

# 电子电路功能化设计 4

作者:向仔州

## 目录

稳压芯片 AMS1117-3.3V 在 12V 输入下的问题 .....	3
运算放大器输入电压放大后，输出电压达不到要求问题 .....	4
用于静电保护的 TVS 管选型 .....	5
ESD 防静电保护深入理解及元器件选型 .....	14
电源和备用电源切换电路 .....	25
电池边充边用 .....	28
多线圈变压器振荡电路分析 .....	29
NE555 芯片原理及应用 .....	32
运放实现呼吸灯电路 .....	39
双绞线为什么要卷麻花？(网线，差分线)理论 .....	41
手机充电器小型开关电源基本原理 .....	44
过流保护电路 .....	47
停电报警电路 .....	48
花样流水灯电路 .....	49
数字定时器电路 .....	50
自动定时循环电路 .....	51
漏电保护器工作原理 .....	52
电子点火器电路 .....	55
基于 UC3842 的电动车充电器电路 .....	56
EL 发光线驱动电路 .....	58
热风枪电路 .....	59
电子听诊器 .....	59
单向玩具电话电路 .....	60
电缆断线测试电路 .....	60
运放音频前级放大电路分析 .....	61
热释电传感器人体感应开关电路分析 .....	69
使用恒流源测量导线质量，主要测量导线电阻来判断 .....	70
三极管恒流源设计 .....	70
三极管镜像电流源设计 .....	72
三极管镜像电流源分析 .....	74
三极管带能隙基准源设计 .....	75

高端电流检测，保护，差分放大器应用.....	76
三极管直流稳压电源设计.....	77
运算放大器设计线性稳压电源.....	78
OCL 功放分析.....	80
正电源转负电源电路.....	87
通用模拟信号比例平移电路.....	89
开关量输入电路.....	91
PWM 脉宽调制信号转模拟信号电路.....	92

# 稳压芯片 AMS1117-3.3V 在 12V 输入下的问题

AMS1117

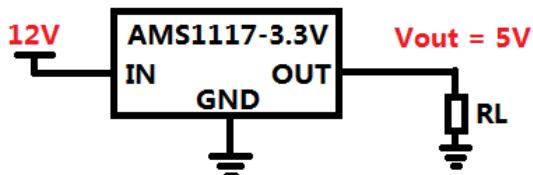
## ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (Note 1)

Power Dissipation	Internally limited
Input Voltage	15V
Operating Junction Temperature Control Section	0°C to 125°C
Power Transistor	0°C to 150°C
Storage temperature	- 65°C to +150°C

AMS1117 芯片手册写的  
最大输入电压不超过 15V

## Soldering information

Lead Temperature (25 sec)	265°C
Thermal Resistance	
SO-8 package	$\varphi_{JA} = 160^\circ\text{C}/\text{W}$
TO-252 package	$\varphi_{JA} = 80^\circ\text{C}/\text{W}$
SOT-223 package	$\varphi_{JA} = 90^\circ\text{C}/\text{W}^*$



输入 12V~15V 给 AMS1117-3.3  
芯片，芯片是能正常工作的，但  
是芯片的输出电压并不是 3.3V，  
而是 5V

因为这个问题还导致我 3.3V 单片机被烧毁，这个芯片怎么会有这种情况

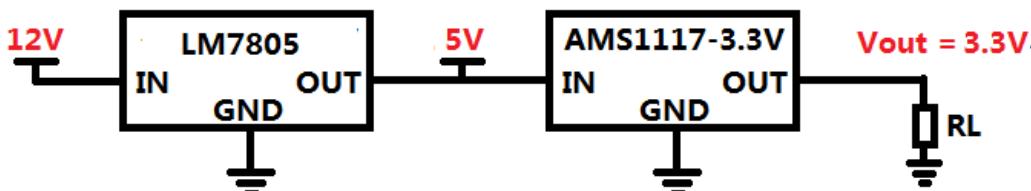
## ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Electrical Characteristics at  $I_{OUT} = 0 \text{ mA}$ , and  $T_J = +25^\circ\text{C}$  unless otherwise specified.

Parameter	Device	Conditions	Min	Typ	Max	Units
Reference Voltage (Note 2)	AMS1117	$I_{OUT} = 10 \text{ mA}$ $10\text{mA} \leq I_{OUT} \leq 1\text{A}$ , $1.5\text{V} \leq (V_{IN} - V_{OUT}) \leq 12\text{V}$	1.238 1.225	1.250 1.250	1.262 1.270	V
Output Voltage (Note 2)	AMS1117-1.5	$0 \leq I_{OUT} \leq 1\text{A}$ , $3.0\text{V} \leq V_{IN} \leq 12\text{V}$	1.485 1.476	1.500 1.500	1.515 1.524	V
	AMS1117-1.8	$0 \leq I_{OUT} \leq 1\text{A}$ , $3.3\text{V} \leq V_{IN} \leq 12\text{V}$	1.782 1.773	1.800 1.800	1.818 1.827	V
	AMS1117-2.5	$0 \leq I_{OUT} \leq 1\text{A}$ , $4.0\text{V} \leq V_{IN} \leq 12\text{V}$	2.475 2.460	2.500 2.500	2.525 2.560	V
	AMS1117-2.85	$0 \leq I_{OUT} \leq 1\text{A}$ , $4.35\text{V} \leq V_{IN} \leq 12\text{V}$	2.82 2.79	2.850 2.850	2.88 2.91	V
	AMS1117-3.3	$0 \leq I_{OUT} \leq 1\text{A}$ , $4.75\text{V} \leq V_{IN} \leq 12\text{V}$	3.267 3.235	3.300 3.300	3.333 3.365	V

细看数据手册发现，AMS1117-3.3 的测试条件只给出了输入电压  $V_{IN} >= 4.75\text{V}$ ,  $V_{IN} <= 12\text{V}$  的情况下输出为 3.3V，我的电压虽然输入的是 12V，但是电压有波动，所以有可能超过了 12V 导致了芯片输出稳不住 3.3V，变成了 5V。 (但是这个结论还不一定完全正确)

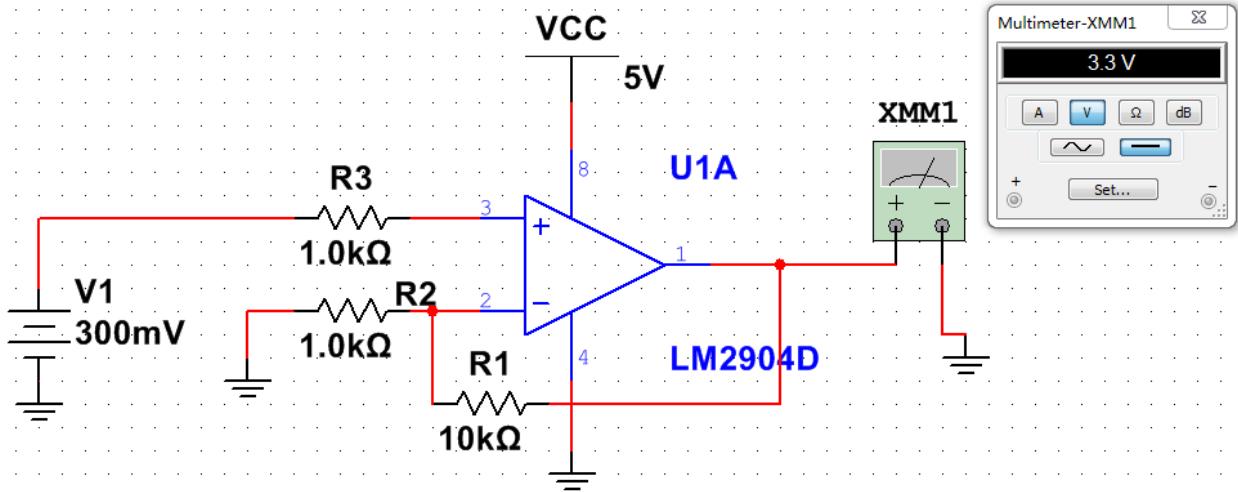
经过我直流电源测试，发现 AMS1117-3.3 在输入达到 9V 时，输出就变成了 5V。所以数据手册测试条件还只能是一个参考，不能全信。



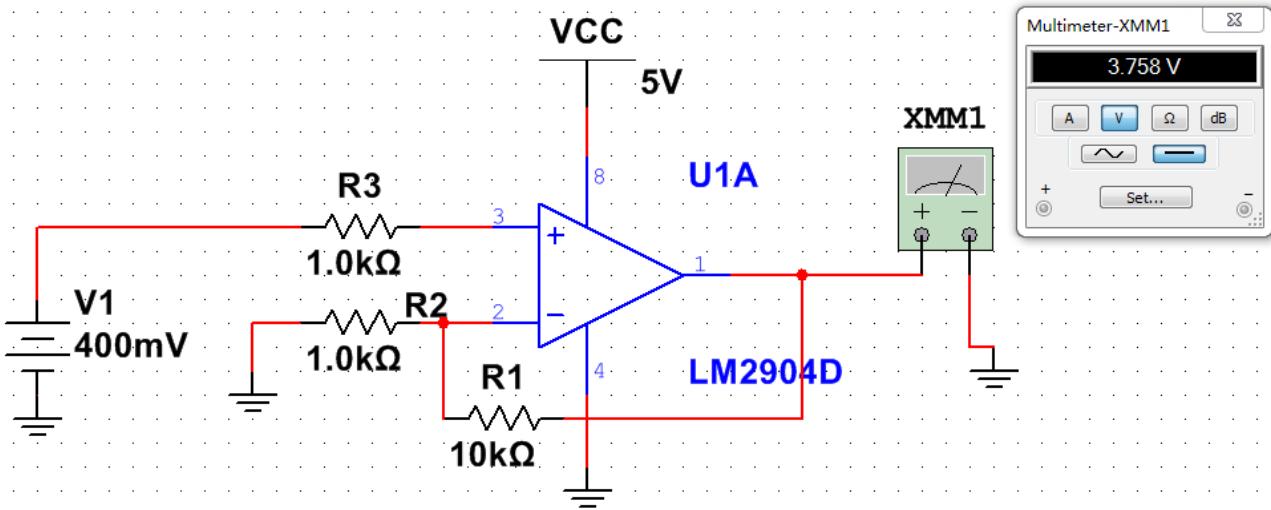
所以只有用常规  
方法 7805 一次降  
压，AMS1117-  
3.3 二次降压才能  
解决。两级稳压  
芯片降压效率就  
比较低了，这个  
其实和输出电流  
大小有关，看自  
己如何权衡

所以在选择稳压芯片的时候尽量按照官方给的电路参数来搭建。

## 运算放大器输入电压放大后，输出电压达不到要求问题



我输入 300mV 放大 11 倍输出 3.3V 正常。



我输入 400mV 放大 11 倍输出应该是 4.4V，但是怎么这里是 3.758V 输出呢？少了这么多。

LM2904D 虽然不是轨到轨运放，但是我输出 4.4V 的要求也没有接近 5V 啊。怎么输出不能满足 4.4V 呢？

## Electrical Characteristics

( $V_{CC} = 5.0V$ ,  $V_{EE} = GND$ ,  $TA = 25^{\circ}C$ , unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Conditions			LM258			LM358			LM2904			Unit
		Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
Input Offset Voltage	$V_{IO}$	$V_{CM} = 0V$ to $V_{CC}$ $-1.5V$ $V_{O(P)} = 1.4V$ , $R_S = 0\Omega$	-	2.9	5.0	-	2.9	7.0	-	2.9	7.0	-	mV	
Input Offset Current	$I_{IO}$	-	-	3	30	-	5	50	-	5	50	-	nA	
Input Bias Current	$I_{IBIAS}$	-	-	45	150	-	45	250	-	45	250	-	nA	
Input Voltage Range	$V_{I(R)}$	$V_{CC} = 30V$ ( $LM2904$ , $V_{CC}=26V$ )	0	-	$V_{CC}$ $-1.5$	0	-	$V_{CC}$ $-1.5$	0	-	$V_{CC}$ $-1.5$	-	V	
Supply Current	$I_{CC}$	$RL = \infty$ , $V_{CC} = 30V$ ( $LM2904$ , $V_{CC}=26V$ )	-	0.8	2.0	-	0.8	2.0	-	0.8	2.0	-	mA	
		$RL = \infty$ , $V_{CC} = 5V$	-	0.5	1.2	-	0.5	1.2	-	0.5	1.2	-	mA	
Large Signal Voltage Gain	$G_V$	$V_{CC} = 15V$ , $RL = 2k\Omega$ $V_{O(P)} = 1V$ to $11V$	50	100	-	25	100	-	25	100	-	V/mV		
Output Voltage Swing	$V_{O(H)}$	$V_{CC}=30V$ , $RL = 2k\Omega$ ( $V_{CC} = 26V$ for $10k\Omega$ for $LM2904$ )	26	-	-	26	-	-	22	-	-	V		
	$V_{O(L)}$	$V_{CC} = 5V$ , $RL = 10k\Omega$	-	5	20	-	5	20	-	5	20	-	mV	

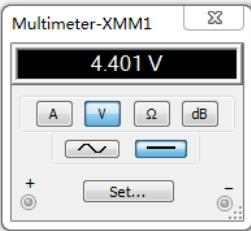
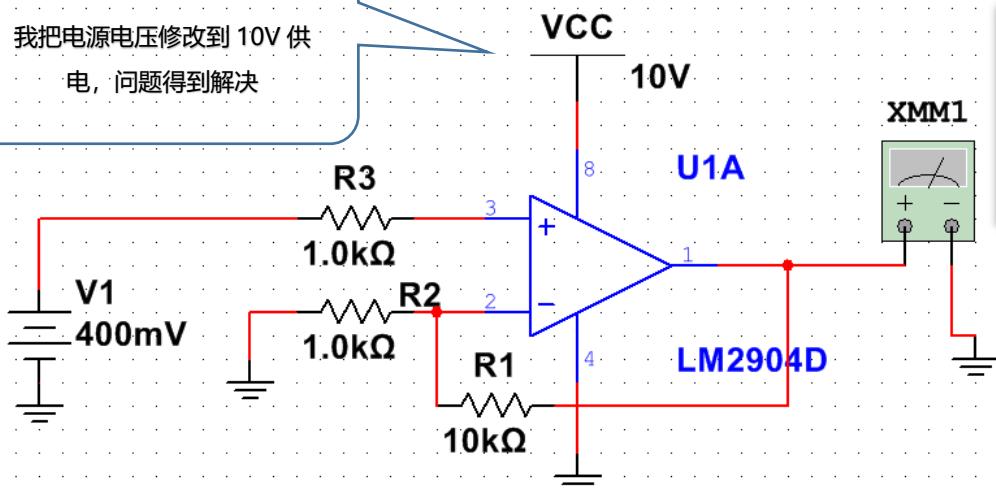
根据数据手册 LM2904D

输出电压可以达到 24V

啊，但是怎么我的电路输出 4.4V 都不行？

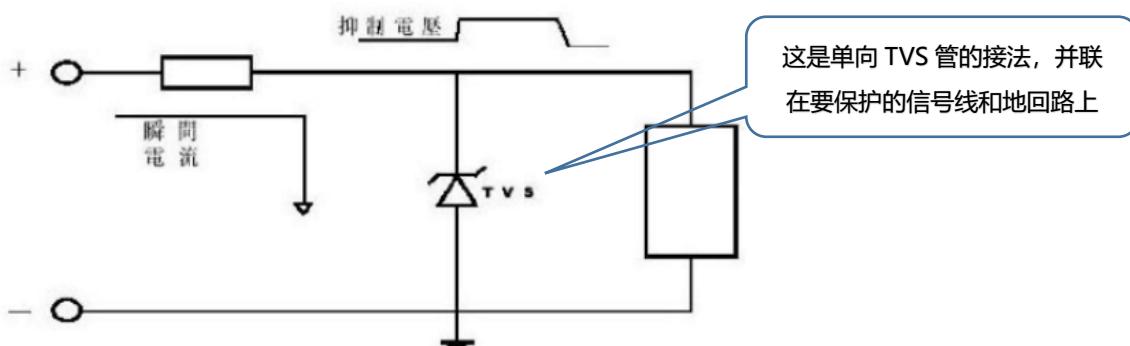
这里有个重要的指标，官方文档给的是在运放供电电压在 26V~30V 的情况下，输出可以满足 24V

我把电源电压修改到 10V 供电，问题得到解决



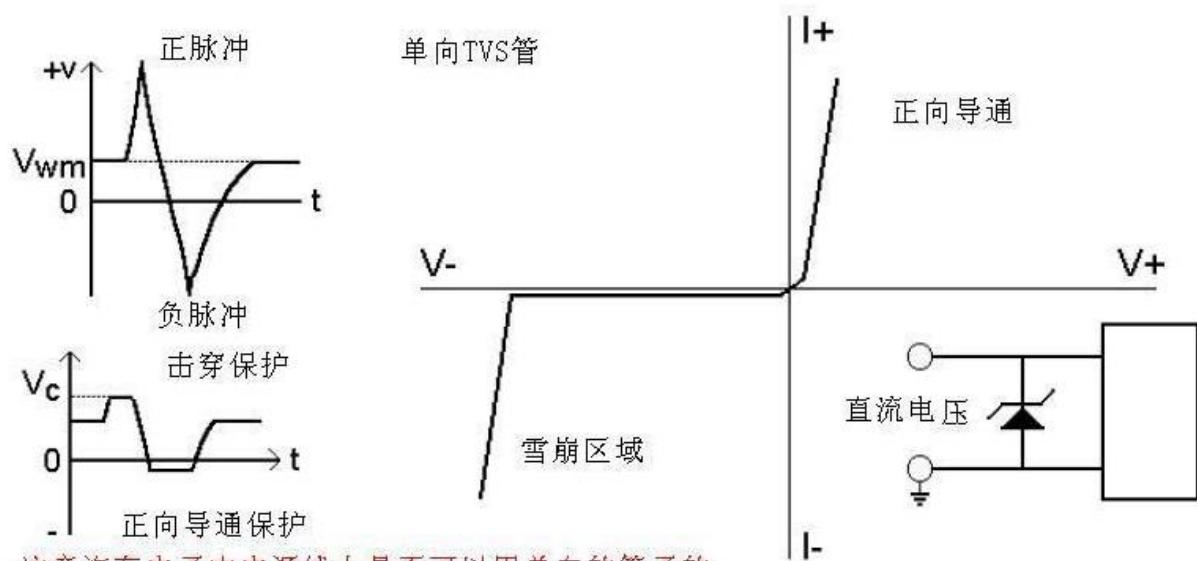
我槽这个运放这么坑？数据手册写的不清不楚，官方要求的是 26V 以上，我这里 10V 就能解决了。其实这个问题不一定完全要按照官方要求的最大供电电压来，但是供电电压也不能太小。唯一的解决方法就是把运放买回来单独测试下。或者找找官方有没有提供运放电源电压和输出电压的对应关系图表。

## 用于静电保护的 TVS 管选型



这是单向 TVS 管的接法，并联在要保护的信号线和地回路上

图1. 单向 TVS 工作原理说明



单向 TVS 管只能保护信号线上的正脉冲信号，负脉冲信号保护不了，如果信号线出现负脉冲信号，只有烧坏后端器件。

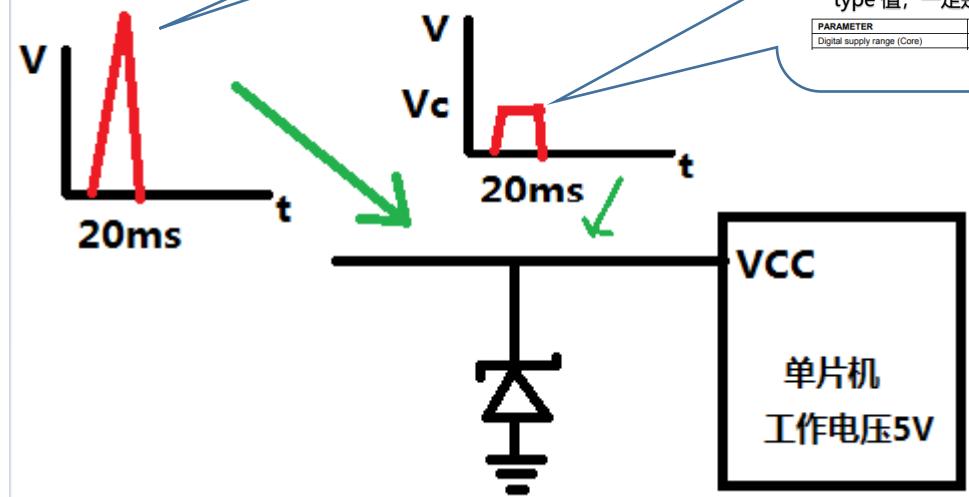
TVS 管重要参数  $V_{RWM}$ ,  $V_{BR}$ ,  $V_c$ ,  $I_{pp}$ ,  $C_d$

### 最大钳位电压 $V_c$ 的选值：

一个 1KV 以上的静电电压加在电源线/信号线上持续 20ms

电压被 TVS 管钳位在了  $V_c$  位值，这个  $V_c$  的电压值一定不能大于芯片的极限工作电压，也就是芯片数据手册电源部分的 max 值，记住不是 min 值，type 值，一定是在 type 值以上，max 值以下

PARAMETER	SYMBOL	MIN	TYP	MAX
Digital supply range (Core)	DCVDD	1.71		3.6



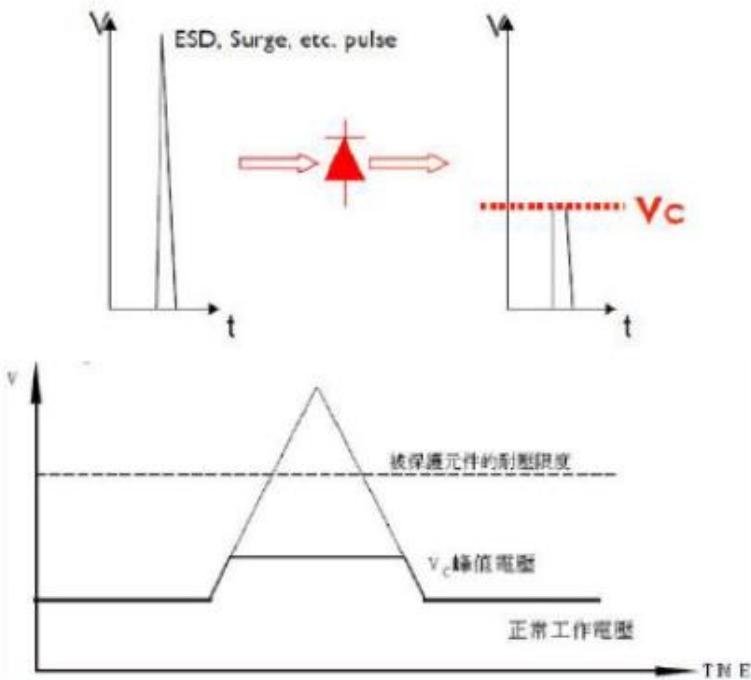


图4. VC、工作电压和最大忍受电压的关系

Part Number Add C For Bi-Directional (Note 4)	Reverse Standoff Voltage	Breakdown Voltage VBR @ IT (Note 5)		Test Current IT(mA)	Max. Reverse Leakage @ VRWM (Note 6) IR (mA)	Max. Clamping Voltage @ Ipp VC (V)	Max. Peak Pulse Current Ipp (A)	Marking Code BI- UNI-
	VRWM (V)	Min (V)	Max (V)					
SMBJ5.0(C)A	5.0	6.40	7.23	10	800	9.2	65.2	AE KE

SMBJ5.0(C)A 这个 TVS 管, IPP 静电电流或者雷击电流在 65.2A 时, VC 电压可以钳位在 9.2V 所以一个 1000V 的信号经过 SMBJ5.0 (C) A 型号 TVS 管时, 电压会被钳位在 9.2V

### 最小击穿电压 V<sub>BR</sub>

$$V_{BR} = \frac{VC}{Kc} = \frac{9.2}{1.3} \quad Kc\text{常数}1.3$$

Part Number Add C For Bi-Directional (Note 4)	Reverse Standoff Voltage	Breakdown Voltage VBR @ IT (Note 5)		Test Current IT(mA)	Max. Reverse Leakage @ VRWM (Note 6) IR (mA)	Max. Clamping Voltage @ Ipp VC (V)	Max. Peak Pulse Current Ipp (A)	Marking Code BI- UNI-
	VRWM (V)	Min (V)	Max (V)					
SMBJ5.0(C)A	5.0	6.40	7.23	10	800	9.2	65.2	AE KE

这里确定了  $VC = 9.2V$ , 那么根据计算  $V_{BR} = 7.07V$ , 在 VBR 范围之内

### 最大反向工作电压 V<sub>RWM</sub>

$$V_{RWM} = (0.8 \sim 0.9) V_{BR}$$

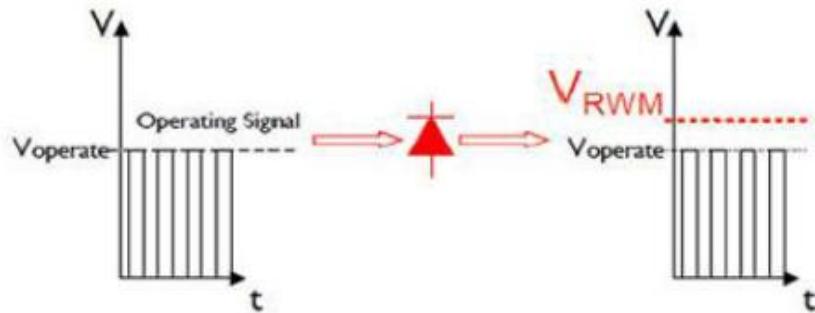
这是 V<sub>RWM</sub> 的理论取值, 在这个值下器

件功耗消耗最小

Part Number Add C For Bi-Directional (Note 4)	Reverse Standoff Voltage	Breakdown Voltage VBR @ IT (Note 5)		Test Current IT(mA)	Max. Reverse Leakage @ VRWM (Note 6) IR (mA)	Max. Clamping Voltage @ Ipp VC (V)	Max. Peak Pulse Current Ipp (A)	Marking Code BI- UNI-
	VRWM (V)	Min (V)	Max (V)					
SMBJ5.0(C)A	5.0	6.40	7.23	10	800	9.2	65.2	AE KE

$V_{RWM}$  经过计算  $V_{RWM} = 5.56V$ , 和选型差不多。

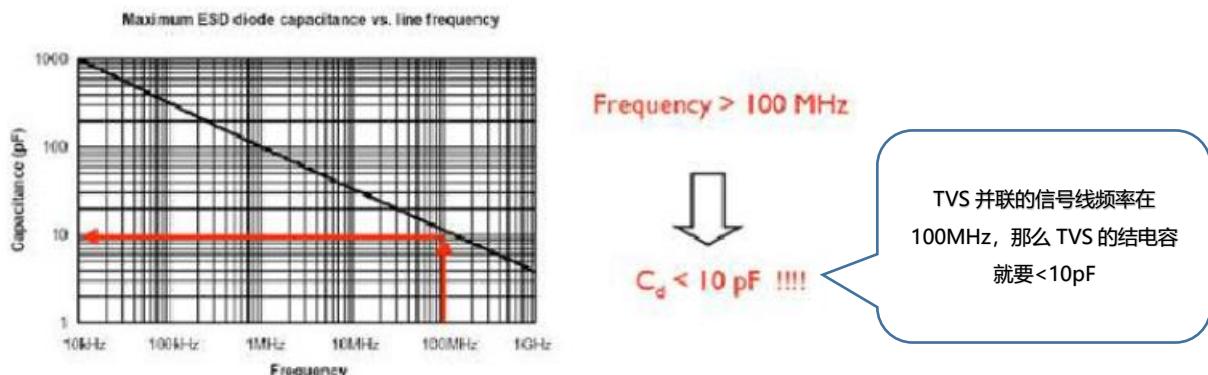
注意：选型时应使  $V_{RWM}$  不低于被保护器件或线路的正常工作电压。一般会  $V_{op} < V_{RWM} < 85\% \cdot V_c$  以便 TVS 接入电路而不影响正常电路工作。



一般有了  $V_c$  和  $I_{pp}$  的值，就能很好计算出  $V_B$ ,  $VRWM$

### 结电容 $C_j(C_d)$ 选择

如果 TVS 管并联在电源线，或者低速信号线上结电容影响不太大。但是 TVS 并联在高速信号线上，比如 USB2.0，以太网口，HDMI 接口，那么结电容值就必须很小。



### 最大峰值脉冲功率 $P_{pp}$

$V_c$ ,  $I_{pp}$  反应了 TVS 器件浪涌抑制能力， $P_{pp} = V_c \cdot I_{pp}$ 。

因此选用 TVS 之前，最好对线路的脉冲有所了解，是单脉冲，还是多次脉冲，脉冲的上升时间，脉宽，峰值。

现在我将 TVS 管用在交流电电源部分

## 交流电路

图 4 为微机电源采用 TVS 管作线路保护的原理图。

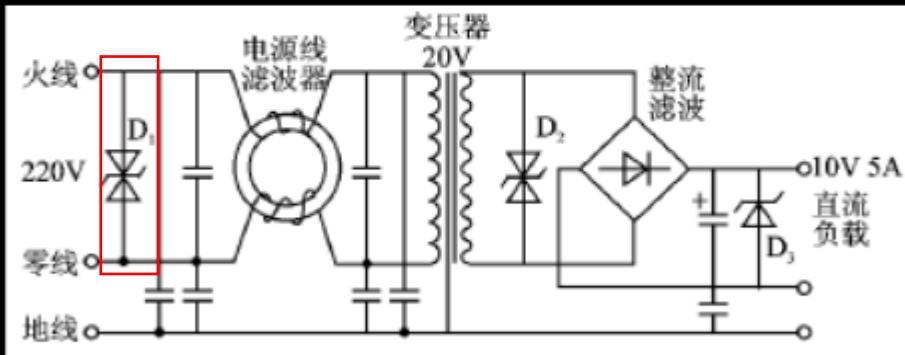


图 4 微机电源部分原理图

$$V_{rms} = 220V \times 1.414 = 311V$$

因为是交流电路，先算出交流实际值

$$V_{BR} = 311/0.8 = 388.75V$$

$$V_c = 388.75 \times 1.3 = 505.375V$$

这样 D1 的双向 TVS 管就确定型号了。这是 TVS 管在交流部分保护交流电路的做法

D2 就是按照 20V 来计算 TVS 管参数

下面看直流部分。

## 交流电路

图 4 为微机电源采用 TVS 管作线路保护的原理图。

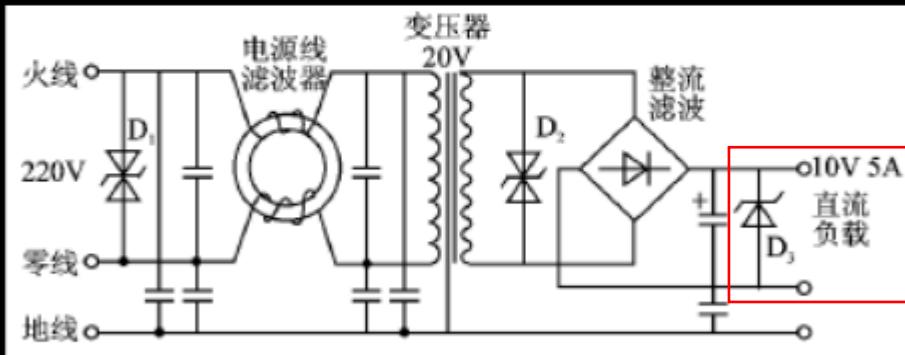


图 4 微机电源部分原理图

$$V = 10V$$

$$V_{BR} = 10V / 0.8 = 12.5V$$

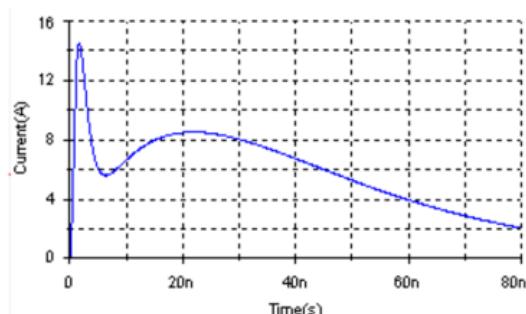
$$V_C = 12.5V \times 1.3 = 16.25V$$

这样 D3 的 TVS 管型号也确定了，经过以上步骤，得到了所谓的“净化电源”

以上是 TVS 管的初步计算，还需要增加脉冲电流的大小及宽度进行精确选择。

在直流 USB 接口中我们来精确选择 TVS 管。

据国际电工委员会 IEC61000-4-2 标准，人体静电电压在 4000V 时，最大放电电流 15 安培，放电时间约 60 纳秒。放电电流不是很小，而是时间很短！



USB 接口长期是人在插拔，所以我们选择 TVS 管主要是根据静电来选择。

## Description

The ULC0304P is designed to protect voltage sensitive components from ESD and transient voltage events. Excellent clamping capability, low leakage, and fast response time, make these parts ideal for ESD protection on designs where board space is at a premium.

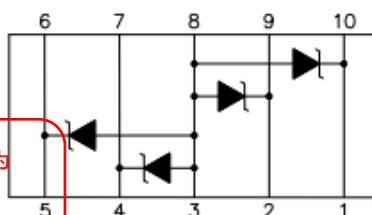
DFN2510P10



## Feature

- ◆ 150 Watts Peak Pulse Power per Line ( $t_p=8/20\mu s$ )
- ◆ Protects Four High Speed Lines
- ◆ Low Clamping Voltage
- ◆ RoHS Compliant
- ◆ IEC61000-4-2 (ESD)  $\pm 30kV$  (air),  $\pm 30kV$  (contact)
- ◆ IEC61000-4-4 (EFT) 40A (5/50ns)
- ◆ IEC61000-4-5 (Lightning) 10A ( $8/20\mu s$ )

## Functional Diagram



$\triangle = \triangle$   
Configuration per Line

Symbol	Parameter	Value	Units
$P_{PP}$	Peak Pulse Power ( $t_p=8/20\mu s$ waveform)	150	W
$T_L$	Lead Soldering Temperature	260 (10sec)	°C
$T_{STG}$	Storage Temperature Range	-55 to +150	°C
$T_J$	Operating Temperature Range	-55 to +150	°C
	IEC61000-4-2 (ESD)		
	Air Discharge	$\pm 30$	kV
	Contact Discharge	$\pm 30$	
	IEC61000-4-4 (EFT)	40	A
	IEC61000-4-5 ( Lightning )	10	A

能接受的脉冲电压为 30KV，也是满足的，因为人体静电也就  
在 8KV~16KV

Fig1. 8/20μs Pulse Waveform

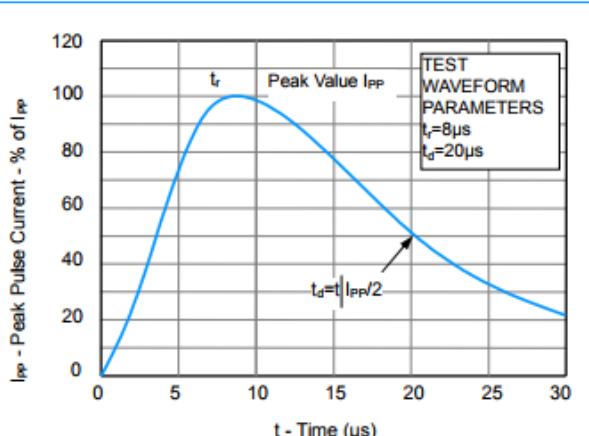
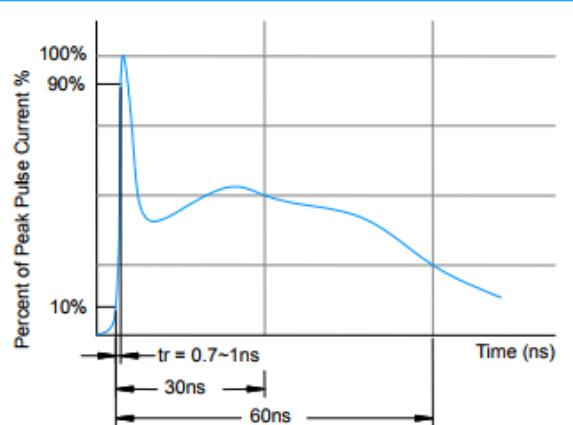
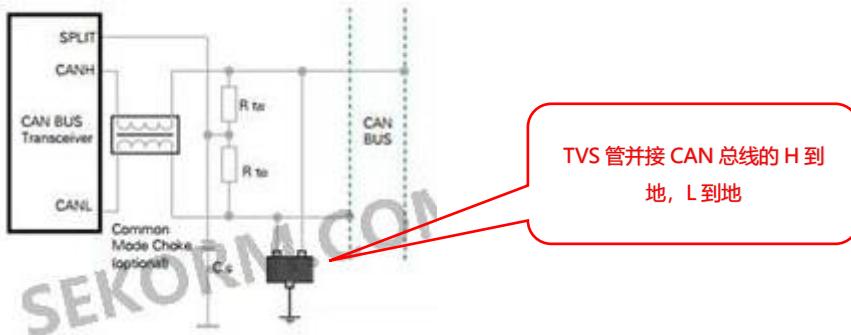


Fig2. ESD Pulse Waveform (according to IEC 61000-4-2)



从脉冲图也可以看出来，8us 可以处理 100% 的脉冲电压，20us 只能处理 50% 的脉冲电压。

## CAN 通信线上的 TVS 管选取



那么，如何选择一款合适的TVS管呢？一般需要考虑几点因素：

- 1、电压：因电源的供电系统为12V或24V，依照传统的5V供电系统选择CAN通信保护TVS一定是不可以的，故需要选择的TVS管的耐压电压应为24V~30V。
- 2、低的钳位电压，降低CAN总线功耗设计。
- 3、极低的泄露电流
- 4、雷击下，可承受更高的浪涌电流。
- 5、高的ESD承受电压：接触放电/空气放电，约高越好
- 6、符合AEC-Q101汽车标准

针对如上的设计需求，这里推荐Littelfuse的CAN总线保护TVS管SM24CANB-02HTG，为500W TVS二极管阵列，内含两个双向TVS管，封装为SOT23-3，其实物图和内部功能框图参考如下图2所示。

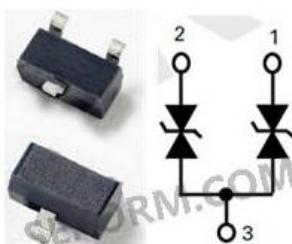


图2：SM24CANB-02HTG实物图和内部功能框图示意图

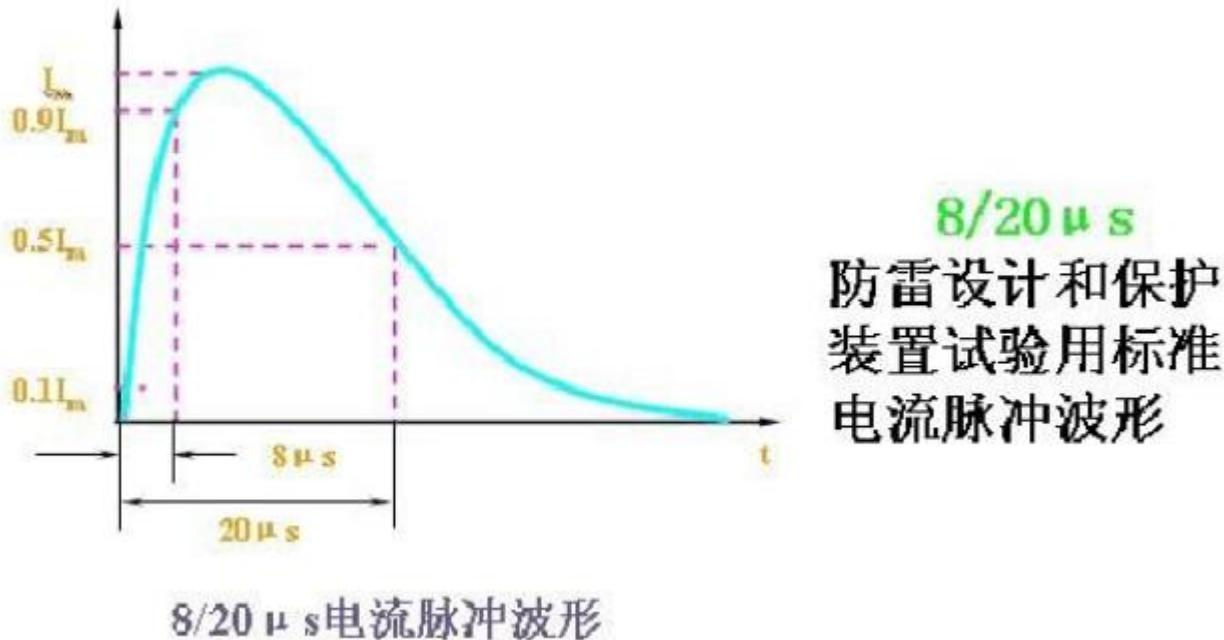
下面提供下SM24CANB-02HTG主要的特性参数，参考如下：

- 1、反向工作电压VRM为24V
- 2、具有低的钳位电压特性，VC ( max ) : 34V~50V，参考如下图2所示

Electrical Characteristics ( $T_{op}=25^{\circ}\text{C}$ )						
Parameter	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Clamp Voltage	$V_c$	$I_{sp}=1\text{A}, t_s=8/20\mu\text{s}, \text{Pin 1 or Pin 2 to Pin 3}$			34.0	V
		$I_{sp}=8\text{A}, t_s=8/20\mu\text{s}, \text{Pin 1 or Pin 2 to Pin 3}$			46.0	V
		$I_{sp}=10\text{A}, t_s=8/20\mu\text{s}, \text{Pin 1 or Pin 2 to Pin 3}$			50	V

图3：SM24CANB-02HTG双向TVS管不同峰值脉冲电流条件下的钳位电压

## 防雷击 TVS 管选型

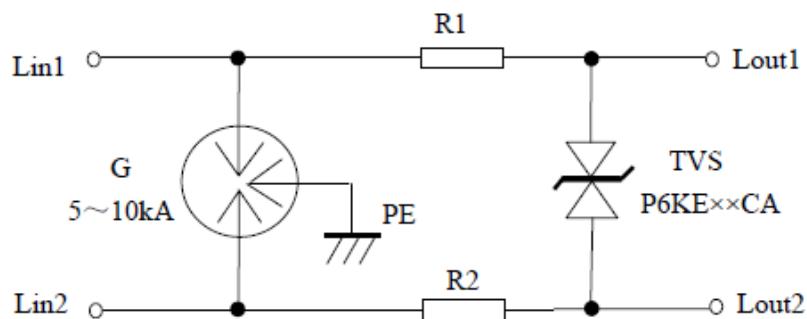


USB, 以太网先暴露在户外容易被雷击干扰影响，或者损坏。

国标规定雷击测试波形主要有: 8/20us, 10/350us, 10/700us 以及 1.2/50us。

### (一) 双绞线型

通用电路一：



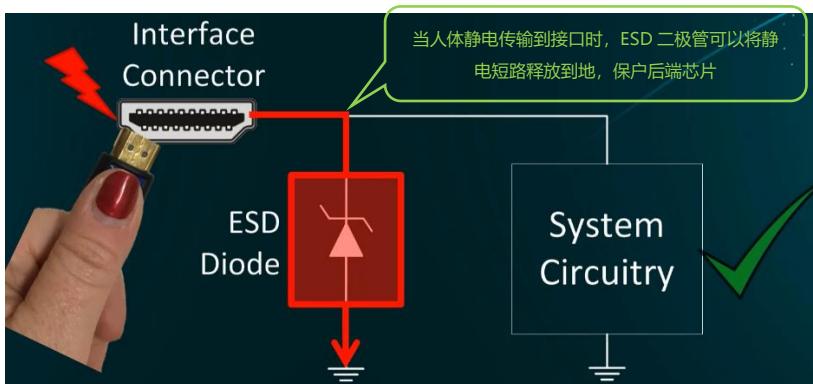
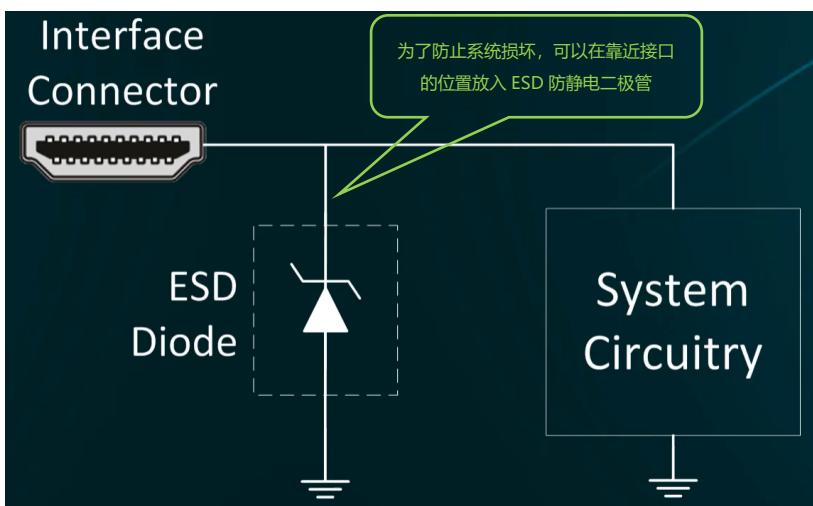
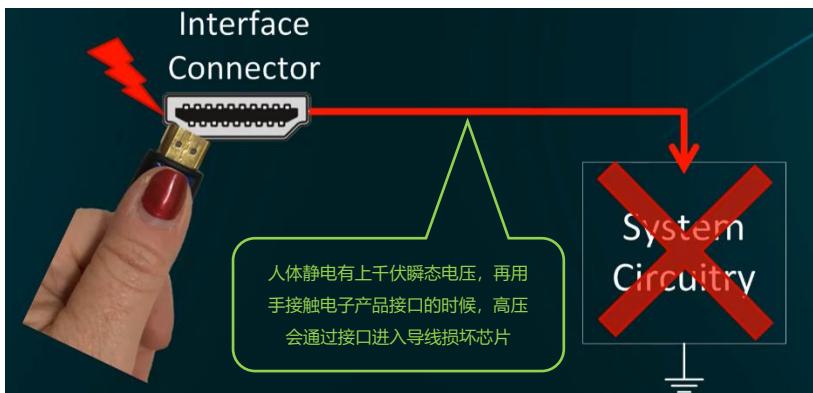
说明：

①R1、R2 可以用普通金属氧化膜电阻 ( 2W-4.3 ~ 5.1Ω ) , 也可以用冷态电阻相当的正温度系数热敏电阻 ( 如 : 自恢复保险丝 : LP60-010/030 , LB180 ( U ) ) 。

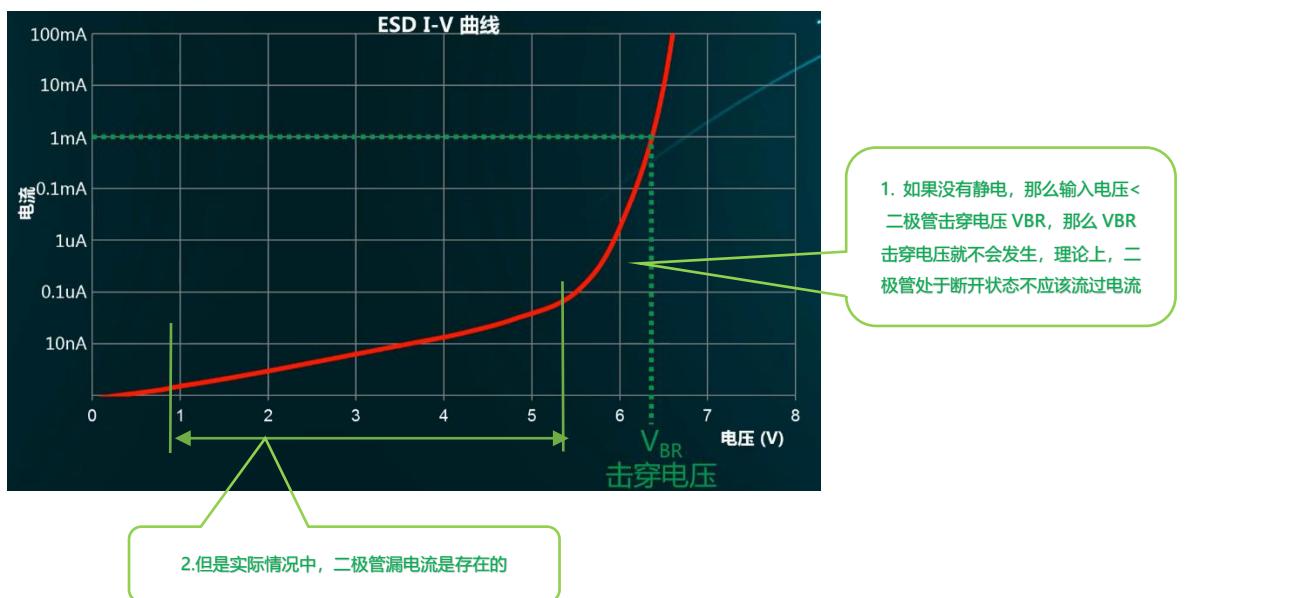
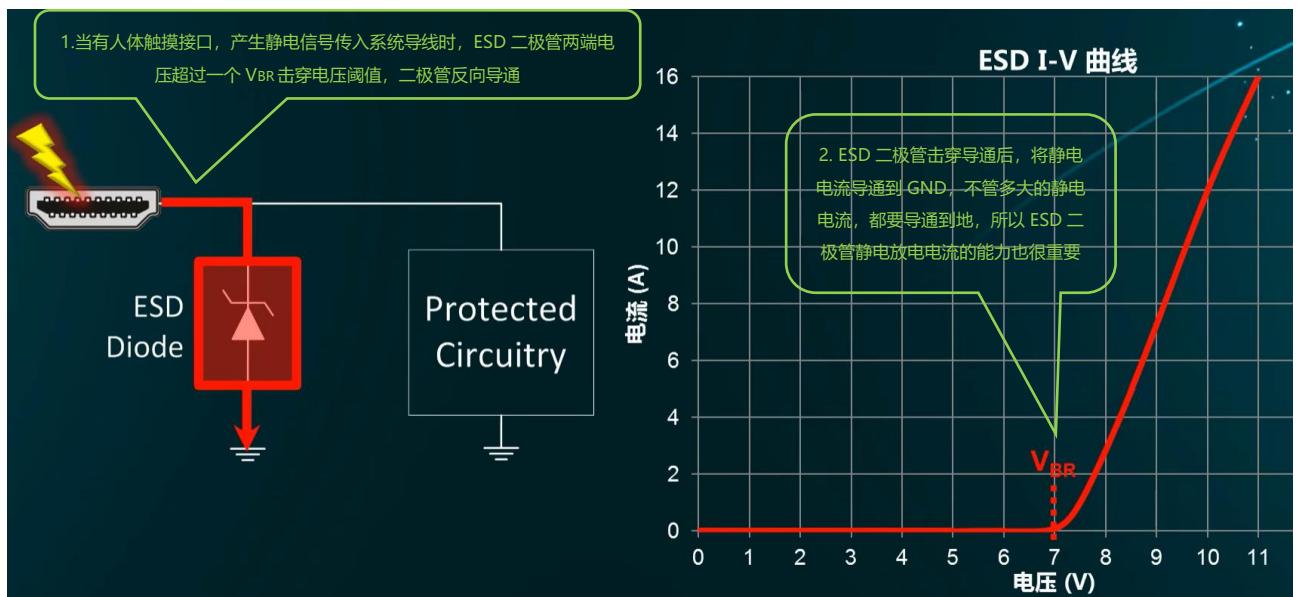
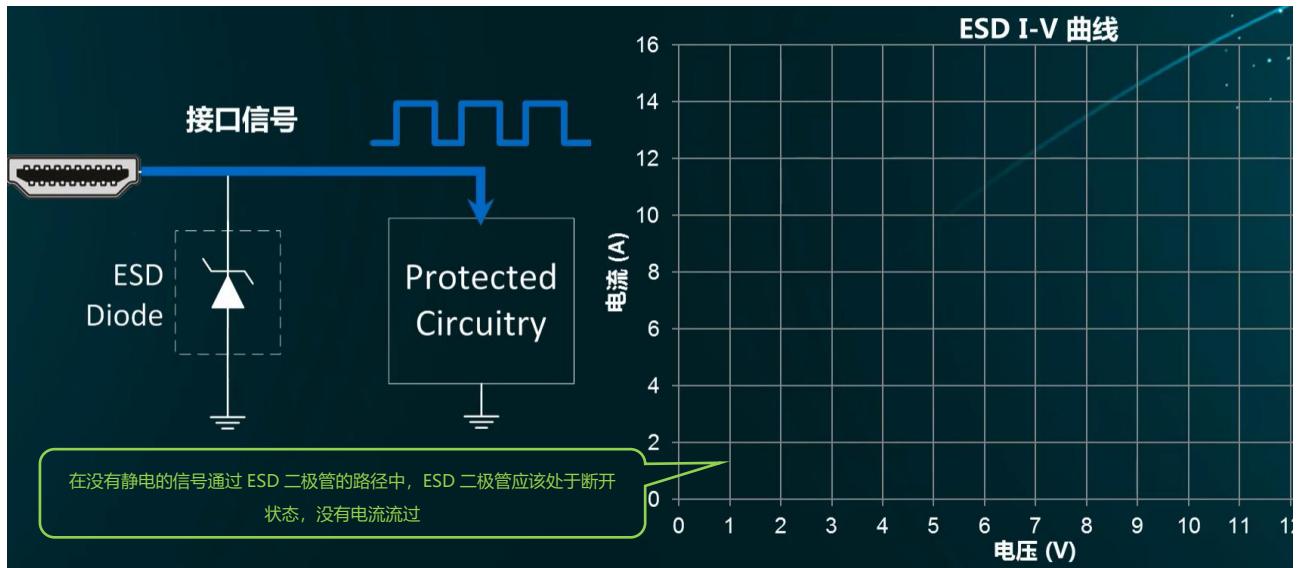
②陶瓷气体放电管和 TVS 管的直流击穿电压根据信号电压幅度选择 , 见下表 :

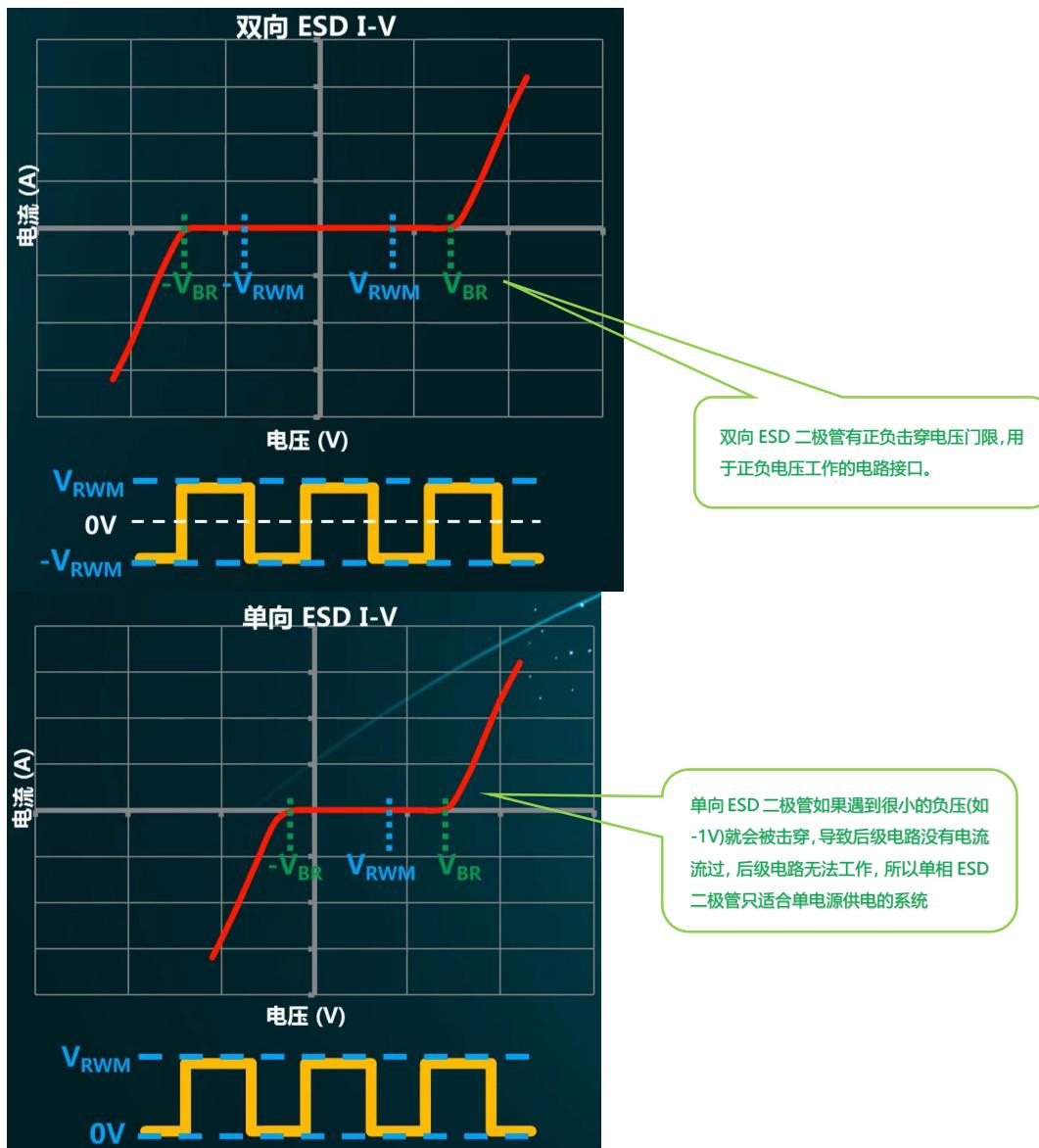
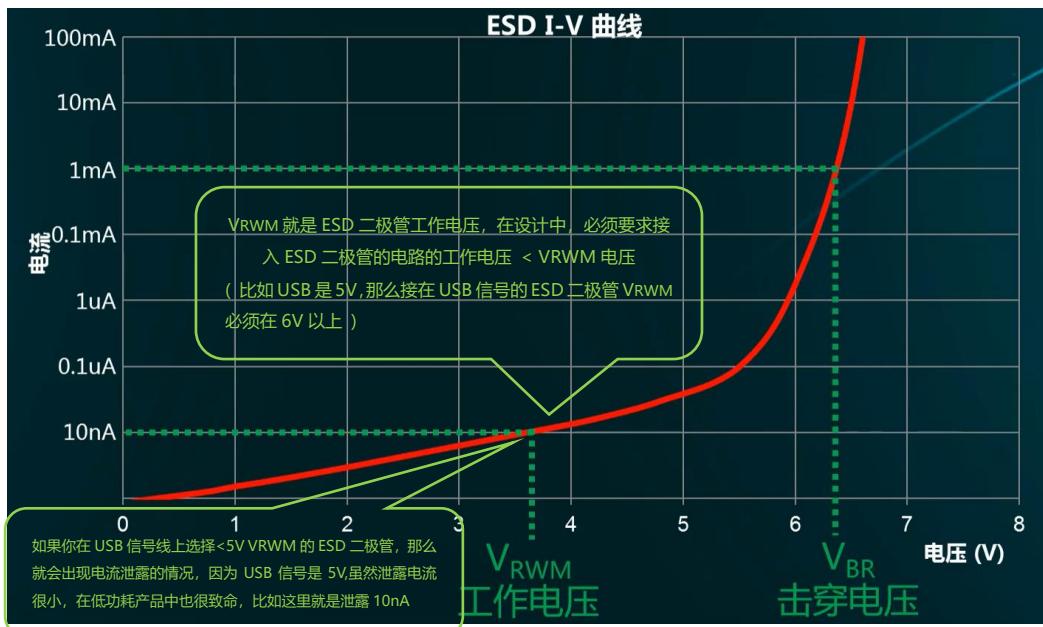
信号电压幅度 USpeak (V)	0~60	60~100	100~150	>150
放电管直流击穿电压 (V)	90	150	230	350
TVS 管击穿电压 VBR (V)	$V_{BRmin} \geq 1.2U_{peak}$			

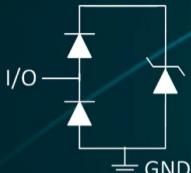
## ESD 防静电保护深入理解及元器件选型



## ESD 工作电压 $V_{RWM}$





特点	双向	单向
功能框图		
定义	具有对称的正负击穿电压	有正向的击穿电压，出现负压时立刻击穿
支持的接口	<ul style="list-style-type: none"> <li>可以用于有正负电压范围的任何接口</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>可以用于只有正向电压范围的接口</li> <li>例如数字信号输入的USB、HDMI和其他正向电压接口</li> </ul>
优势	对于单通道的双向ESD来说，I/O和地可以接在任意Pin脚，灵活使用。	因为反向击穿电压几乎为零，反向钳位电压会比双向二极管更小。

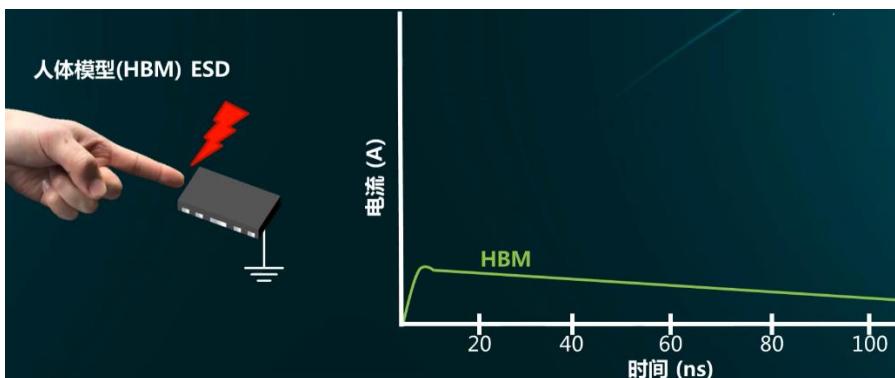
所以双向和单向 ESD 二极管都能保护单电源系统，但是双向 ESD 二极管可以保护正负电源系统。

## IEC 61000-4-2 ESD 标准

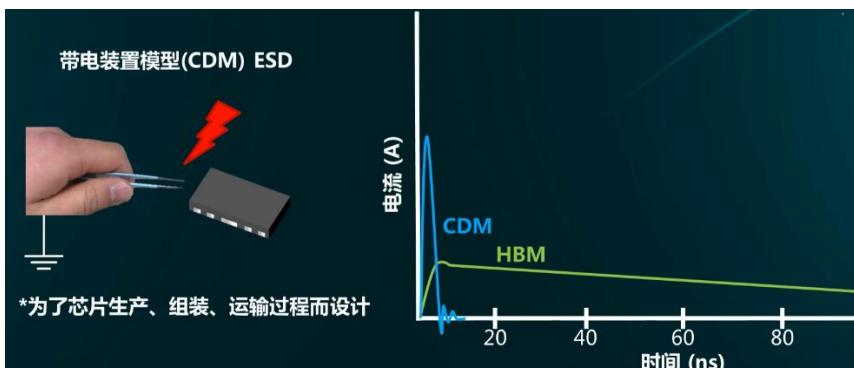
### 6.2 ESD Ratings

V <sub>(ESD)</sub>	Electrostatic discharge	Human-body model (HBM), per ANSI/ESDA/JEDEC JS-001 <sup>(1)</sup>	VALUE	UNIT
V <sub>(ESD)</sub>	Electrostatic discharge	Charged-device model (CDM), per JEDEC specification JESD22-C101 <sup>(2)</sup>	±2000	V

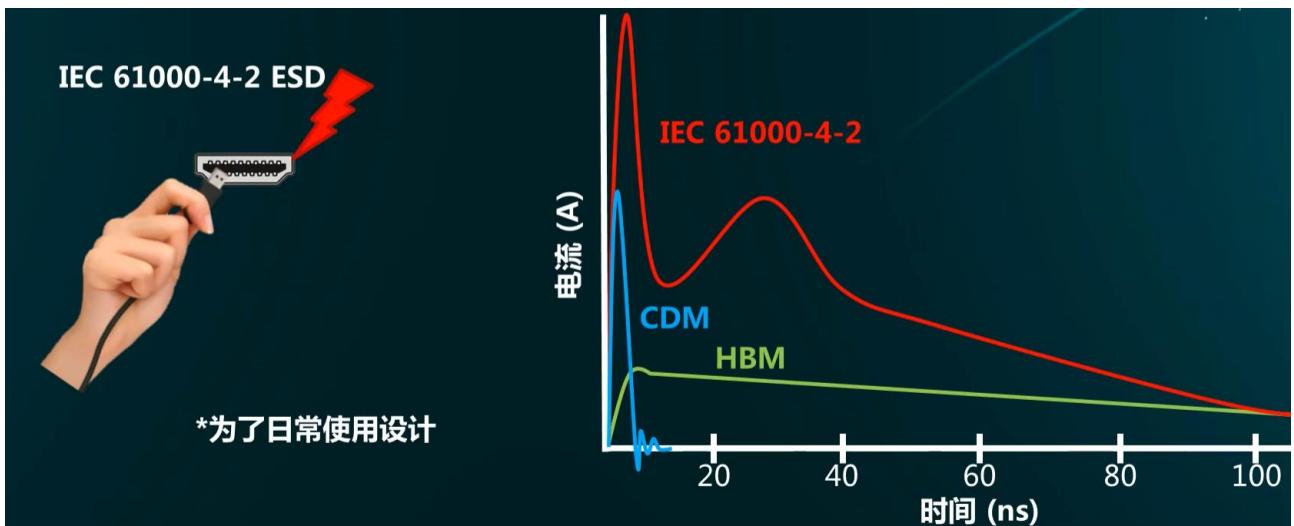
常规 CPU, 逻辑, 芯片的 ESD 就只有 $\pm 2000V$   $\pm 500V$  左右，这种保护电压是无法保护人体放电击穿芯片的场景。



HBM 标准，只是保证芯片是否在生产，组装，运输过程中受静电的损坏。并非适用于日常使用场景。



CDM 模型，CDM 在 $<20ns$  的时间内有个非常高的电流脉冲。CDM 和 HBM 差不多，都是生成过程中的防静电保护。



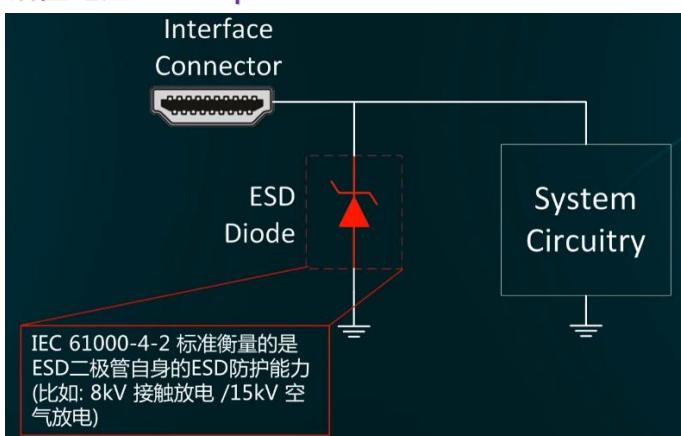
IEC61000-4-2 标准，你会发现 IEC61000-4-2 标准能保护的静电脉冲时间更长，静电电流释放能力更大。这个标准就是防止人体日常使用电子设备产生静电保护的标准，所以选用的 ESD 二极管必须符合 IEC61000。

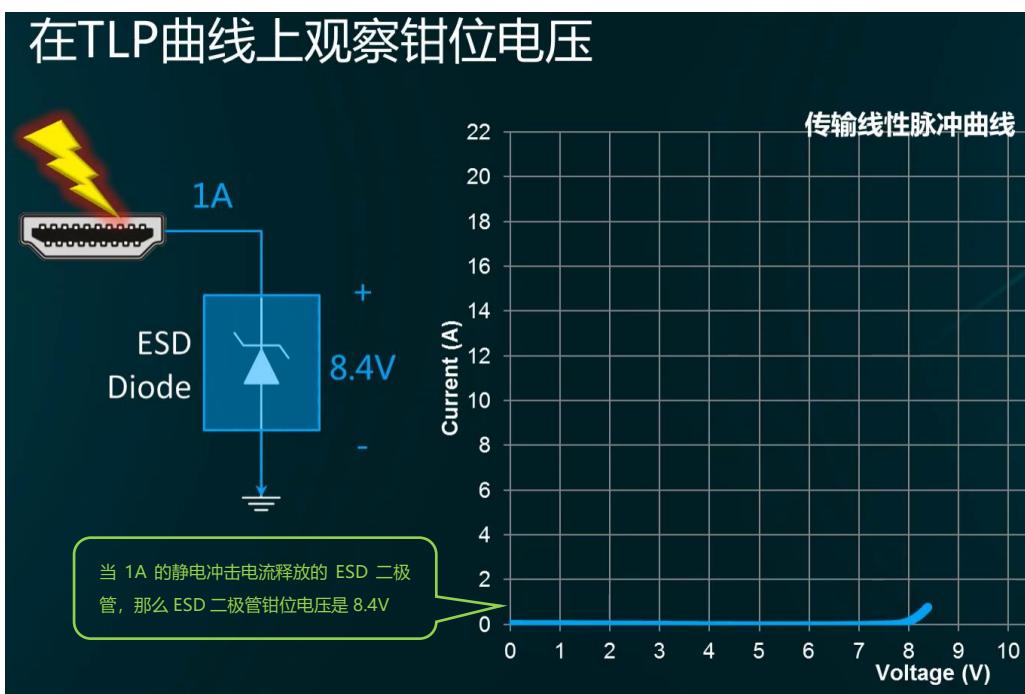
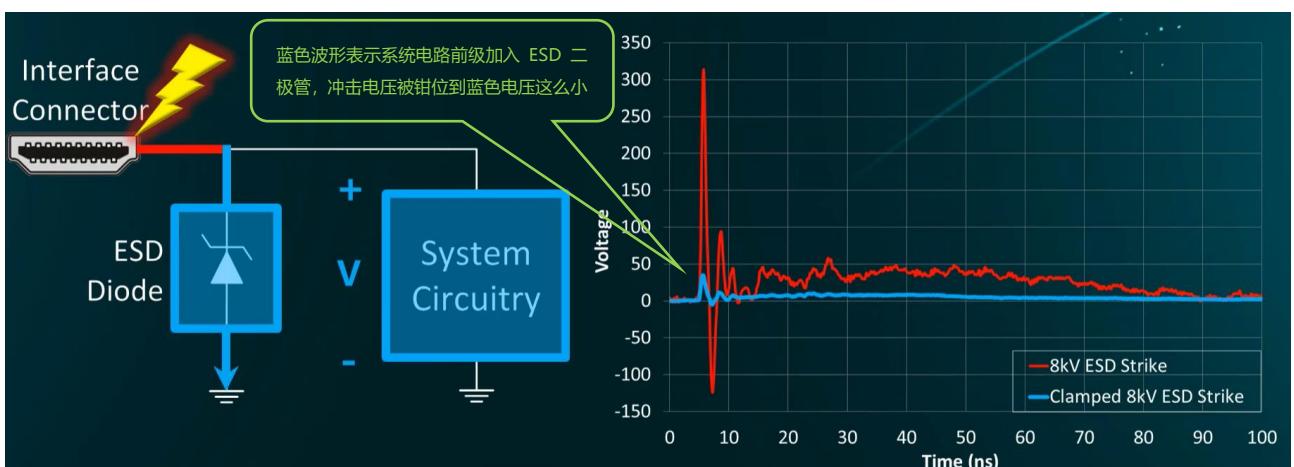
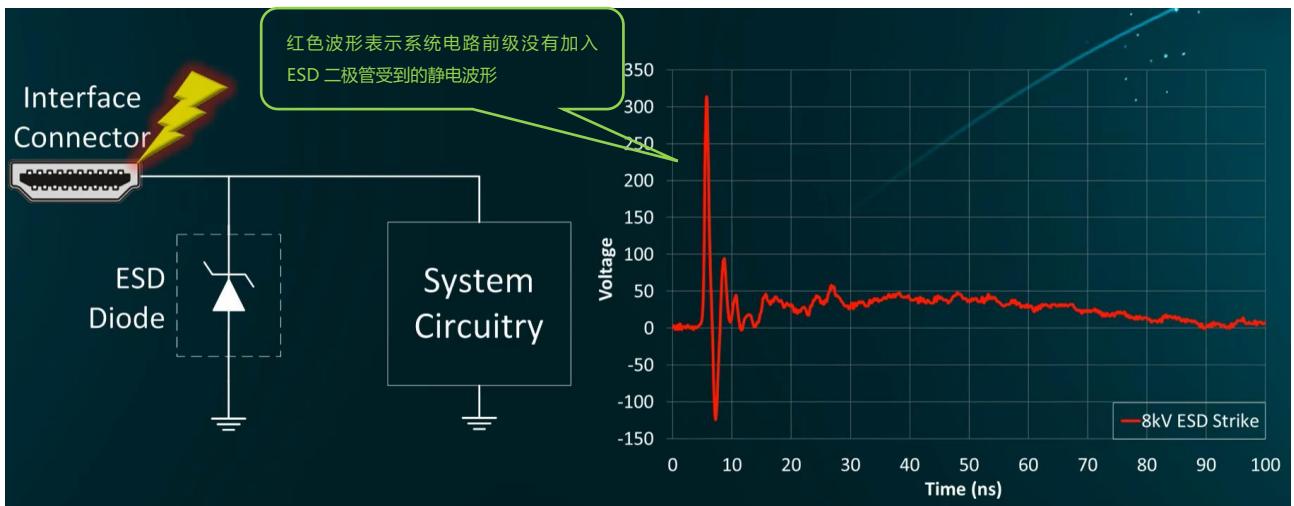
IEC 61000-4-2 等级	接触放电电压	空气放电电压
1	2kV	2kV
2	4kV	4kV
3	6kV	8kV
4	8kV	15kV

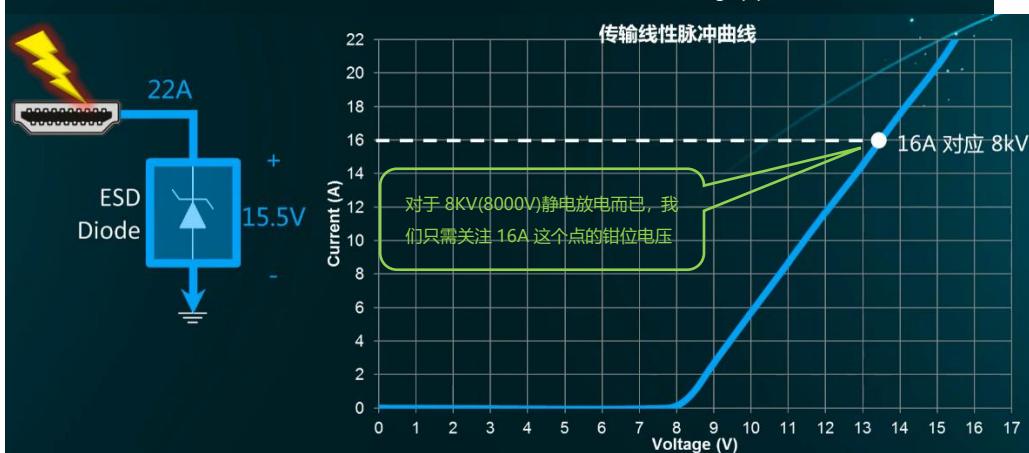
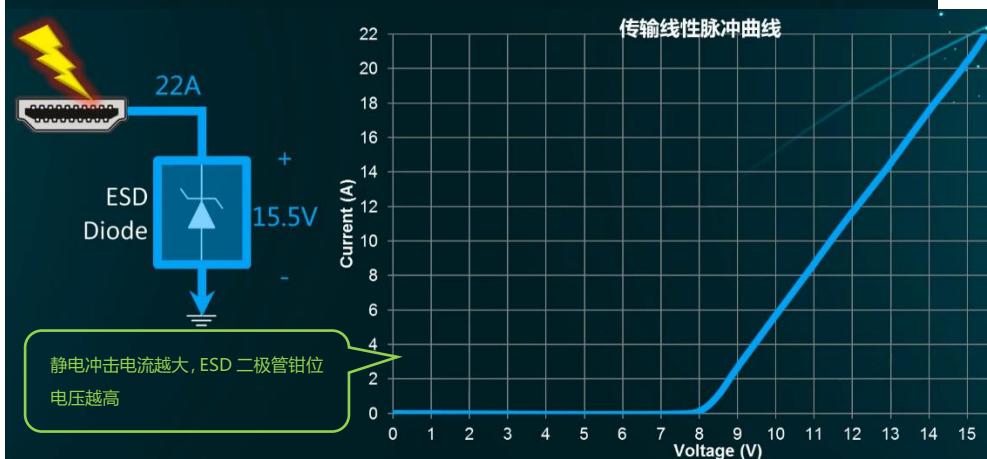
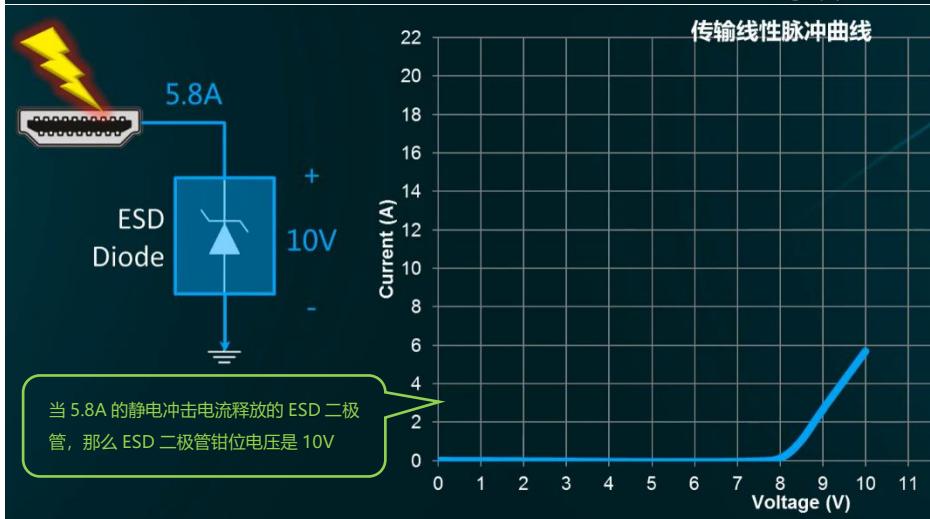
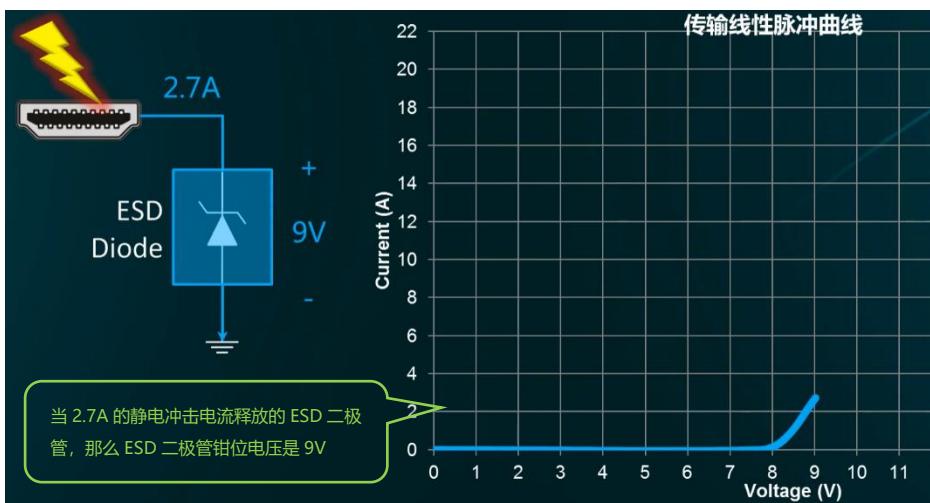
6.2 ESD Ratings		VALUE	UNIT
V <sub>(ESD)</sub>	Electrostatic discharge	Human body model (HBM), per ANSI/ESDA/JEDEC JS-001 <sup>(1)</sup>	±15000 V
		Charged-device model (CDM), per JEDEC specification JESD22-C101 <sup>(2)</sup>	±1000 V
		IEC 61000-4-2 Contact Discharge	±8000 V
		IEC 61000-4-2 Air-Gap Discharge	±15000 V

这就是 ESD 二极管数据手册里面，符合 IEC61000-4-2 标准的指标。一定要要求数据手册有这个指标。

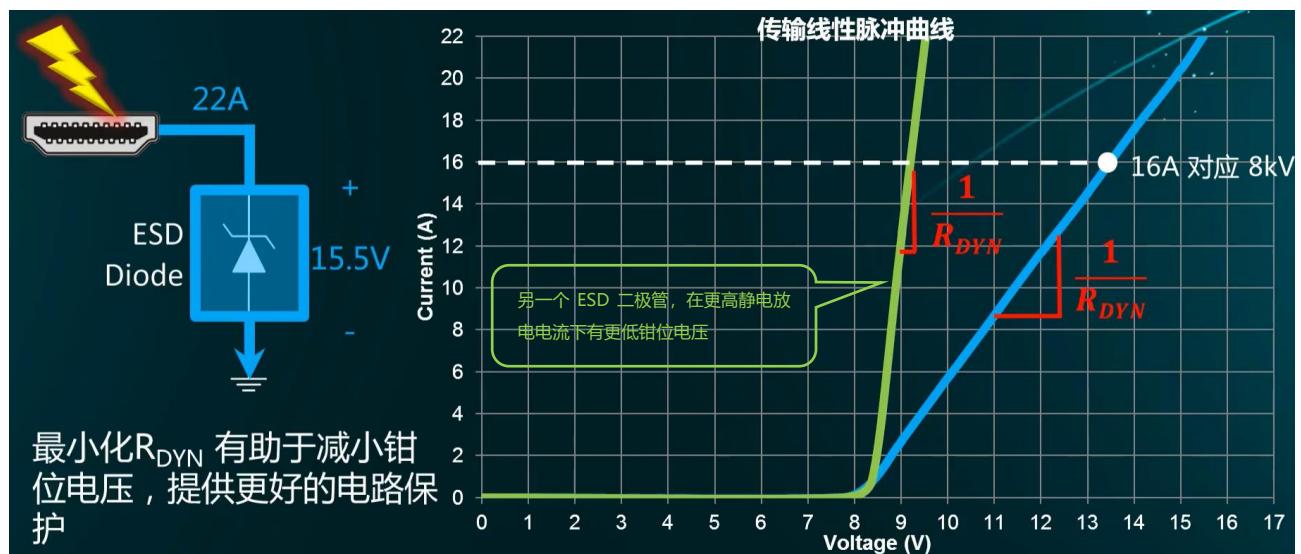
### 钳位电压 Vclamp



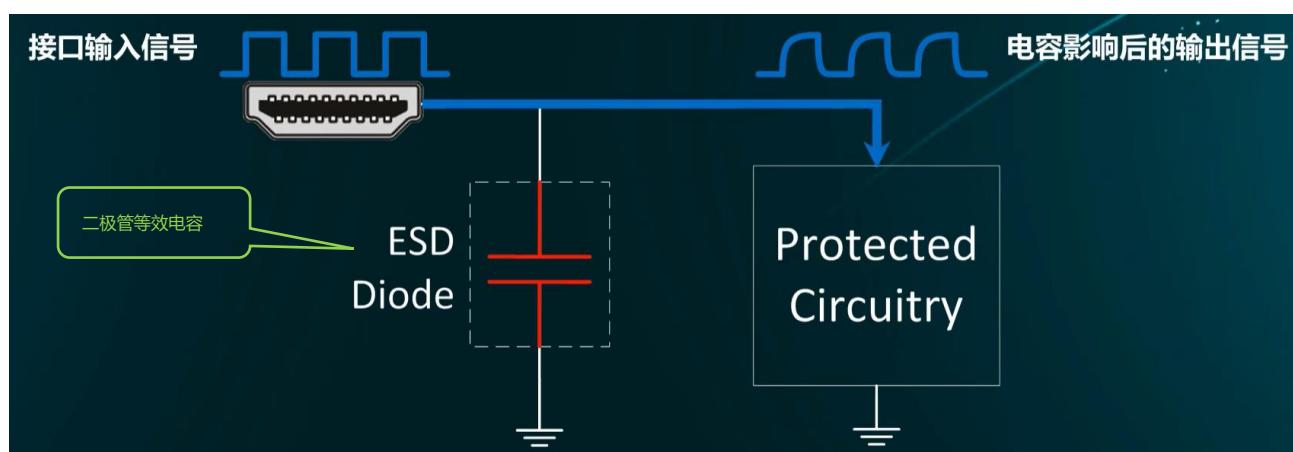
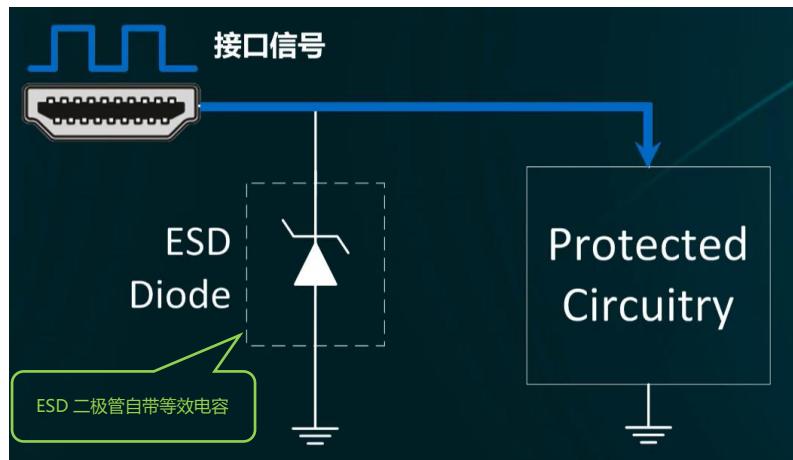




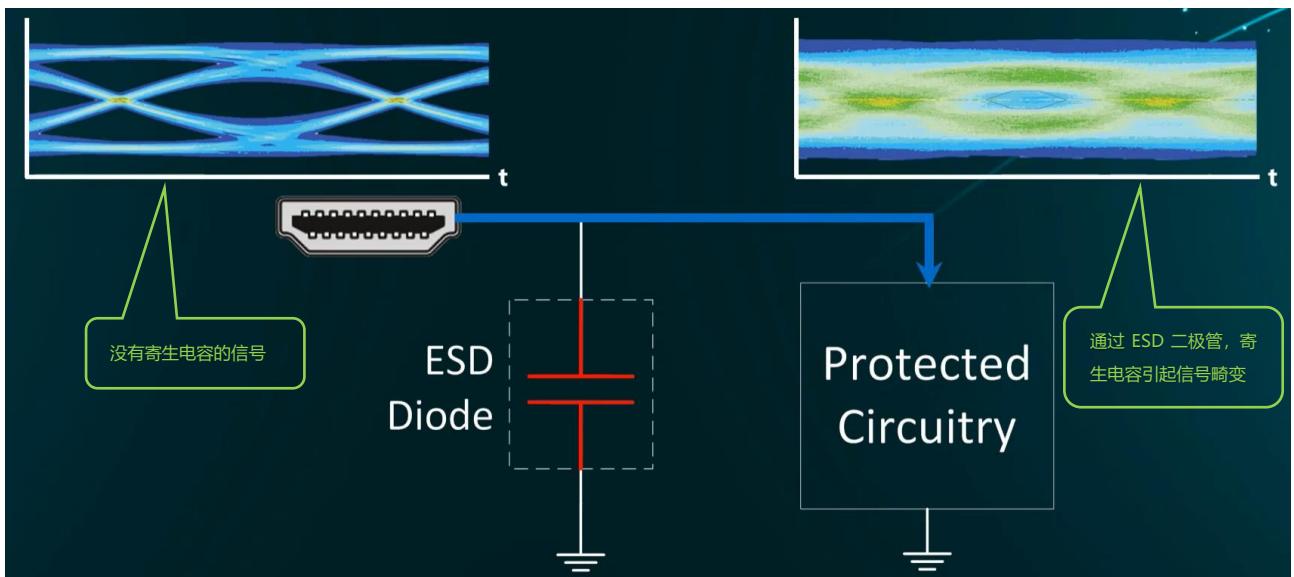
对于这个二极管而言，在 16A 静电放电电流下，钳位电压约为 13V



### ESD 寄生电容 $C_L$



这个等效电容, 在二极管上面通过的信号速率很高时这个寄生电容就会造成问题。比如 USB, 以太网系统,

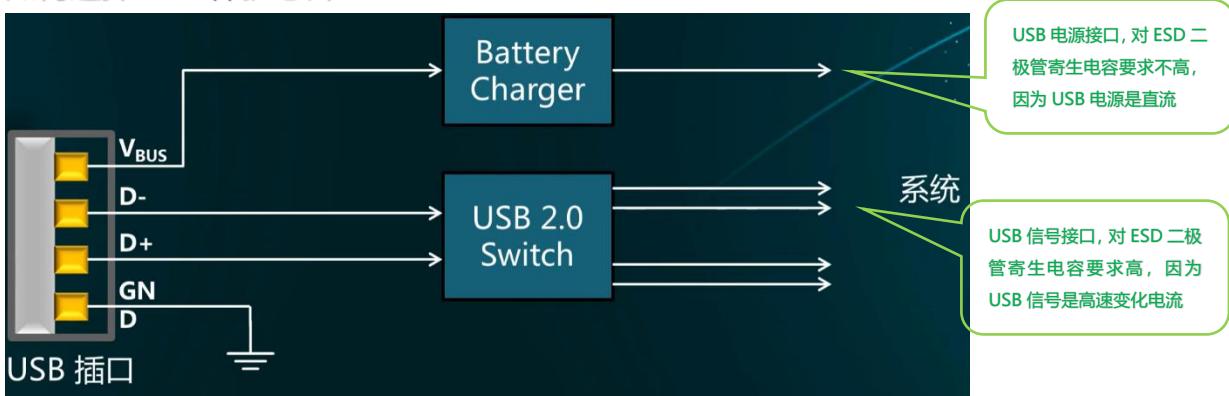


## 电容选择建议

接口	ESD 电容( $C_s$ ) 建议值	TI 推荐产品
GPIO	<30pF	<a href="#">TPD1E10B06</a>
Pushbutton	<30pF	<a href="#">TPD1E10B06</a>
Audio	<10pF	<a href="#">TPD1E10B09</a>
USB 2.0	<2.5pF	<a href="#">TPD1E05U06</a>
USB 3.0	<0.5pF	<a href="#">TPD4E05U06</a>
USB 3.1 Gen 2	<0.3pF	<a href="#">ESD122</a>
HDMI 1.4	<0.7pF	<a href="#">TPD4E05U06</a>
HDMI 2.0	<0.5pF	<a href="#">TPD4E02B04</a>
Ethernet	<5pF	<a href="#">TPD4E1U06</a>
Antenna	<0.2pF	<a href="#">TPD1E01B04</a>
4-20mA Loop	<80pF	<a href="#">TVS3300</a>

在选择 ESD 二极管时, 考虑寄生电容问题, TI 给出了标准接口的寄生电容选择建议

## 如何选择 ESD 保护芯片



**V<sub>BUS</sub>:** 可能会上升至5V

	V <sub>BUS</sub>	D+/D-
V <sub>RWM</sub>	>5V	

USB V<sub>BUS</sub> 电源是5V 供电, 所以选择 ESD VRWM 大于 5V 的 ESD 二极管

**D+/D-: 0 to 3.6V 信号幅值范围**

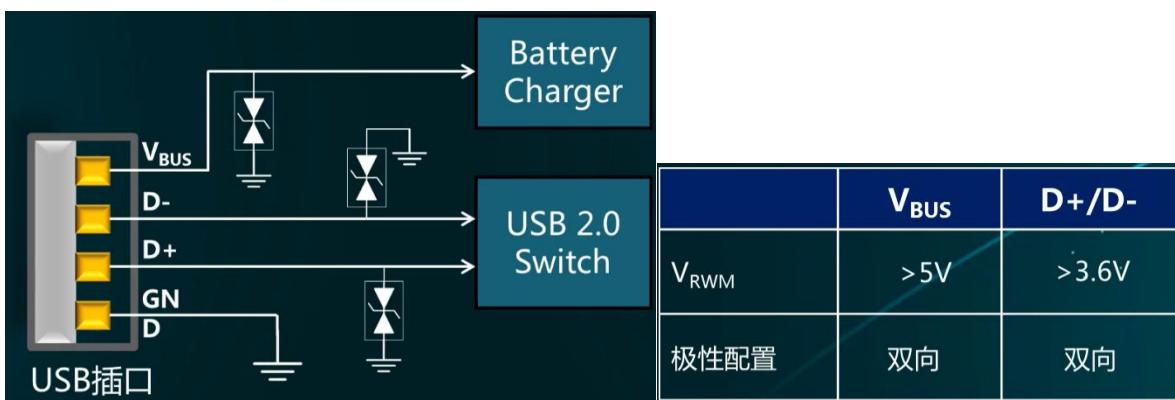
	V <sub>BUS</sub>	D+/D-
V <sub>RWM</sub>	>5V	>3.6V

USB 信号线最大 3.6V 电平，所以选择 ESD VRWM 大于 3.6V 就行，这里按照 VBUS 选择 VRWM

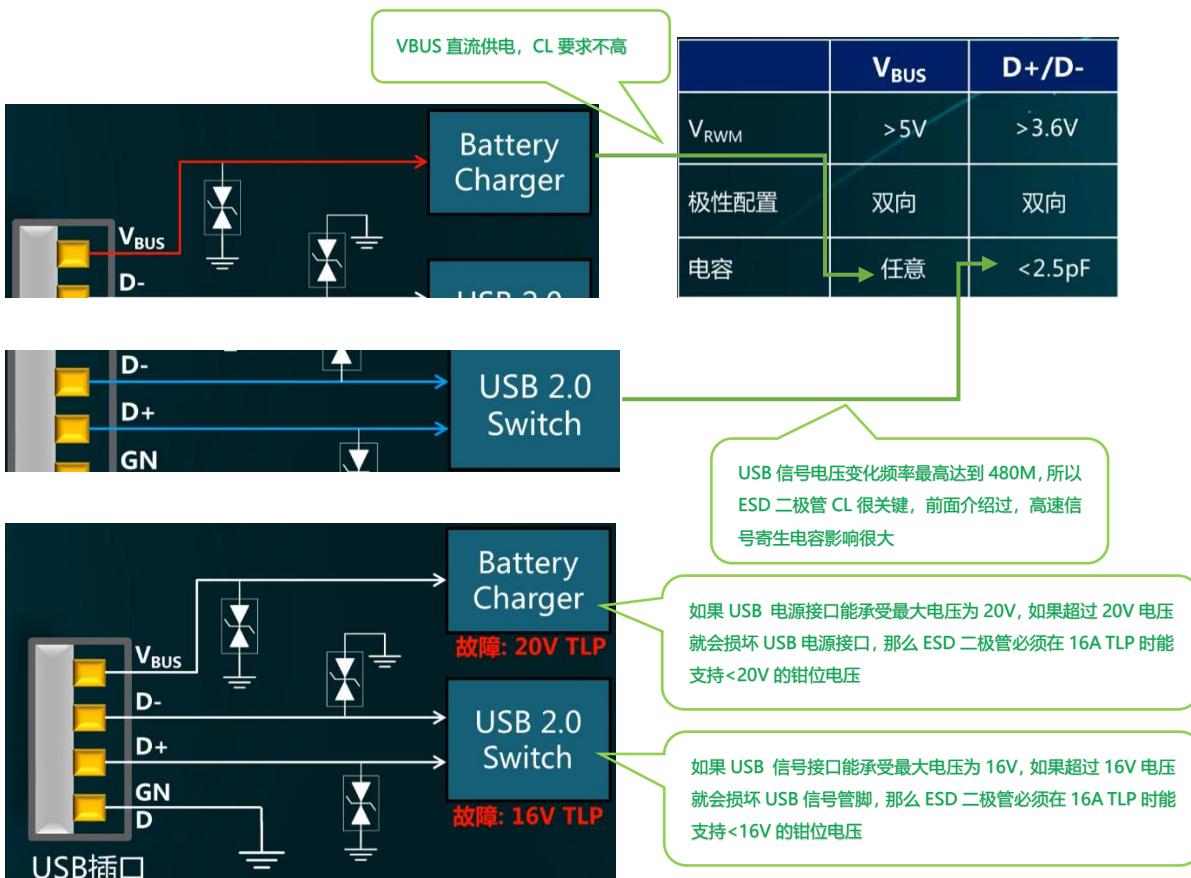
在 USB 系统中，不管是 USB 供电电压 VBUS，还是信号电压 D+/D-，都是大于 0V 的信号，所以单向和双向 ESD 二极管都适用。

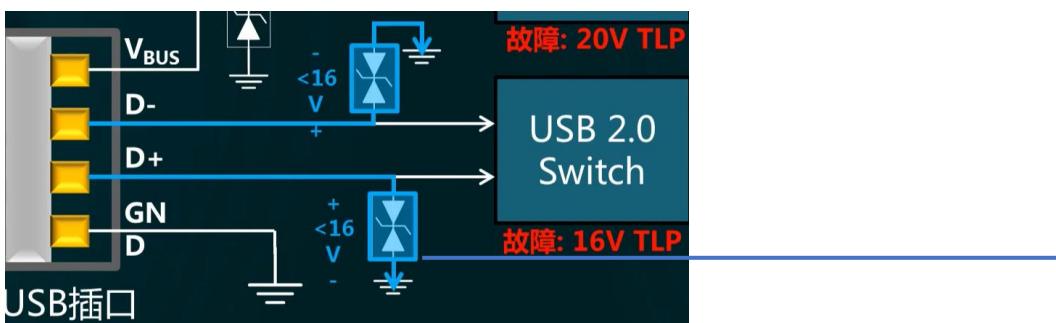
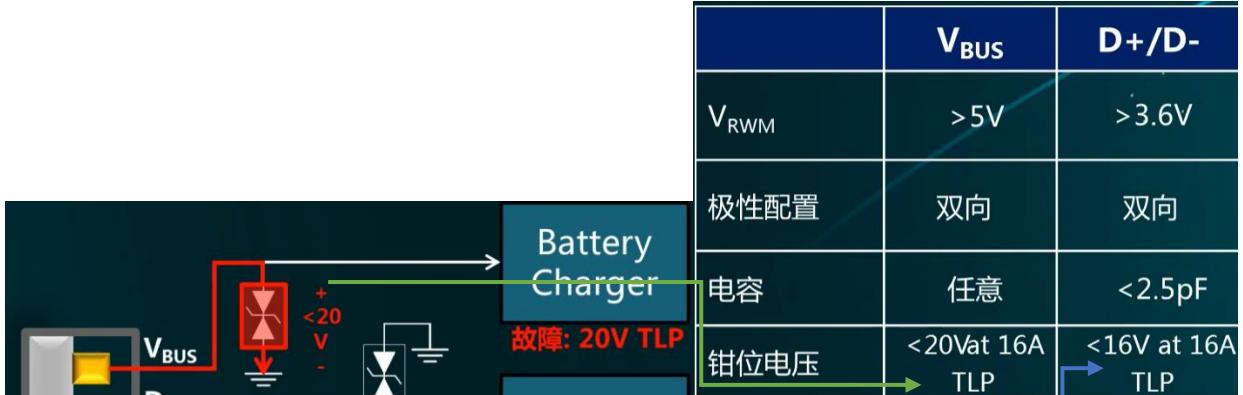
选择单向二极管能够提供更好的负压保护。

选择双向二极管可以更灵活的设计，因为双向二极管正接和反接都没有问题，单向二极管必须反接，看自己喜好。



选择双向 ESD 二极管





TLP故障电压并不等同于绝对最大额定电压，绝对最大电压是一个直流电压，而TLP是一个100ns的瞬态。

**注意**

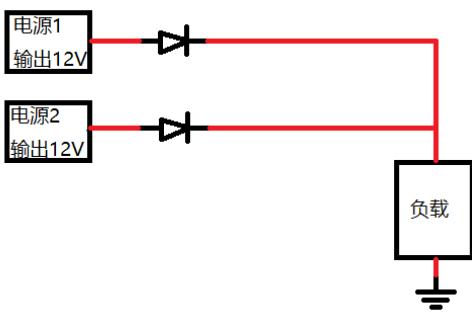
	<b>V<sub>BUS</sub></b>	<b>D+/D-</b>
V <sub>RWM</sub>	>5V	>3.6V
极性配置	双向	双向
电容	任意	<2.5pF
钳位电压	<20V at 16A TLP	<16V at 16A TLP
IEC 61000-4-2 标准	>8kV/15kV	>8kV/15kV

	<b>V<sub>BUS</sub></b>	<b>D+/D-</b>
V <sub>RWM</sub>	>5V	>3.6V
极性配置	双向	双向
电容	任意	<2.5pF
钳位电压	<20V at 16A TLP	<16V at 16A TLP
IEC 61000-4-2 标准	>8kV/15kV	>8kV/15kV
推荐产品	TPD1E10B06	TPD1E01B04

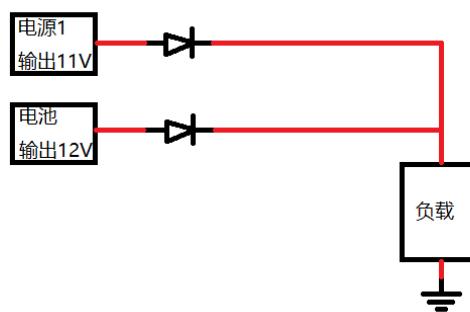
最后我们选择的 ESD 二极管要符合 IEC61000 标准

TI 有两款型号

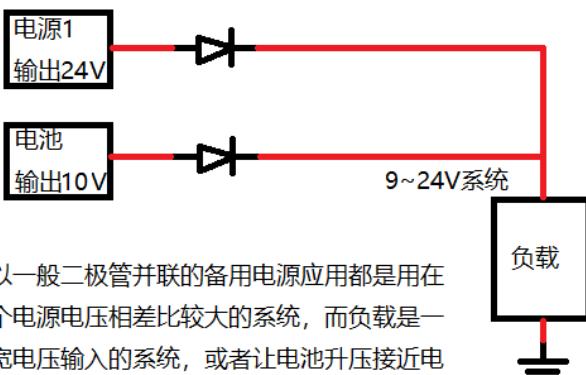
## 电源和备用电源切换电路



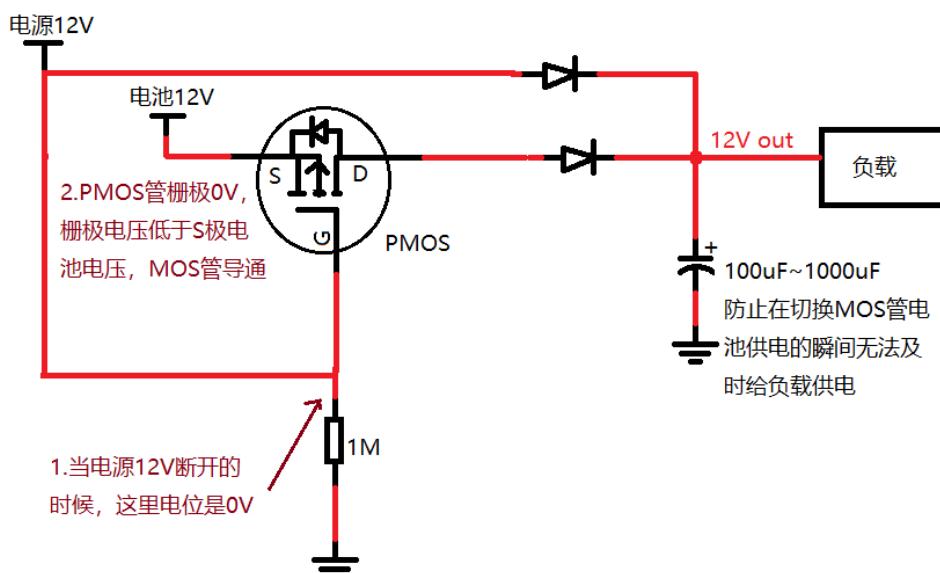
一般电源切换电路，用两个二极管就能搞定双电源切换



但是这种系统有个条件，就是两个12V的电压是稳定的  
如果有一路是电池供电，电源1正好在11~13V之间波动  
那么就会出现电源1在11V的时候突然换成电池供电了。  
或者电源1带负载之后就稳定跌到11V，那么后面就变成电池一直供电。

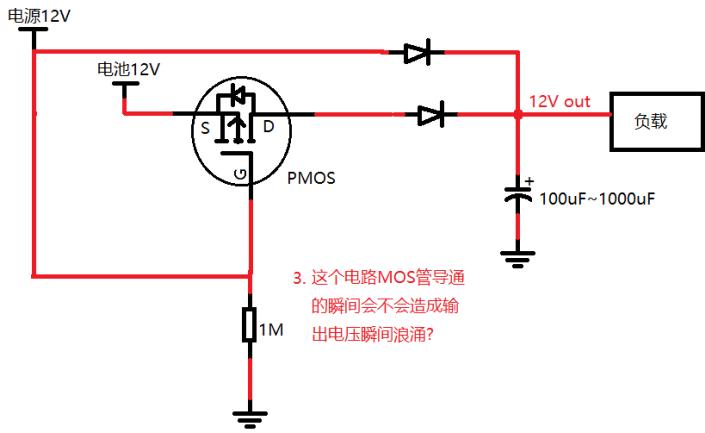


所以一般二极管并联的备用电源应用都是用在  
两个电源电压相差比较大的系统，而负载是一个宽电压输入的系统，或者让电池升压接近电  
源1的电压，比如电池升压后输出21V，电源还  
是输出24V，这样就可以使用。

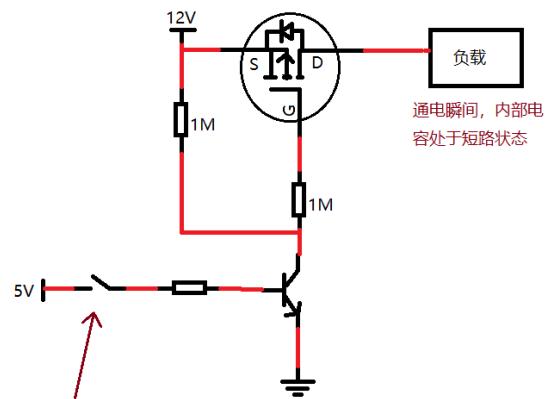


这个电路的好处就是，不管电源12V怎么波动，备用电池  
的电压都是不输出的，被MOS管断开了，只有电源断  
开，MOS管才导通，电池给负载供电。

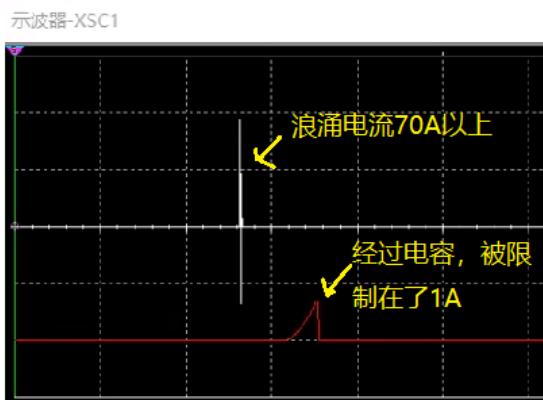
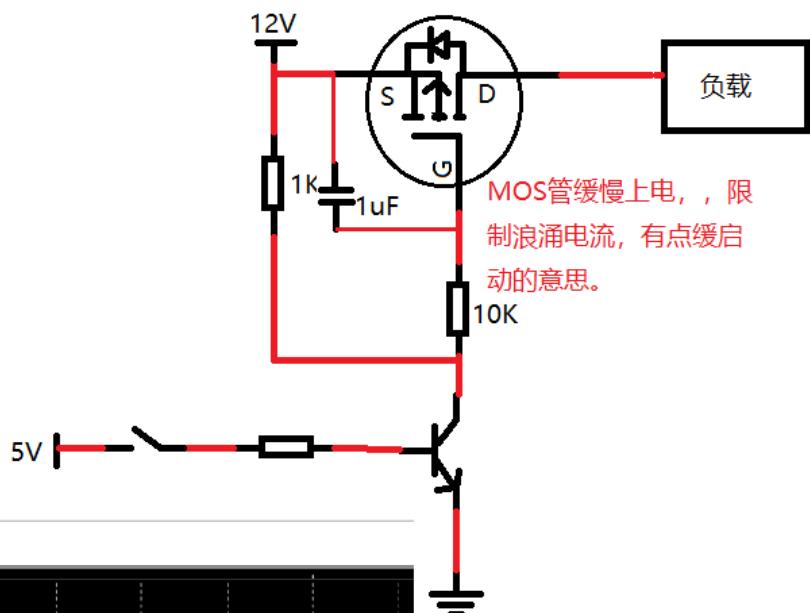
这个电路有一个问题，就是电源切换的瞬间，MOS管属于缓慢导通，无法及时给  
负载供电，导致后级电容给负载提供的短暂能量不够，造成系统复位重启。这个  
就要看负载需要的电流大小了，如果负载需要的电流小，这个电路问题不大。

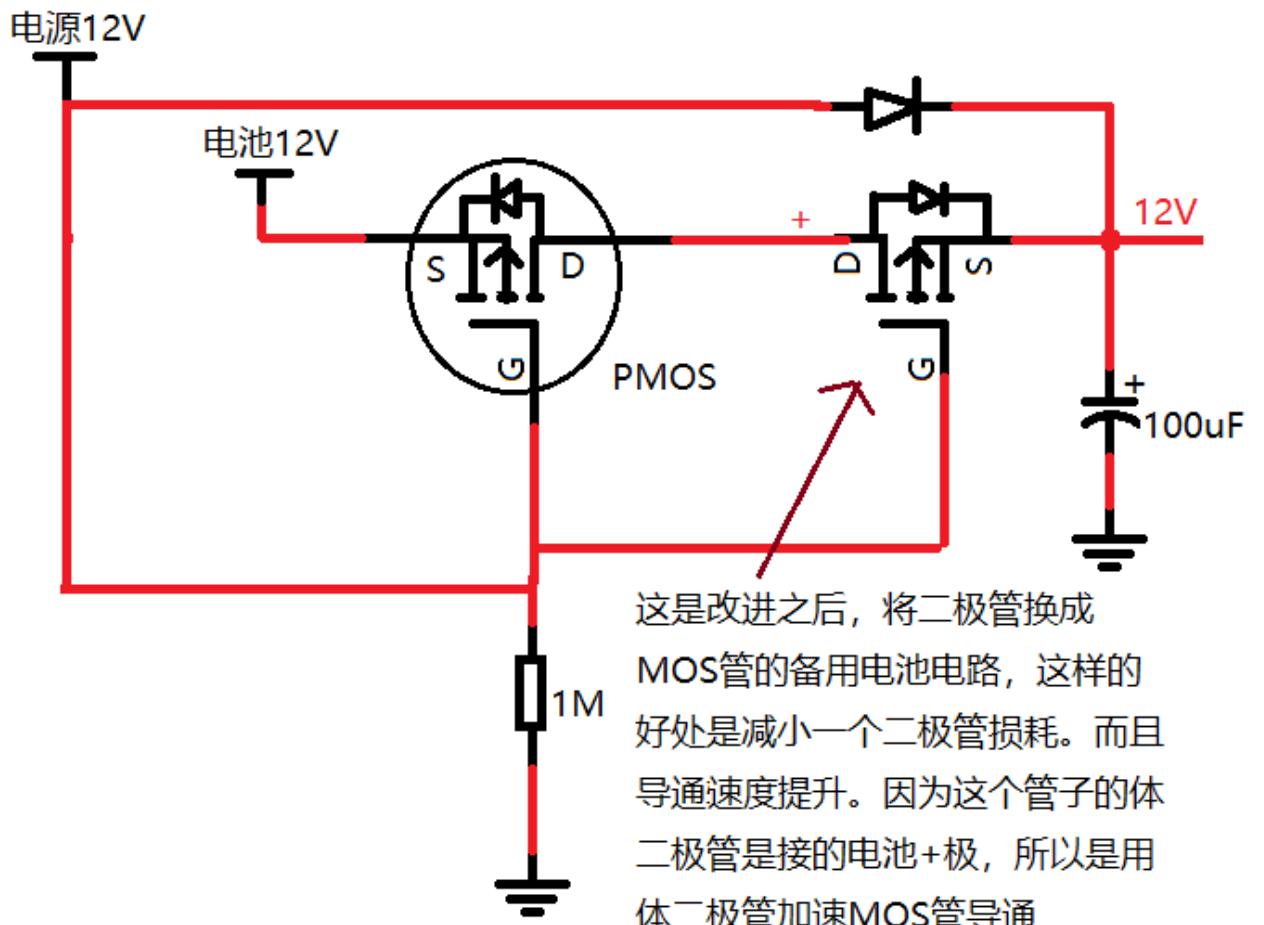


4.这个电路不会造成浪涌，因为在MOS管导通，电池给负载供电的时候，负载里面的电子元器件电容已经被最先的12V电源适配器充满了，不会出现浪涌。



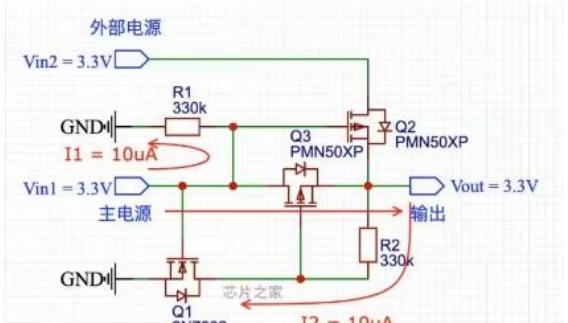
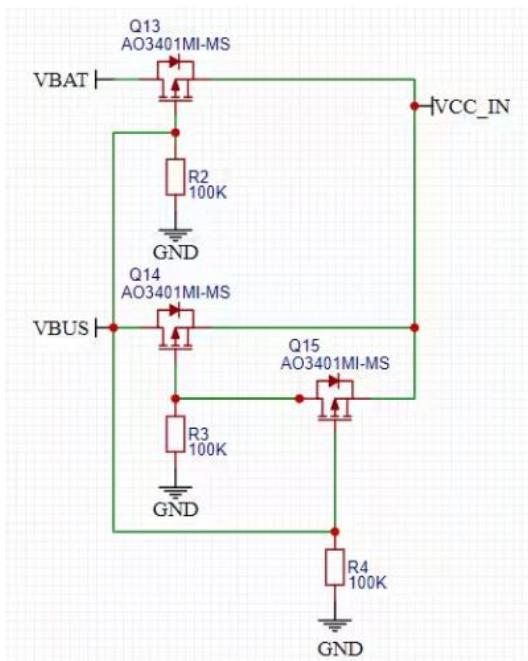
以上电源切换电路可以改小MOS管栅极电阻，将1M换成100k，让MOS管快速导通，不至于造成负载掉电。还有一种方式就是选择栅极开启电压更低的PMOS管，实现低压快速开通。



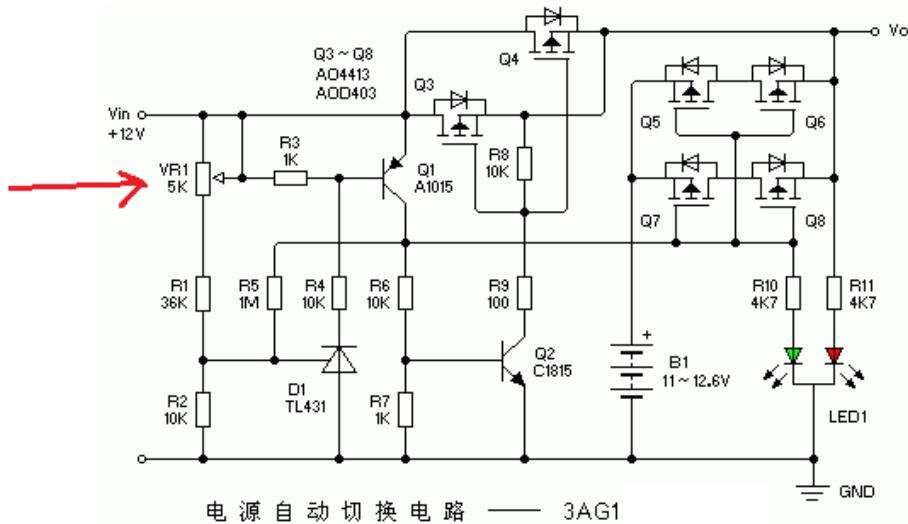


这种背靠背的 PMOS 和 NMOS 管的连接方式，主要是为了防止外接 12V 电源电流倒灌到电池组。

取消掉所有电源输入的二极管，使用MOS管代替，让系统电源损耗更低

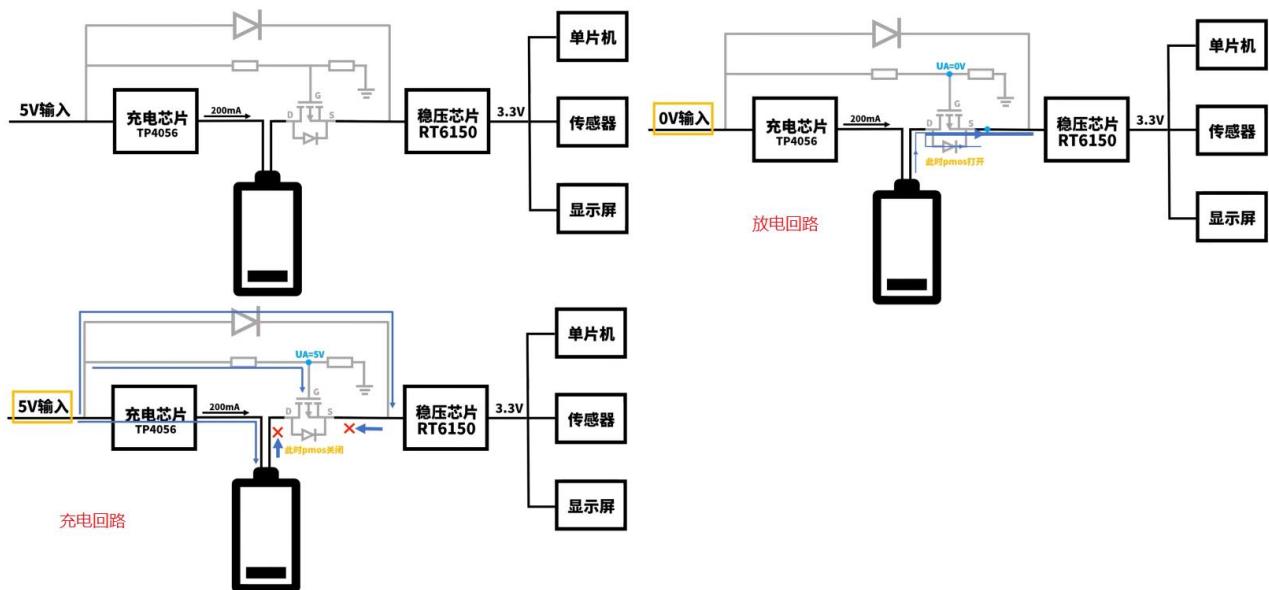


调整VR1电阻，让电源在指定的输入电压下自动切换



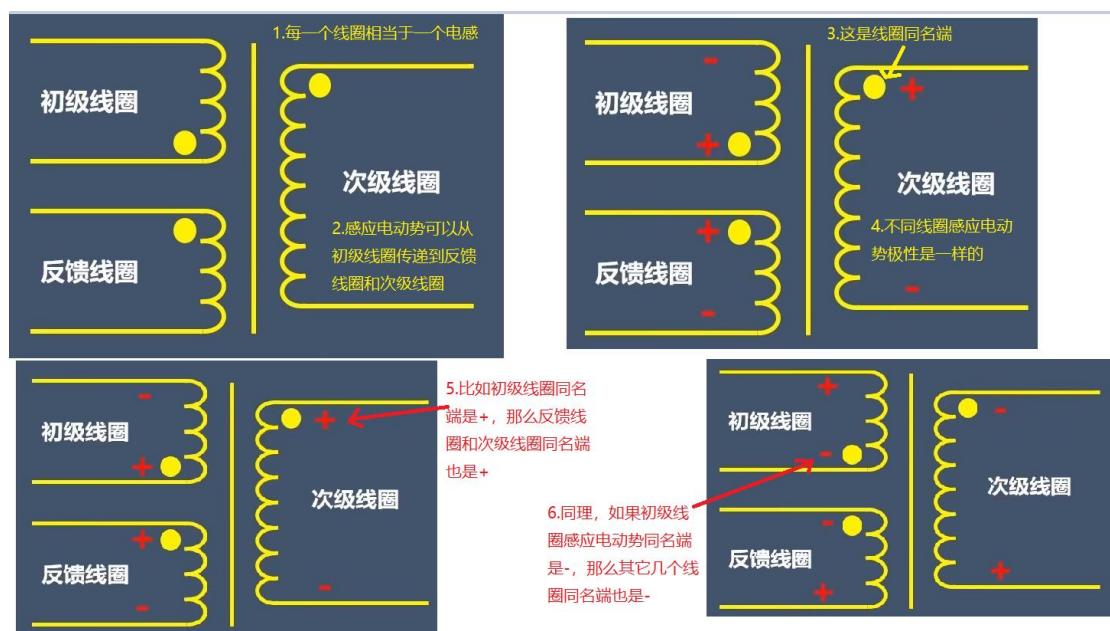
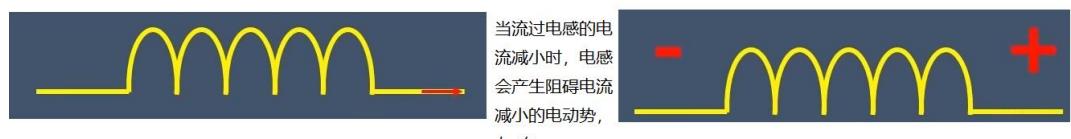
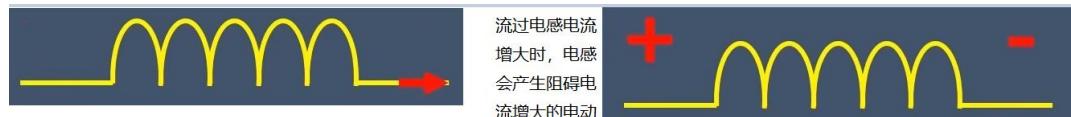
输入端接可调稳压电源，调整VR1 让电路在11.5V 左右切换。  
PMOS 场管要用低导通电阻的场管，AO4413或AOD403 均可。

## 电池边充边用

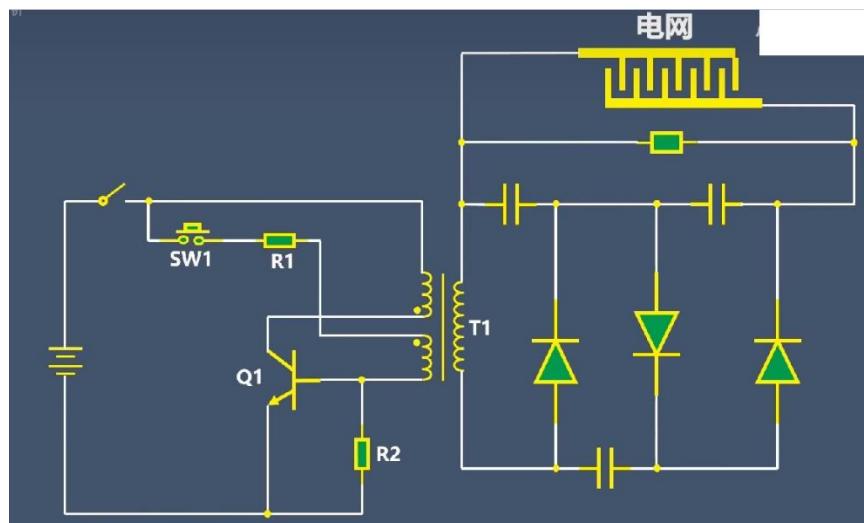


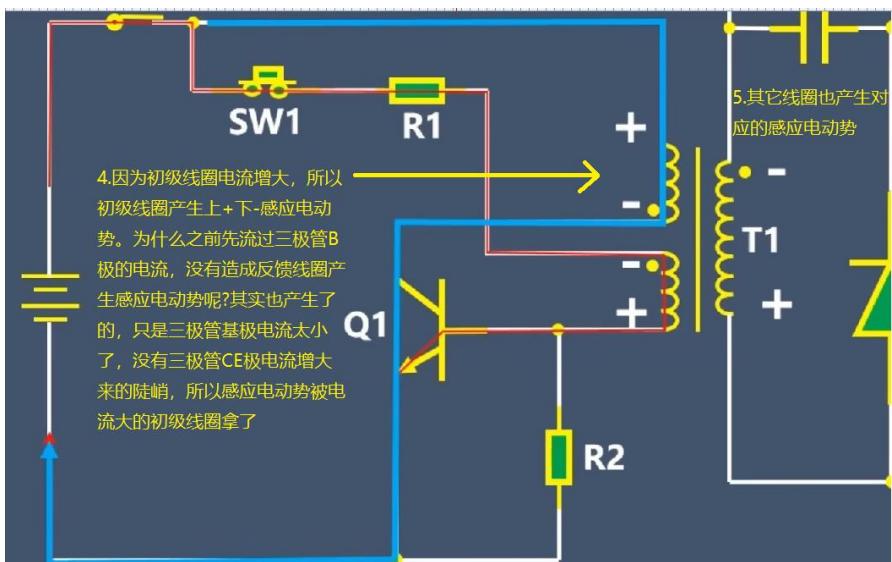
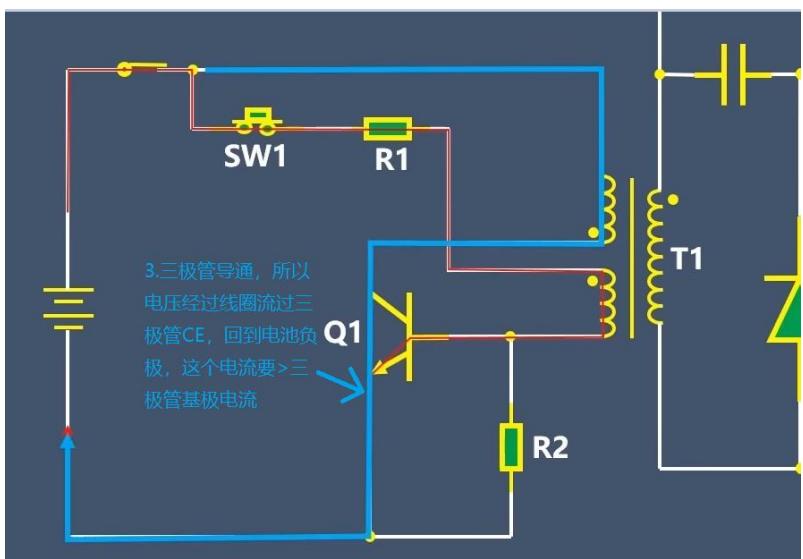
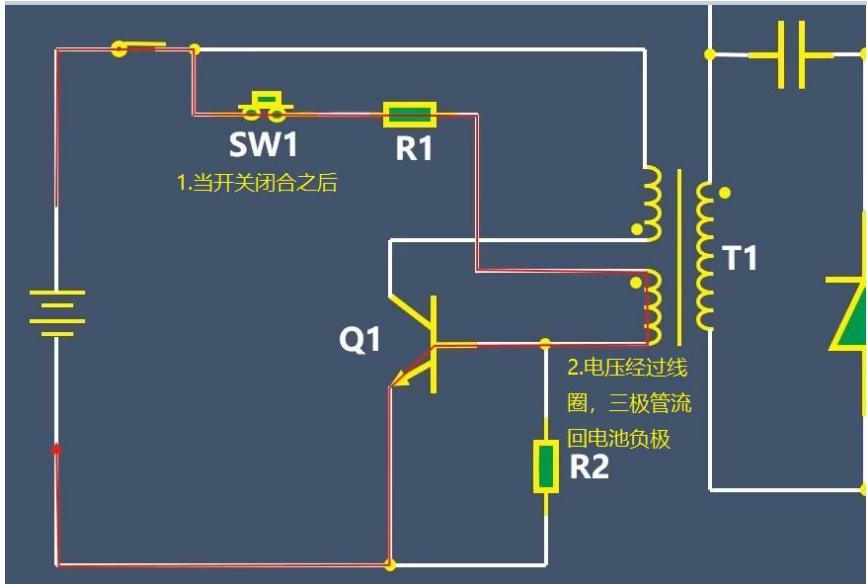
## 多线圈变压器振荡电路分析

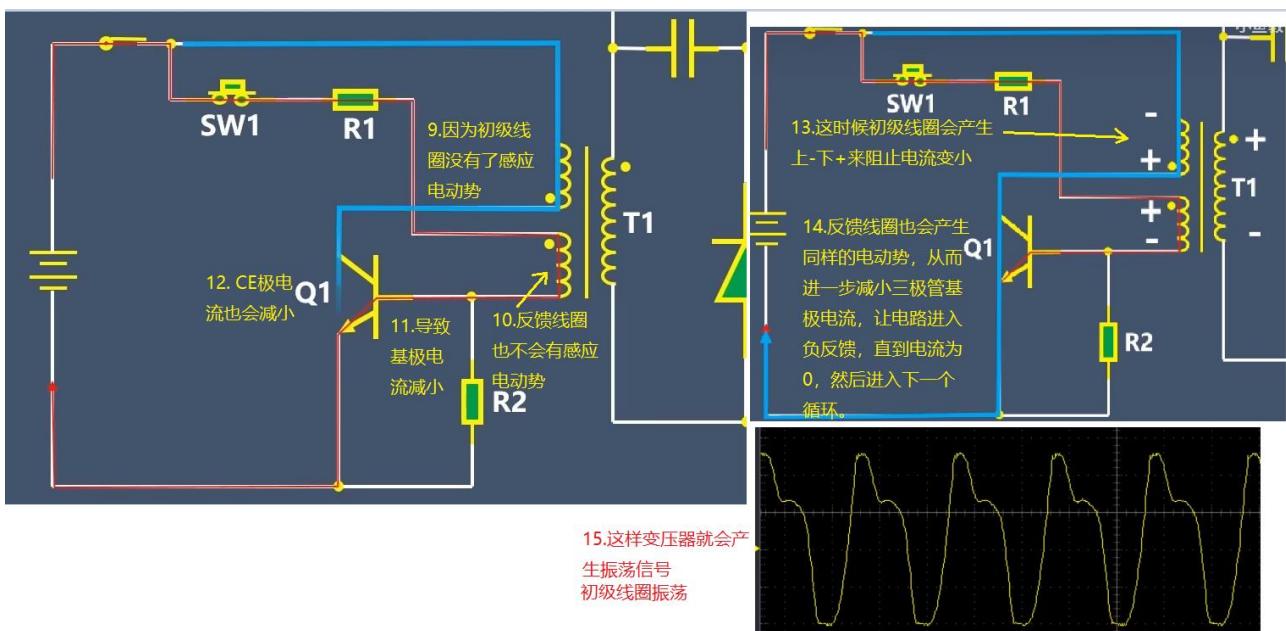
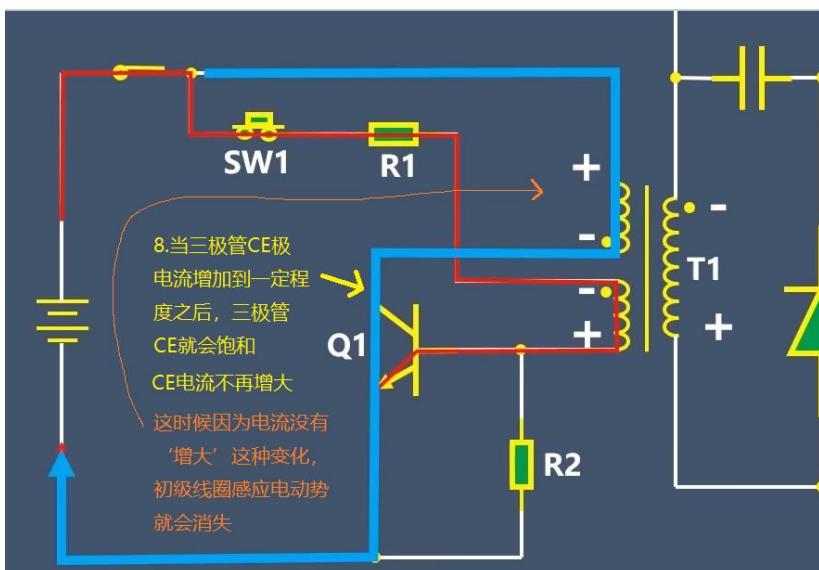
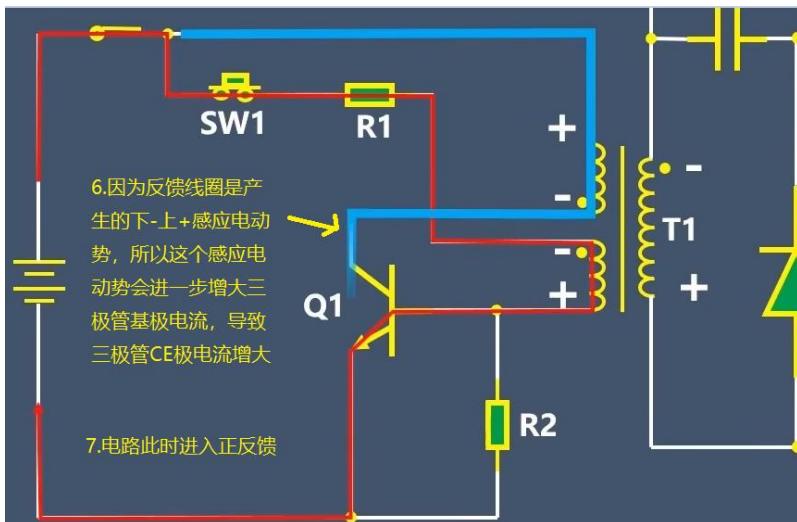
### 变压器工作原理



### 电蚊拍电路为例

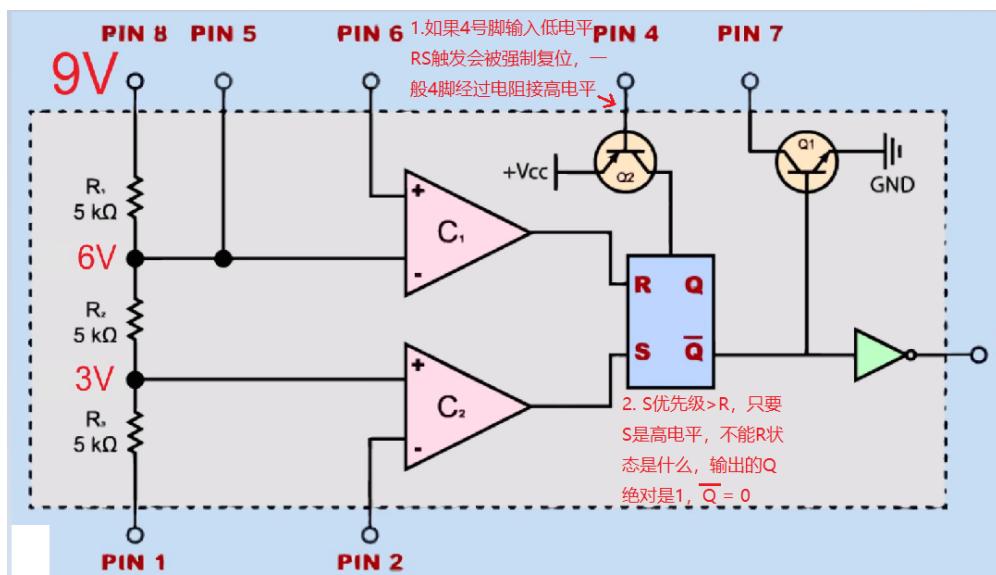




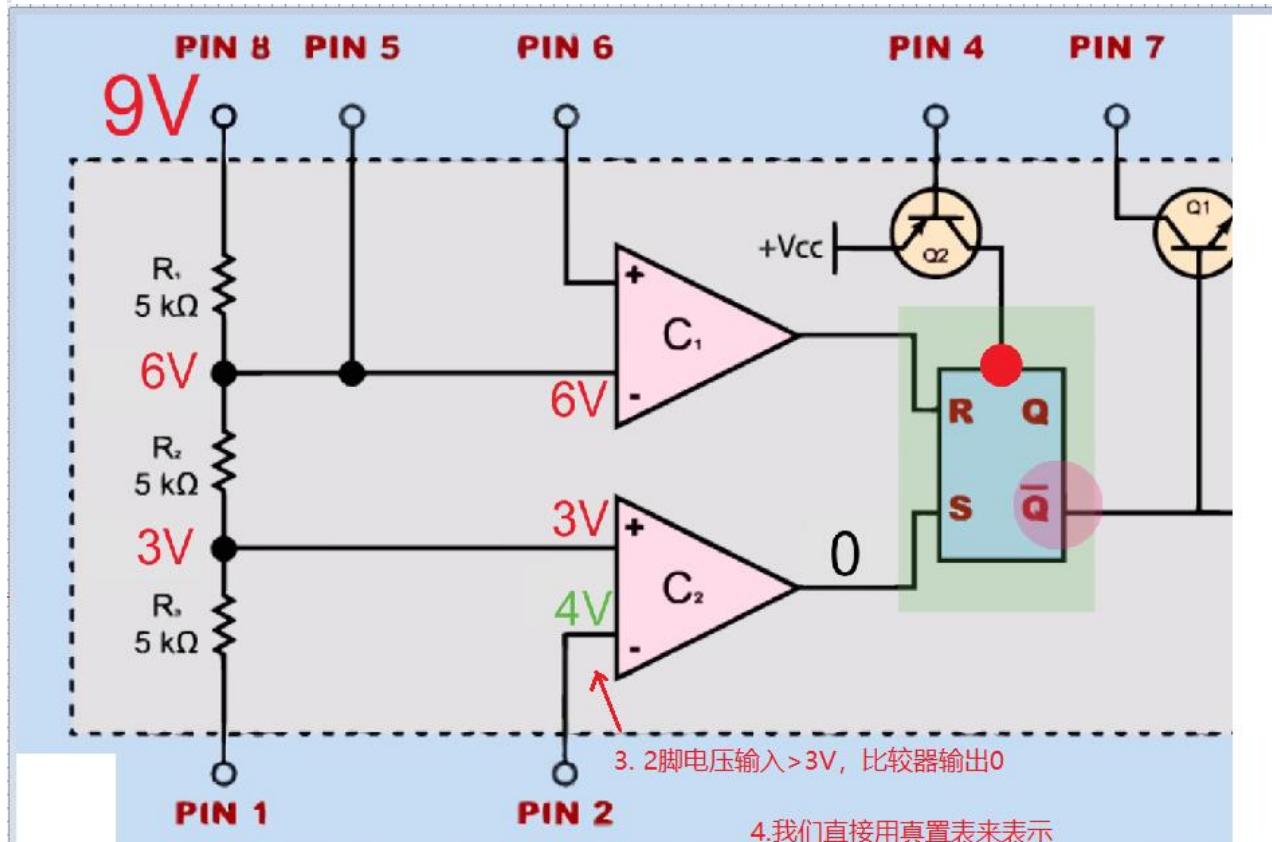


所以初级线圈的振荡信号会传递到次级线圈，因为初级和次级同名端都是相位相同，来回变化的。

## NE555 芯片原理及应用



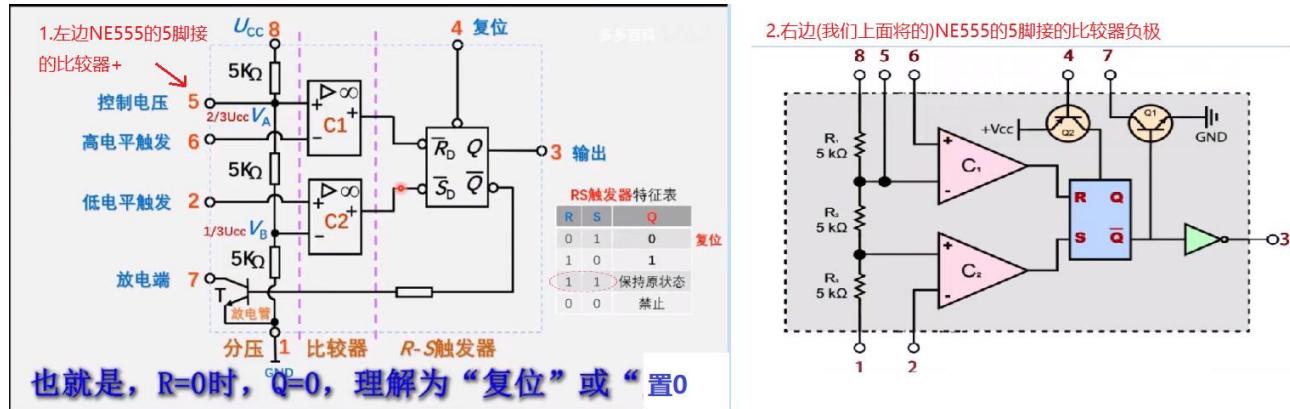
NE555内部结构



4. 我们直接用真置表来表示

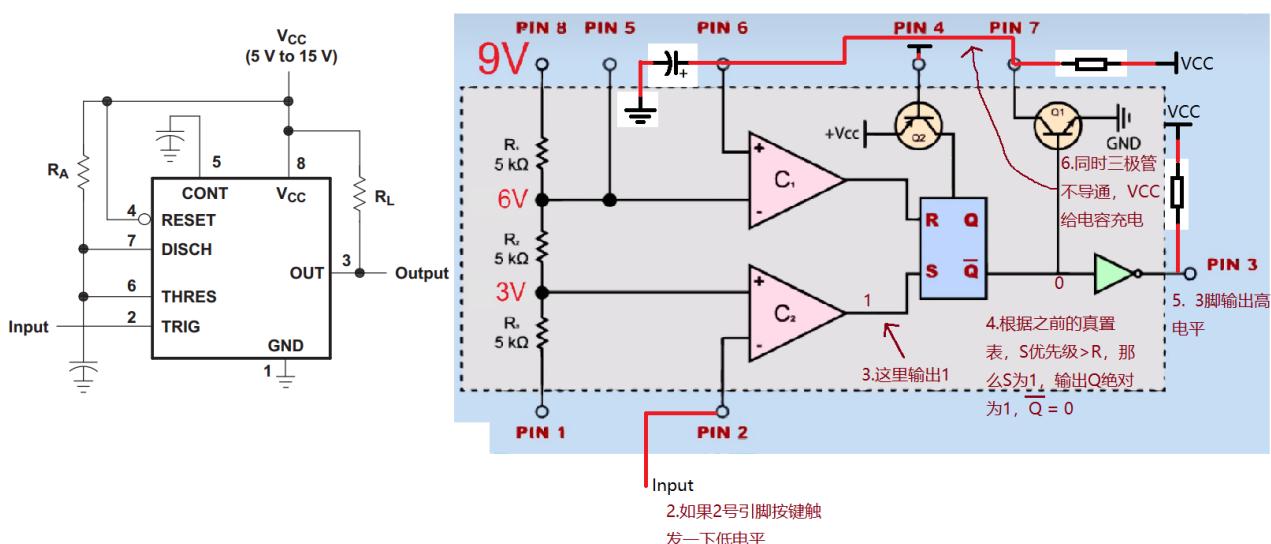
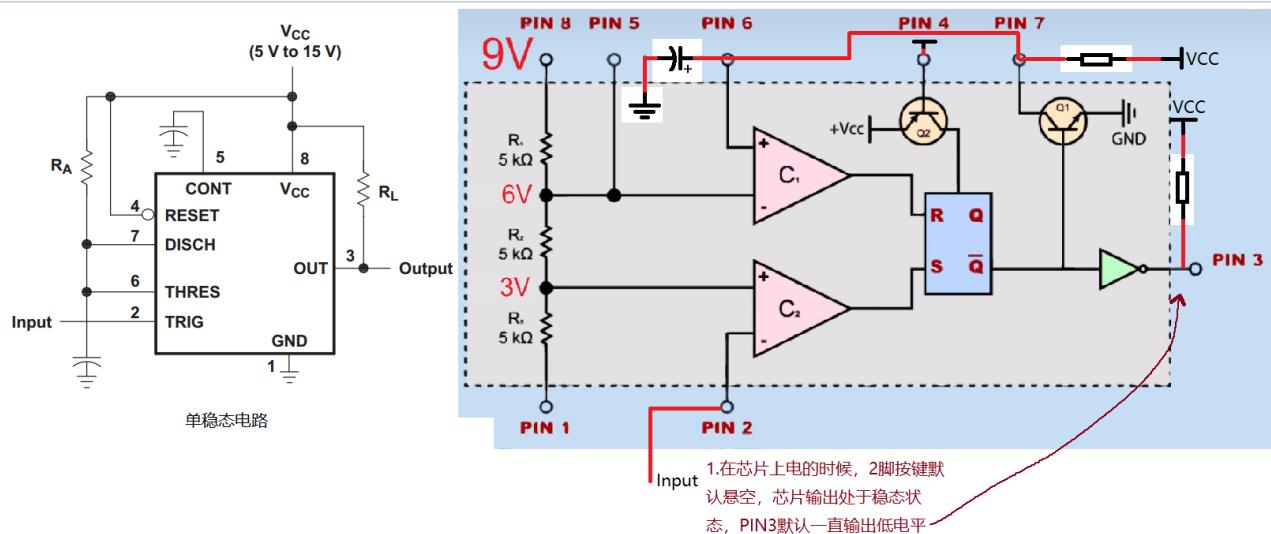
PIN 4	PIN 2 / S	PIN 6 / R	PIN 3	Q1
0	无意义	无意义	0	on
1	<1/3 Vcc	1	无意义	off
1	>1/3 Vcc	0	>2/3 Vcc	1
1	>1/3 Vcc	0	<2/3 Vcc	0
			不变	不变

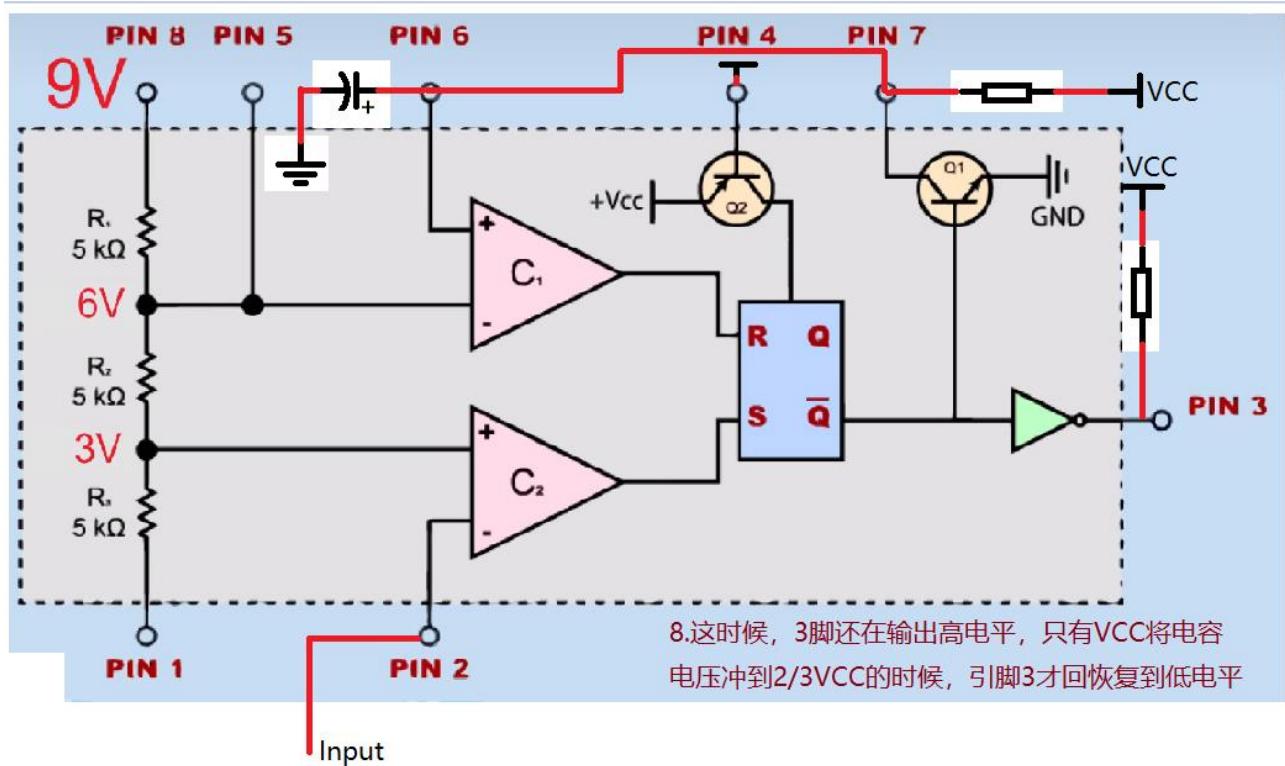
## 不同型号 NE555 的差异



左边这个型号的NE555和右边这个型号的NE555引脚内部接法有些出入  
所以在选用NE555 芯片的时候, 要注意厂家和型号, 其实功能都一样, 只是生产厂家的芯片有点出入

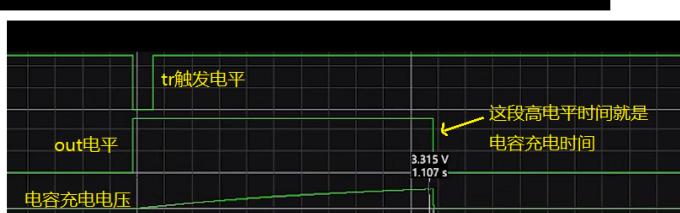
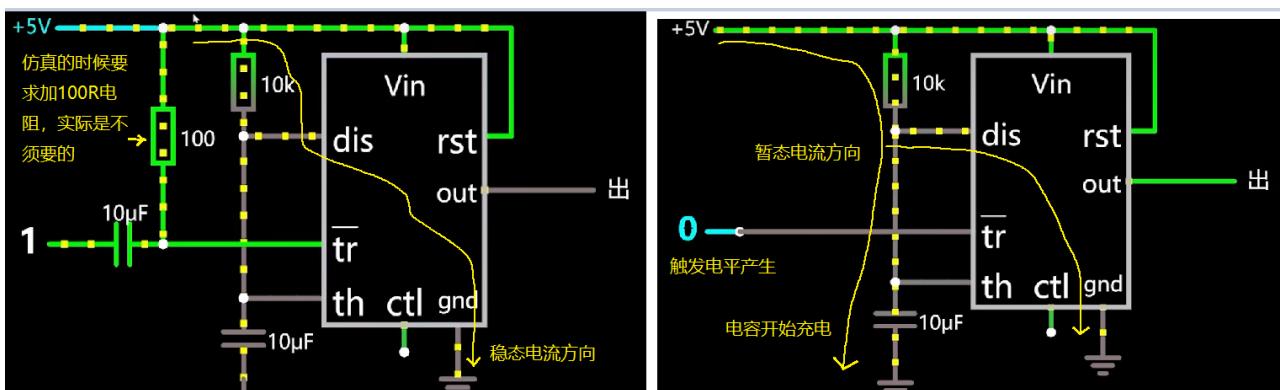
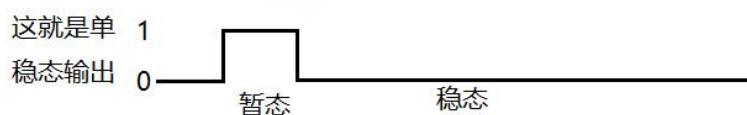
## NE555 单稳态电路





7.按键松开, 高电平

输入



## 单稳态电路阻容参数选取

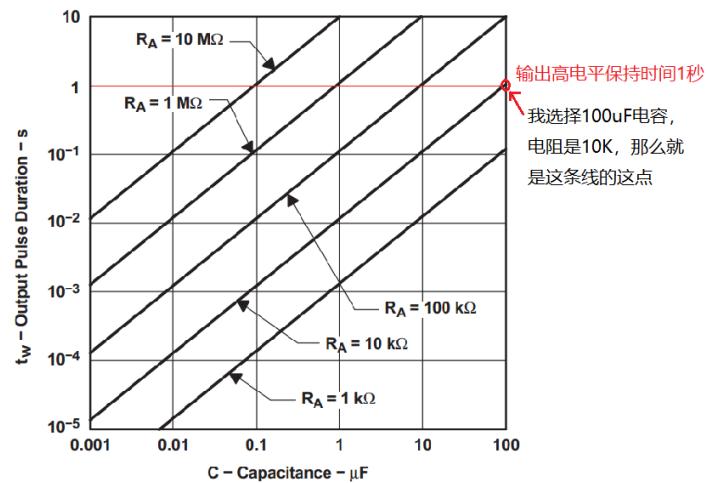
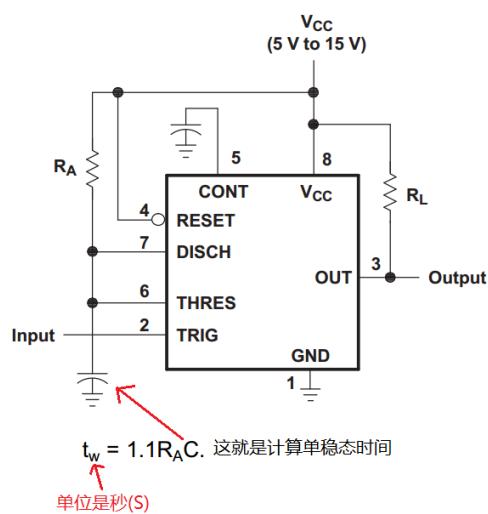
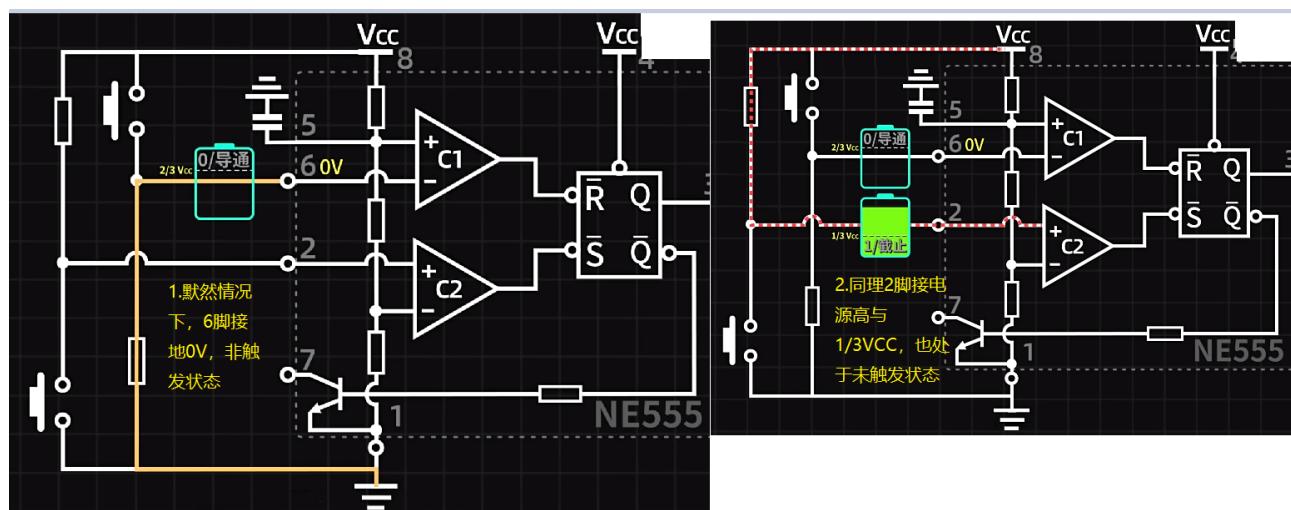
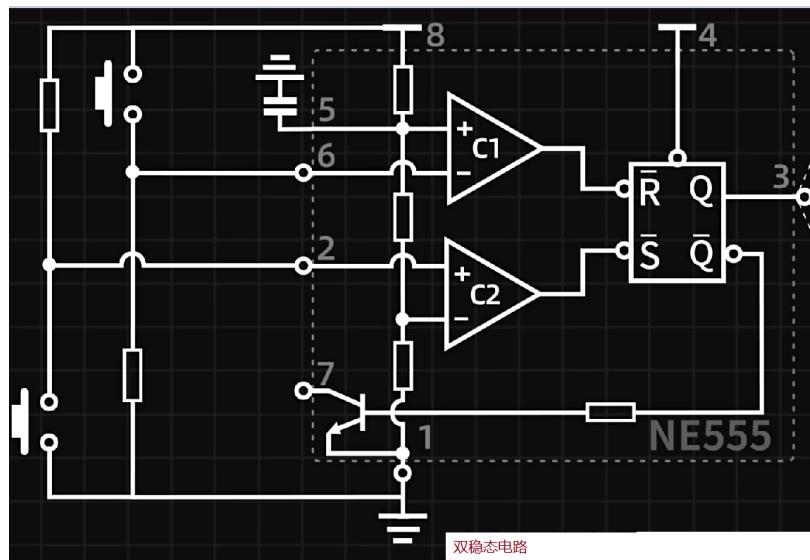
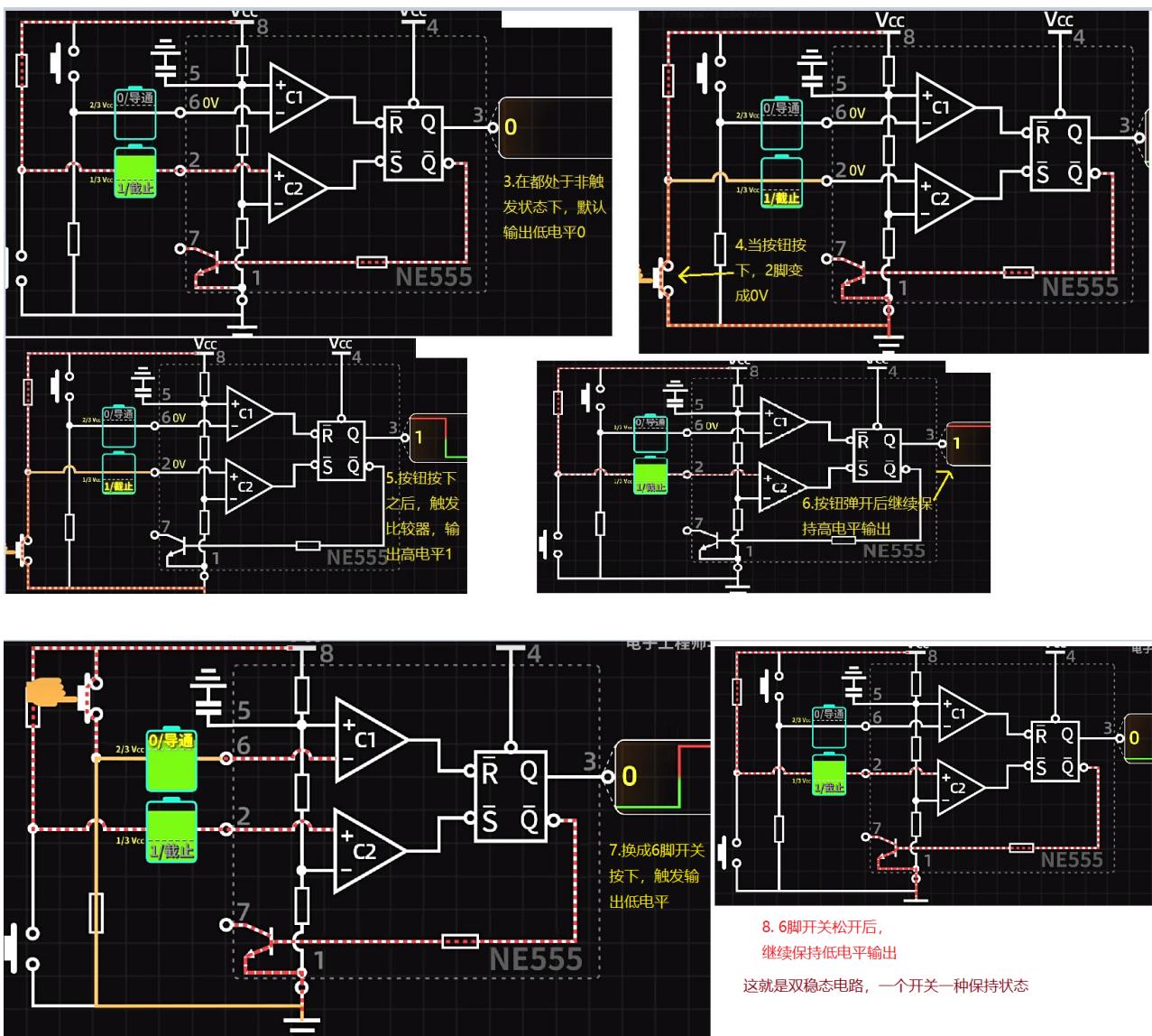


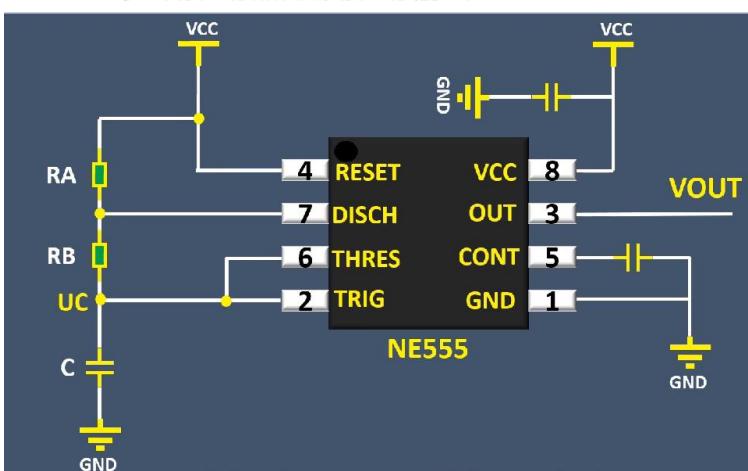
Figure 11. Output Pulse Duration vs Capacitance

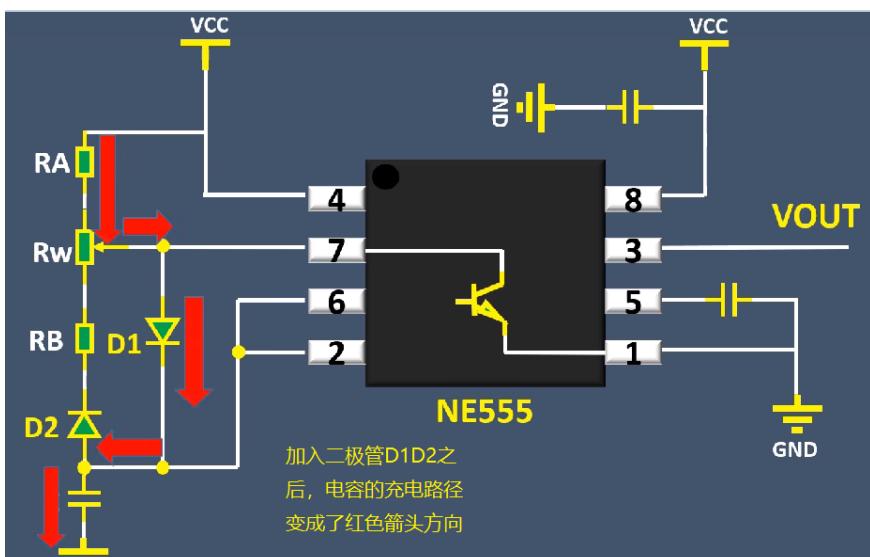
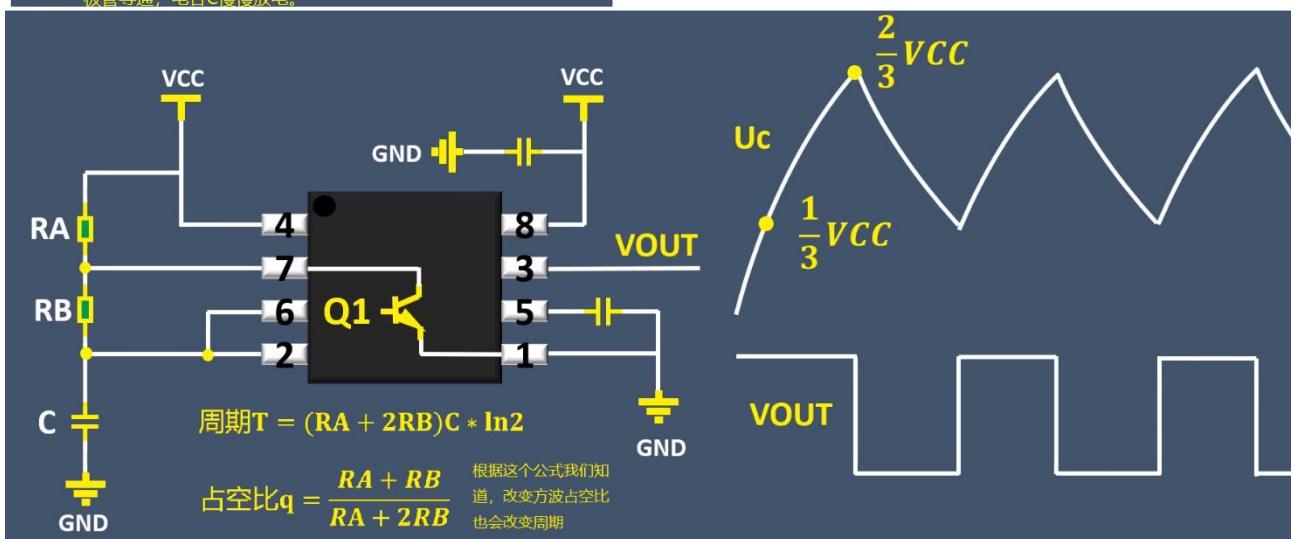
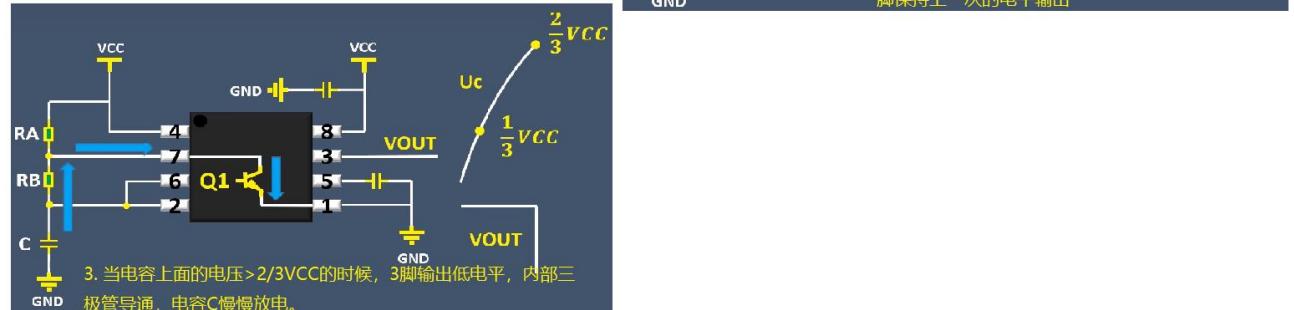
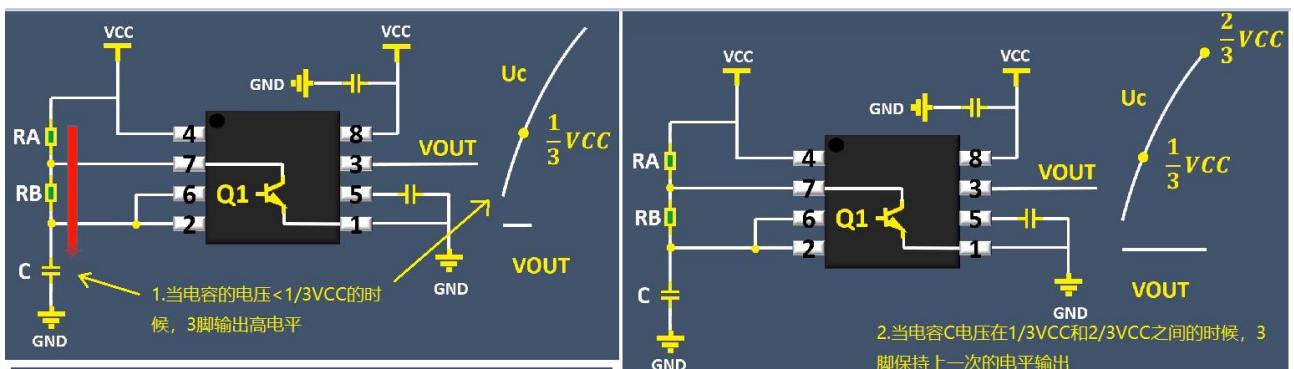
## NE555 双稳态电路

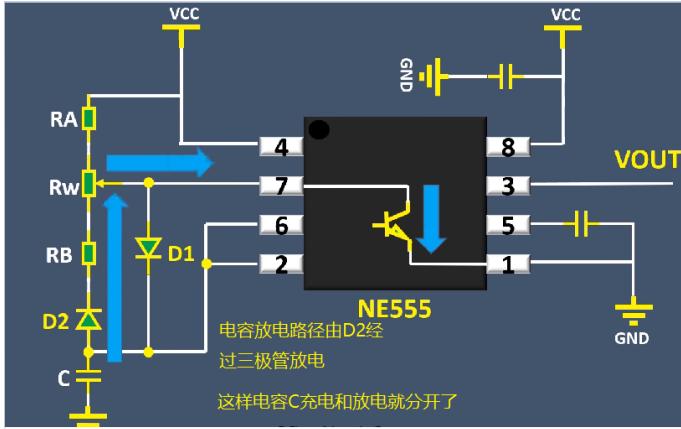




## NE555 多谐振荡器方波振荡输出







充电时间/方波高电平时间  $T_1 = (RA + RW_1)C * \ln 2$

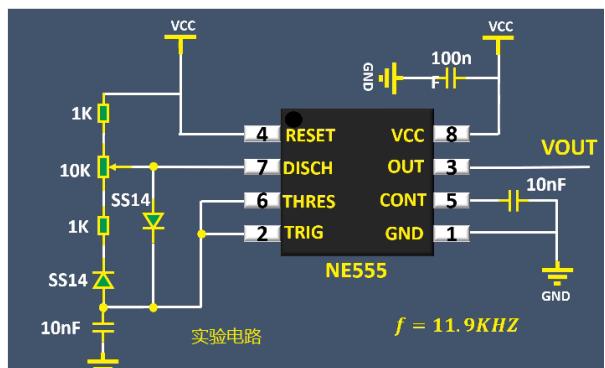
放电时间/方波低电平时间  $T_2 = (RB + RW_2)C * \ln 2$

这是电容充电和放电分开之后的计算方法

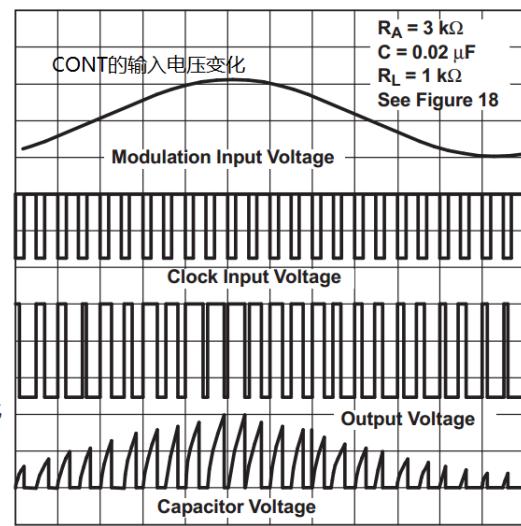
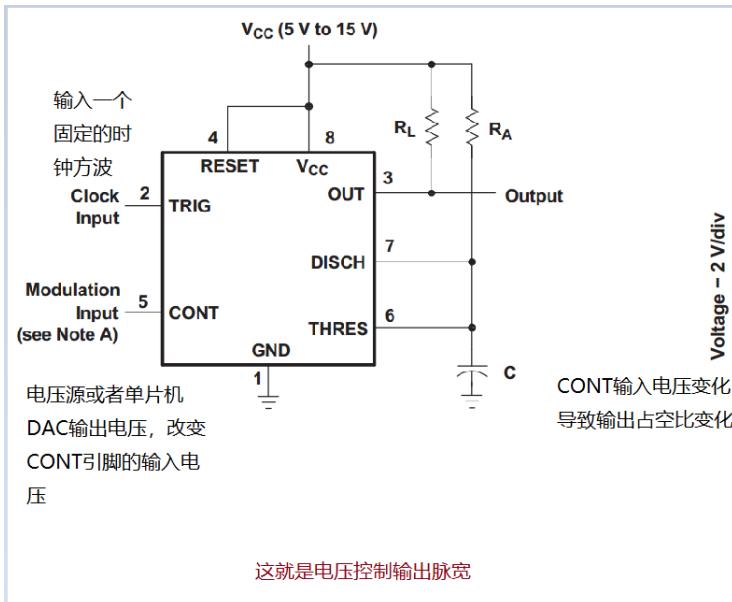
$$\text{周期 } T = (RA + RB + RW)C * \ln 2$$

$$\text{占空比 } q = \frac{RA + RW_1}{RA + RB + RW}$$

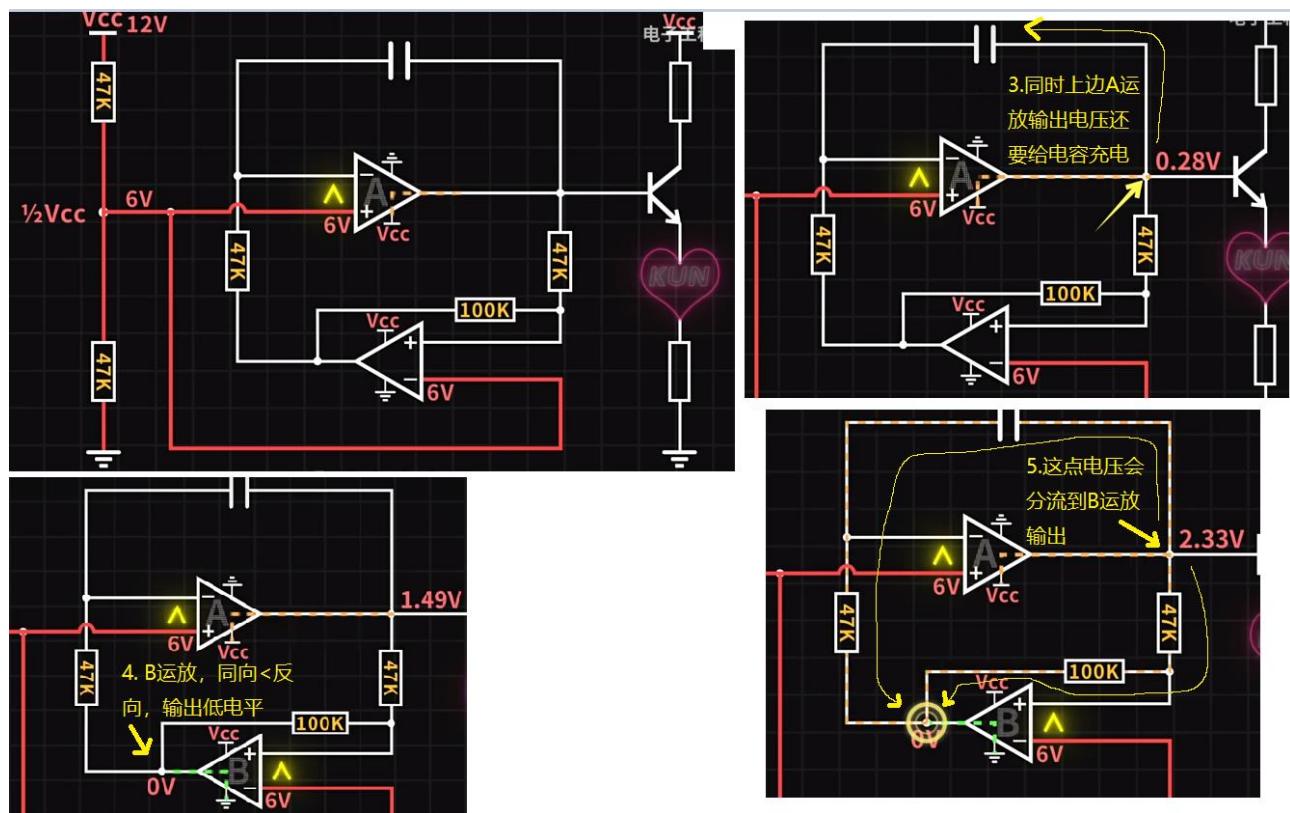
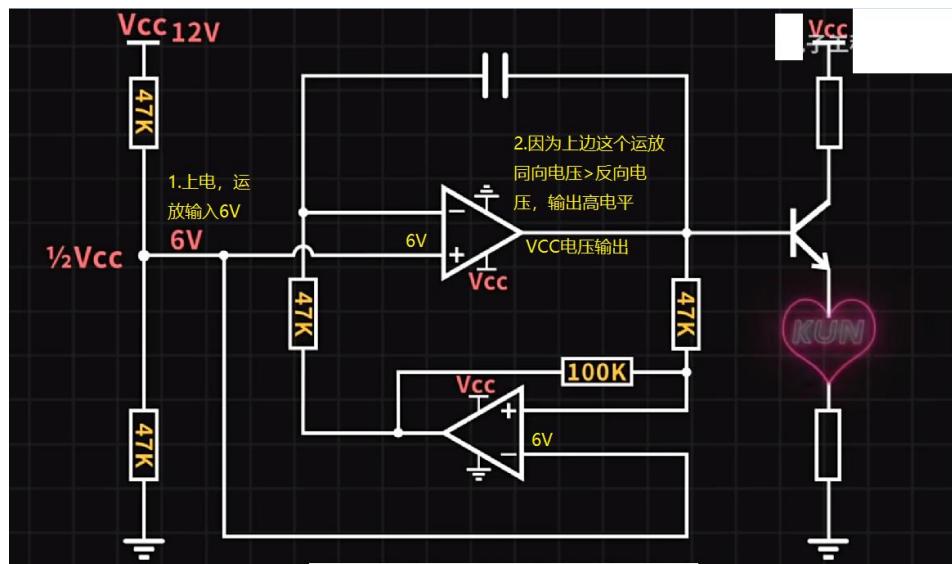
这样改变电位器中心抽头就可以改变占空比从而不影响频率，频率还是固定的。

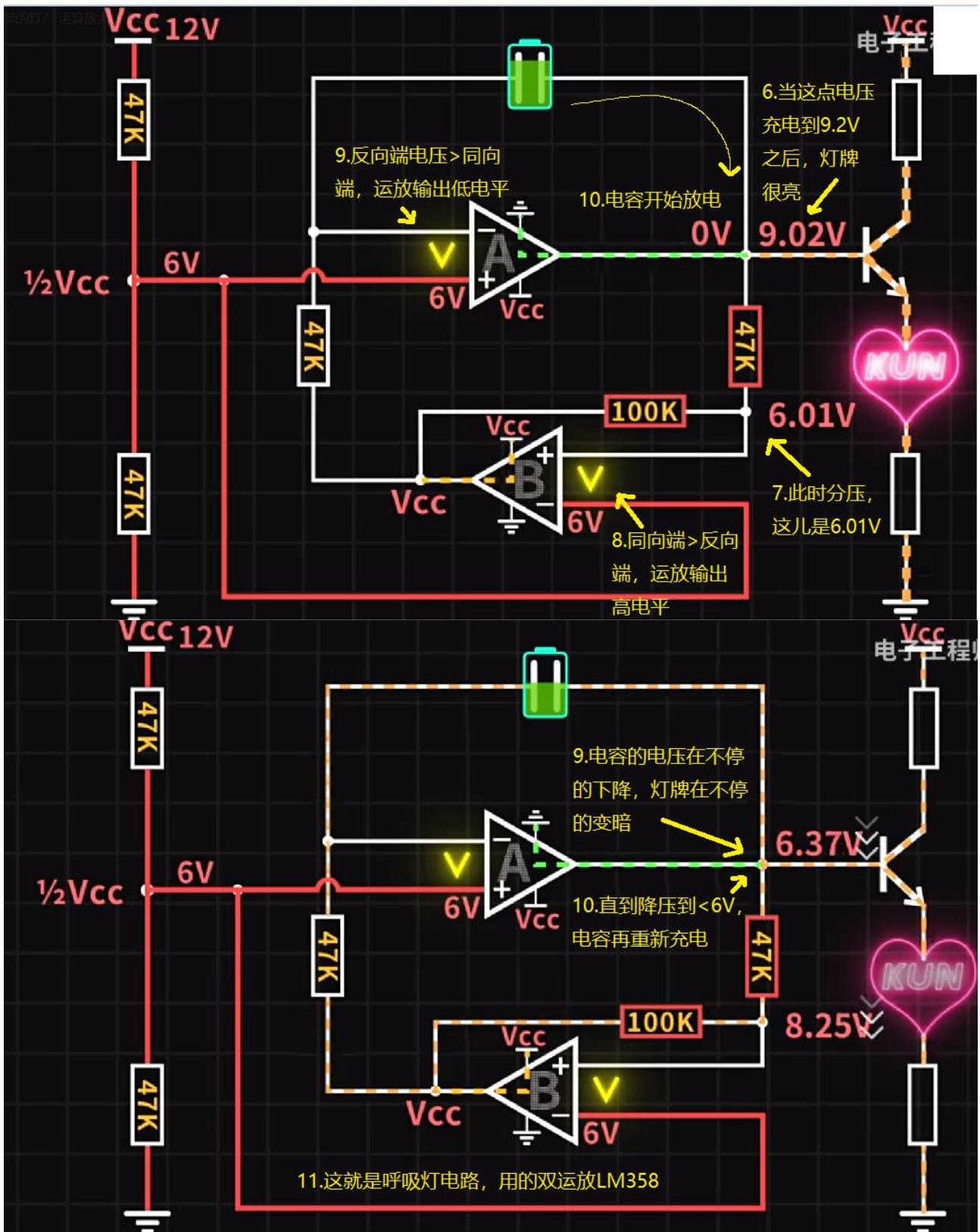


### NE555 CONT 引脚，输入电压控制占空比

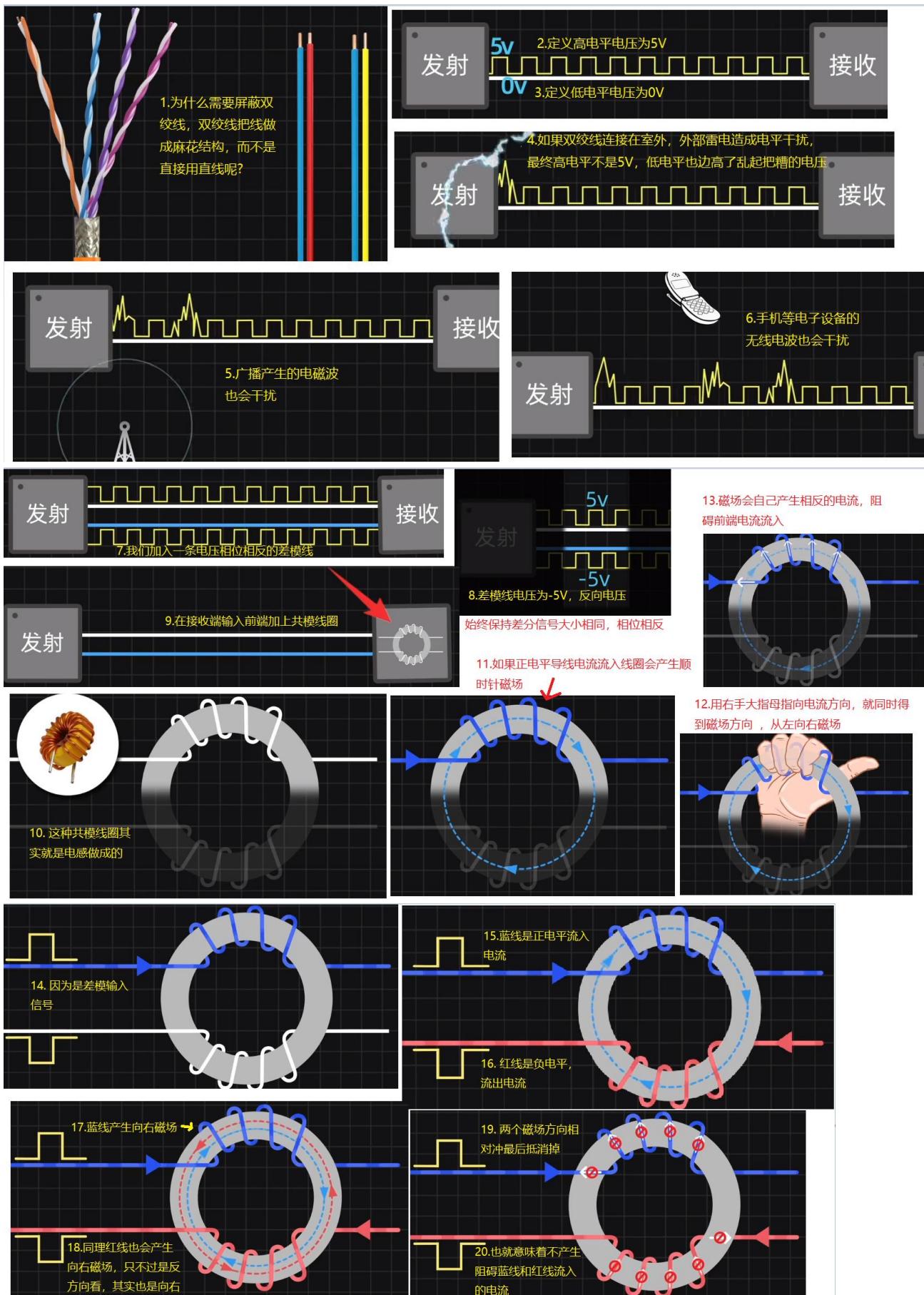


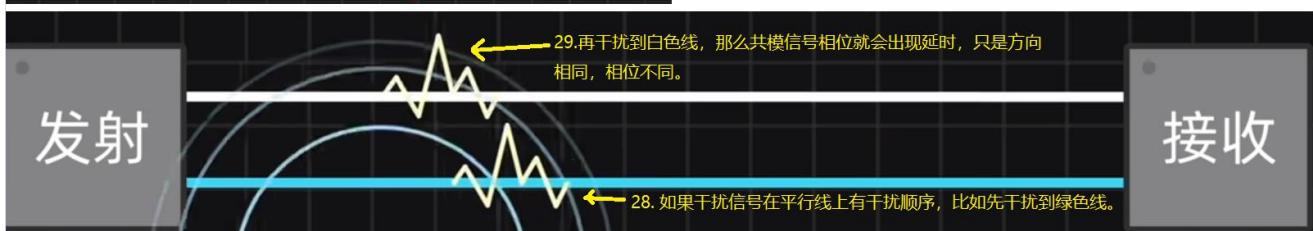
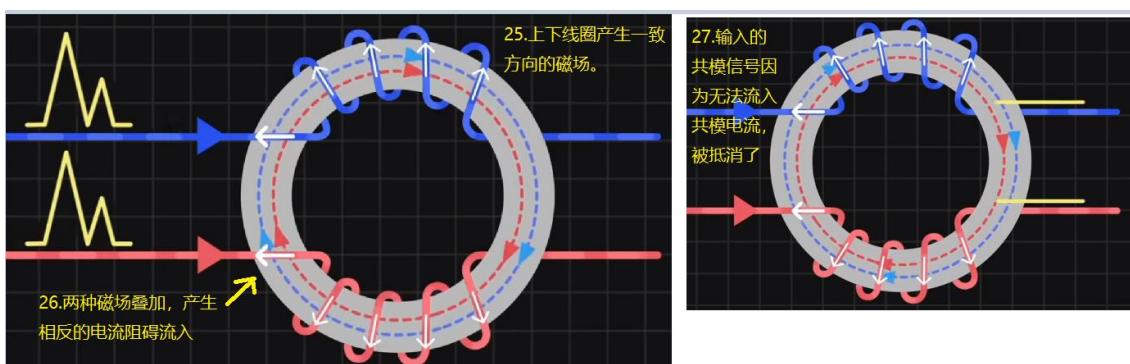
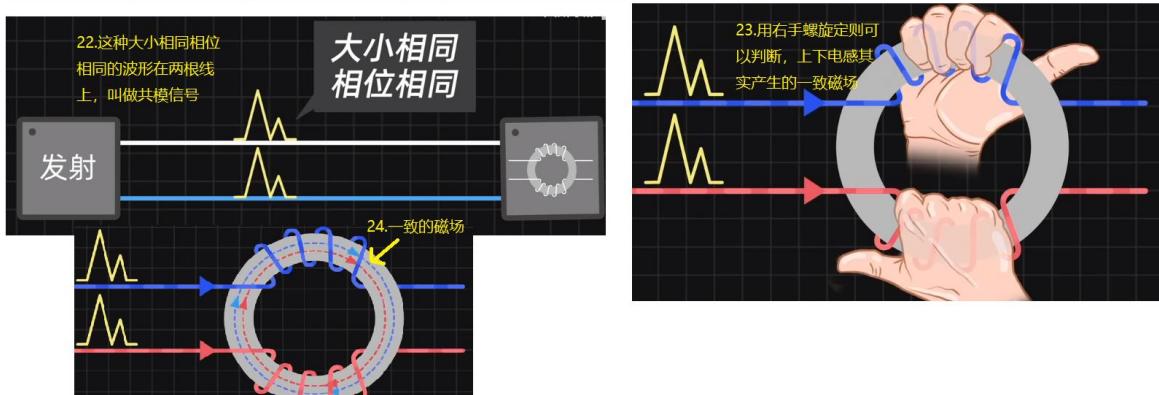
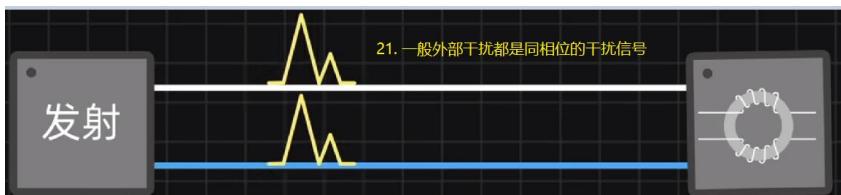
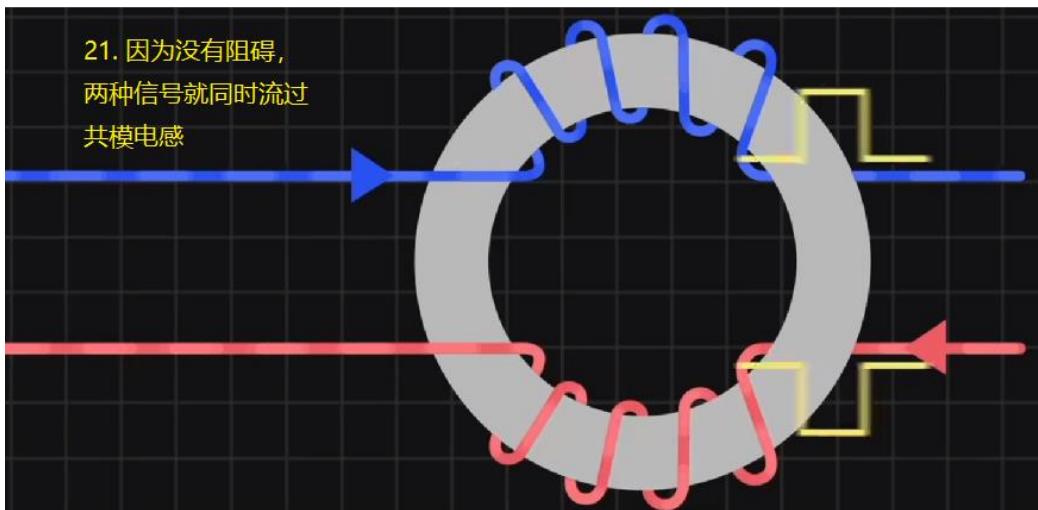
## 运放实现呼吸灯电路

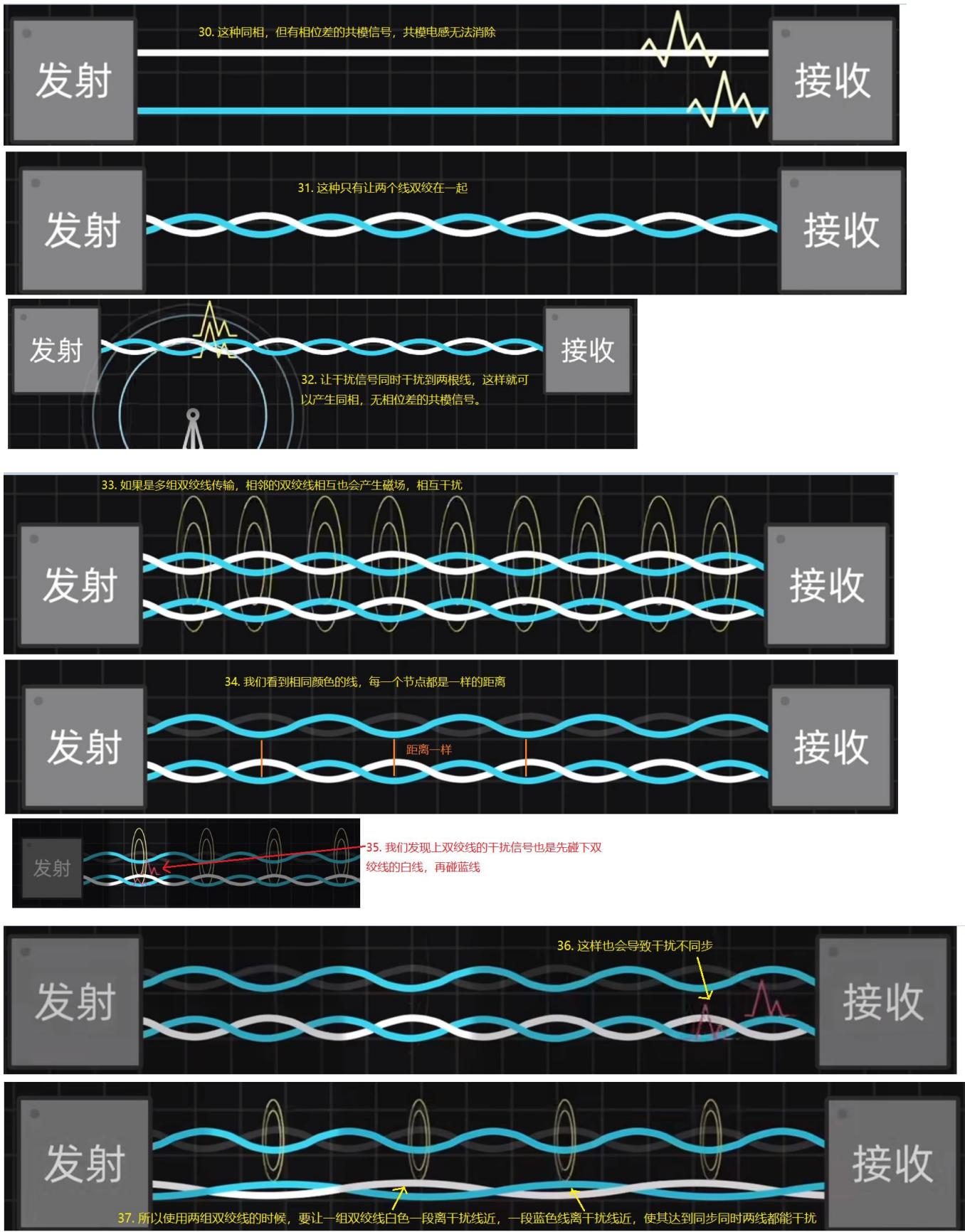


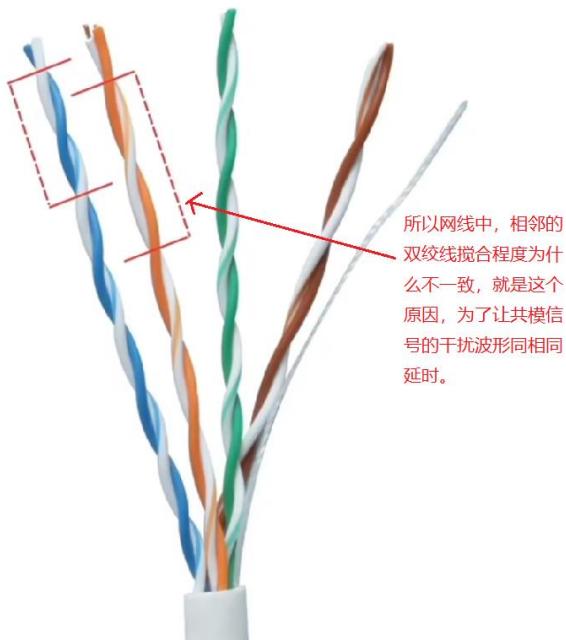


## 双绞线为什么要卷麻花? (网线, 差分线)理论



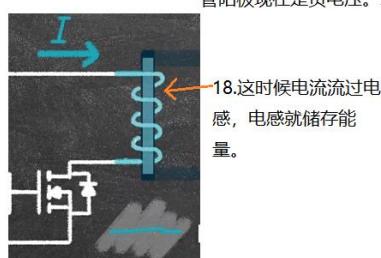
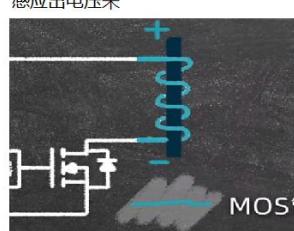
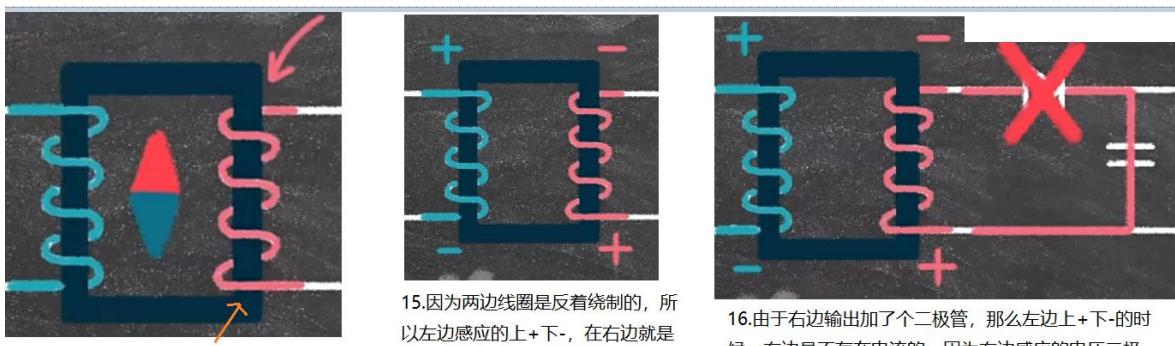
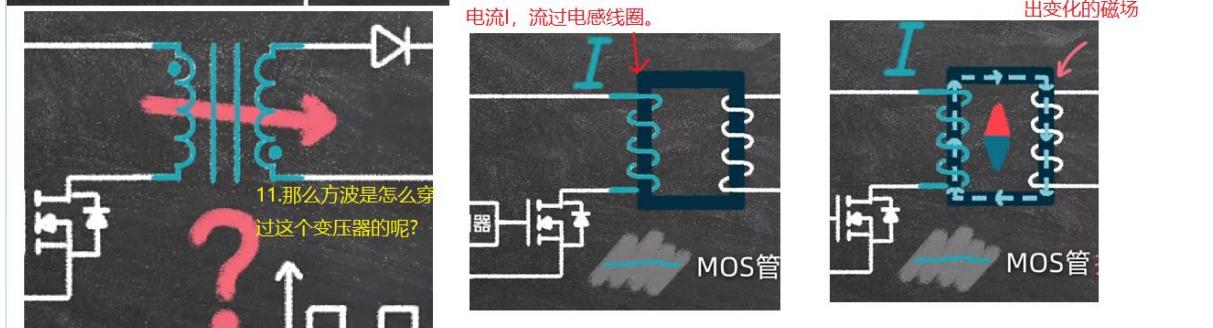
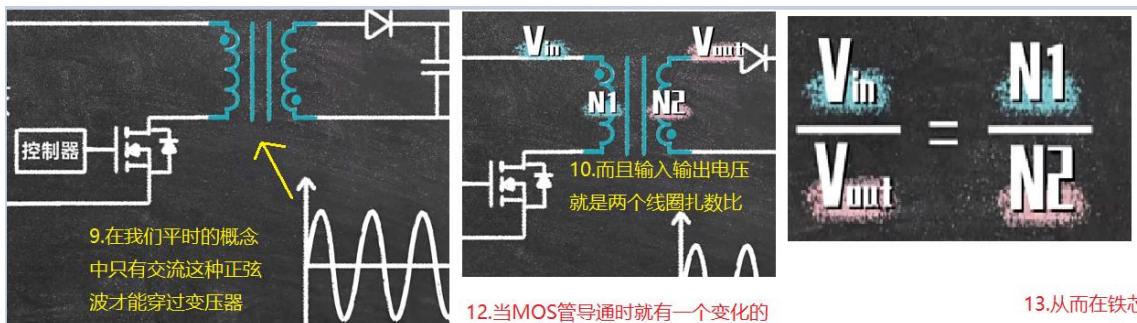
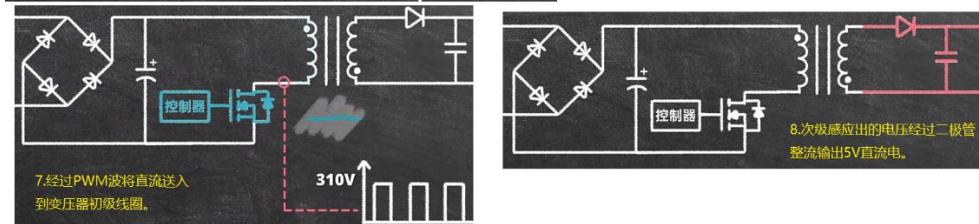
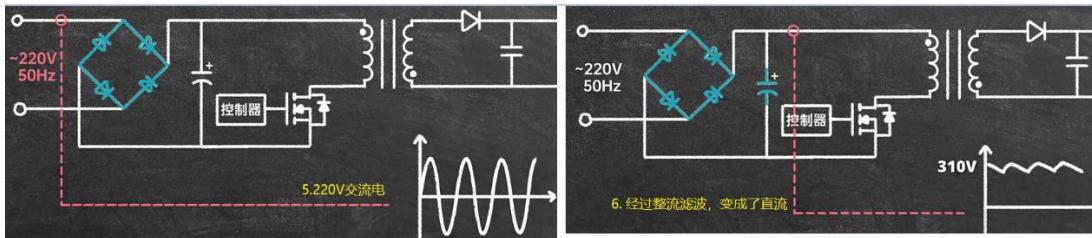


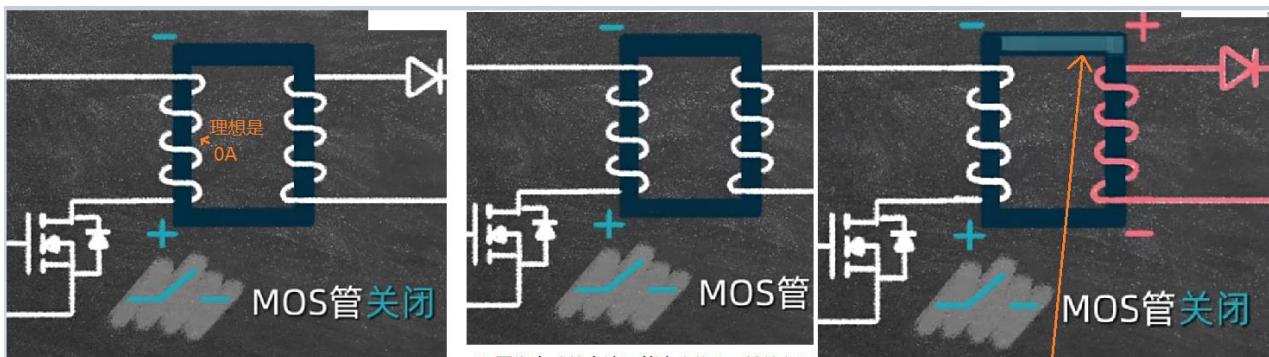




## 手机充电器小型开关电源基本原理







19. MOS管断开瞬间，初级线圈电流瞬间为0。

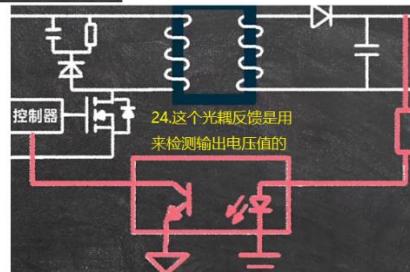
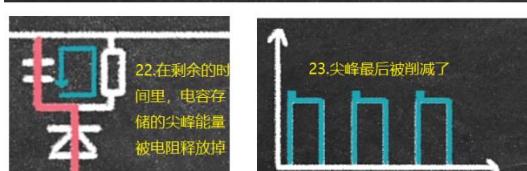
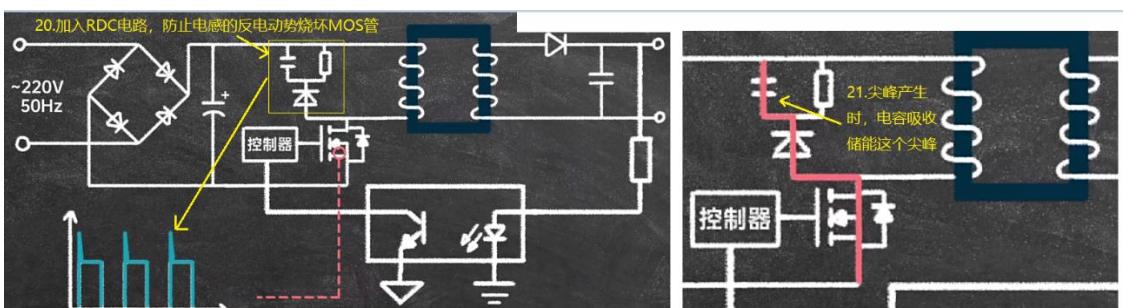
18.因为电感的电流不能突变为0，所以实际情况是在初级线圈感应一个下+上-的电压来阻碍电感电流减小。

19.次级线圈感应出上+下-的电压。MOS管断开的时候正好把初级线圈储存的能量，通过磁芯转换到次级线圈。

## 一句话就是 MOS管打开：初级线圈储能 MOS管关闭：初级线圈释放能量

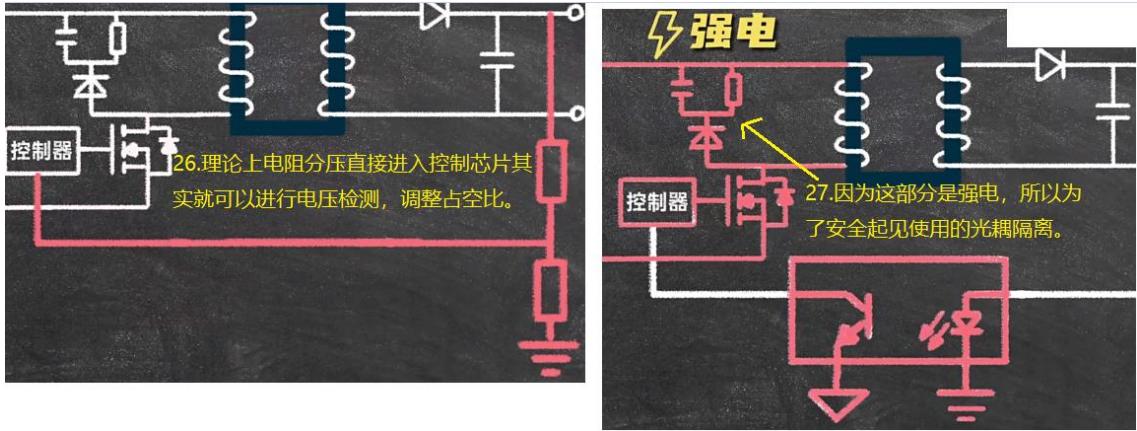
$$V_{in} = \frac{V_{out}}{N} * \frac{D}{1-D}$$

输入电压值                           输出电压值  
  PWM占空比  
  变压器匝数比

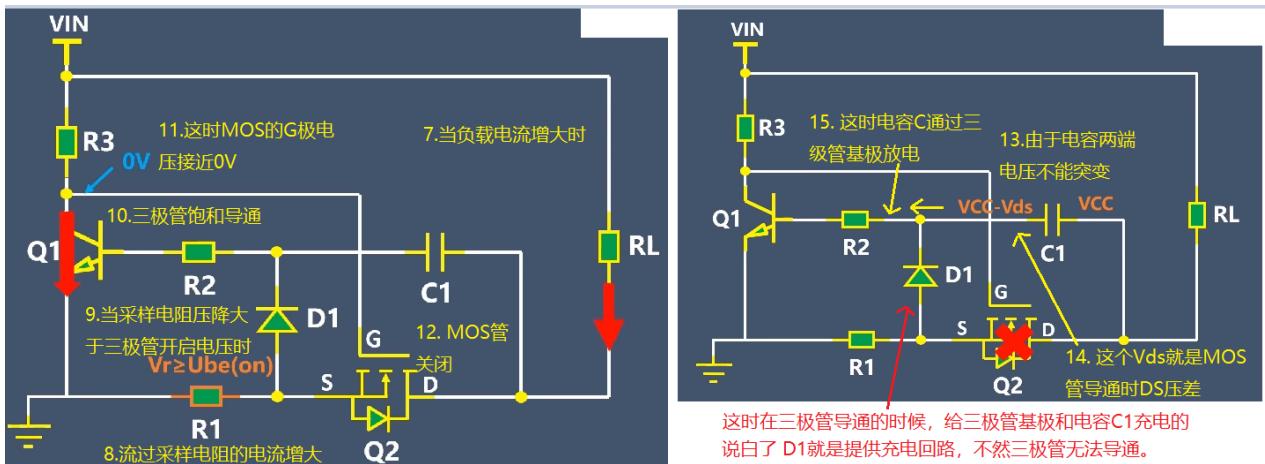
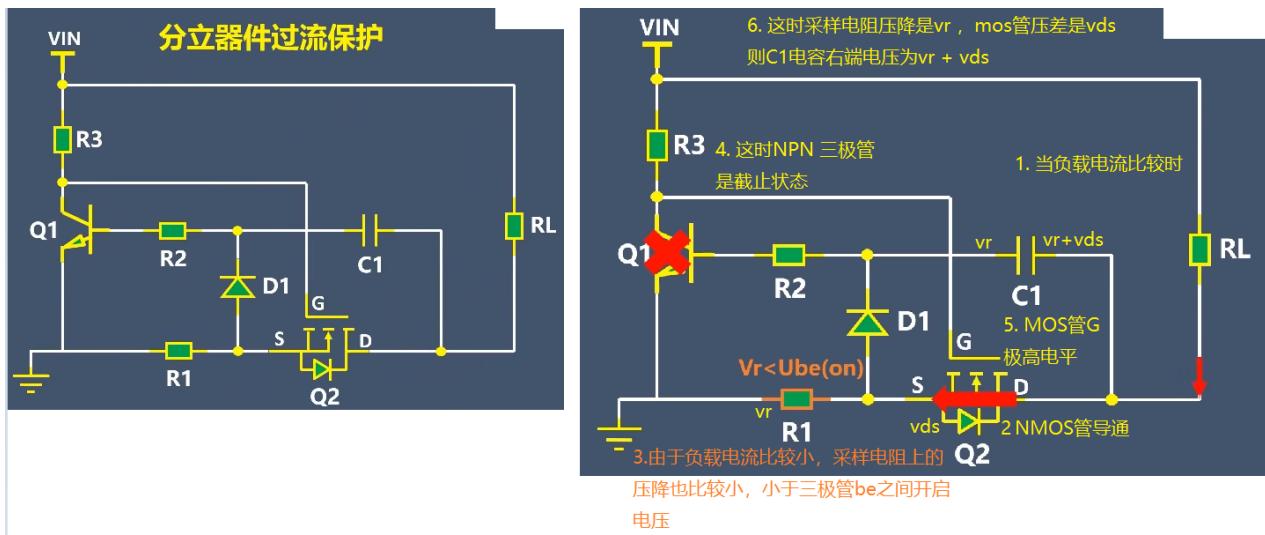


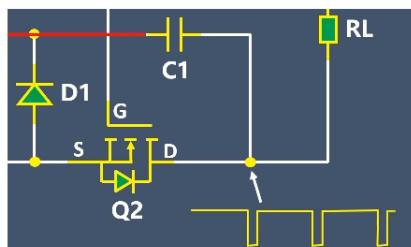
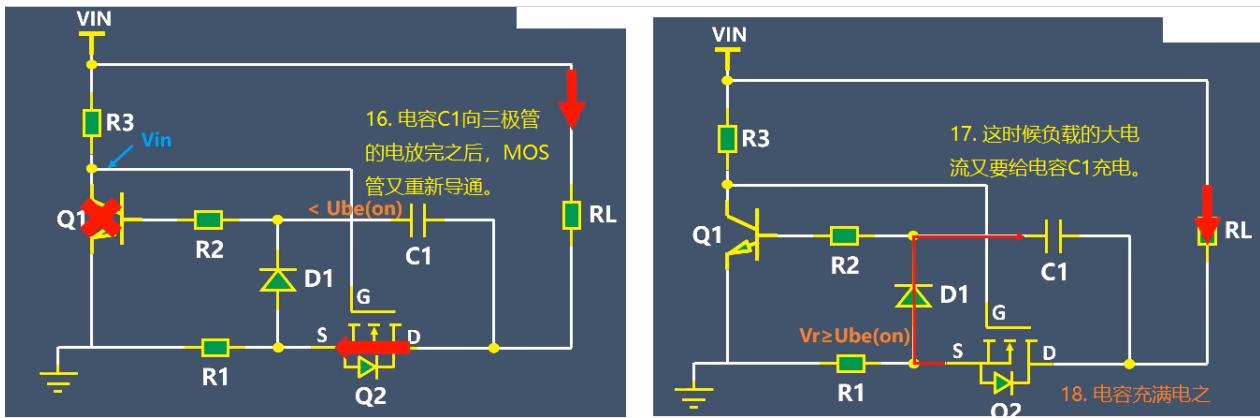
输出电压 < 5V  
PWM占空比 ↑  
输出电压 > 5V  
PWM占空比 ↓

25.根据光耦决定PWM波输出占空比，调节输出电压



## 过流保护电路





19. 所以这个过流保护电路，你会发现保护过流的过程是一会儿保护，一会儿不保护

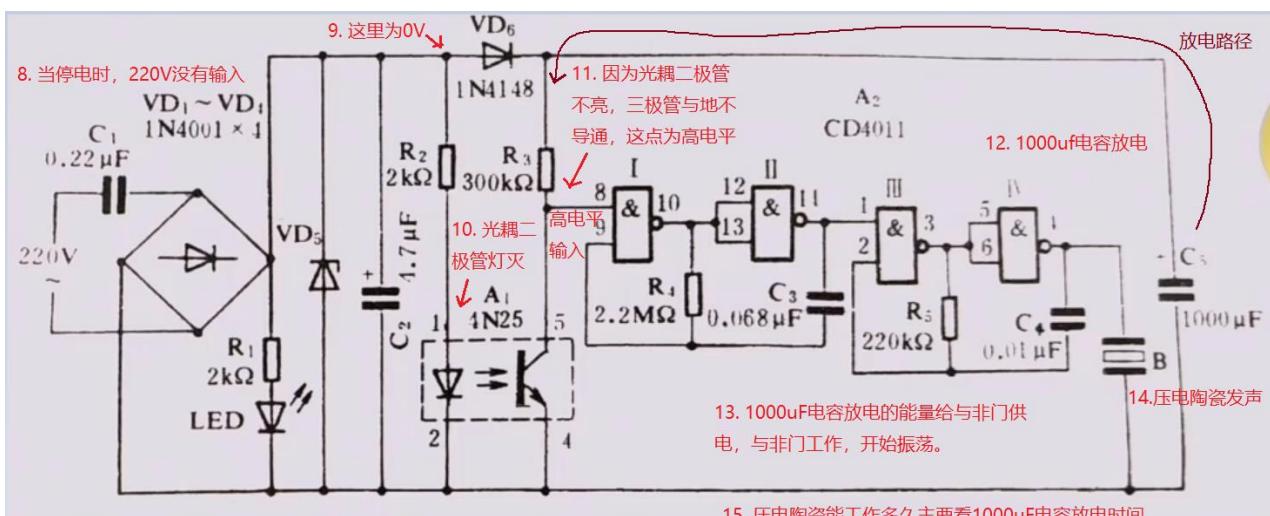
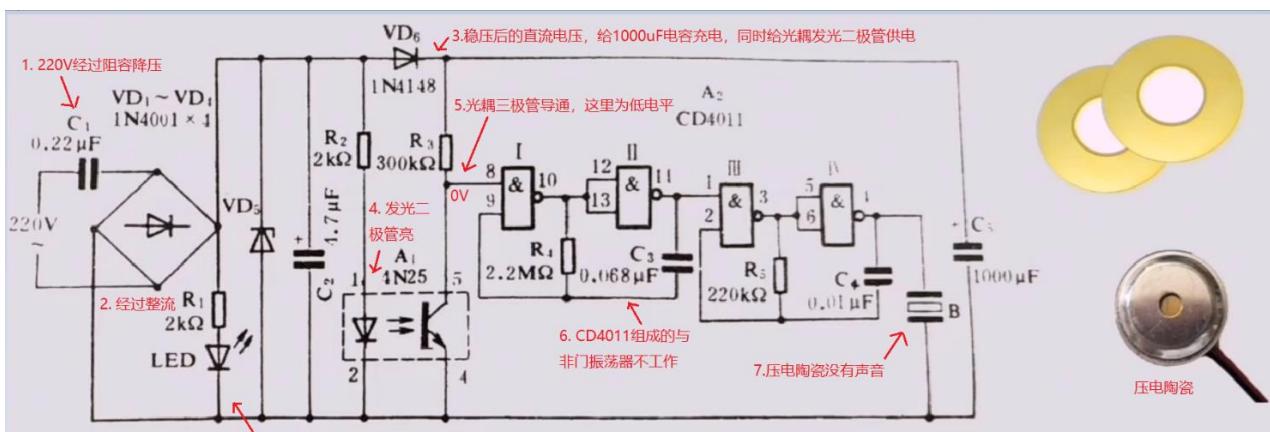


20. 如果想长时间保护，可以尝试增大三极管R2电阻和C1电容，增加电容放电时间，这样三极管在保护的时候，可以长时间保护。

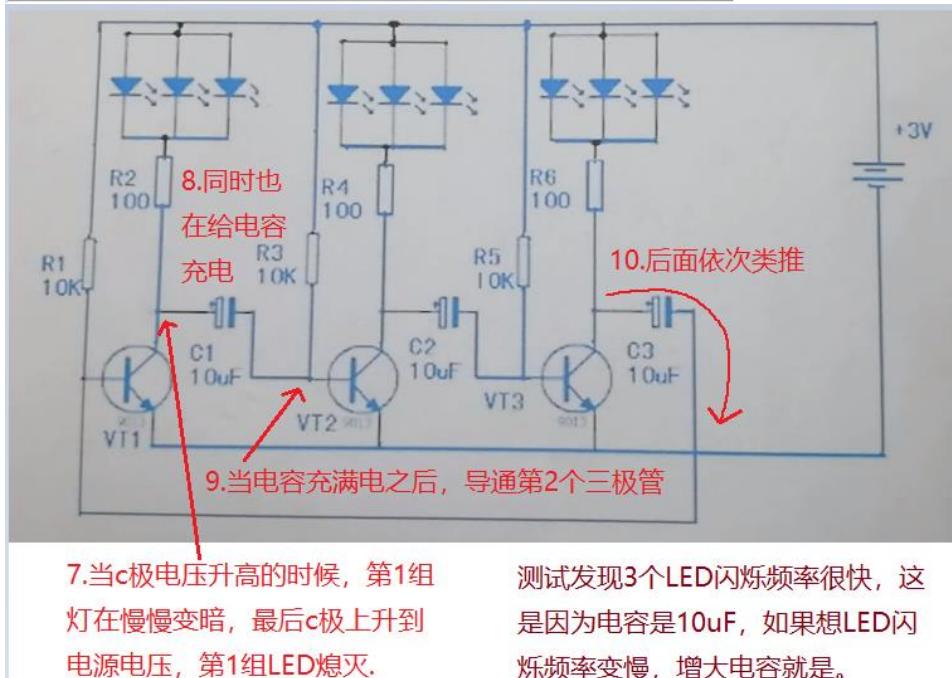
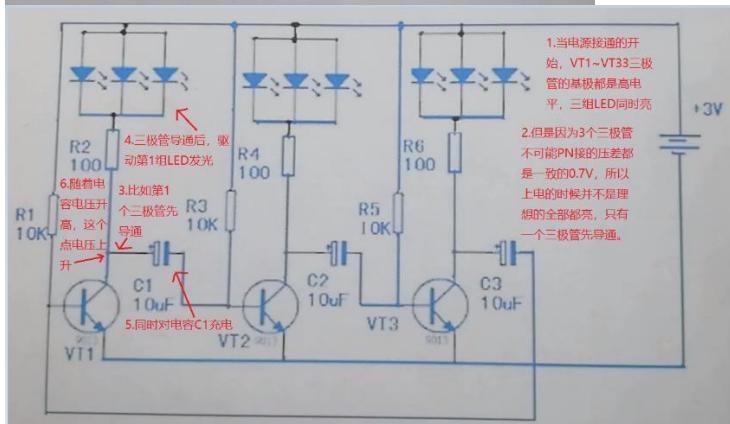
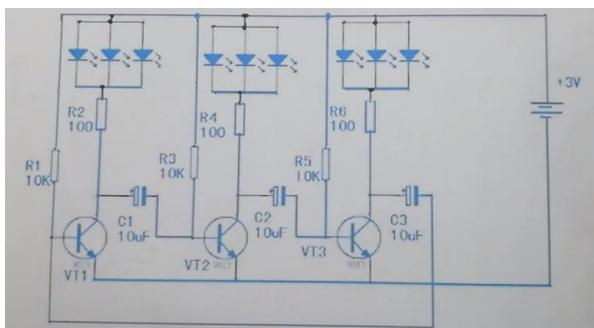
$$I_{lim} = \frac{0.7}{R_1}$$

多大电流进行保护，通过R1来计算

## 停电报警电路



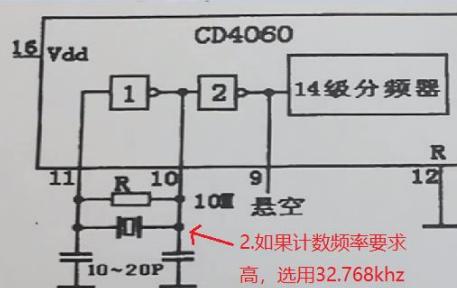
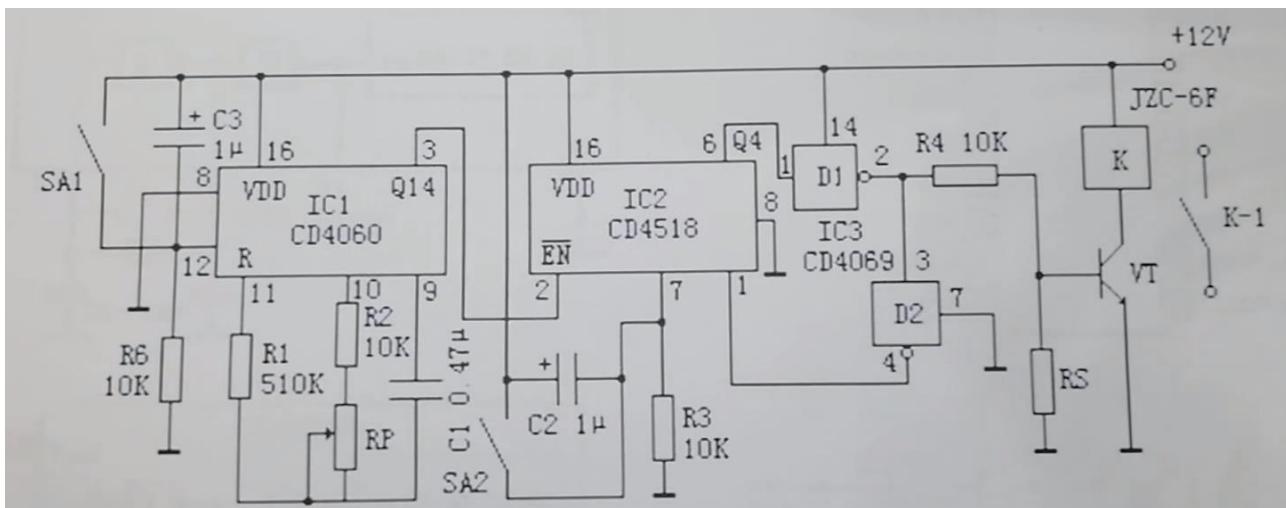
## 花样流水灯电路



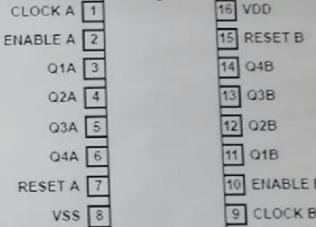
7.当c极电压升高的时候，第1组灯在慢慢变暗，最后c极上升到电源电压，第1组LED熄灭。

测试发现3个LED闪烁频率很快，这是因为电容是10uF，如果想LED闪烁频率变慢，增大电容就是。

## 数字定时器电路

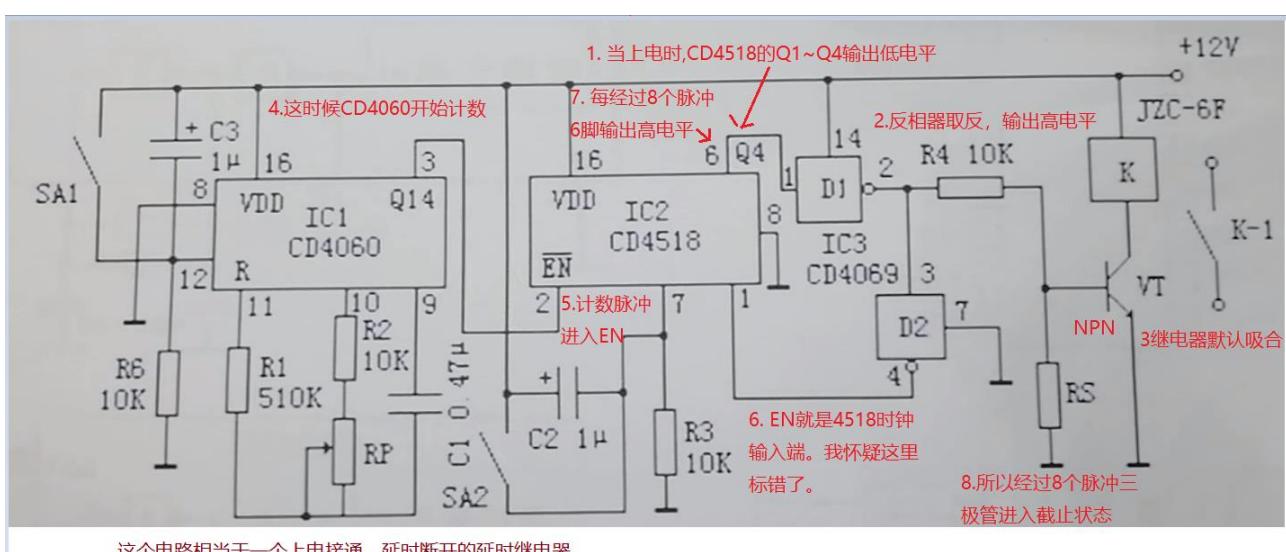


CD4060芯片工作原理



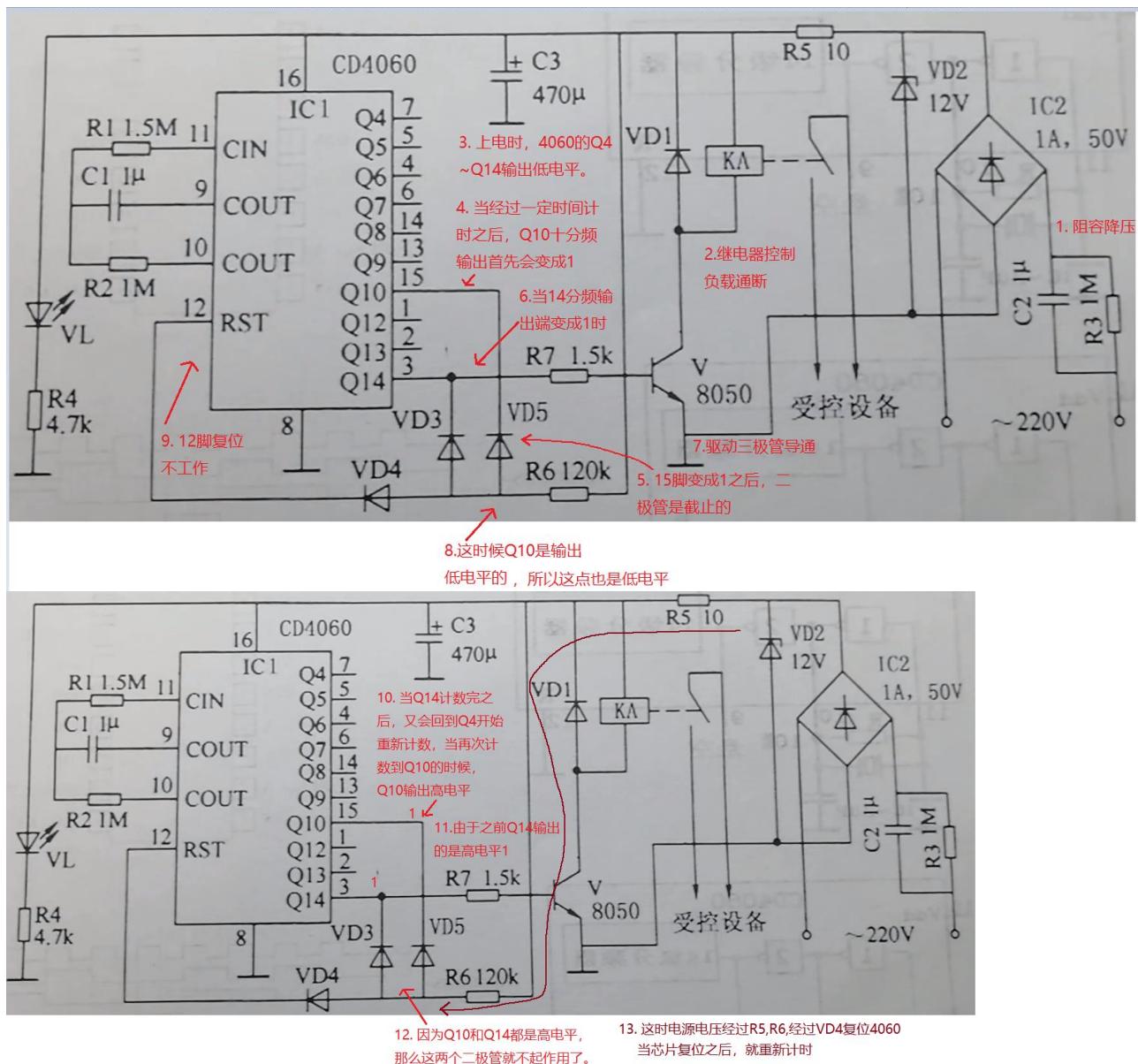
1. CD4518是同步加法计数器, 有两个加法计数器

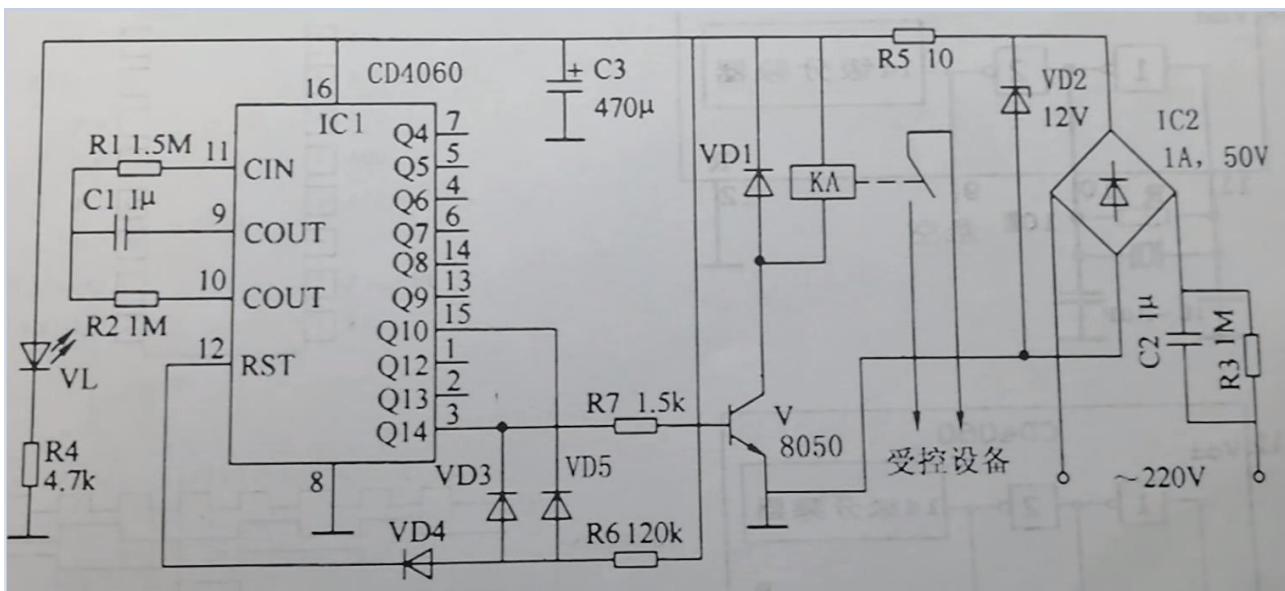
CD4518芯片讲解



这个电路相当于一个上电接通, 延时断开的延时继电器。

## 自动定时循环电路

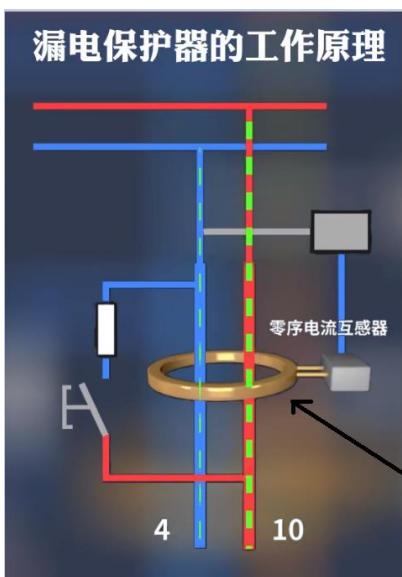




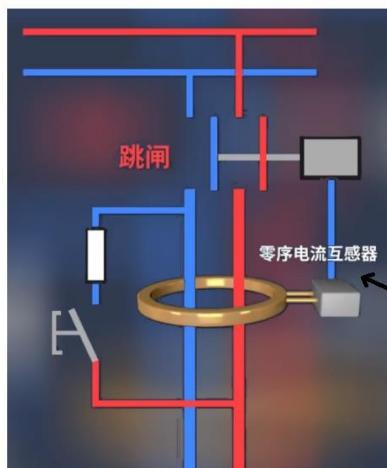
该电路从上电到Q14输出高电平，为不工作的时间，  
Q14输出高电平之后，一直到下一个循环Q10输出高的时候为工作时间  
所以这个电路，不工作时间比较长，工作时间比较短

如果想改变等待和工作的时间，只需要更改接入Q10和Q14引脚的位置就行，换个分频方式。

## 漏电保护器工作原理



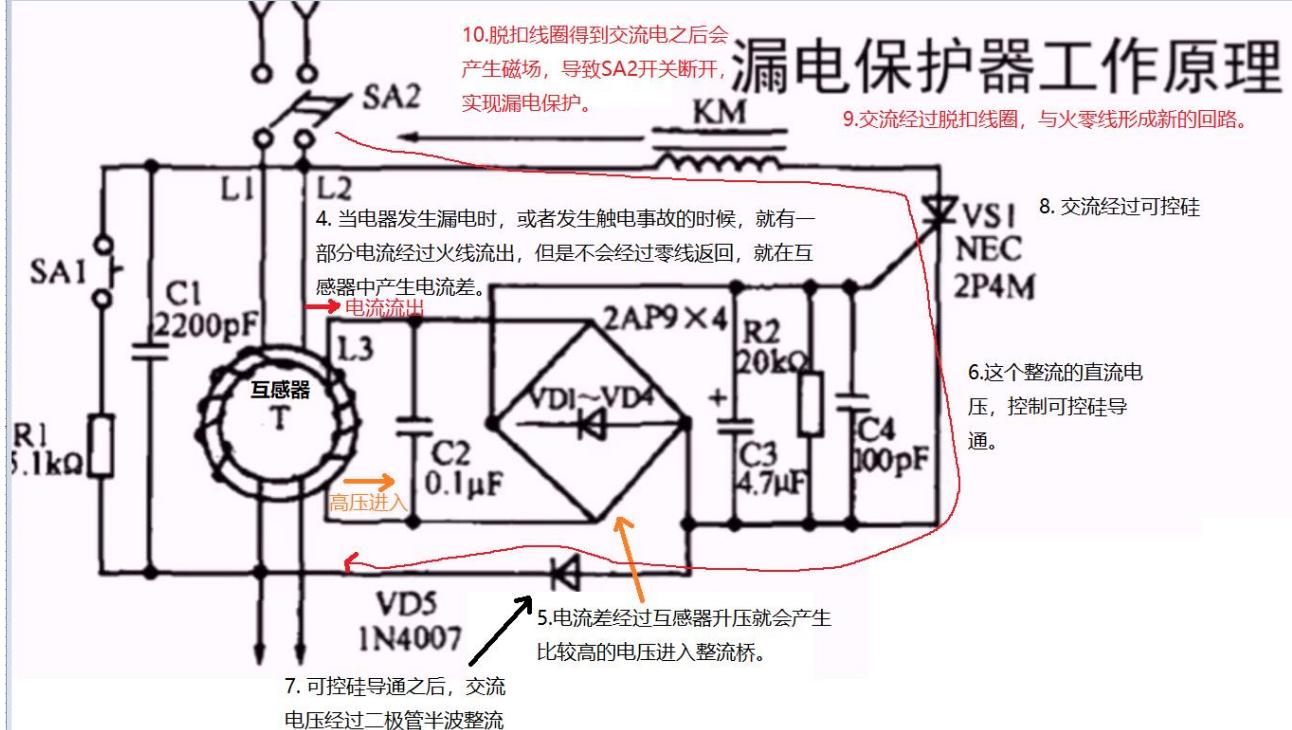
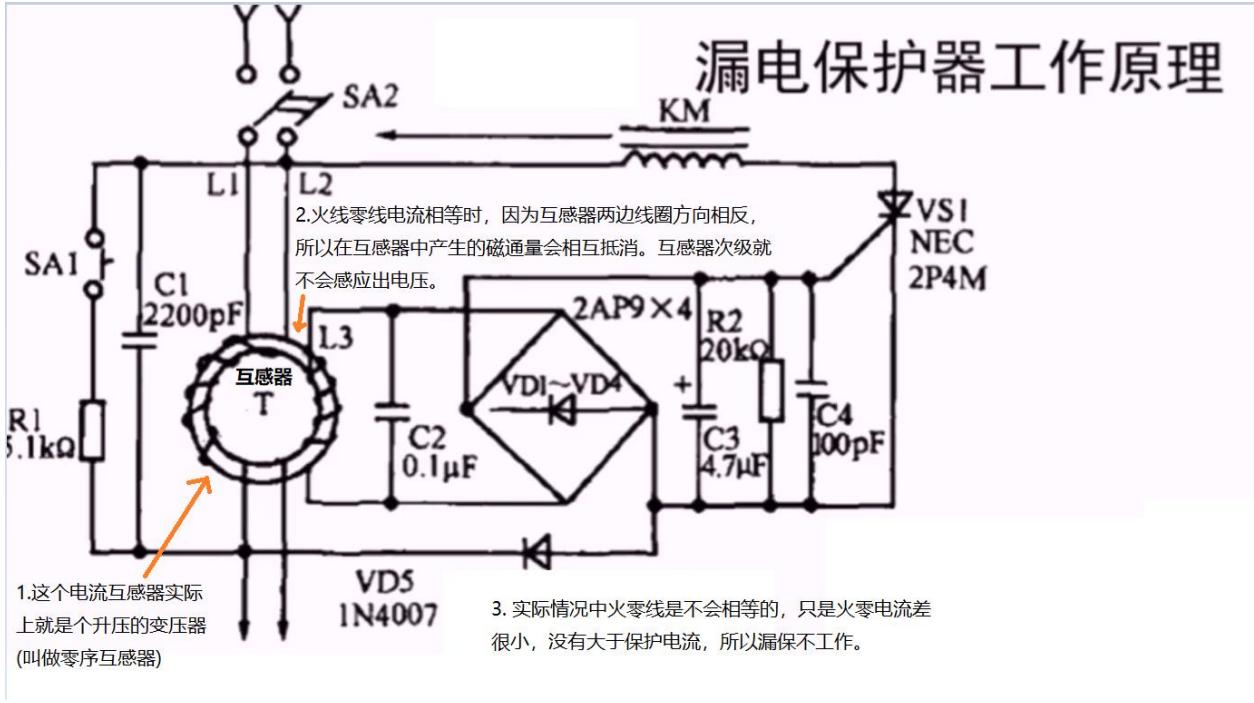
2. 比如零线电流是4A，火线电流是10A，零火之间的电流相减不为0，则证明电路漏电。
1. 漏电保护器内部有一个互感器，分别测量火线与零线的电流值



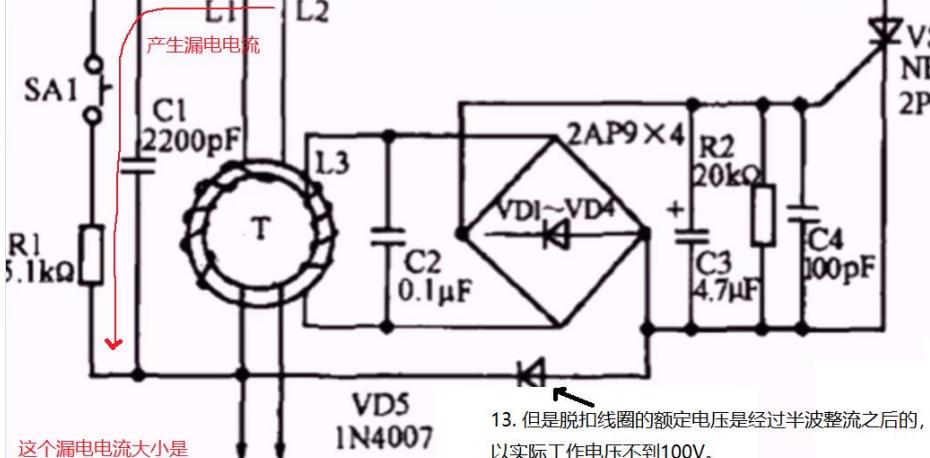
3. 零火电流不一致，就会造成互感器驱动线圈跳闸，断开火线零线，保护人身安全。
  4. 零火电流的差值就是漏电的值。
- 一般漏电保护器额定漏电动作电流要<30mA  
额定漏电动作时间<0.1秒



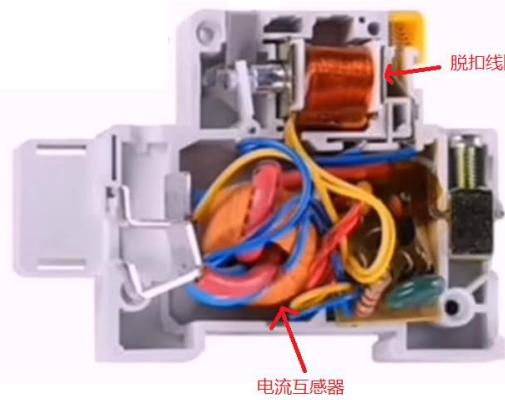
5. 漏电保护器上的实验按钮按下，强制使火零线电流差值大于设定值。从而检测互感器和脱扣线圈是否正常工作。  
如果按下实验按钮之后，漏保没得反应，就证明漏保有故障，记得更换漏保。



11. 实验按钮测试，当按下实验按钮之后，因为电阻R1是跨接在互感器的，漏电电流如下



这就是漏电保护器内部结构，漏电保护器一般是在空气开关基础上改进过来的。



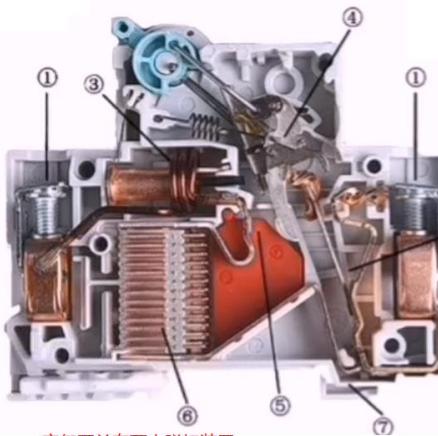
12. 漏电保护器脱扣线圈的额定电压是220V。

## 漏电保护器工作原理

14. 所以脱扣线圈设计的动作电压是比较低的。但是220V给额定电压比较低的脱扣线圈供电会不会发烫？当然会发烫，但是脱扣线圈是漏电的时候瞬间工作一下，问题不大。

13. 但是脱扣线圈的额定电压是经过半波整流之后的，所以实际工作电压不到100V。

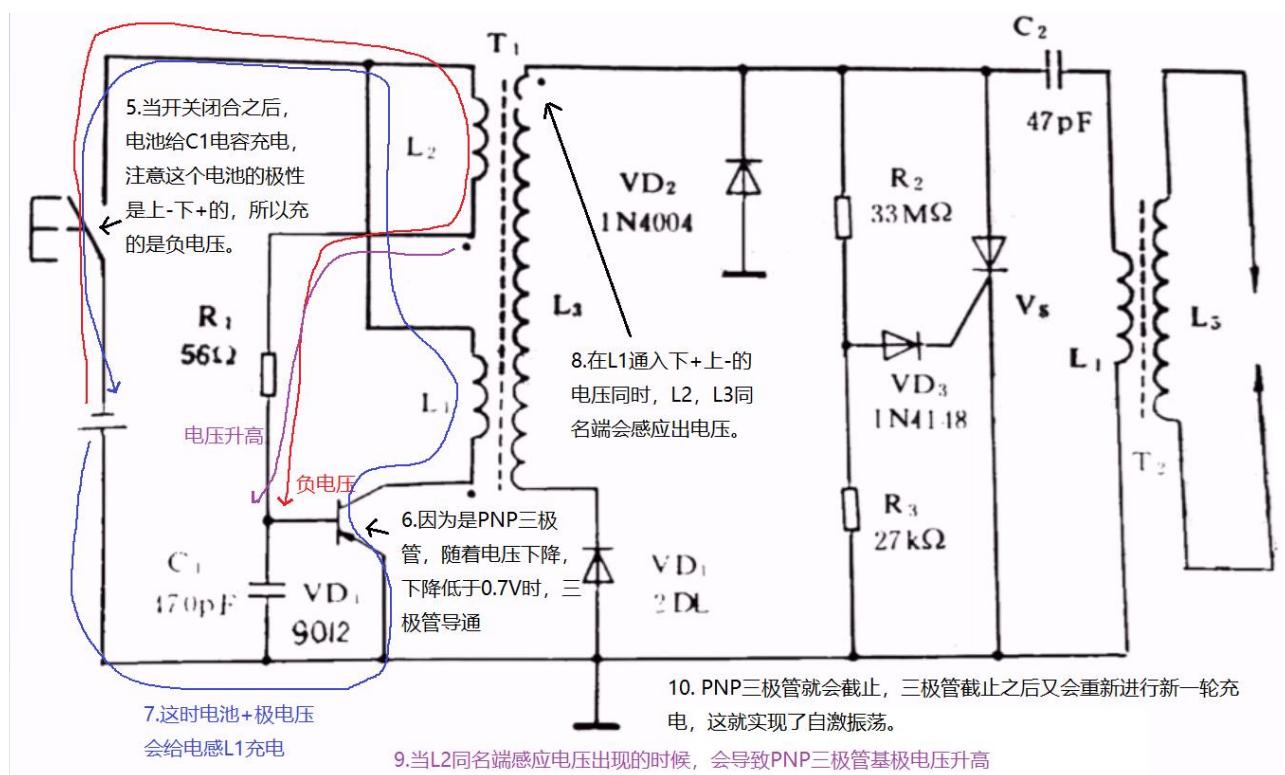
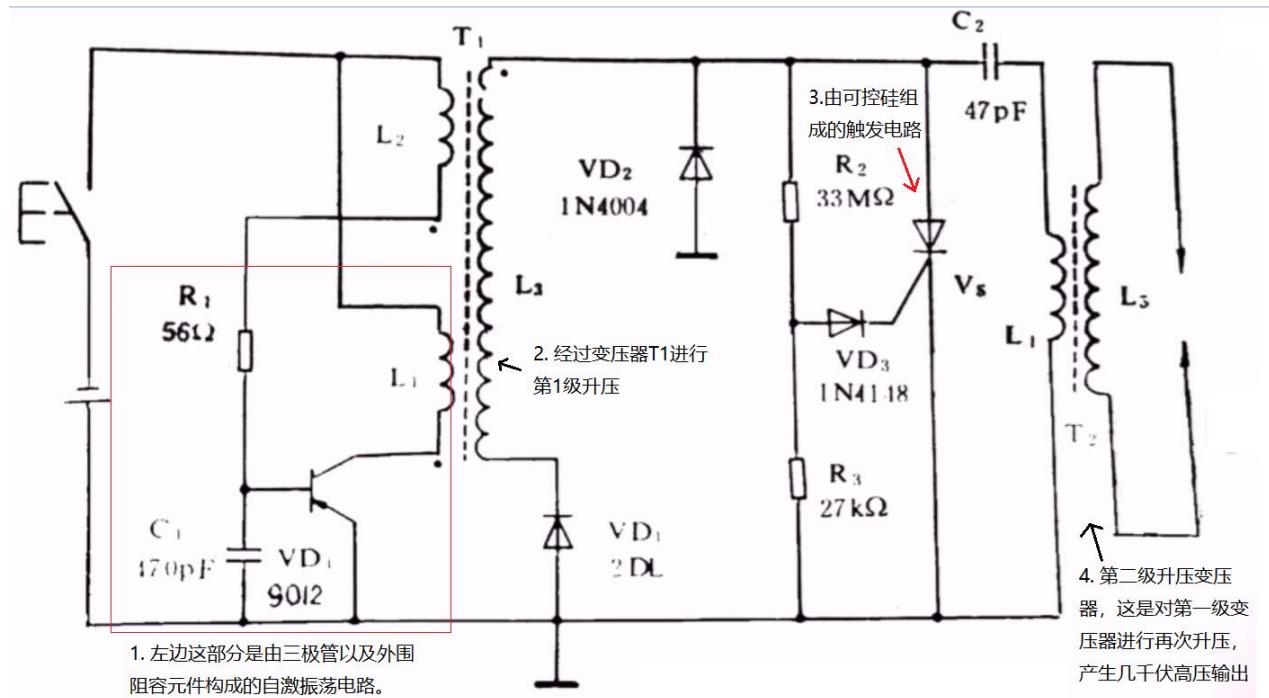
但是这套脱扣线圈动作机构的额定电压不是220V，而是比220V低很多，所以脱扣线圈可以工作。

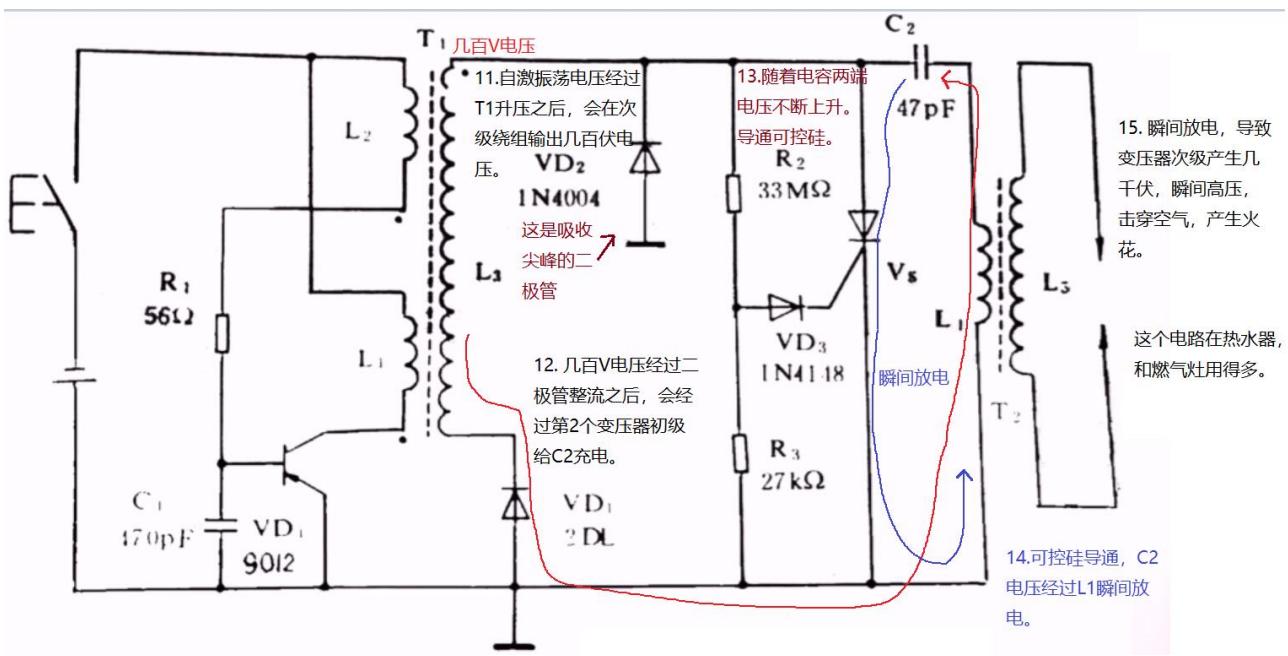


空气开关过载保护是超过开关额定电流的保护。使用的电磁脱扣

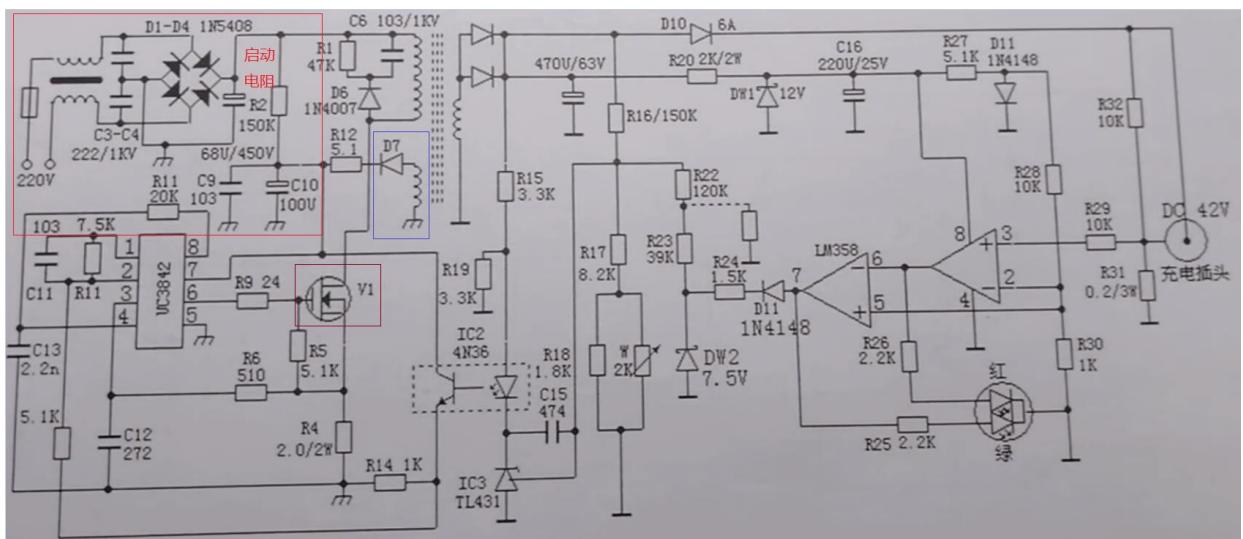
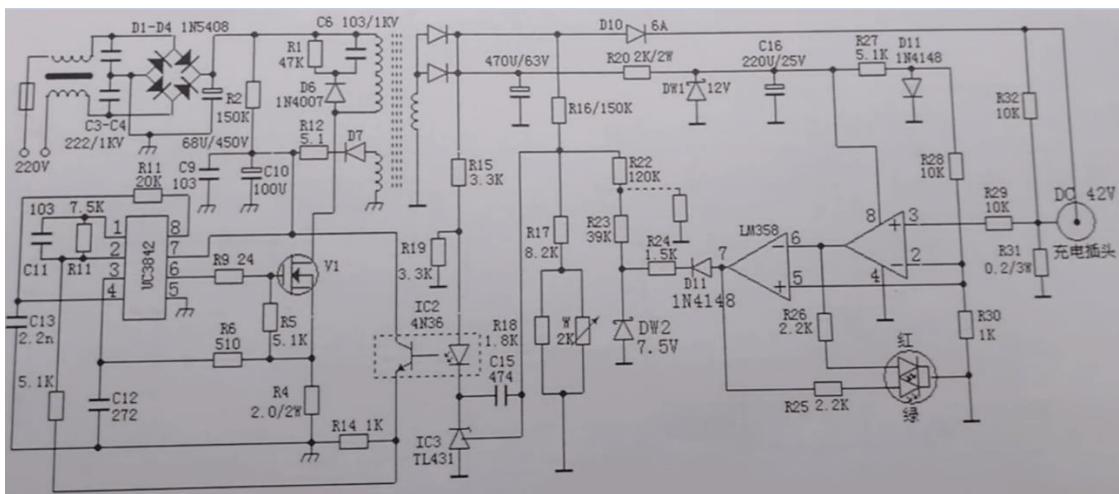
空气开关短路保护也是过载保护的一种，只不过用的是热脱扣，而且短路保护电流要大得多。

## 电子点火器电路

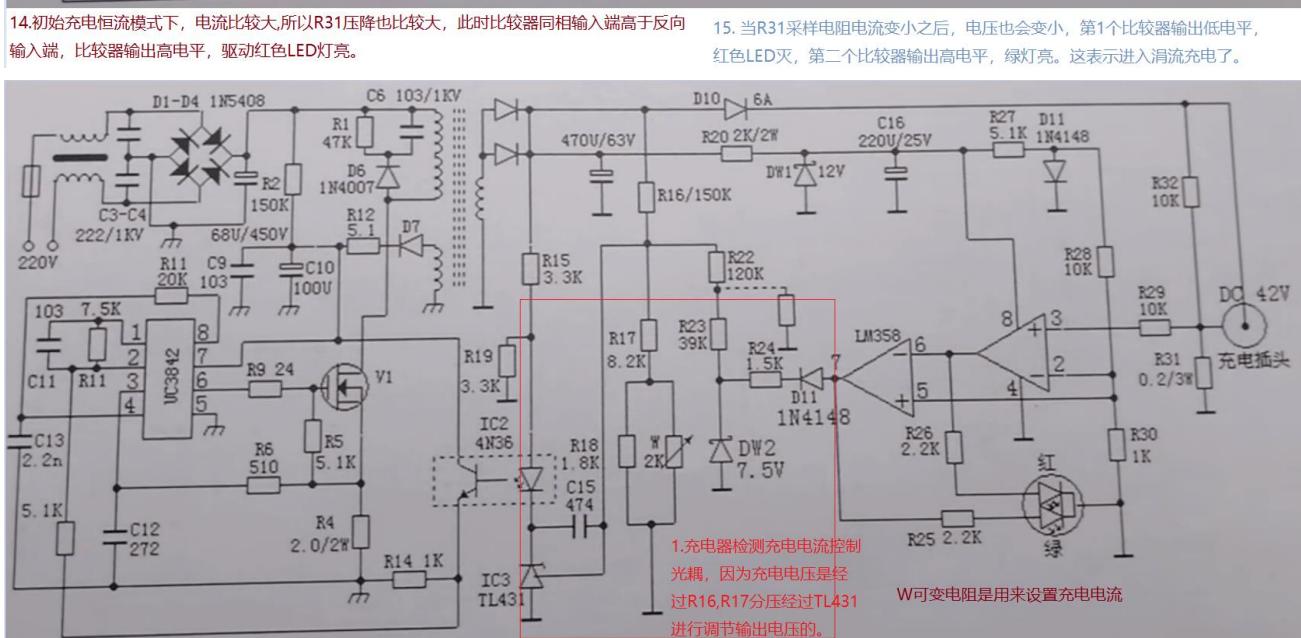
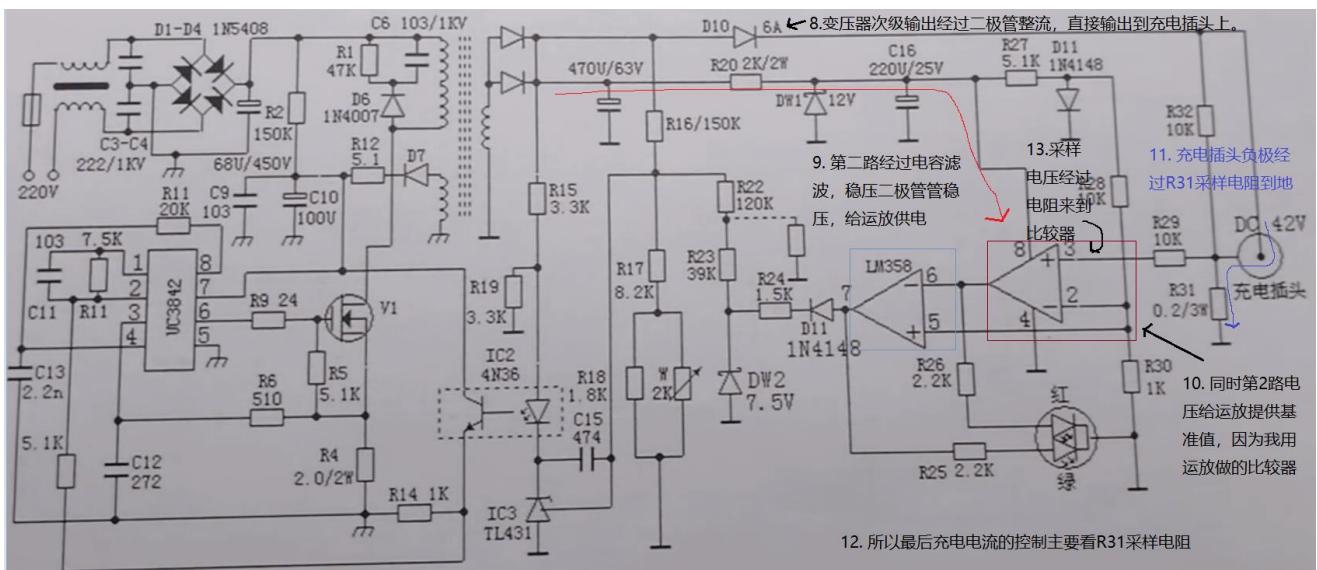
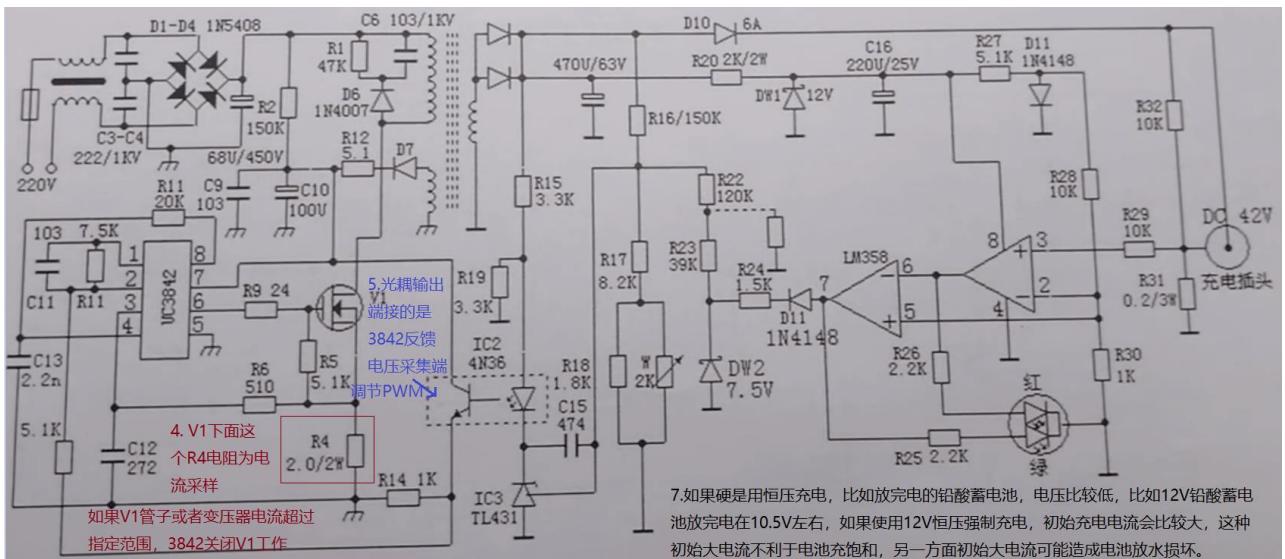




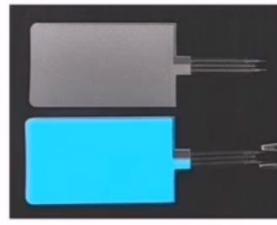
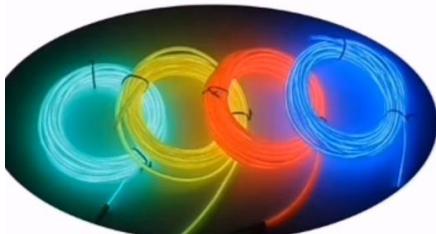
## 基于 UC3842 的电动车充电器电路



1. 电压输入经过保险丝、EMI滤波，整流之后在C9电容上产生310V直流电源。2. R2电阻在电源启动的时候会向C10充电，当C10电压达到了UC3842最低工作电压之后，驱动V1开关管工作。



## EL 发光线驱动电路

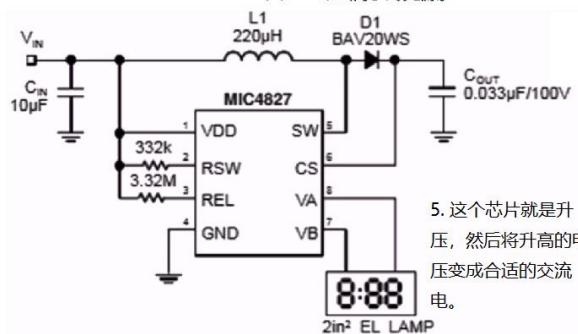


2. 现在因为发光材料成本降低，用在其它领域。

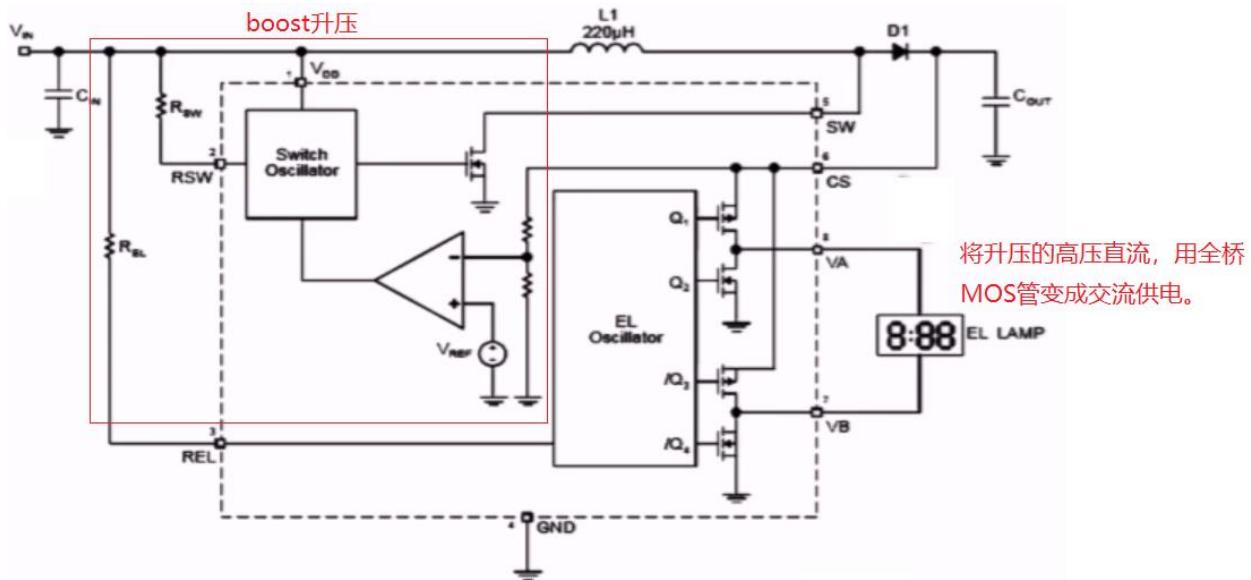
4. EL发光线工作电压是高电压工作，一般是交流正负半轴，通过给这个材料不断充放电进行发光，交流电压一般是100V~200V之间，频率一般在50~2000Hz之间，发光亮度随着电压提升而提升。但是不能无限制提升，超过一定电压时会损坏，同样发光强度随着频率上升而上升。这种发光材料工作寿命在10000小时左右。

1. EL发光材料最早用在液晶中。

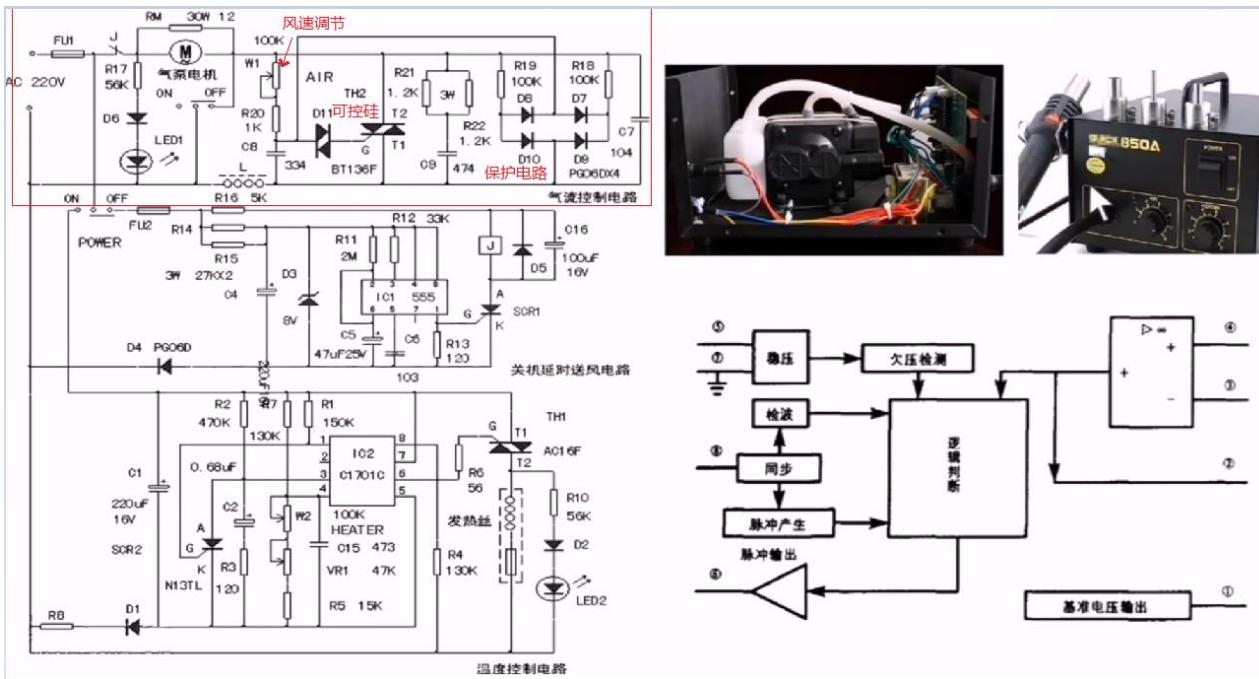
3. EL发光材料相比LED光线比较均匀，不刺眼，有点荧光效果。属于冷光源。



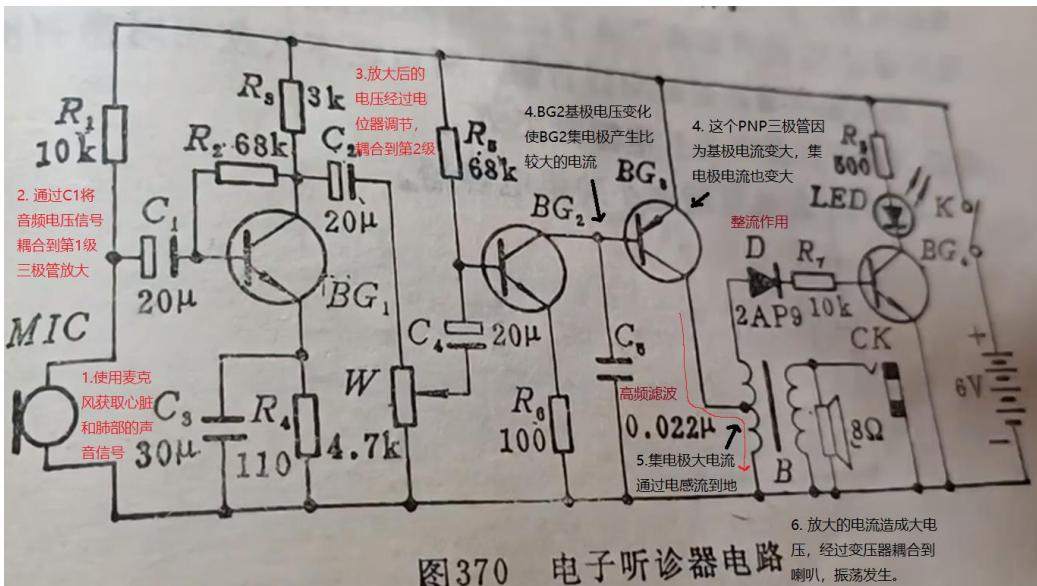
5. 这个芯片就是升压，然后将升高的电压变成合适的交流电。



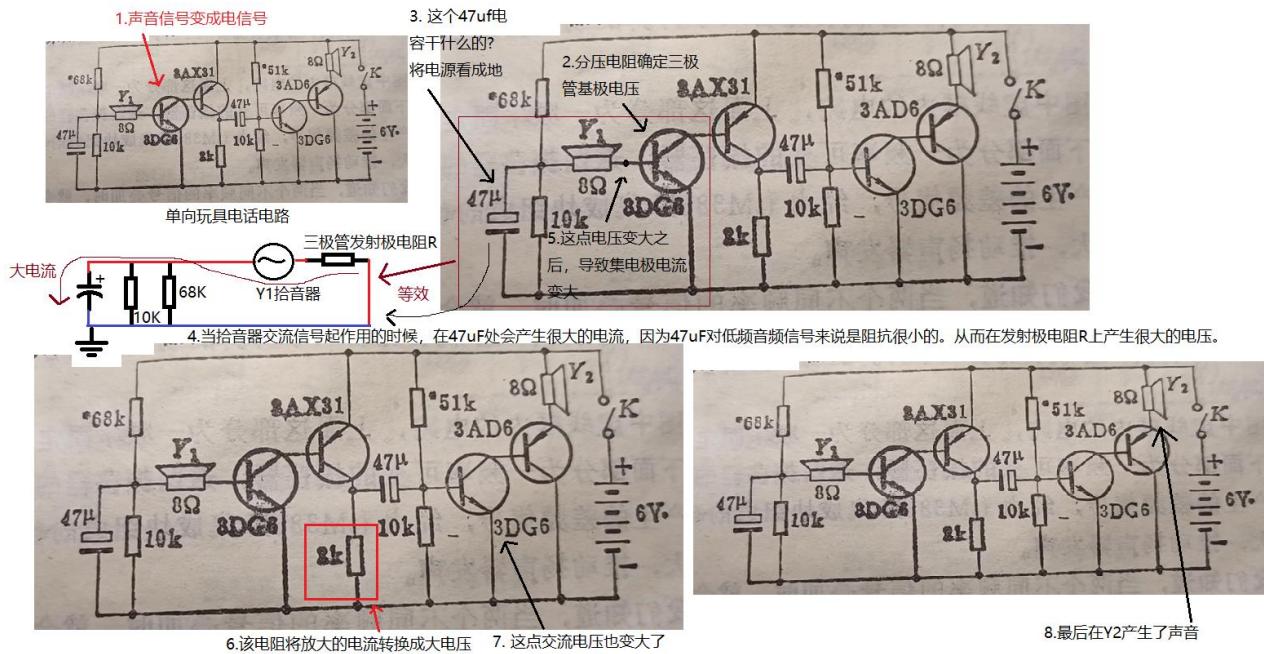
## 热风枪电路



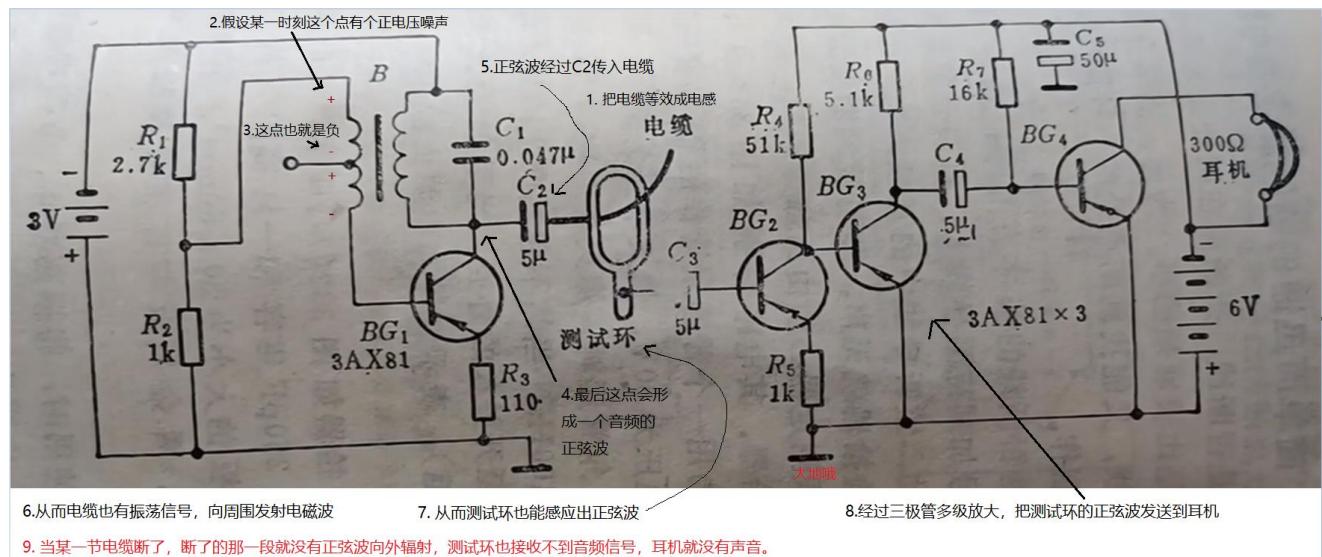
# 电子听诊器



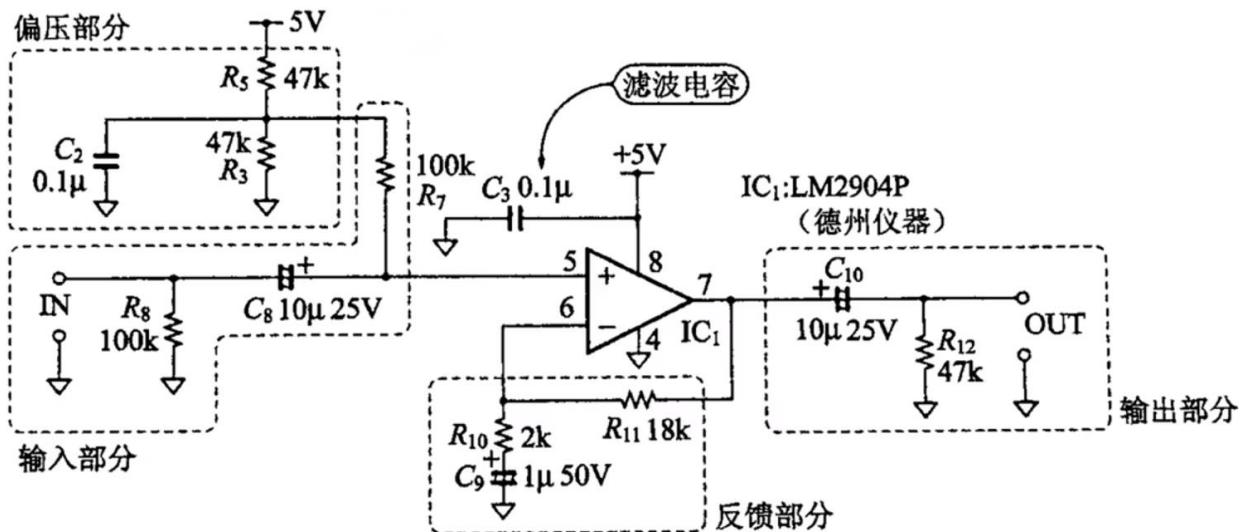
## 单向玩具电话电路



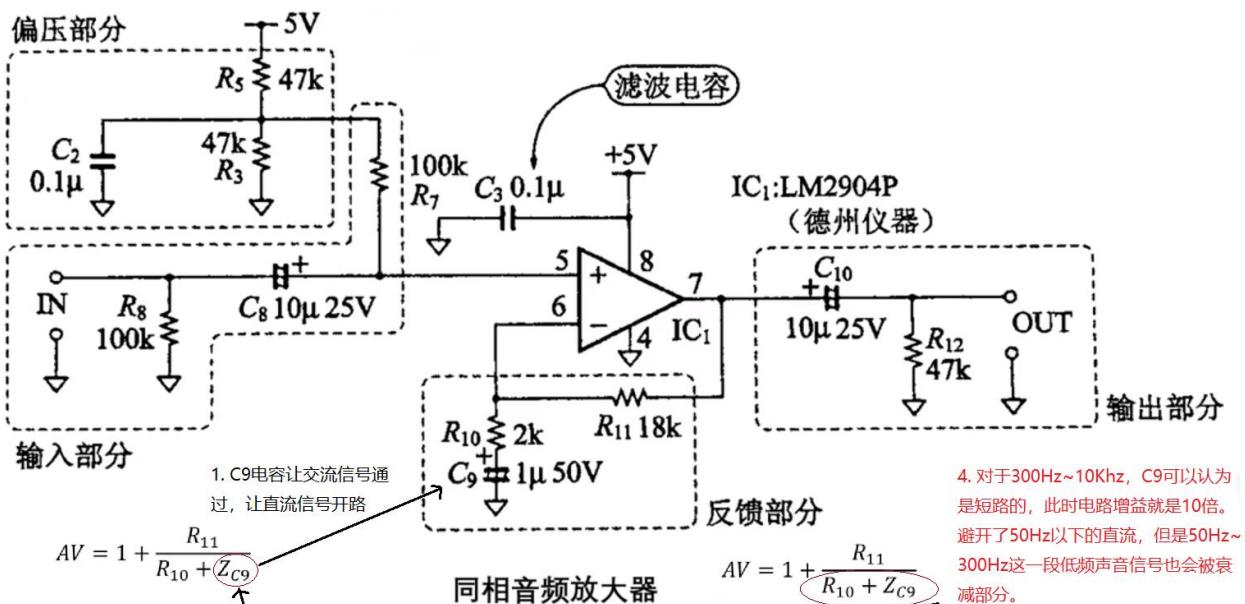
## 电缆断线测试电路



## 运放音频前级放大电路分析



同相音频放大器



2. 在低频的时候, 电容的容积Zc9就很大, 所以导致同相放大器增益下降。这个C9电容如果选的过小, 低频就不饱满。

3. 如果是直流信号经过C9, 那么Zc9就无穷大, 这样同相放大的增益就接近于0, 所以这个电路有了C9之后, 它的直流成分是不会放大的, 只放大交流部分。

电路的放大倍数不是突变的, 而是随着频率的降低而减小。

目标是对于300HZ~10KHZ的信号的时候, C9可以认为是短路。

也就是在这个频率段增益只能下降3DB, 也就是-3DB。

低频截止频率是300HZ, 高频截止频率是10KHZ。

低频截止频率是由C9和R10决定,

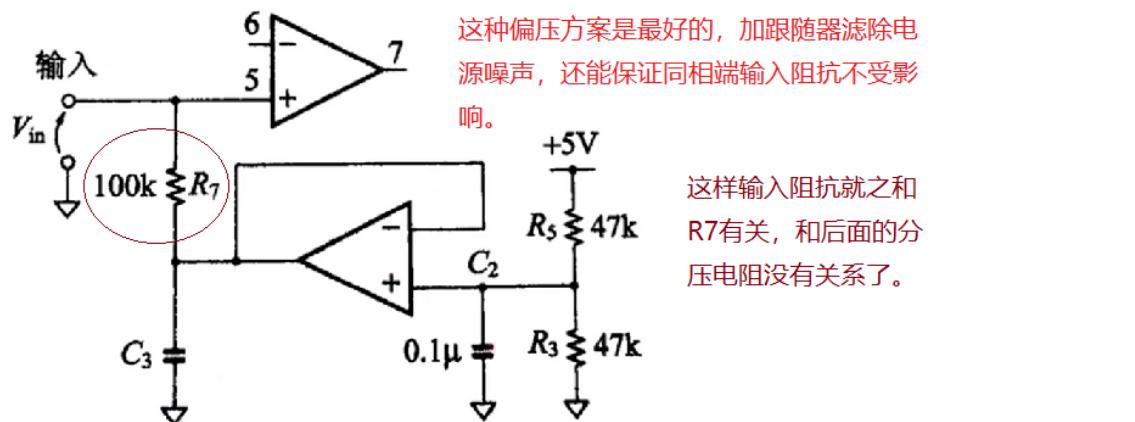
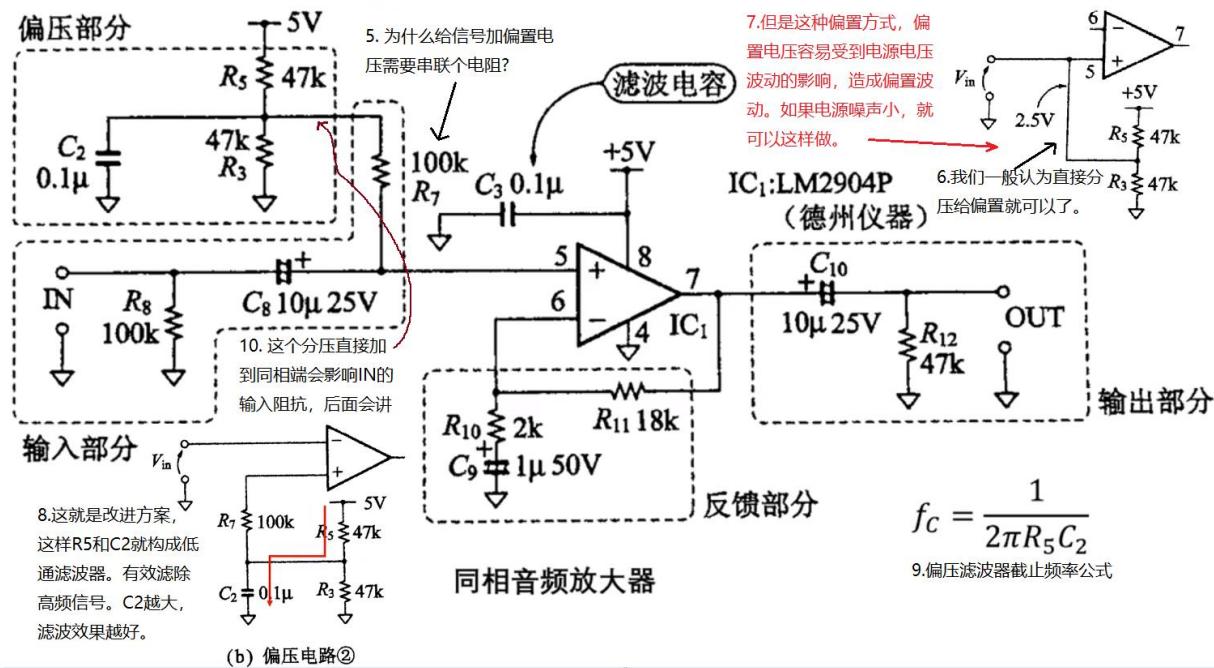
$$f_{CL1} = \frac{1}{2\pi C_9 R_{10}}$$

将300hz与2K代入计算可以得到:  $C_9 \approx 0.265\mu F$ , 实际可以取0.33μF。

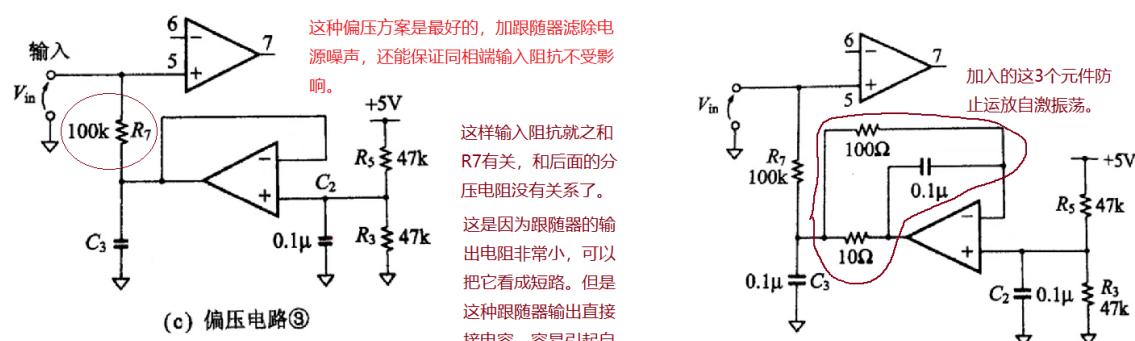
如果将电容取1μF, 则频率可以下潜到80HZ左右。

$$X_C = 1/(ωC) = 1/(2πfC) ≈ 16Ω, \quad AV = 1 + \frac{10K}{2K+0.016K} = 9.93 \text{ (倍)}$$

你想低频更多的声音进来, 可以选择>1μF 电容



(c) 偏压电路③



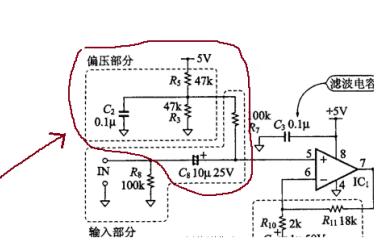
### R3和R5如何选值?

11. 一般流过R5和R3电流一定是>放大器输入电流的20~50倍。

如果  $I_{Bin} > I_{bias(OP)}$  时候  
 $V_{bias} = R_3 I_{Bin}$  运放输入电流

12. 只有这样才能忽略掉运放输入电流。  
一般  $I_{bin}$  的电流是OP放大器索取的电流20~50倍话, 则可以忽略其影响。

### 防振荡偏压电路



例如LM2904 的输入电流最大值为0.25uA， 20倍~50倍的电流则是5~12.5uA。则只要让R5和R3上的电流超过这个值，则可以忽略OP放大器输入电流的影响。在举例电路中，我们将 $I_{Bin}$ 设置为0.25uA的200倍（即50uA）， Vcc为5V，  
 $I_{Bin} = V_{cc}/(R_5 + R_3)$   
 $R_5 + R_3 = 100K$   
若偏压设置为2.5V，则 $R_5 = R_3 = 50K$ ，当然我们可以根据阻值系列选择47K或者51K。

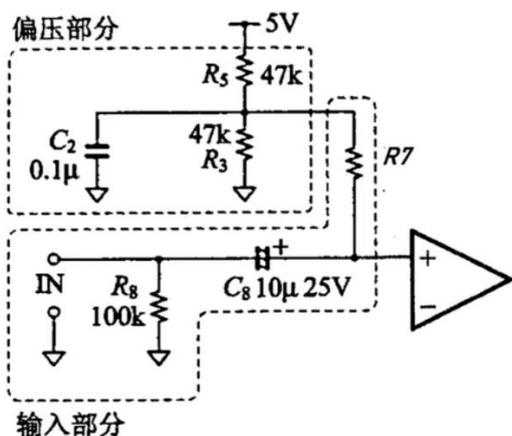
确认OP放大器  
输入电流

20~50倍以上  
作为偏置电流

计算电阻  
选择合适阻值

电阻可以选择碳膜电阻，低噪声要求时候要选择金属膜电阻或者薄膜贴片电阻。

## C2如何确定？



C2是抑制偏压电压变动的电容，其选值不仅会影响到滤波效果，而且还会影晌输入阻抗。应尽可能增大电容容值。

$$C_2 = \frac{1}{2\pi(R_3 \parallel R_5)f_c}$$

fc为滤波的低频截止频率  
因为滤波的是交流信号

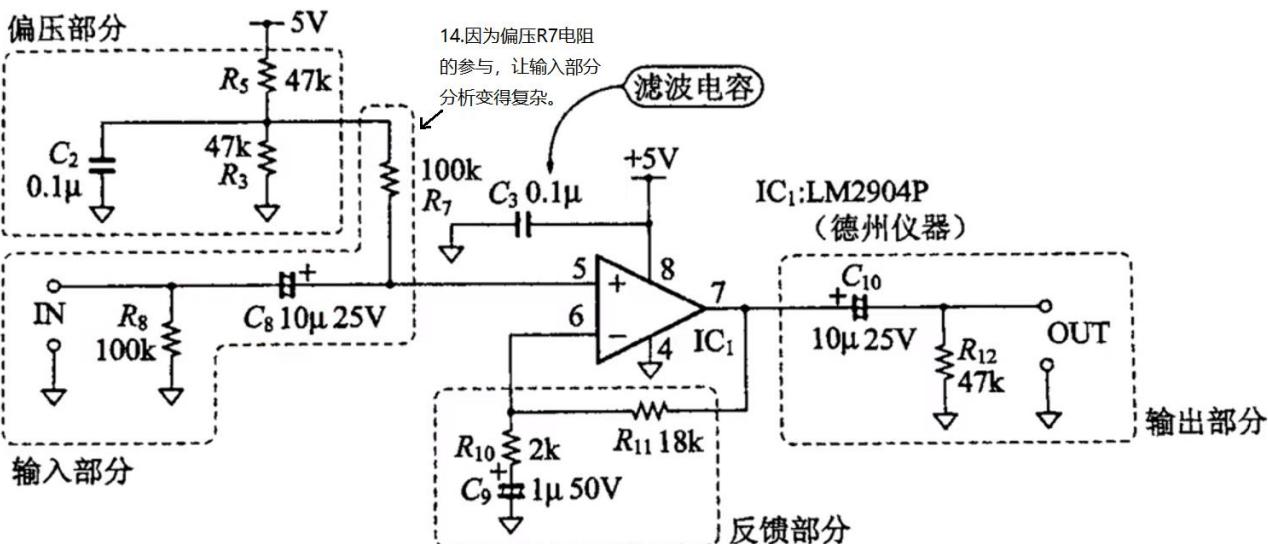
13. R3和R5并联是因为，我们取C2电容时，要把电源+5V看成地，所以这样就造成了R5和R3并联关系。

根据设计要求，取 $fc=300Hz$ ，则可以求得：

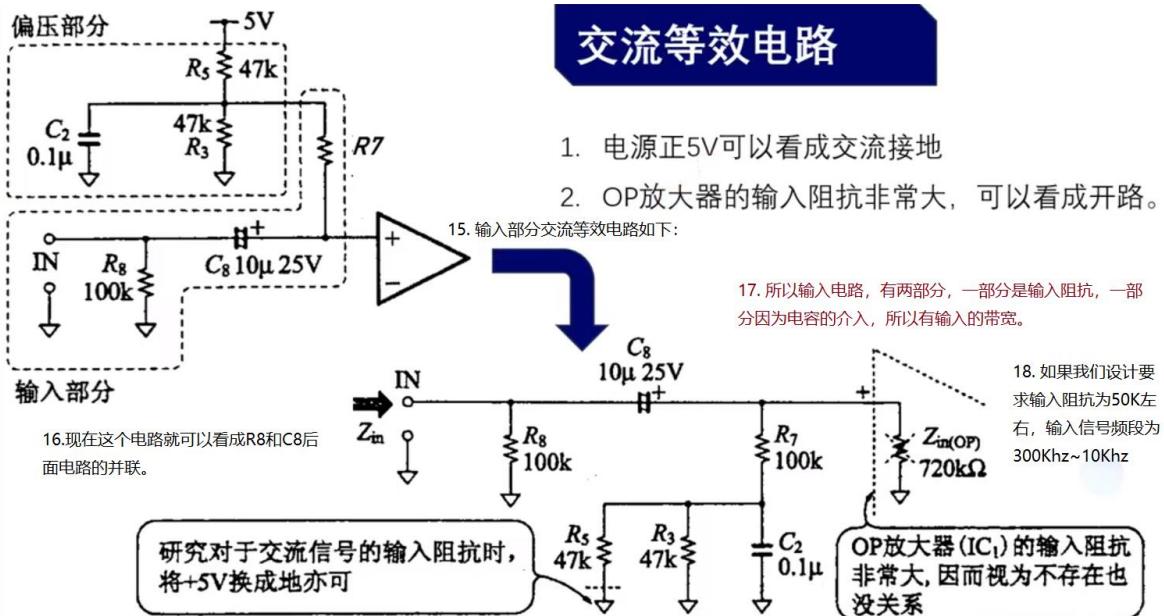
$$C_2 = 0.024\mu F$$

为了留一些余量，可以取0.1μF。

如果允许的话，可以并联一个10uf的电容，可以滤掉更低频率噪声电压纹波。

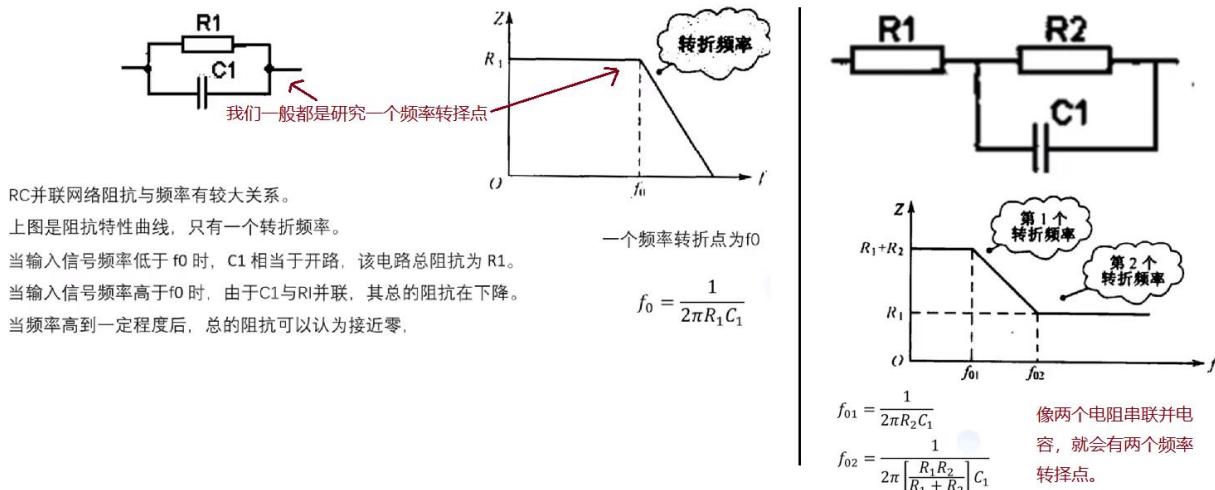


## 交流等效电路

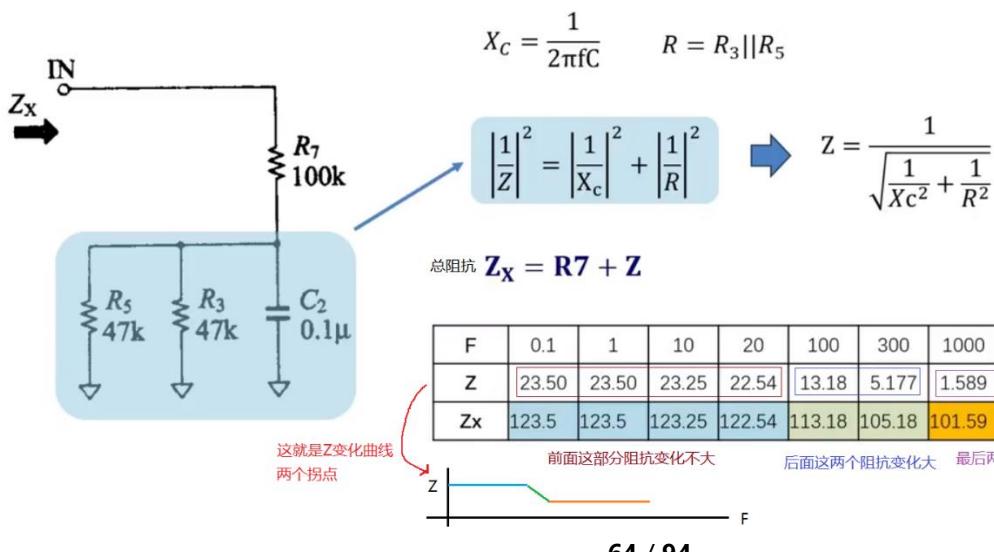


所谓的输入阻抗，是指从输入端IN的外部向内部观察，所看到的阻抗，电阻成分+电抗成分。通常电抗成分会随着频率的变化而变化。从输入端看进去，容易能发现

R8、C8、R7、R3、R5、C2、IC1都与输入阻抗有关系。



首先我们来看 R<sub>7</sub>, R<sub>3</sub>, R<sub>5</sub>, C<sub>2</sub> 组成阻抗网络 Z<sub>x</sub>

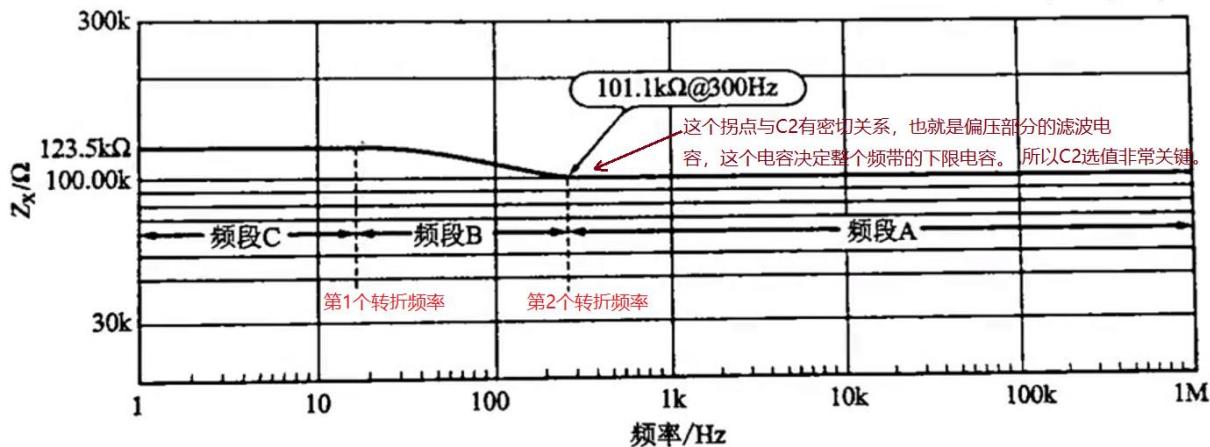
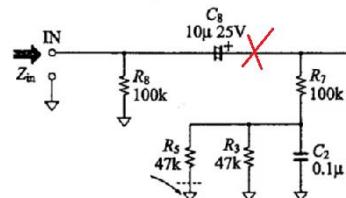


去掉C8后频率特性阻抗，仿真图如下可以分成A、B、C三段来研究。

A段可以认为电容C2，C8都是短路状态。

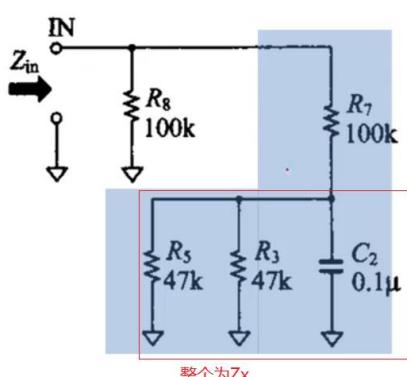
B段可以认为C2电容起作用，C8是短路状态

C段可以认为C2是开路状态，C8是短路状态



第1个转折频率与R7电阻有很大的关系。

首先我们按A段信号频率来观察输入电路，标称通频带是300HZ~10KHZ。



当输入300HZ信号时候， $Z_{c8}=53\Omega$ ,  $Z_{c2}=5.3K$

当输入10KHZ信号时候， $Z_{c8}=1.6\Omega$ ,  $Z_{c2}=159\Omega$

$Z_{c8}$ 与 $R7=100K$ 相比显得非常小，所以可以视为短路。

$$Z_{in} = R8 || Zx \quad \text{输入阻抗为} R8 \text{与整个} Zx \text{并联}$$

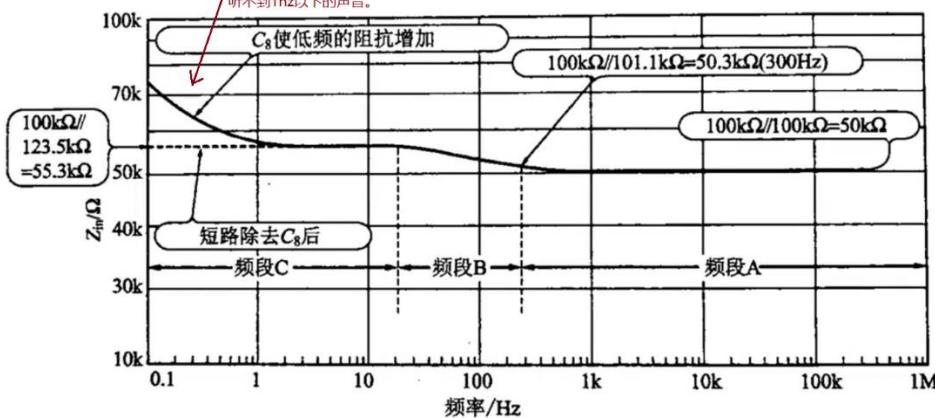
F	0.1	1	10	20	100	300	1000	10000	Hz
Zx	123.5	123.5	123.25	122.54	113.18	105.18	101.59	100.16	KΩ
Zin	55.26	55.26	55.21	55.06	53.09	51.26	50.39	50.04	KΩ

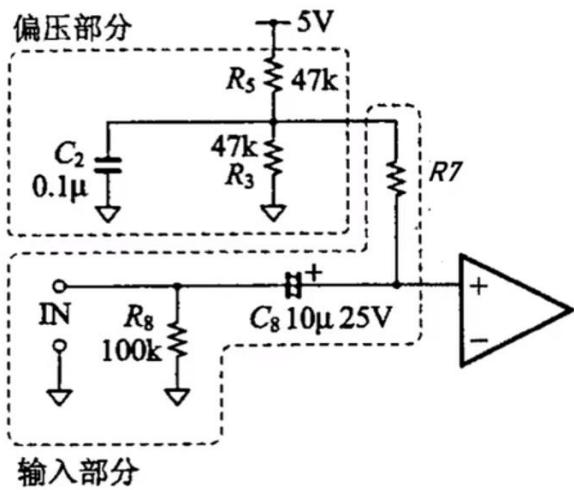
从扫频后的 $Z_{in}$ 数据表可以看出， $R8$ 这个电阻选取是比较合适的，因为0.1~10khz的阻抗都在50欧姆左右。

说错了，输入阻抗是在50k 欧姆左右。

实际电路中 $C8$ 电容也是有一定的影响，只不过它影响在1HZ以下的频率，所以通常忽略。

从这里看， $C8$ 的影响没有 $C2$ 的影响大，因为 $C8$ 电容造成的阻抗上升，超过50K匹配值，是发生在1hz以下。我们又听不到1hz以下的声音。





R7是隔离电阻，其值不仅关系到输入阻抗大小，也会影响偏置电压。

当输入频率比 $f_c$ 高的信号， $X_C$ 非常小， $C_8$ 、  
C2相当于短路，输入阻抗等于 $R_7||R_8$ ；当输入频率比 $f_c$ 低的信号， $X_C$ 比较大， $C_8$ 相当于大电阻、C2相当于开路输入阻抗变大。为了减小电容对阻抗的影响，要尽量想办法让 $f_c$ 下潜到最低。可以将电容调大一些。

### 输入部分

假定我们要求OP放大器输入阻抗设计到50K。对于比频率比 $f_c$ 高的信号，

则有： $Z_{in} = R_8 // R_7$  如果： $R_8 = 100K$ ，则 $R_7 = 100K$

但是R7电阻取值过大会影响偏置电压值。

如果： $R_8 = 51K$ ，则 $R_7 = 10M$ ，此时输入阻抗也是50K，此时是会严重影响偏置电压。一般要求影响要小于10%

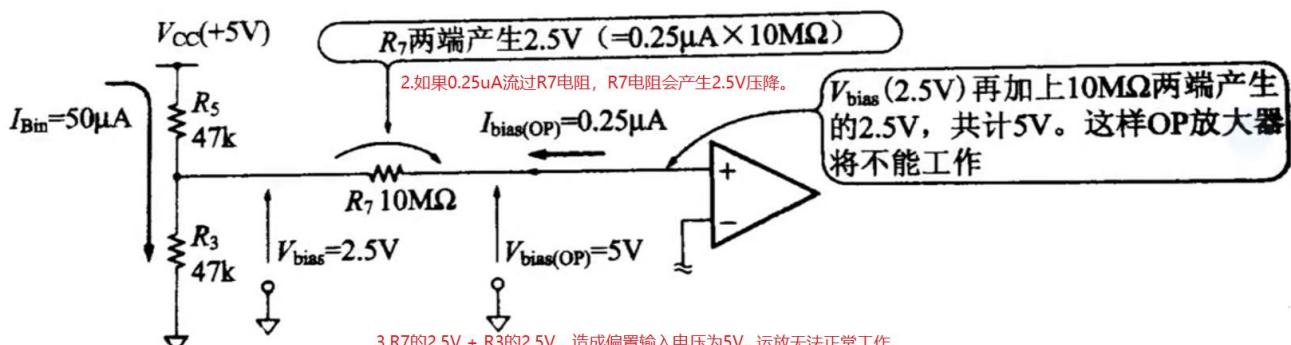
4.所以我们要求R7电阻的压降是运放偏置电压的10%，或者小于10%。

$$V_{bias} = 2.5V; I_{bias(OP)} = 0.25\mu A$$

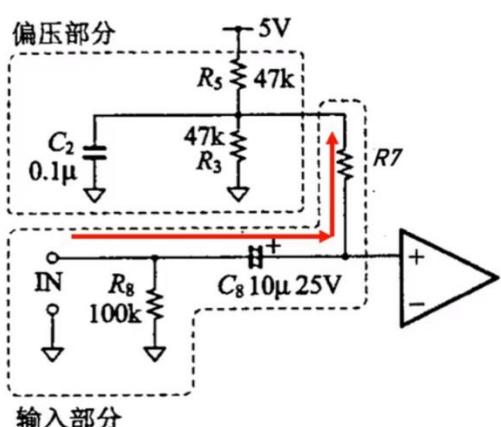
1. 因为运放本身偏置电流有 $0.25\mu A$

$$\text{要求： } \varepsilon = \frac{R_7 I_{bias(OP)}}{V_{bias}} < 10\% \quad \text{则要求 } R_7 < 1M$$

经验值表明可以将R8设为1M，R7设为1M，电路也可以稳定工作，为了减少元件种类都取100K。



### 耦合电容 $C_8$ 的选择



$C_8$ 称之为耦合电容，它是不同基准电位下工作电路之间的桥梁，如果没有 $C_8$ 则不能正确的放大信号。从电容耦合变成直接耦合，此时静态偏置全部发生变化。

由低频截止频率来决定 $C_8$ 的参数。应该尽量让低频信号也能畅通的传到放大器。

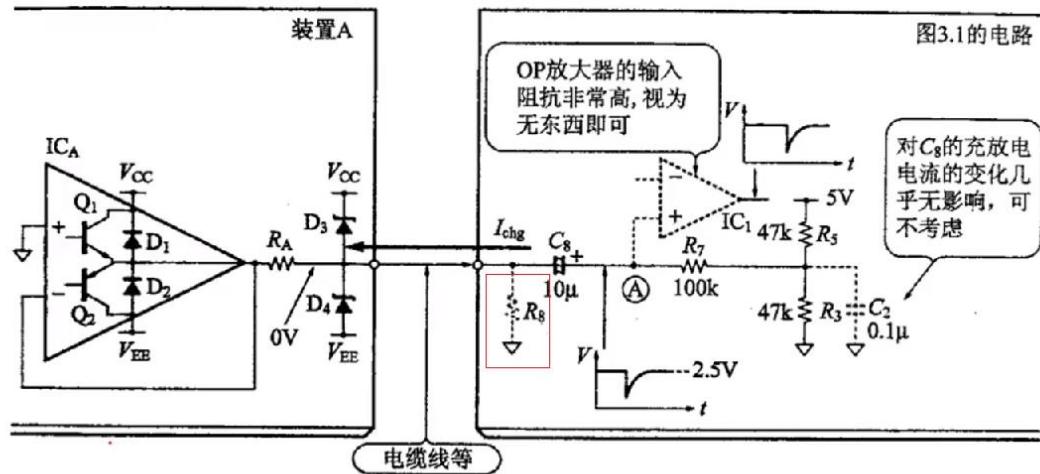
$$f_{cL} \approx \frac{1}{2\pi R_7 C_8}$$

如果 $f_c = 30Hz$ 的话， $C_8 = 0.05\mu F$

可以使用 $0.47\mu F$ ,  $1\mu F$ ,  $10\mu F$ 都可以。

5.如果下潜的频率要降的更低，可以选择更大的 $C_8$ 电容。这样低频信号可以放得更大。

## R8的选择

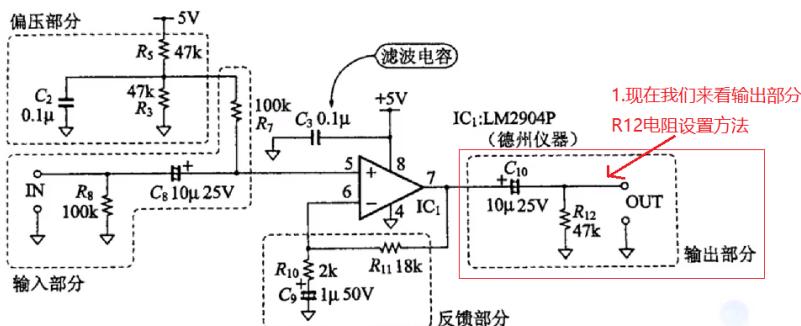


R8是抑制电路与外部设备连接时候电压突变的作用。其选值是与R7同时确定下来。

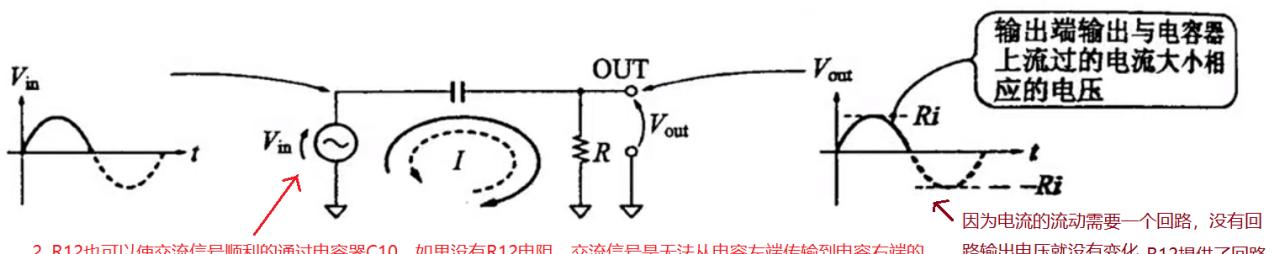
如果没有R8，会产生一个负向的脉冲信号，如果R7较小时候还会损坏OP放大器。

如果输入阻抗较低时候，应该选择精度1%的电阻。

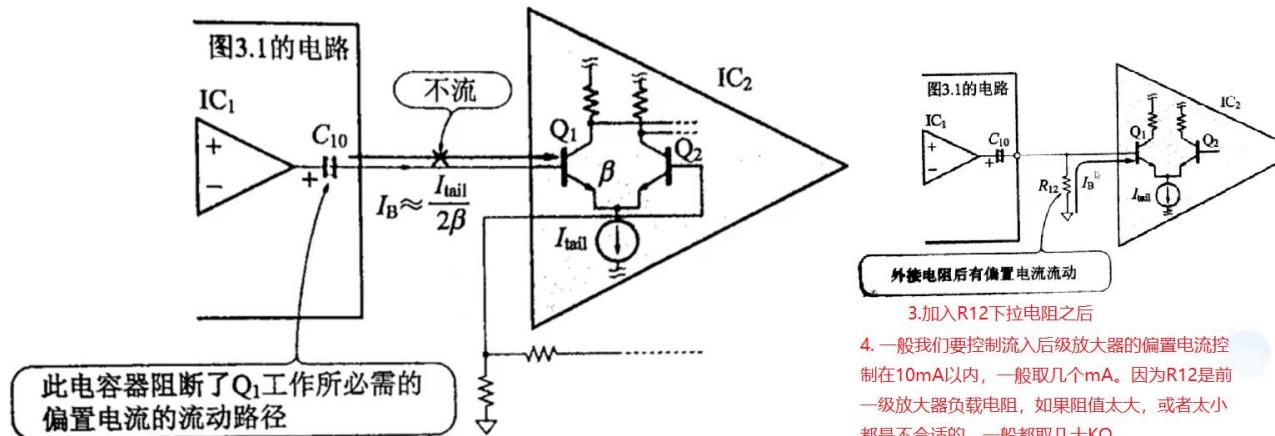
6.这个R8电阻还可以给C8电容提供放电回路。如果没有这个放电回路，第1次上电，接入外部输入信号倒是无所谓，但是第2次接入外部信号，因为C8电容的上一次电没有放完，新的输入信号叠加到C8没放完的电压，会产生一个输入的尖峰脉冲。然后被放大器放大烧毁后级电路。



R12可以使交流信号顺利通过电容器，R12是C10的充放电电阻。还可以将直流信号定在0V。

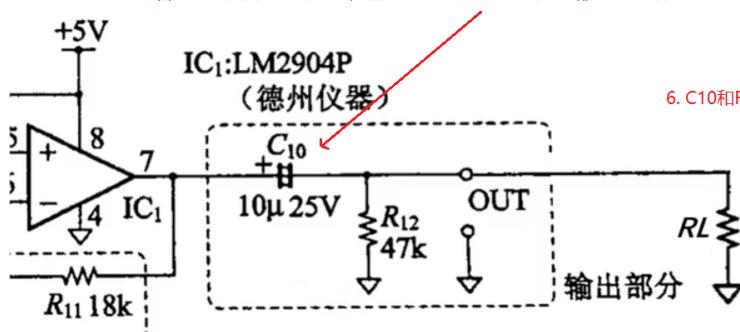


双极型OP放大器的输入部分有Q1和Q2两只晶体管。如果Q1和Q2上无直流偏置电流，则OP放大器本身是不能工作的。C10阻碍了IC2工作所需的直流偏置电流的流动。接入电阻后，内部三极管就可以有偏置电流的通道。电阻为其内部晶体管的基极电流提供了路径。



## 两极放大之前的桥梁C10

5. C10耦合电容是隔离前级与后级直流偏置电流的。如果两级直接耦合，那么不管前级直流偏置影响后级，还是后级直流偏置影响前级都是不对的。



C10的设计会随着负载的阻值而改变，因为构成了RC一个滤波器，需要考虑到带宽问题。

C10 必须在负载电阻选定后才能确定。

假设连接10K的负载，则C10可以求得：

6. C10和R12也构成了高通滤波器

$$C_{10} > \frac{1}{2\pi f_{CL} R_{la}}$$

$$R_{la} = R_{12} || R_L$$

7.该高通滤波器计算需要代入后级RL

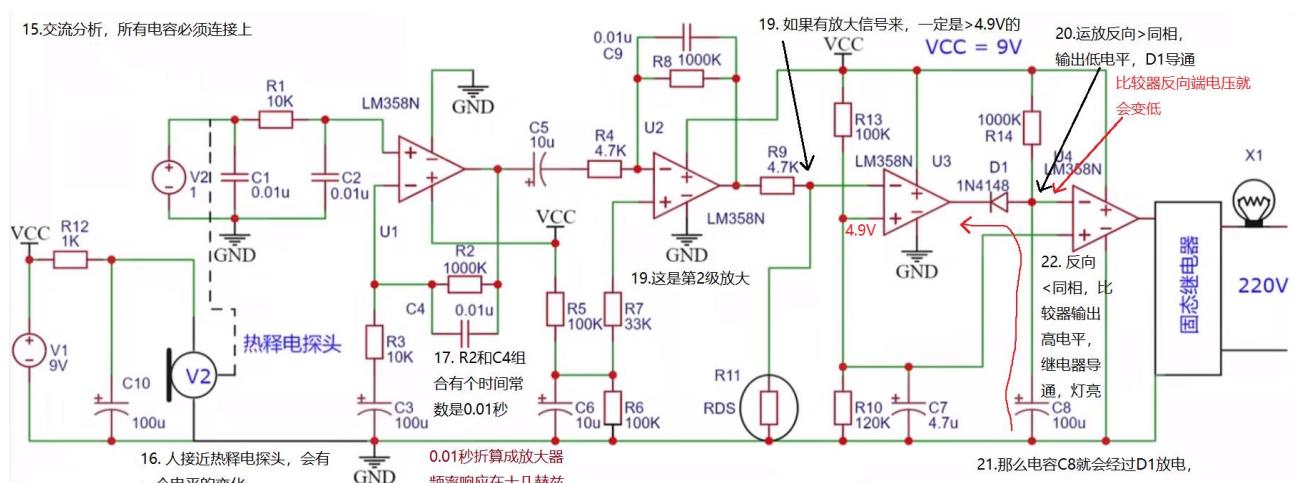
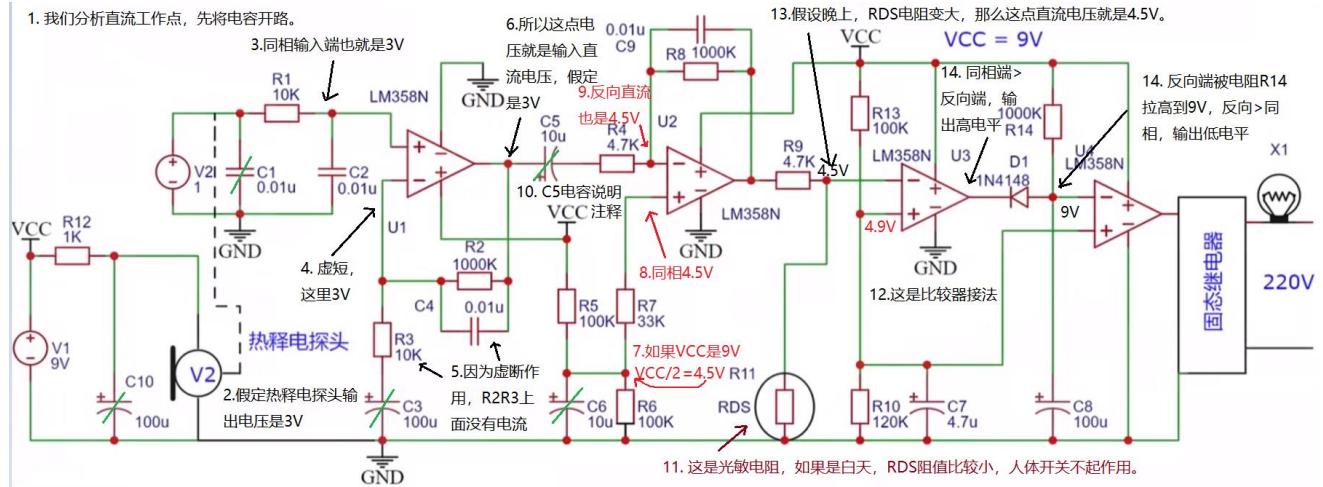
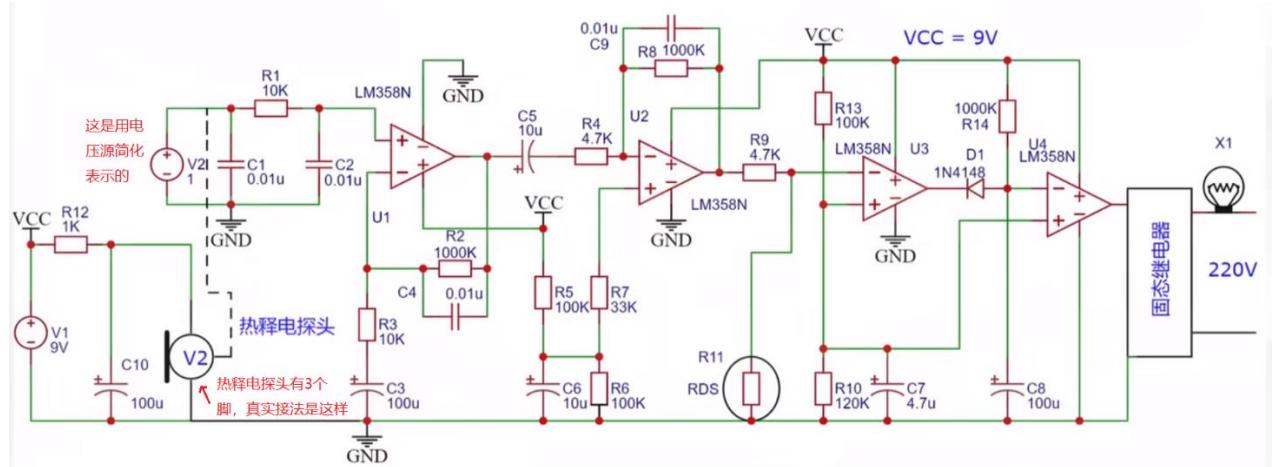
$$R_{la} = 47K || 10K \approx 8.2K$$

同样设低频的截止频率是30HZ

$$C_{10} > \frac{1}{2\pi \times 30 \times 8.2 \times 10^3} \approx 0.65\mu F$$

为了让频带更宽，在此电路取10uF。

# 热释电传感器人体感应开关电路分析



## 使用恒流源测量导线质量，主要测量导线电阻来判断

### 铜导线电阻估算

$$R = \rho l / s$$

式中：

R - 导线电阻值 ( $\Omega$ )

$\rho$  - 导线电阻率 ( $\Omega \cdot \text{mm}^2/\text{m}$ )， 铜

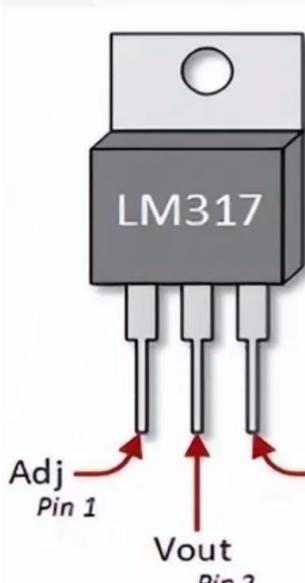
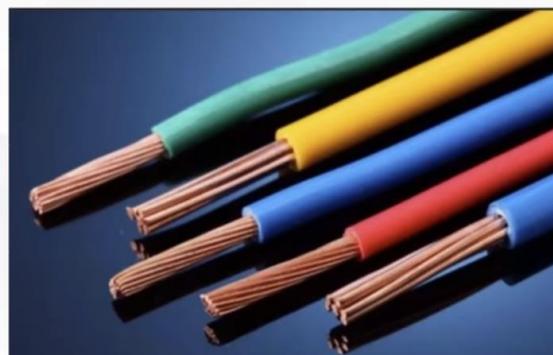
0.0175

l - 导线长度 (m)

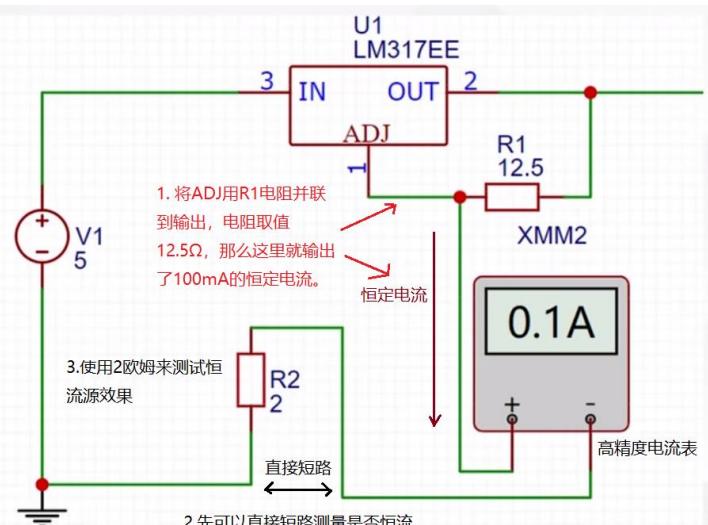
s - 导线截面积 ( $\text{mm}^2$ )

1000m, 4平方毫米, 约4.3欧姆

1000m, 1平方毫米, 约17.5欧



4. 测试成功之后你会发现，不管输入电压从3V~10V怎么变化，ADJ输出永远是100mA恒流



将不太稳定的电压源，转换为比较稳定的电流源

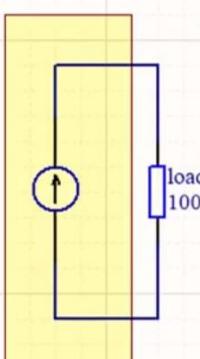
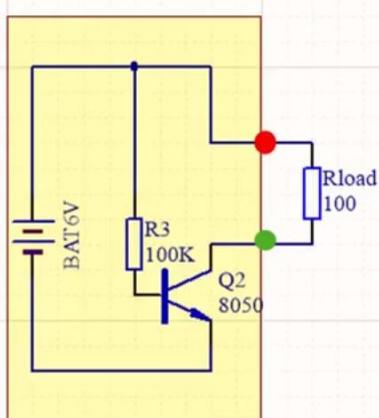
### 三极管恒流源设计

## 恒流源恒压源

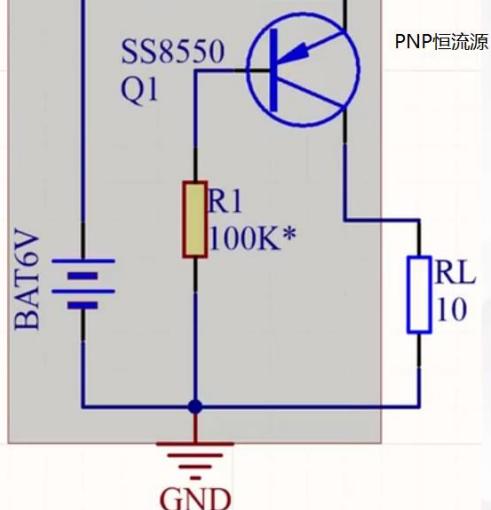
类型	内阻 (输出阻抗)	输出电流	输出电压
理想电压源	0	0-无穷大	稳定
实际电压源	范围内很小，接近0	0-有限值	在一定范围内稳定
理想电流源	无穷大	恒定	0-无穷大
实际恒流源	在一定范围内接近无穷大	在一定范围内恒定	0-有限值

10mA/5V

NPN恒流源

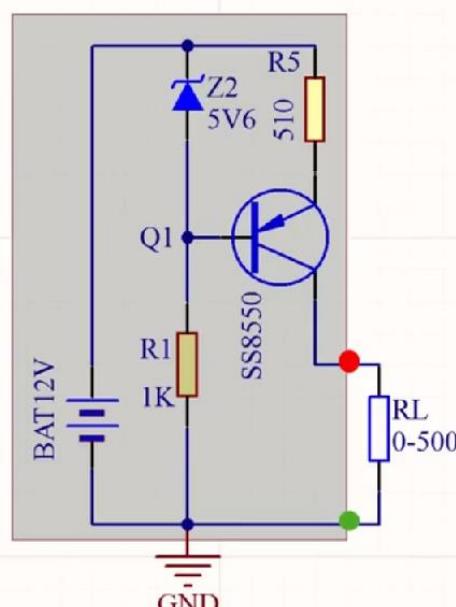
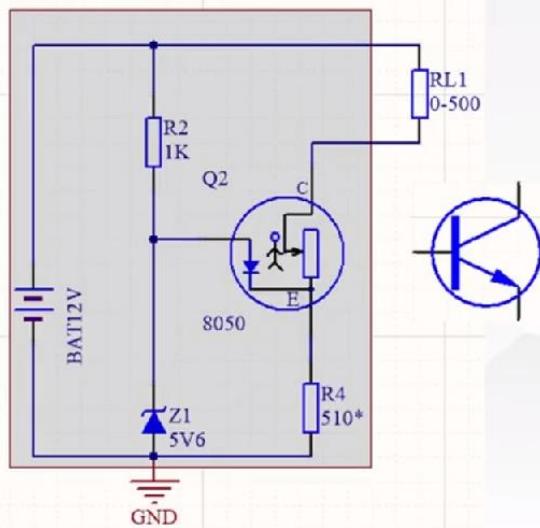


$Hfe=200, R3=100K$ 可调  
只要固定了三极管放大倍数值，就可以做出恒流源



PNP恒流源

这个恒流源有个缺点，就是如果电池电压变化了，那么三极管 $Ib$ 就会变化，导致 $Ic$ 变化，就导致无法一直恒流。而且每一个三极管 $Hfe$ 都是不一样的，不可能生成十万台设备，都去单独每台调试 $Hfe$ 。



引入稳压管之后，电池电压变化的问题解决了。

$R_e$ 就是电阻 $R4$   $V_e$ 就是电阻 $R4$ 的压降

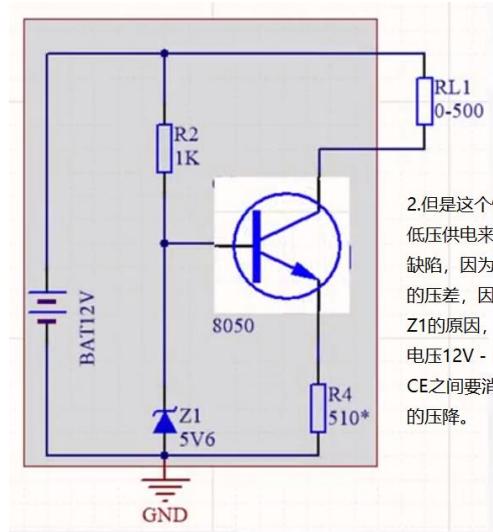
$$(I_c + I_b)R_e = V_e \quad I_c = \beta \times I_b$$

$Hfe=200$ 任意,  $R5=500$

$$I_c = \frac{\beta}{\beta+1} \frac{V_e}{R_e}$$

从这点来看， $\beta$ 对整个恒流的输出影响就非常小。而且温度影响也比较小。

## 三极管镜像电流源设计



2.但是这个恒流源对低压供电来说还是有缺陷，因为这个CE极的压差，因为稳压管Z1的原因，那么电源电压12V - RE的5V，CE之间要消耗接近7V的压降。

3.这个镜像电流源就可以解决三极管CE压差的问题。

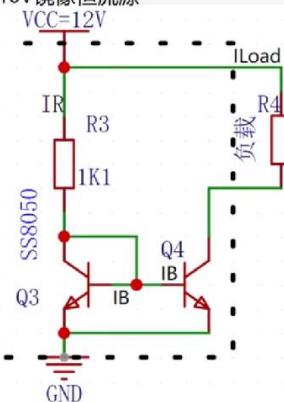
10mA, 10V镜像恒流源

$$IR = (VCC - Vbe) / R3$$

$$Iload = Hfe * IB$$

$$IR - 2 * IB = Hfe * IB$$

$$Iload = IR - 2 * IB$$



1.这是上一节讲解的恒流源电路，这个电路就是稳压管 - be压降 / R4 然后 \*B 就得到 IC 公式如下

$$IC = \frac{\beta}{\beta + 1} \frac{Ve}{Re}$$

10mA, 10V镜像恒流源

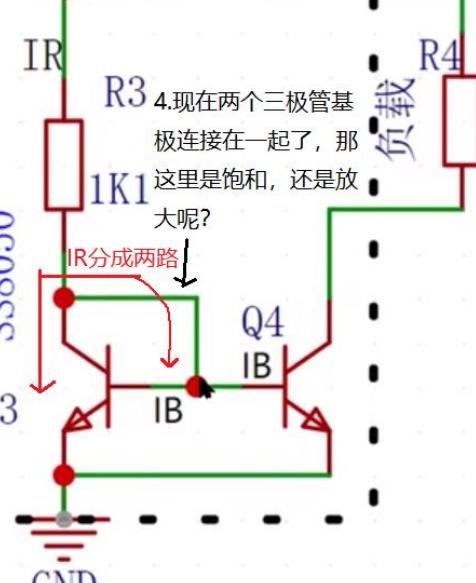
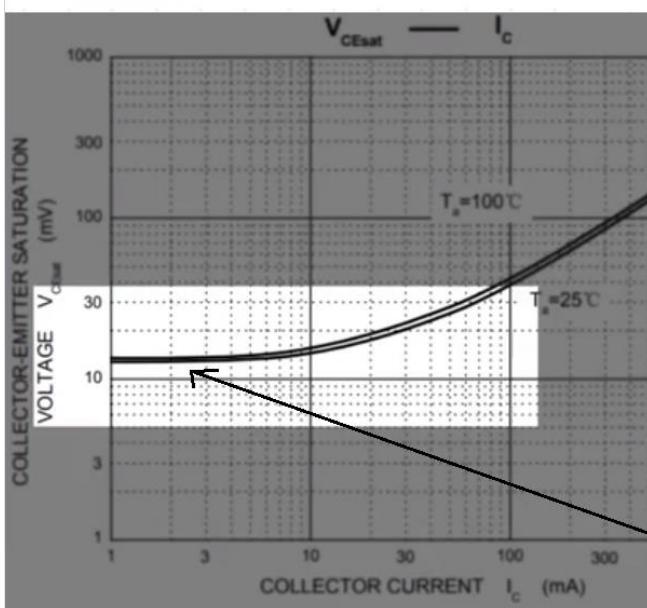
VCC=12V

$$IR = (VCC - Vbe) / R3$$

$$Iload = Hfe * IB$$

$$IR - 2 * IB = Hfe * IB$$

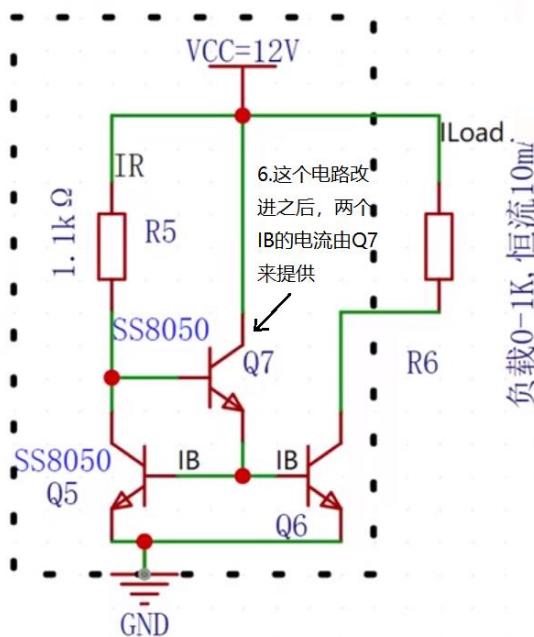
$$Iload = IR - 2 * IB$$



4.现在两个三极管基极连接在一起了，那这里是饱和，还是放大呢？

5.三极管数据手册指出，该三极管IC在十几mA电流流动情况下，CE之间压差才十几个mV，所以三极管处于放大状态。

## 10mA, 10V镜像恒流源



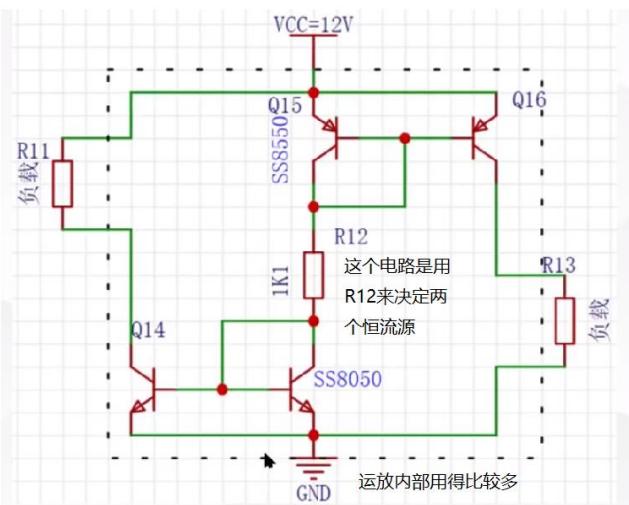
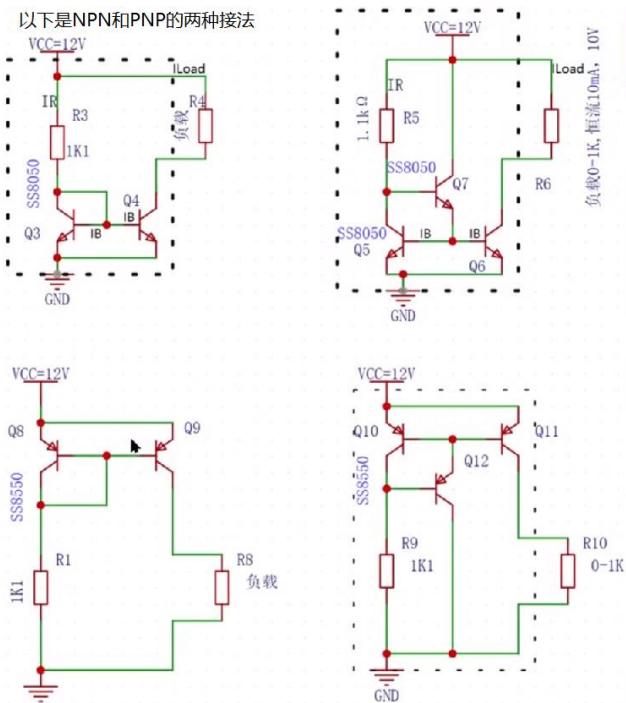
$$IR = (VCC - 2*Vbe) / R5$$

$$Iload = IR - 2*IB/Hfe$$

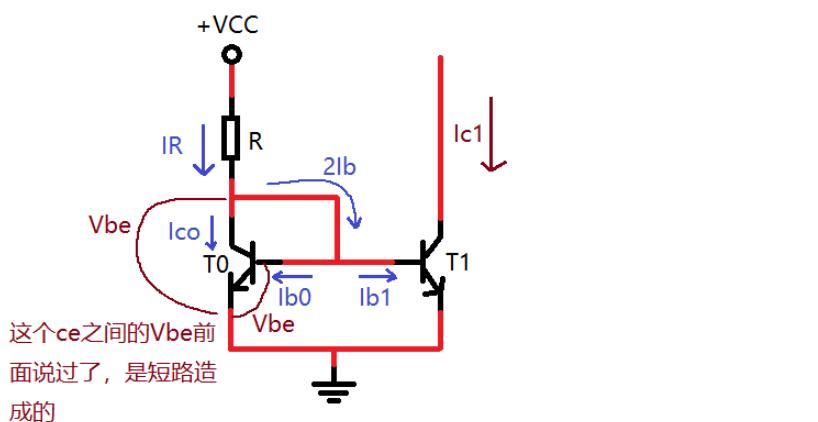
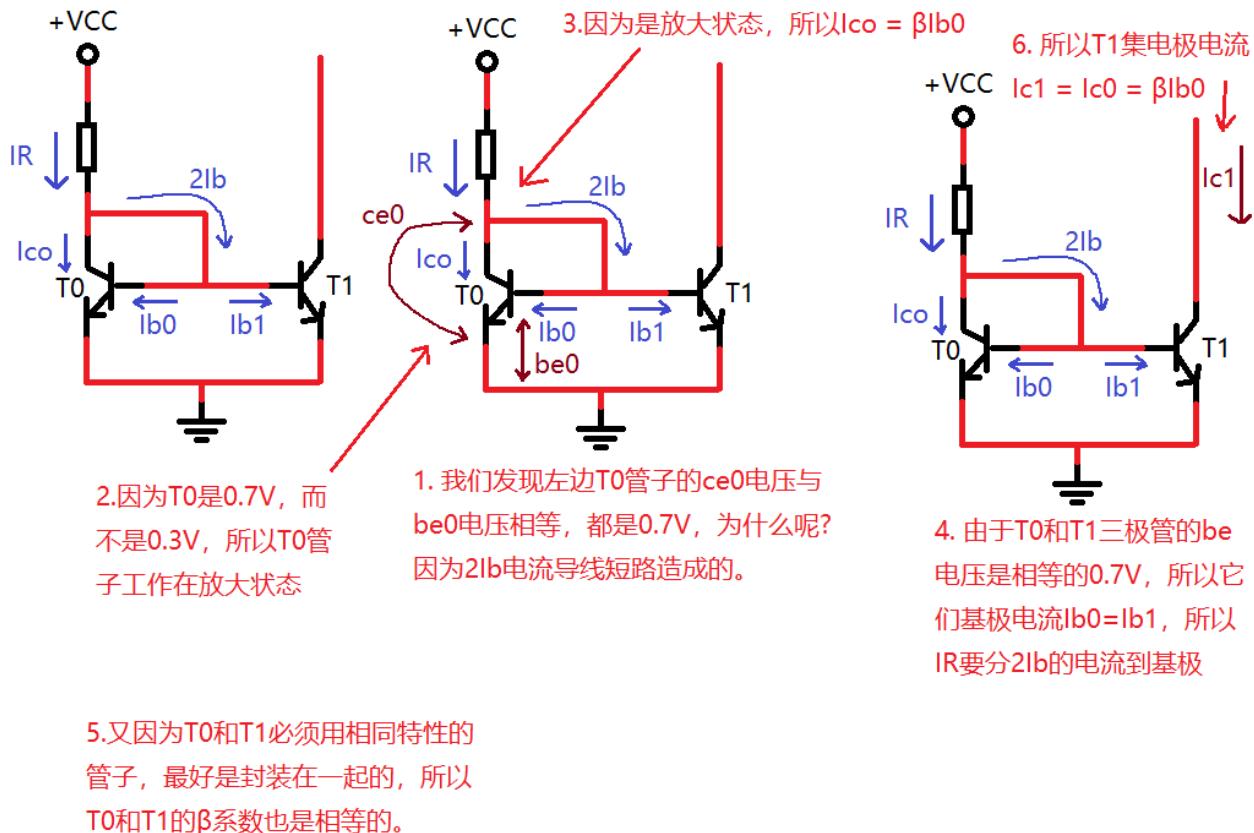
$$IR - 2*IB/Hfe = IC1 = Iload$$

$$Iload = IR - 2*IB/Hfe$$

7.这个电流镜精度更高



## 三极管镜像电流源分析



6. 所以这种电路的接法，会造成 $Ic1$ 和 $Ico$ 是镜像的关系。

那么电阻R流过的电流就是基准电流。

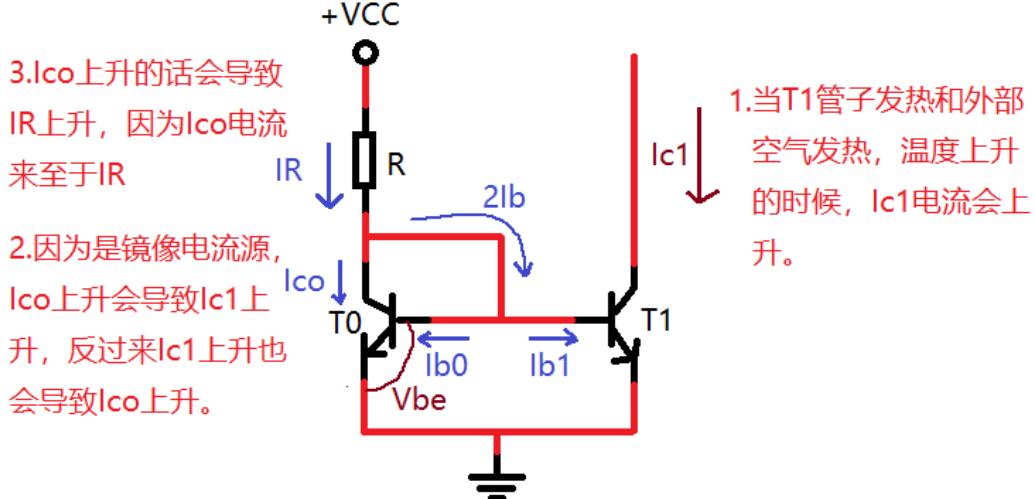
$$IR = \frac{VCC - Vbe}{R} = Ico + 2lb = Ico + 2 \times \frac{Ic}{\beta}$$

$$Ic1 = \frac{\beta}{\beta+2} \times IR$$

$$Ic1 = IR = \frac{VCC - Vbe}{R}$$

所以 $Ico$ 电流的增大，会造成 $Ic1$ 电流跟着增大，形成镜像关系。只要合理的选择R电阻，就可以控制 $Ic1$ 电流。

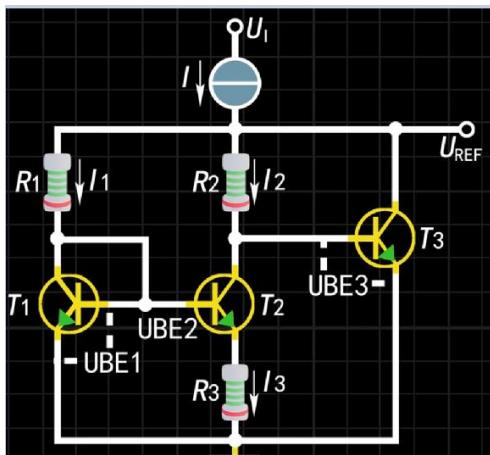
下面来分析镜像电流源温度稳定性



4.  $R$ 电阻不变,  $IR$ 上升造成  $VR$ (电阻压差)上升, 但是我们知道  $V_{CC}$ 电源是不变的, 所以  $VR$ 压差越大,  $V_{BE}$ 就会下降, 我说的是  $T_0$  ce之间的  $V_{BE}$ , 从而造成  $T_0$ 基极-发射极  $V_{BE}$ 下降, 这时候  $I_{B0}=I_{B1}$ 电流变小, 放大倍数不变的情况下,  $I_{C1}$ 电流也会降低, 所以  $I_{C1}$ 电流达到了温度平衡。

温度上升 ->  $I_{C1}$ 上升 ->  $IR$ 上升 ->  $VR$ 上升 ->  $V_{BE}$ 下降 ->  $I_{B0}=I_{B1}$ 下降 ->  $I_{C1}$ 下降  
这就是整个镜像电流源温度补偿的特性。

### 三极管带能隙基准源设计



$$2. \text{ 其中 } U_{BE3} = U_{ge} + aT$$

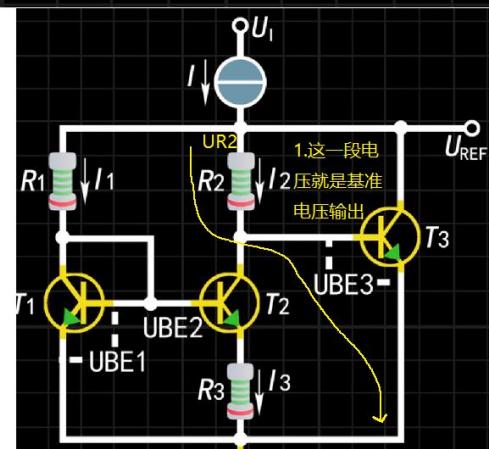
$a$ 为负值  
 $U_{BE3}$ 电压是随着温度上升而下降

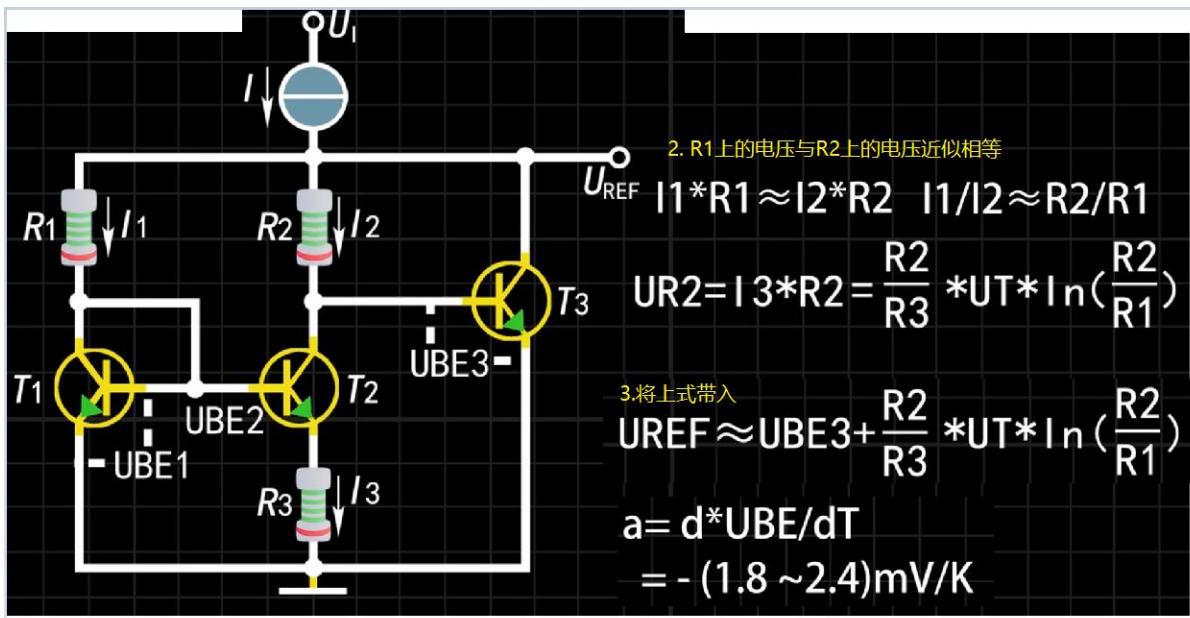
$I_2 \approx I_3 = I_s e^{\frac{U_{BE}}{UT}}$  所以只能将  $I_2 \cdot R_2$  设计成随温度上升而上升, 来使  $U_{REF}$  稳定。

$$I_3 = \frac{U_{BE1} - U_{BE2}}{R_3}$$

由于电路中晶体管有相同特性。  
 $U_{BE1} - U_{BE2} = UT \cdot \ln\left(\frac{I_2}{I_1}\right)$

$$U_{REF} = U_{BE3} + I_2 \cdot R_2$$





$$U_{REF} \approx U_{ge} + aT + \frac{R_2}{R_3} \cdot U_T \cdot \ln\left(\frac{R_2}{R_1}\right)$$

$$I_1 > I_2$$

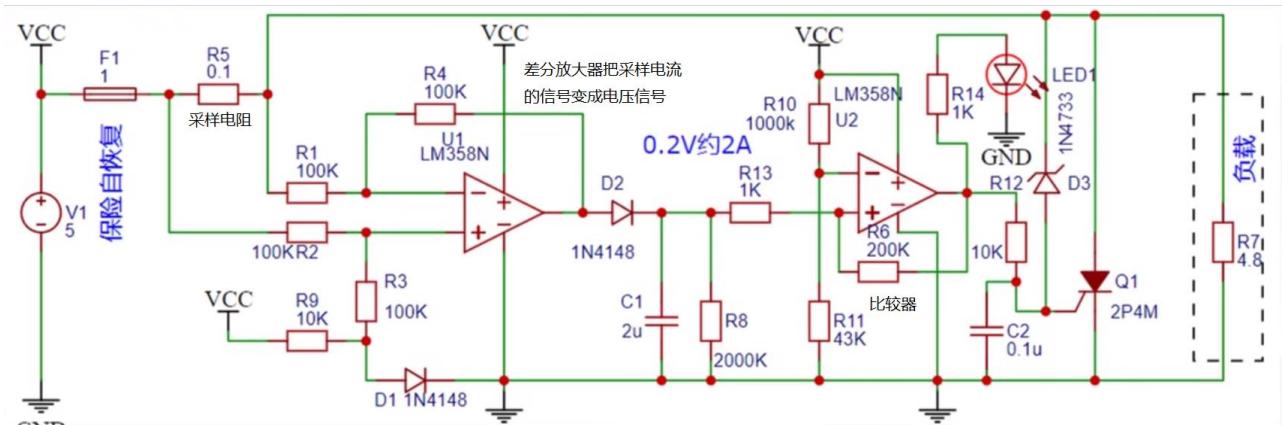
$$\ln(I_1/I_2) > 0$$

$$U_T = kT/q$$

只要选取合适的 $R_1, R_2, R_3$ 的数值，就可以使 $U_{REF} = U_{go}$   
 意思就是抵消掉第2项和第3项

$q$ 和 $K$ 为常亮， $T$ 为热力学温度， $T$ 增大时 $U_T$ 增大。

## 高端电流检测，保护，差分放大器应用

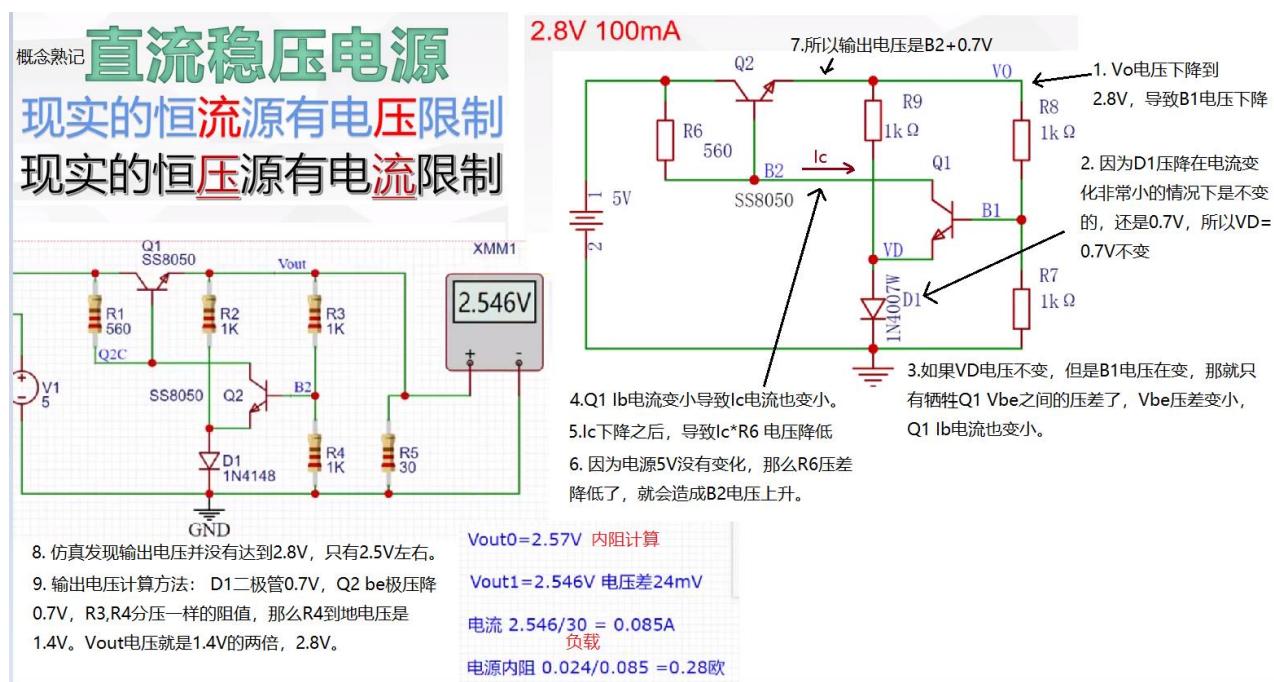


U2比较器设定在0.2V，也就是0.2V约2A。

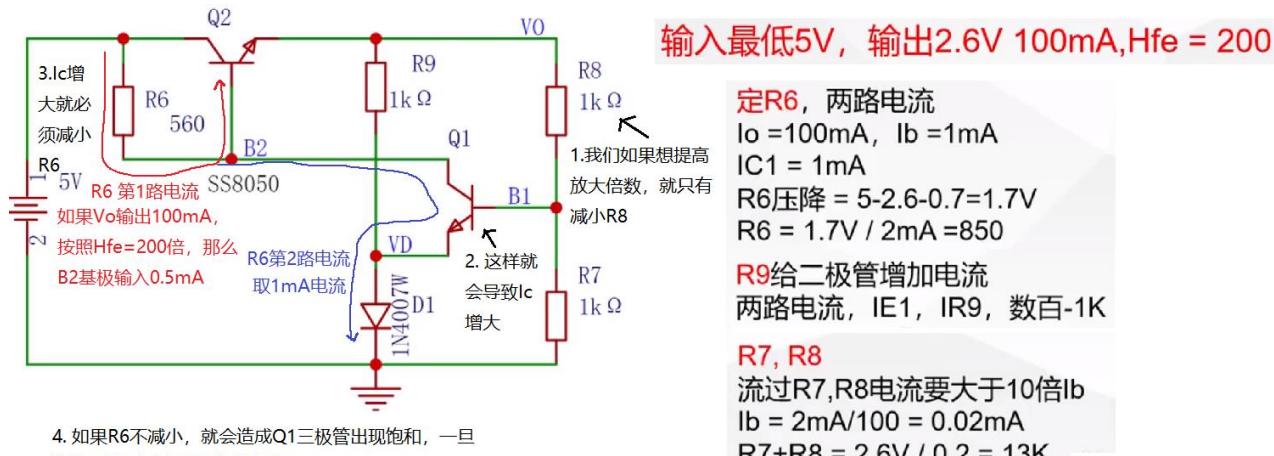
当负载电流超过2A的时候，比较器驱动LED灯亮，单相可控硅也会被导通。

可控硅导通后，相当于短路，然后F1自恢复保险丝直接熔断。

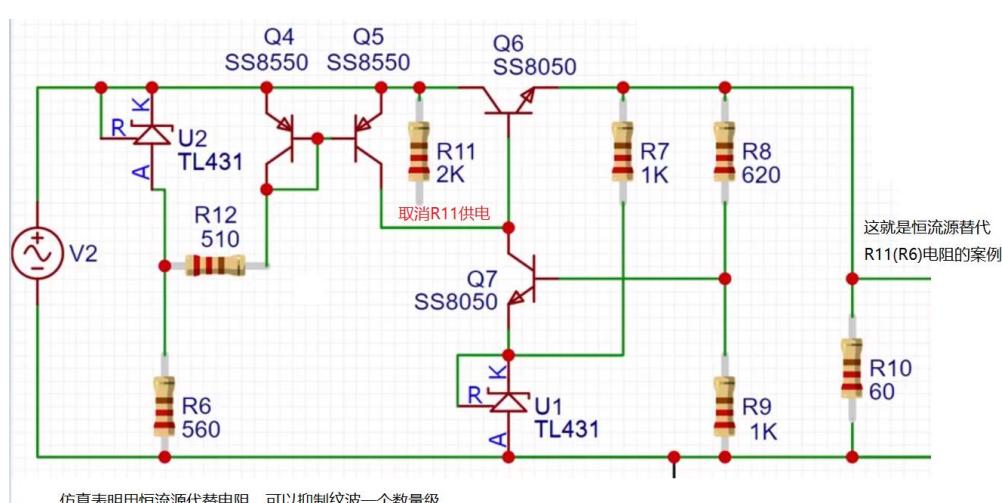
## 三极管直流稳压电源设计



## 将不稳定的直流稳压电源改成稳定的直流稳压电源



解决办法就是将  $R_6$ 换成恒流源



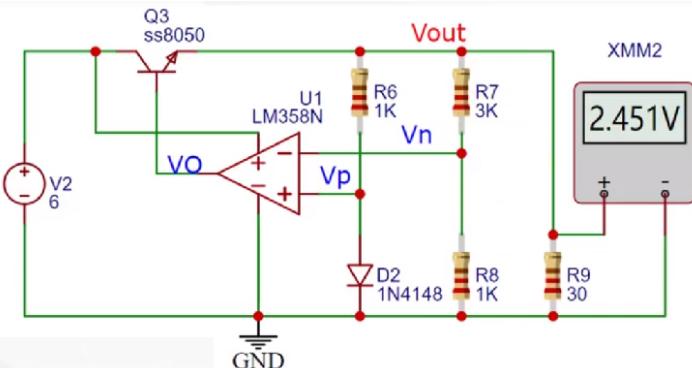
## 运算放大器设计线性稳压电源

运放黄金法则，

**比较：** if( $V_+ > V_-$ )  $V_{out} \rightarrow V_{cc}$

**虚断：** 两个输入端没有电流出入，

**虚短：** 运放有负反馈，有可能  $V_{in+} = V_{in-}$ 。



1: 虚断一直有效

2: 有负反馈，假定可以用虚短，则  $V_p = V_n$

3: 虚断，R7和R8电流相同

4:  $V_p = 0.6V$ , 分压算得,  $V_{out} = 4 * 0.6 = 2.4V$

1. 计算方式是经过反算来实现的。

2. 运放的输出  $V_O$  电压暂时不需要理会。

3. 直接将  $V_p = V_n = 0.7V$  /  $R_8$  电阻 = 得到  $R_7$ ,  $R_8$  分压的下电流。  $0.6 / 1000 = 600\mu A$

4. 分压下电流  $\times R_7$  得到理论上输出电压

$$600\mu A \times 3000 = 1.8V$$

5.  $R_7$  的  $1.8V$  电压 +  $R_8$  的  $0.7V$  电压 =  $2.5V$ , 所以  $V_{out} = 2.5V$

6. 因为运放输出直接接的三极管，所以就成了电流源输出，那么  $V_O = \text{输出电压} + \text{三极管be间电压}$   $V_O = 2.5 + 0.7 = 3.2V$

**限制：** 电源电压,  $V_O$

$V_{in} = 6V$ , 最大  $V_{out}$ ?

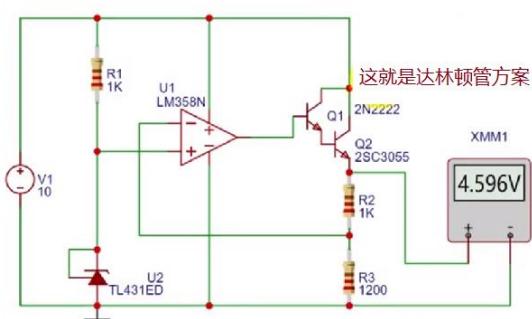
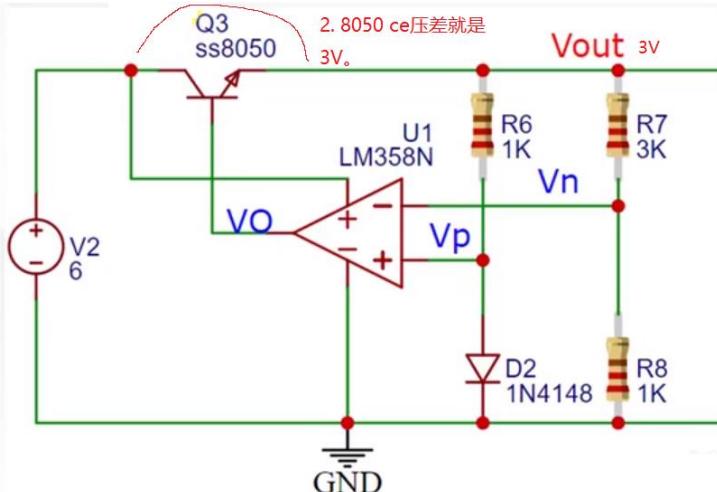
$V_{in} = 6V$ ,  $V_{out} = 3V$ , 最大输出电流?

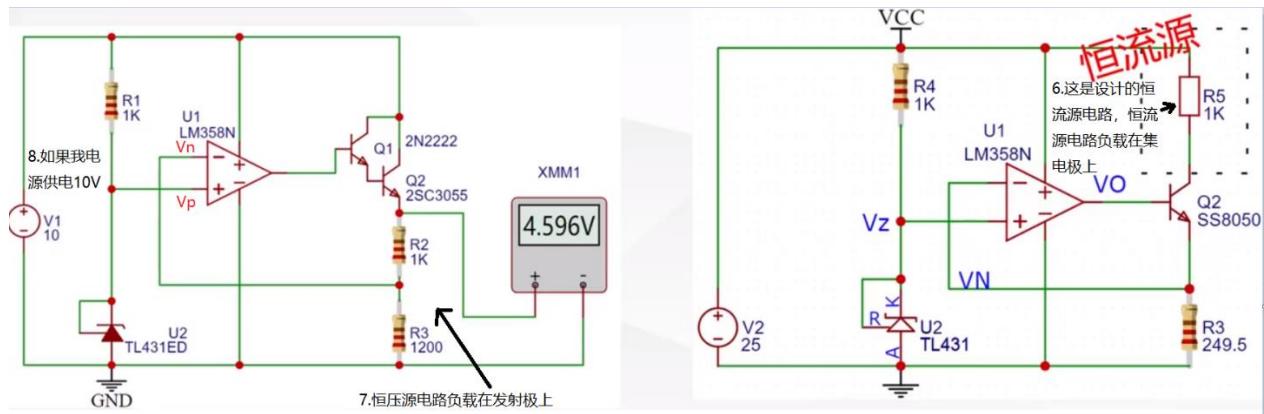
1. 如果调整  $R_8$  电阻，让输出变小，输出变成  $3V$

3. 因为  $P = UI$ , 所以输出  $3V / 100mA$  电流，那么  $S8050$  上的 ce 功耗就是  $300mW$ 。

4. 当然这个  $100mA$  包括  $R_7, R_8, R_6$  等，所以输出到负载的电流  $< 100mA$

5. 为了提升输出我们可以用达林顿管实现。



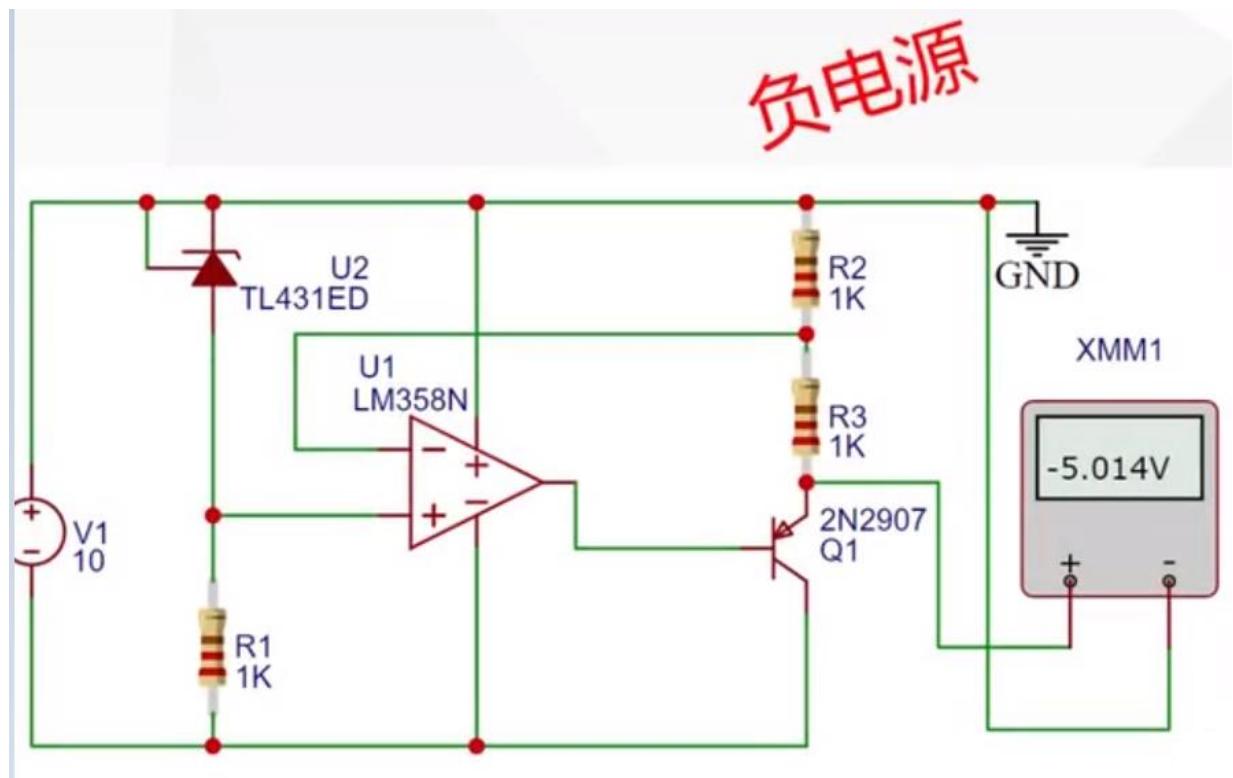


1: 左面电路的极限

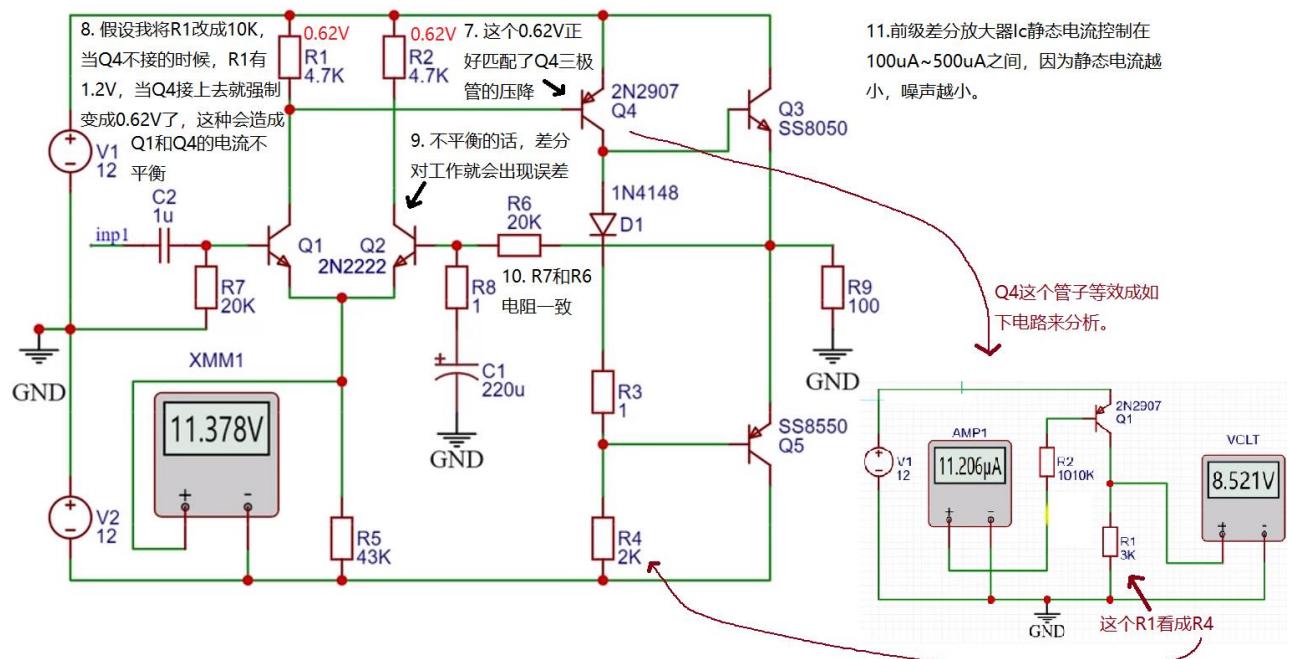
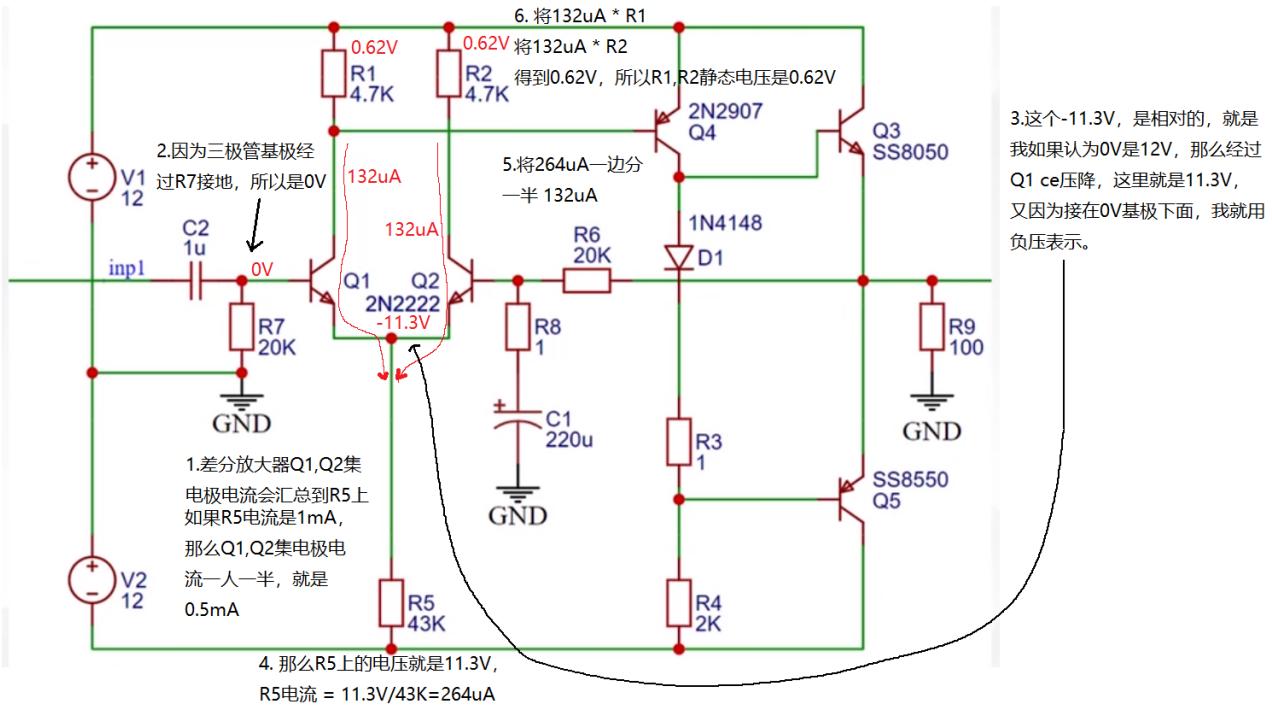
2: 有负反馈, 假定可以用虚短, 则  $V_p = V_n$

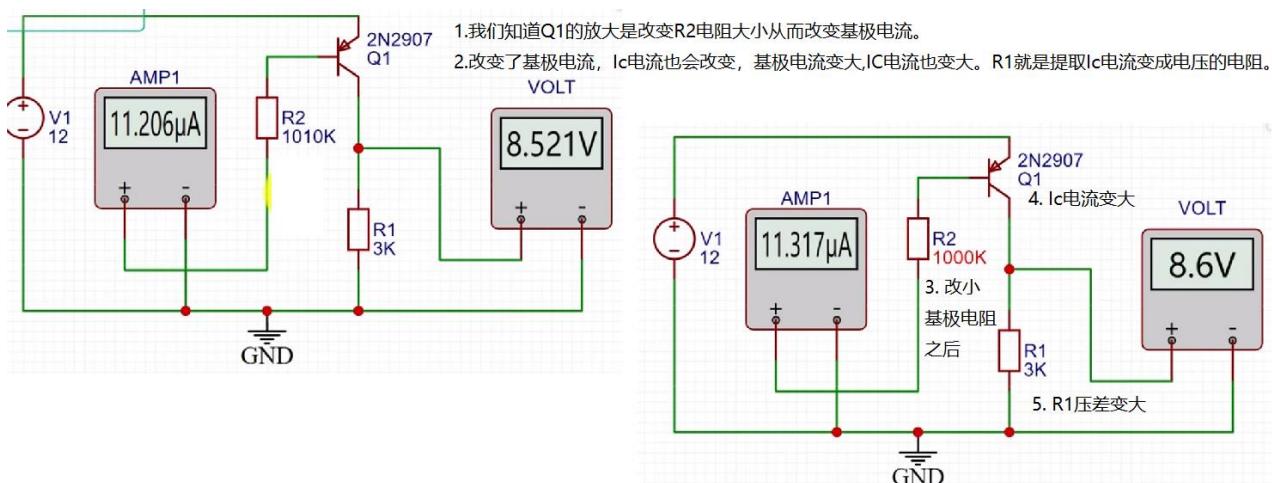
3: 虚断一直有效, 358输出最大10V - 1.5V → 9. LM358输出端最大输出8.5V电压, 无法达到电源轨同压输出。

4: 最大输出电压 8.5-1.4 (2个Vbe) 10. 达林顿管ce级联1.4V压降, 所以最大输出7.1V

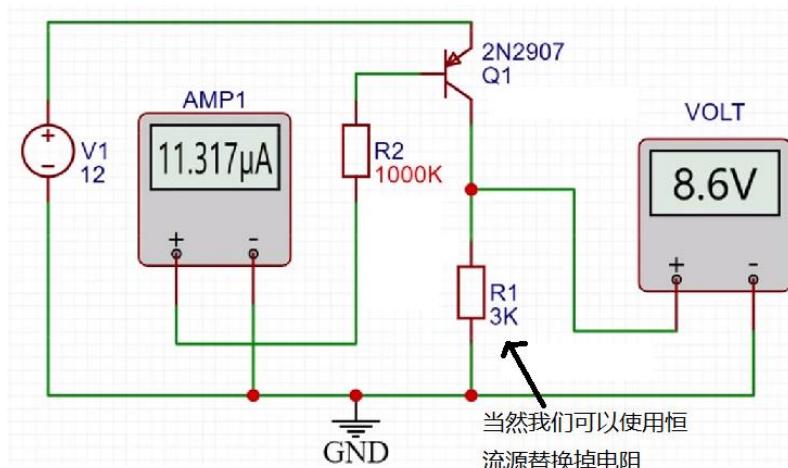


## OCL 功放分析

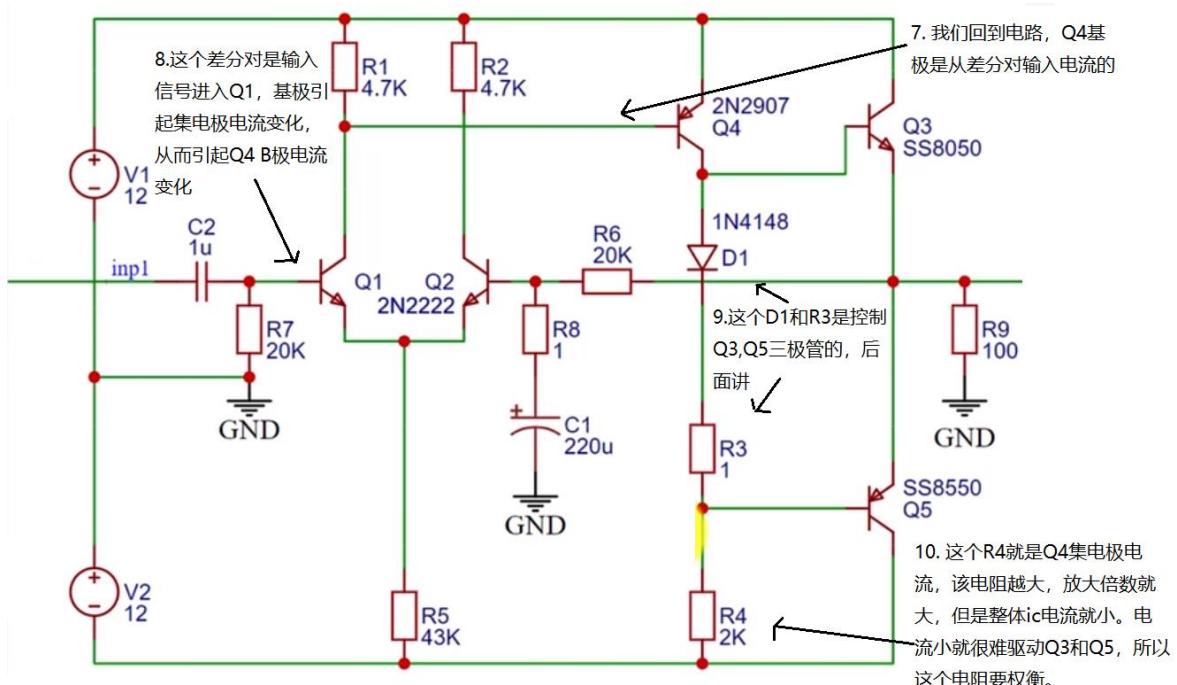


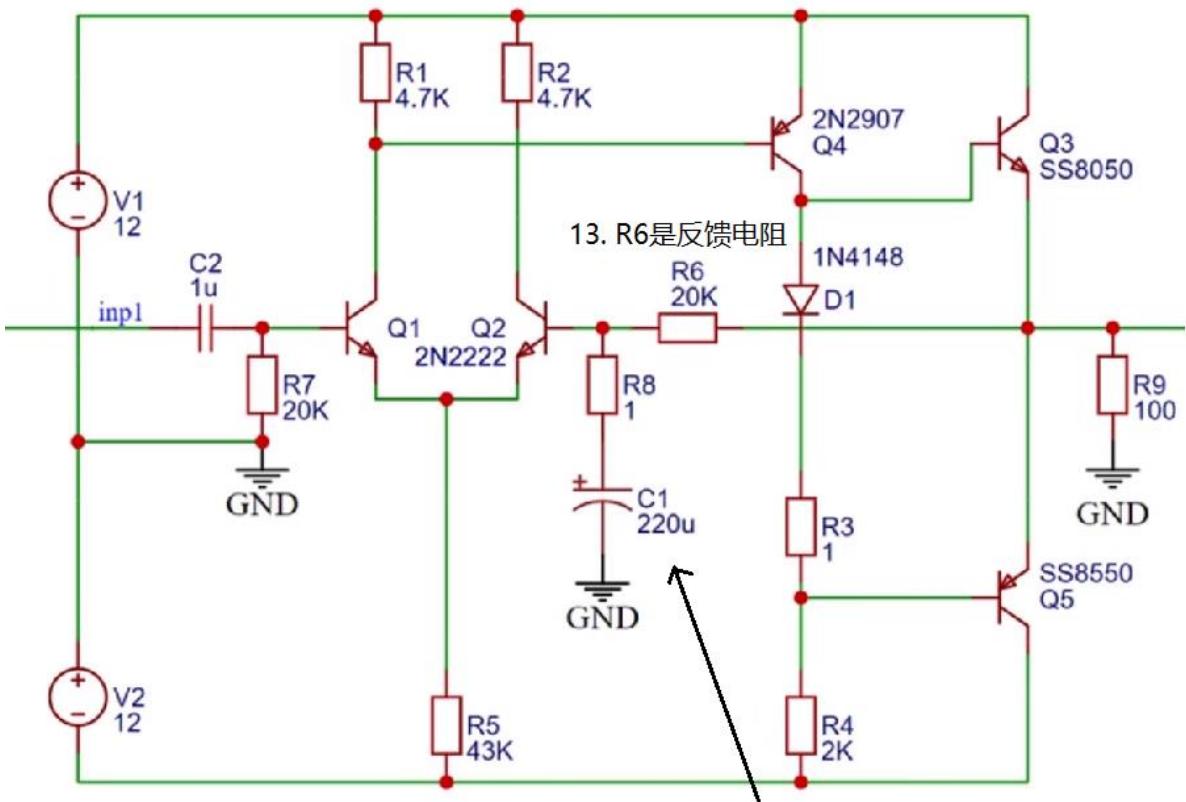
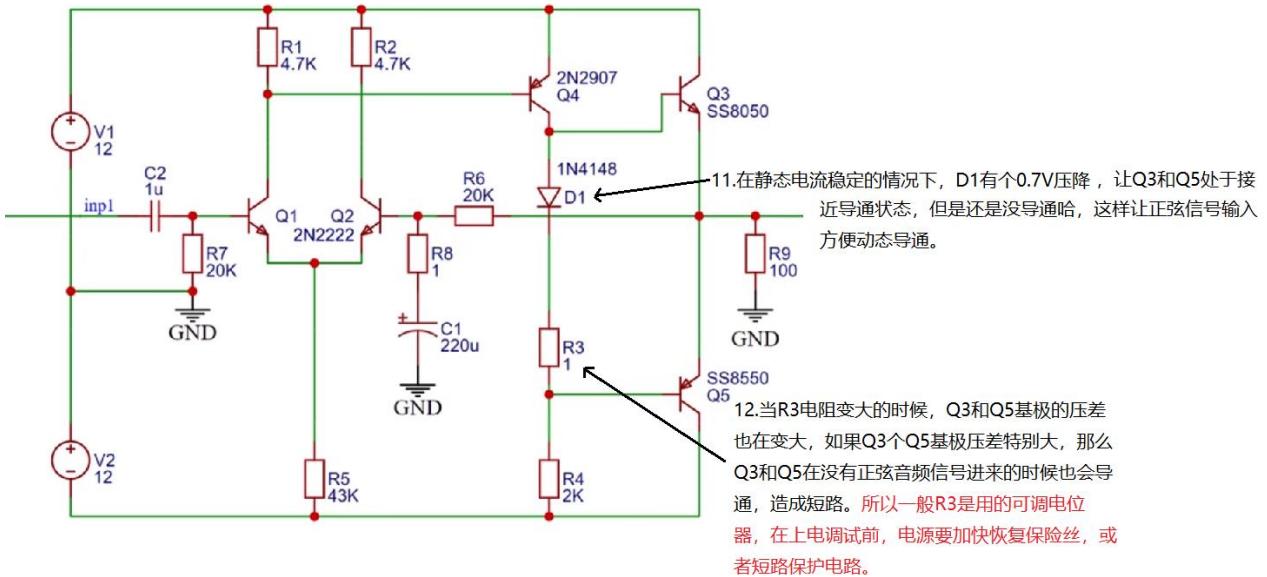


6. 如果R1电阻变得很大，R2电阻不变(基极电流不变)，那么R1电压就会变大，如果当R1电压过大导致三极管CE压差接近0，那么三极管就饱和了。这时候不管怎么改基极电流都没有用。所以三极管作为电压放大器的时候，三极管CE一定要工作在放大状态。意思就是保证R1压差在合适范围之内。



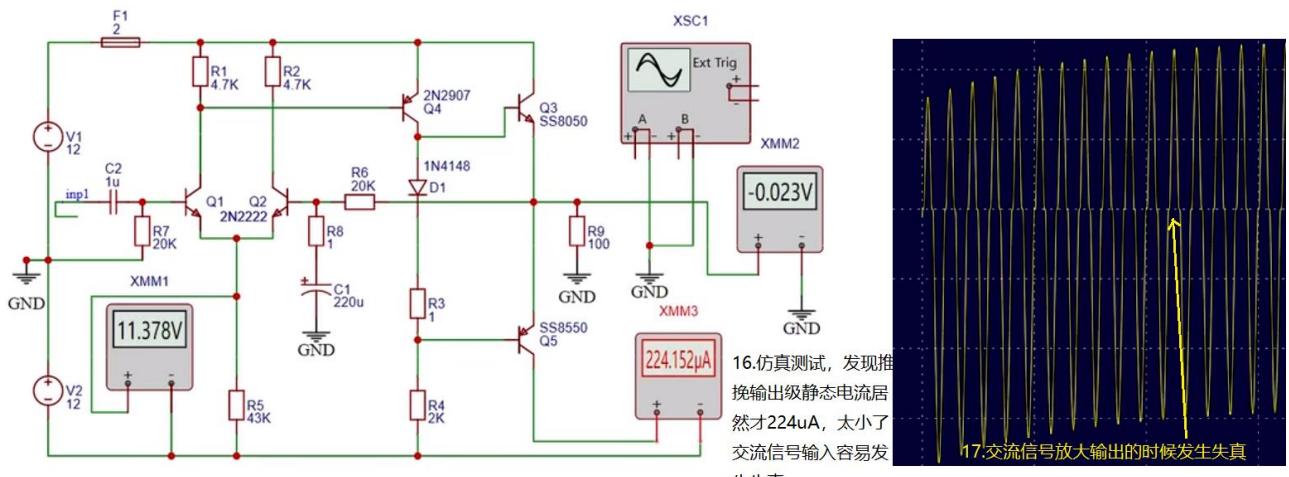
恒流源直流静态电阻很小，但是交流动态电阻很大。所以R1变成恒流源，利用交流动态电阻特性，可以让Q1放大倍数变得很高很高。





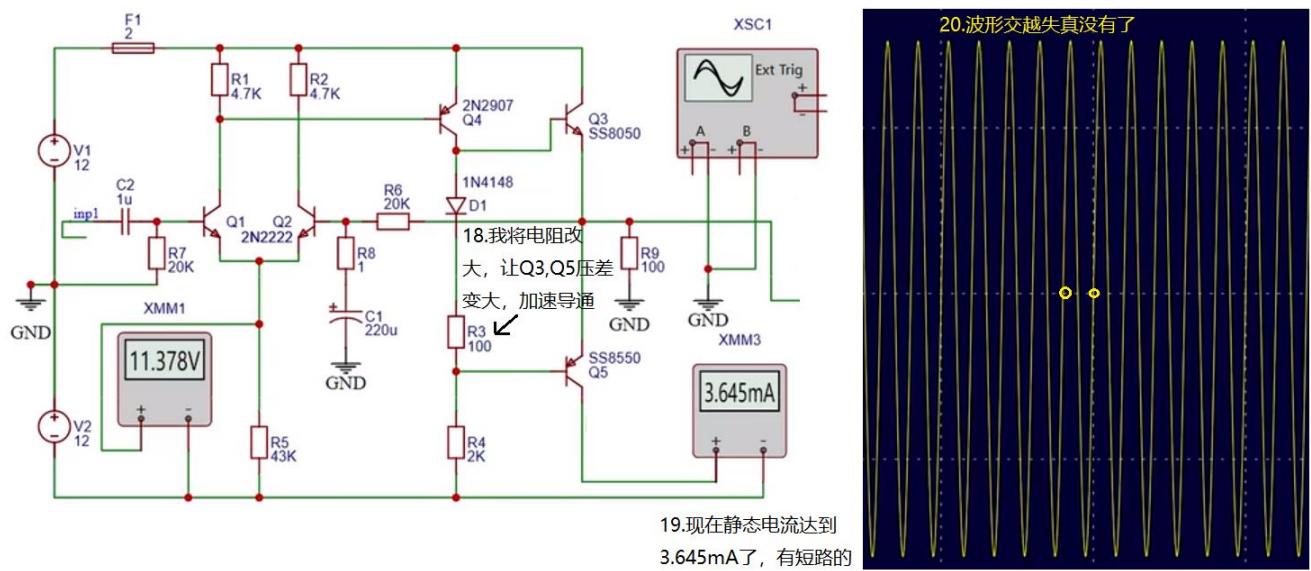
14. 这里就是推挽输出交流信号放大倍数条件 $R_6/R_8=20000$ 倍，感觉太大了。

15. 将R8改成1K，交流放大20倍合理。

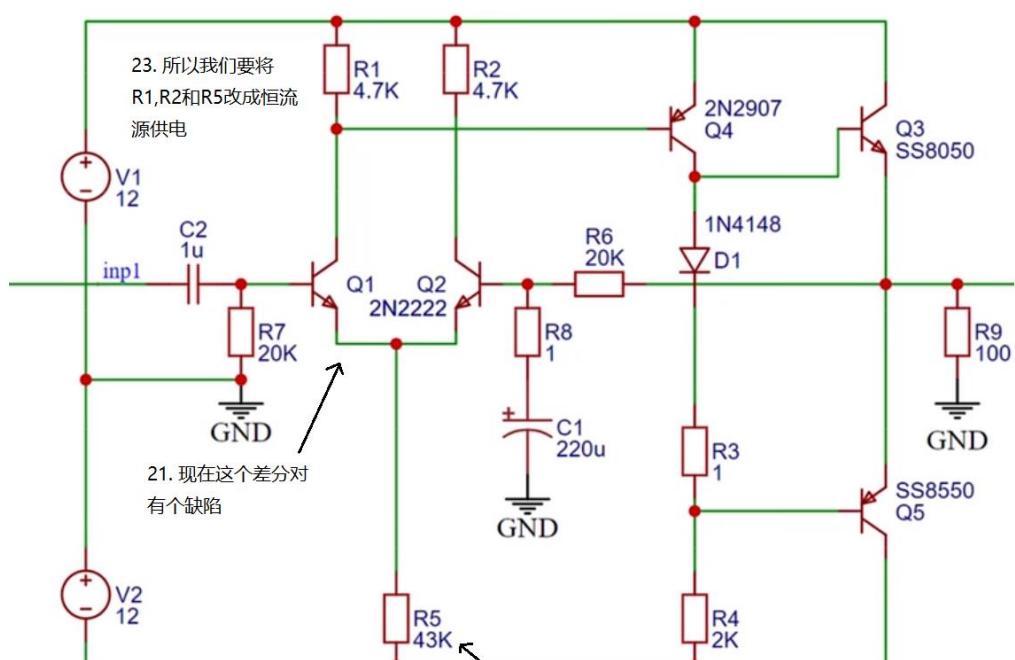


挽输出级静态电流居然才224uA，太小了  
交流信号输入容易发生失真。

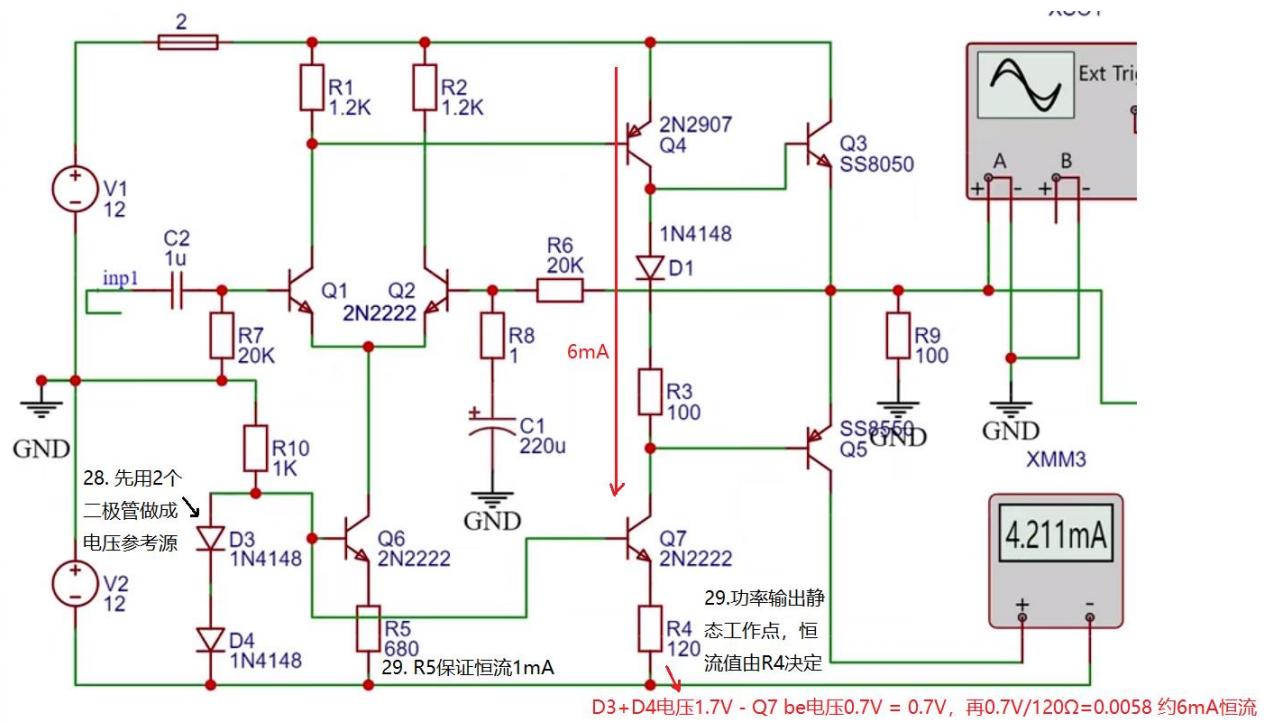
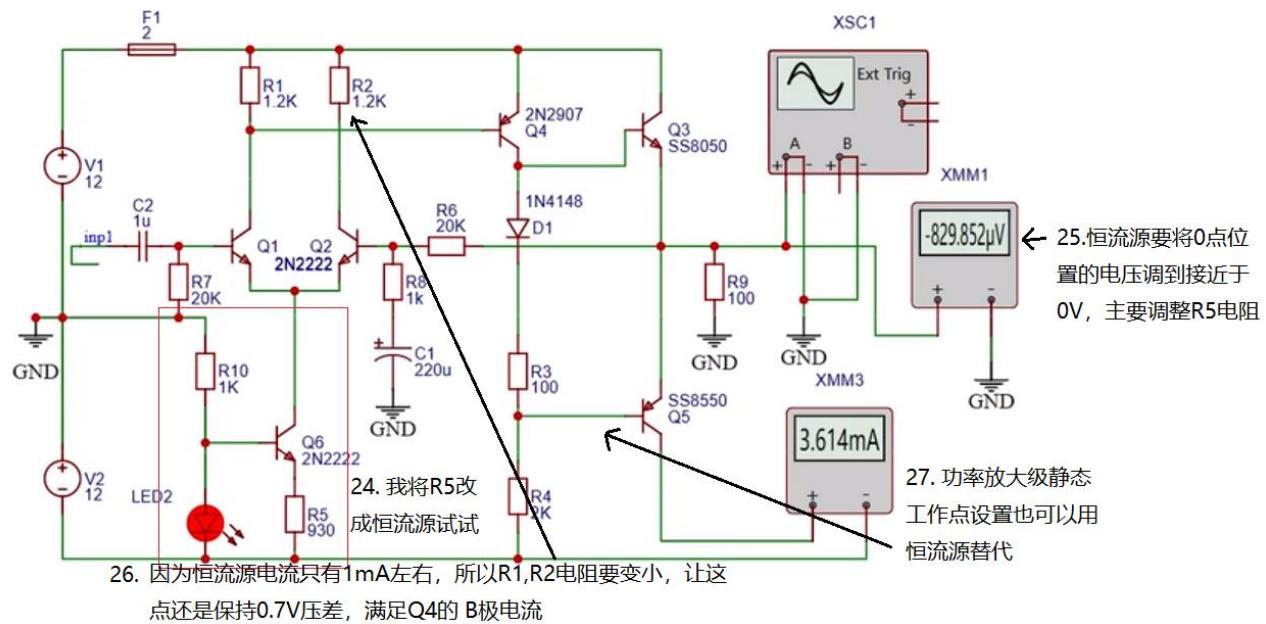
### 17.交流信号放大输出的时候发生失真



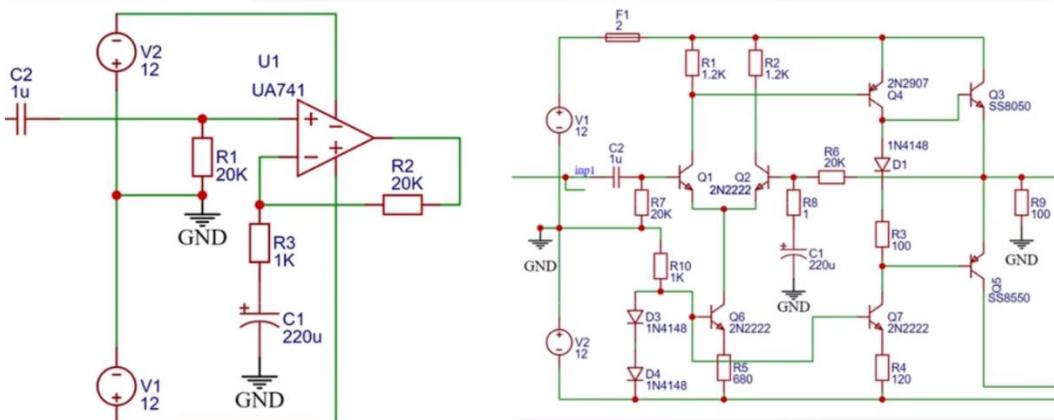
19.现在静态电流达到  
3.645mA了，有短路的  
风险，看自己调节



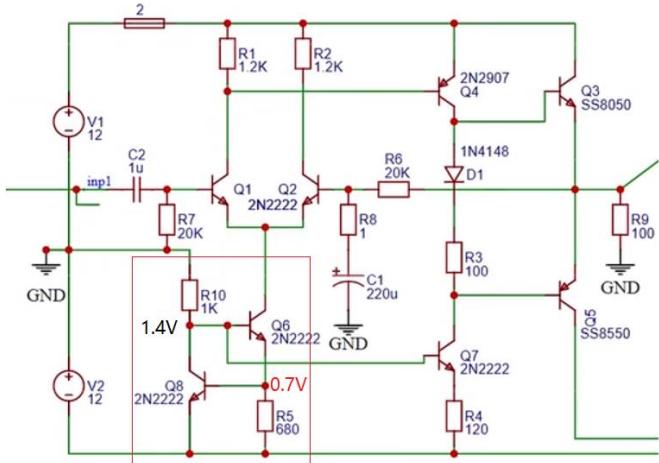
22. 缺陷就在这个电阻上，本来R5的电流是根据电源电压计算出来的，如果电源电压变化，在R5电阻不变的情况下，R5电流一定变化，从而导致Q1,Q2集电极静态电流也发生变化，容易造成静态工作点不稳定。



### 运放等效

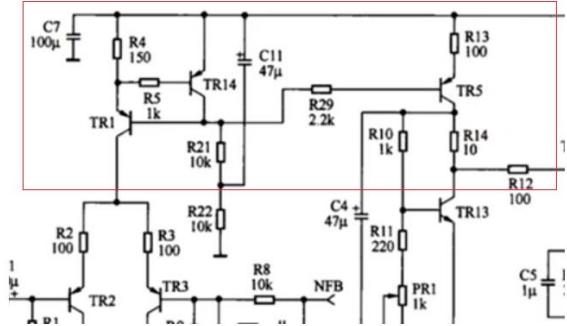


### 恒流源变形1

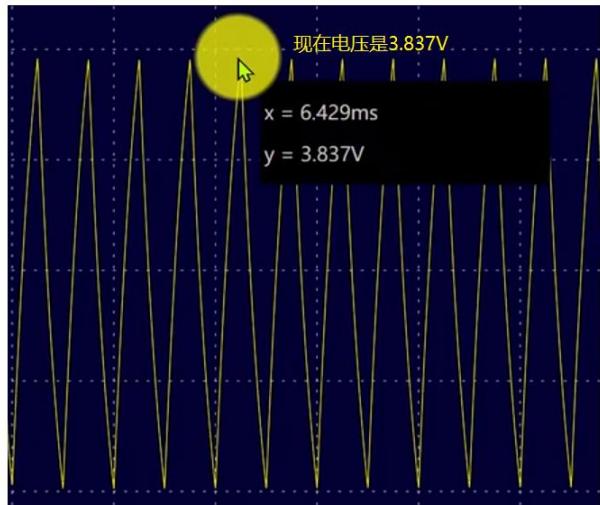
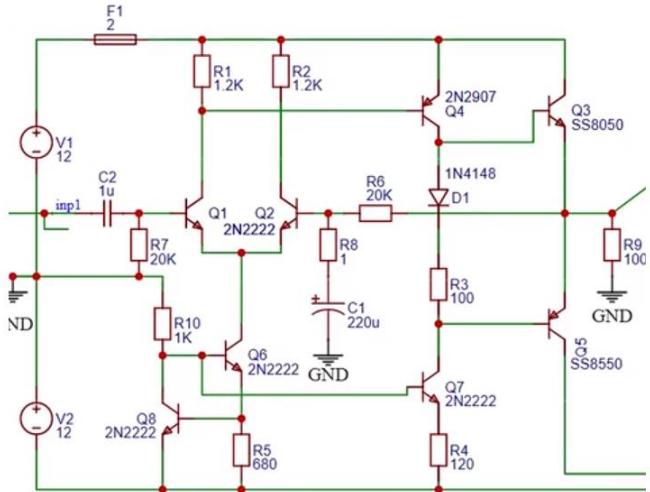


1.这个恒流源就是两个三极管BE极压降  
所以R5电流就很好算了

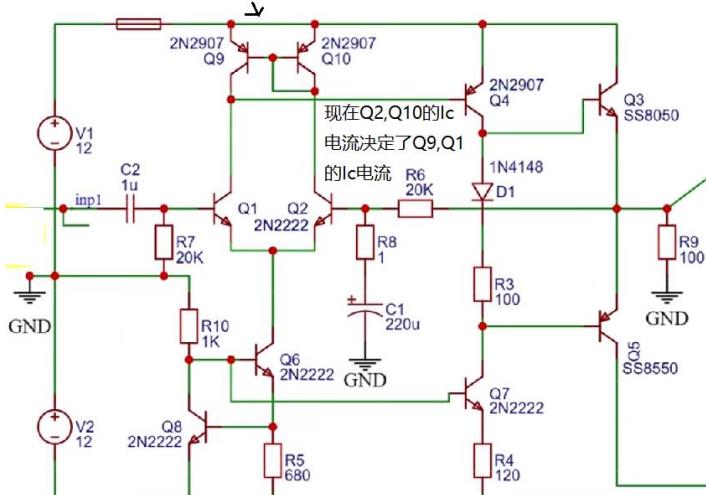
2.在集成电路里面也差不多是这种三极管互补恒流，只是加了R5这个电阻，这个电阻影响不大，貌似是为了隔离减小噪声，不是很清楚。



R1和R2电电阻会影响放大倍数，先试试看

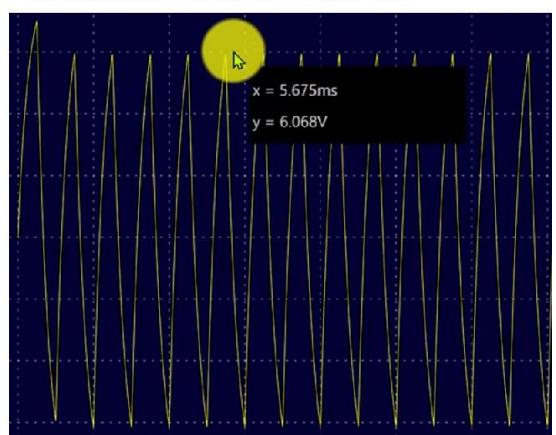


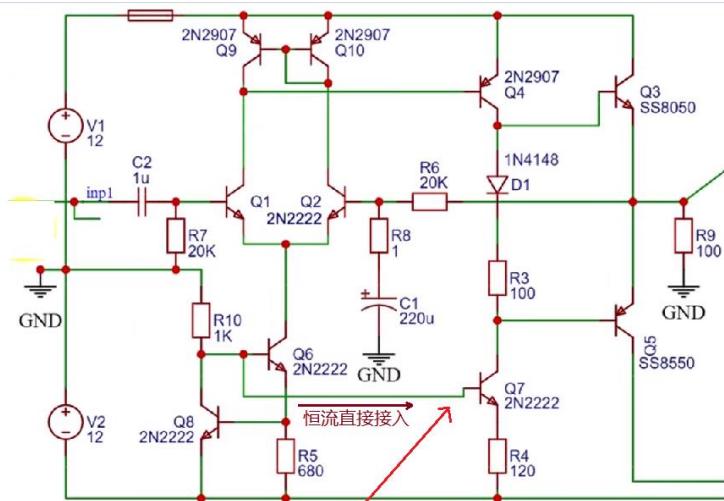
现在我取消R1,R2改成镜像电源



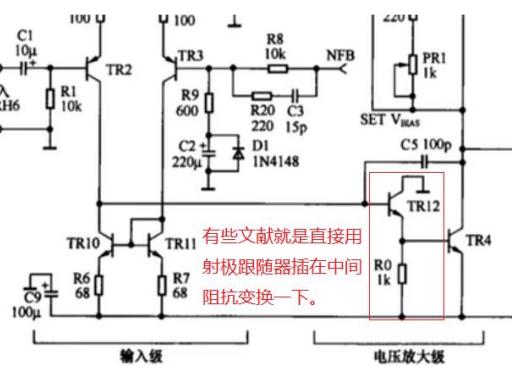
所以说开环增益越大，负反馈加入放大器之后，放大倍数就越大。

输出波形得到了6.06V，比之前3.8V大接近一倍。



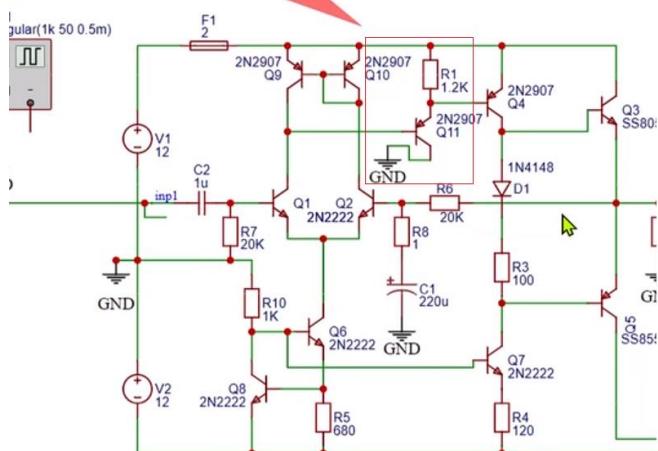


现在有个问题，就是供发射极的恒流源Q7，B极输入阻抗不高，这样直接接过去会降低输入电压。



## 镜流和射极跟随

- 2: 静态电流控制电容
- 3: 串联电流表调节
- 4: 交流调节



## 正电源转负电源电路

在电路设计中经常使用到负电源，比如

1、控制耗尽型场效应管的栅极电压

对于1和2，基本不需要电流

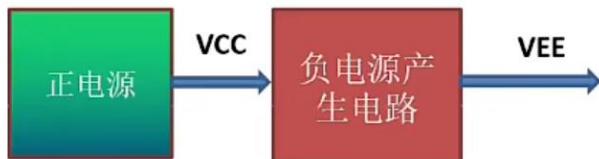
2、TFT LCD的门关断电压VGL

3、双电源的运算放大器

对于3，直流从正电源流出，流入负电源

对于LM317和LM337，以及78xx和79xx这样的线性电源，可以产生正负电源，但是需要输入也是正负电源

此处主要介绍两种由正电源输入而产生的负电源的电路。

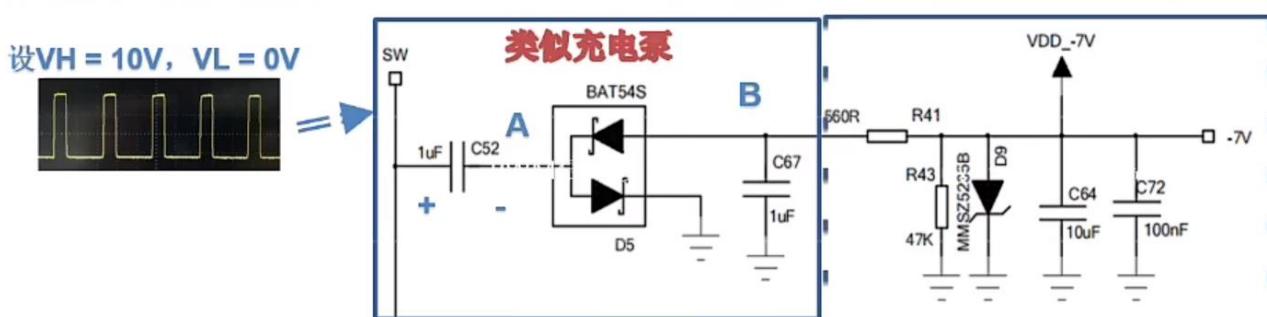


核心：需要一个PWM波驱动

1、如果PWM对电容进行充放电，则为充电泵的方式，适用于基本不输出电流的场合

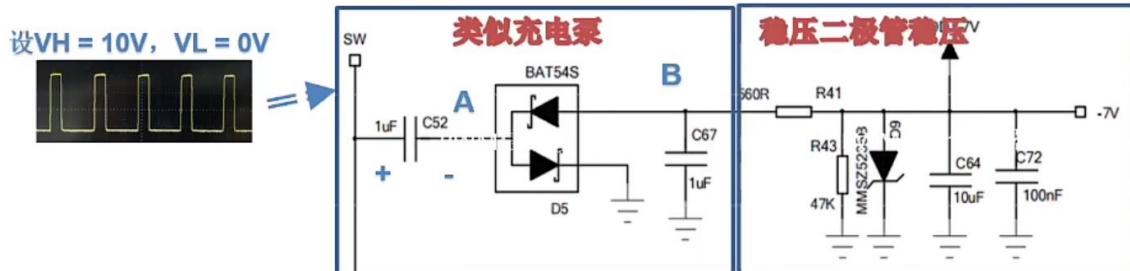
2、如果PWM对电感进行驱动，则为DCDC电源的BUCK的方式，适合输出电流的场合

VCC 为大于0V的电压。 VEE为小于0V的电压



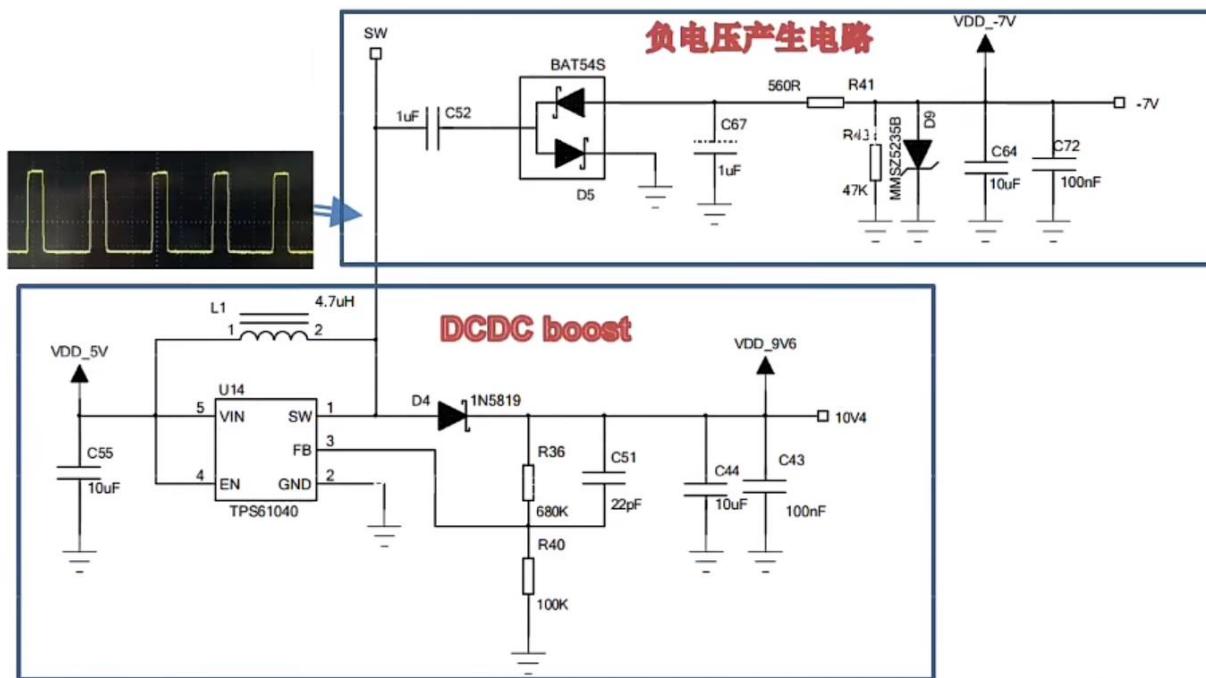
1、当SW为高电平的时候，通过D5接地的二极管对C52充电，A点电压VA = 0.7V，充满后C52电容两端电压VC52 = 9.3V。

2、当SW为低电平的时候，由于C52电压不能够瞬间变化，则A点电压变为-9.3V，B点电压VB = -9.3+0.7 = -8.6V，此电压对C67进行充电

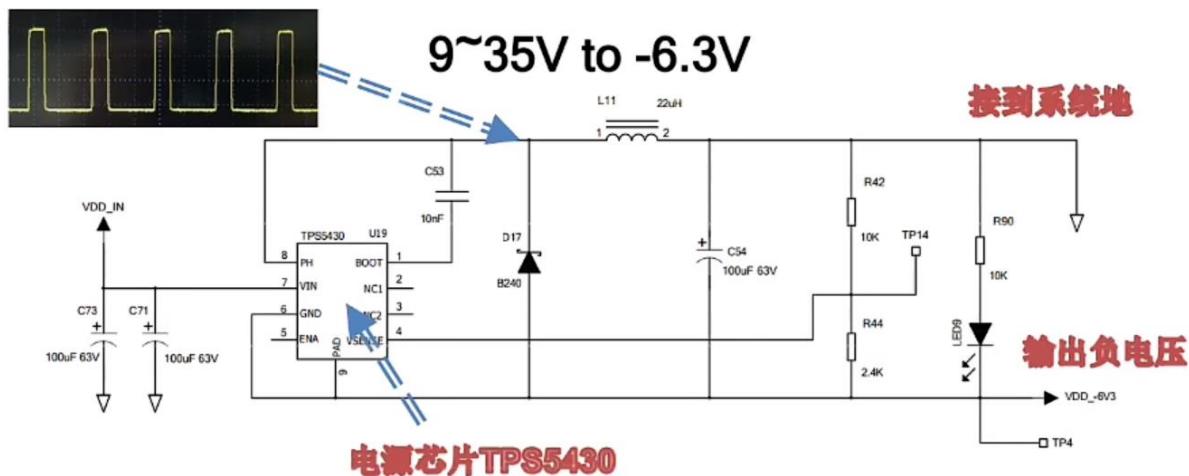


B点电压受到SW电压和占空比的影响，波动可能比较大，后端接一个简单的稳压二极管电路就可以达到某个需要的负电压

由其原理分析看，其带载能够极其弱，所有适合基本不需要电流的场合，比如前面提到的耗尽型场效应管的栅极控制电压或是TFT LCD的关断电压



实际使用中，可以使用其他的**DCDC BUCK**或是**Boost**的**SW**作为产生负电压的**PWM**输入，然后调节一些参数达到需要的值



可以看出，此电路是典型的**BUCK**电路拓扑，**BUCK**电路拓扑的原理这里就不在赘述  
与标准的正电源输出不同的是：正电源的输出接到系统地，正电源的地输出为负电源  
此电源转换可以输出2A的电流，需要使用负电源的这个电路是很好的选择！

**注：要仔细阅读自己所选DCDC芯片的规格书是否支持产生负电源**

## 通用模拟信号比例平移电路

实际应用中，我们经常需要对模拟信号进行放大，平移等处理。

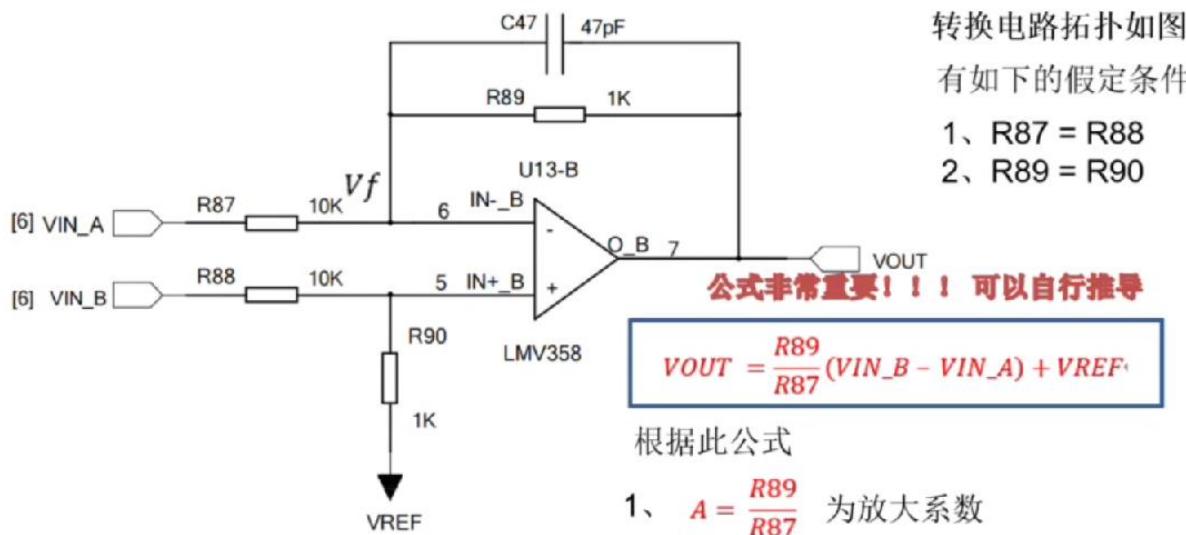
1、电流检测电路中测量过流电阻的电压，为了不减少对地的压降，一般这个电阻上的电压都非常小（**0.1V**数量级），这个电压对于一般的**AD**很难准确测量，需要放大再被**AD**进行数据转换

2、对于供电电压比较高的系统，比如需要**12V**或是**24V**等供电的系统，需要测量供电电压的时候，需要将供电电压的值降低到比如**0~3.3V**之间以适应微处理器的**AD**或是专用的**AD**芯片进行转换并读取

3、有一些设备，比如振镜电机需要**-5V ~ +5V**的控制电压。而一般的**DAC**专用的转换芯片，或是微处理器的**DAC**输出都是**0~VCC**（**VCC**一般为**3.3V**或是**5.0V**），这种情况就要把微处理器的**DAC**输出或是专用**DAC**芯片输出转换为**-5V ~ +5V**的范围

笔者对此类型电路进行了总结，得到一个比较通用的模拟转换电路（放大和平移）。只要根据具体的要求，修改一些参数（电阻值或是参考电压）就可以满足需求

通用模拟信号比例平移电路拓扑和计算公式



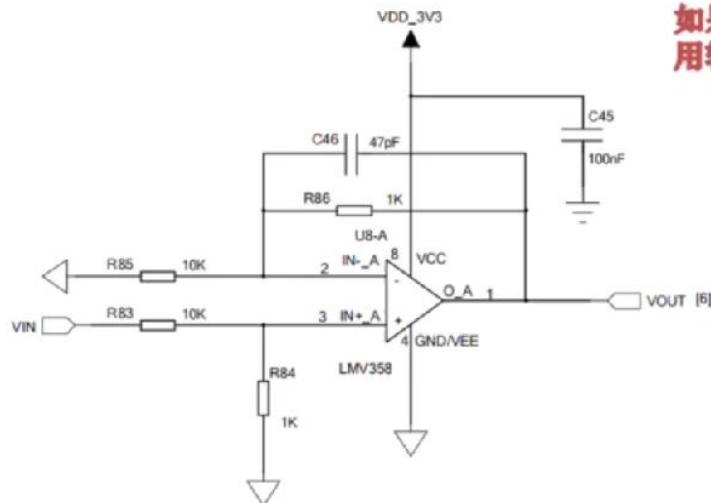
2、 (**VIN\_B - VIN\_A**) 看成一个整体作为输入，可以看成是差分输入，如果想作为单端输入，只要把**VIN\_B**或是**VIN\_A**接地即可

3、 **VREF**是对**VOUT**进行平移，需要相对于**VOUT**平移多少，只要提供**VREF**就可以

第1种方案

## 电源电压检测

如果没有使用双电源，注意要使用轨到轨的运放



$$A = \frac{R_{86}}{R_{85}} = \frac{1}{10} = 0.1$$

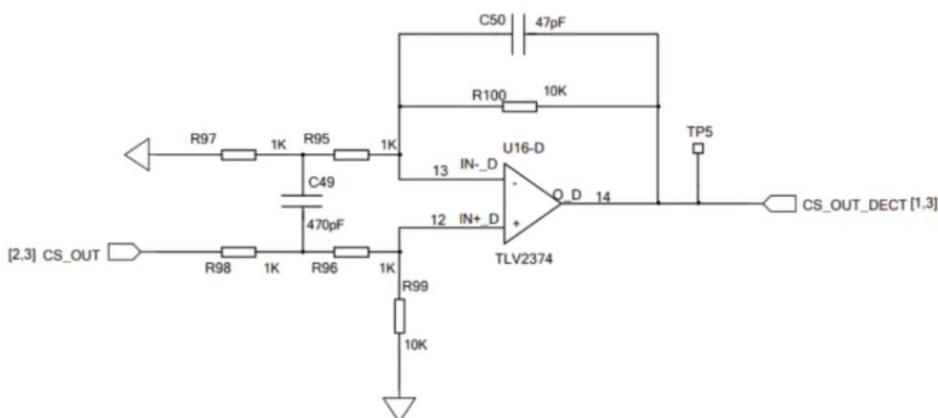
$$VREF = 0$$

$$(VIN_B - VIN_A) = VIN - 0V = VIN$$

则： $VOUT = 0.1 * VIN$       VIN衰减到原来的十分之一，提供给ADC进行检测

第2种方案

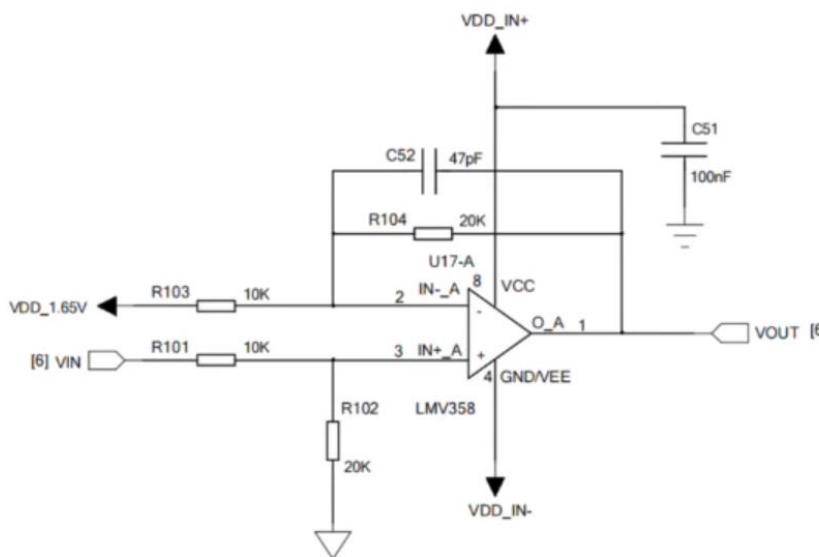
## 电流检测



$$A = \frac{R_{100}}{R_{97} + R_{95}} = \frac{10}{1+1} = 5 \quad VREF = 0 \quad (VIN_B - VIN_A) = VIN - 0V = CS\_OUT$$

则： $CS\_OUT\_DETECT = 5 * CS\_OUT$       CS\_OUT放到到5倍，提供给ADC进行检测

0~3.3V转 -3.3V~3.3V



$$A = \frac{R104}{R103} = \frac{1}{10} = 0.1 \quad VREF = 0 \quad (VIN_B - VIN_A) = VIN - 1.65V$$

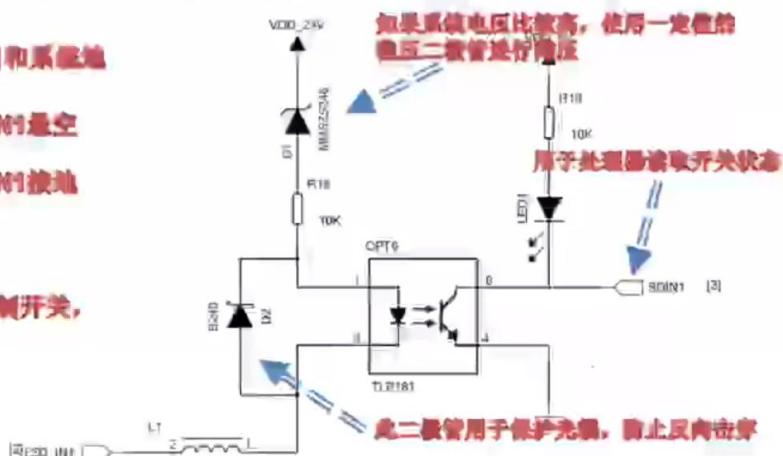
## 开关量输入电路

在一些控制系统中，需要检测外部的开关量的状态，比如限位开关，故障状态等。

开关量输入模块的 I/O 口脚号及接线

- 1、开关断开的时候，LED\_JM1是空
  - 2、开关闭合的时候，LED\_JM1接地

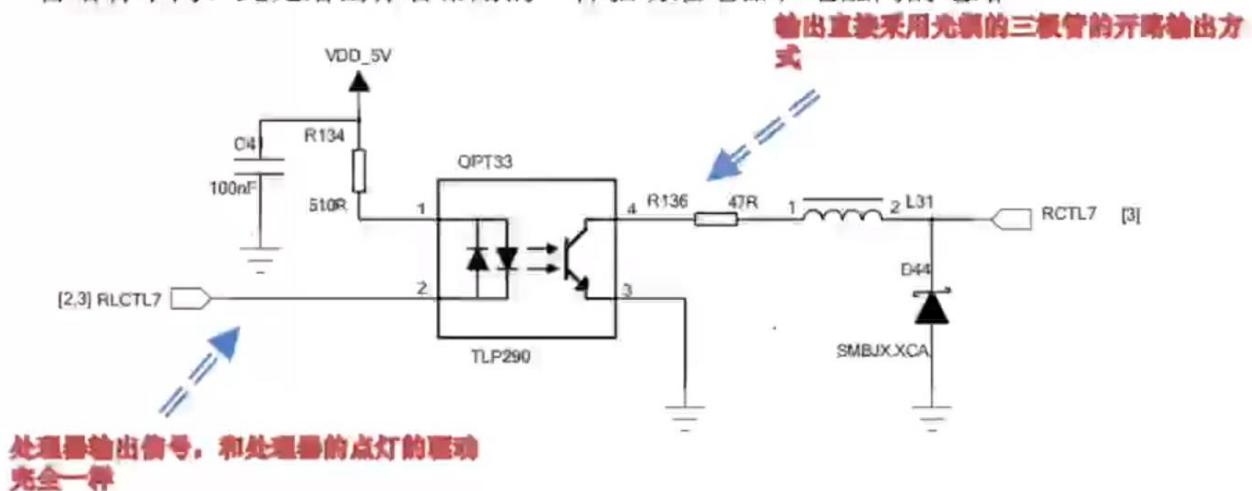
采用光强相当于通过电极控制开关，这种能效很好的方式



当开关断开时，LSD\_IN1悬空的时候，光耦OPT6的发光二极管没有被点亮，光耦的输出4-6脚之间为高阻SDIN1输出高电平。

当开关闭合时，LSD\_IN1接地的时候，光耦OPT6的发光二极管被点亮，光耦的输出4-6脚之间电压接近0，SDIN1输入低电平。

开关量输出电路一般用于驱动继电器，电磁阀等。开关电路根据驱动的不同设备略有不同。此处给出作者常用的一种驱动继电器和电磁阀的电路



当RLCTRL7 拉高时，光耦OPT33的发光二极管没有被点亮，光耦的输出3-4脚之间为高阻状态，驱动的开关断开。

当RLCTRL7 拉低时，光耦OPT33的发光二极管被点亮，光耦的输出3-4脚之间在上拉的时候，电压接近0. 驱动的开关闭合。

## PWM 脉宽调制信号转模拟信号电路

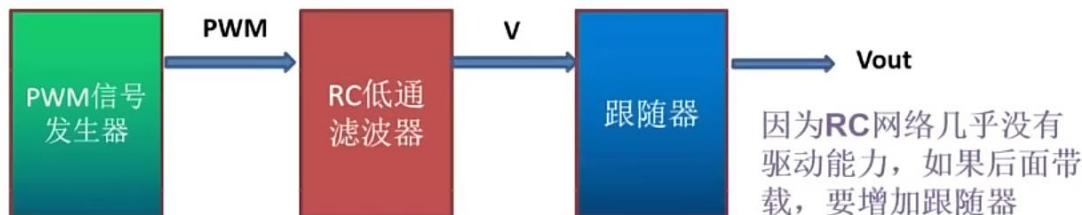
数字信号转换模拟控制信号输出是电子设计中常见的需求，比如需要通过模拟控制激光器的功率，控制风机输出的转速，电源电压的可控输出等

而许多单片机内部并没有集成数模转换器（**DAC**），一些专用的**D/A**转换芯片价格一般都比较贵并且需要很多功能管脚来控制，对于一般的简单应用不是很适合

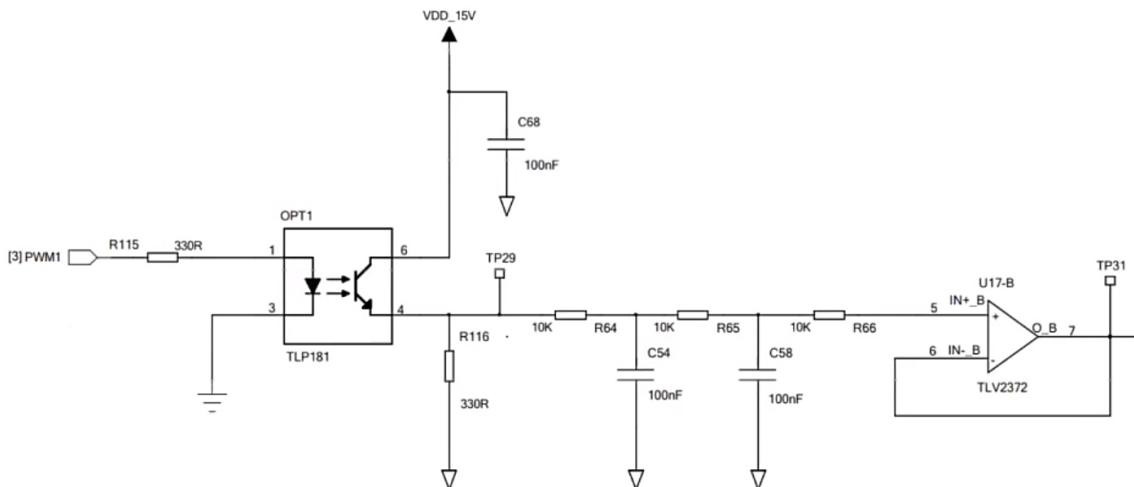
在实际应用中，通过微处理器的**PWM**输出（几乎所有的微处理器都支持），经过简单**RC**滤波器电路实现**DAC**来得到模拟电压也是很实用的一种方法。

**PWM**信号一般有两个参数，一个是**PWM**信号的频率，另外一个是**PWM**信号的占空比。

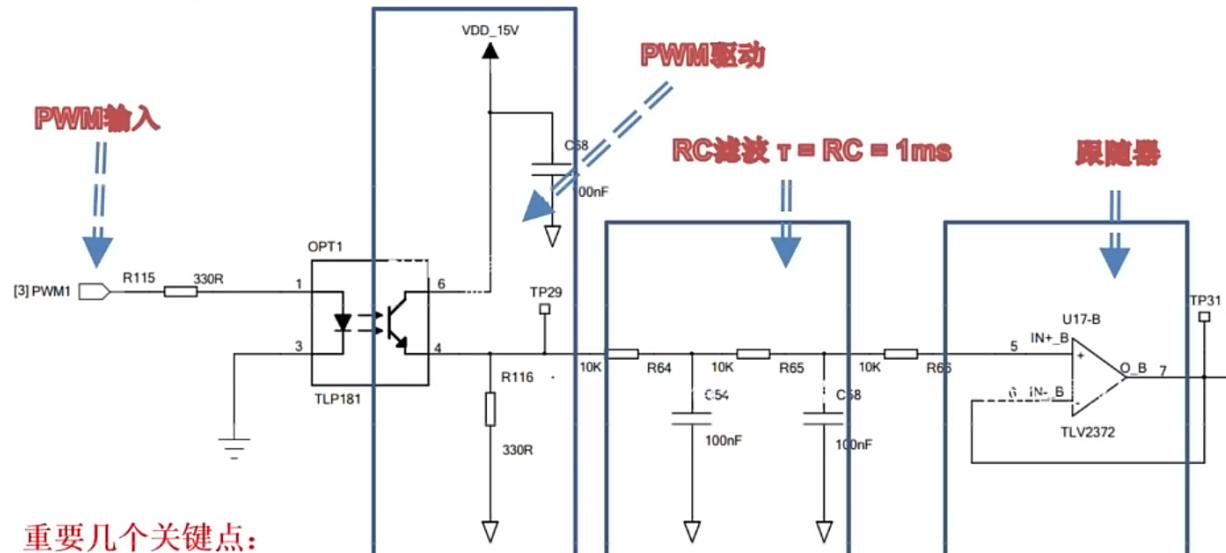
**PWM**信号转模拟信号就是通过改变**PWM**的占空比来得到想要的模拟电压值



具体实现电路如下：



具体实现电路如下：



重要几个关键点：

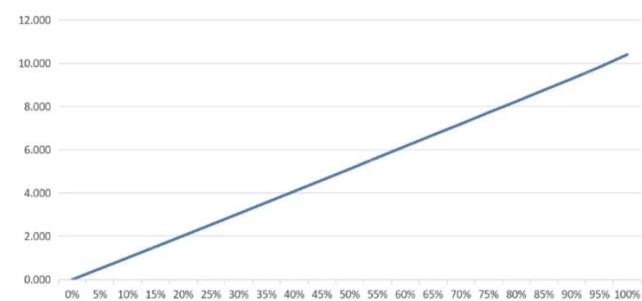
1、PWM驱动RC电路时，要能够拉高和拉低RC网络，图中R116 330R，小于R64 10K，保证在光耦没有输出的时候，能够使RC网络拉低。否则的话，输出可能会保持不变

2、后面要加跟随器，因为RC网络几乎没有驱动能力，如果后面带载，输出模拟电压会变低

PWM	频率 5KHz
占空比	电压值 (V)
0%	0.000
5%	0.502
10%	1.007
15%	1.515
20%	2.024
25%	2.535
30%	3.049
35%	3.564
40%	4.079
45%	4.594
50%	5.110
55%	5.640
60%	6.160
65%	6.680
70%	7.190
75%	7.720
80%	8.230
85%	8.760
90%	9.280
95%	9.820
100%	10.400

由于所用光耦的输入电流较小，在光耦导通的Vce压降大概有4.6V左右，但是不影响线性度。如果要求较高，可以使用带推挽输出的光耦

占空比-模拟电压输出



PWM的频率是 5KHz

由占空比-模拟电压输出曲线可以看出，占空比和模拟电压之间的线性度比较好，特别是低占空比的时候。

这种方式很适合需要获得低速变化的模拟信号的应用

