15.5	2.8%	0.12
1.3	17.5	1.7%	0.07
1.2	21.0	0.8%	0.03

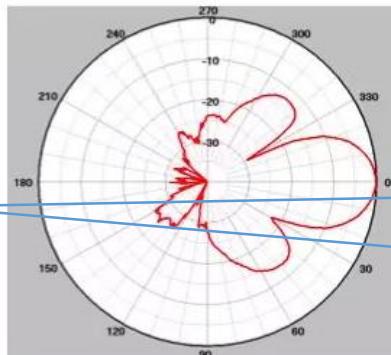
在安装过程中如果天线插头接触不良，或者没有安装好也会影响天线的驻波比。

好的天线驻波比都在 1.4 以下。

下零点填充



高增益天线垂直方向图



低增益天线垂直方向图

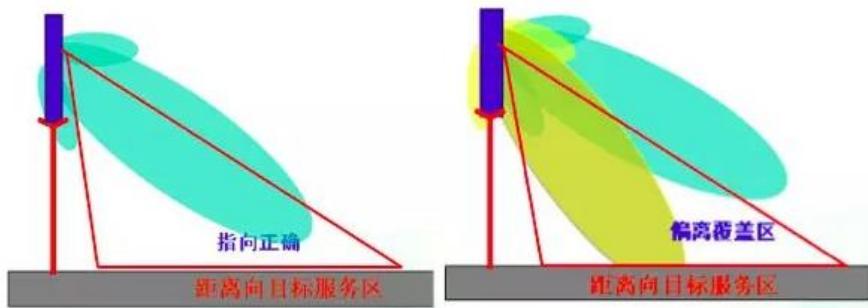
天线方向图有这个缺点
补偿的就是下零点
填充，有这个填充是
最好的

在安装天线过程中注意天线下倾角度

垂直面波束宽度及电下倾角精度

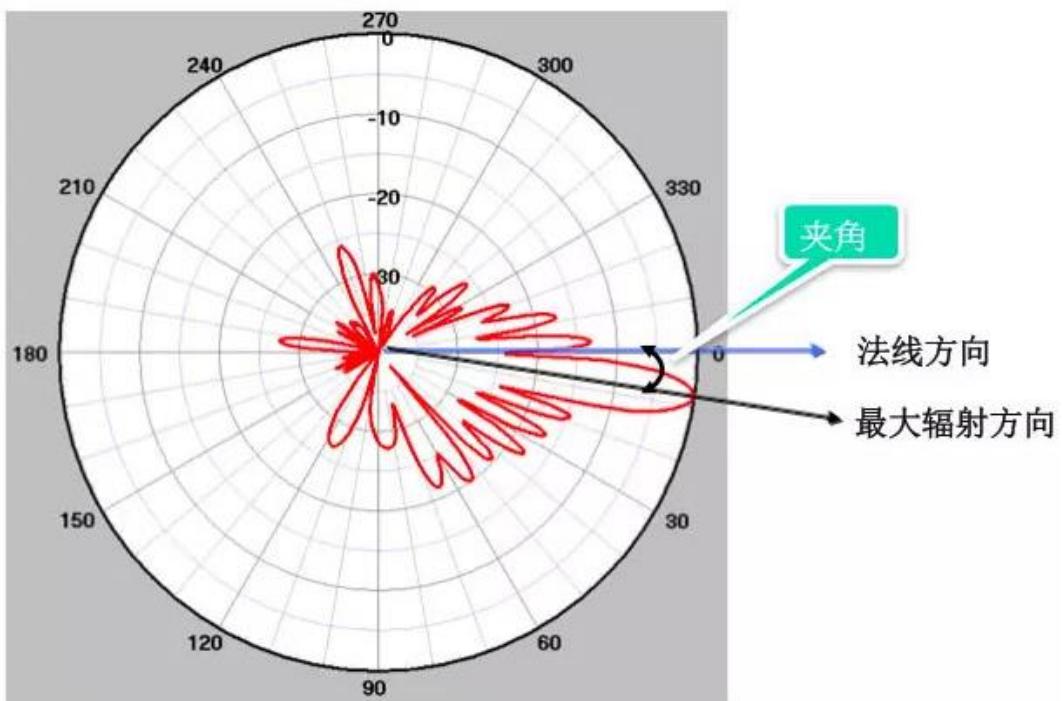
决定了网络覆盖区中距离向性能的好坏。

观察下图的垂直面方向图。波束应该适当下倾，下倾角度最好使得最大辐射指向图中目标服务区的边缘。如果下倾太多（黄色），服务区远端的覆盖电平会急剧下降；如果下倾太少，覆盖在服务区外，且产生同频干扰问题。



电下倾角度

最大辐射指向与天线法线的夹角。



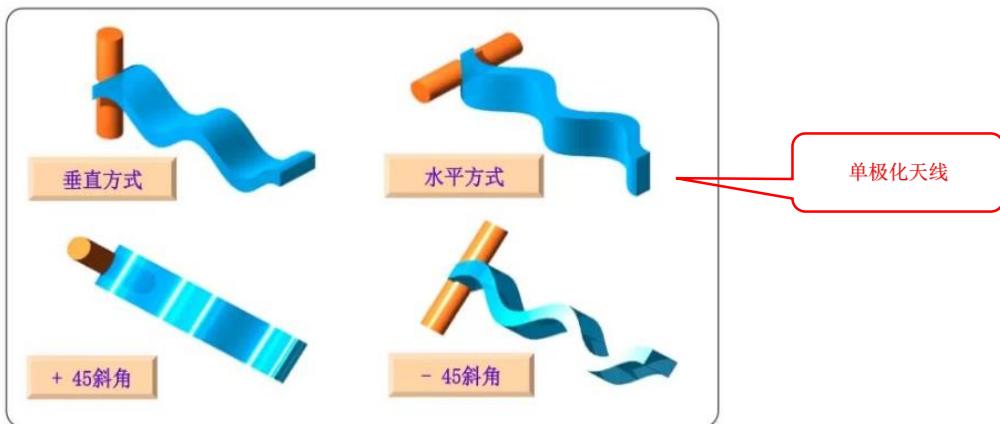
多径效应

暂时不太了解

天线极化方式

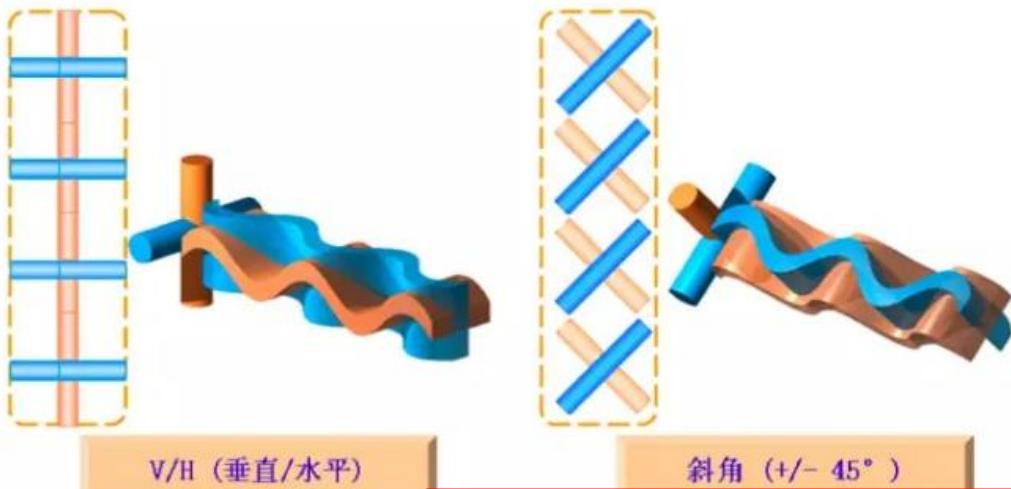
天线极化

是指电场矢量在空间运动的轨迹。



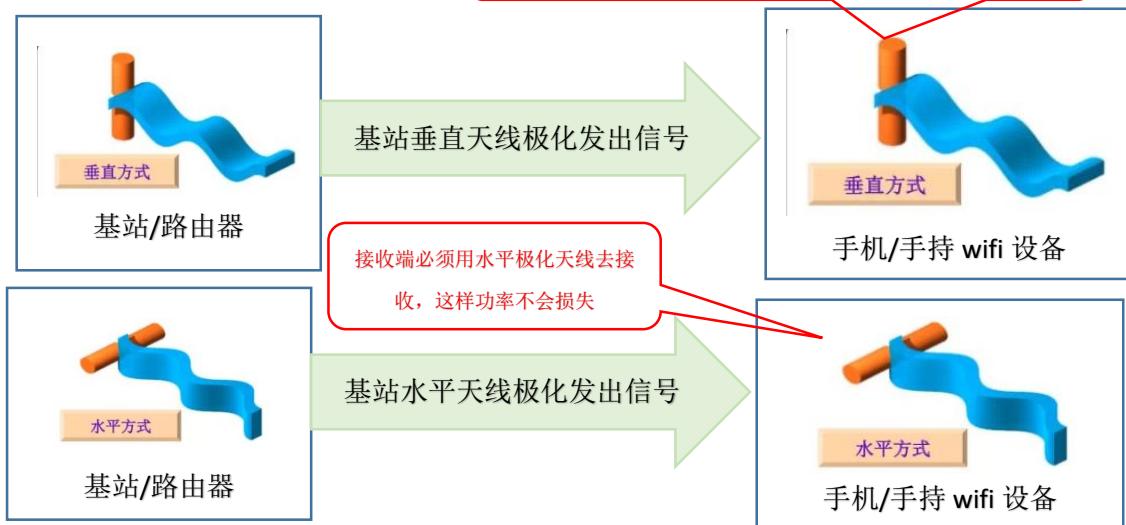
双极化天线

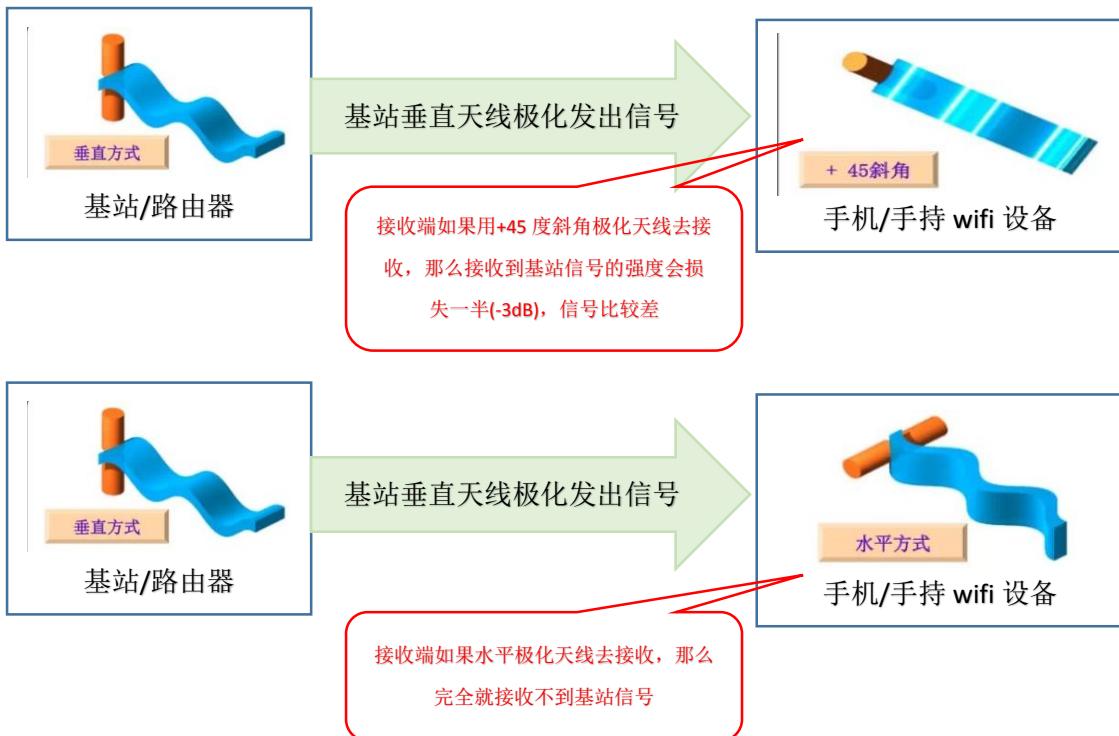
由两组正交的辐射单元组成。



天线分这么多极化有什么用？

接收端必须用垂直极化天线去接收，这样功率不会损失





所以两边设备的天线极化必须相等，才能全功率相互传输。

极化分为垂直极化，水平极化，+45度极化，-45度极化，圆形极化和线极化。

当圆形极化天线接收线性极化天线的信号时，信号也损失一半。

当线性极化天线接收圆形极化天线的信号时，信号也损失一半

如果你的天线是双极化天线那么隔离度指标就很重要

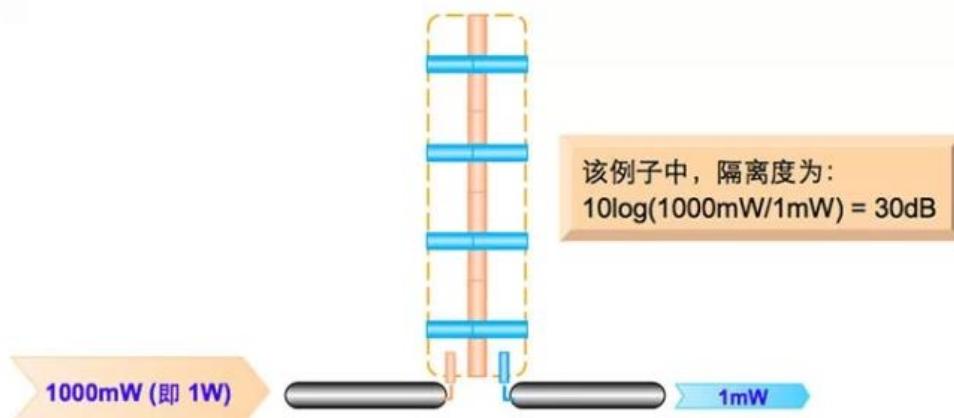
隔离度的意思就是一个天线壳子里面有两个天线，A天线极化方式为水平，B天线极化方式为垂直。一般这种天线都是双频以上的天线。比如A天线是900M频段，B天线是3G频段。

如果是这样，那么A天线信号耦合到B天线的指标就叫隔离度，这也看出来了两个天线隔离度越大越好，最好是无限大直接隔绝。

隔离度

是指某一极化接收到的另一极化的信号的比例。

一般指双极化天线中两个极化直接的隔离。



$\pm 45^\circ$ 的极化正交性可以保证+45°和-45°两副天线之间的隔离度满足互调对天线间隔离度要求 ($\geq 30\text{dB}$)，双极化天线之间的空间间隔仅需20~30cm，因此移动基站可以不必兴建铁塔，只需要架一根直径20cm的铁柱，将双极化天线按相应覆盖方向固定在铁柱上即可。

所以双极化天线隔离度必须要求 30dB 以上

天线选型

描述：1710-2170/65° 15dBi 双极化定向天线

电气性能指标	
工作频率 (MHz)	1710-2170
天线增益 (dBi)	15
极化方式	$\pm 45^\circ$ 极化
水平面波瓣宽度 (°)	65 ± 6
垂直面波瓣宽度 (°)	13.5 ± 1.5
前后比 (dB)	≥ 26
第一上旁瓣抑制(dB)	≥ 15
交叉极化比 (dB)	轴向 ≥ 15 $\pm 60^\circ$ 内 ≥ 10
驻波比	≤ 1.4
隔离度 (dB)	≥ 30
三阶交调 (dBm)	≤ -107
电下倾角 (°)	0/3/6
阻抗 (Ω)	50
功率容量 (W)	250



城市环境天线选择

城市基站数量比较密，所以单个基站天线要求覆盖范围小，天线尽量不要干扰其它区域的天线。

增益 $15\sim 16\text{dBi}$ (频率较高选择 18dbi)

极化方式 $\pm 45^\circ$

选择定向天线，水平波速宽度 $60\sim 65^\circ$

前后比 $> 25\text{dB}$

下倾角度可调



郊区环境天线选择

郊区高楼比较少，还是建议用定向天线

增益 $15\sim 18\text{dBi}$ (频率较高选择 18dbi)

极化方式 $\pm 45^\circ$ 或垂直极化

选择定向天线，水平波速宽度 $65\sim 90^\circ$



农村环境天线选择

农村环境没有高楼，基站数量少
增益 16~18dBi (频率较高选择 18dbi)

垂直极化

选择定向天线，水平波速宽度

90~120°

零点填充

或者选择全向天线，垂直极化

不预设下倾，零点填充