

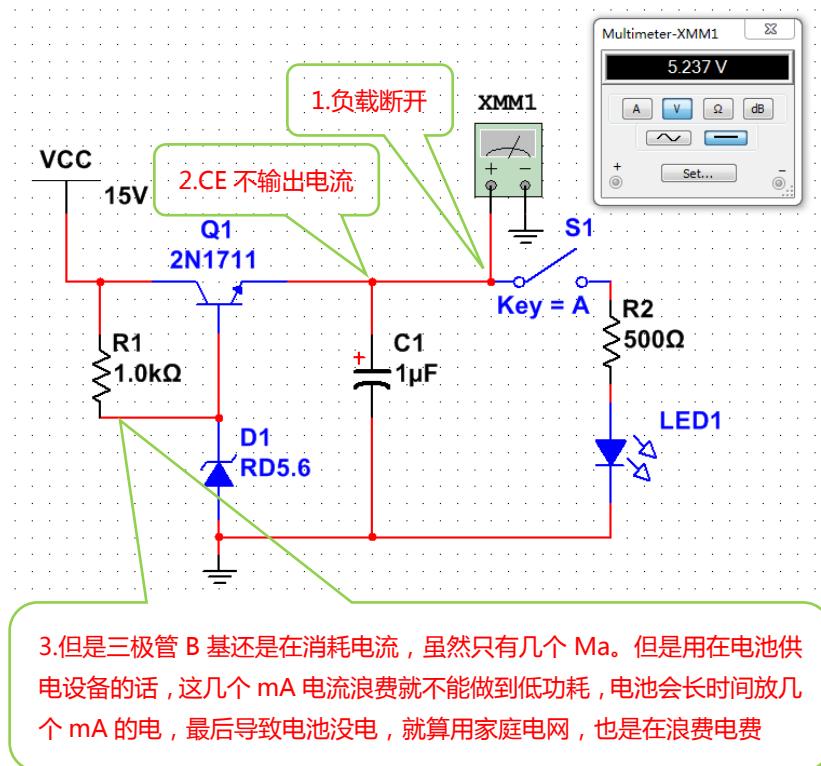
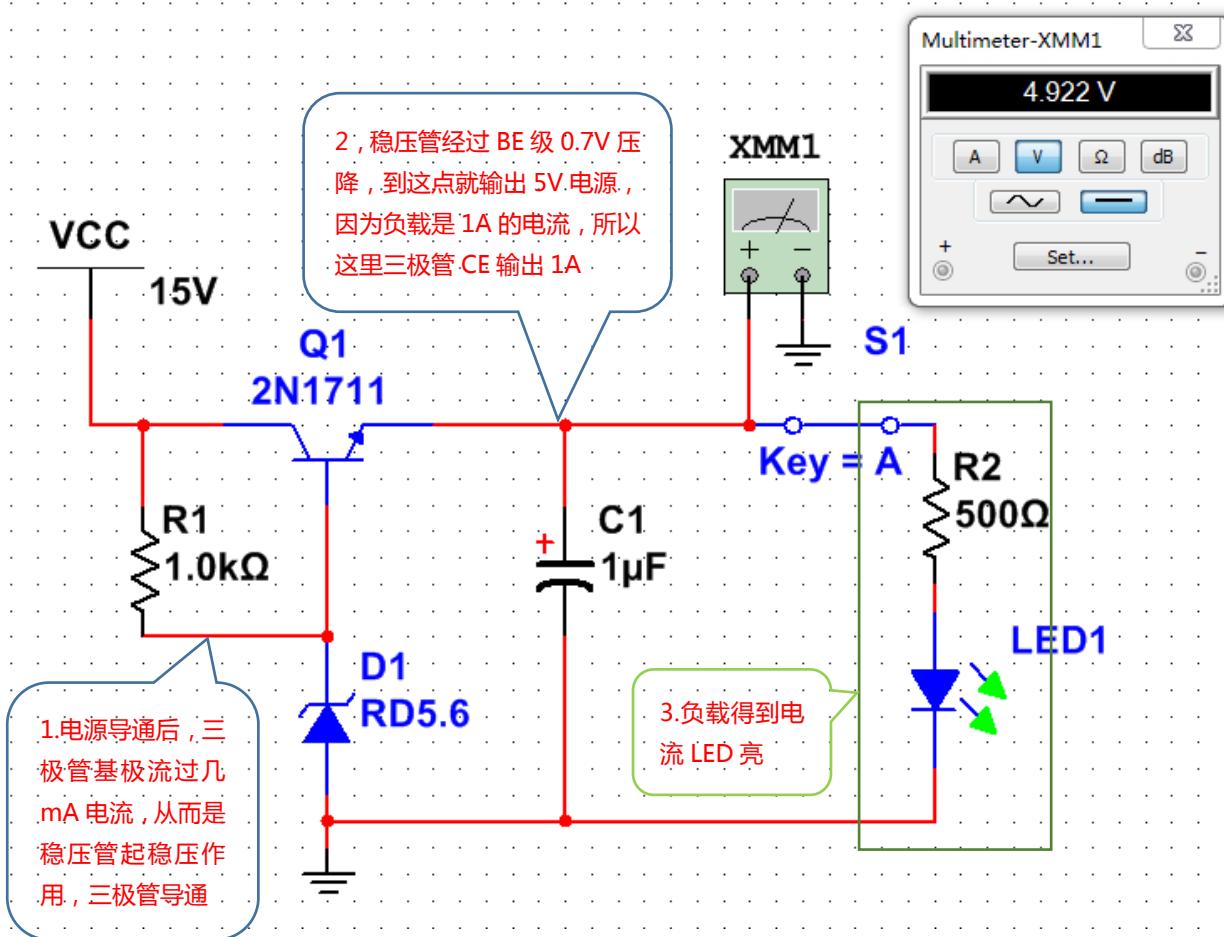
电子电路功能化设计 2

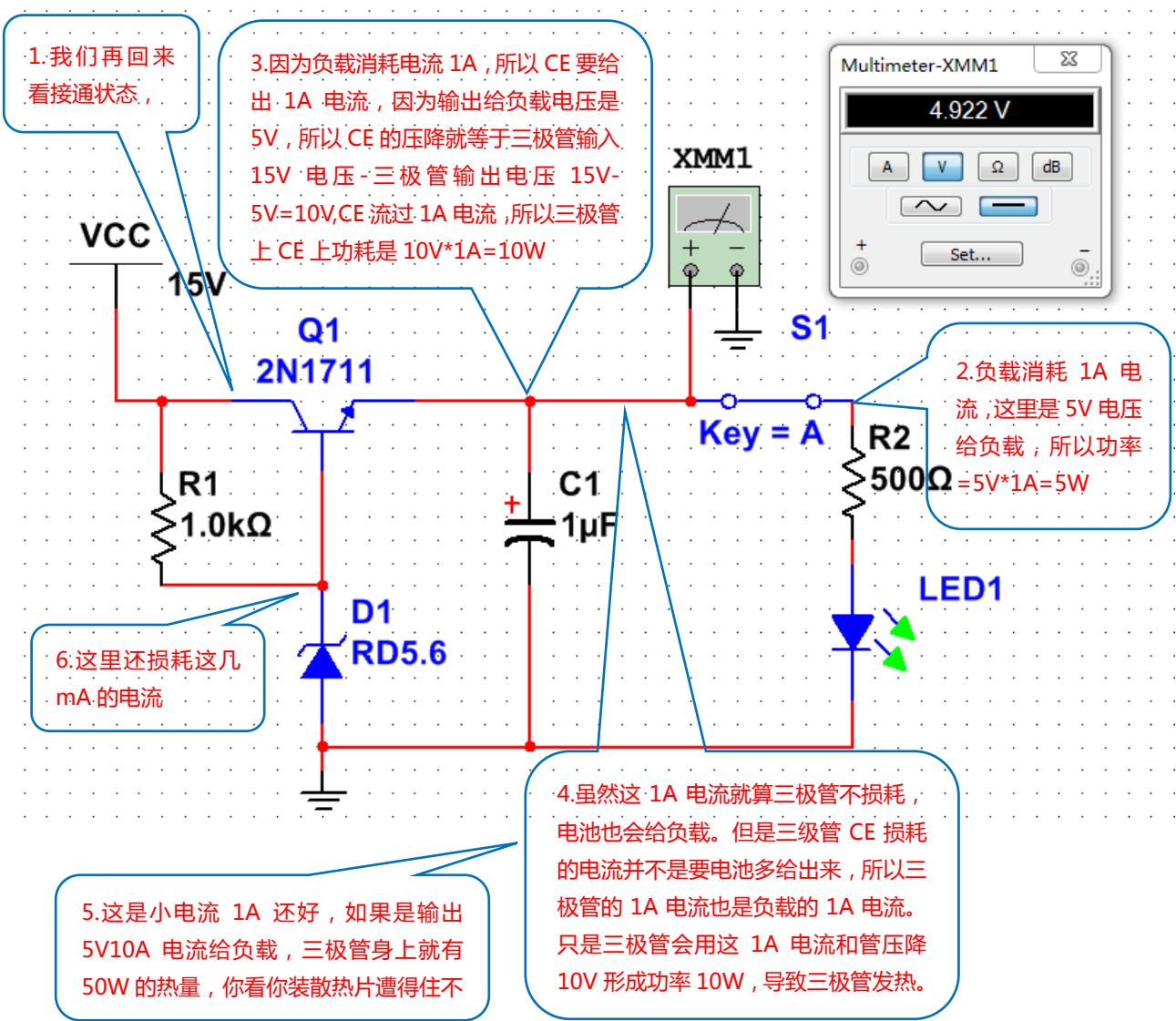
作者:向仔州

DC-DC 开关电源设计.....	2
用分离元件实现 buck 降压电路，了解电容升压原理.....	33
开关电源参数指标汇总.....	73
有源滤波器设计.....	78
电源滤波电感选择.....	88
磁珠和电感的区别，磁珠选型.....	99
电容直流电源滤波，储能.....	101
消除 Buck 电源转换器中的 EMI 问题.....	105
自制环形天线来测量 EMI 高频干扰.....	109

DC-DC 开关电源设计

稳压电源(LDO)的问题





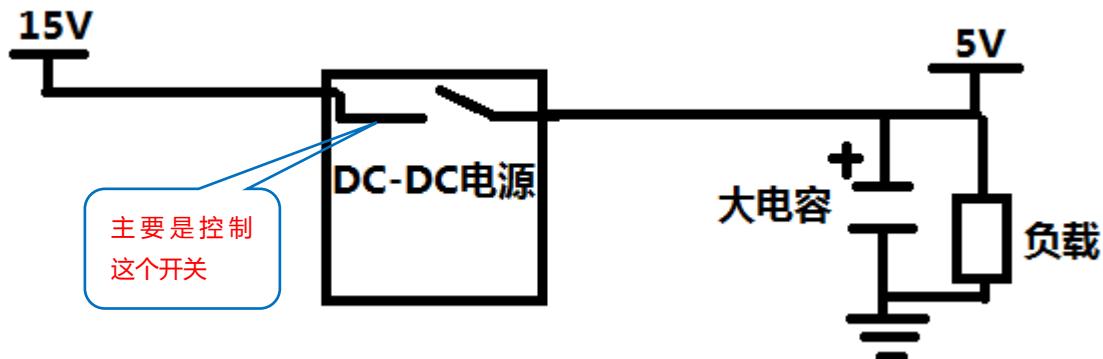
所以线性稳压电源在通电的情况下，电流损耗来自三极管 B 极电流+三极管 CE 的 1A 电流。
线性电源的发热功耗来自于三极管 CE 的发热量 10W 和负载的发热量 5W，就是 15W
负载功率 5W

$$\text{输入功率} = (\text{三极管 C 极输入电压 } 15V) * (\text{给出给负载的电流 } 1A) = 15W$$

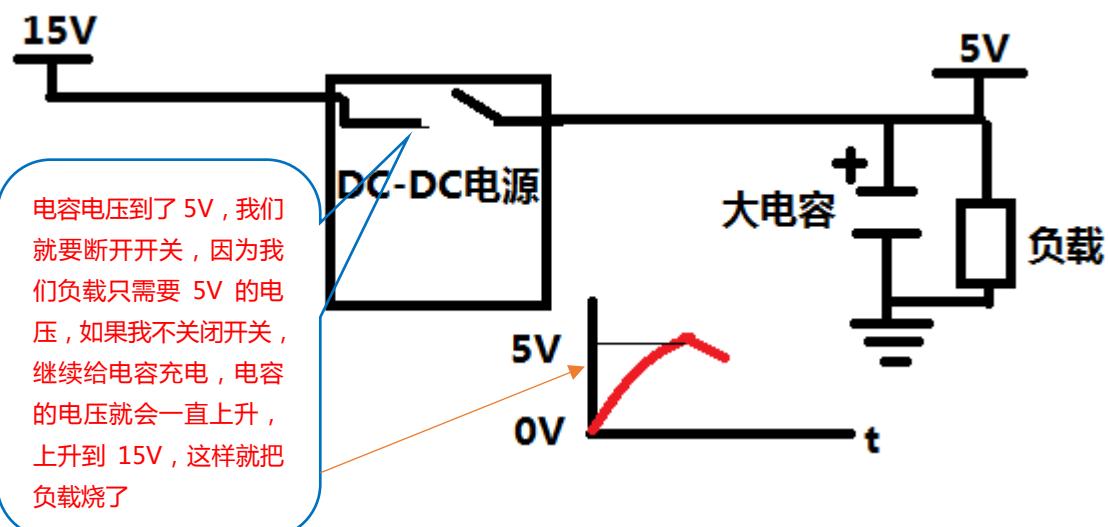
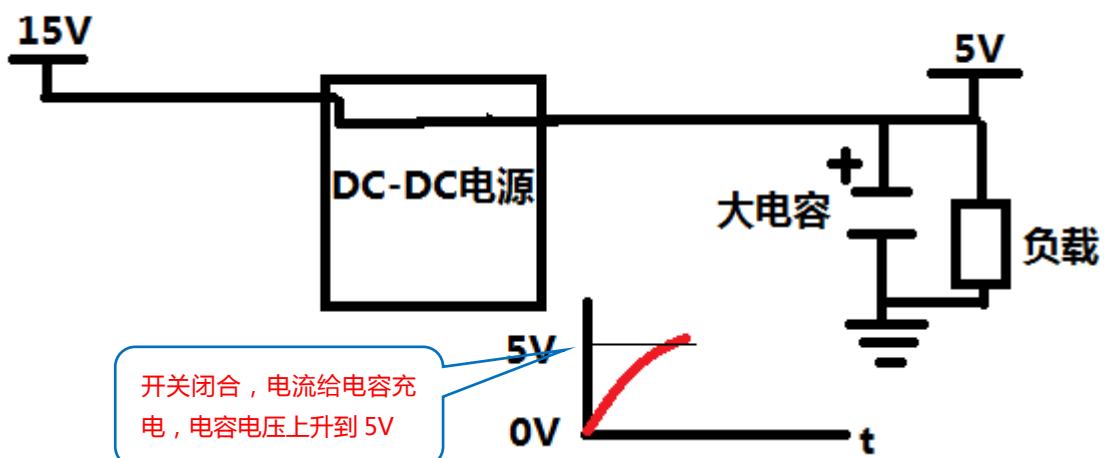
$$\frac{\text{负载功率}}{\text{输入功率}} = \frac{5W}{15W} = \frac{1}{3} = 33\% \text{ 效率}$$

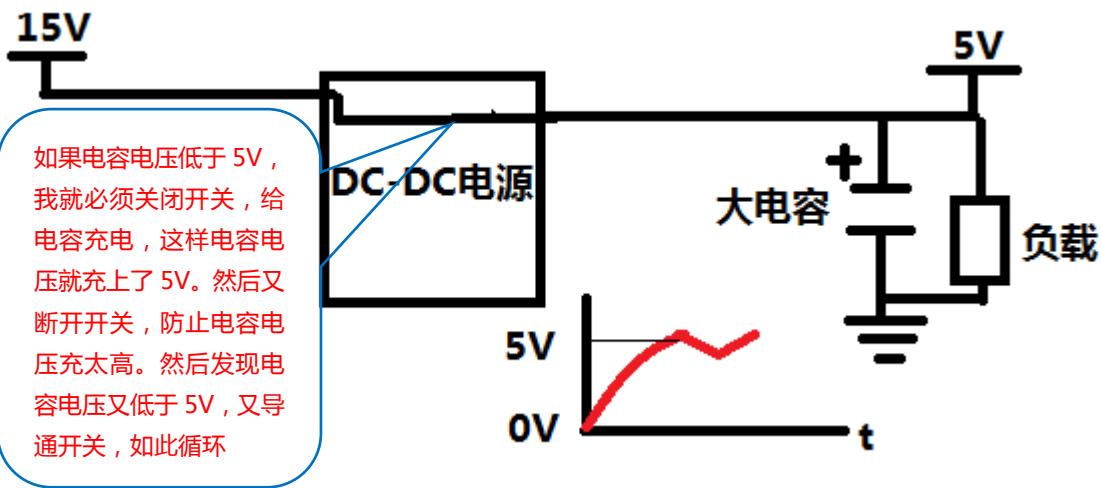
你看线性稳压电源效率多低

开关电源的优势

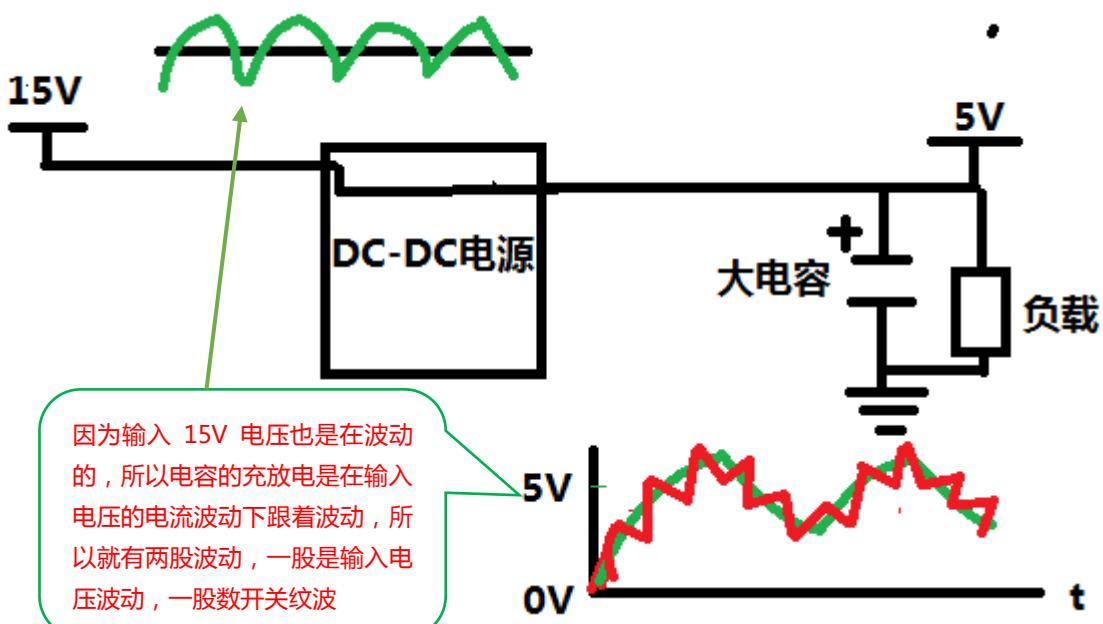
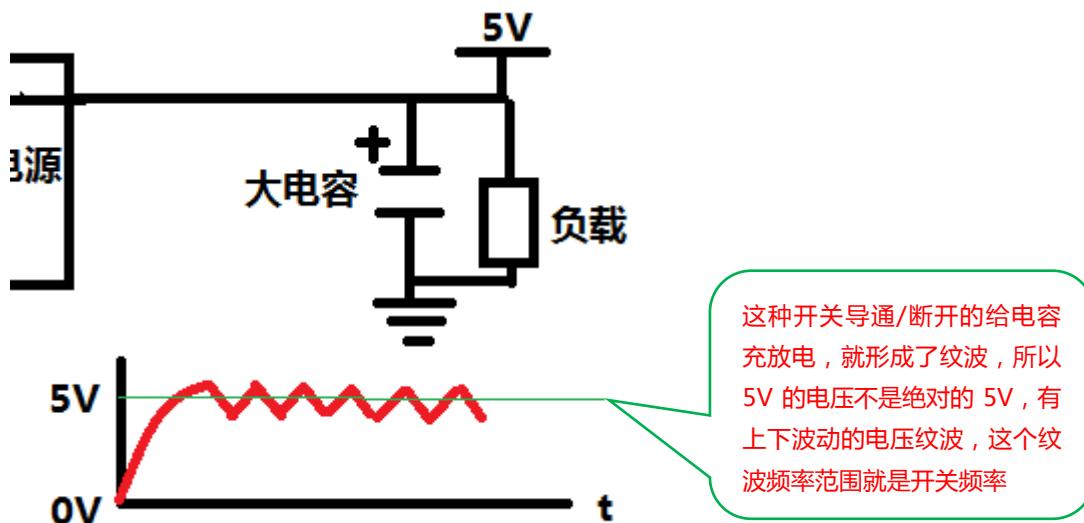


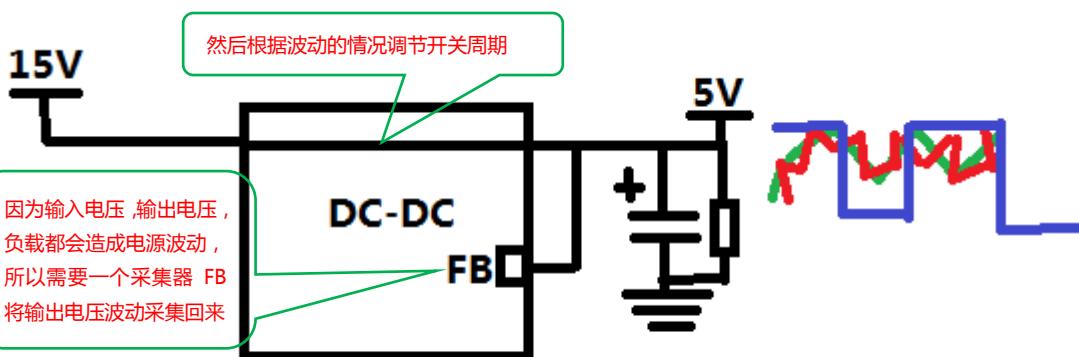
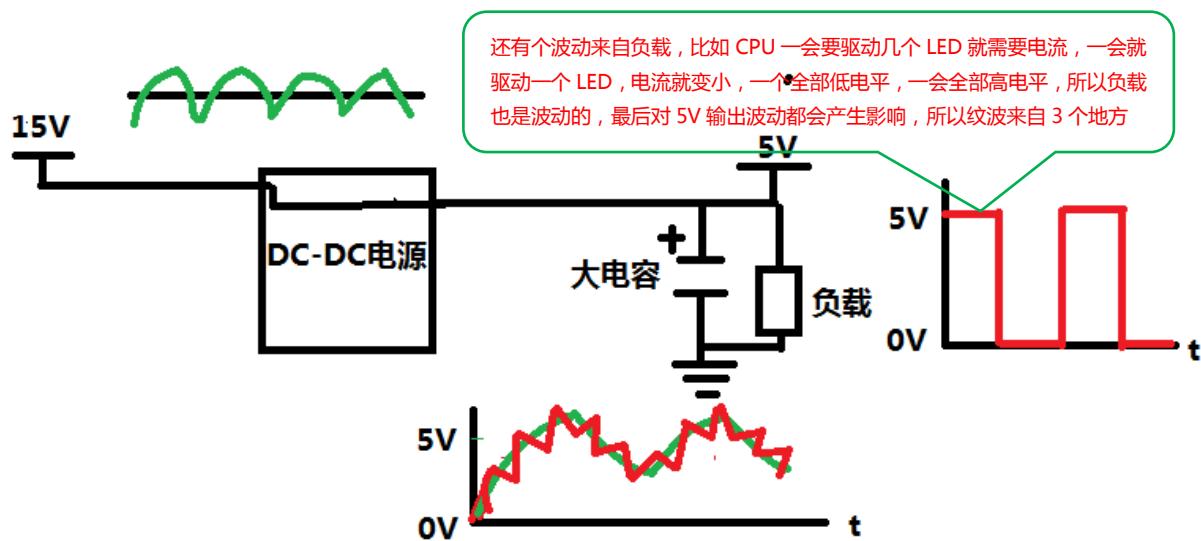
这是示意图





这种开关循环导通/关断的时间就是开关频率

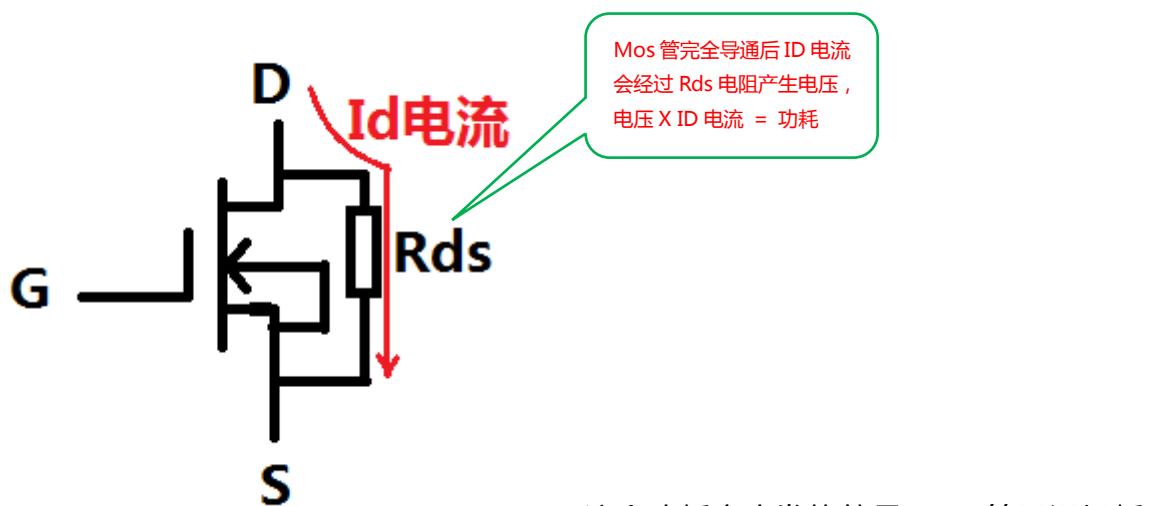




开关调节时间的长输出纹波大，调节时间的短输出纹波小。调节时间产生的结果叫做开关电源的响应。响应慢电压输出结果偏差大，响应快电压输出偏差小。所以调节时间叫周期，也就是我们关心的开关频率的一个周期。

三极管和 MOSFET 管损耗问题

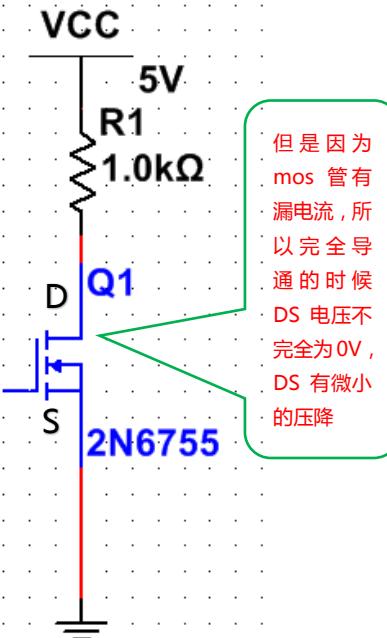
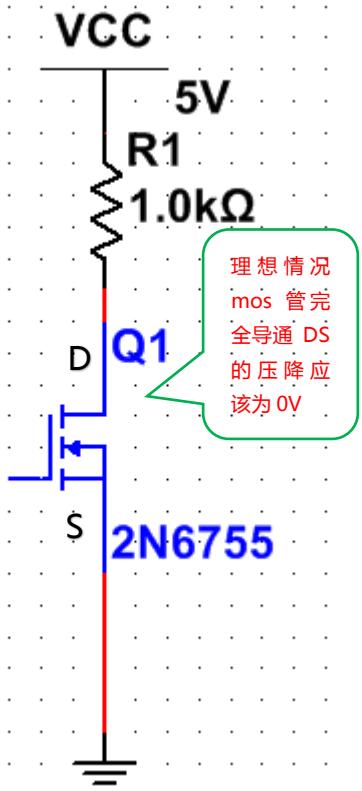
Mosfet 长期导通损耗



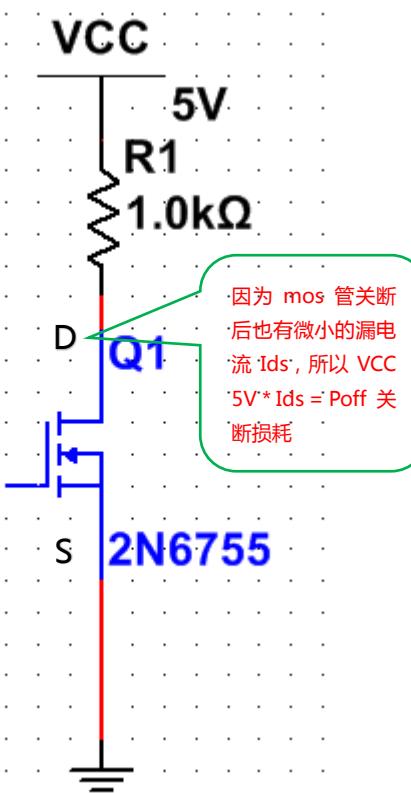
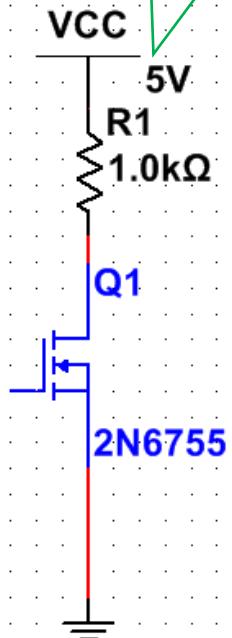
Mosfet 管开关损耗

开关损耗分为完全导通损耗和完全关断损耗，上升沿损耗和下降沿损耗

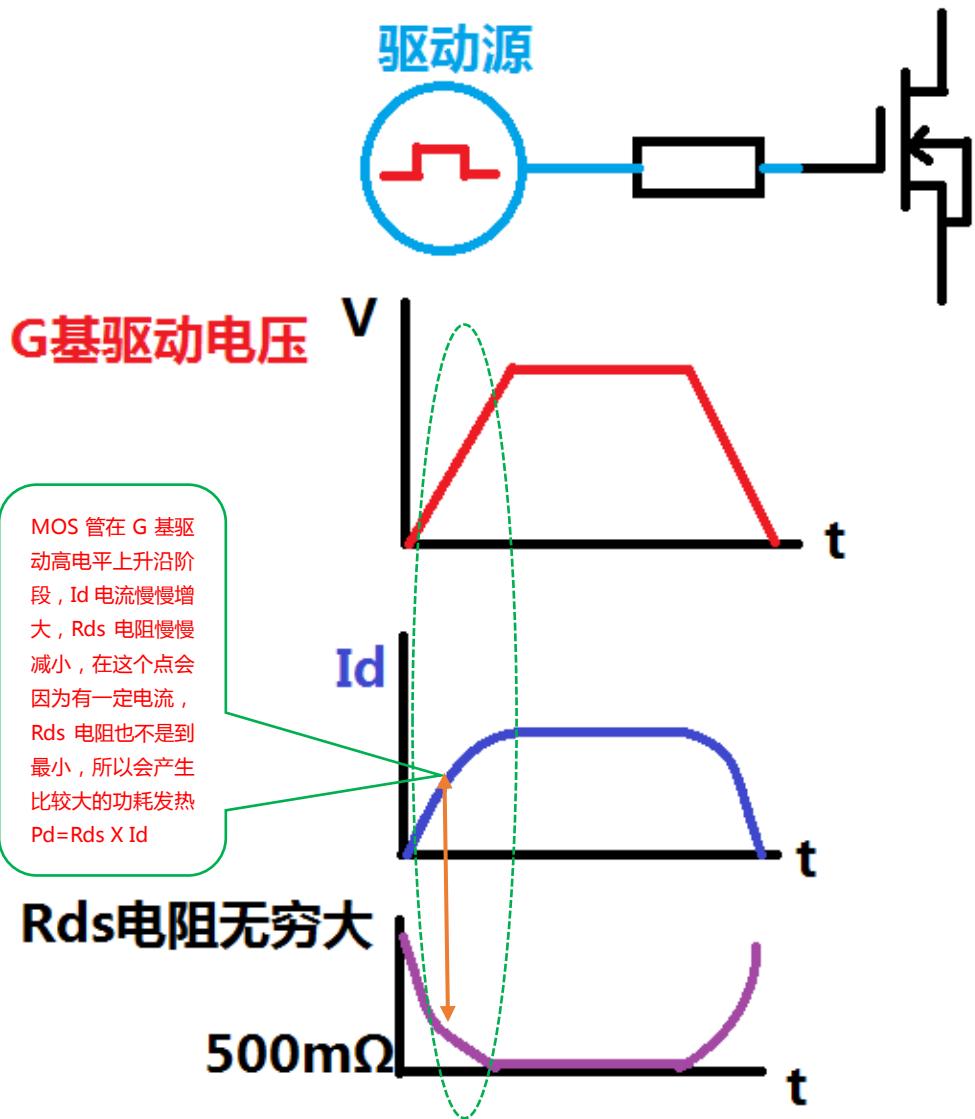
完全导通损耗



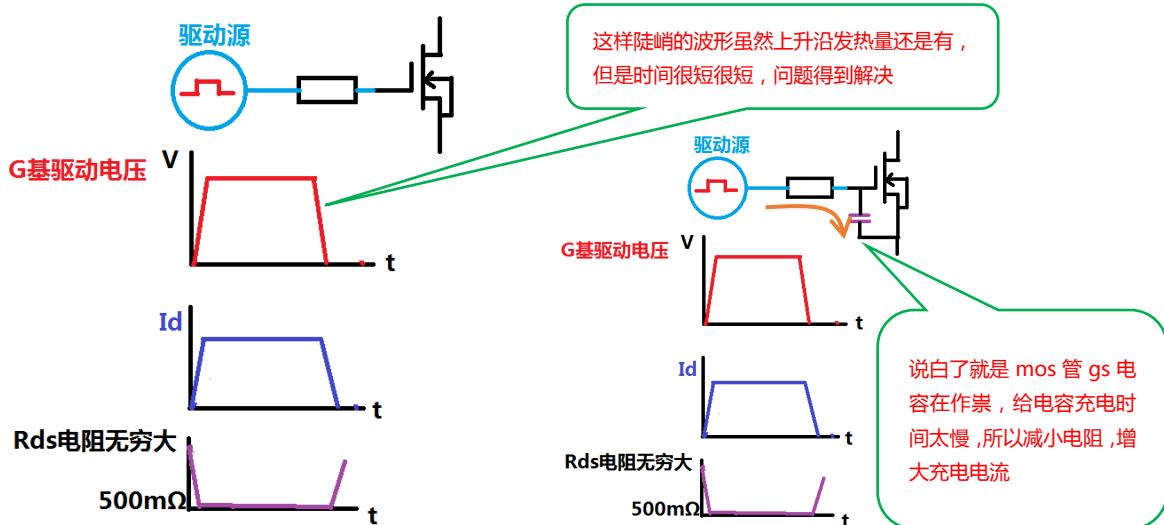
所以 mos 管完全导通, 如果 DS 的负载电流假设为 1A , 再加上 DS 的微小压降 V_{ds} , 得出 $P_{on} = V_{ds} \times I_{ds}$, 得到导通损耗 P_{on}



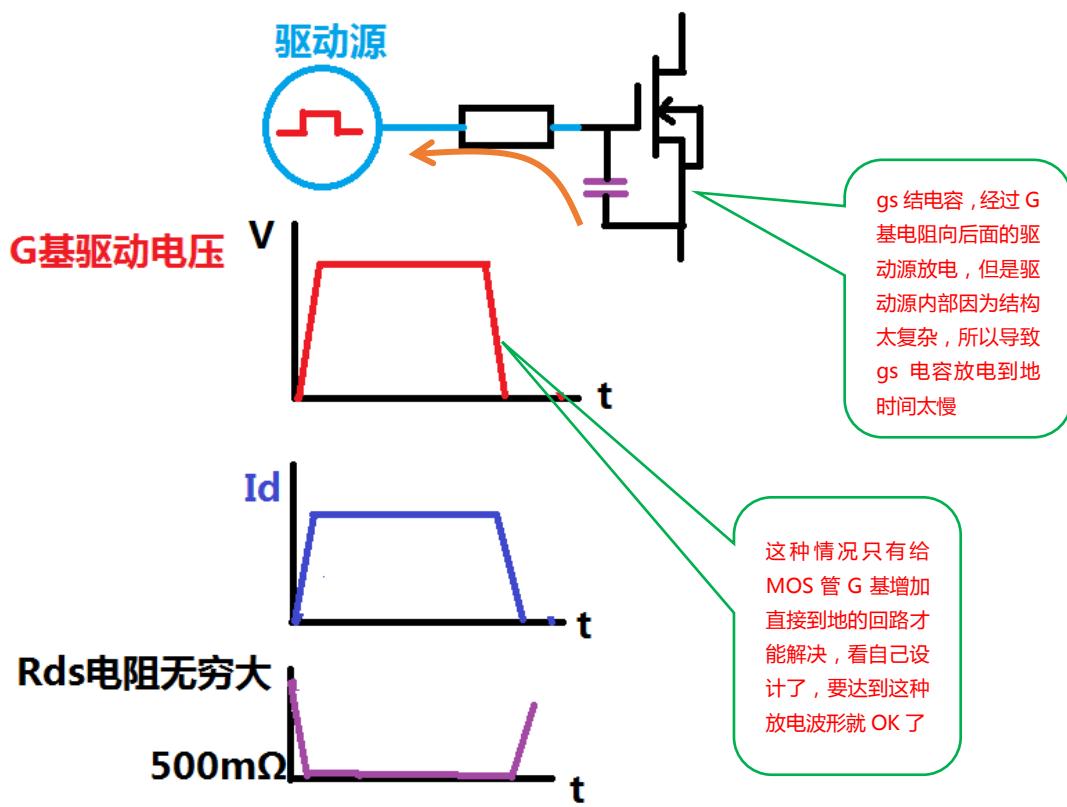
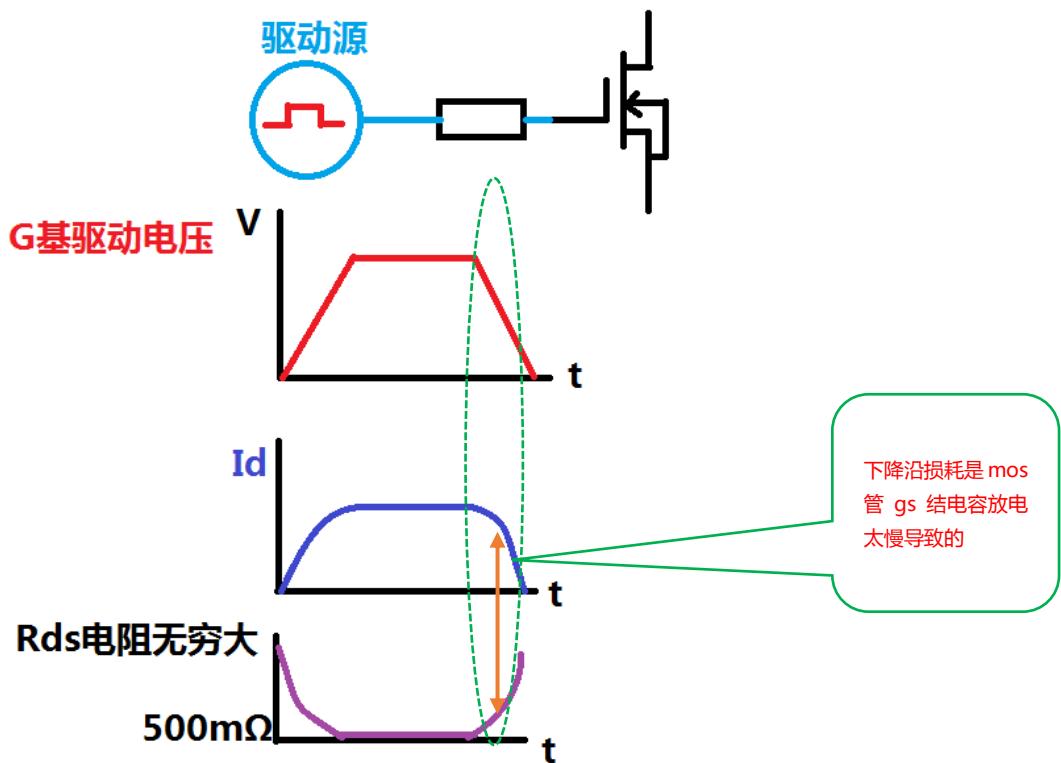
上升沿损耗

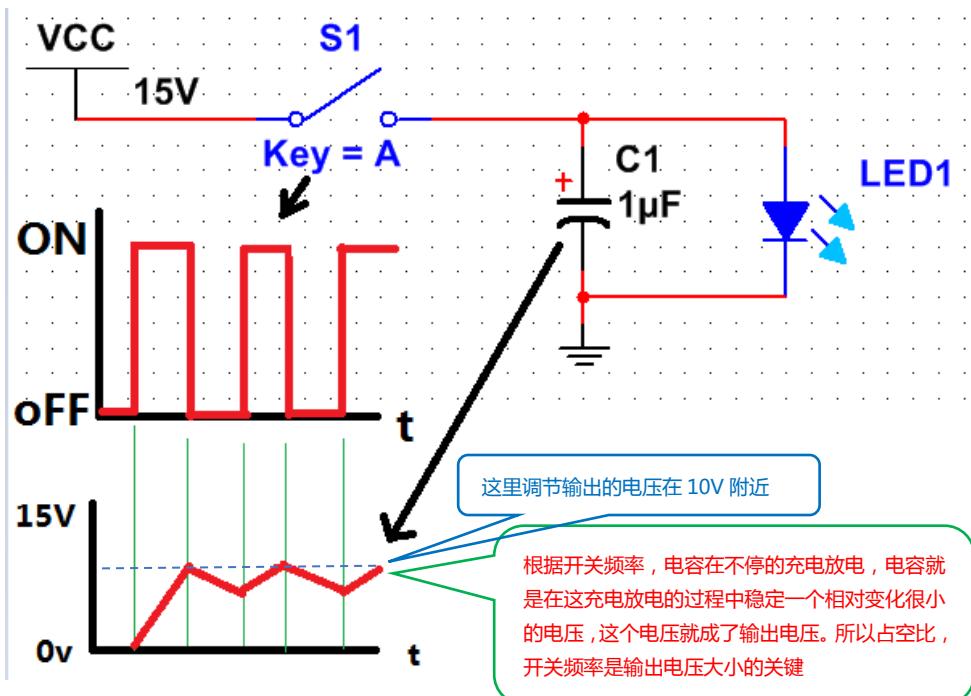
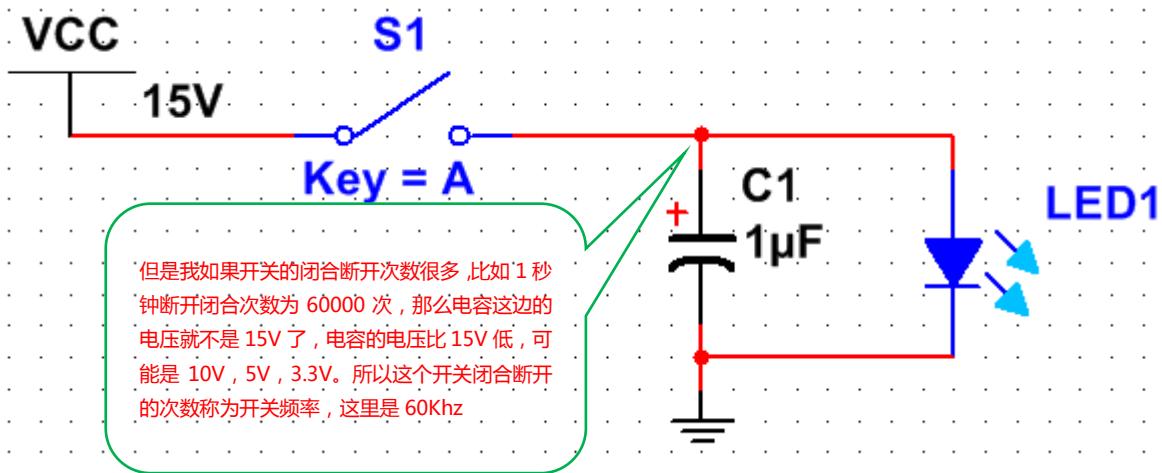
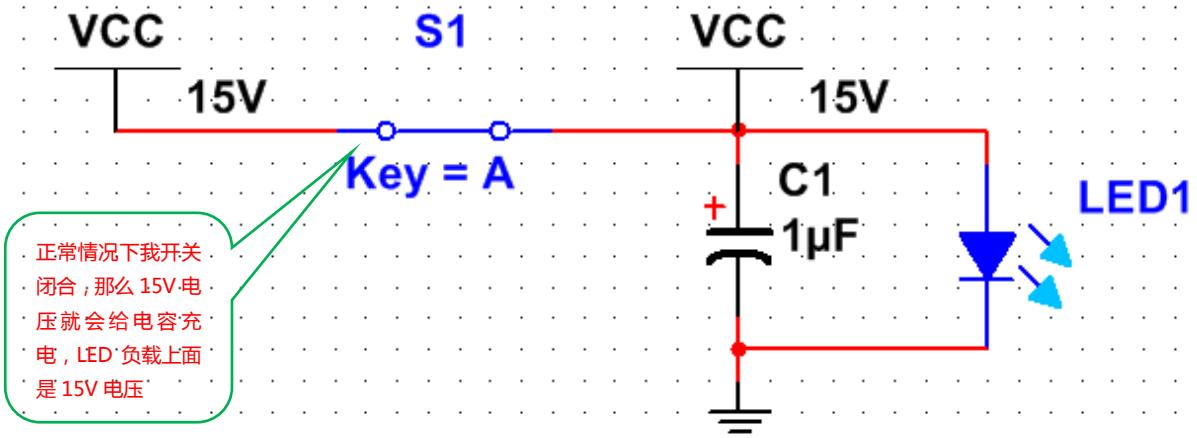


这个上升沿发热问题可以用减小 G 基输入电阻来解决，让方波更陡峭， P_d 的发热时间就会很短

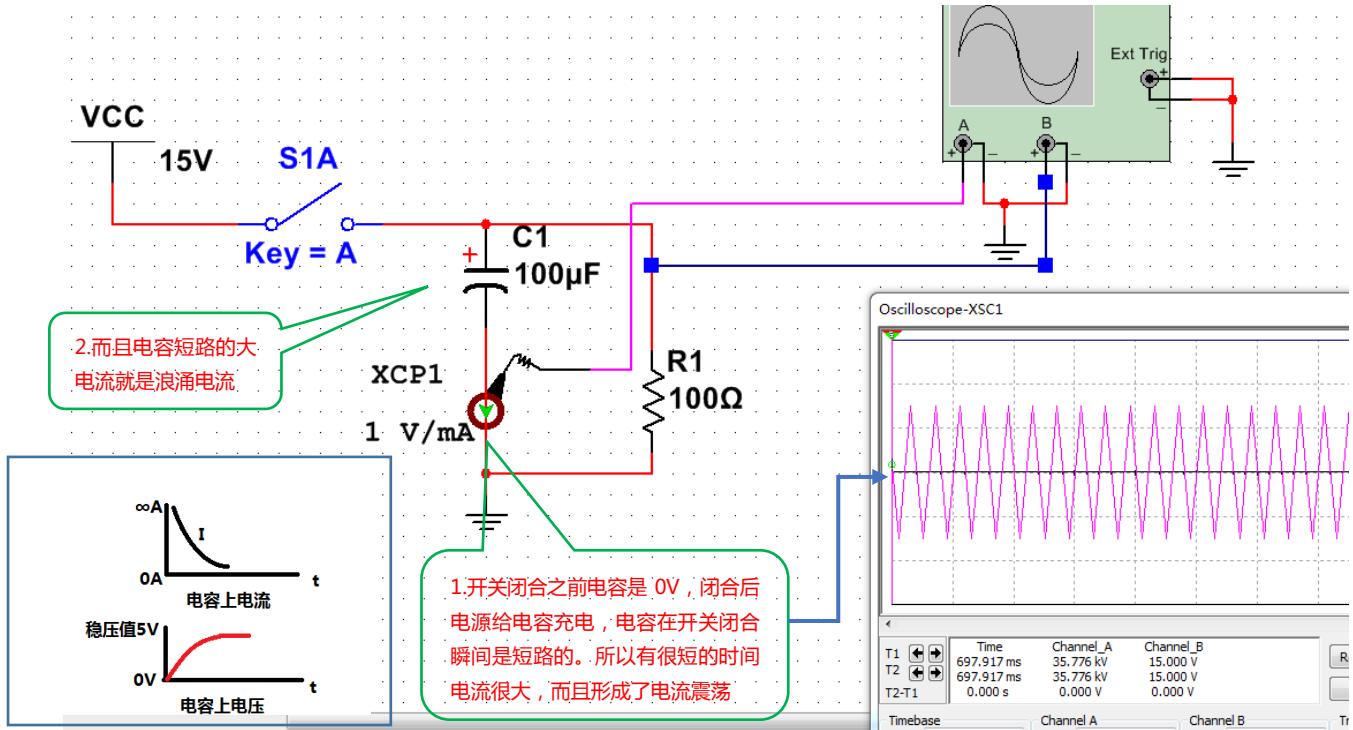


下降沿损耗

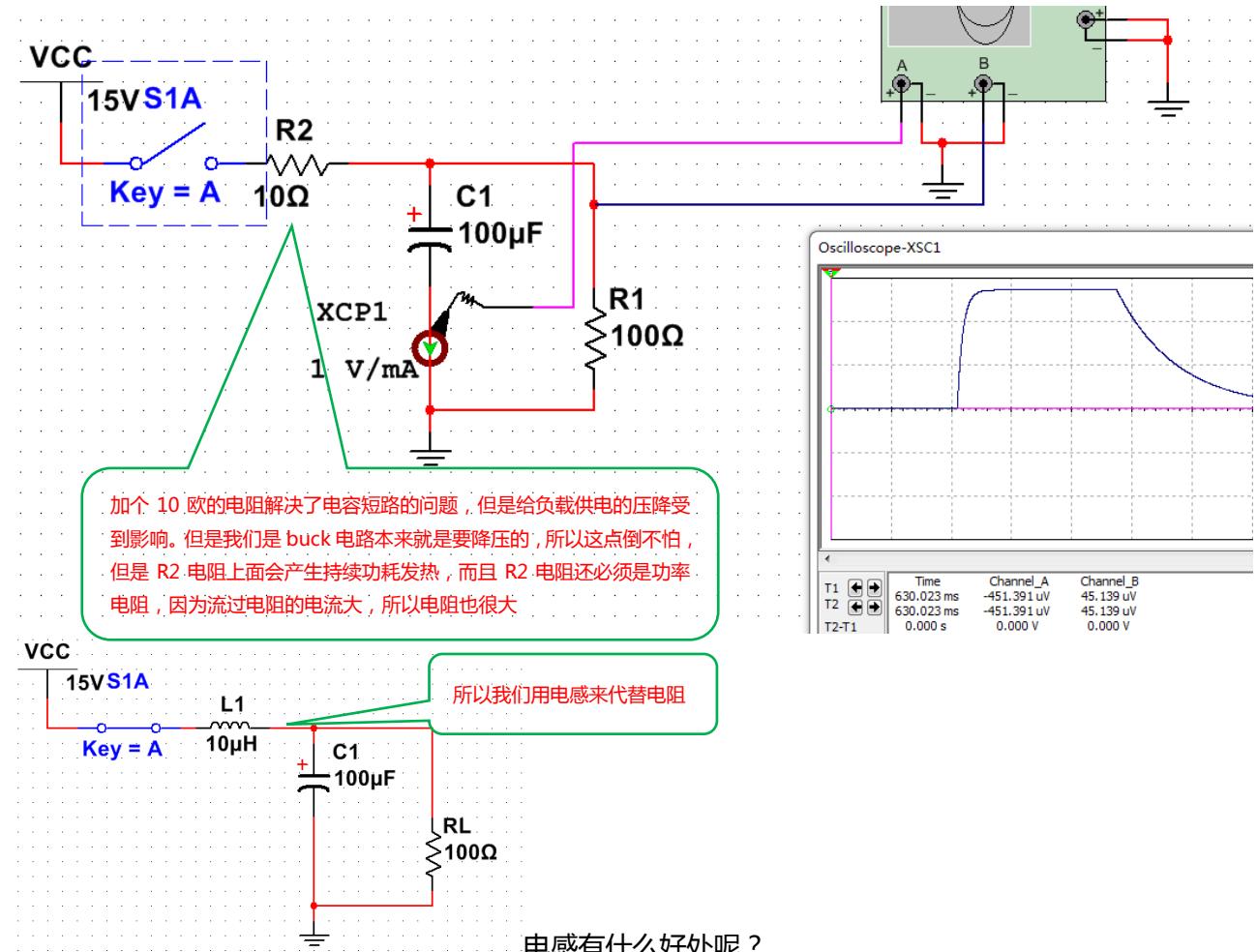


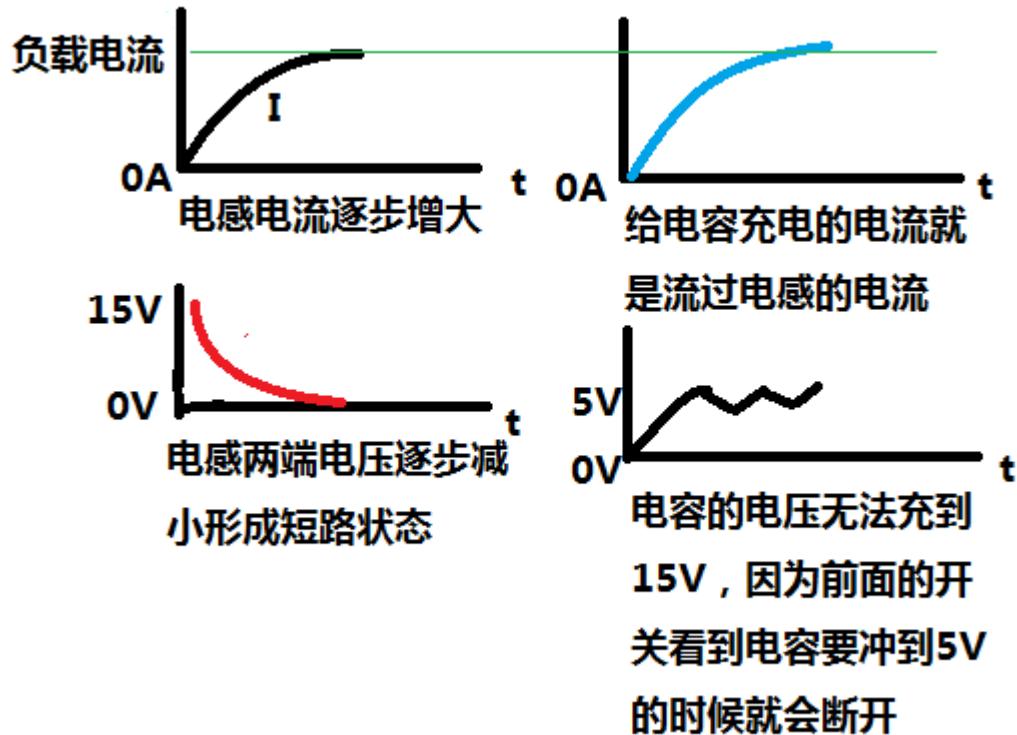
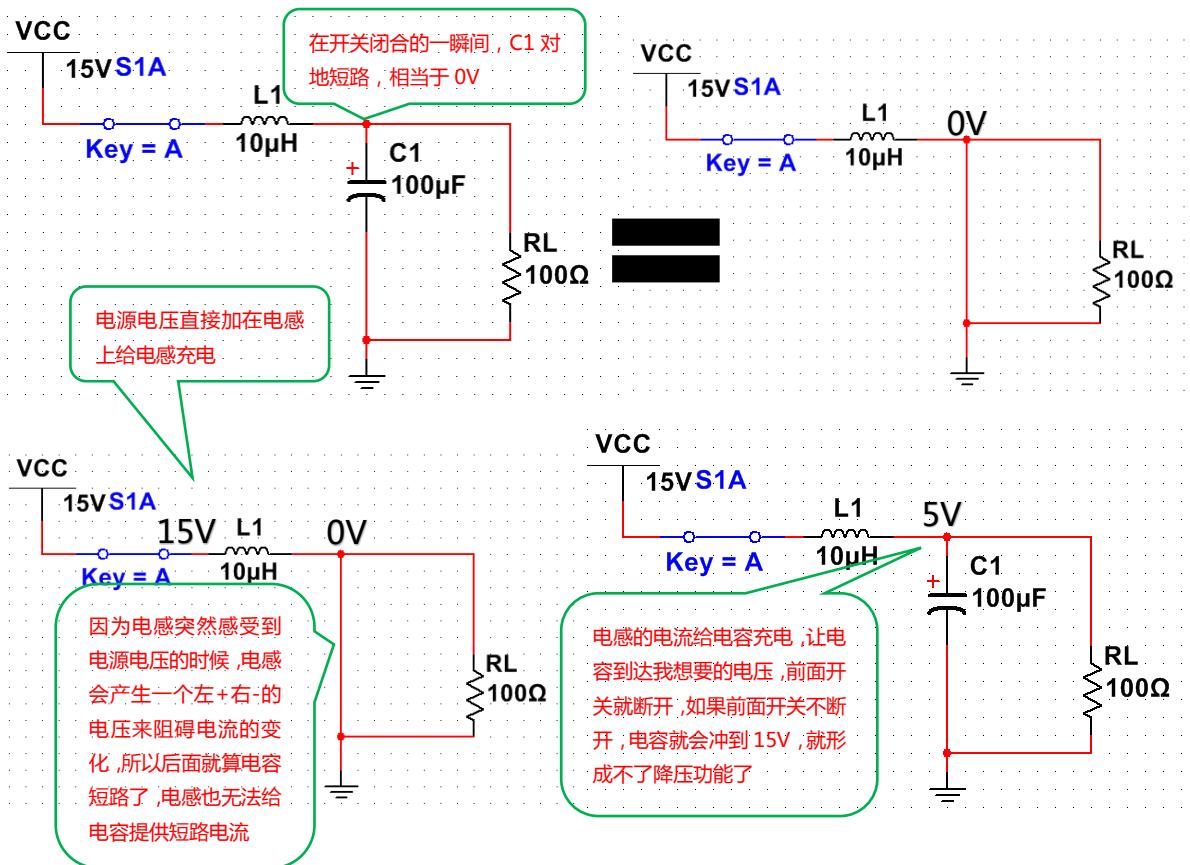


还有一个问题就是开关闭合之前电容是 0V，一旦闭合电容相当于短时间短路



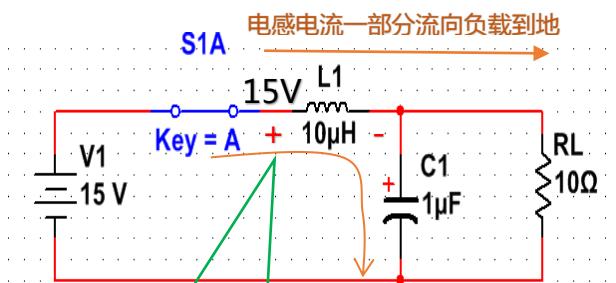
如果是小电容充电时间短，所以开关闭合瞬间影响不大，但是这种 100 μ F 的大电容，或者 1000 μ F 的大电容充电时间长，电流很大。开关闭合后几秒倒不怕，就怕开关在以 KHz 的级别高频导通关断，电容就一直处于短路状态，不短路状态，电容就会被烧坏。



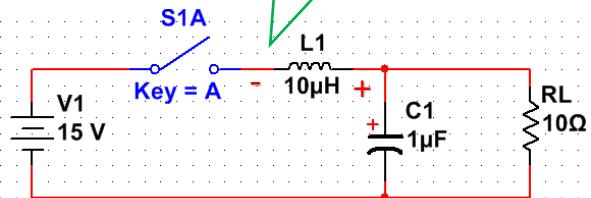


这就是电感控制电容充电电流的方法

当电路中开关断开电感是个什么情况？



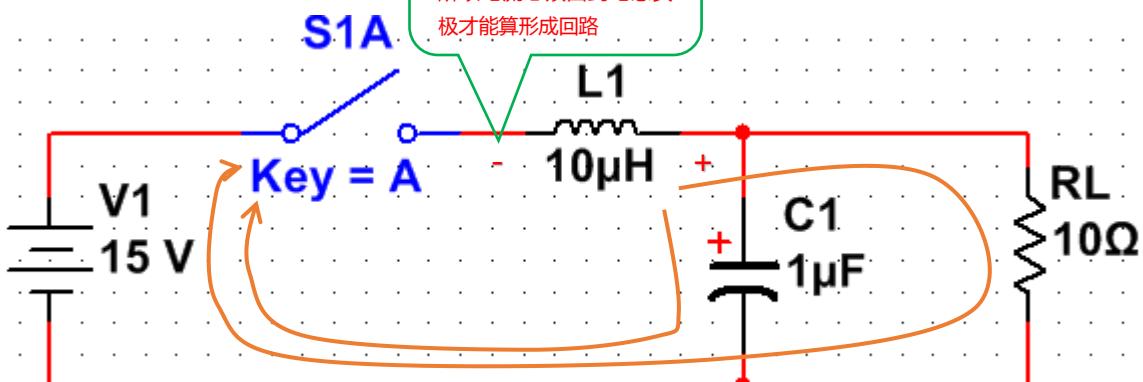
开关断开时，因为电感上本来有电流流过，所以会产生一个左-右+的高电压来阻碍电流减小



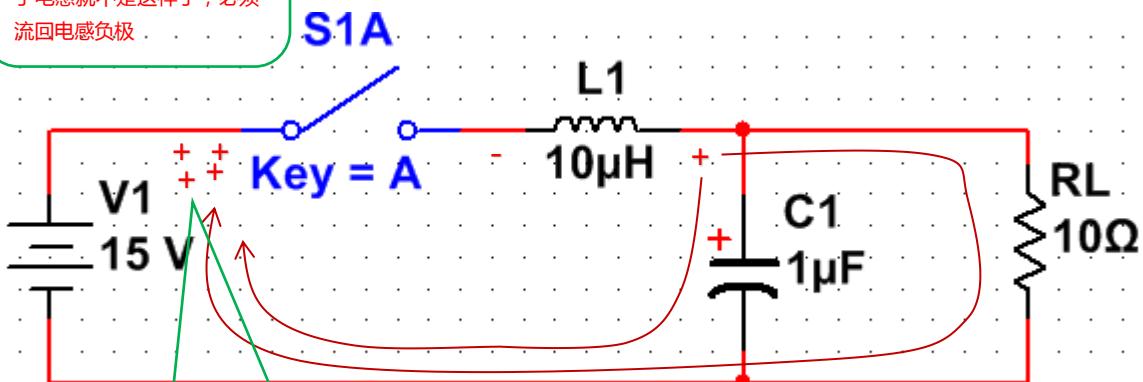
在开关闭合之前，电感两端电压是 0V，所以开关闭合后，电感的电压是左+右-是 15V，这点和上面分析的没有变

电感一部分电流给电容充电

因为电容和 RL 负载的电流都是用的流过电感的电流。所以电流必须回到电感负极才能算形成回路



你是不是觉得这里流回电池负极就可以消耗掉电流了？本来是这样，但是加入了电感就不是这样了，必须流回电感负极



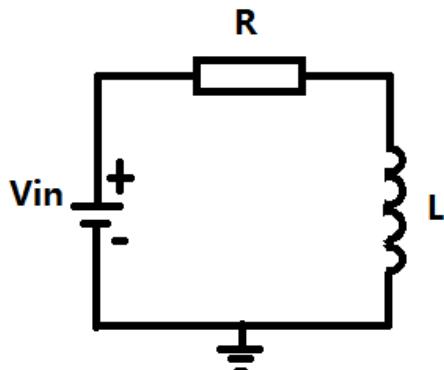
因为正电荷无法流回电感负极从而中和掉能量形成回路。所以电感高压只有用电火花的方式经过空气流回电感负极。所以会在开关产生火花

电感的本质

比如电感的反向电压，电感的充电电流，请查阅我写的电子工程常用数学分析电感章节
电感在实际电路中的电流计算

电容电压公式是 $V_C = V_{in} \times (1 - e^{-\frac{t}{\tau}})$ $\tau = RC$

所以电容电压就是 $V_C = V_{in} \times (1 - e^{-\frac{t}{RC}})$



电感的电流公式 $i_L = V_{in} \times (1 - e^{-\frac{t}{\tau}})$ $\tau = \frac{L}{R}$

所以电感电流就是 $i_L = V_{in} \times (1 - e^{-\frac{t}{L/R}})$

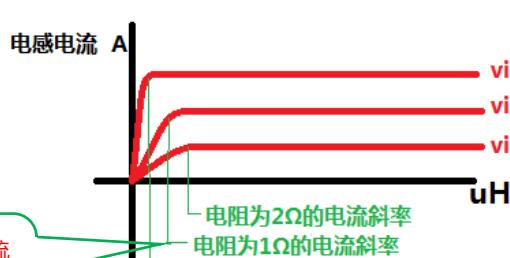
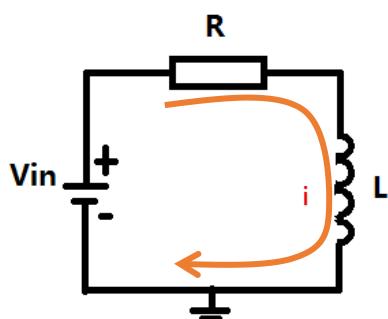
从公式可以看出其实电容的电压就是电感的电流

R电阻越大电感上面的电流越小，电阻越小电感上面的电流越大，这个电流指的是电压导通瞬间电感充电电流的斜率。也就是电流给电感充电的速度，最后电感电流充到电压/R=电流，这就是电感充电后的稳定电流

电感的电流公式 $i_L = V_{in} \times (1 - e^{-\frac{t}{\tau}})$ $\tau = \frac{L}{R}$

所以电感电流就是 $i_L = V_{in} \times (1 - e^{-\frac{t}{L/R}})$

$$i_L = V_{in} \times (1 - e^{-\frac{tR}{L}})$$



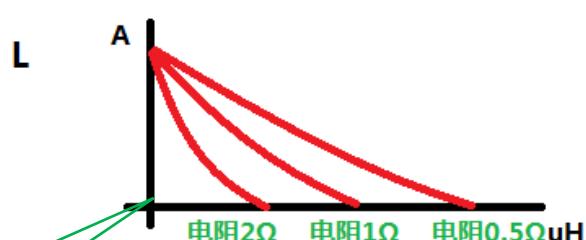
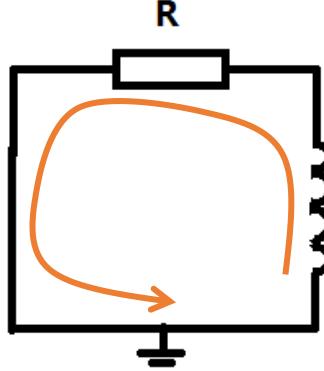
所以电感充电的时候 R 的大小决定了电感电流上升达到恒定电流的速度，恒定电流值也和 R 有关就是欧姆定律

电感的充电电路必须保持电源电压不变才成立

$$\text{电感的电流公式 } V_i = V_{in} \times (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) \quad \tau = \frac{L}{R}$$

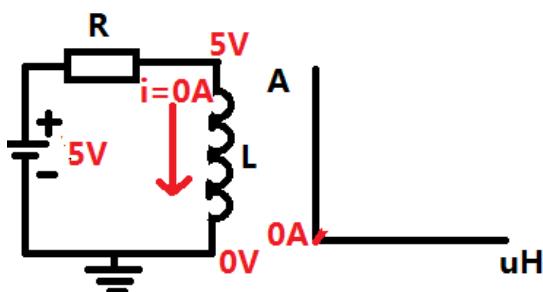
所以电感电流就是 $V_i = V_{in} \times (1 - e^{-\frac{t}{L/R}})$

$$i_L = V_{in} \times (1 - e^{-\frac{tR}{L}})$$



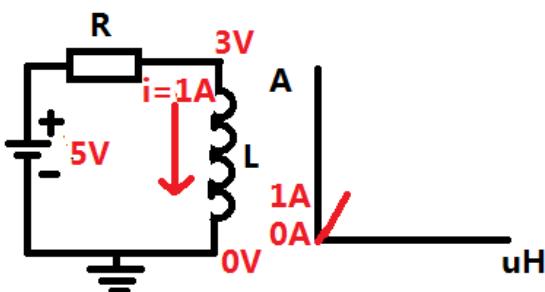
你看电源不给电感供电了，
让电感找个地方放电，发现
电阻越大电感放电越快

在放电过程中电容是电阻越小放电越快，但是电感是电阻越大放电越快

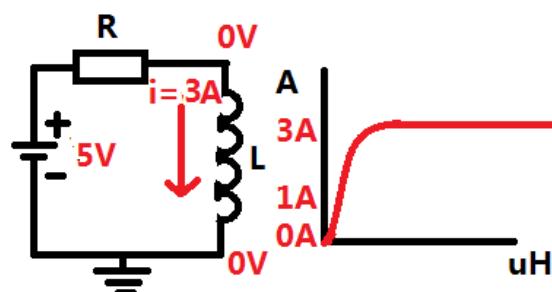


这是在电感电路串联了电阻的情况下逻辑成立

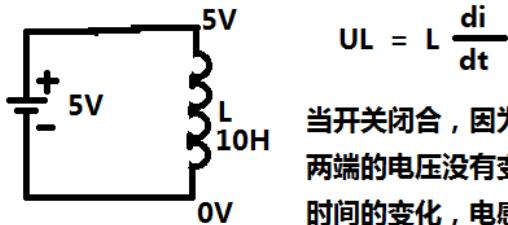
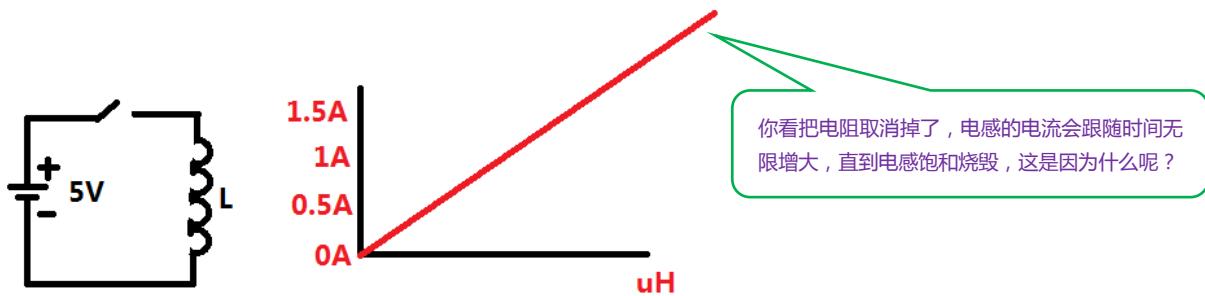
电压导通一瞬间，电感上面电流为
0A，电源电压5V直接加在电感两端



电感导通之后，电感上的电流慢慢上升，
这个电流因为电感和电阻是串联，所以在
电阻上产生电压降，电感的电压就只有下
降，把电压分到电阻上



电感上的电流=5/R时，电感上的电
流就不变了，这个时候电感就没有了
感应电动势，也就是没有了两端的电压



当开关闭合，因为电感电路没有了电阻，所以电感的电流在增加，但是电感两端的电压没有变成0V，根据公式如果电感的电压要保持5V不变，那么随着时间的变化，电感的电流要不断的增加才能保持电感两端的电压5V不变，我们下面来计算下看是不是：

这是因为要保持电感电压不变，就只有改变电感的电流斜率，因为时间是在向后变化的，你电压要不变，根据公式，就只有让电感电流增加，经过运算最后得到的电压还是电源电压。如果你电感电压变了，那么电感的电流也许就不会无限增加，但是这个电路电感和电压源是短路在一起的，所以你没办法，只有变化电感电流。

电感两端电压 $U_L = 5V$ 电感量 $= 10H$ 求电流

$$dt = 1\text{秒时} \quad 5V = 10 \frac{di}{1s} \quad \text{公式} U_L = L \frac{di}{dt}$$

$$di = 0.5A$$

$$dt = 2\text{秒} \quad 5V = 10 \frac{di}{2s}$$

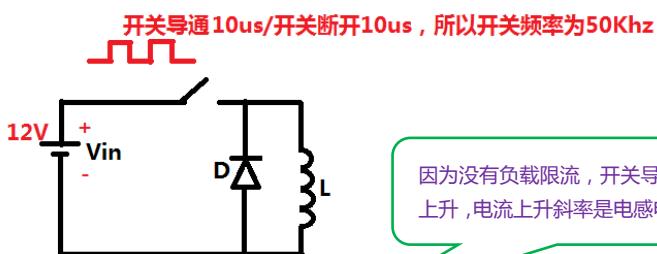
$$di = 1A$$

$$dt = 3\text{秒} \quad 5V = 10 \frac{di}{3s}$$

$$di = 1.5A$$

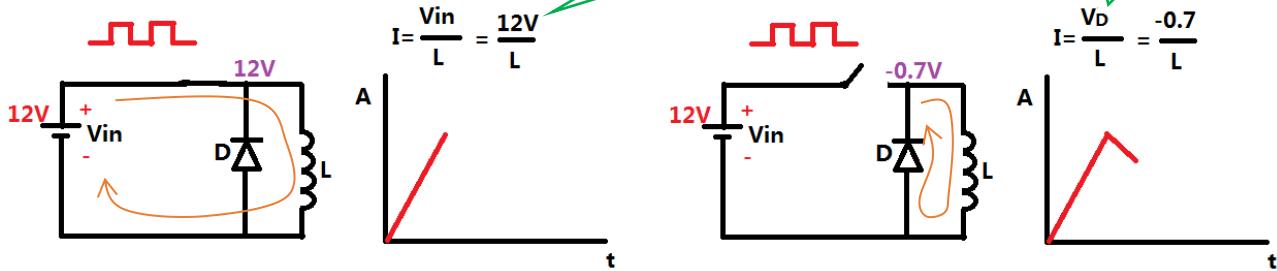
这就是电感没有限流电阻的后果，当然如果你让时间停止，那么电感电流也不会增加，但是时间停止是不可能的。

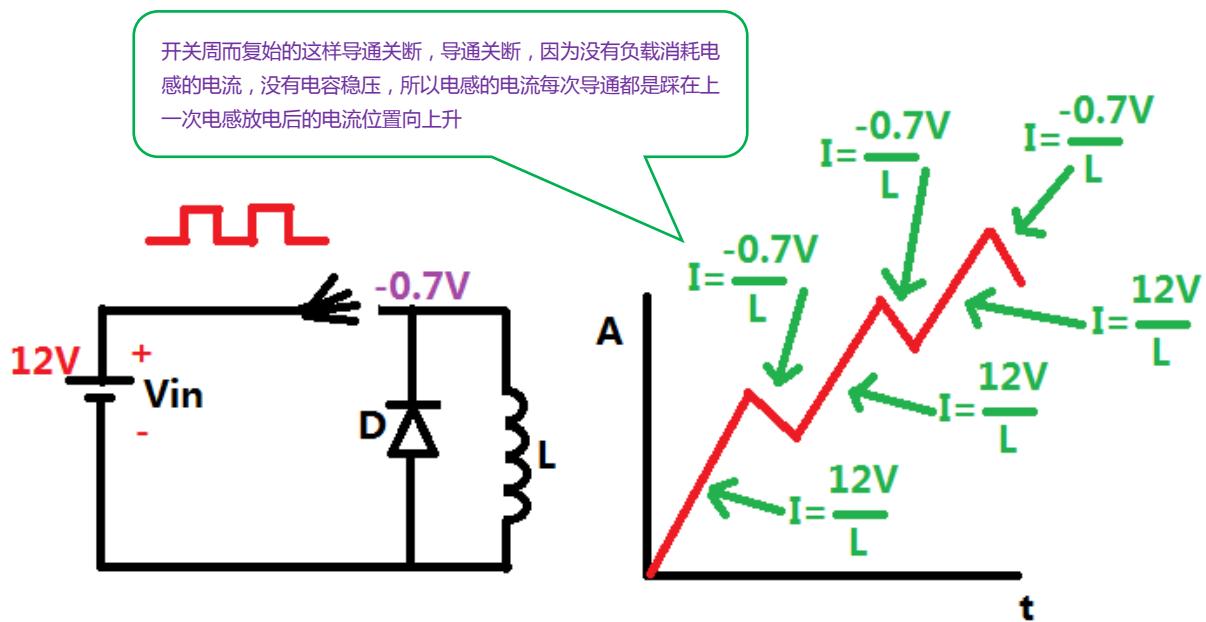
开关电源电感应用



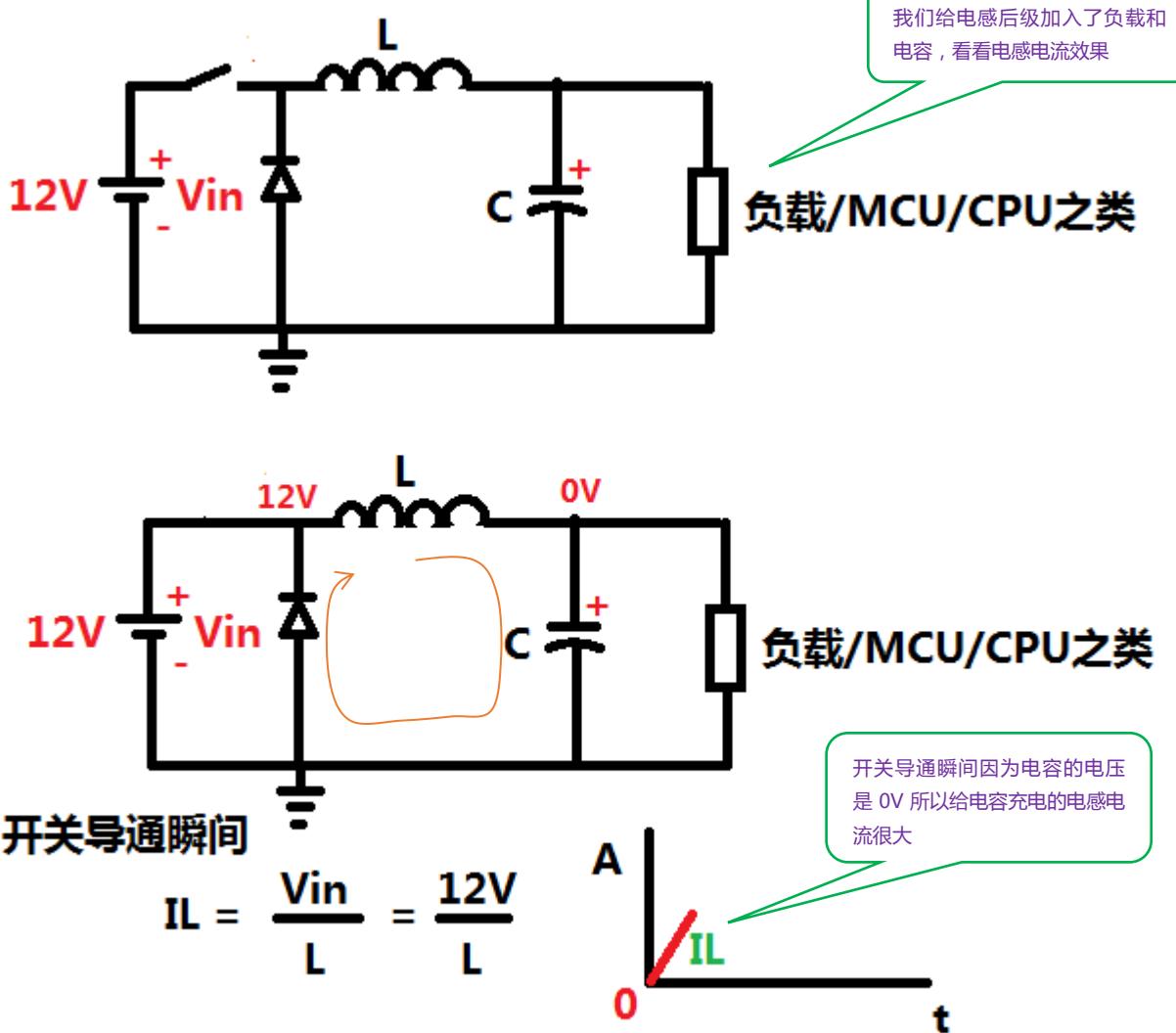
因为没有负载限流，开关导通电流急剧上升，电流上升斜率是电感电压/电感量

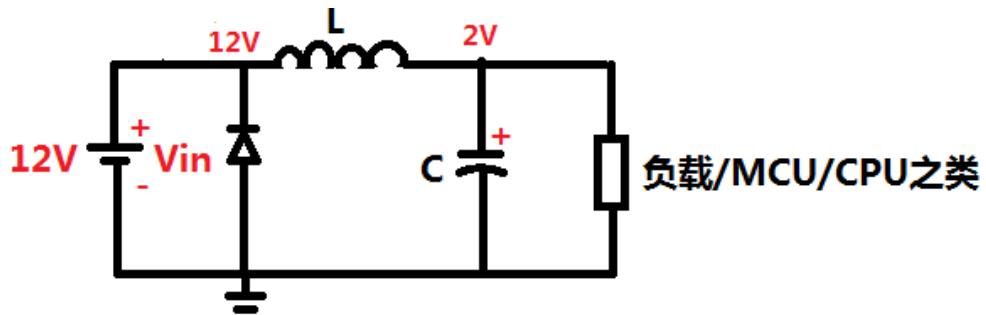
开关断开，因为没有电容，所以电感电压就是0V，但是呢，这里并联了一个二极管，所以电压是二极管钳位电压-0.7V，因为电压比12V低太多，所以电感电流下降缓慢





这样过一段时间就会把电感烧坏



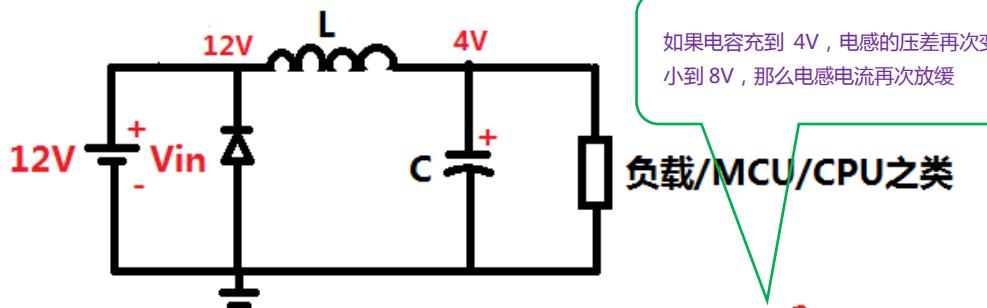


比如导通1ms后还在导通

$$IL = \frac{Vin - Vc}{L} = \frac{12V - 2V}{L}$$



因为电感电流在给电容充电，所以电容上的电压开始起来了，比如现在电容充电到了 2V，如果电感这时候继续给电容充电，必然电感 L 的压差会比 12V 小，所以电感充电电流放缓，但是还在给电容充电



比如导通 2ms 后还在导通

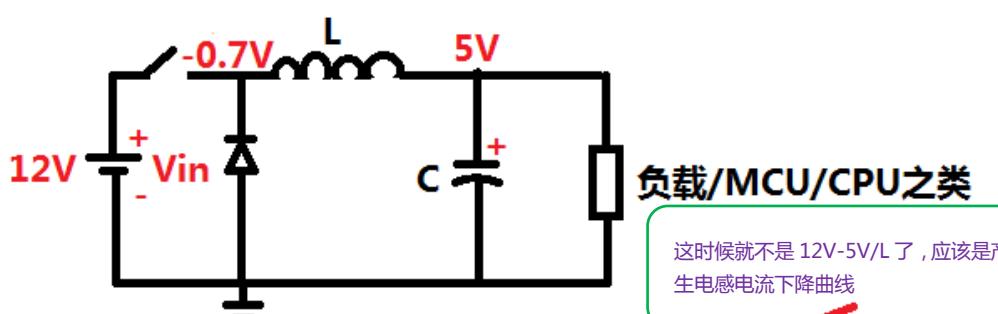
$$IL = \frac{Vin - Vc}{L} = \frac{12V - 4V}{L}$$



如果电容充到 4V，电感的压差再次变小到 8V，那么电感电流再次放缓

负载/MCU/CPU之类

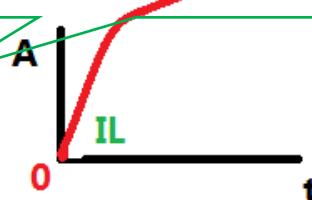
我要的 DC-DC 电源输出 5V 电压，那么我电容充到 5V 我就断开开关，

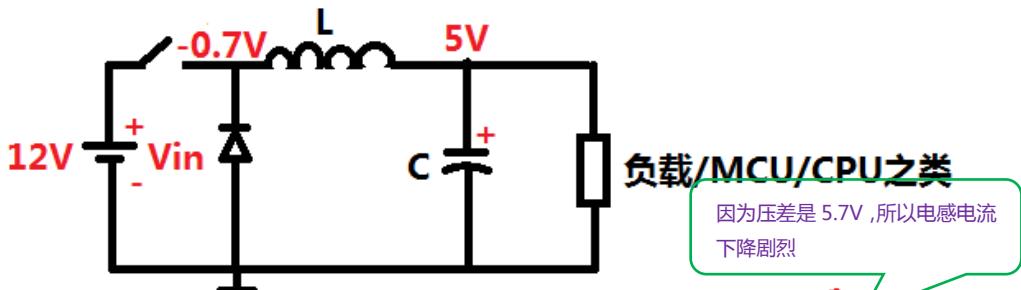


导通3ms后电容达到5V我
断开开关

$$IL = \frac{Vin - Vc}{L} = \frac{12V - 5V}{L}$$

这时候就不是 $12V - 5V / L$ 了，应该是产生电感电流下降曲线





导通3ms后电容达到5V我

断开开关

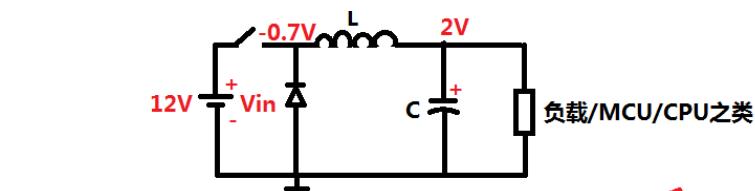
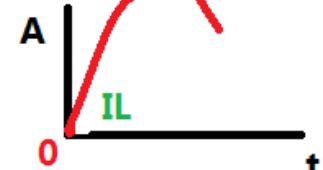
电感的压差就是5.7V

电感IL电流下降剧烈

$$IL = \frac{Vc - VL}{L} = \frac{5V - (-0.7V)}{L}$$

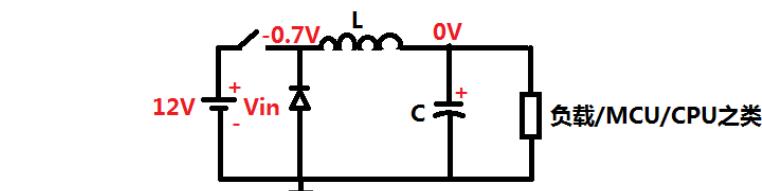
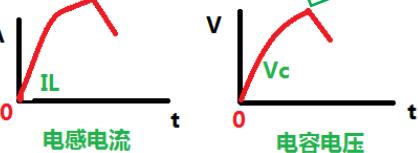
负载/MCU/CPU之类

因为压差是 5.7V ,所以电感电流下降剧烈!

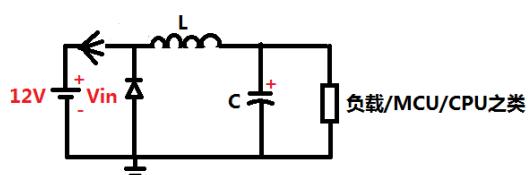
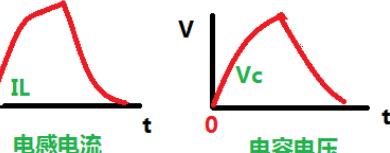


电感电流因为电容电
压的降低 ,开始缓慢
下降

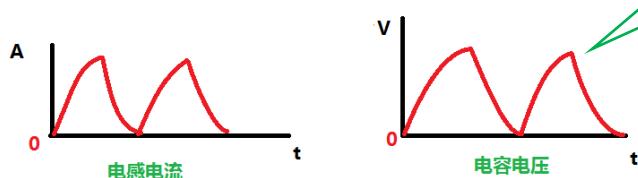
有了负载 ,在开关断开后 ,电感有了电
流的释放回路 ,所以电流下降得快。而
且下降速率和电感的压差有关 ,因为
有了电容 ,所以电流下降速率再也不
是永远的 0.7V 压差 ,而是电容放电的
压差



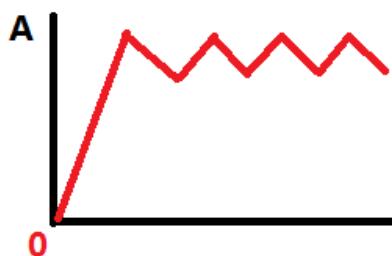
最后电容电压降到0V $IL = \frac{Vc - VL}{L} = \frac{0V - (-0.7V)}{L}$



这就是开关循环导通关闭的电感电流
波形和电容电压波形 ,实际情况是根据
电源输出电压的要求 ,是不允许电容电
压降到 0V 后开关再导通的。

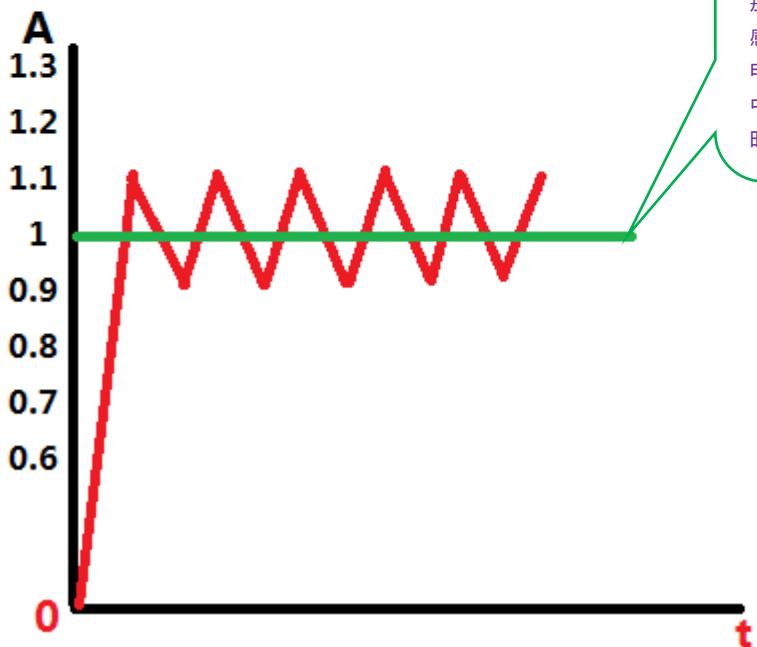
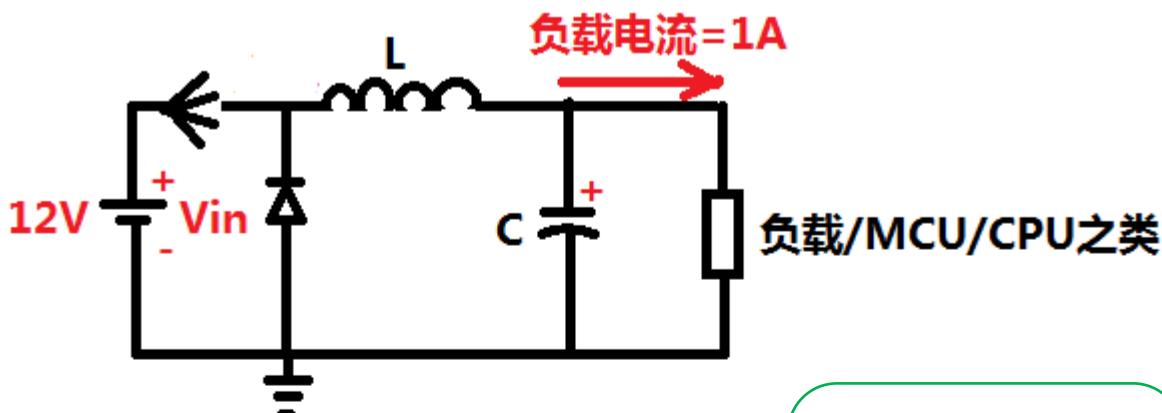


所以电感的电流在实际情况下是怎样的呢？



电感电流上升之后就要处于这样的连续导通关闭状态，不能让波形到达0A

那么这个连续波动的电感电流怎么确定呢？

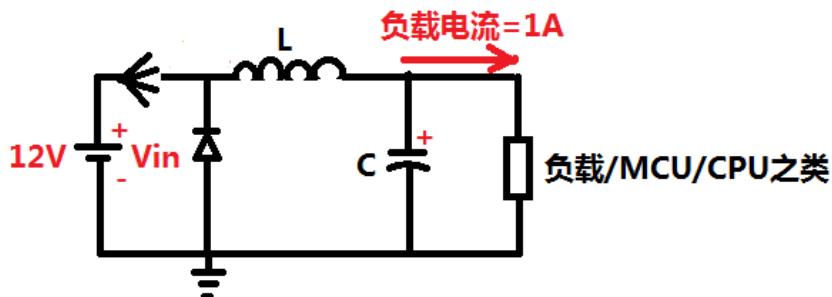


电感波动电流范围是根据负载来的，
负载 CPU, MCU 芯片需要 1A 的电流，
那么就让电感充电充到 1.1A，然后电
感放电位置到了 0.9A 又要给电感充
电，在 1.1A 和 0.9A 之间取一个平均
中心位置就是 1A，这个电感充电放电
时间就是控制开关导通与截止时间

这是我们电感在电源领域常用的电流充放电波形，叫 CCM 模式



如何控制电感电流的上升和下降时间，
这个就要用到电感的伏秒平衡特性



$$VL = L \times \frac{\Delta i}{\Delta t}$$

$$\frac{\Delta i}{\Delta t} = \frac{\Delta ion}{\Delta ton} = \frac{\Delta ioff}{\Delta toff}$$

就是电感导通电流/导通了多少时间的值
 = 电感关断后的电流/电感关断时间的值
 Ion 电感导通电流
 Ioff 电感关断后放电电流
 ton 开关闭合时间
 toff 开关断开时间

$\Delta ion = \Delta ioff$ 电感导通的电流和电感关断的电流必须相等，这样
 电流的平均值就是负载电流大小

最后得到：

(开关导通)加在电感两端的电压 X 开关导通时间 = 开关关断时电感两端电压 X 关断时间

如果按照上面电路就是： $12V \times 2s = \text{电感关断后电容电压} - 0.7V \times 2s$

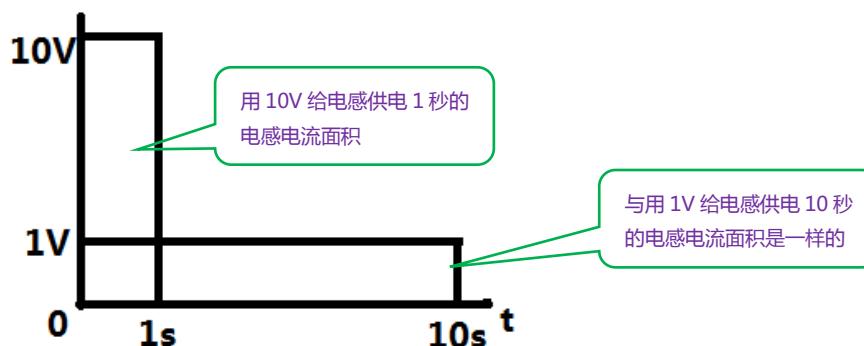
经过上面推导得到

$$Von \times ton = Voff \times toff$$

Von: 电感导通时两端的电压

Voff: 开关关断时电感两端的电压

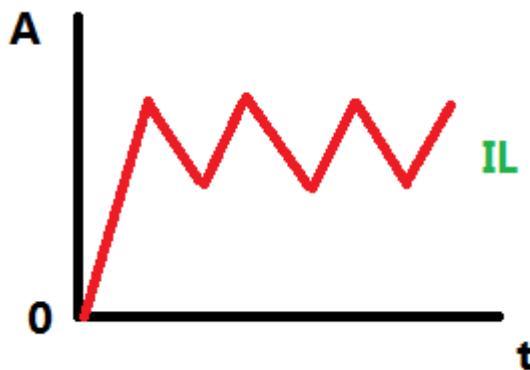
一般情况下电感的 Von 和 Voff 是不相等的，所以遇到 Von 和 Voff 不相等时，可以让 Von*ton 的乘积 = Voff*töff 乘积，说白了就只有修改 ton 或者 toff 的参数来让两边等式相等。



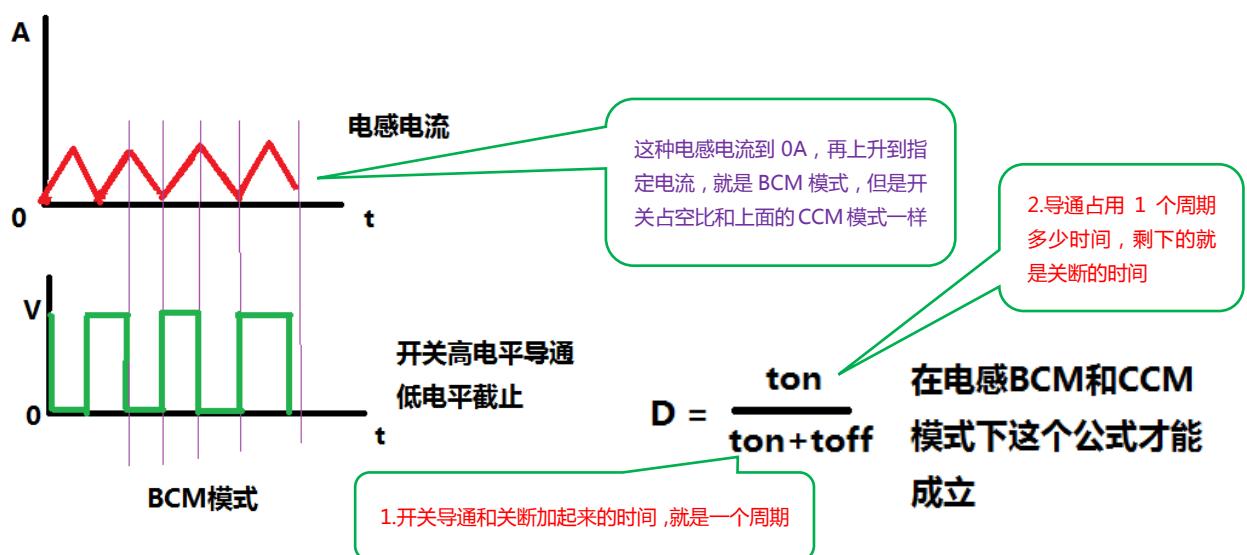
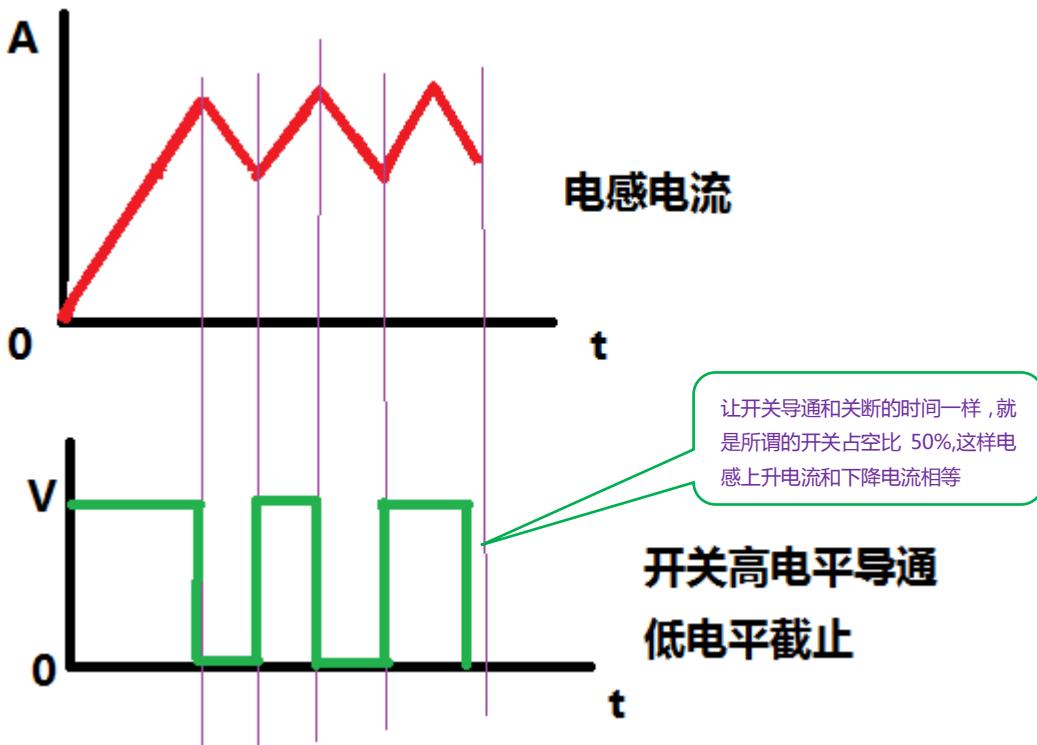
电感电流积分法分析

这就是 $Von \times ton = Voff \times toff$ 的积分法则，开关导通电感上升电流必须与开关断开电感下降电流相等

我们如何控制开关导通时间和关断时间让电感电流波形像下图这样

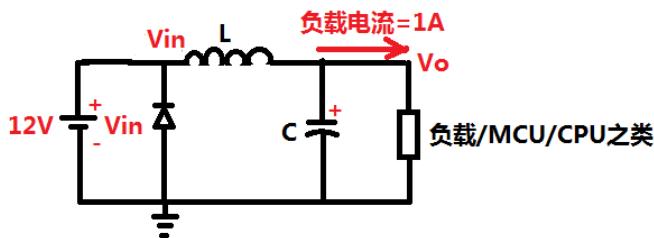


我们让方波来控制开关导通时间与关断时间



$$D = \frac{t_{on}}{t_{on}+t_{off}}$$

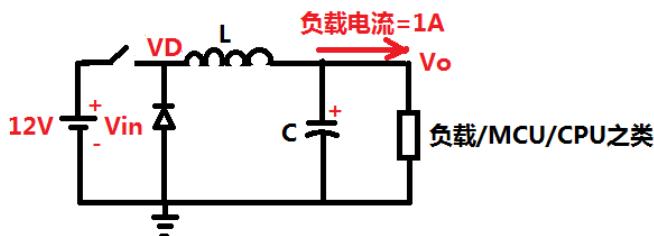
这个D是怎么来的？



因为: $V_{on} \times t_{on} = V_{off} \times t_{off}$

$VL = Vin - Vo$ 比如我电压输出5V，就是 $12V - 5V = VL(7V)$

这个 VL 就是 V_{on} ，所以 $V_{on} = 7V$



开关关断 $VL = Vo - VD = 5V - (-0.7V) = 5.7V$

所以关断 $VL = 5.7V$

关断 $VL = V_{off}$ ，所以 $V_{off} = 5.7V$

因为二极管压降比较小，有些二极管是0.3V，所以 VD 可以忽略不计

$V_{off} = Vo$

$V_{on} \times t_{on} = V_{off} \times t_{off}$

代入我上面计算的 V_{on} 和 V_{off}

$(Vin - Vo) \times t_{on} = (Vo - VD) \times t_{off}$

$(Vin - Vo) \times t_{on} \approx Vo \times t_{off}$

将式子在分解下:

将左边交换到右边

$$Vin \times t_{on} - Vo \times t_{on} = Vo \times t_{off}$$

$$Vin \times t_{on} = (Vo \times t_{on}) + (Vo \times t_{off})$$

$$Vin \times t_{on} = Vo(t_{on} + t_{off})$$

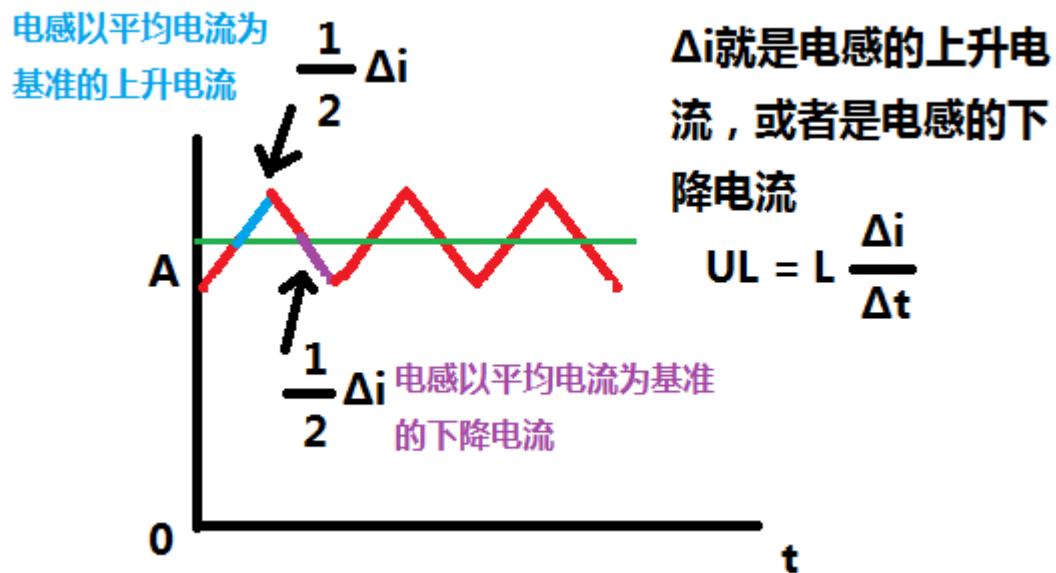
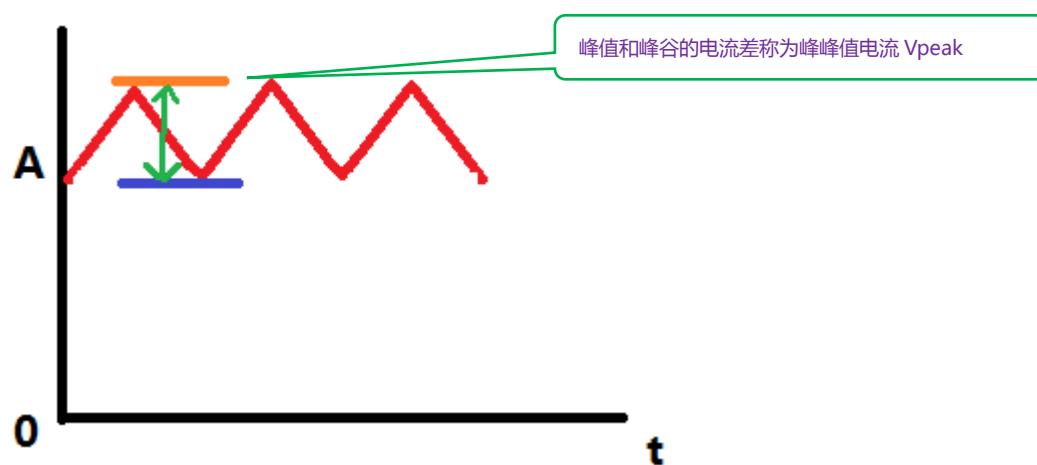
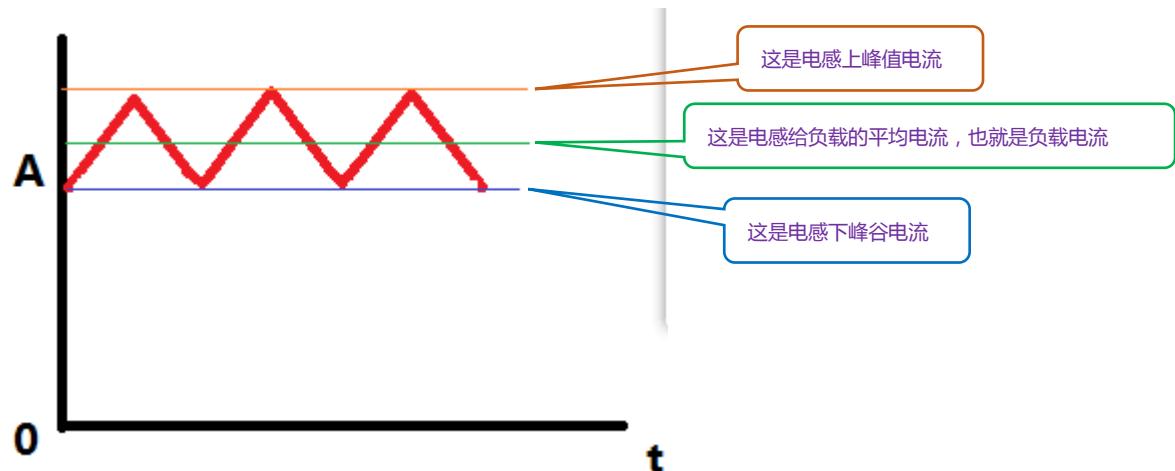
左右两边交换

$$\frac{ton}{ton+t_{off}} = \frac{Vo}{Vin}$$

所以BUCK电路输出电压就是这样计算的，和D占空比有关

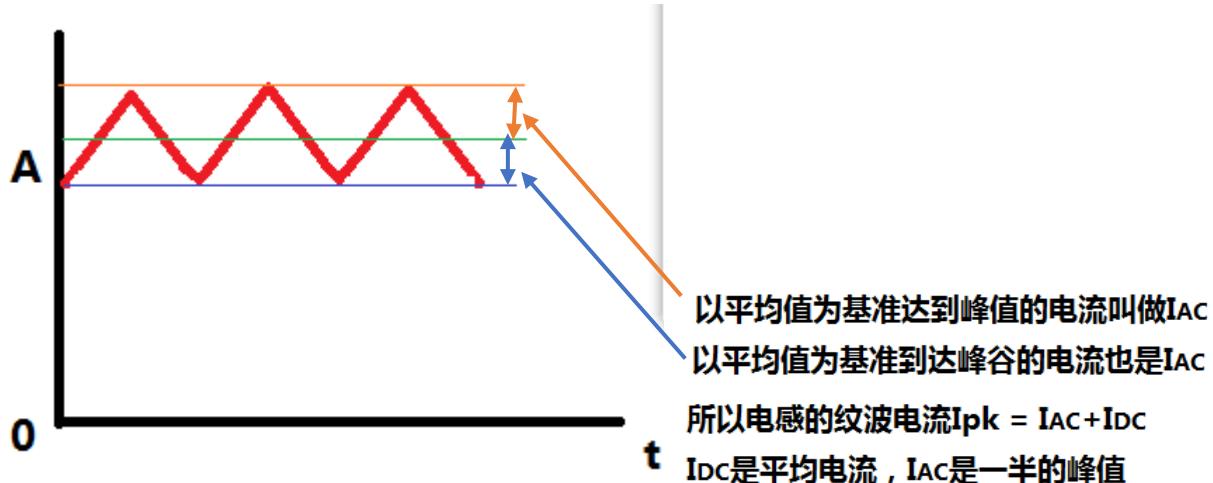
所以 D 占空比就是这样推算出来的

电流纹波



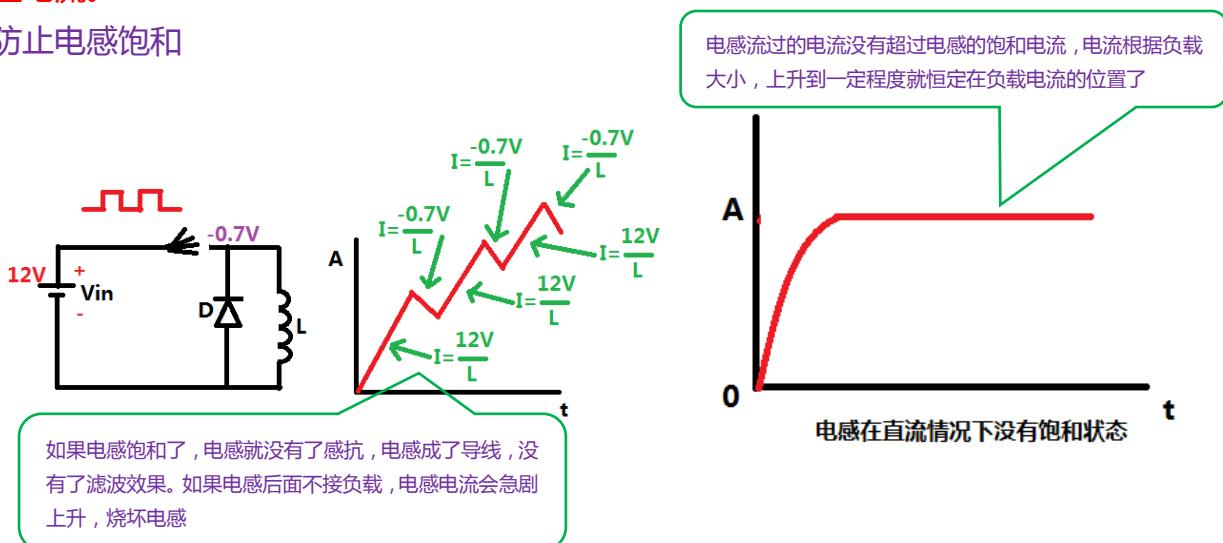
电感是以平均电流为基准，所以都是 $1/2$ 的电流变化滤

电感纹波电流怎么确定？



注意：根据公式，电感的纹波电流就是平均电流加上一半的峰值电流。而不是我们想象的峰峰值电流。

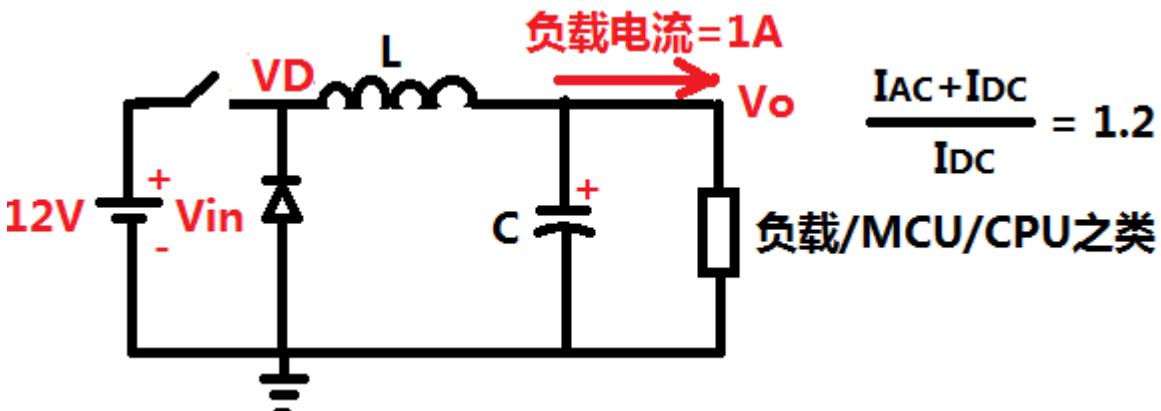
防止电感饱和



选择电感时，电感的额定电流要大于负载电流 20%。

比如我的负载需要 1A 的电流，那么串联在负载上的电感就要选额定电流为 1.2A 的电感。
这样电感就不会饱和。

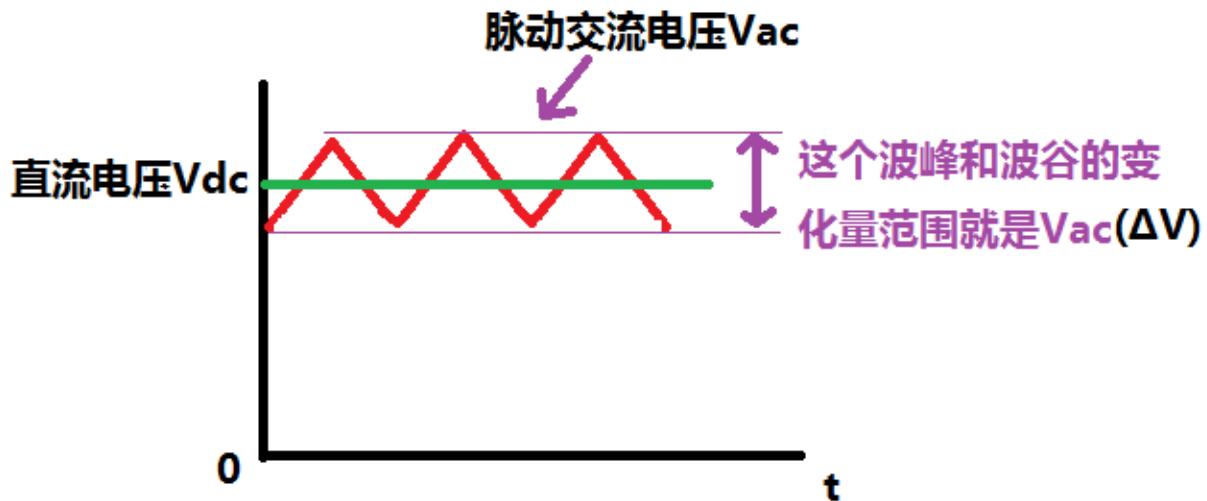
根据电感的纹波 I_{ac} ，这个电感的额定电流还要根据纹波来选择



所以电感的额定电流必须大于 1.2 的系数，1A 的 IDC (负载)电流就要选择 1.2A~1.3A 的电感额定电流

电感值的选择决定了电流纹波，也决定了电压纹波

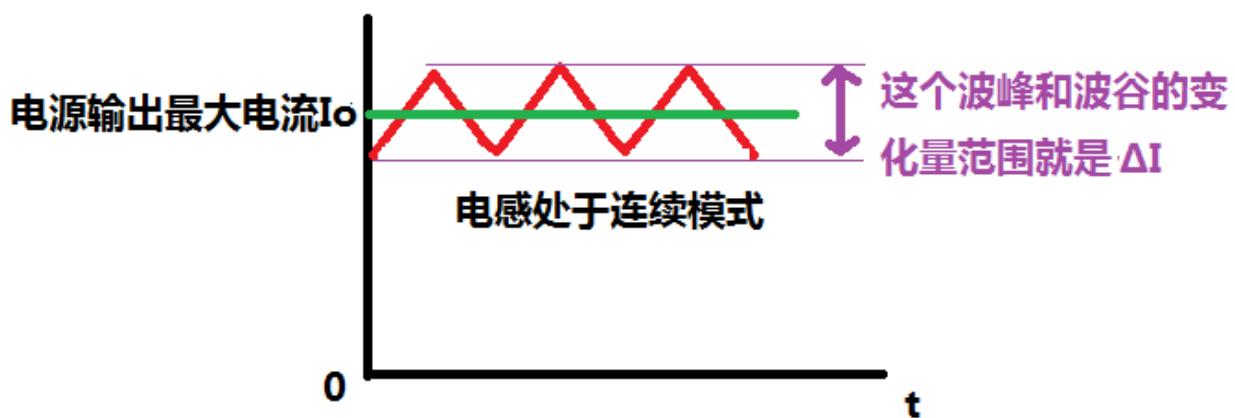
电流纹波率直接影响输出电容的电压纹波



$$\text{电容电压纹波 } r = \frac{\Delta V}{V_{dc}} = 3\% \sim 8\% \text{ 之间}$$

这是常规电容输出电压纹波(电源电压纹波)控制的范围 3%~8%，如果 $\Delta V/V_{dc} < 1\%$, 那么这个纹波就更小，那么这么小的纹波就需要更大的电容来输出。你可以让纹波更小 0%，但是电容成本更高。纹波太大会影响电容的寿命，如果你实在是纹波太大，你就要选低 ESR 的电容。

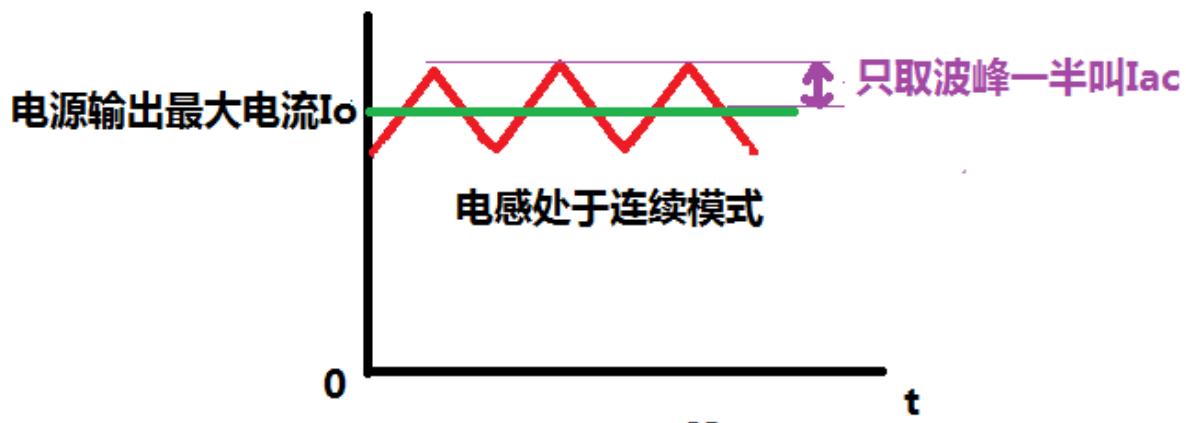
电感的电流也存在纹波问题，叫做电流纹波率



$$\text{电流纹波率 } r = \frac{\Delta I}{I_o} \text{ 也就 } = \frac{\Delta I}{\text{电感电流 } I_L = I_o}$$

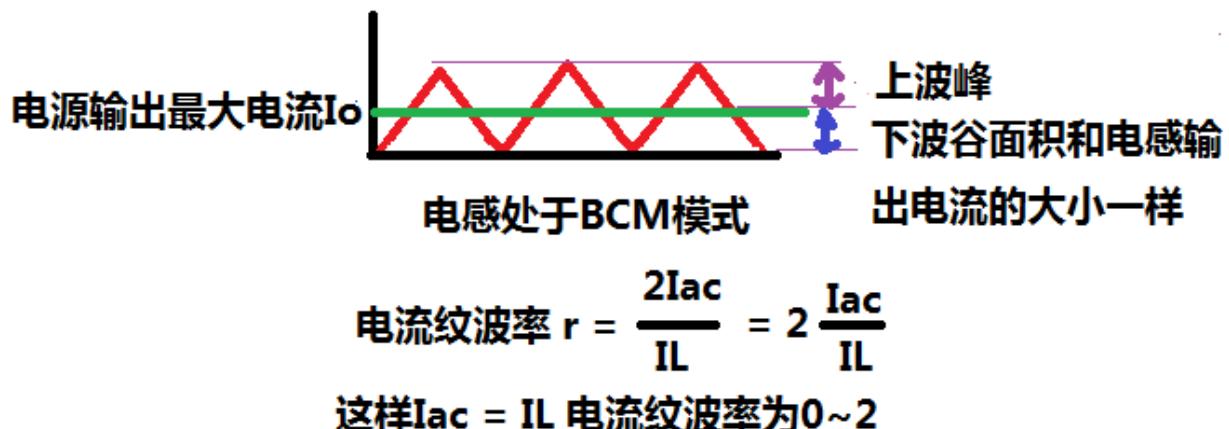
如果 I_L 无穷大，那么电流纹波接近于 0，如果输出电流不变，就要改善 ΔI 来解决这个问题。 ΔI 越小，电感电流纹波也就越小，但是电感量必须很大。所以 $r = 0$ ，电感必须是无穷大。

还有一种方法



$$\text{电流纹波率 } r = \frac{2I_{ac}}{I_L} = 2 \frac{I_{ac}}{I_L}$$

IL就是电感电流，也就是Io

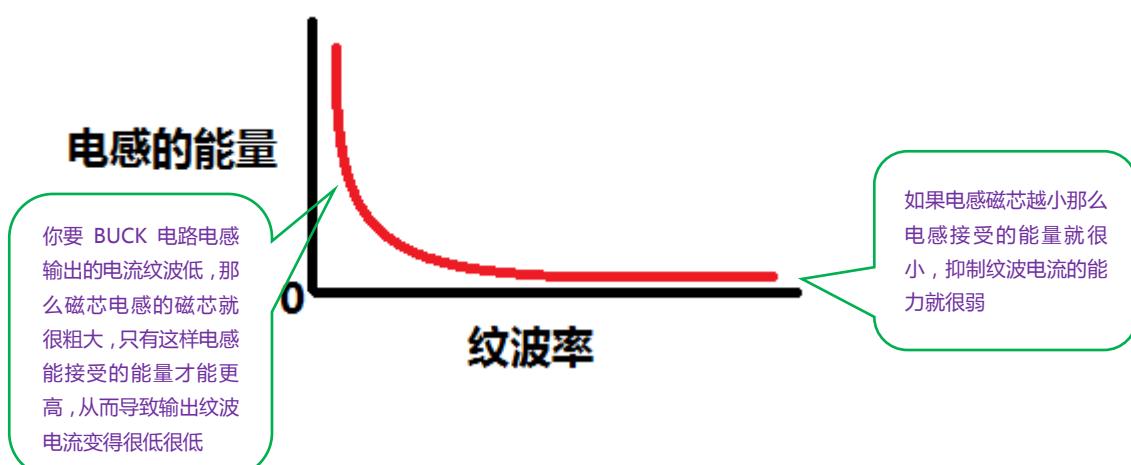


$$\text{电流纹波率 } r = \frac{2I_{ac}}{I_L} = 2 \frac{I_{ac}}{I_L}$$

这样 $I_{ac} = I_L$ 电流纹波率为 $0 \sim 2$

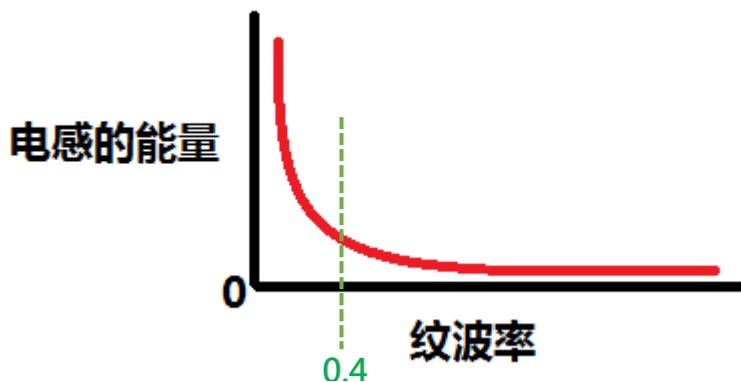
电感电流的纹波率确定下来，那么电感值就确定下来了。

电感的纹波率怎么选择？

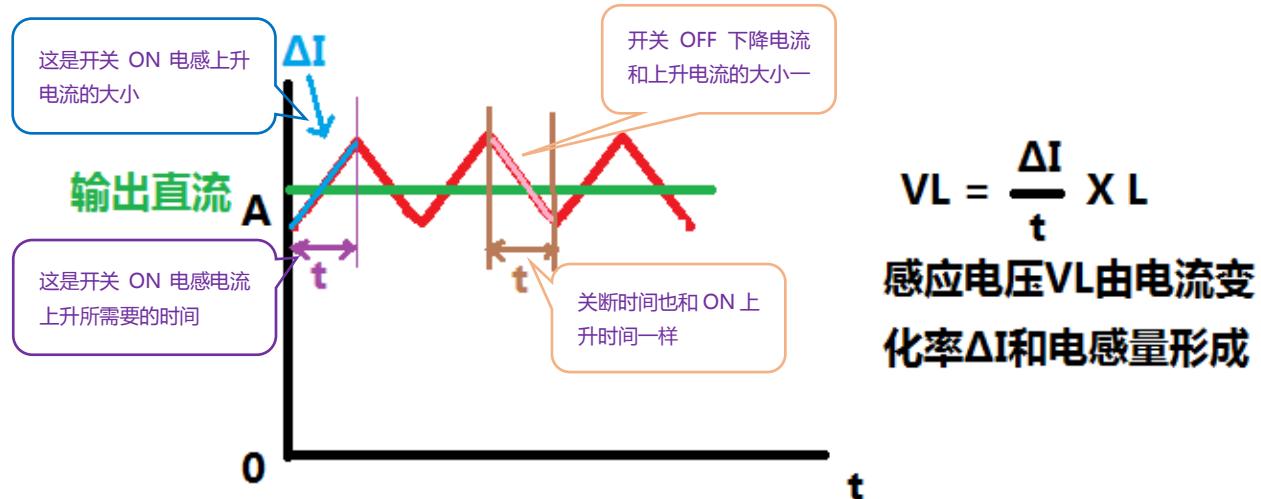


所以功率电感为什么需要用有磁芯的电感，就是这个原因。用来抑制电流纹波。

为什么不选择大电感呢？因为大电感体积很大很大，成本很高，所以不能选择大电感。



为了选择合适体积的电感，我们电流纹波率选择在 $r = 0.4$ 左右是最合适的。这个系数纹波电流既不会导致电容 ESR 发热严重，也不会让电感体积变大。



根据 VL 感应电压我们来计算电感在 $r = 0.4$ 电流纹波率下的电感取值

$$V_{on} = L \times \frac{\Delta I_{on}}{ton}$$

$$V_{off} = L \times \frac{\Delta I_{off}}{toff}$$

再次换算

$$\Delta I_{on} = \frac{V_{on} \times ton}{L} \quad \text{公式1}$$

$$\Delta I_{off} = \frac{V_{off} \times toff}{L} \quad \text{公式2}$$

因为 $\frac{ton}{T} = D$

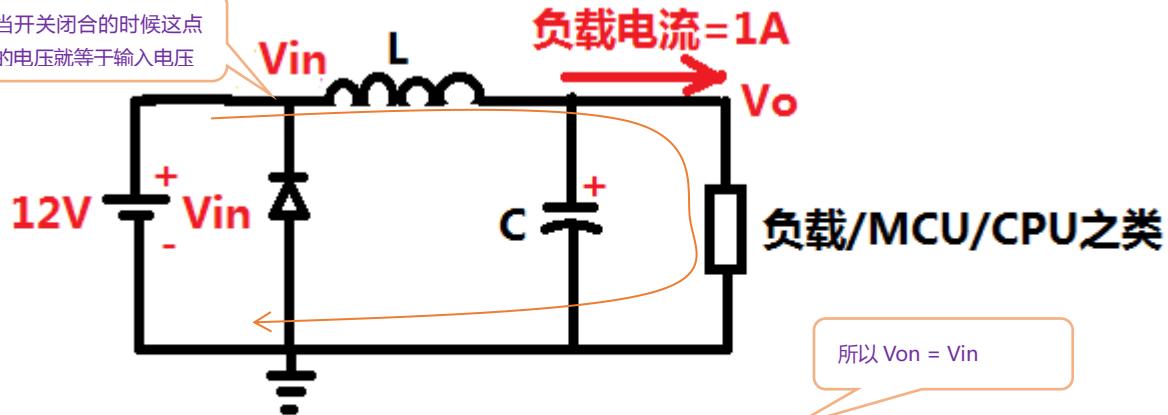
周期 $T = \frac{1}{f}$ 频率

$$ton = \frac{D}{f} \quad \text{代入公式1}$$

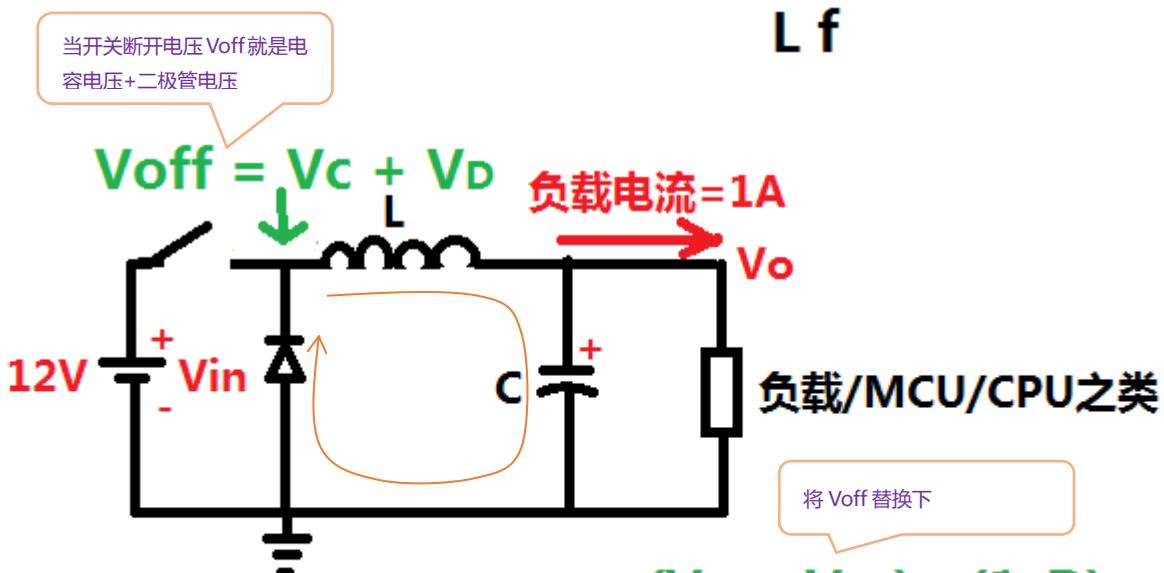
$$\Delta I_{on} = \frac{V_{on} \times D}{L \times f}$$

$$toff = (1-D) \quad \text{代入公式 2}$$

$$\Delta I_{off} = \frac{V_{off} \times (1-D)}{L \times f}$$



$$\Delta I_{on} = \frac{V_{in} \times D}{L f}$$

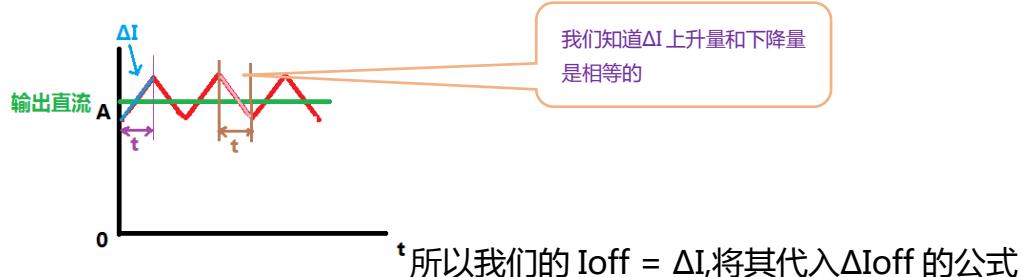


$$\Delta I_{on} = \frac{(V_c + V_D) \times (1-D)}{L f}$$

$$\Delta I_{on} = \frac{(V_o + V_D) \times (1-D)}{L f}$$

因为电容电压就是电源输出电压，所以可以写成 V_o

因为我们知道 $r = \frac{\Delta I}{I_o}$ I_o 是电源最大输出电流



电感值计算 $r = \frac{\Delta I}{I_o} = \frac{\Delta I_{off}}{I_o}$

$$\Delta I_{off} = I_o \times r$$

$$I_o \times r = \frac{V_o \times (1-D)}{L f}$$

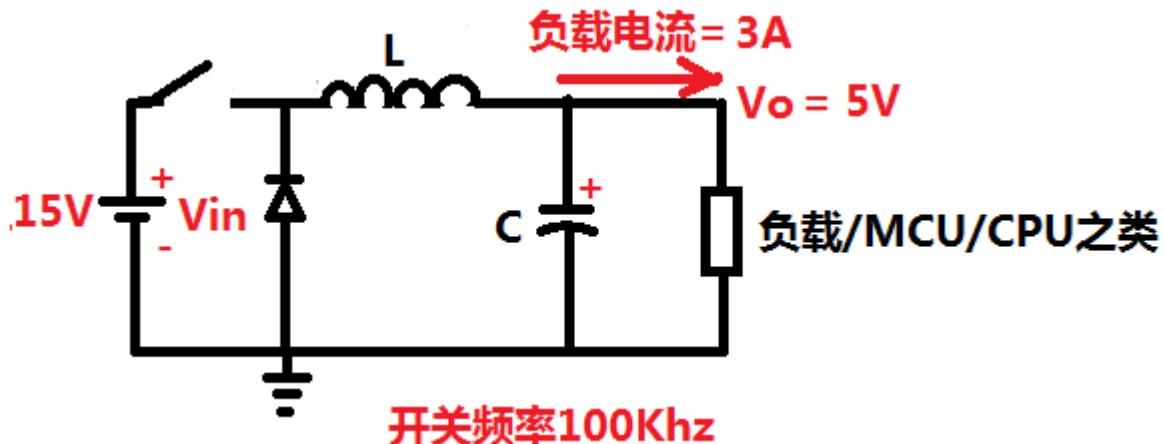
$$L = \frac{V_o(1-D)}{I_o r f}$$

如果将 r 代入 ΔI_{on} 公式来计算电感其实是一样的，我这里就用 ΔI_{off} 来计算

有了 r 纹波电流系数和频率就可以求电感值

还有就是选择电感的额定电流，要大于负载电流 1.2 倍，我建议 1.5 倍。

我们来设计一个输入 15V，输出 5V/3A 的 DC-DC，buck 电路，看看电感取值



$$L = \frac{V_o \times (1-D)}{I_o \times r \times f}$$

$I_o = 3A$ r 取 0.4，我们前面讲过，这是一般的电感系数，你如果

$V_o = 5V$ 想纹波电流更小， r 可以取 0.1，但是电感体积很大

$$D = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{5}{15} = \frac{1}{3} = 0.33 \text{ 开关占空比 } D = 0.33$$

$$L = \frac{V_o \times (1-D)}{I_o \times r \times f} = \frac{5 \times (1-0.33)}{3 \times 0.4 \times 1000000\text{Hz}} = 27.77\mu\text{H}$$

$L = 27.77\mu\text{H}$ 电感量确定下来了

现在确定电感额定电流

$I_o = 3A$

$$I_{pk} = I_o \times \left(1 + \frac{r}{2}\right) = 3A \times \left(1 + \frac{0.4}{2}\right) = 1.2 \times I_o$$

这个上下电流纹波不会超过
3A的1.2倍



所以电感的峰值电流 = $1.2 \times I_o = 1.2 \times 3A = 3.6A$

我们说了电感的额定电流要大于电感峰值电流 1.2 倍，和直流滤波
电感的额定电流选择逻辑一样，所以 $3.6A \times 1.2A = 4.32A$

所以我们选择 22.77μH 左右，额定电流在 3.8A~4.32A 的电感。额定电流可以适当降低点点

续流二极管选型

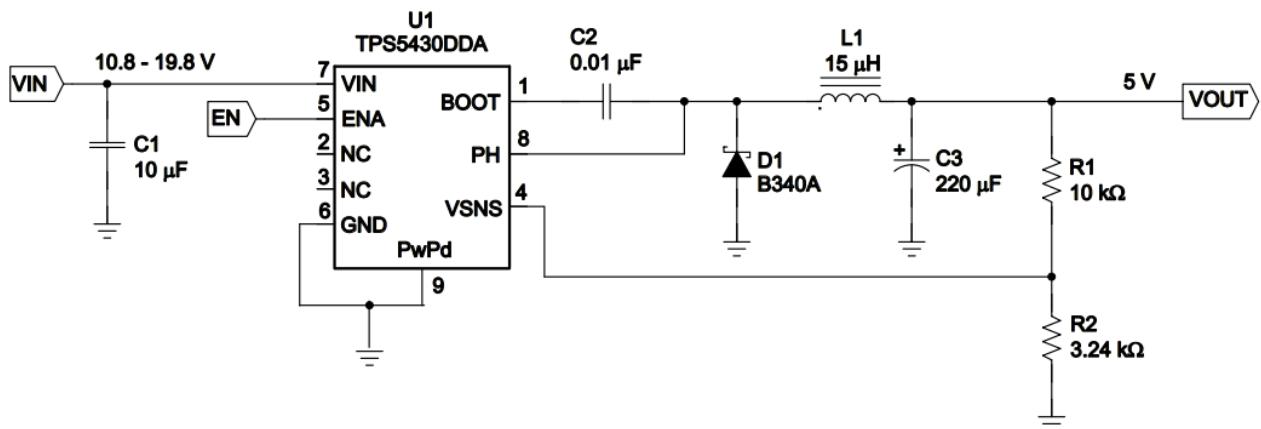
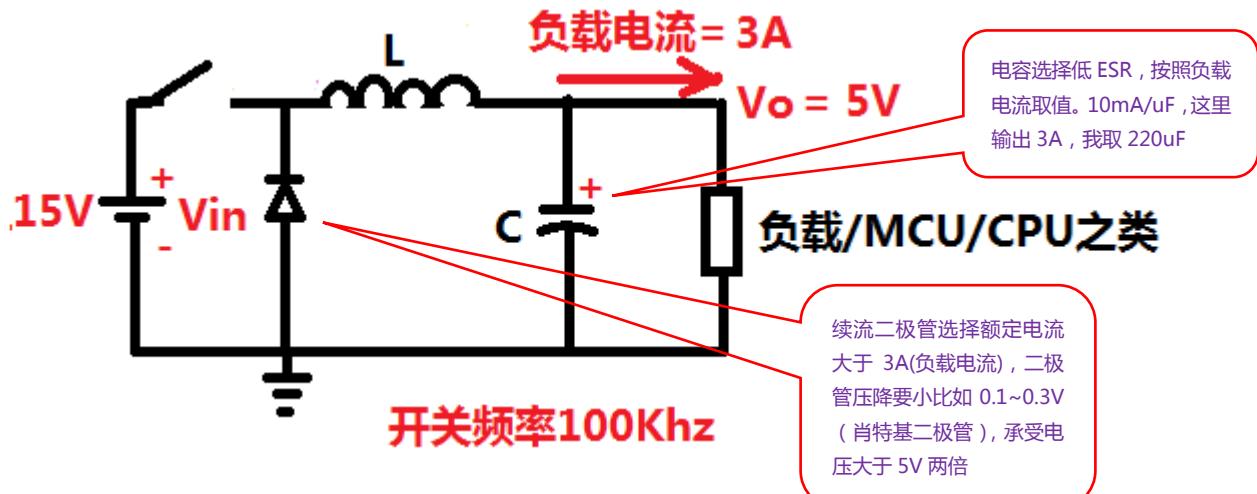
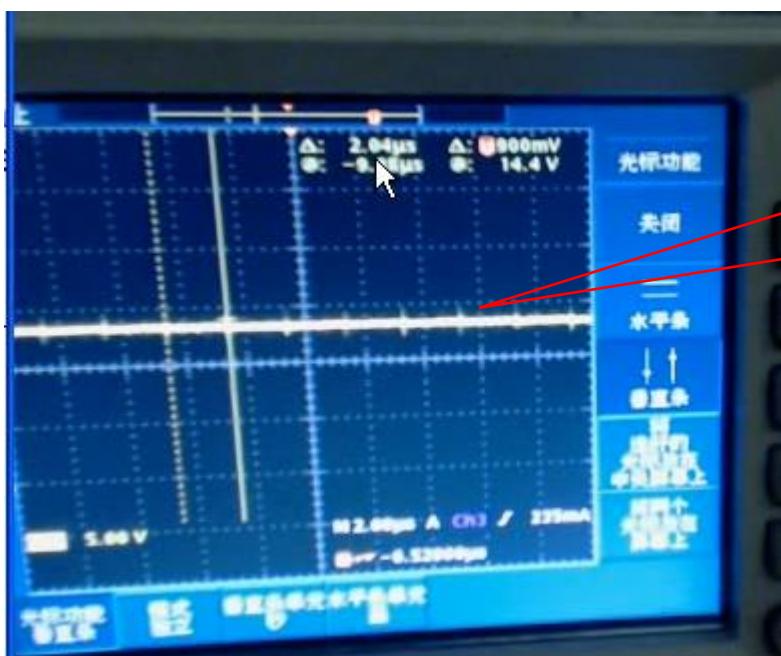


Figure 11. Application Circuit, 12-V to 5.0-V

找个芯片实验一下就知道了。

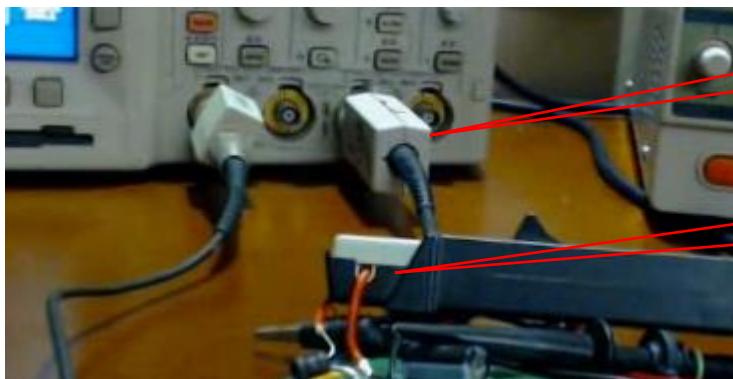


上 19b 课

我们测试下纹波的来源是怎么来的 !!



找一个电流探头

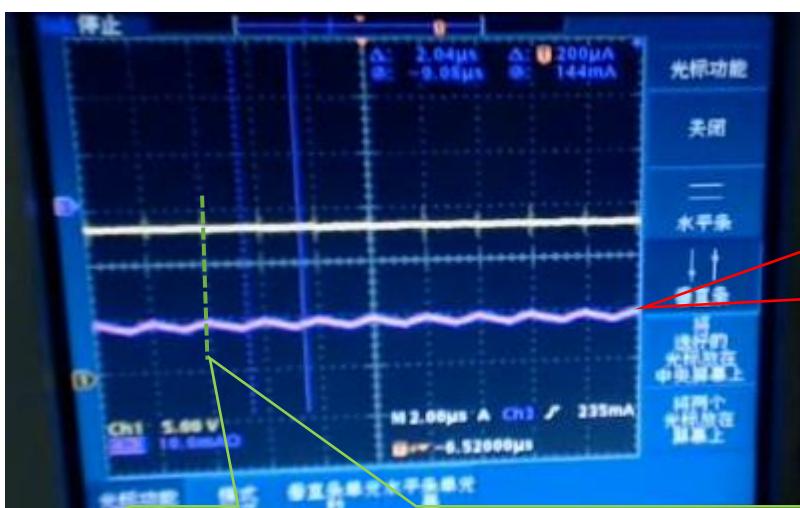


将电流探头插头插入示波器

然后将电流探头夹住电源的
5V 输出线正



这个紫色就是电流探头测量
出来的波形



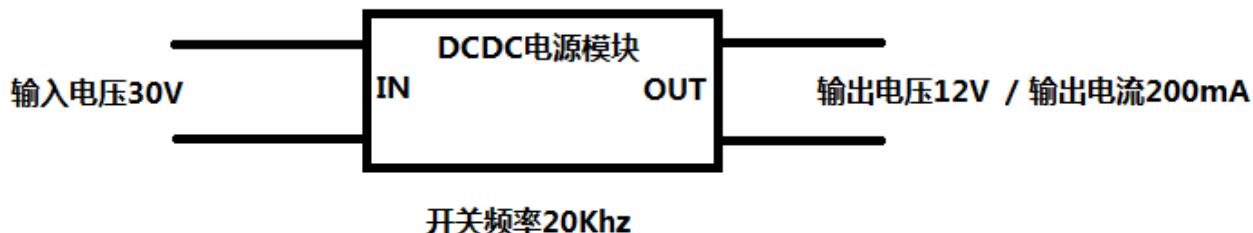
我们发现这个电流波形就是电感的电流上升和下降波形，也就是开关 ON 给电感充电，OFF 电感放电波形

而且电感电流每次上升到尖峰，电源输出的电压就会产生一次纹波

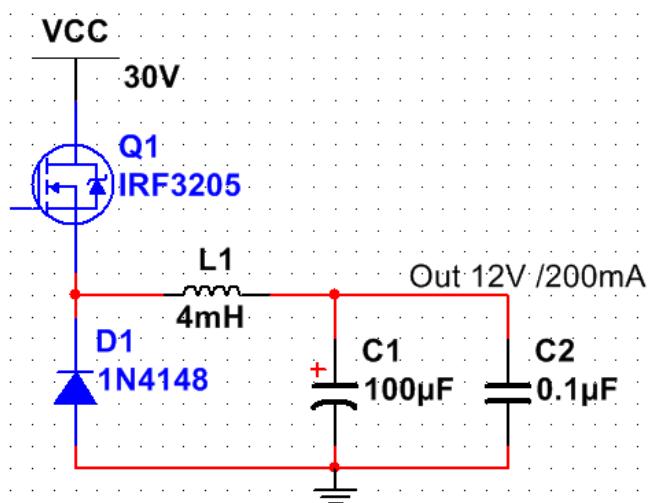
这就证明了电感的电流上升下降波形是电压纹波产生的关键所在，所以前面说了电感电流纹波率取值很重要，我取的 0.4。

用分离元件实现 buck 降压电路，了解电容升压原理

DC/DC电源模块设计需求



第1步设计，确定电感，电容，续流二极管



第1步：计算该电源占空比

$$D = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{12V}{30V} = 0.4$$

第2步：确定周期时间

$$T = \frac{1}{f(\text{开关频率})} = \frac{1}{20000} = 0.00005 \text{ (50us)}$$

第3步：确定电感额定电流最小值

电感的 $r = 0.4$ 这里取0.4我们上一章节有讲过

$$\text{电感额定电流 } I_{pk} = I_o \times \left(1 + \frac{r}{2}\right) = 200\text{mA} \times \left(1 + \frac{0.4}{2}\right) = 240\text{mA}$$

我们为了安全，电感额定电流取值要大于峰值电流1.2倍 $240\text{mA} \times 1.2 = 288\text{mA}$

我们取300mA额定电流的电感

第4步：电感值选取

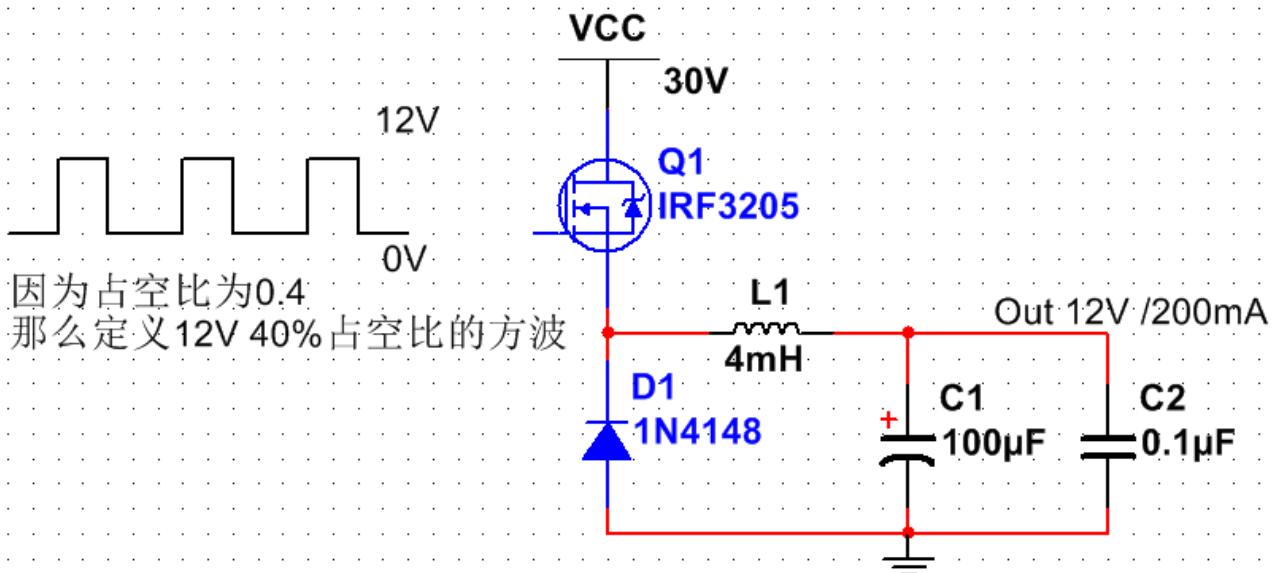
$$L = \frac{V_o \times (1 - D)}{I_o \times r \times f} = \frac{12V \times (1 - 0.4)}{240\text{mA} \times 0.4 \times 20000\text{Hz}} = \frac{7.2}{1920} = 0.00375 \text{ 也就是} 3.75\text{mH}$$

我们直接取4mh方便

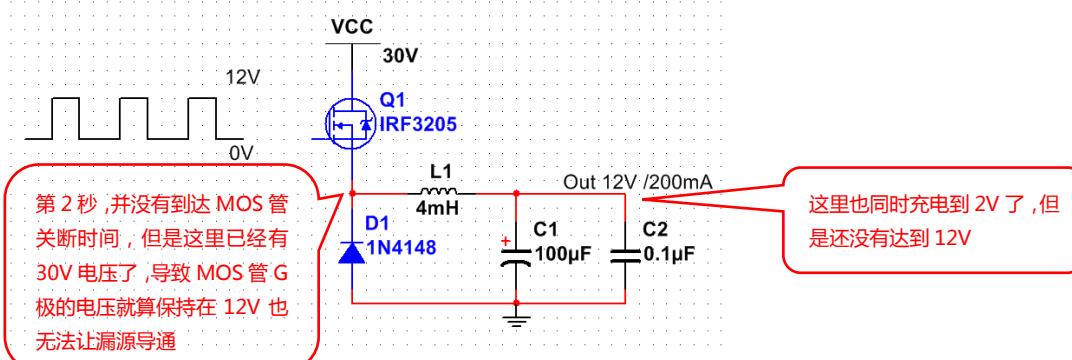
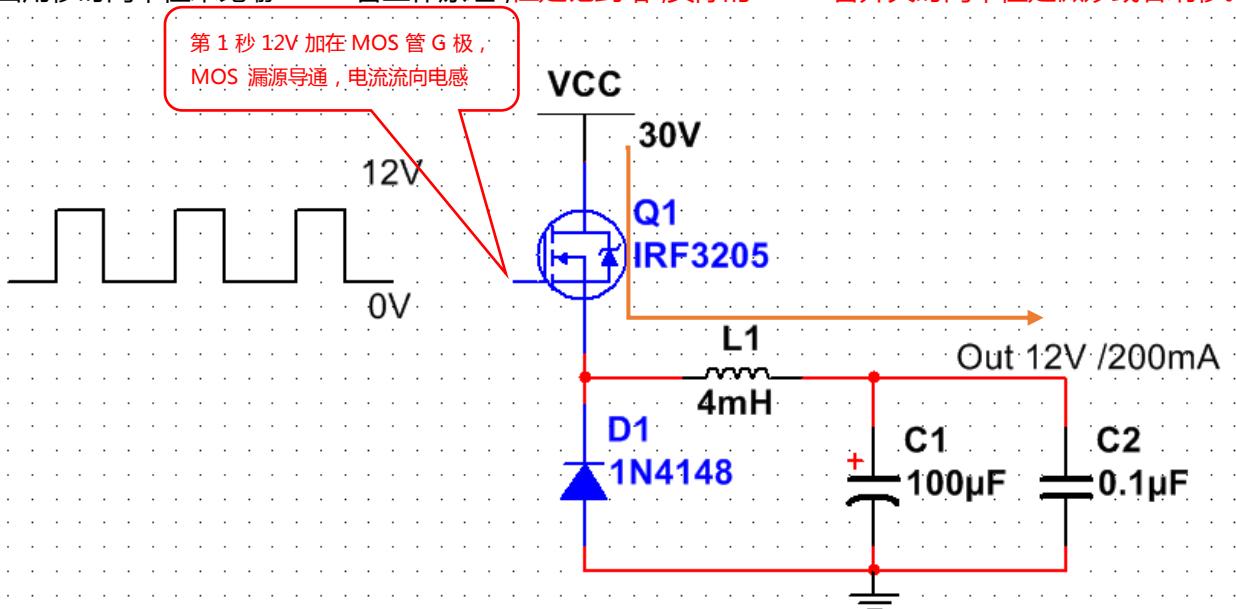
D1 二极管选择快速续流二极管，比如肖特基二极管，反向电压要大于 30V，因为 MOS 管导通就有 30V 加在二极管上，这点应该能理解，还有二极管额定电流选 1A 就可以了，因为大于了 200mA 输出电流的 5 倍多，很安全。

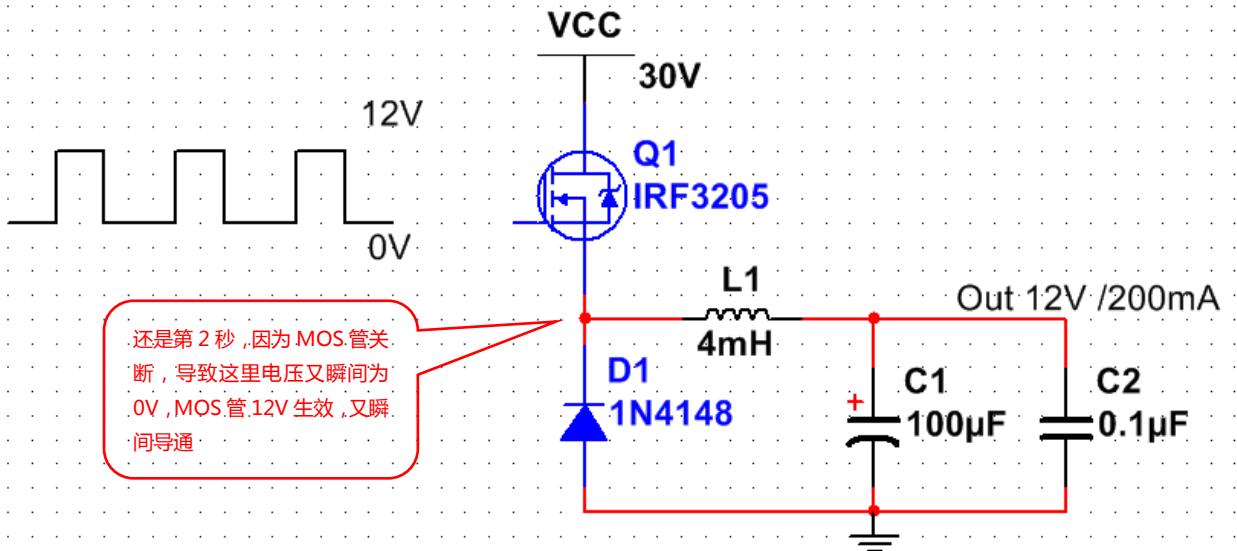
C1 电容选择 100μF 是因为输出电流只有 200mA，根据经验值 200mA 输出电流差不多用 100μF，还有要考虑电容的 ESR 和滤波频率等因素综合选取电容值。C2 电容 0.1μF 滤波电压高频影响，这个是常规值，自己应该很清楚。

第2步:确定MOS管G极的驱动电压



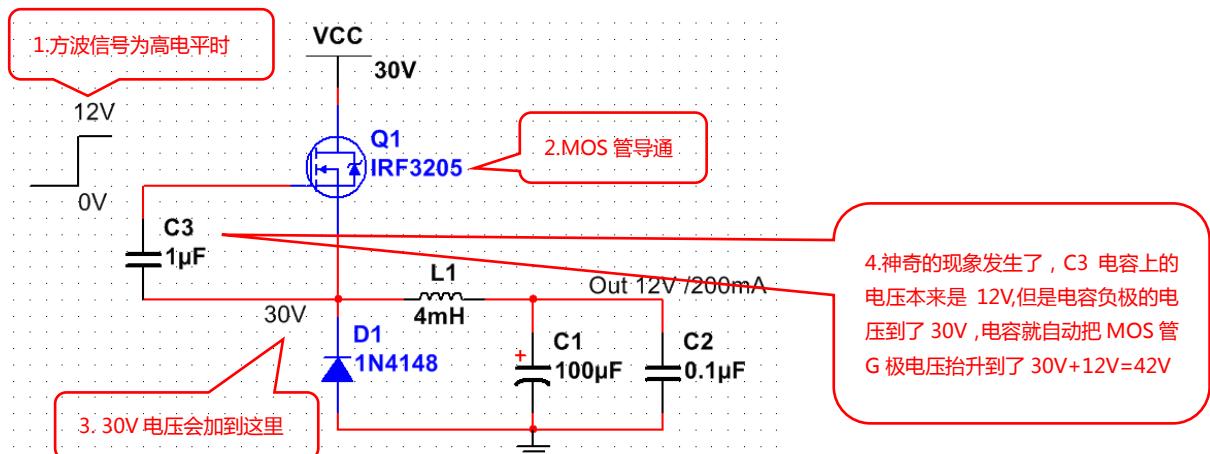
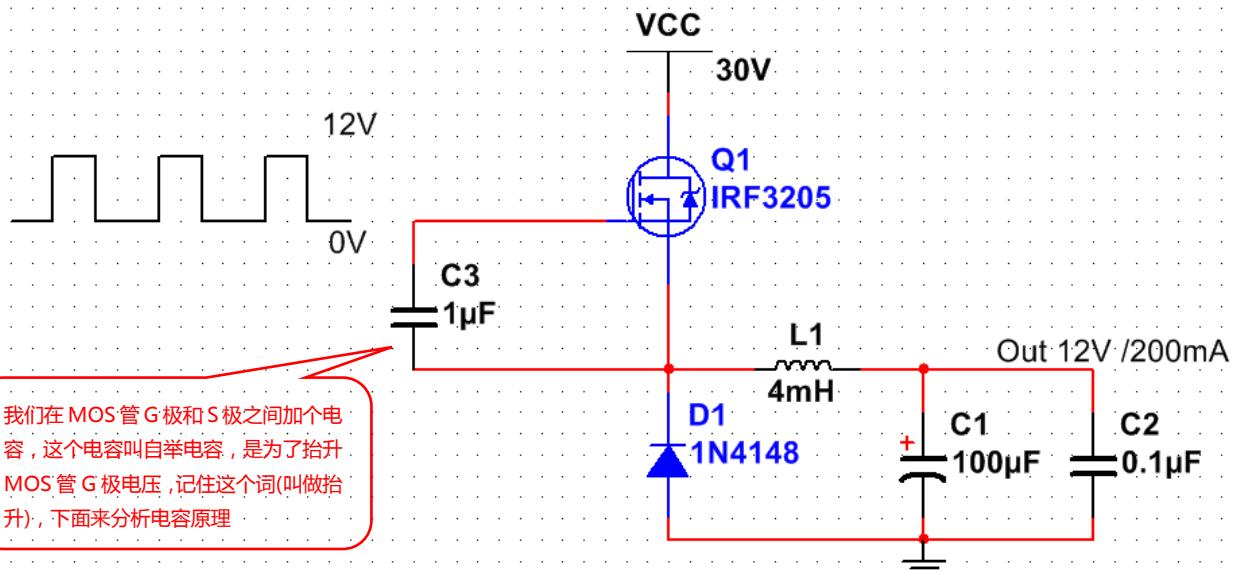
下面用秒时间单位来比喻MOS管工作原理,但是记到哈,实际的MOS管开关时间单位是微妙或者纳秒。



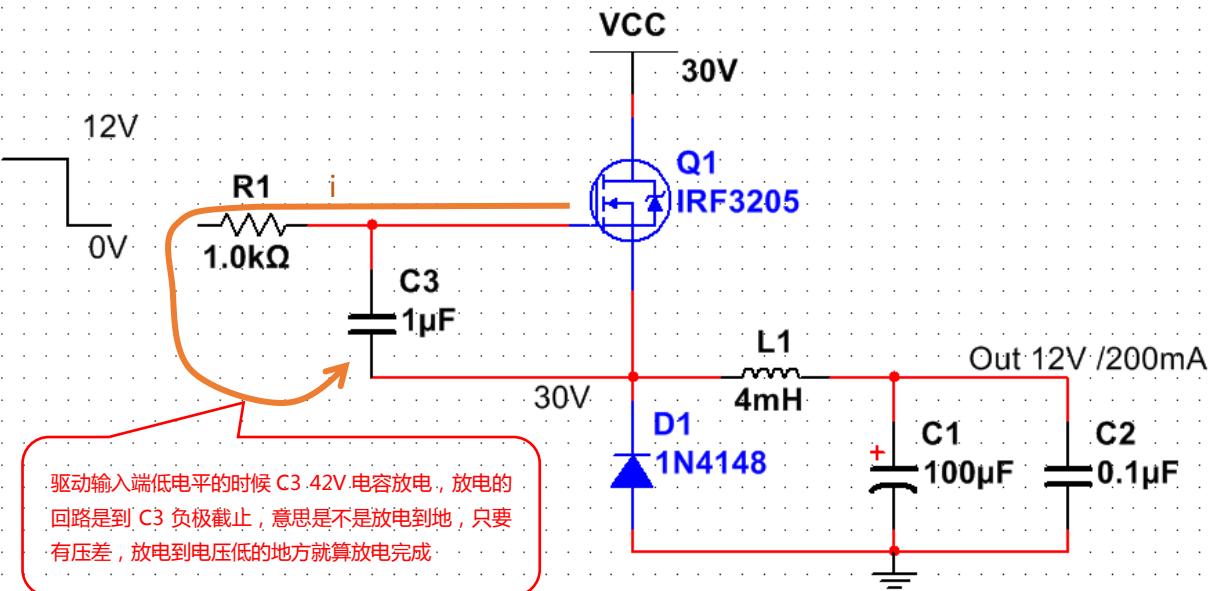
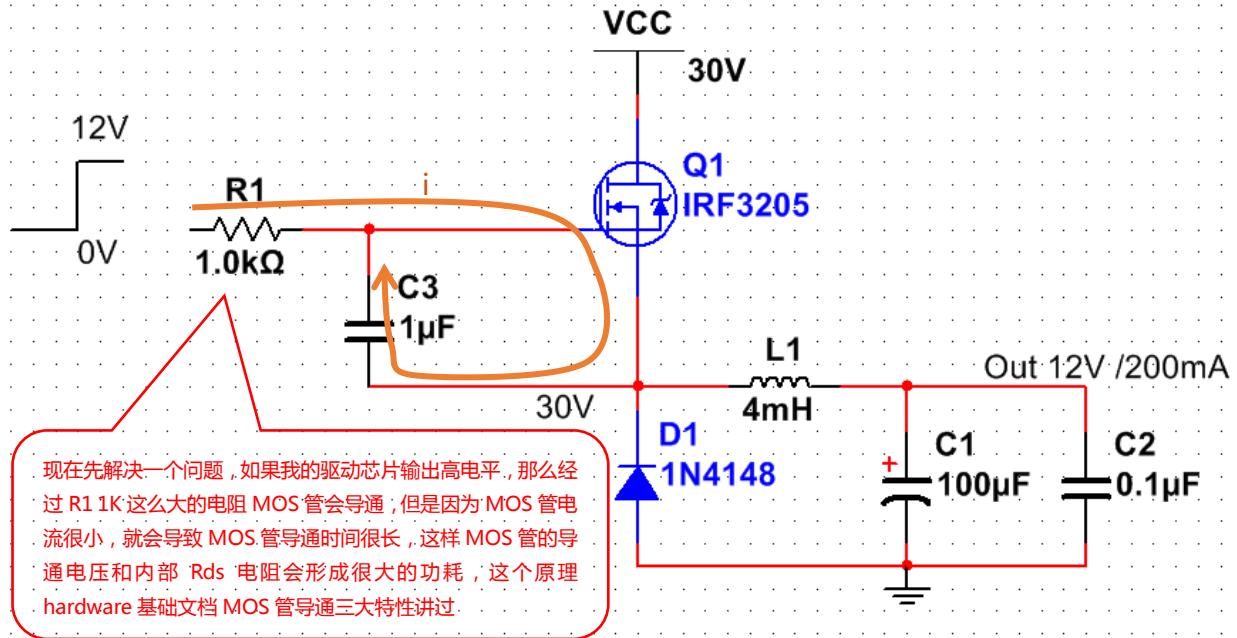


因为 MOS 管在这种瞬间导通，瞬间关断的情况没有满足电感充电时间和放电时间的要求，导致输出无法达到 12V，而且还会产生震荡

为了让 MOS 管的导通和关断都按照我们要求的时间来执行，这里要想办法让 MOS 管导通的时候，就算 S 极有 30V 电压，但是 G 极也能比 S 极 30V 电压高，让 MOS 管持续导通。

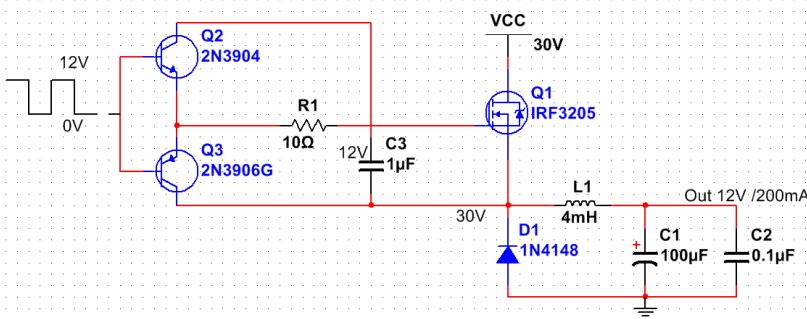


这种 42V 的 G 极电压就会导致 MOS 管不会瞬间关断 ,因为比 S 极电压高 12V ,这样就根据方波的高电平时间来决定 MOS 管导通多久。有人会问了 ,MOS 管 G 极本来是 12V ,如果被抬升到 42V 了 ,G 极的 12V 电压岂不是和 42V 冲突了 ,电流会不会从 G 极倒灌进 12V 的前端驱动芯片 ?这个问题后面解释...

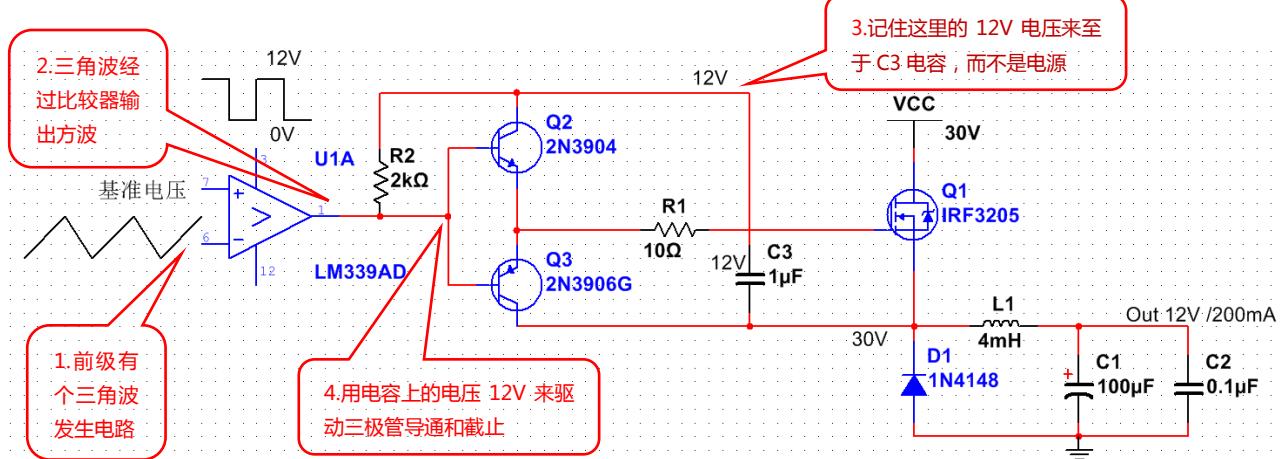


所以这就是电容充放电的过程，不一定需要电源地，只要保证该电路电容正极 42V，然后电容负极 30V，这样就让电容正负有了 12V 压差，那么 42V 电容就会放电到电容负极，让电容正极变成 30V，因为电容正极放电后没有 30V 高，电容就放大完成了，这种电路就叫形成了环路。这里 1K 的电阻会导致放电缓慢，MOS 管功耗加大。也是 MOS 管三大特性造成的。

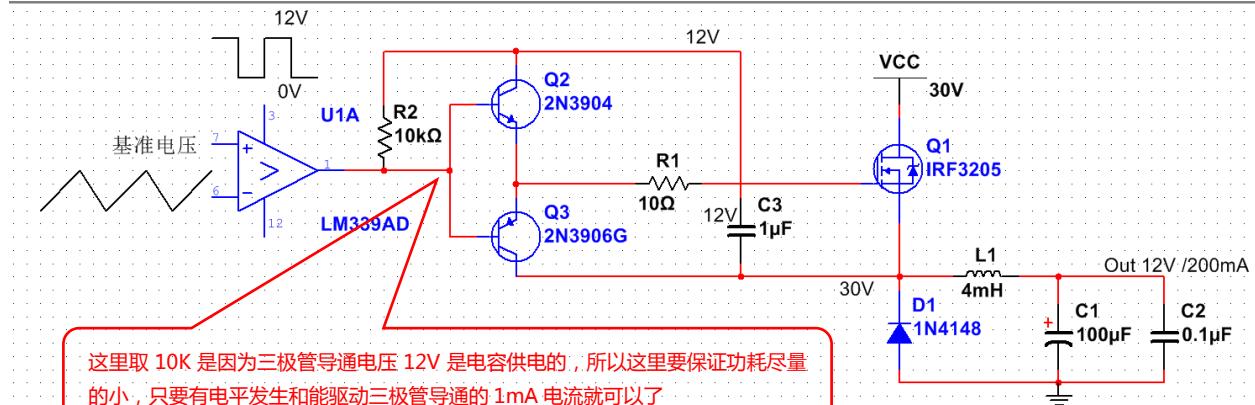
为了加快 MOS 管开通和关闭过程，电路做如下修改



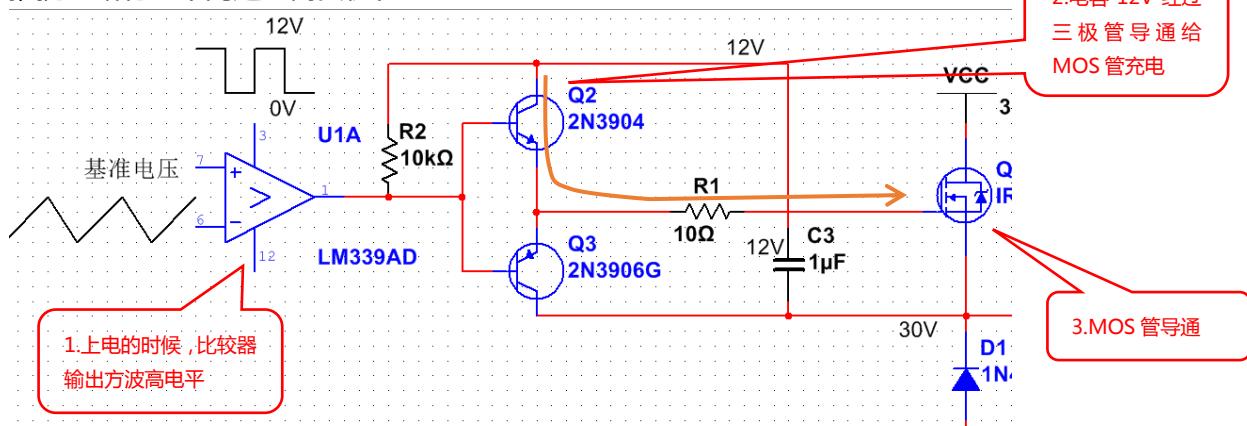
如何给 Q2 , Q3 管子添加方波驱动

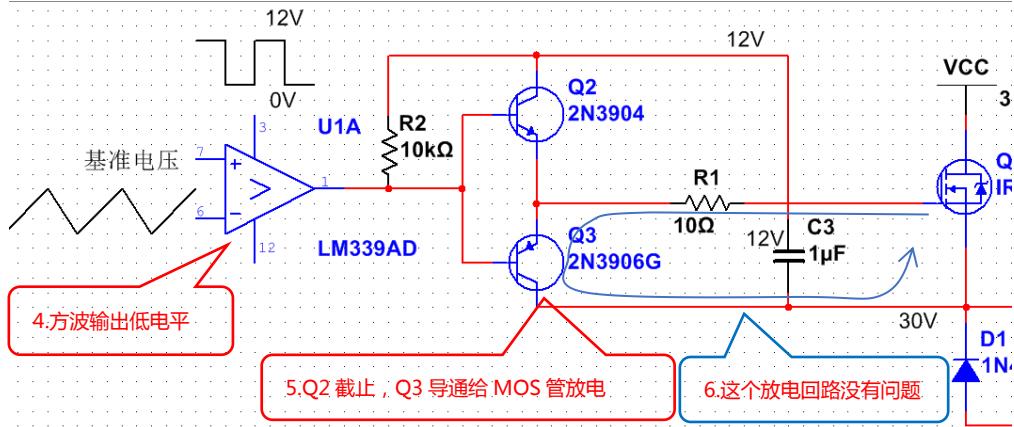


所以为什么比较器要用开漏输出的，因为不管比较器的供电电源电压是多少，开漏输出的电压可以另外去设置，不用和比较器用同一个电源电压。

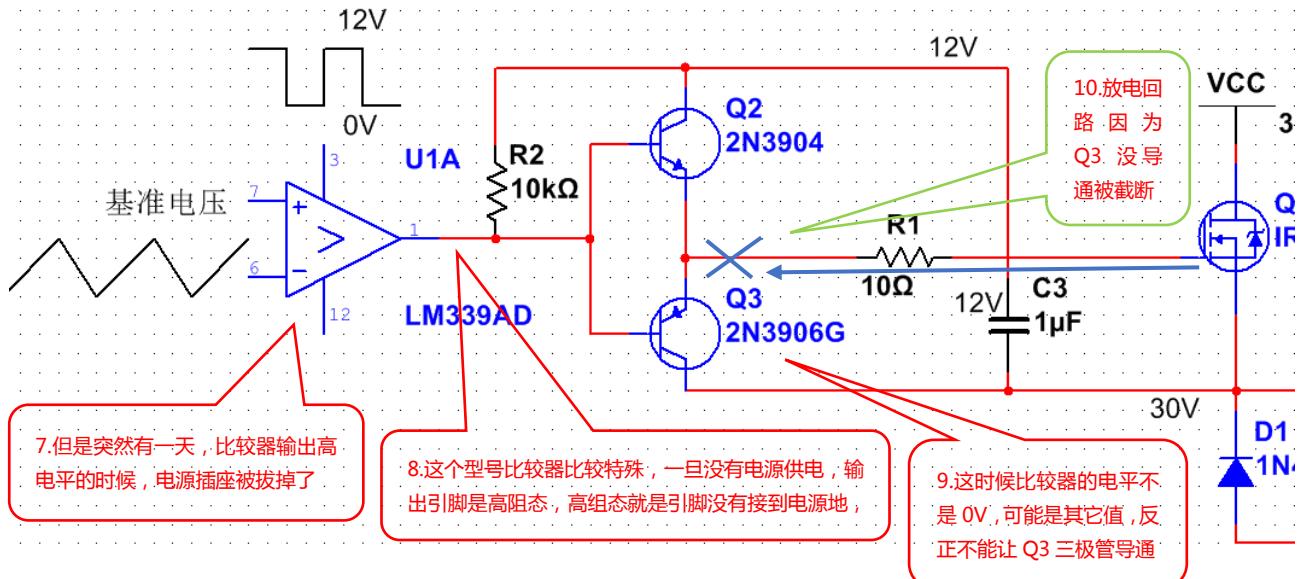


推挽电路有一个问题还需要优化

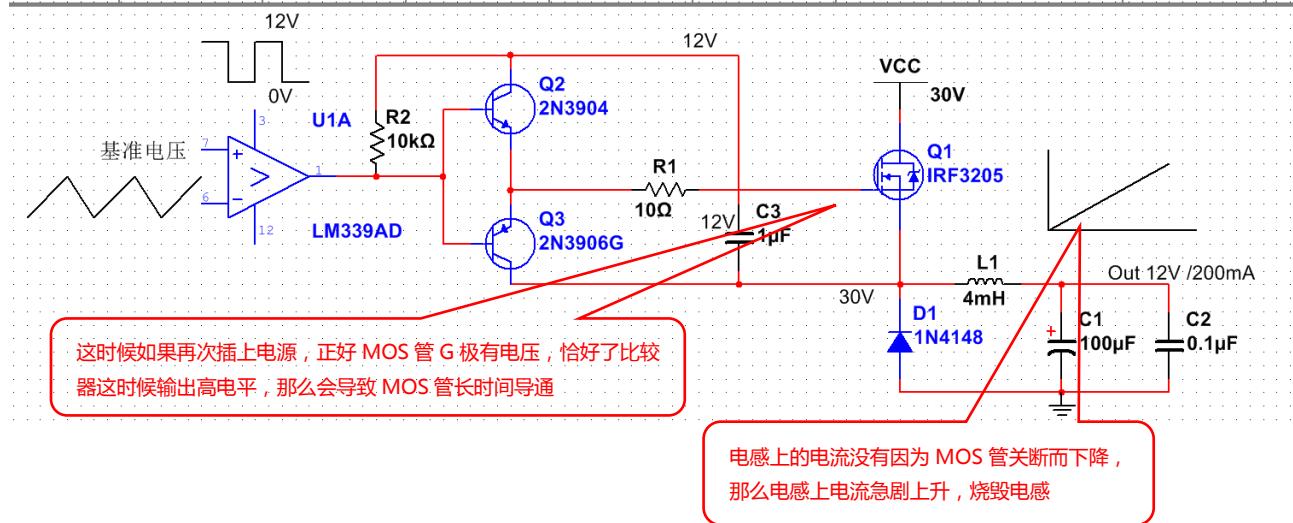




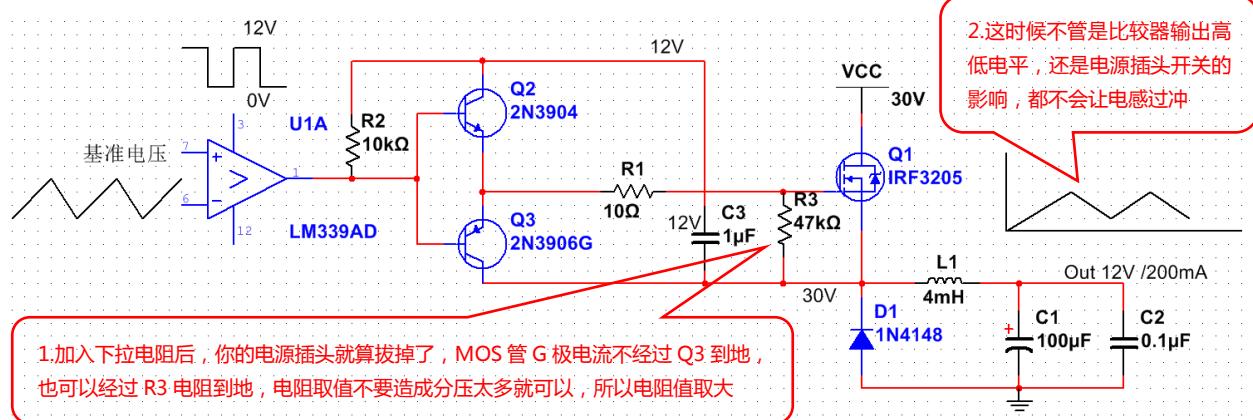
整个过程如果一直保持这样是没有问题的



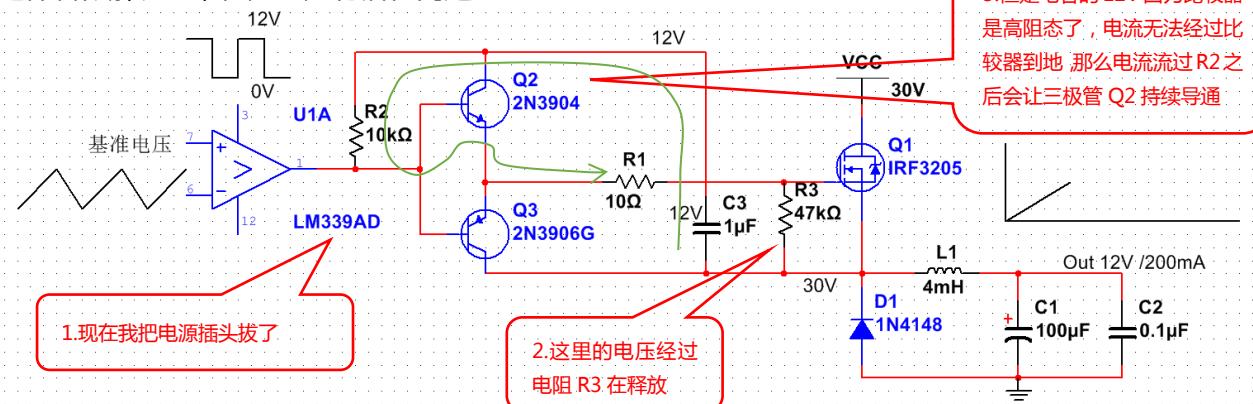
这时电压残留在 MOS 管 G 极



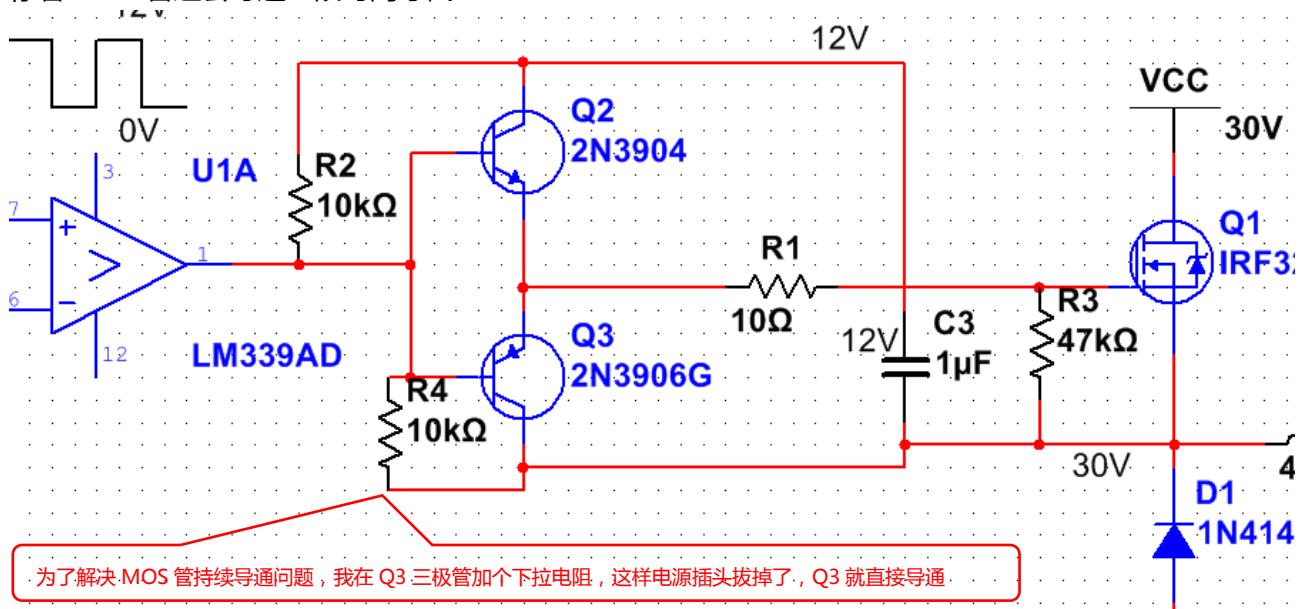
所以为了解决这个问题, 要给 MOS 管 G 极加下拉电阻



这样看似解决了，但是还是有潜在问题。

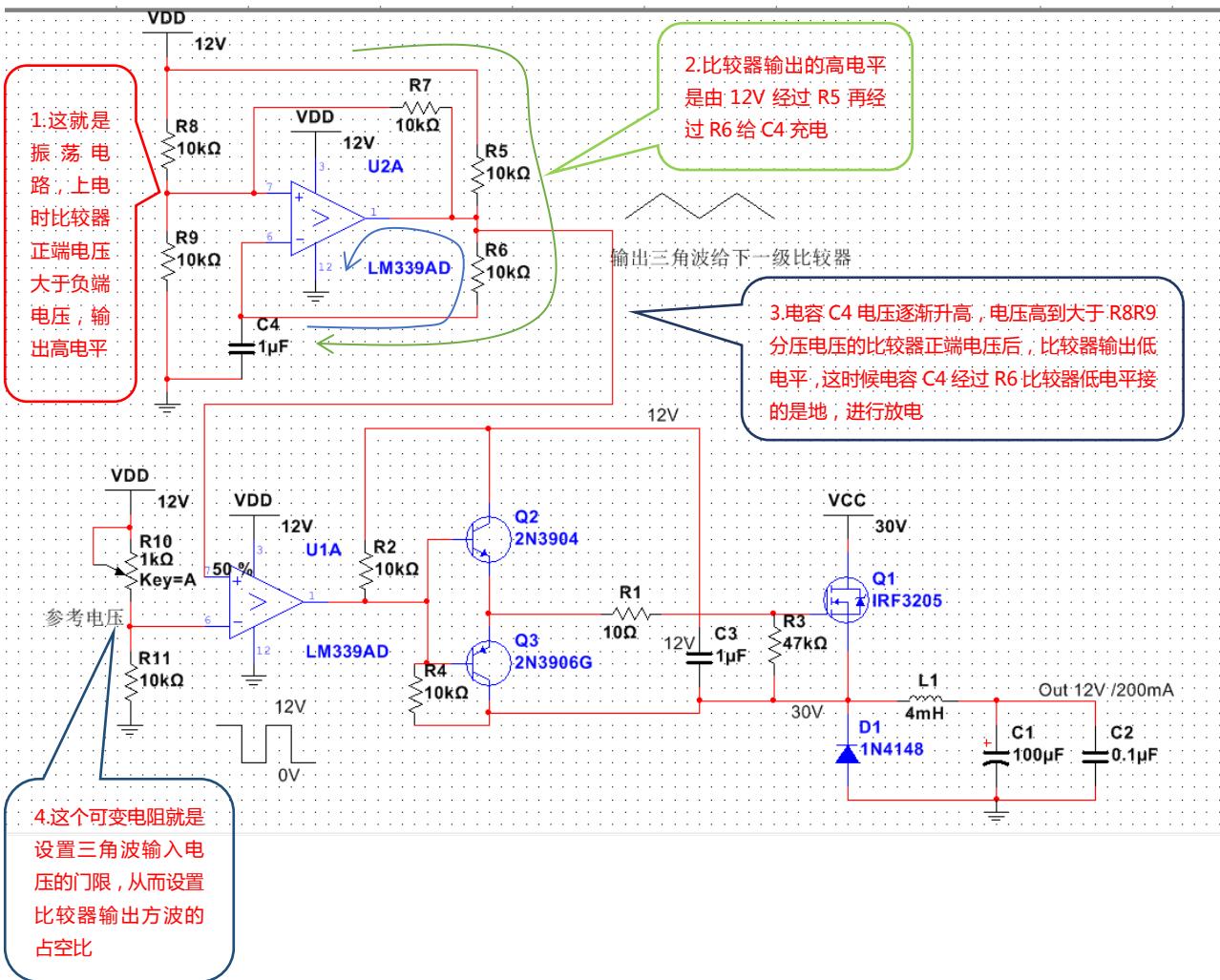


你看 MOS 管还会导通一段时间才截止



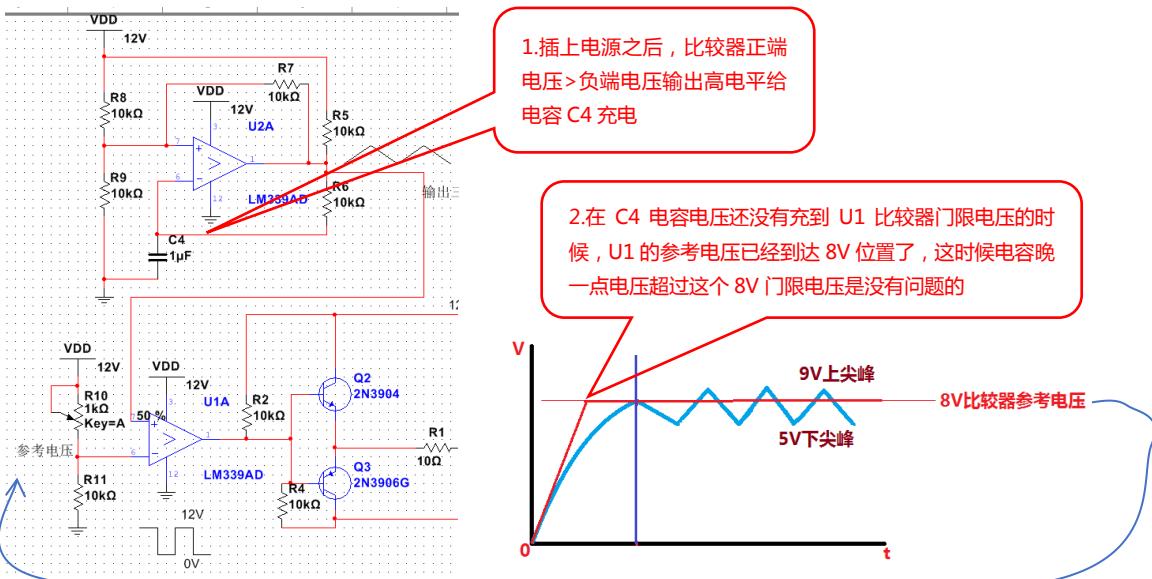
这样就完全解决了 MOS 管放电问题，记住这里的下拉电阻接的是电容负极，我说过这个电路的电压驱动源是电容，所以回路是电容正负极的回路，这种回路也叫做电子回路，不一定非要有电源地才能形成回路

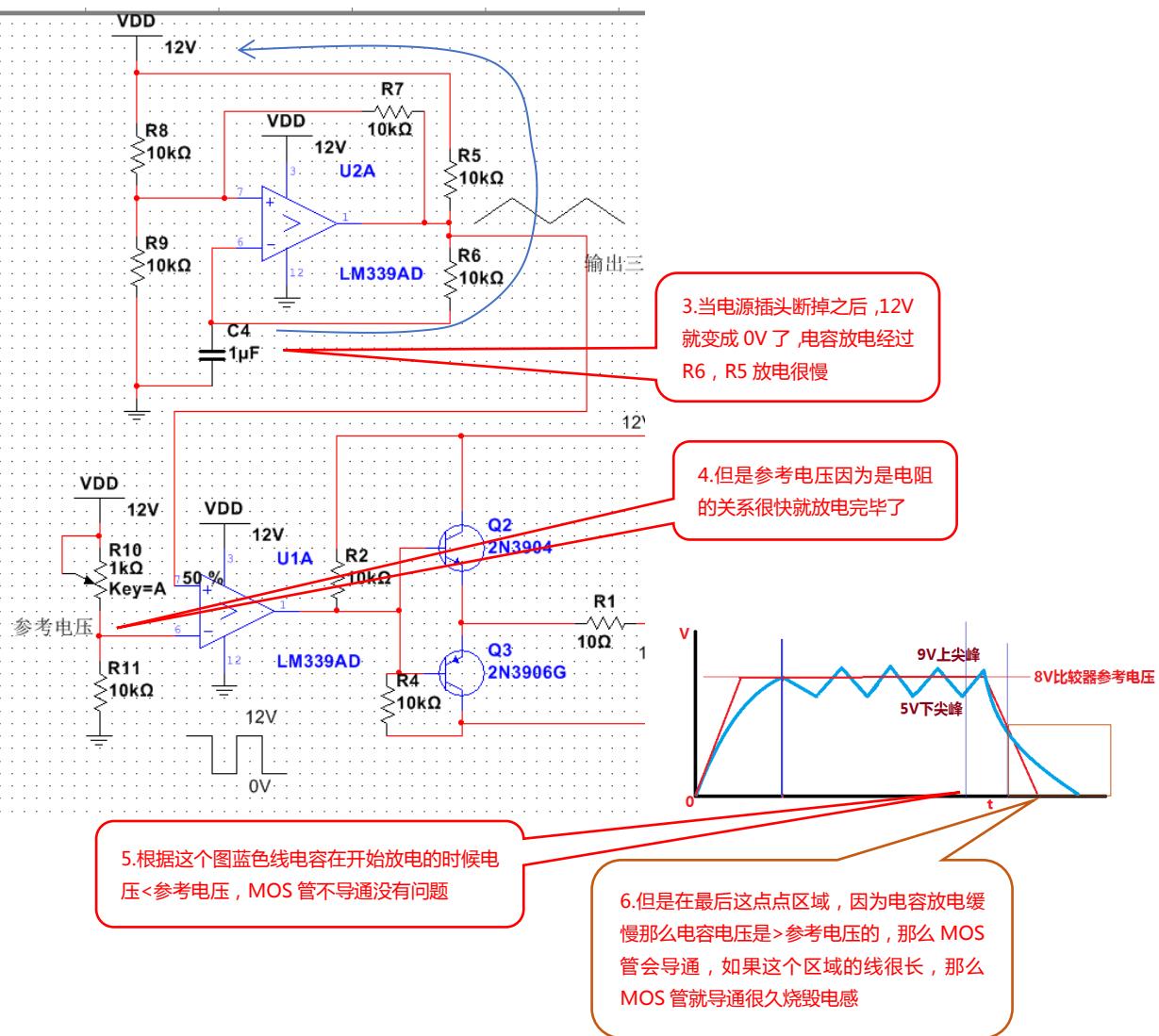
下面给该电路加前级振荡电路



这里设置方波的占空比很重要，因为L1电感的选型是根据前面我们计算的占空比0.4来选的，如果这里的占空差0.4一点点，就会造成L1电感上的电流过大或过小，电感电流过大就会烧毁电感，所以这里的可变电阻一定要把方波占空比调试到0.4的位置。

下面总体分析一下该电路还有什么缺陷



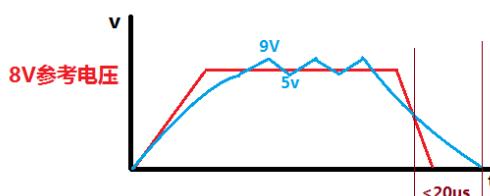
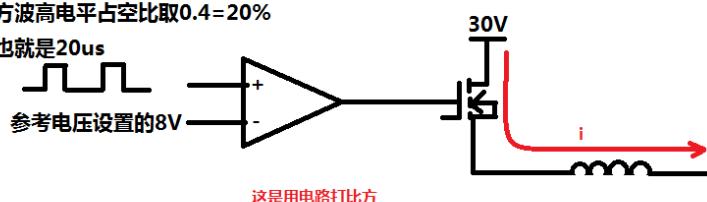


当然如果最后这点区域电容放电时间很短，就没有问题，那怎么确定电感多久烧毁呢？

20Khz的开关频率，

方波高电平占空比取0.4=20%

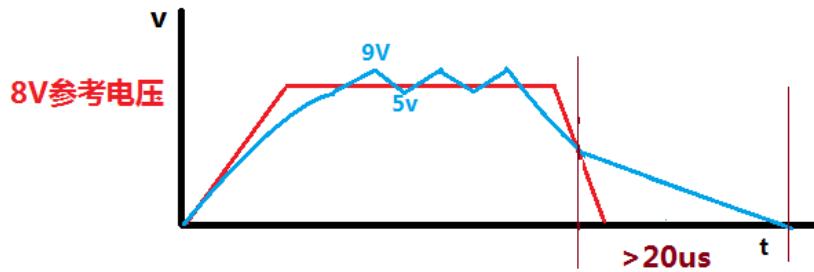
也就是20us



上面说过参考电压经过电阻很快放电完毕，在电容放电的时候蓝色线<20us达到0V就没有问题，因为蓝色线电压>参考电压MOS管就会持续导通，给电感充电，而且电感选型是按照占空比0.4选的，也就是240mA的额定电流，所以电容放电<20us就没有问题

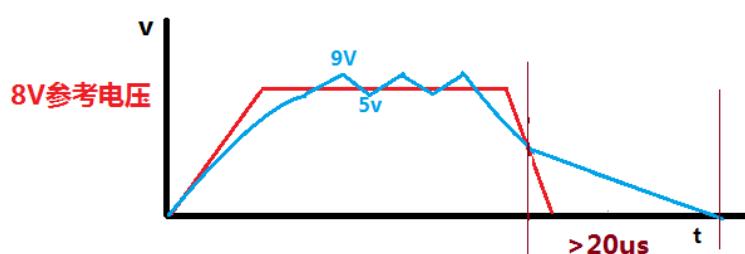
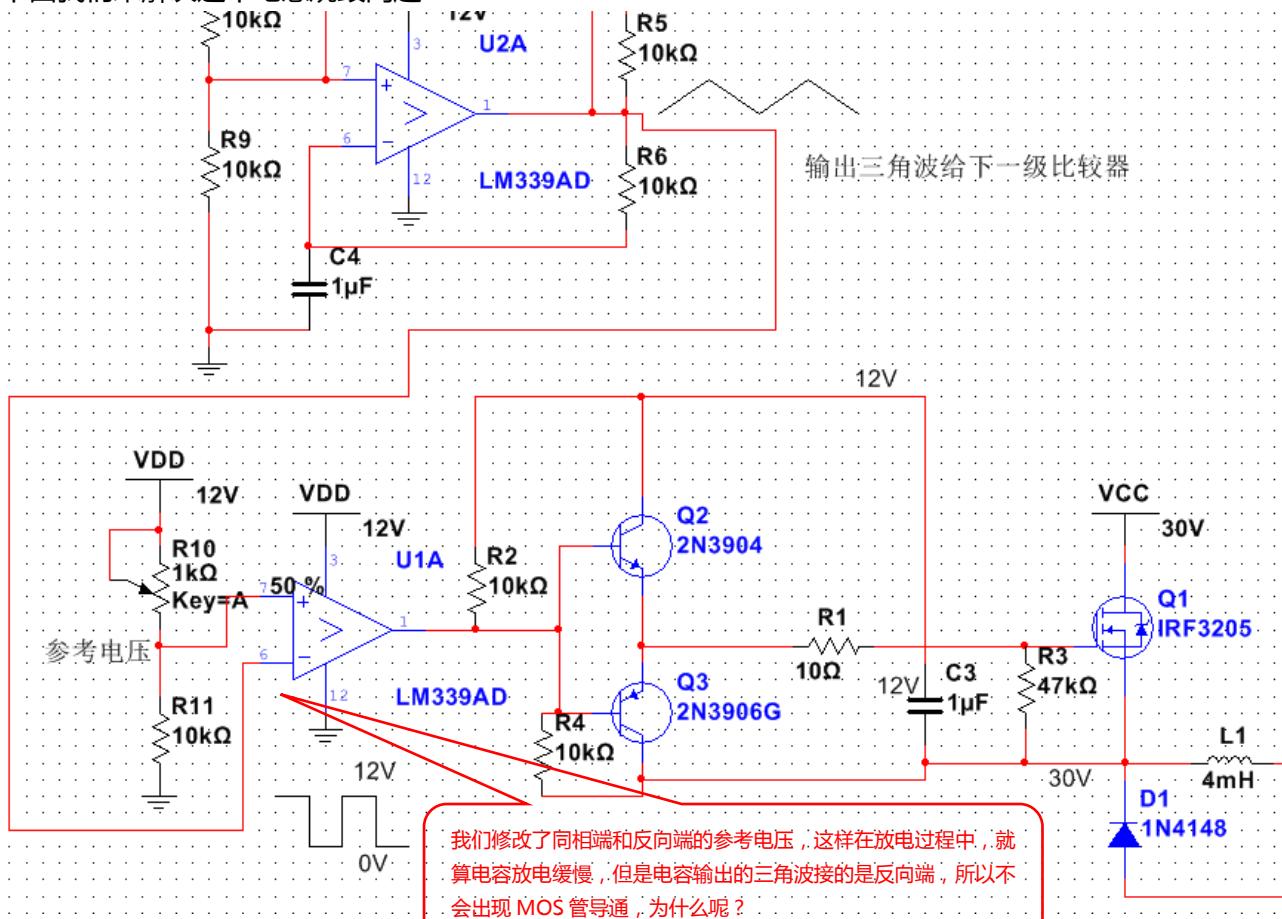
所以这个额定电流 240mA 型号的电感在电容放电<20us 内是不会烧毁的。

但是，但是 !!!



有些电路电容放电时间可能会 $>20\mu s$ ，那么这种情况要么换电感，要么修改电路，但是换了电感，输出电压就会不对，像我这里的buck电路拓扑就可能会有影响

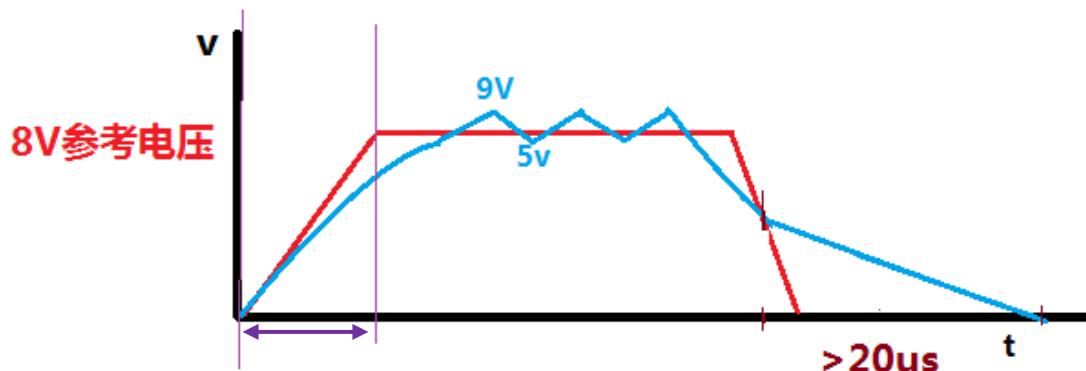
下面我们来解决这个电感烧毁问题



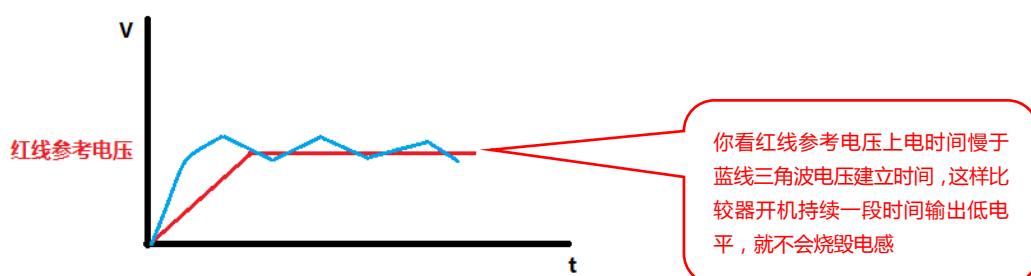
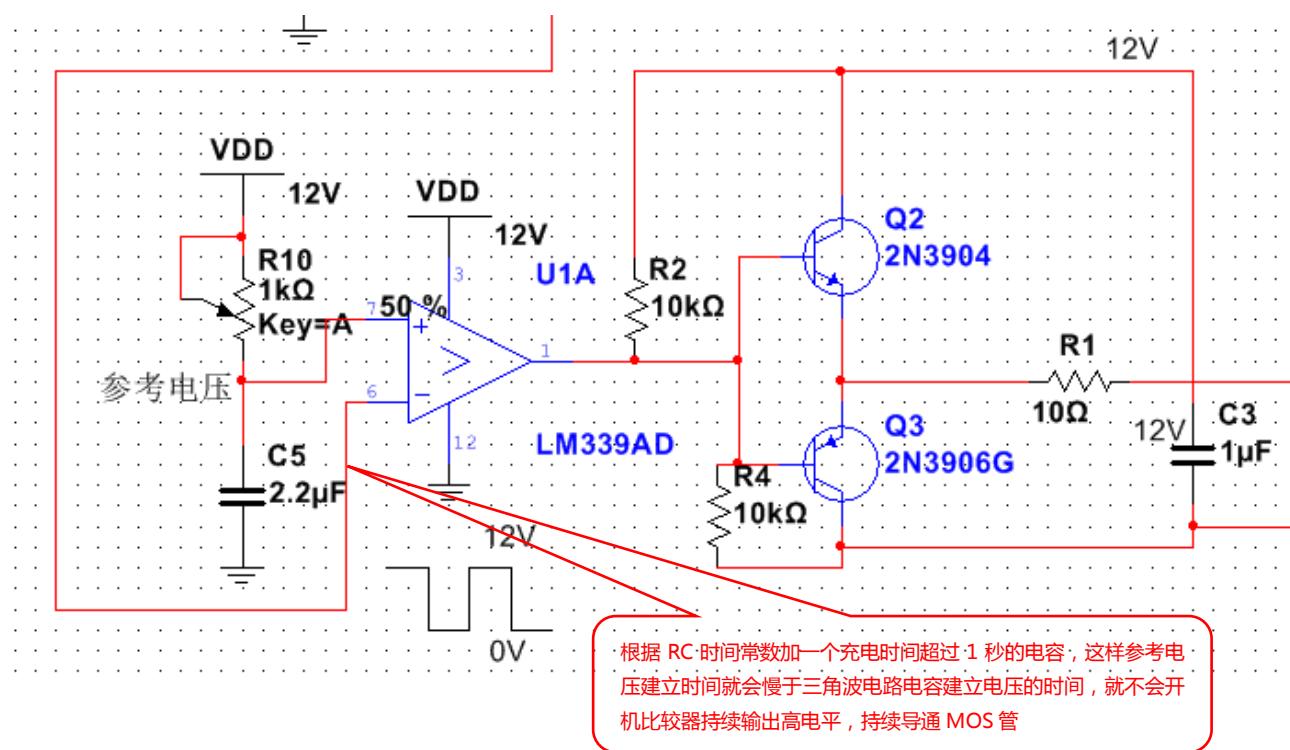
以前是蓝线电压大于红线，比较器输出高，MOS管导通，现在时蓝线电压大于红线，比较器输出低，MOS管时不导通的，所以蓝线放电时间多长都不会烧毁电感

这种比较器参考电压和三角波输入互换，产生的比较器输出电平逻辑和上面的相反解决了电感烧毁问题

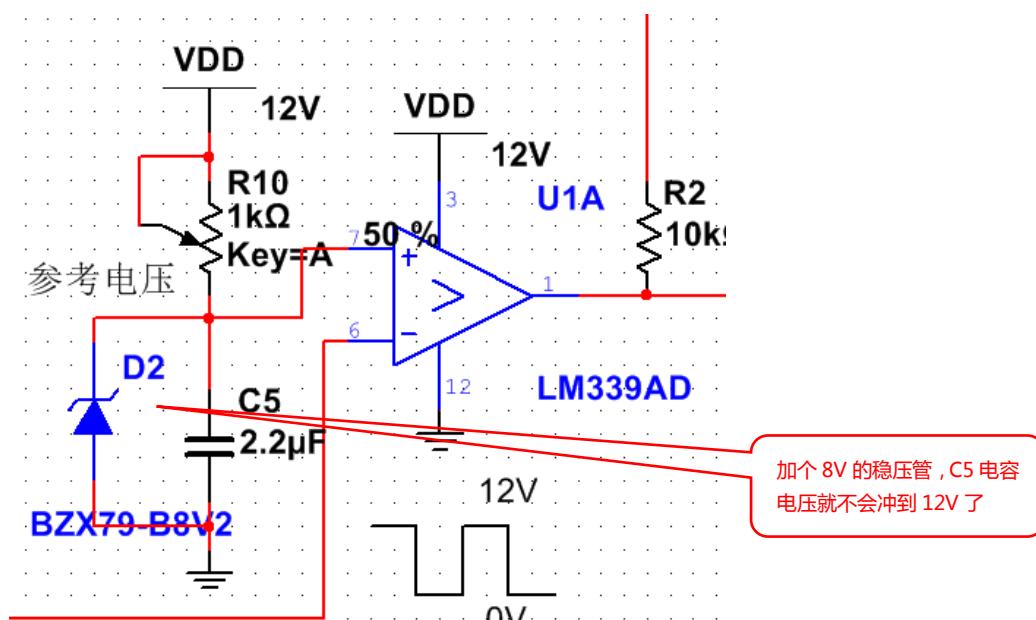
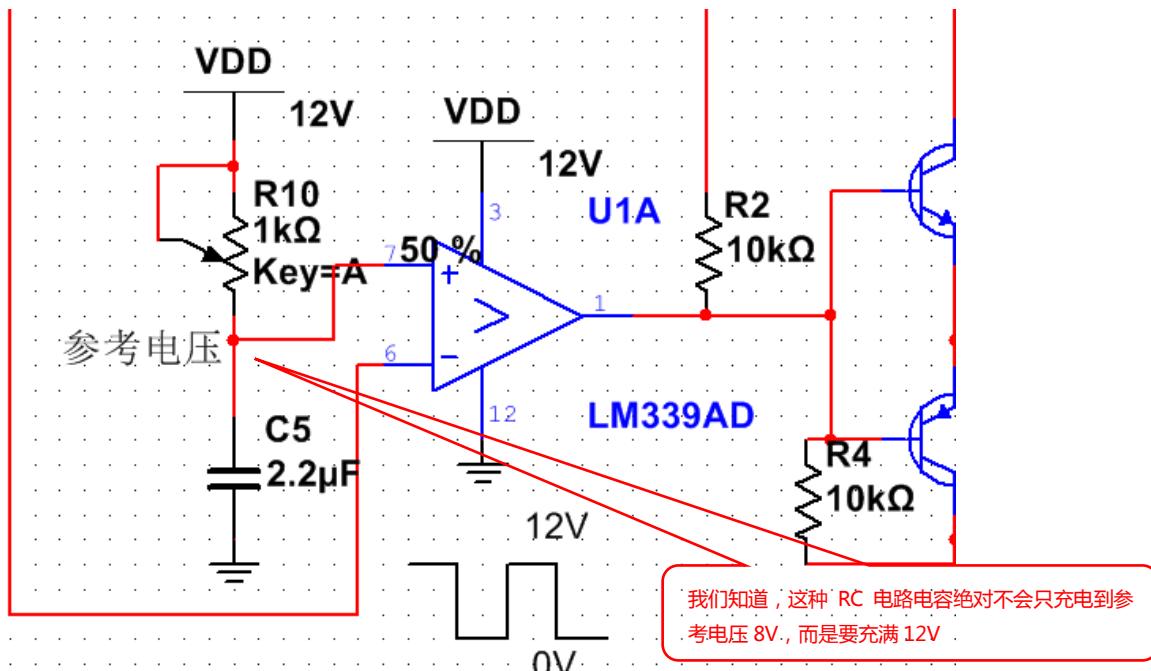
但是开机烧毁电感的现象出现了



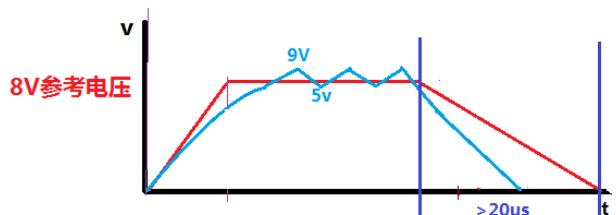
上电的时候参考电压建立时间快，三角波电路的电容还在充电，这种时候就出现开机启动烧毁电感的情况，因为同相端的参考电压会有很长一段时间大于三角波电容充电的电压，因为电容电压是缓慢上升的，就是这个缓慢上升导致比较器持续输出高电平



还要解决一个参考电压电容充满电的问题。

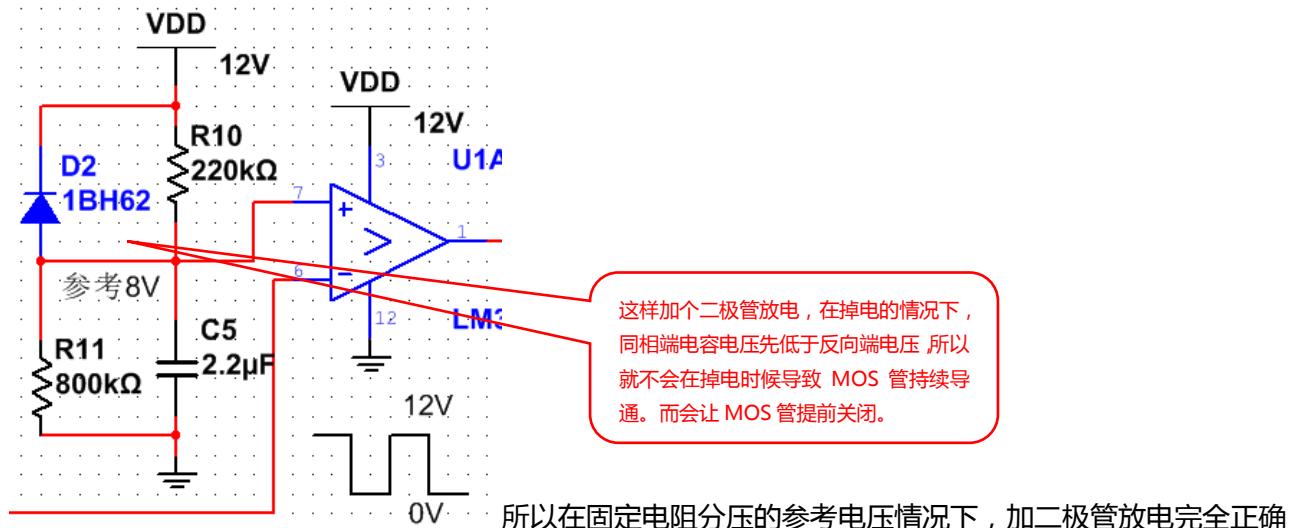
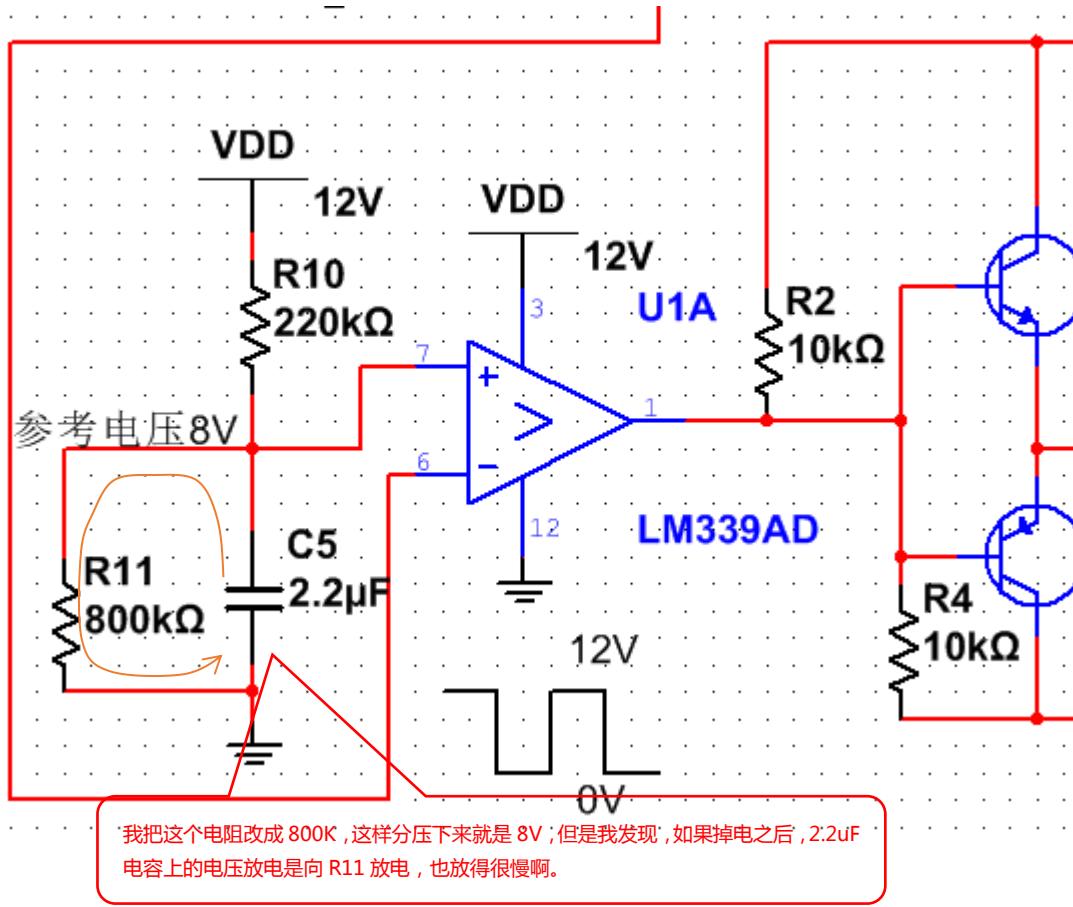


现在来解决最后一个问题，因为参考电压被修改到比较器同相端了，那么放电时候是参考电压先放电完还是三角波电压先放电完？

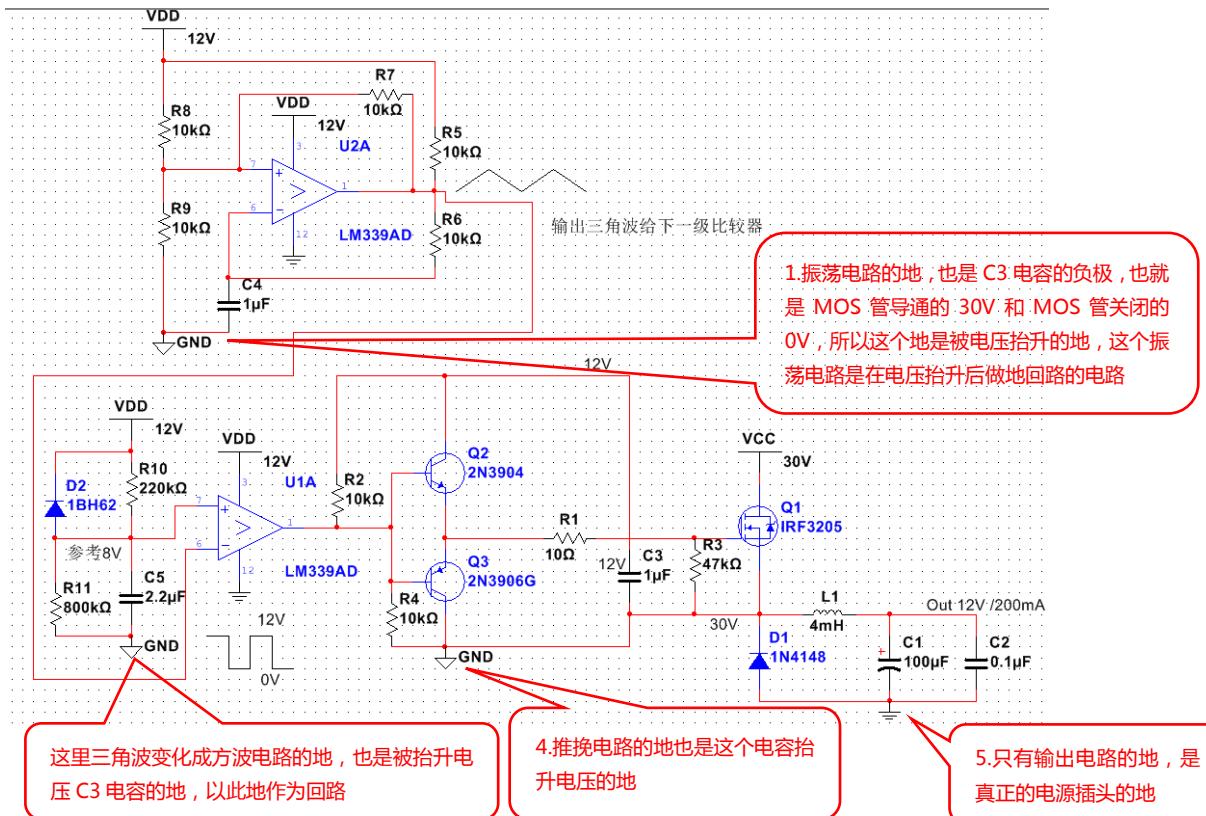


断电后，因为参考电压电容是经过电阻放电，所以有可能比三角波电路放电放得慢，而且参考电压在同相端，所以比较器会持续输出高电平，导致MOS管持续导通烧毁电感

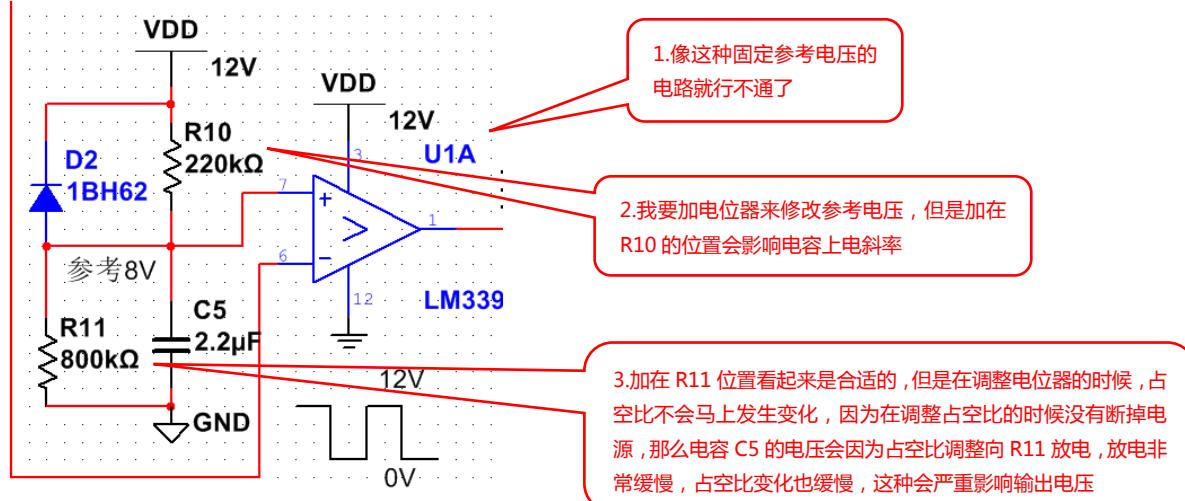
所以这里还得修改参考电压的电路，取消稳压管，用电阻代替试试看...



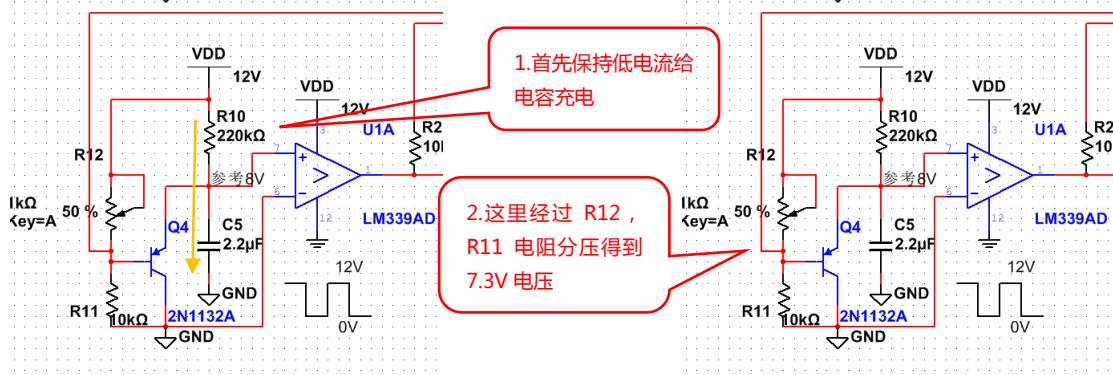
下面纠正一个问题

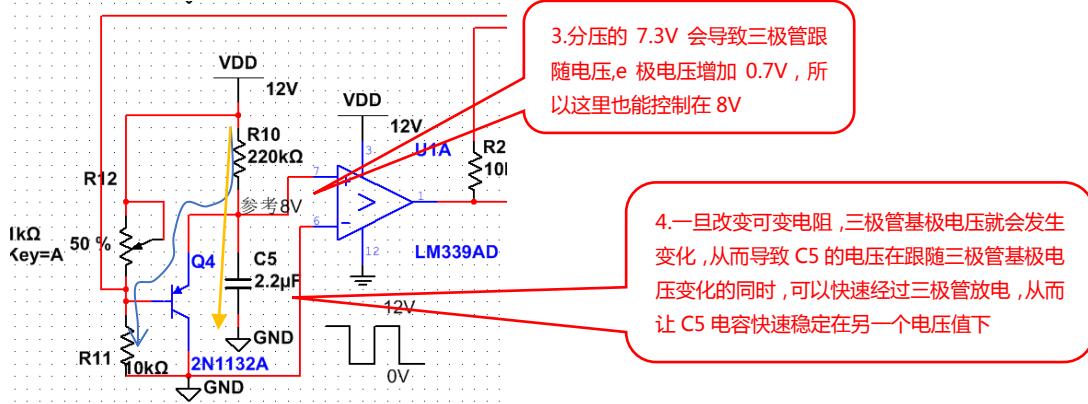


下面有个问题记住，占空比虽然设置的是 0.4，但是根据输出电压的微小波动，占空比是要微小调整的。所以后面再加入反馈电路后，会自动去调整 R10，R11 电阻值来设置输出电压占空比。



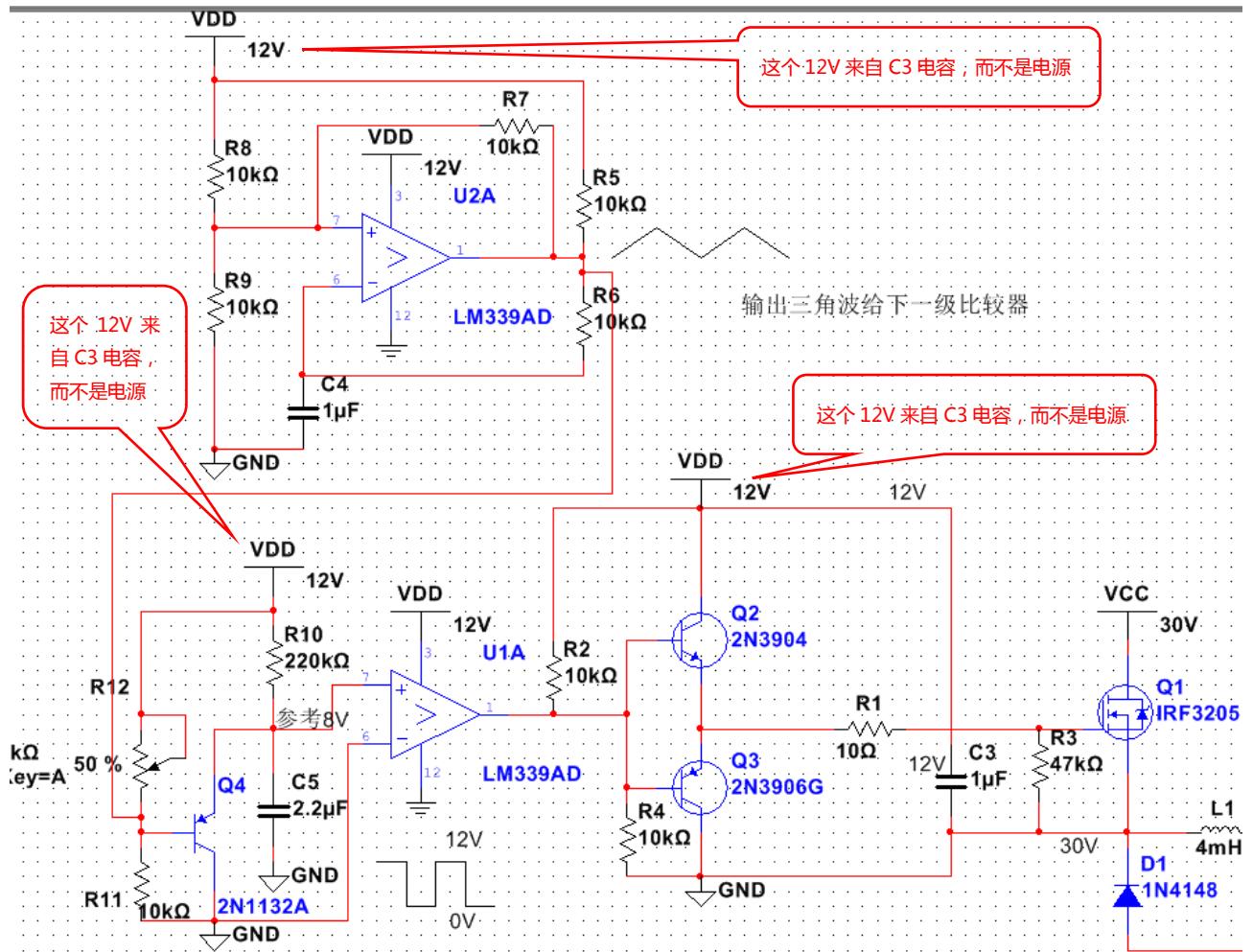
修改电路如下：



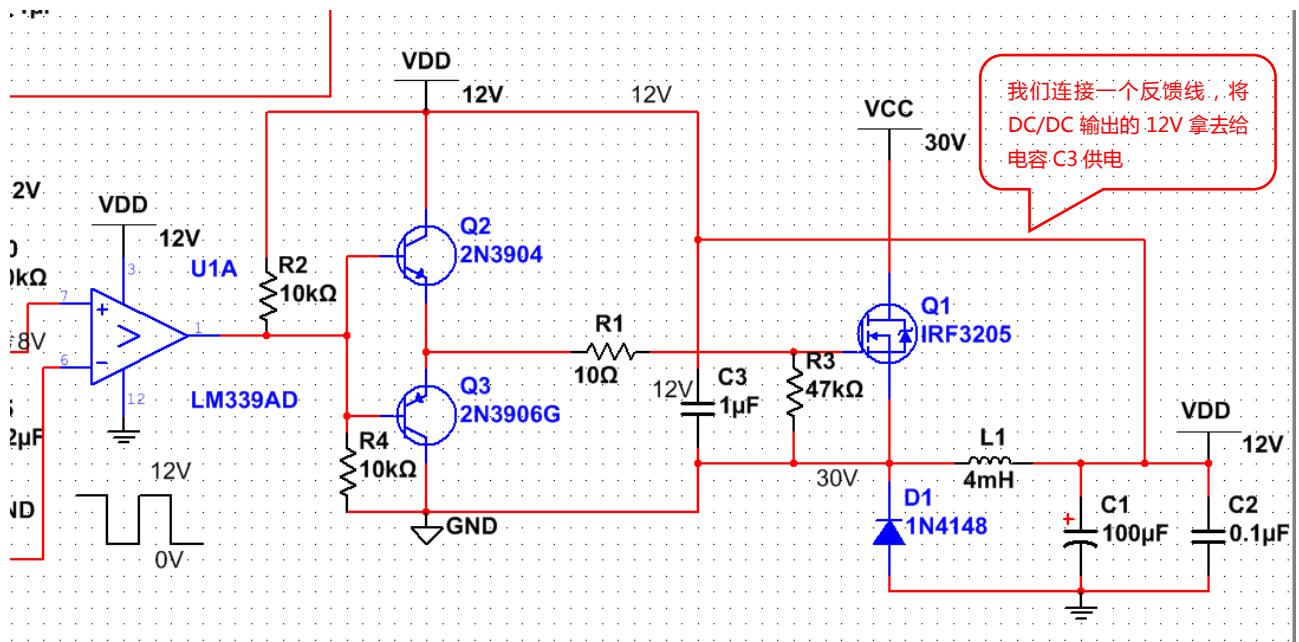


这里的另一个电压值就是你调整可变电阻的电压改变的比较器同相端电压值, 从而快速改变占空比。这个电路很经典, 就是这种牛逼的逻辑。

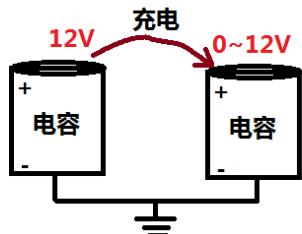
下面来解决电容上面的 12V 电压如何得到



所以整个振荡电路和方波输出电路的 12V 电压来自电容, 而不是电源, 但是这个电容的 12V 电压怎么来呢?

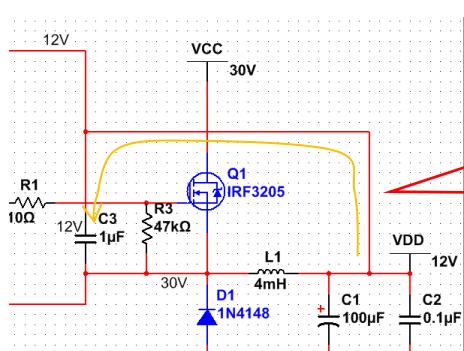
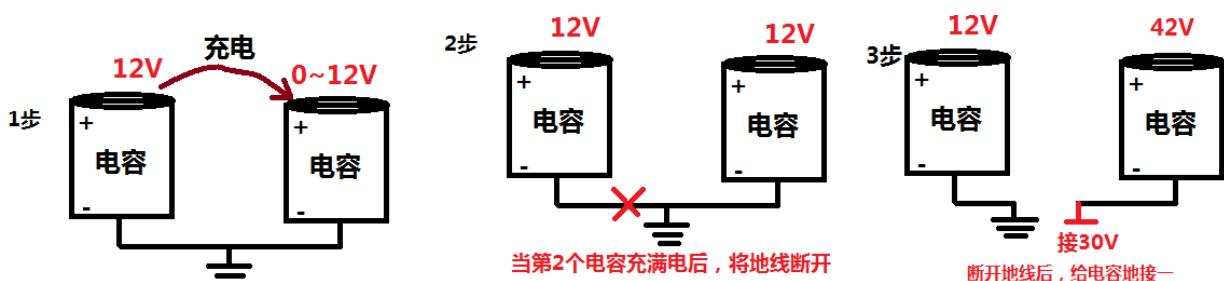


这个原理是什么，这其实就是自举电容的原理！！

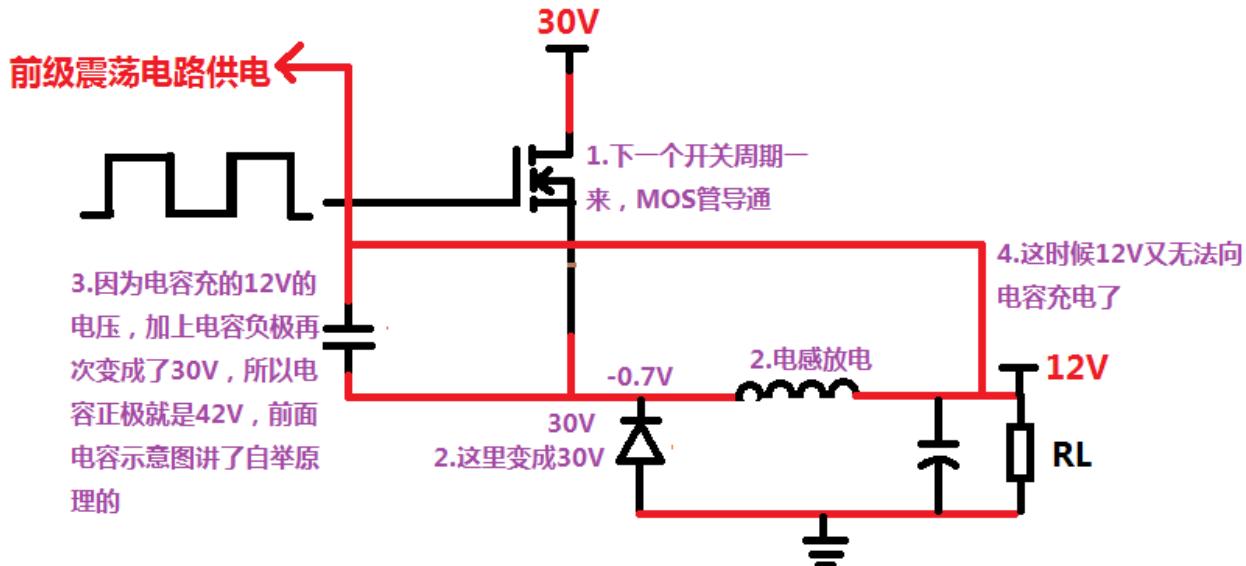
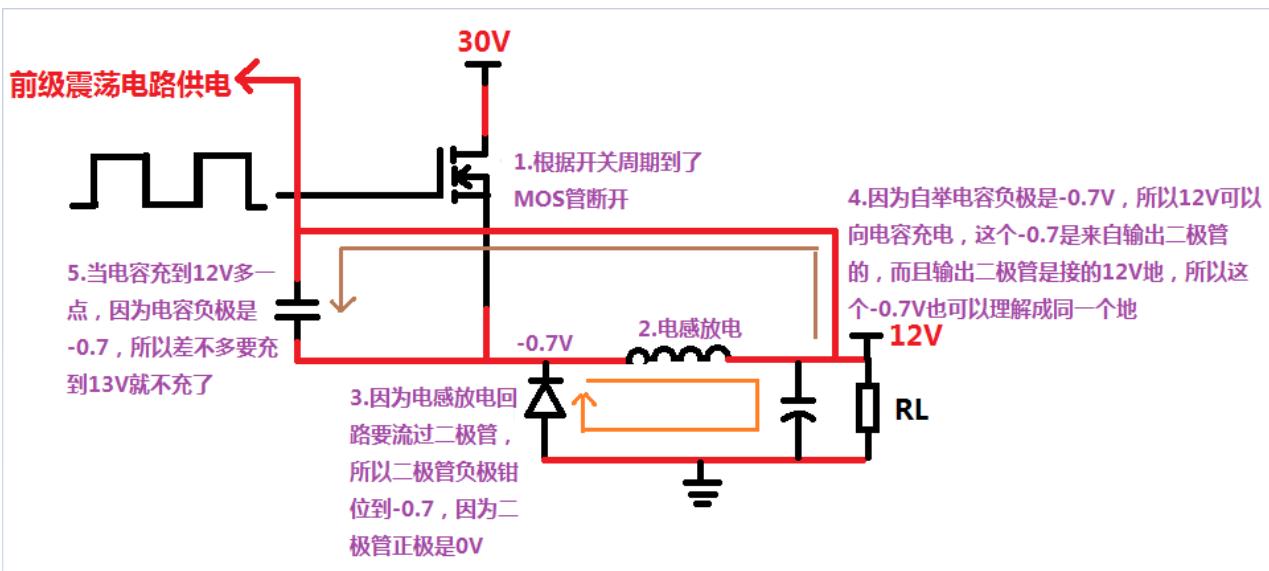
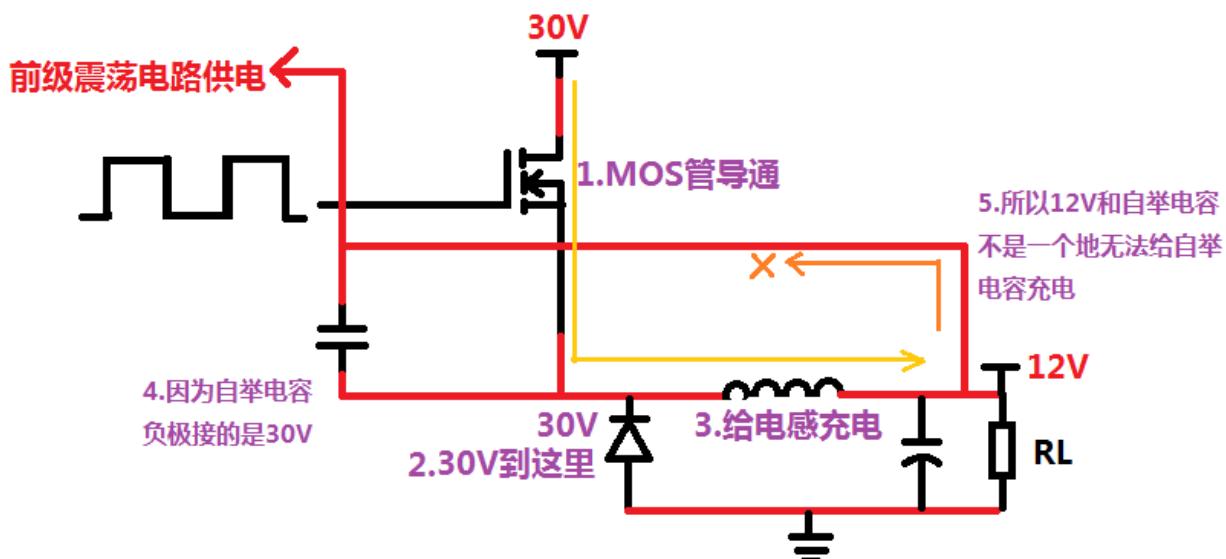


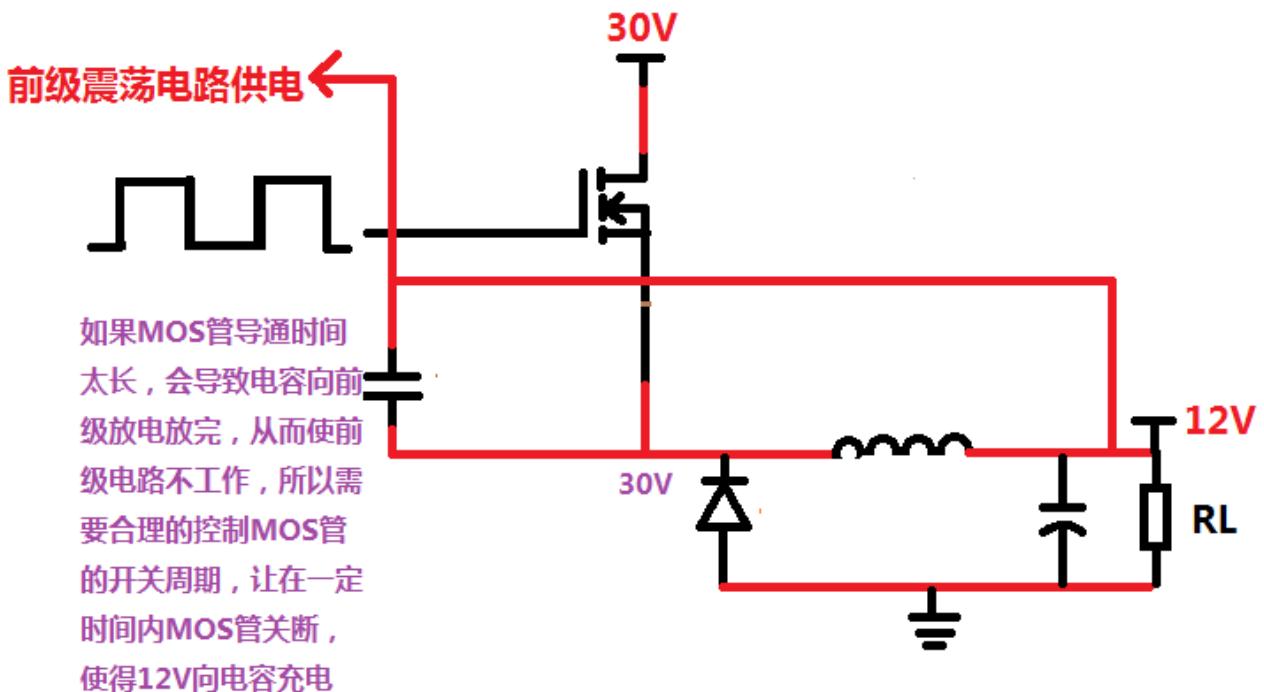
两个电容必须是接的同一个地，这样
12V的电容才能向另外一个没有电的电
容充电，直至充到12V才停止

这是基本知识

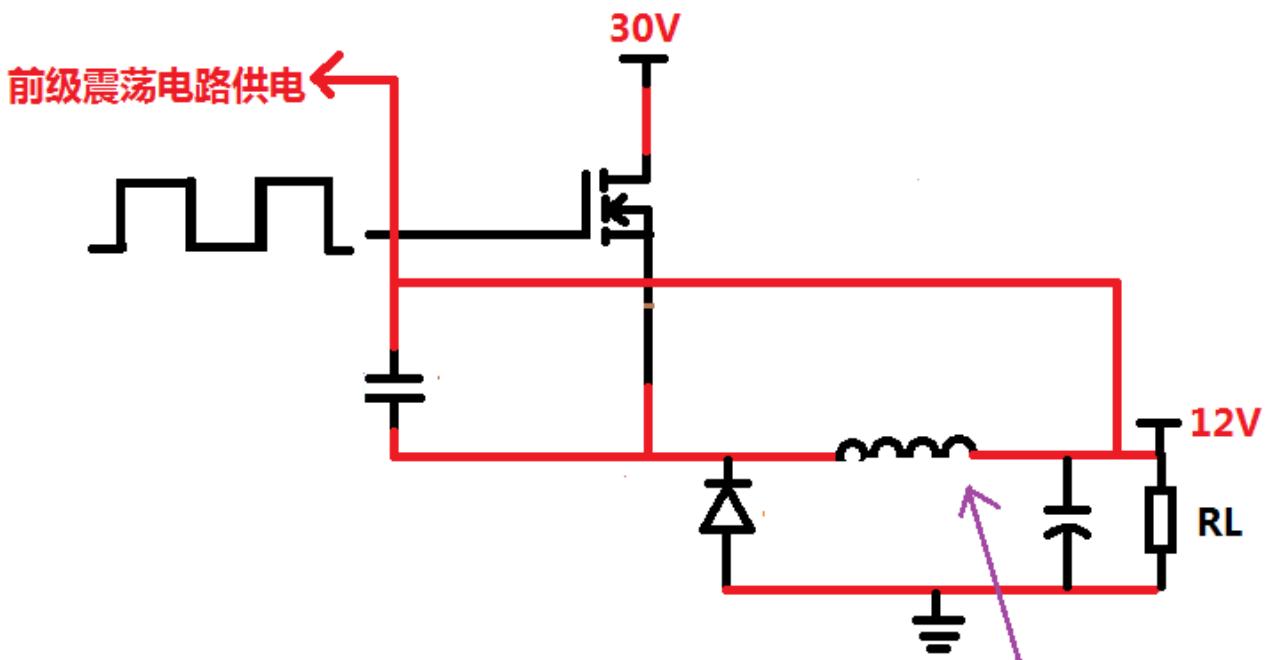


但是这里有一个问题，就是电容C3的地是MOS管的虚地，不是真正的地，根据上图要求，两个电容必须是同一个地才能相互充电，这岂不是违背原理了？

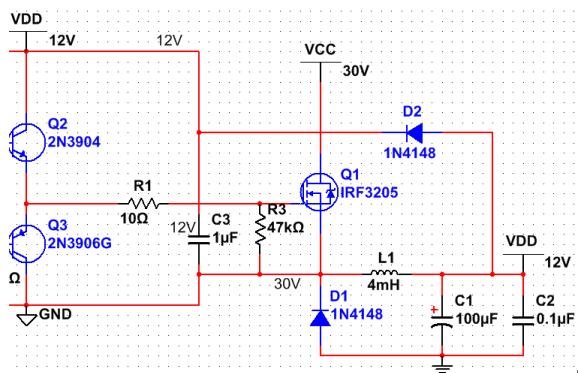
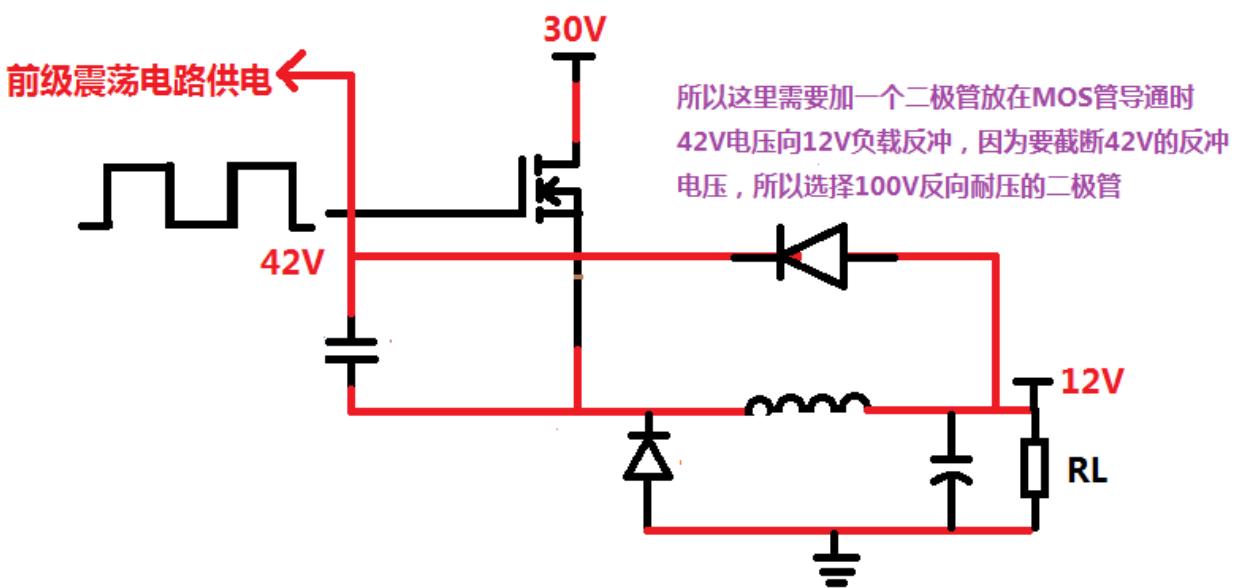
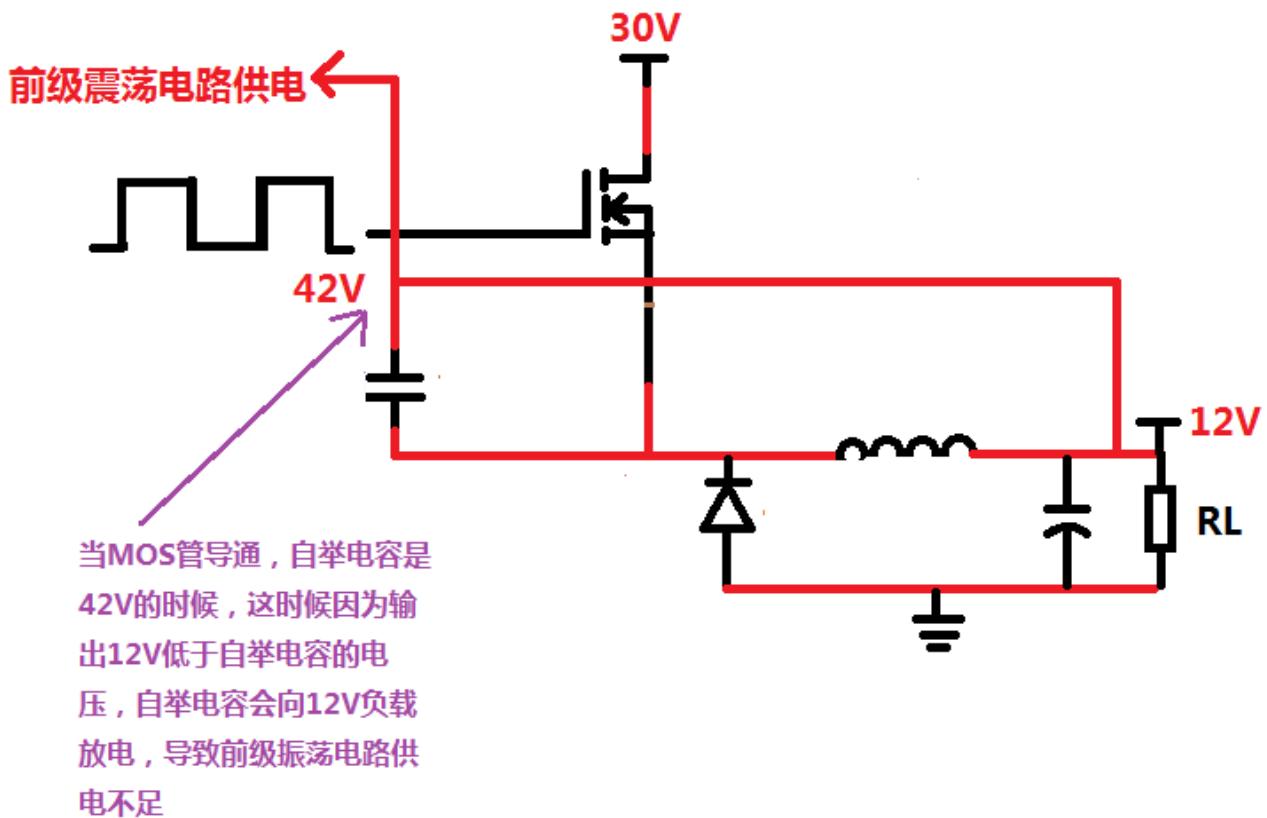




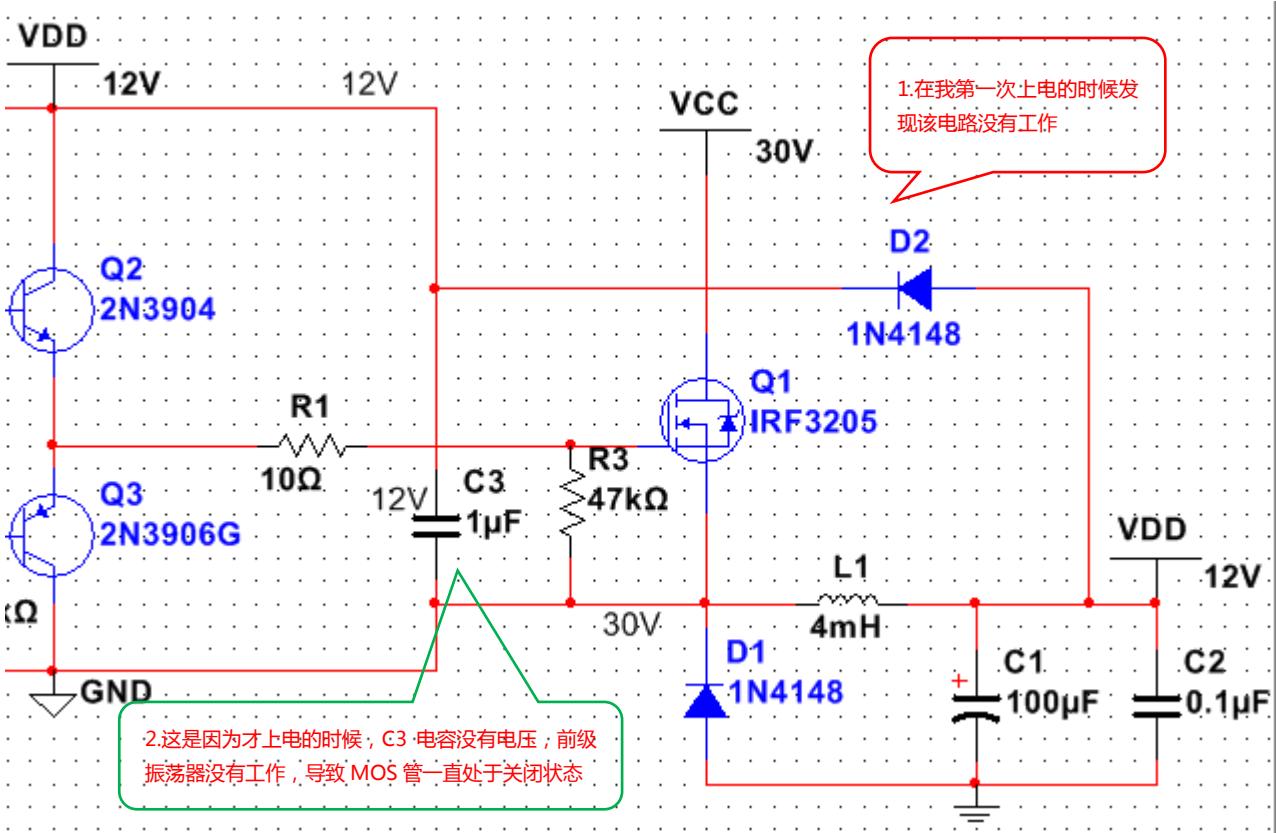
所以开关周期为什么设置的这么快，都是 khz 级别的，就是因为这个原因。



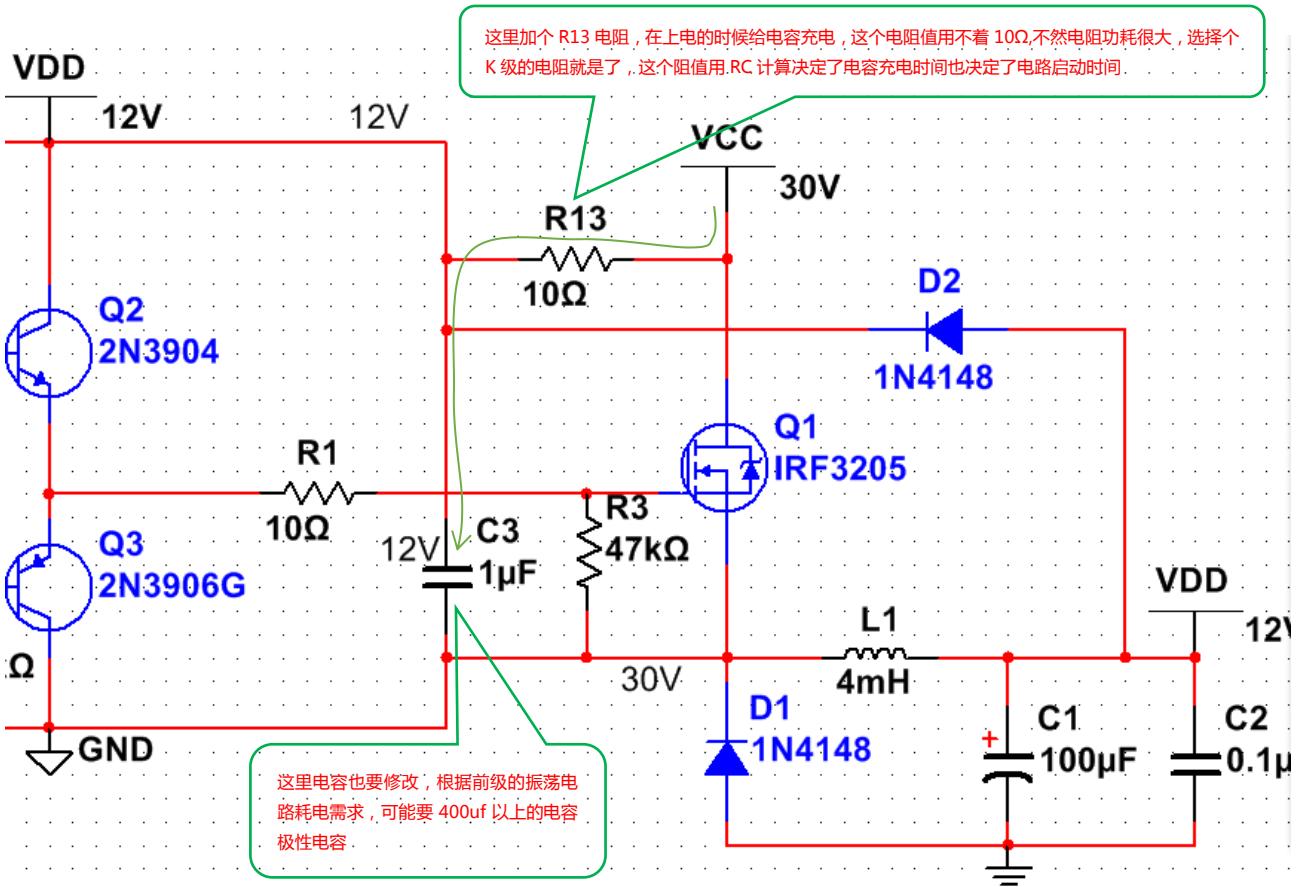
这个电感为什么要工作在CCM模式，就是因为MOS管关断后，12V向电容充电的电流来自于电感和输出电容，如果电感电流放完了，就会导致12V无法给自举电容充电，所以电感的DCM模式是不合适的，一定要用CCM模式，在电感电流还没有放完的时候又让MOS管导通给电感充电，这就是电感的电流波形是三角波的原理

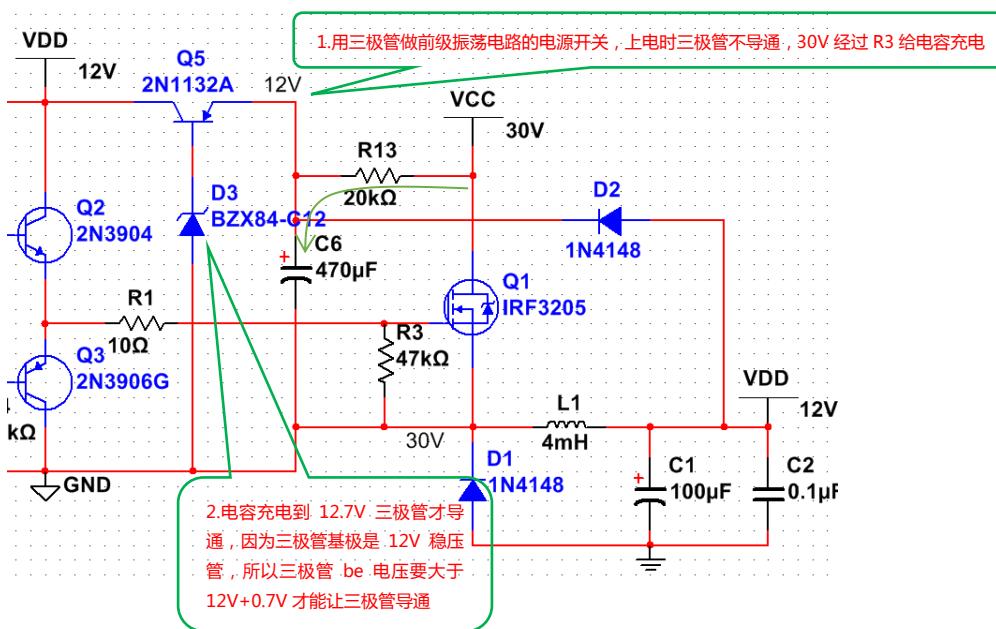
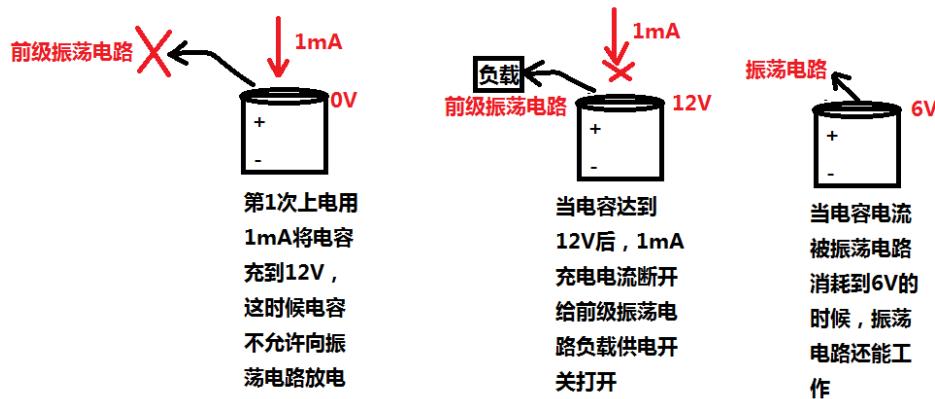
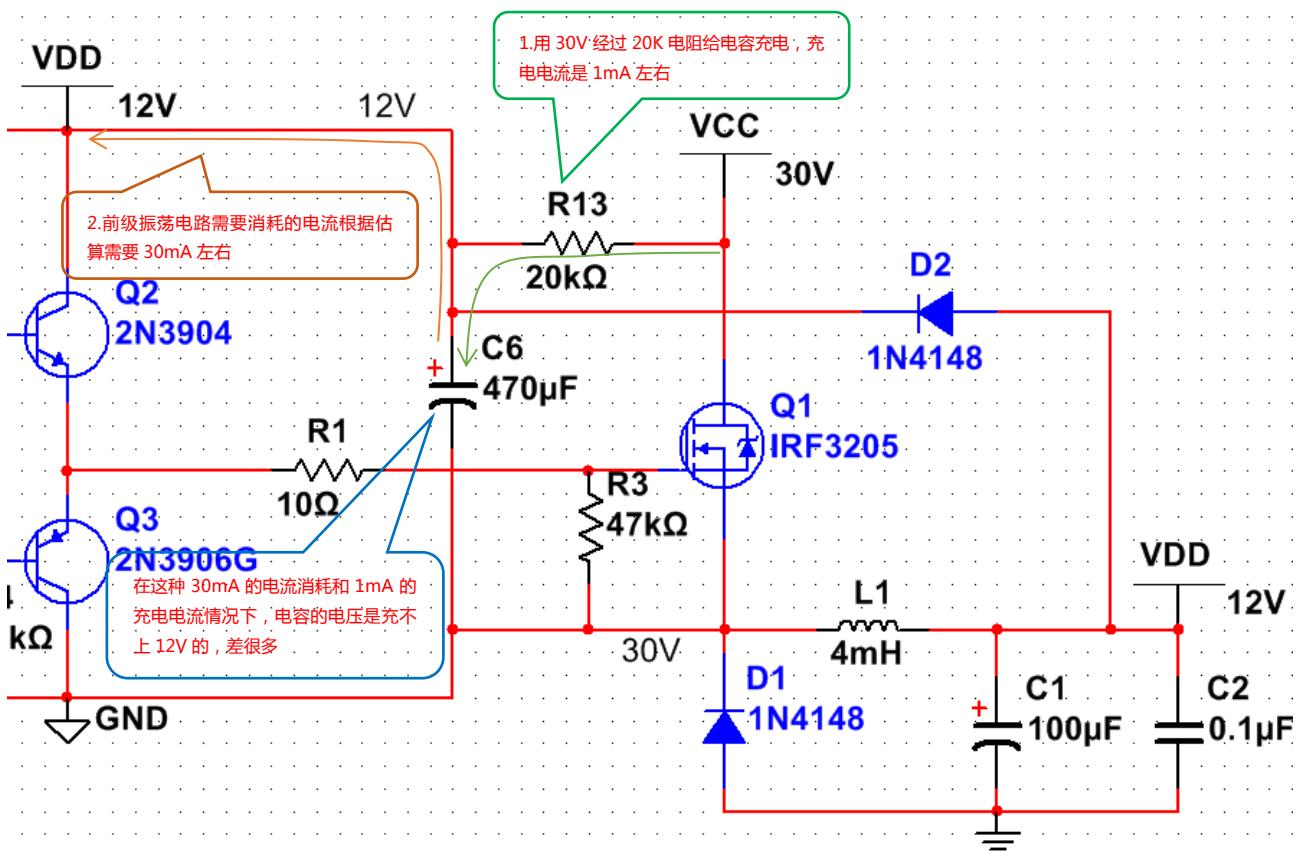


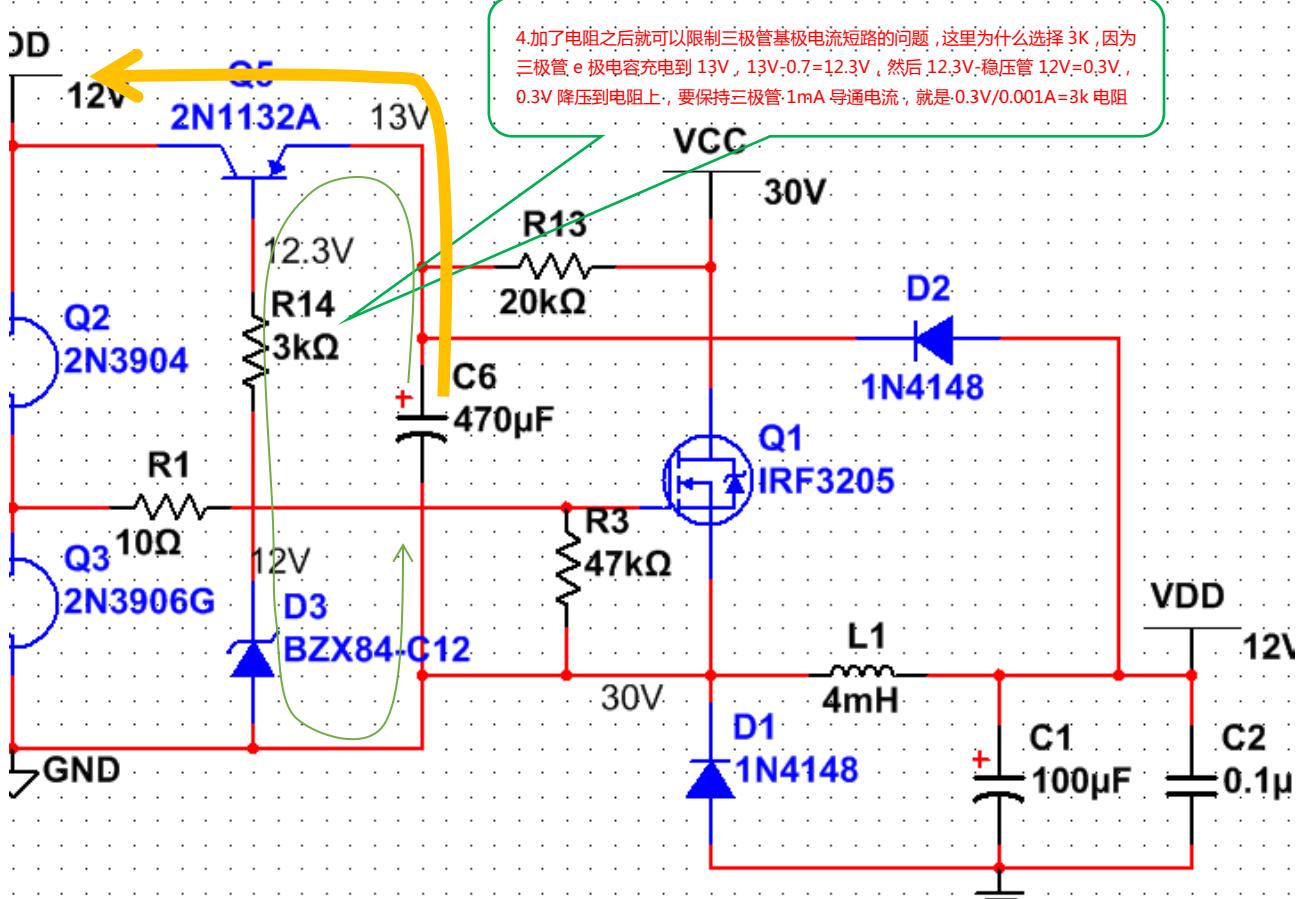
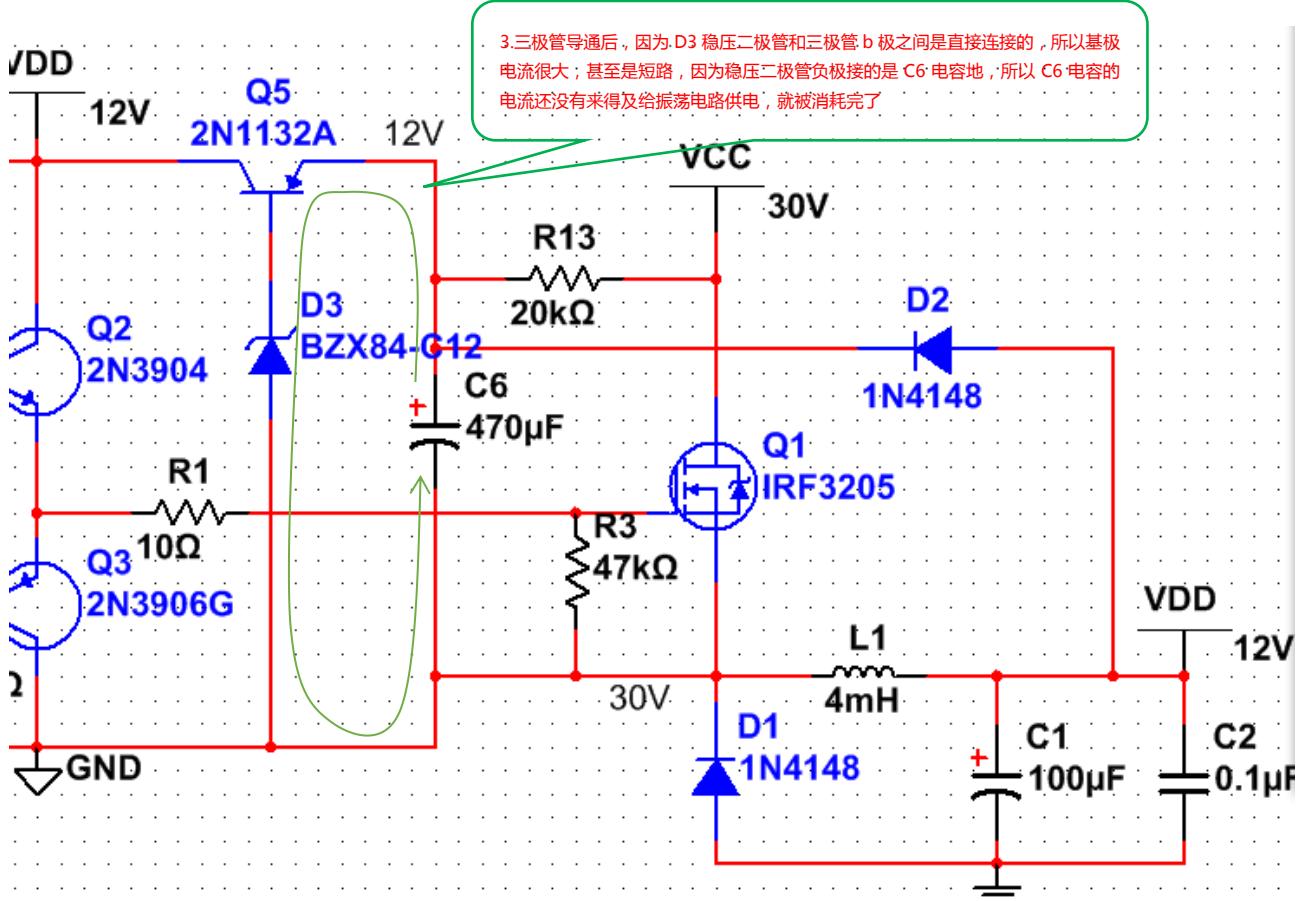
自举电容 12V 供电电路设计完毕



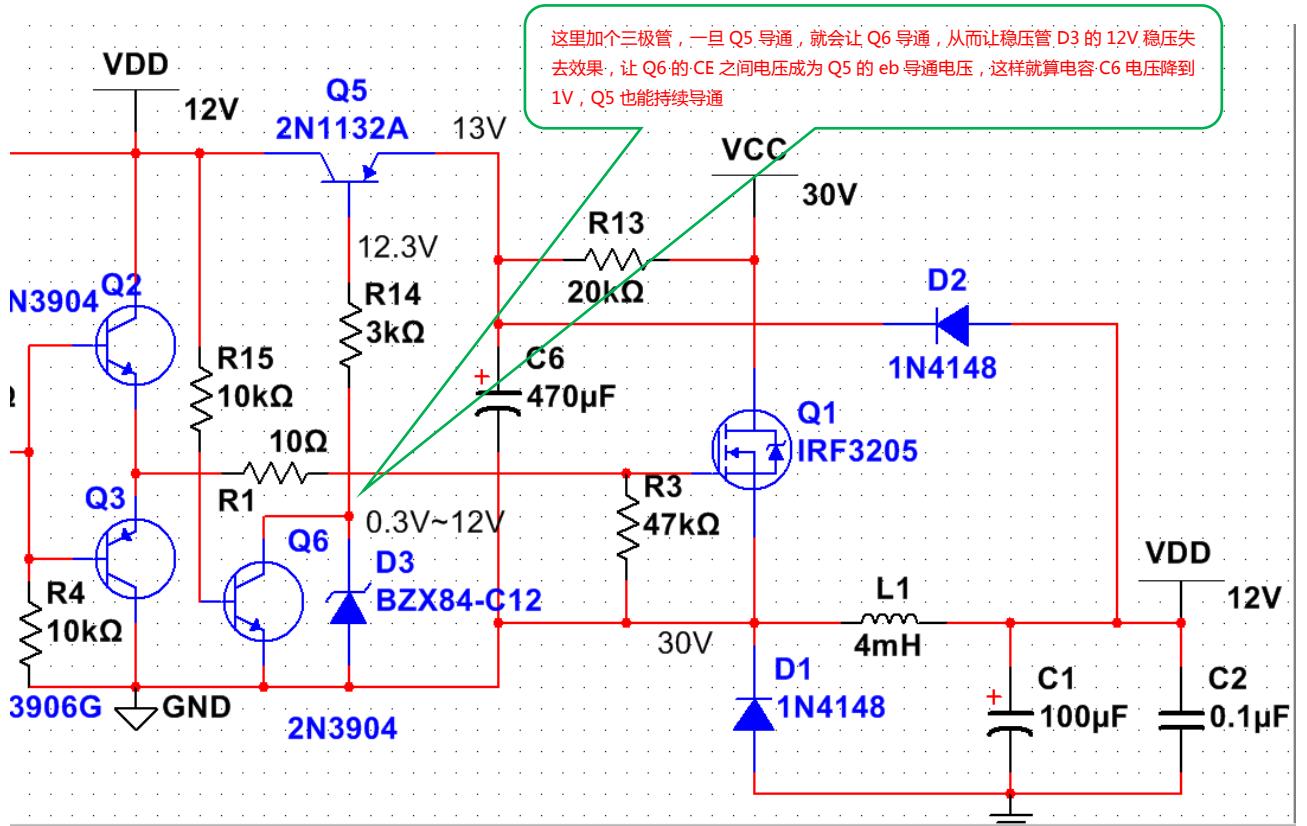
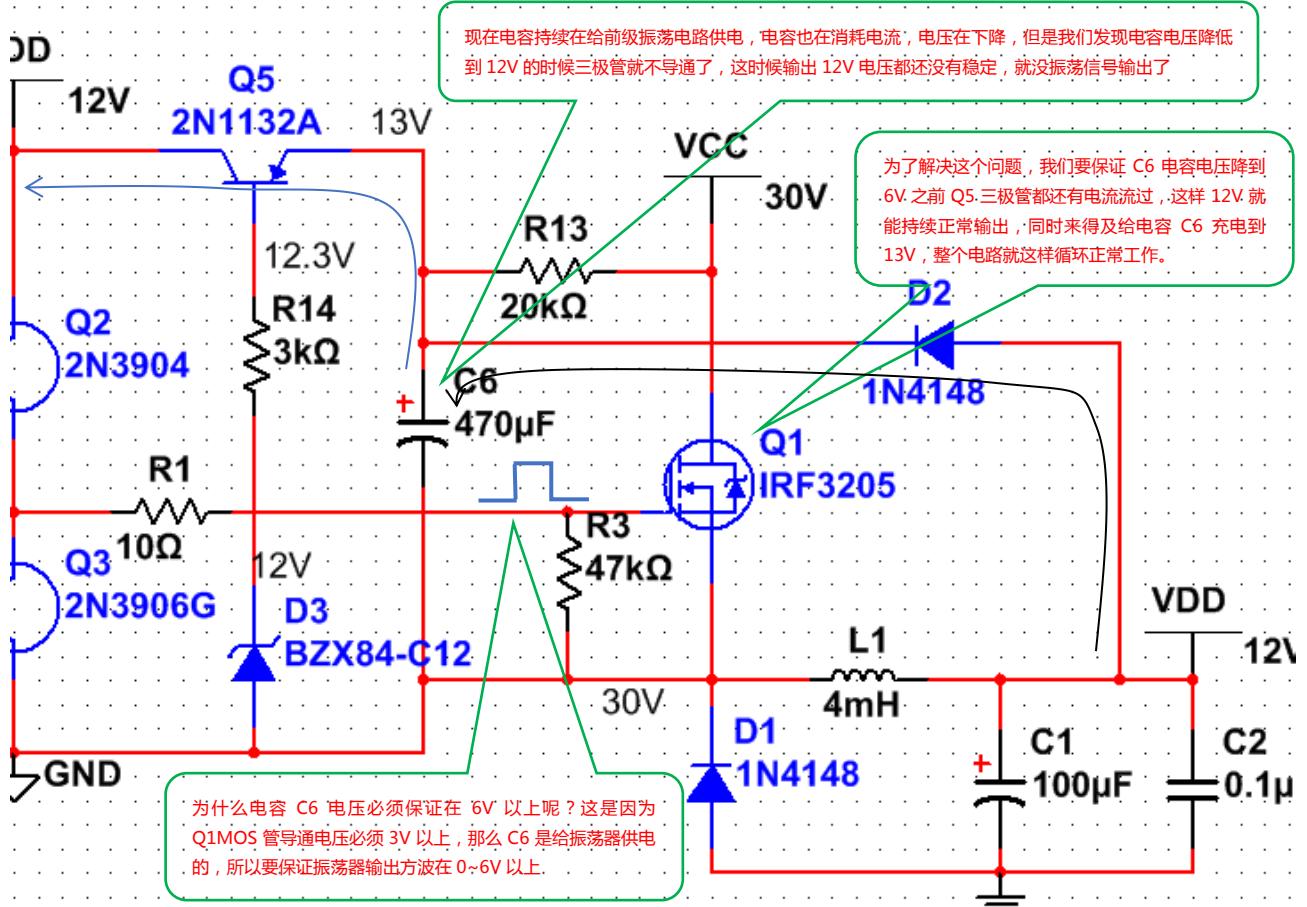
所以要想办法让 C3 电容有第一次电压，一旦 C3 电容有了第一次电压，就能让 MOS 管导通，从而生成 12V 电压返回来给 C3 电容充电，就会形成 C3 电容循环充放电，电路就能一直工作了。





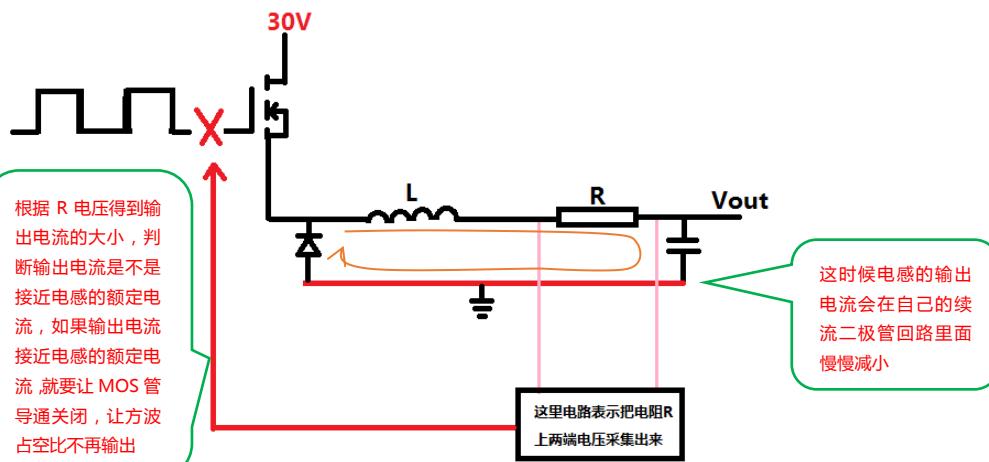
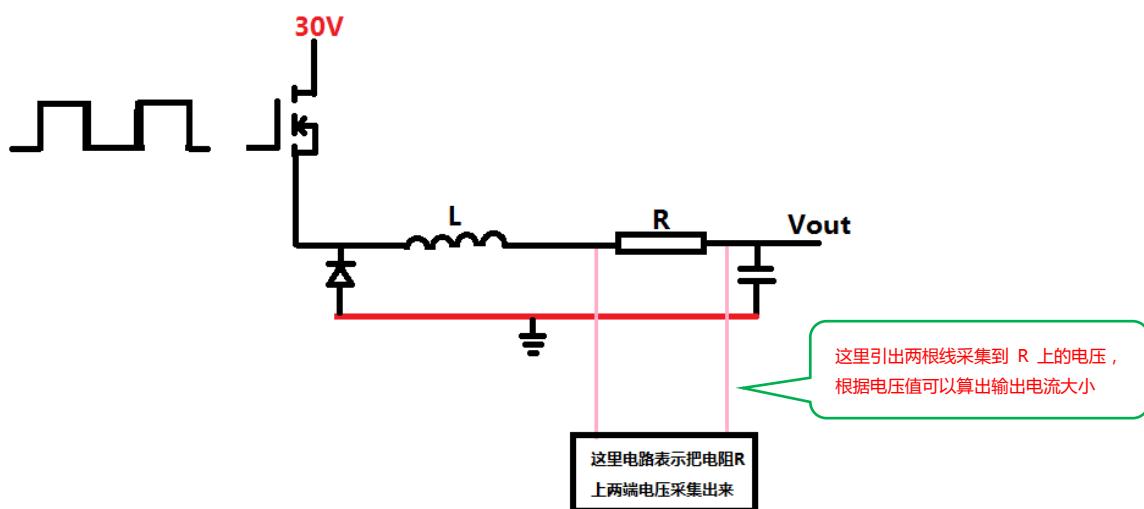
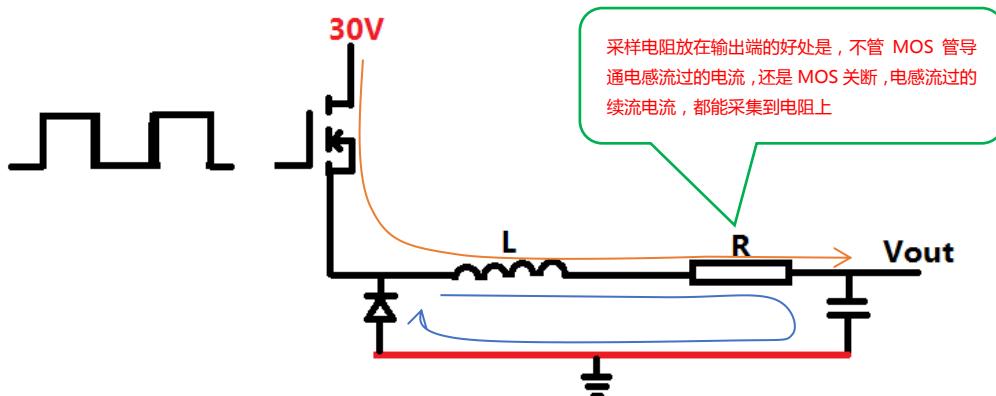


这样电容就可以把大部分电流放给前级振荡电路供电了。

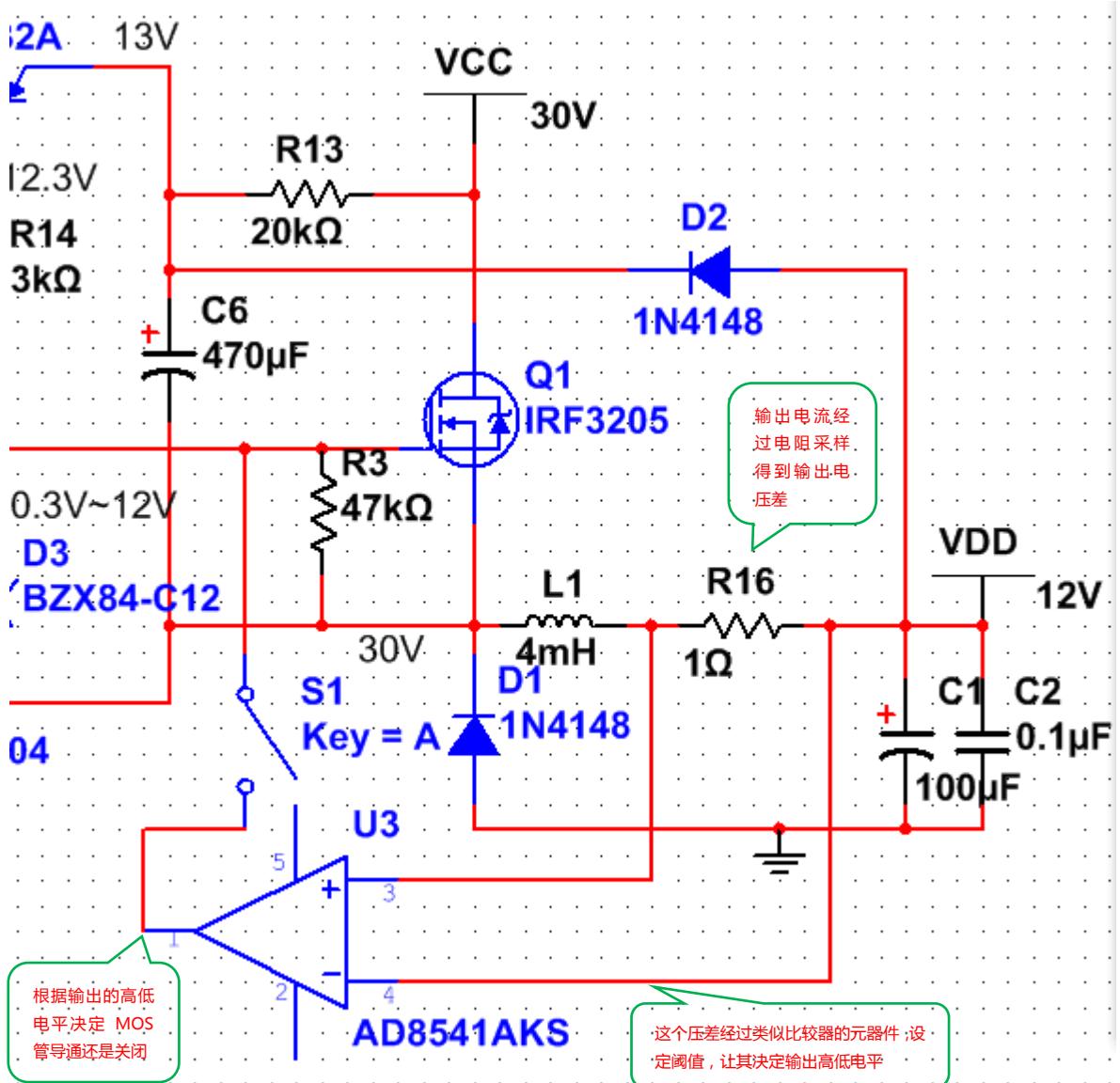


给 BUCK 电路增加电流环保护电路

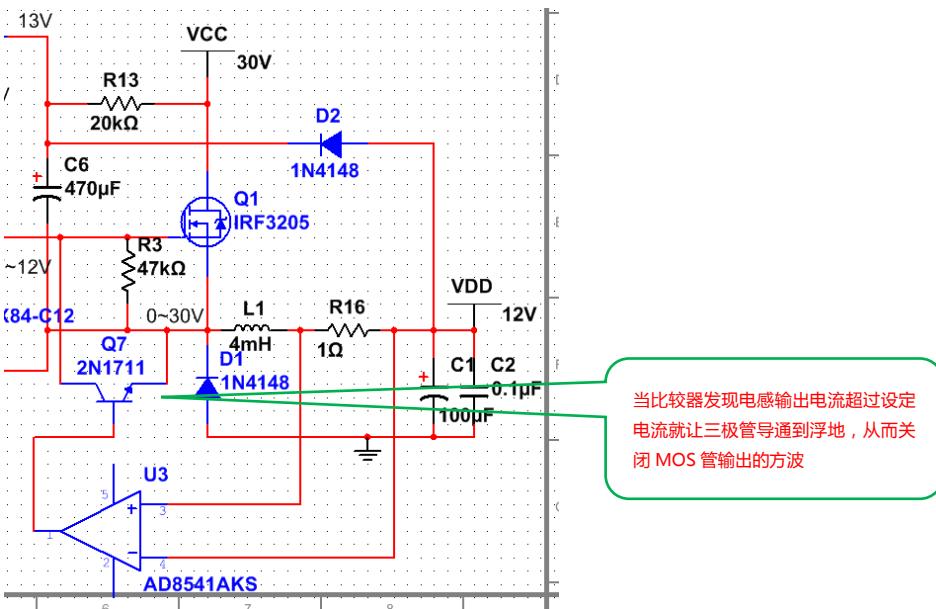
其实就是监控输出电流如果超过设定电流范围就要让其自动调整回来

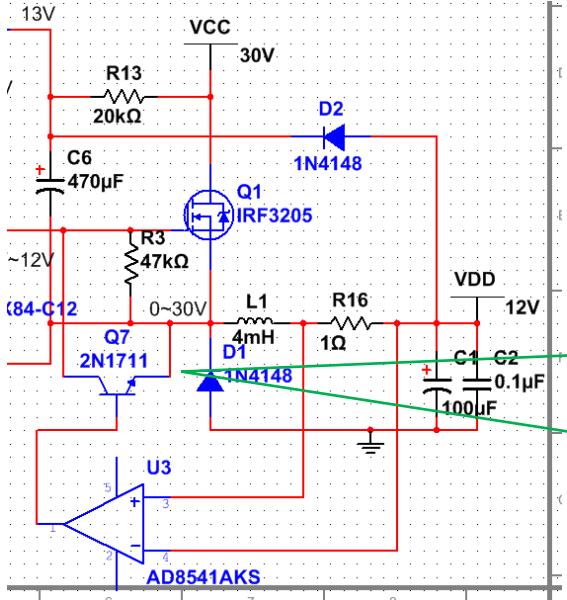


这样就能保护电感因为输出电流不断增大而烧毁的情况。有人说不是方波占空比确定了吗，电感的电流怎么还会上升？不是应该恒定输出电流吗？



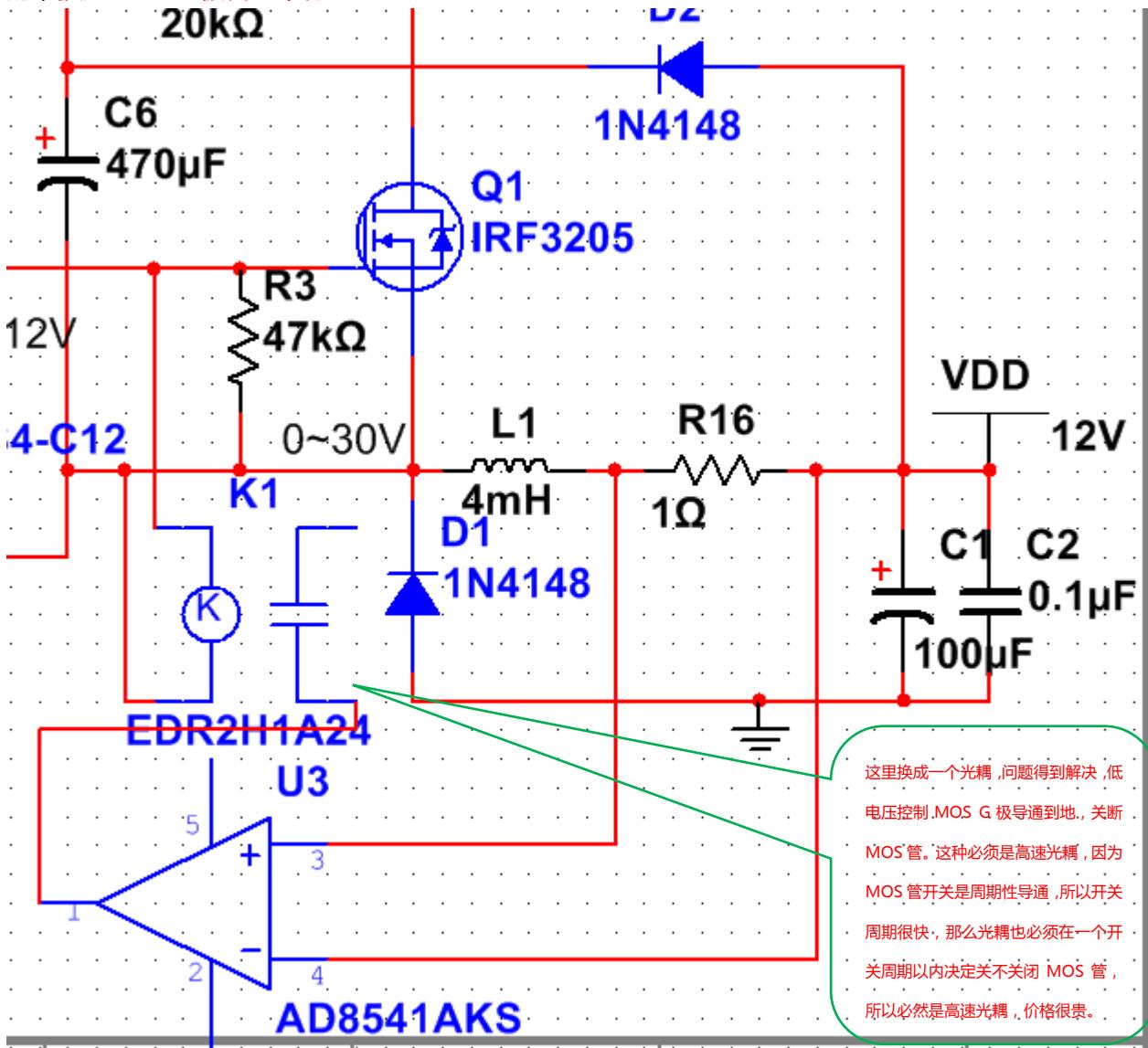
下面我们将 S1 开关换成三极管看看是什么效果





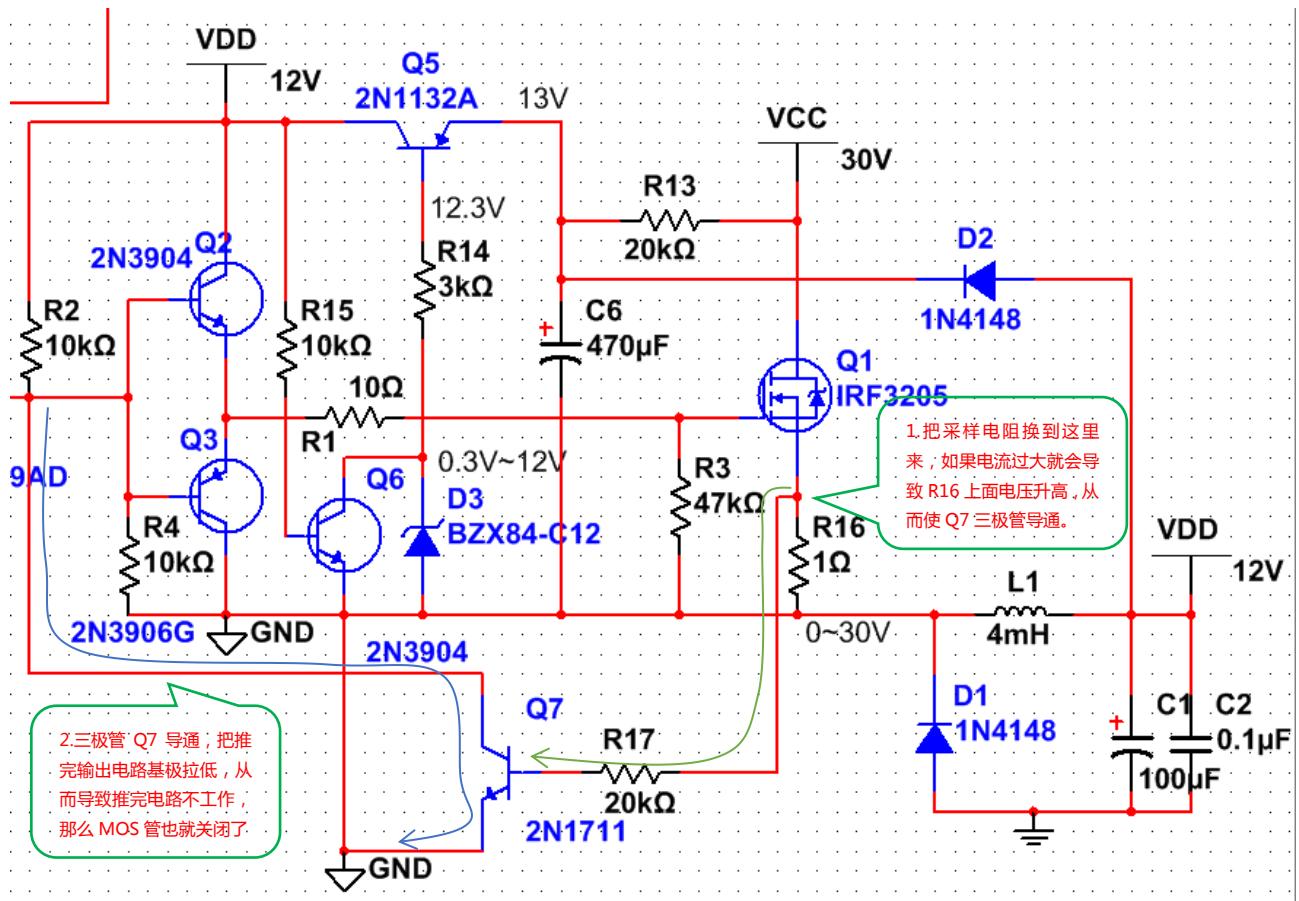
但是这里有个问题，就是三极管的基极是比较器输出的 12V，因为比较器是 12V 供电，但是三极管 Q7 的 e 极接的是 MOS 管的 S 极，这种情况下在方波低电平时，三极管可以关断 MOS 管，但是在 MOS 管导通的时候，三极管无法关断 MOS 管，因为三极管这时候 e 极是 30V

有很多周期都可能出现在 MOS 管导通情况下，电感电流过大，这时候三极管无法关闭 MOS 管时很危险的，换成 PNP 三极管也不行。

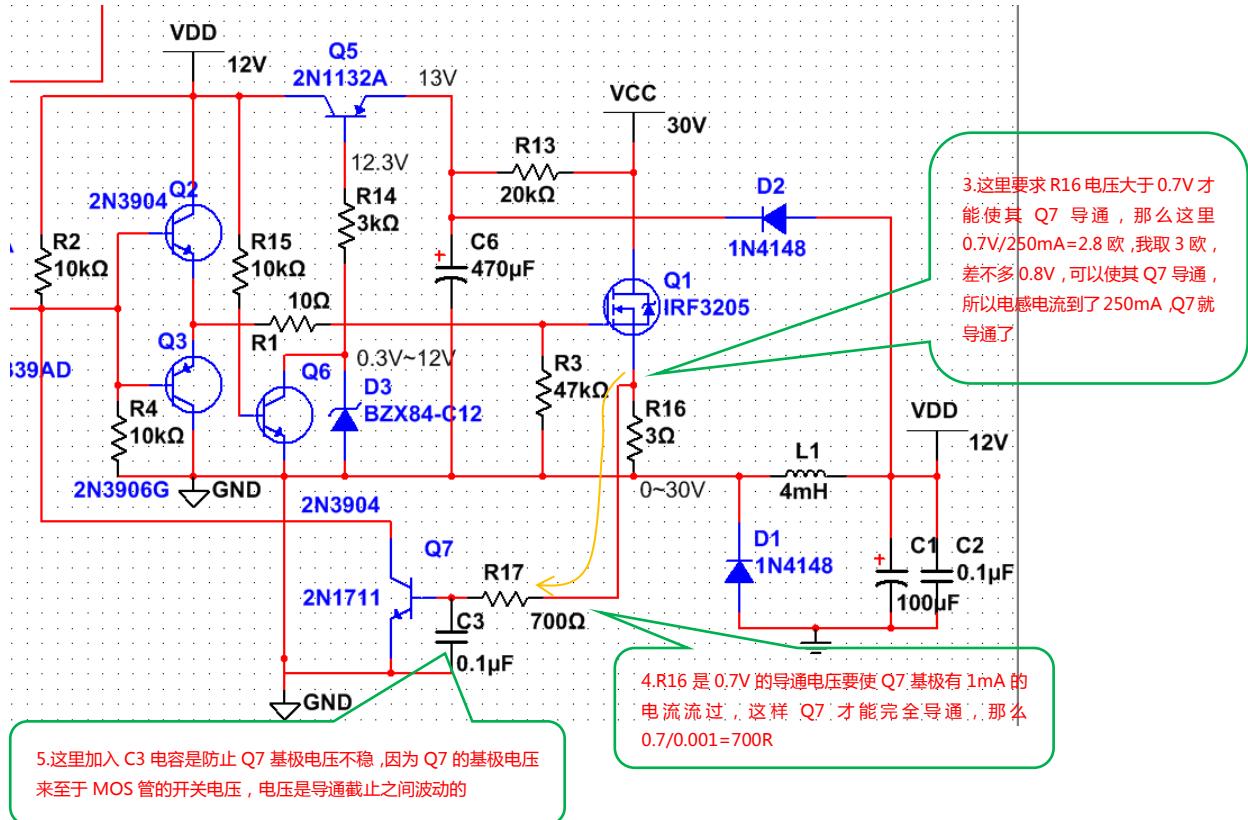


这里换成一个光耦，问题得到解决。低电压控制 MOS G 极导通到地，关断 MOS 管。这种必须是高速光耦，因为 MOS 管开关是周期性导通，所以开关周期很快，那么光耦也必须在一个开关周期以内决定关不关闭 MOS 管，所以必然是高速光耦，价格很贵。

高速光耦可以解决，但是有没有低成本的解决方案呢？



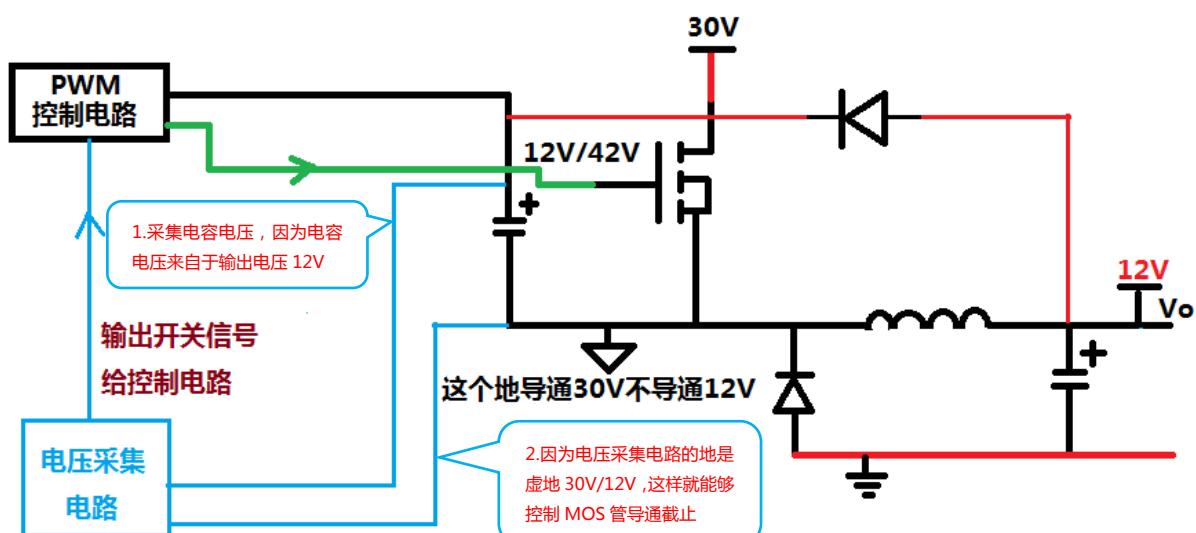
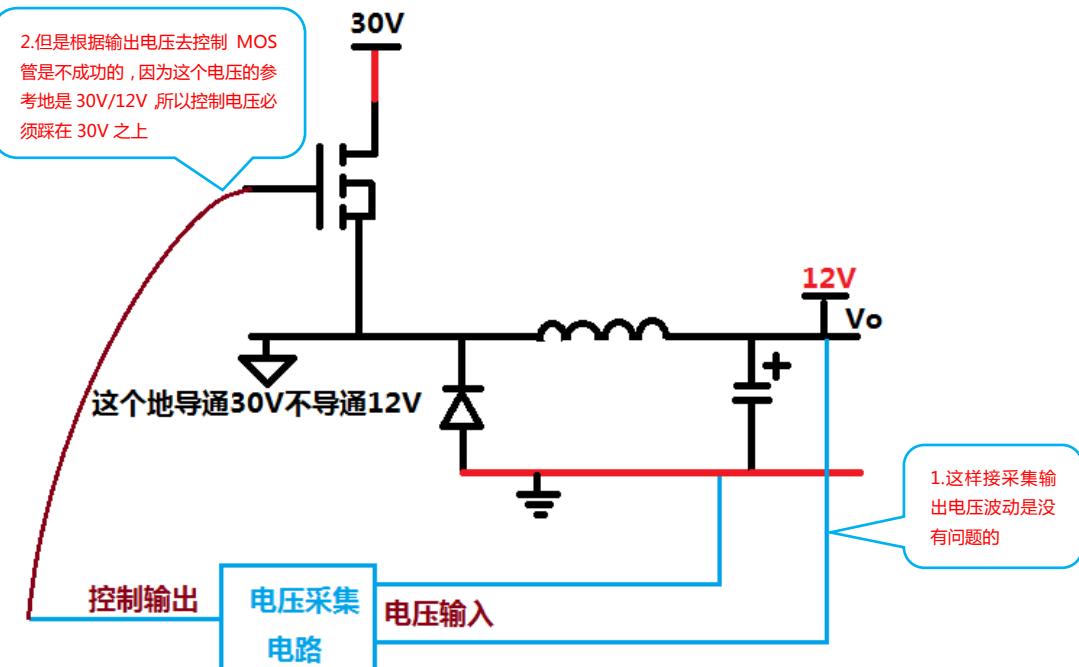
那么采样电阻 R16 怎么取值呢？首先我们知道电感 L1 额定电流是 250mA，那么就要做到 L1 大于 250mA 时就要关闭 MOS 管。

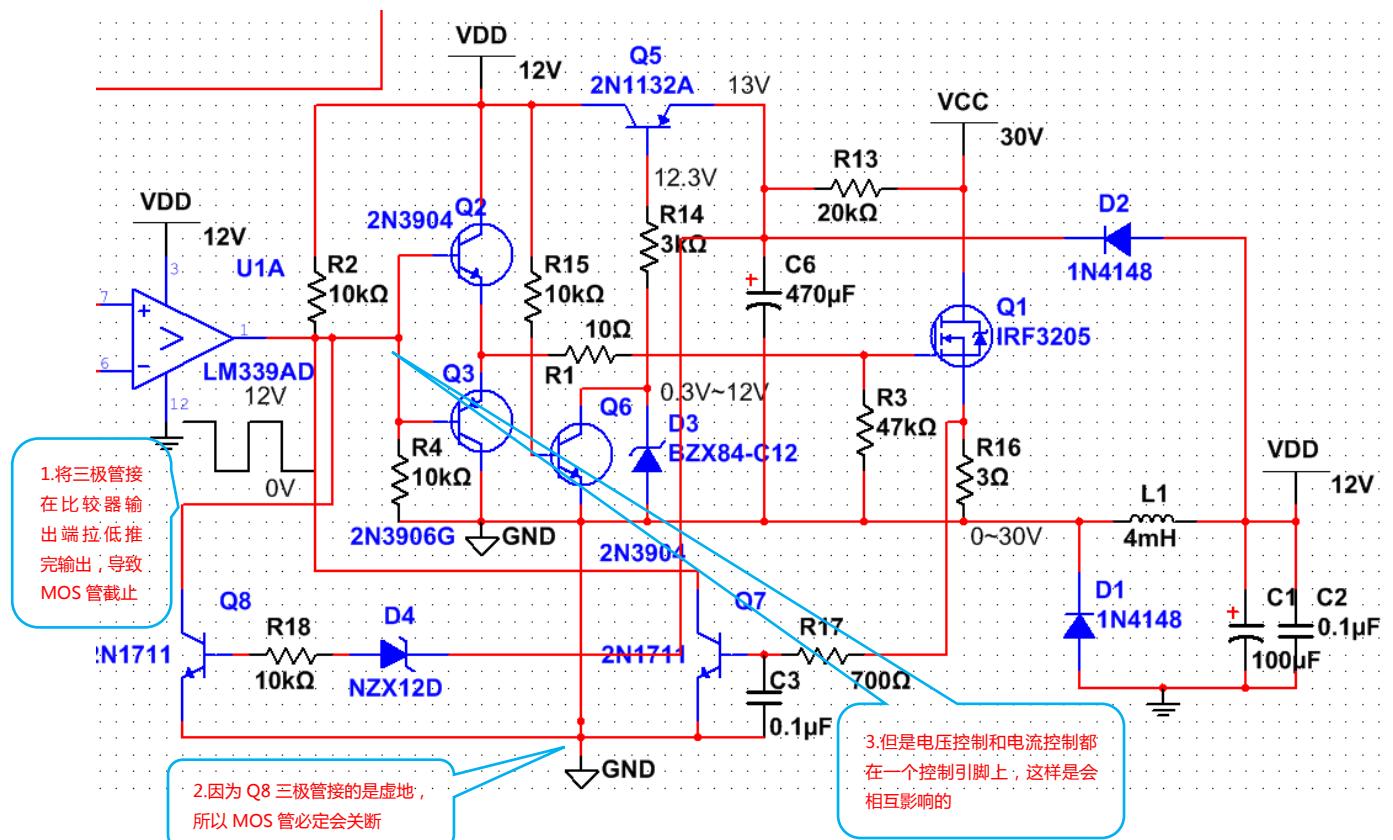
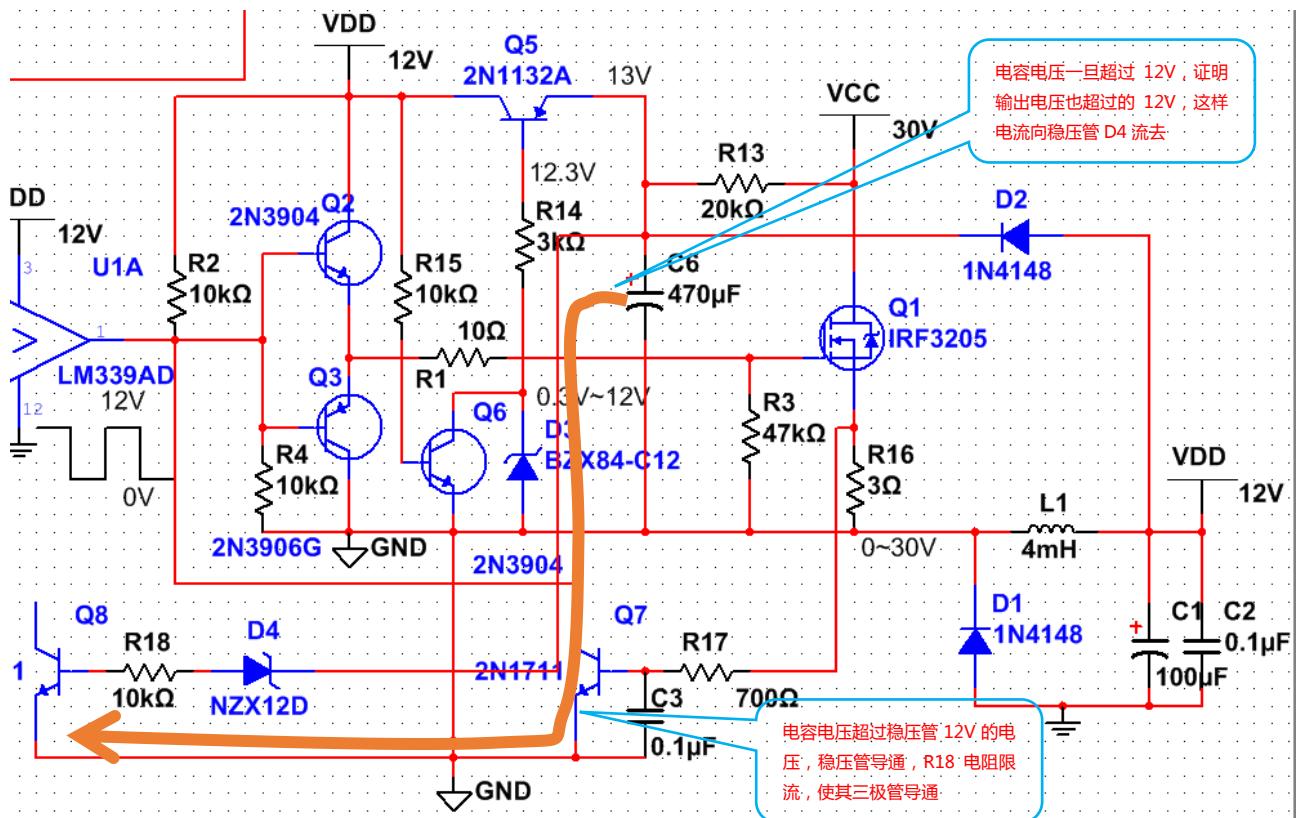


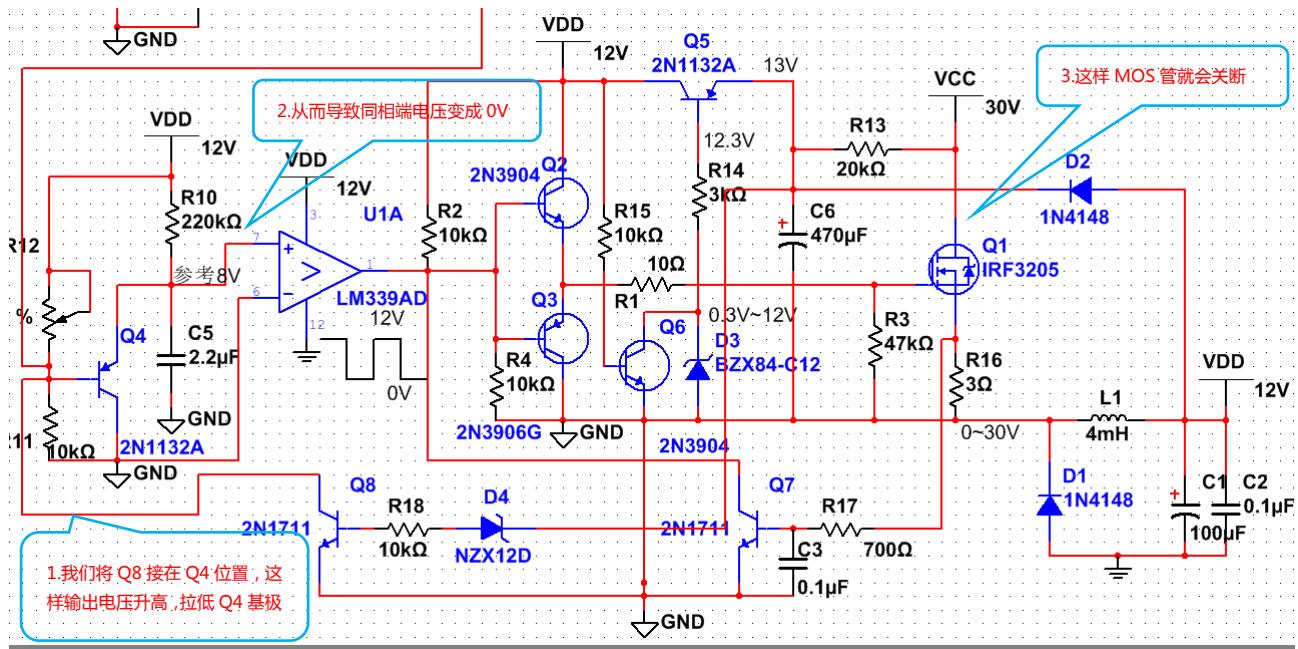
电流保护电路讲解完毕

输出电压控制电路

比如输出电压是 12V，但是在方波驱动 MOS 管输出的过程中可能会导致电压输出超过 12V，比如输出到 13V，这种情况下就得让电压降下来，降到 12V 才是安全的，这个电压采样控制电路做得好不好也决定了电源输出的电压精度。

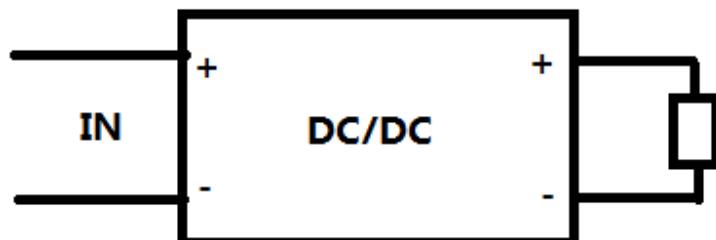






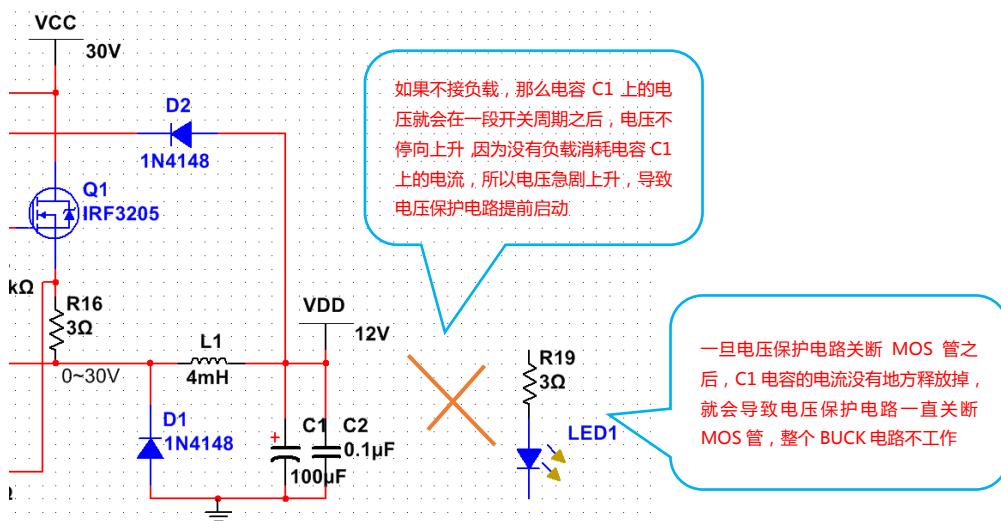
这就是电压控制电路，设计完成。

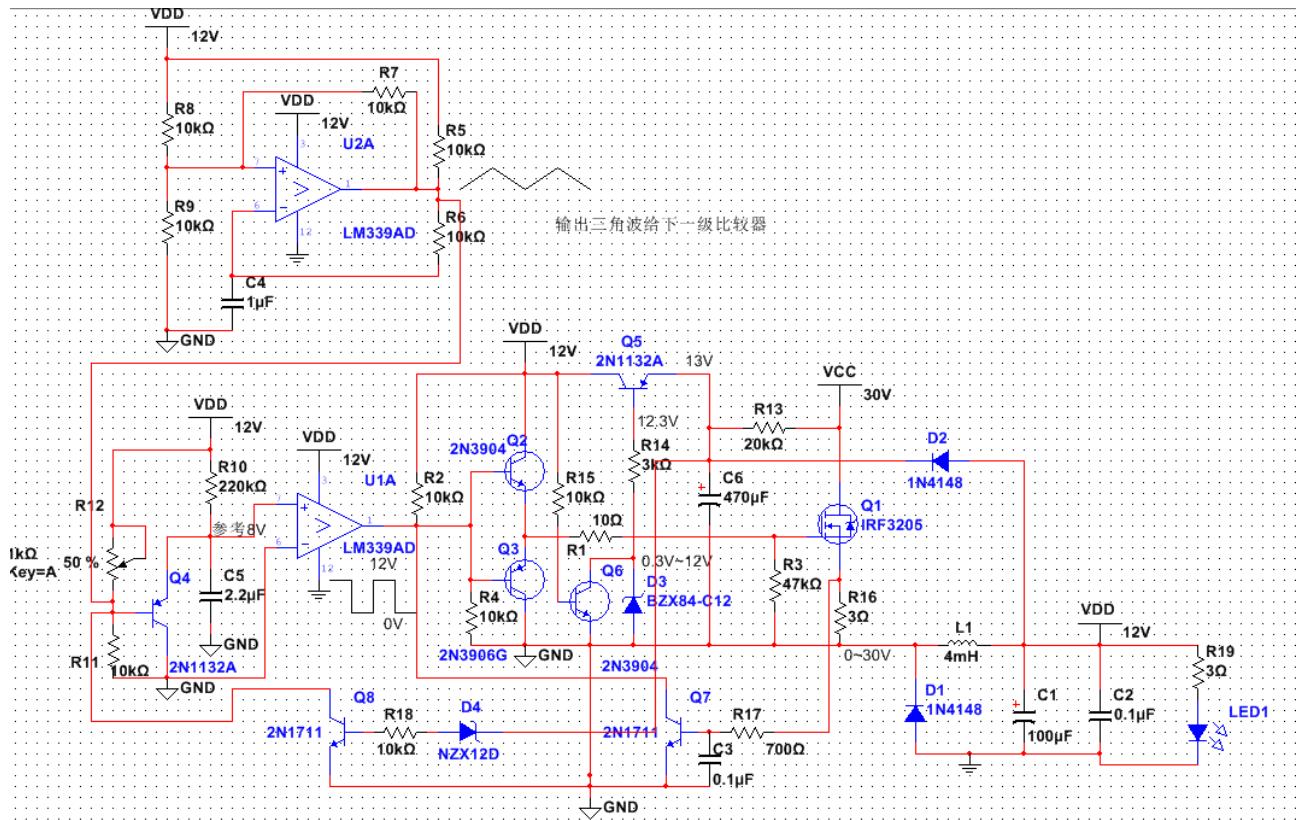
下面进行以上电源的调试环境



RL接负载(负载可以是电阻，或者LED灯，按最大输出电压和电流选择负载)

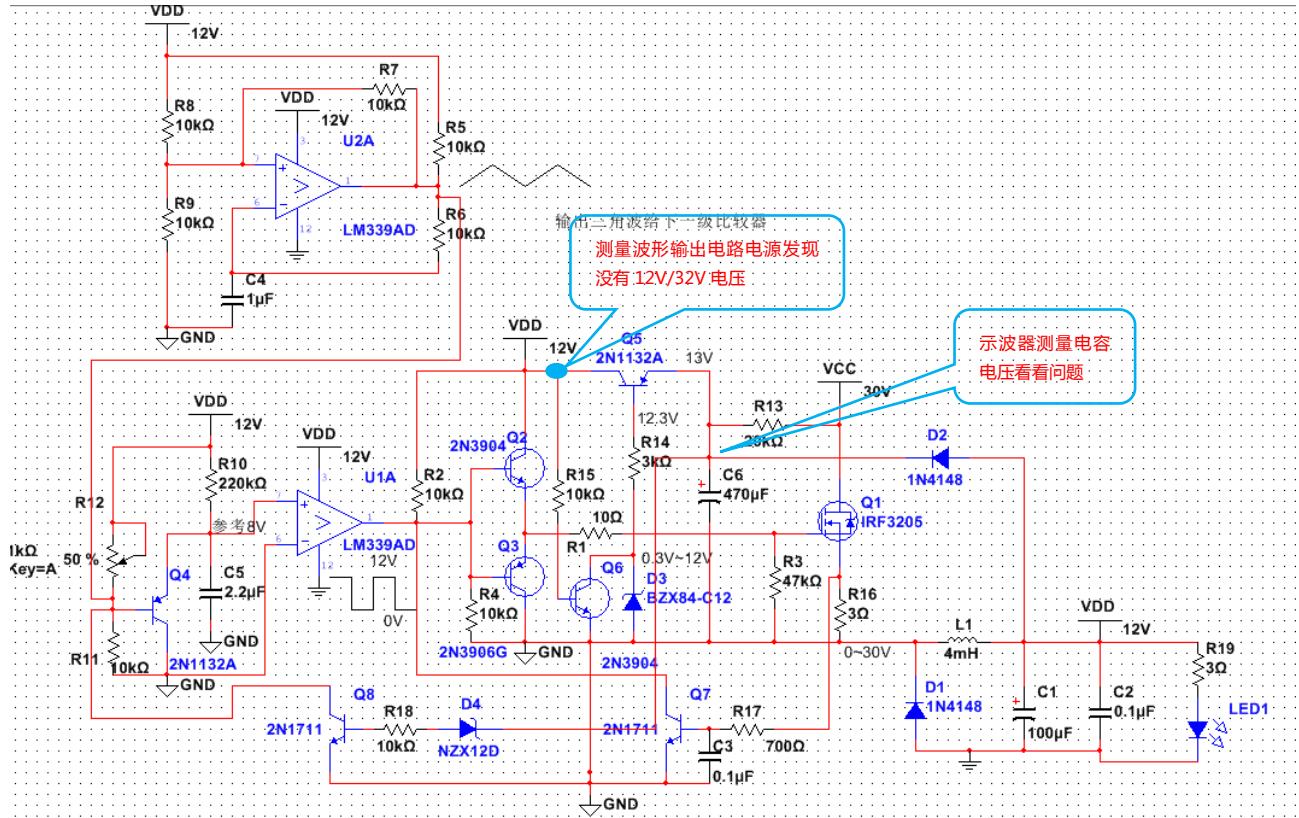
电源电路调试一定要接负载，如果不接负载会有说明后果呢？

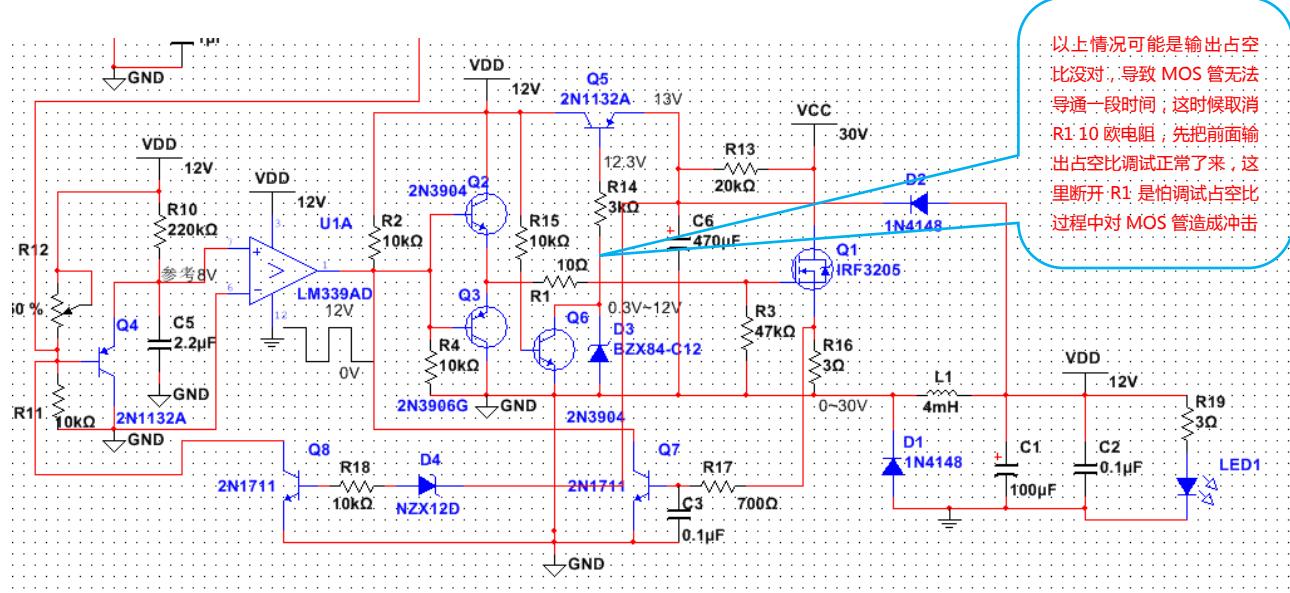
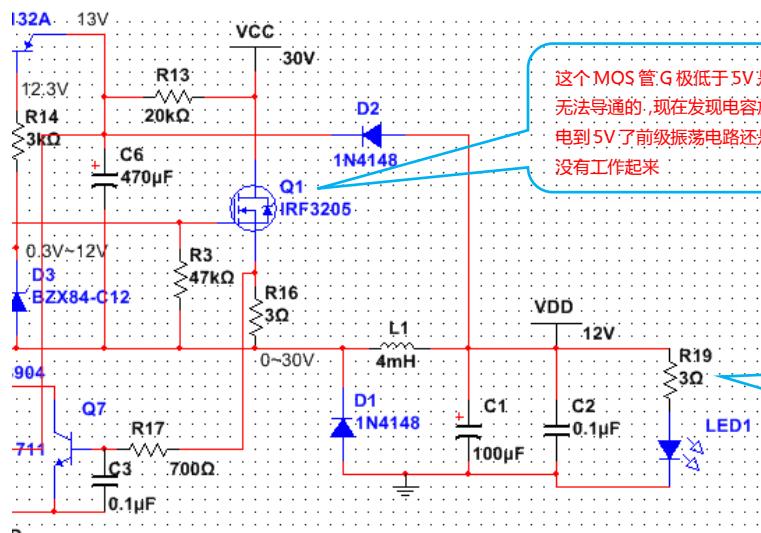
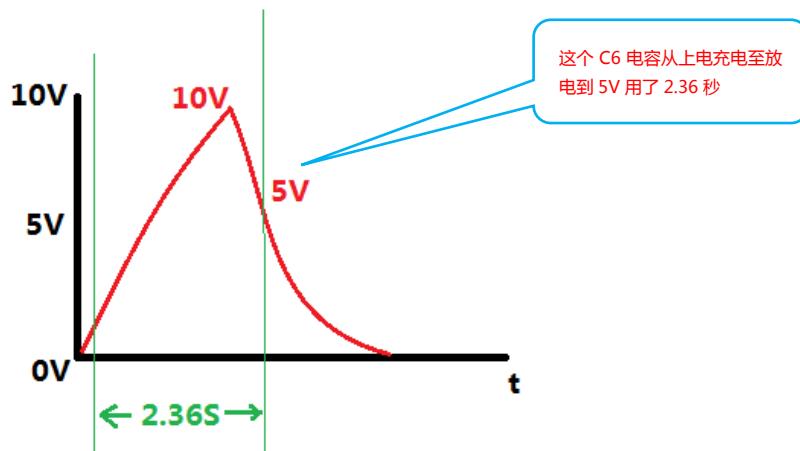




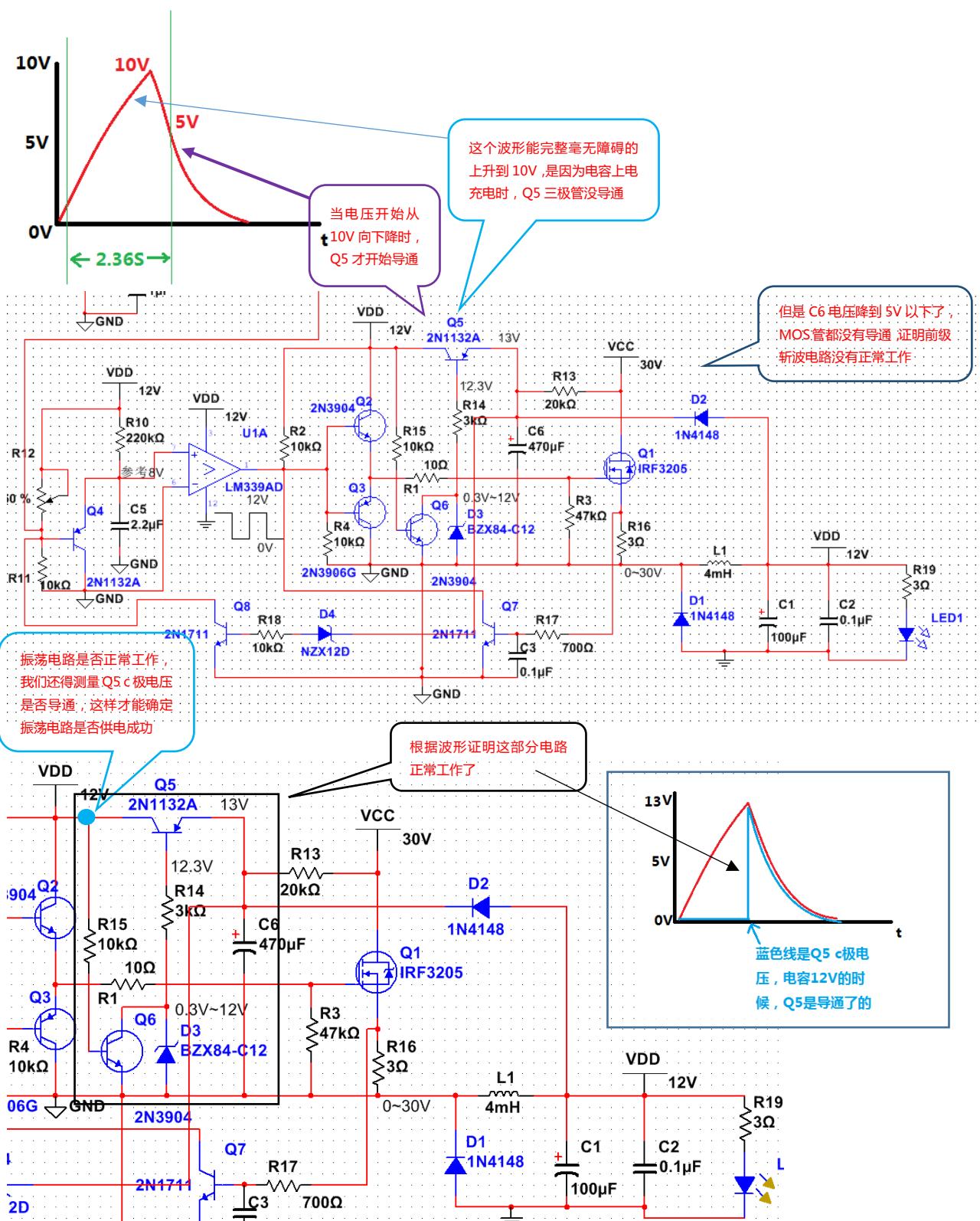
完整的电路设计完了，现在给电路上电。

问题 1: 上电后电路没有工作，输出没有电压，MOS 管 G 极也没有斩波。

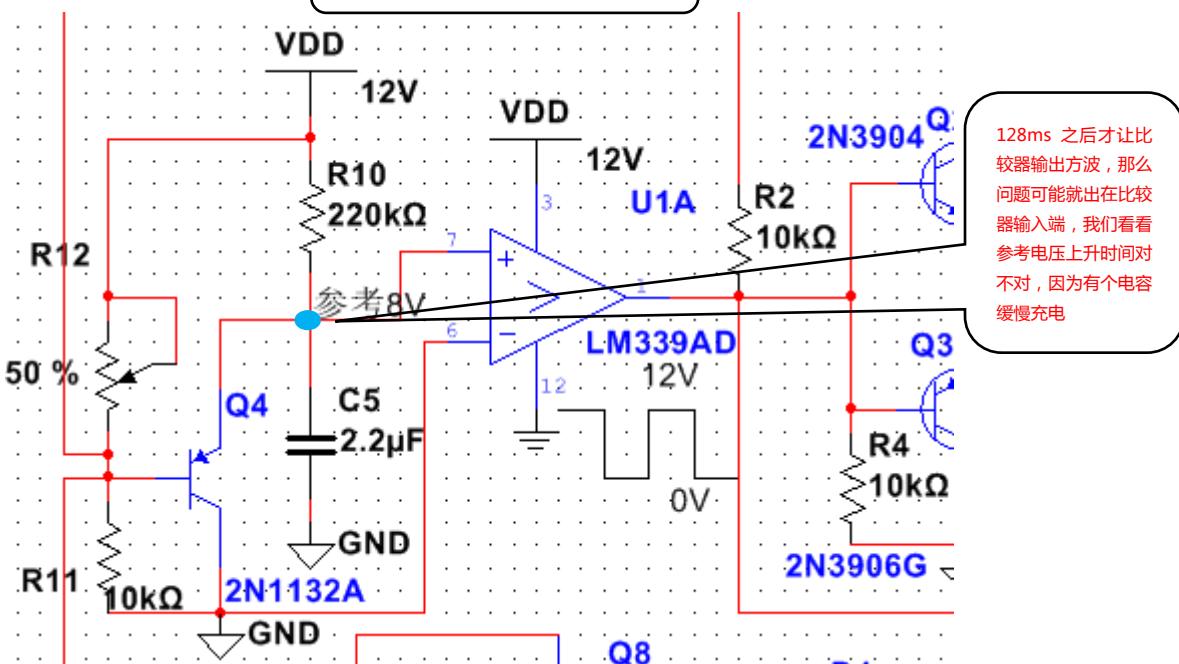
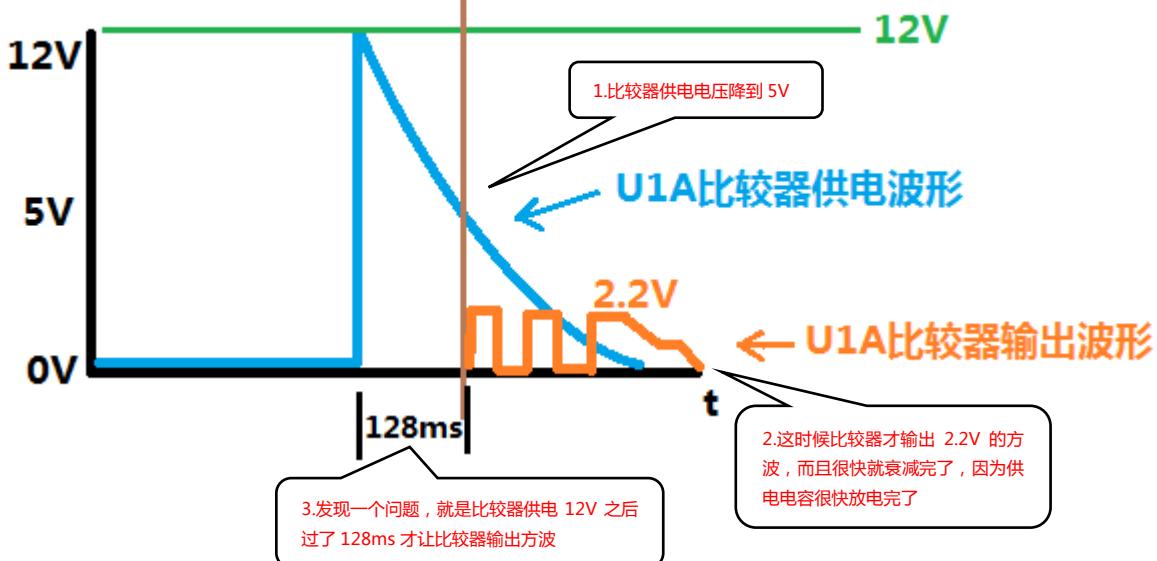
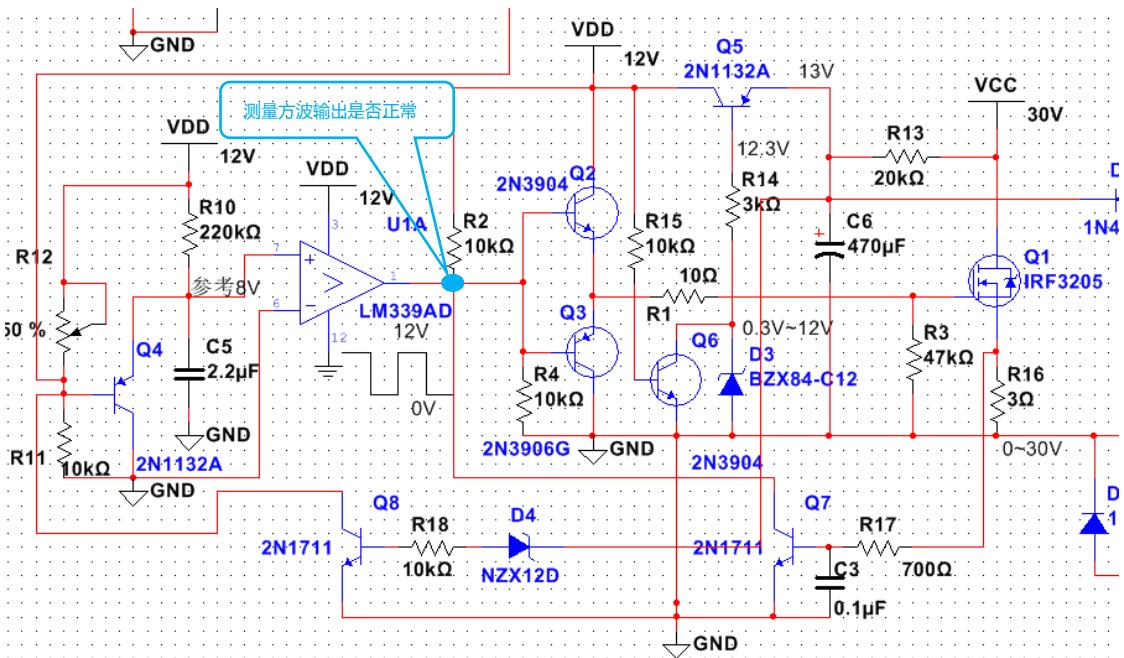


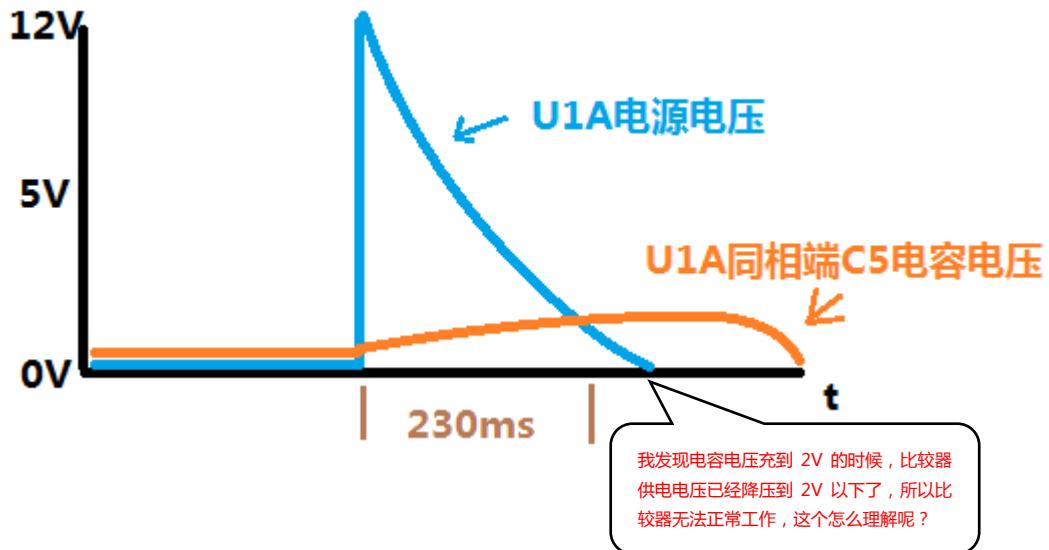


现在再重新来分析这个电容波形

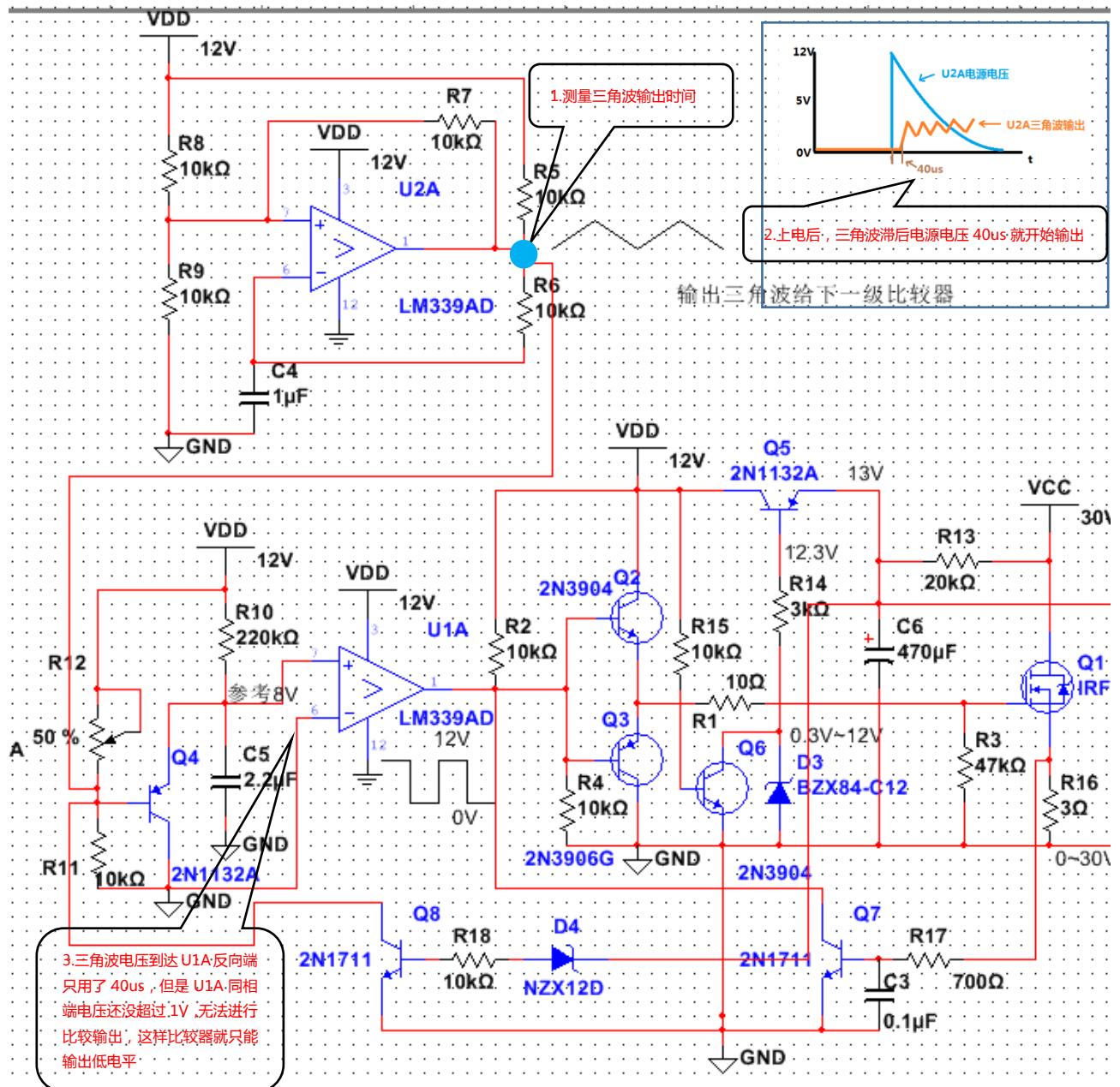


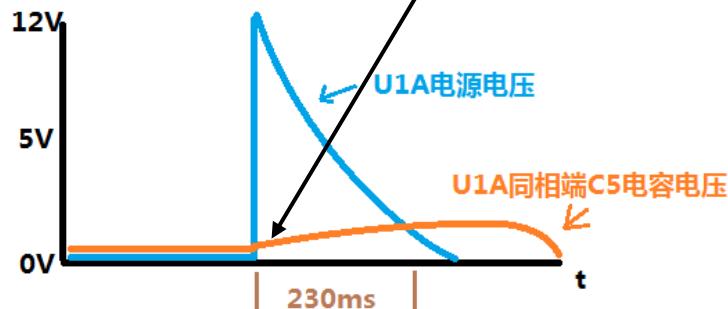
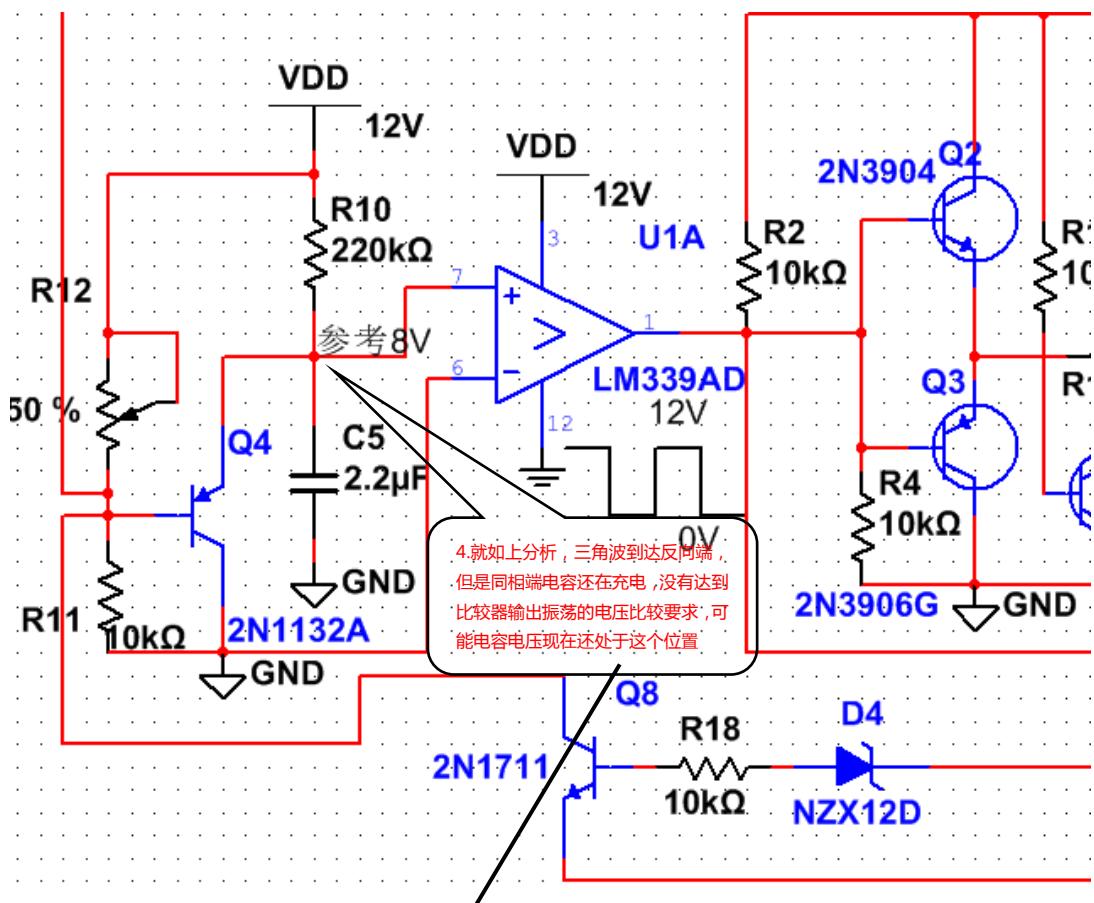
既然电源部分有正常工作的波形 , 为什么前级振荡电路还是没有让 MOS 管导通呢 ?



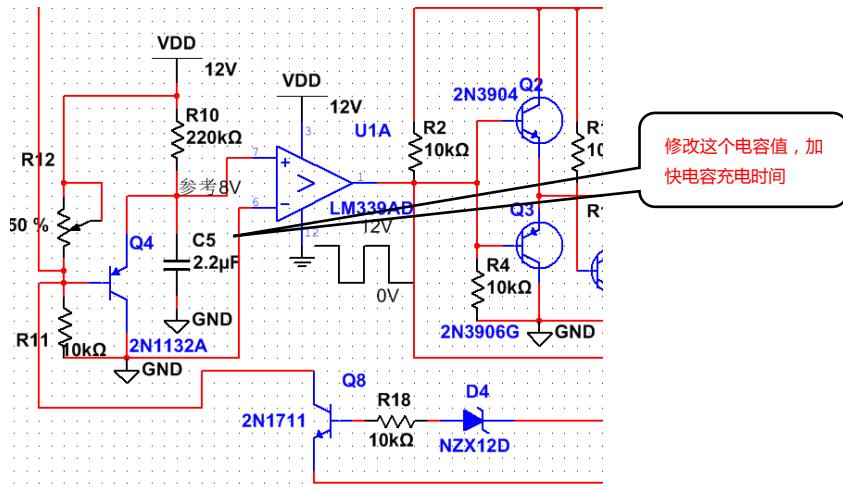


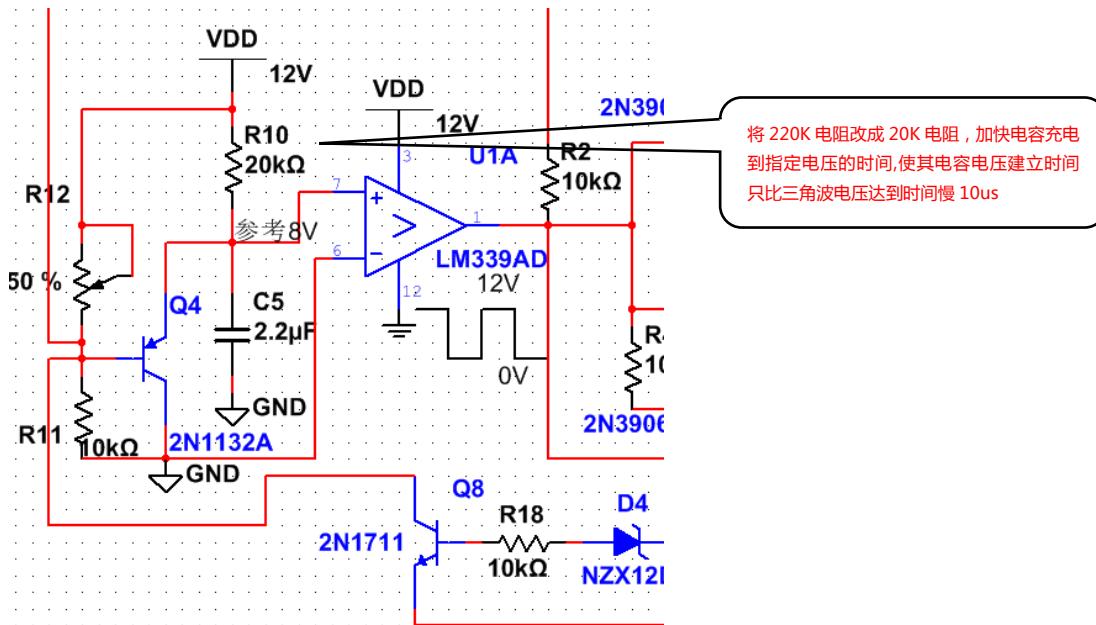
看下图我来解释



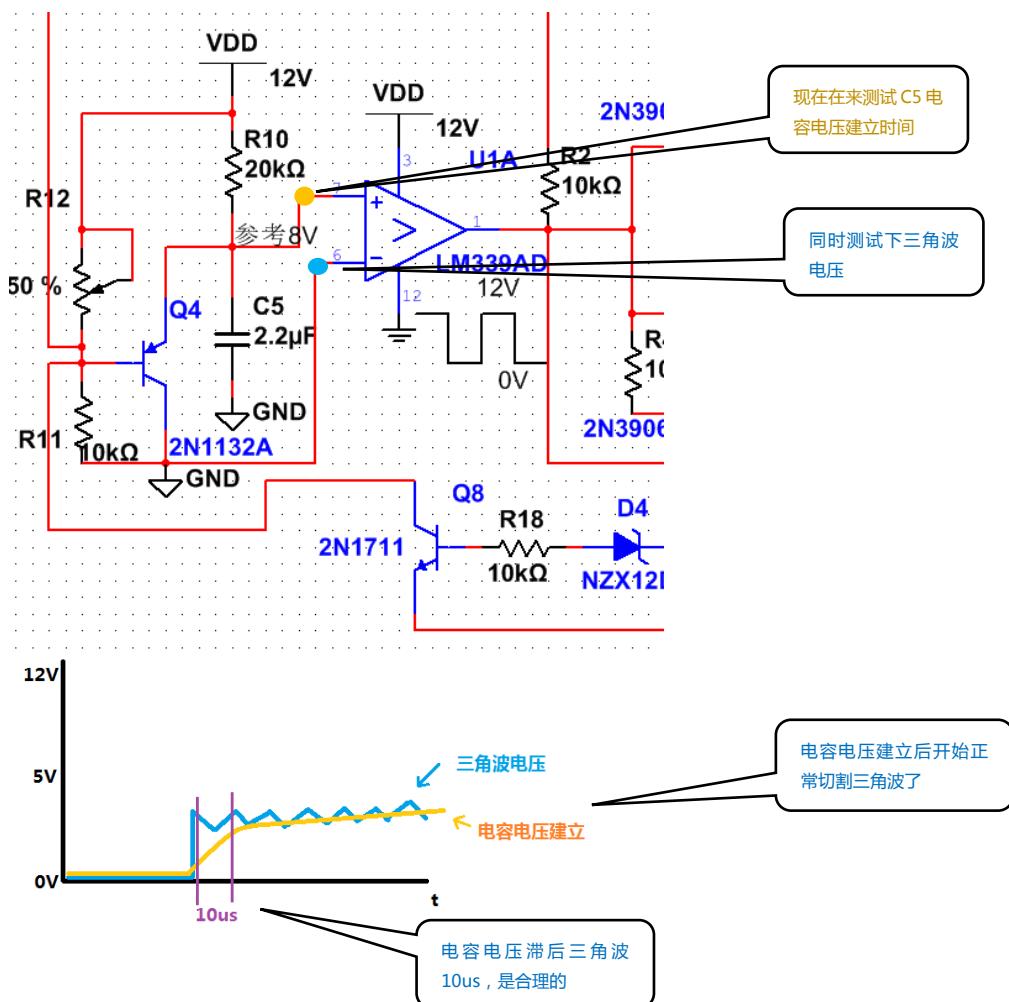


这样就导致三角波就算给比较器，比较器也无法及时输出正常的方波，导致后级 C6 电容电流放完，还没有使 MOS 管导通，所以整个电路就停止工作了，这种就是电路还没有启动起来就停止工作了。

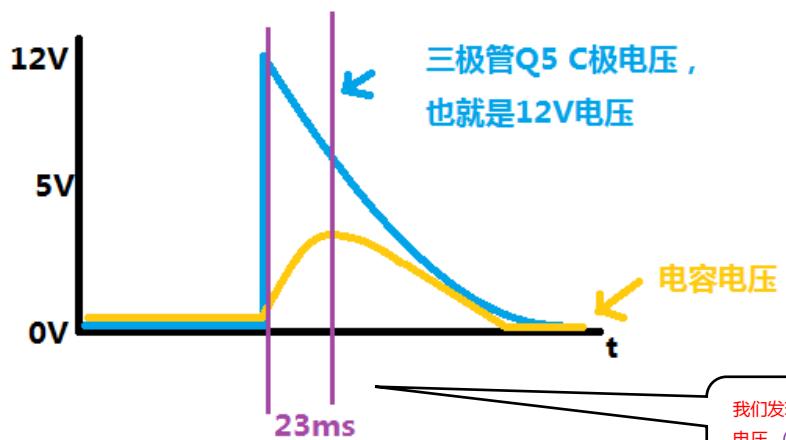
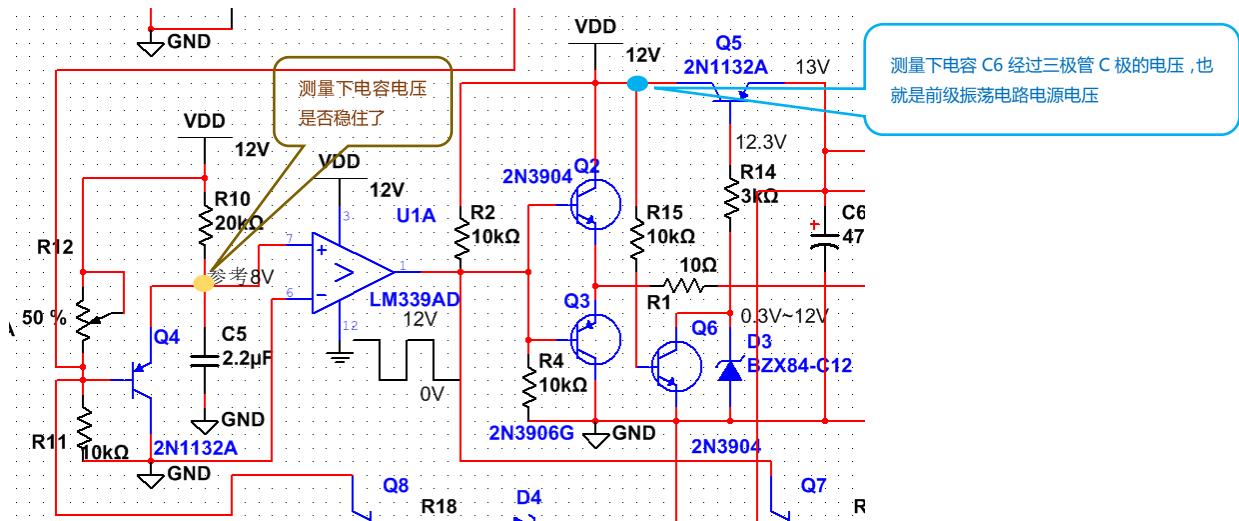




根据上几页的介绍，这样三角波电压建立时间 40us , C5 电容电压建立时间 50us , 正好匹配。(C5 电容电压也不能比三角波电压建立得快，这是前面讲过的,但是也不能过慢)

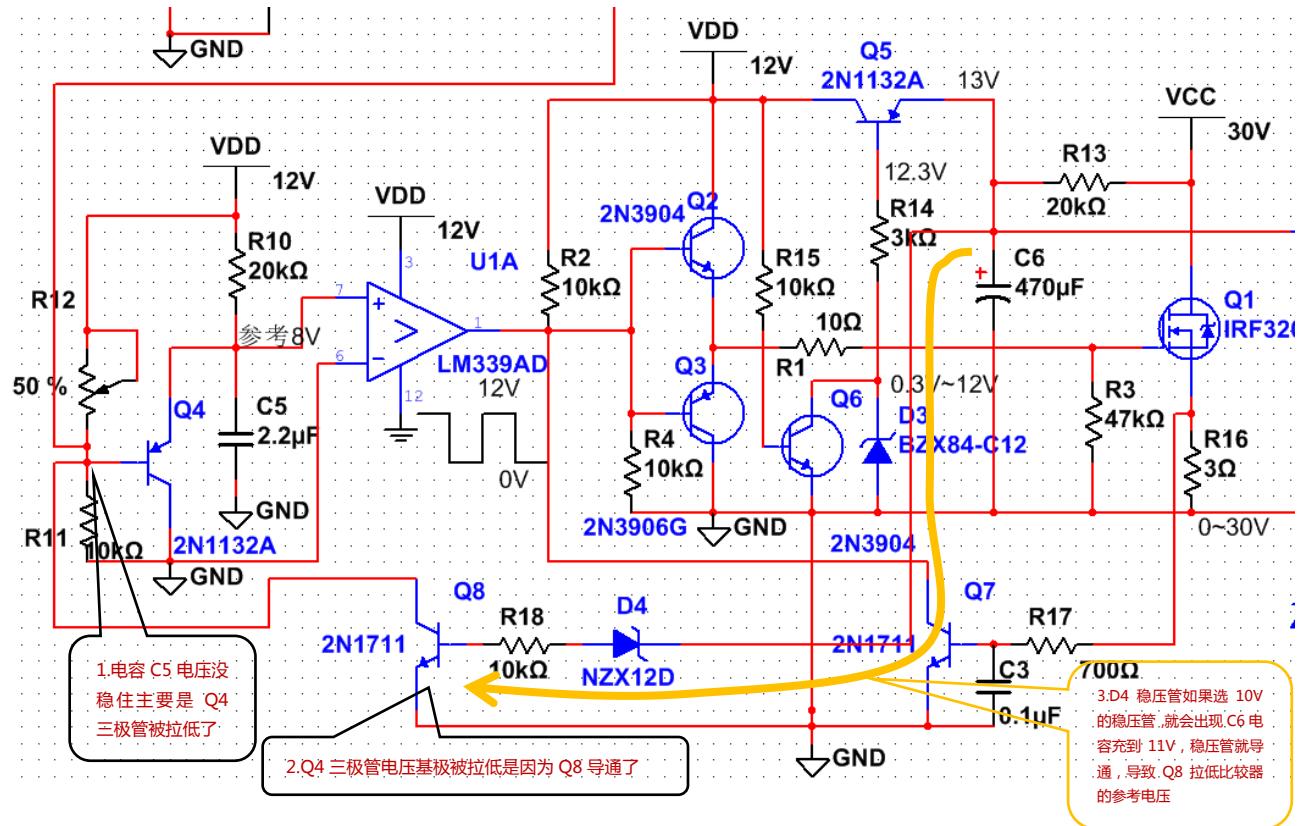


下面看看 U1A 比较器输出电压回到正常的方波没有



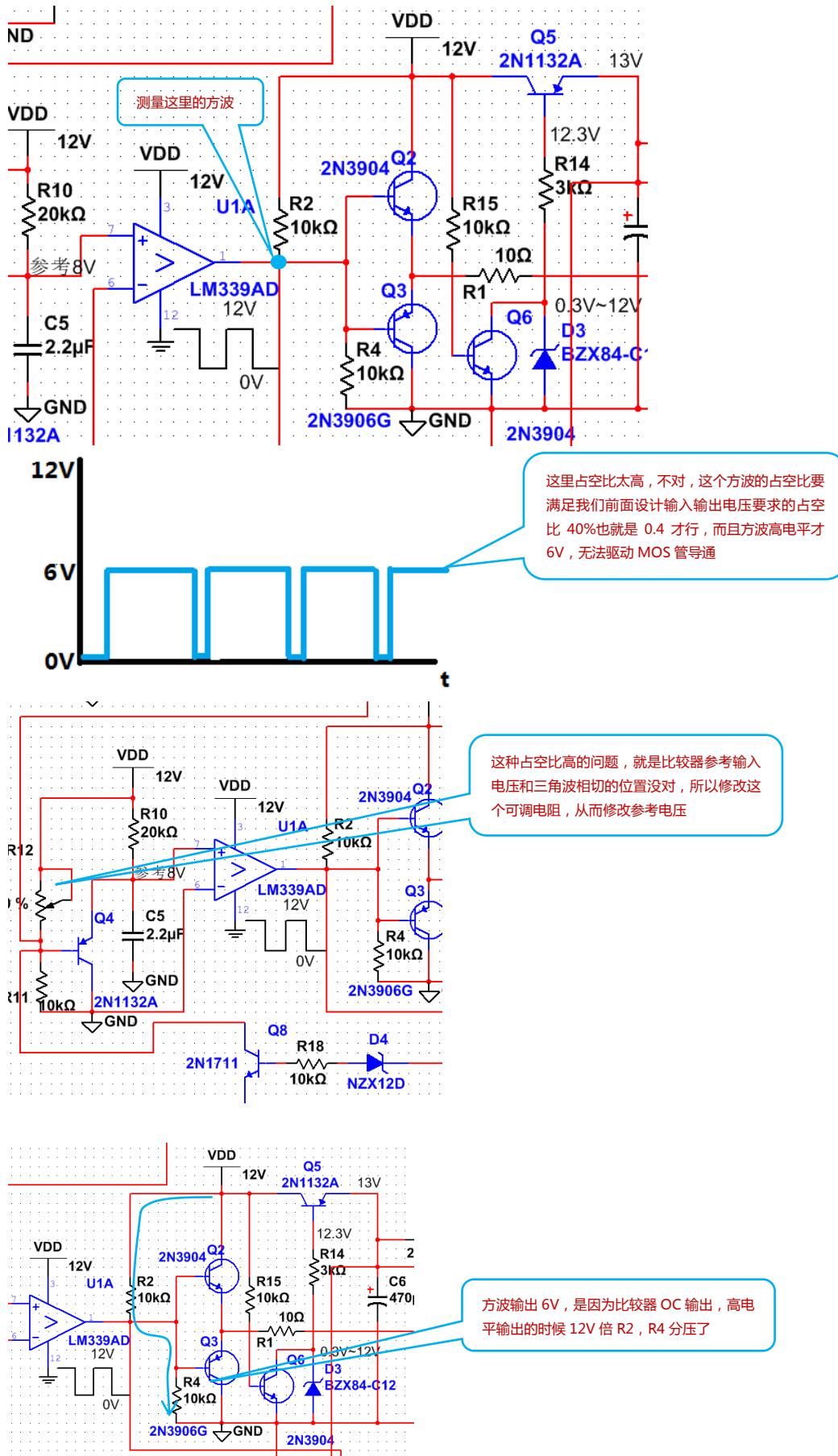
我们发现 U1A 同相端电容电压和 U1A 电源电压,(也就是 Q5 三极管 C 极供电过来的电压), 相差时间从 230ms 改善成 23ms 了

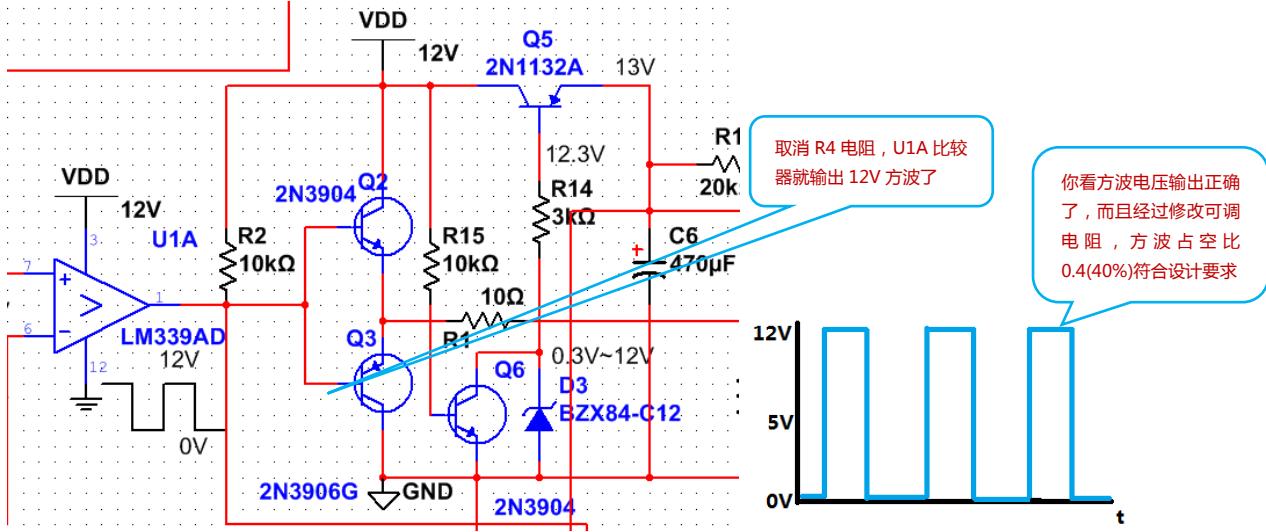
但是 C5 电容电压上升到接近 5V 就开始下降 , C5 电容参考电压还是没有稳住啊 .



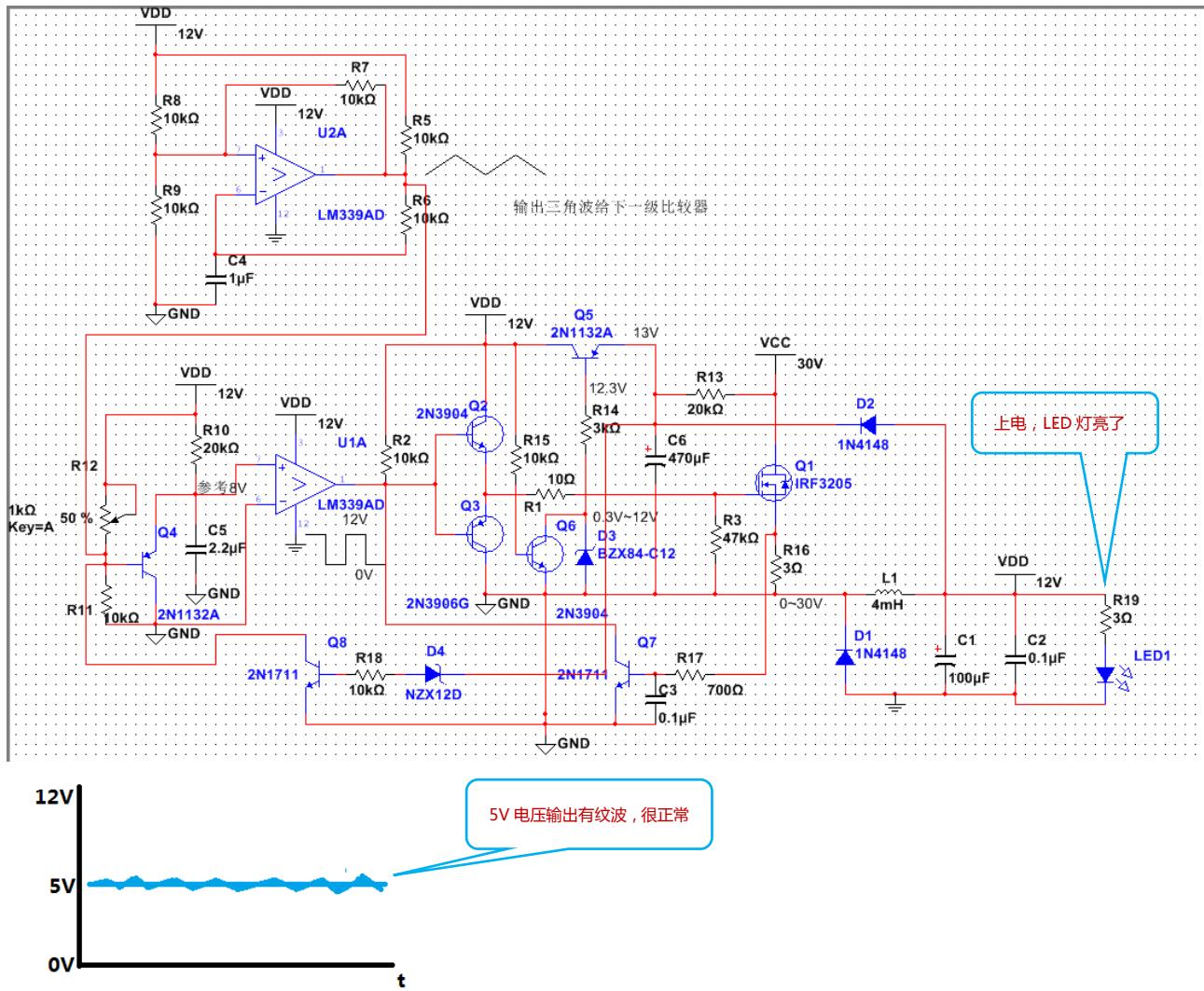
但是我这里选的是 12V 稳压管，所以不会出现上面的波形。

下面测试比较器输出方波占空比





软启动问题，方波输出问题，三角波输出问题，过压保护，过流保护都解决了，现在看最终输出的电压对不对。



分离 DC/DC 电源设计完成

开关电源参数指标汇总

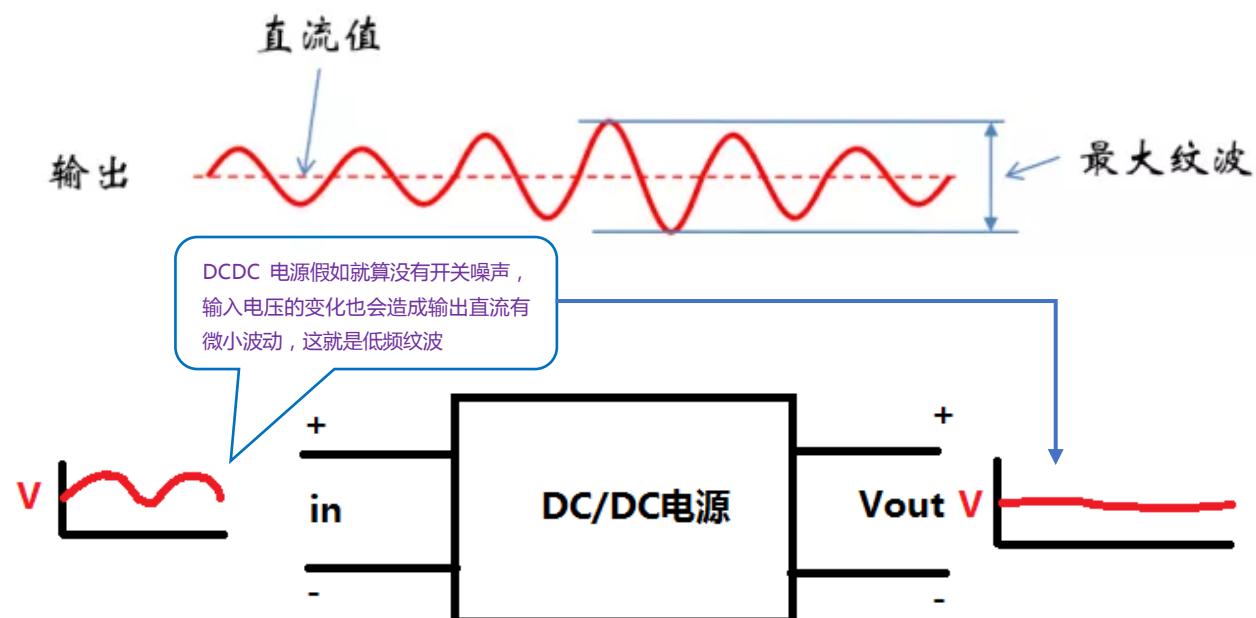
纹波与噪声

► 纹波可以是电压或电流纹波。

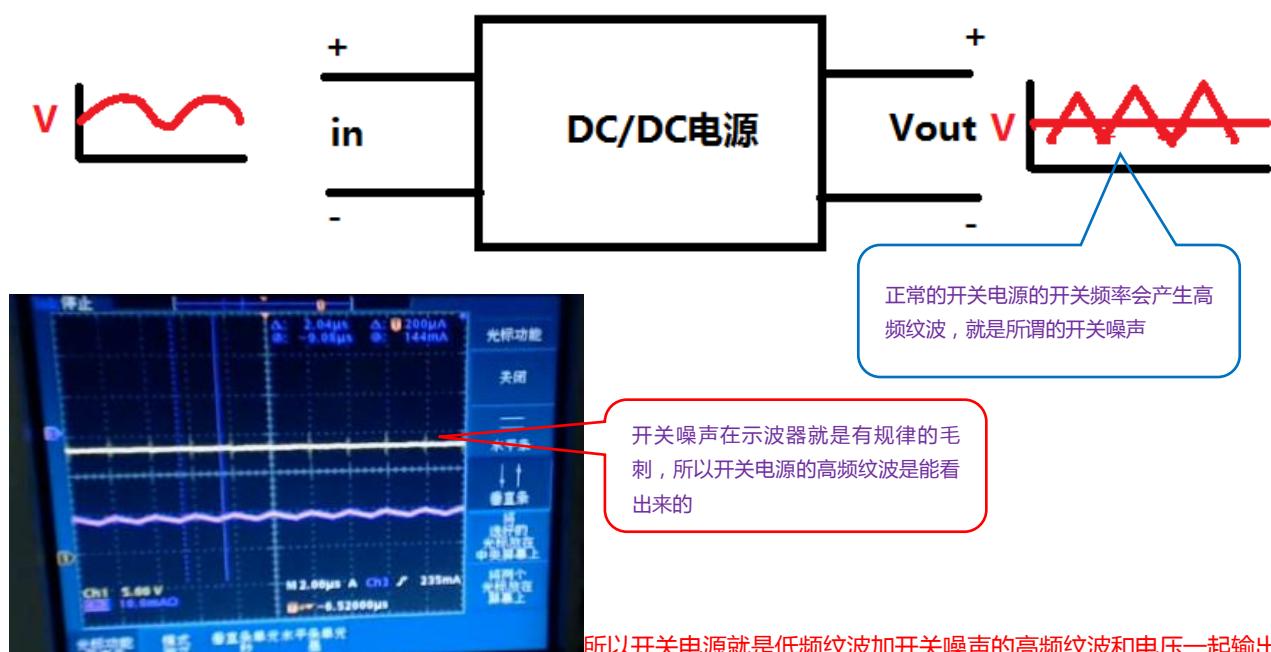
■ 通常用2个参数来描述纹波：

► 最大纹波电压：纹波的峰峰值。

► 纹波系数：交流分量的有效值与直流分量之比。



所以线性稳压电源 LDO 的输出波动电压就是低频纹波，因为 LDO 不是开关电源，所以不存在开关噪声。



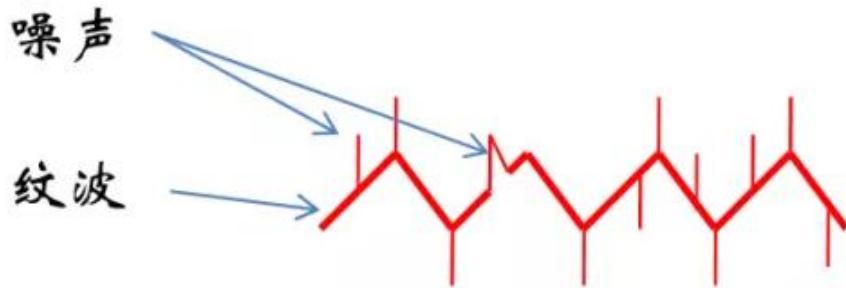
纹波有什么影响？

比如，对 LED 来说，过大的纹波系数会使得 LED 亮度变化，造成闪烁

比如测量小信号输出的传感器，纹波会导致传感器输出数据不稳。

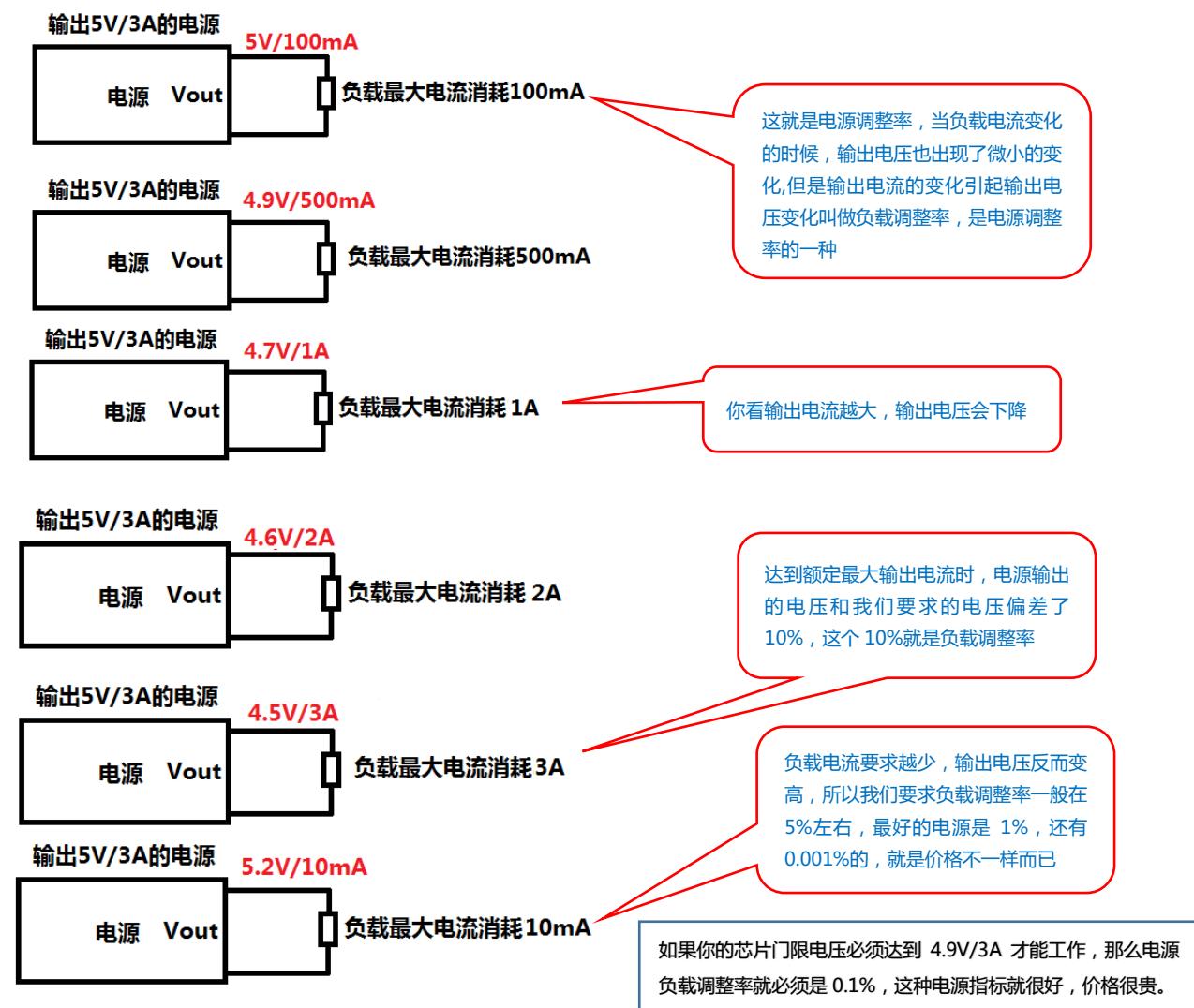
对于数字信号，纹波只要不超过高低电平电压门限，问题就不大

- 纹波是由于AC周期或开关周期引起的输出抖动，而噪声是随机耦合到 输出上的高频信号，是不一样的。



所以噪声电压是没有规律的，既不是开关噪声(高频纹波)，也不是低频纹波。只有暗到期大概的噪声频率去设计滤波器滤波。

电源调整率



■注意区分调整率和纹波，纹波是输出的动态特征，而调整率是让电源工作在极限外部条件下，输出的极限偏差。

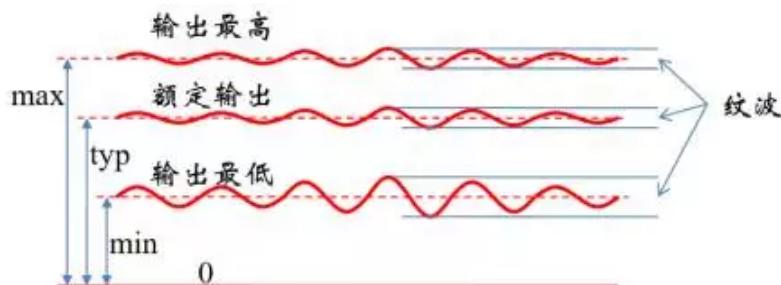
方法1：min 和 max 取平均，

$$\text{调整率} = \frac{(\max - \min)}{\text{typ}} * 100\%$$

方法2：min 和 max 中取偏差大的，

$$\text{调整率} = \frac{(\text{typ} - \min)}{\text{typ}} * 100\%$$

调整率类型



■输入调整率

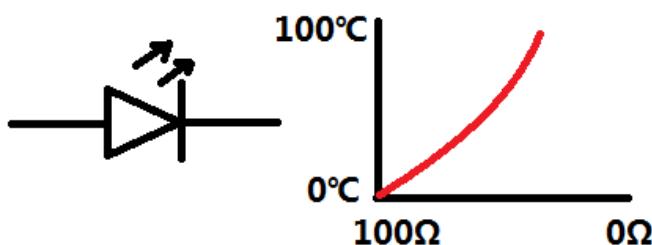
▶其他条件不变，调节输入时，输出的偏差，对于AC电源来说，是以AC线的有效电压作为变化区间，比如以180~264作为上下限来变化。

▶有时还会调节AC的频率，来看输出是否有偏差，比如从47~63Hz区间。

■负载调整率

▶其他条件不变，调节负载时，输出的偏差。

LED 为什么要恒流驱动？



LED 正向导通阻抗是负温度系数，LED 流过电流，温度会上升。

温度上升->LED 阻抗下降->LED 流过的电流增大->温度更上一层楼->LED 阻抗继续下降->电流更大,久而久之烧毁 LED

恒流驱动保证 LED 电流不再增大，控制导通阻抗。

恒流精度

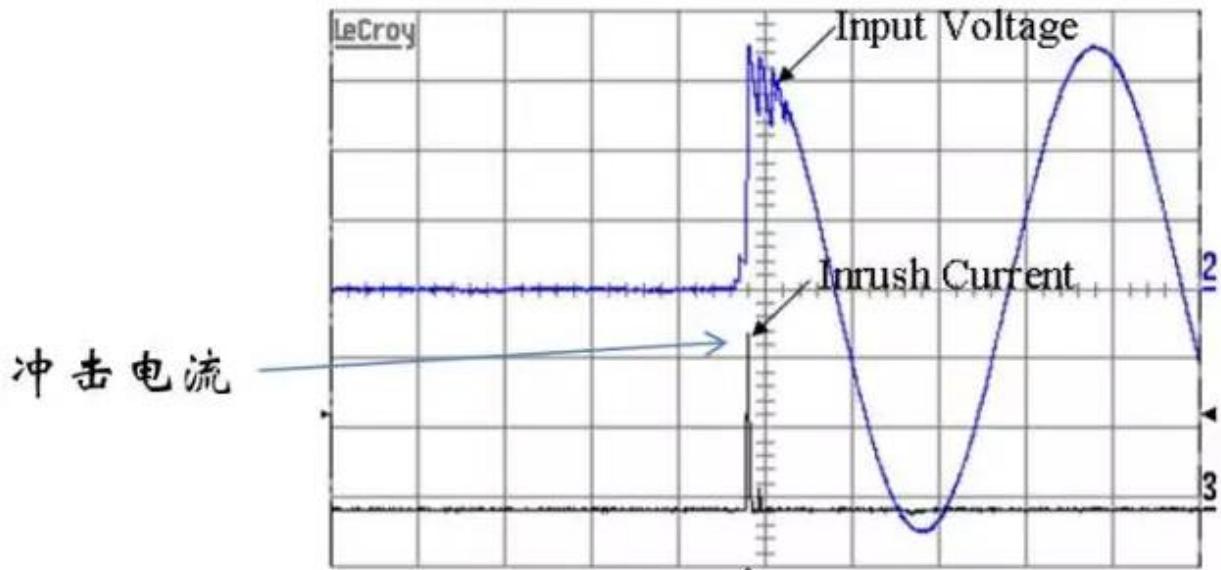
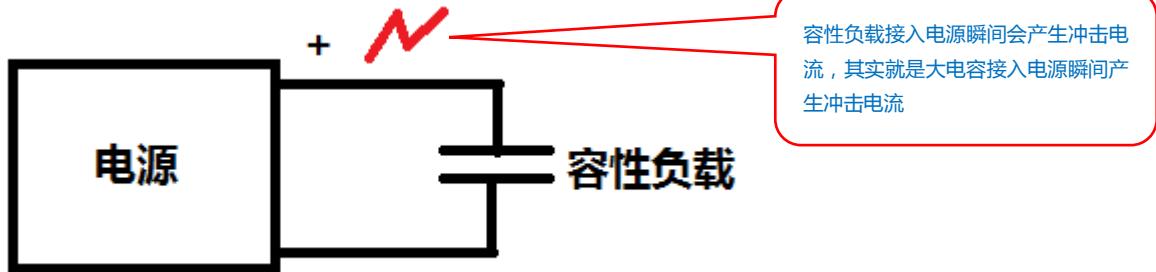
■恒流精度和其他电影的恒压效果一样，体现在几个方面。

▶当负载发生变化时，电源输出的电流的恒定程度。

▶在实际应用时，多个不同的LED串不可能阻抗特性完全相同，将这些不同的负载接到电源上后，电流的误差就定义为恒流精度。

▶因此在测试恒流精度时，需要使用电子负载，让负载在合理的范围内变化，测量电压的电流误差。

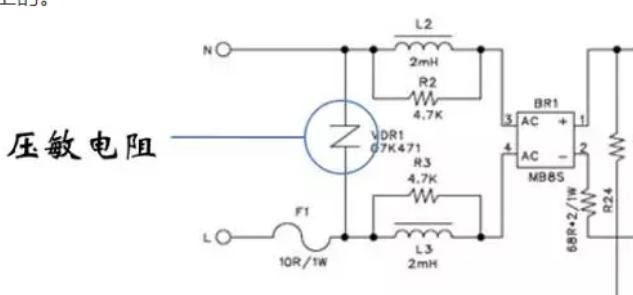
冲击和浪涌



过大的冲击电流会使得交流线上的保护电路识别为短路，会导致空气开关跳闸，熔断保险丝等问题

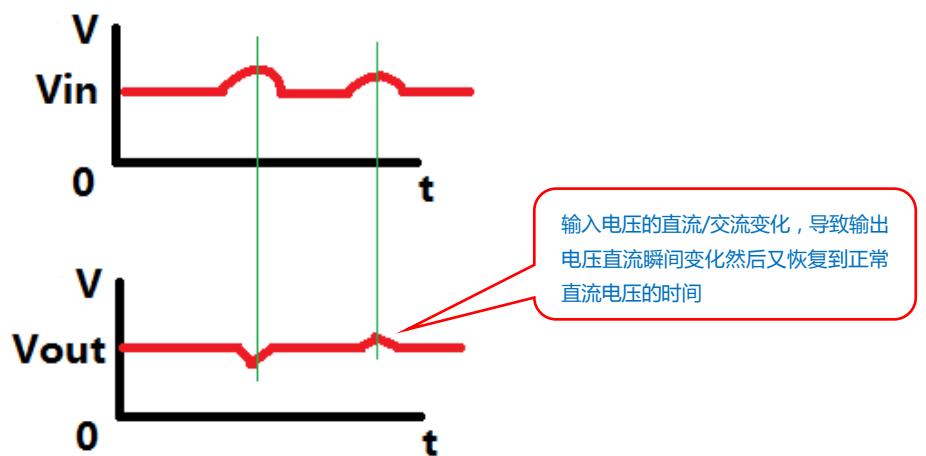
浪涌（电压）

- 闪电，雷击等会在电网上制造时间非常短的高电压脉冲或者高能量脉冲。
- ▶这种过压通常是由专门的保护器进行保护，比如浪涌放电器。
- 大功率设备断开或接入电网时，会使得电网电压上升或跌落。为了保护电源，有时会使用一个压敏电阻接在输入端。
- ▶压敏电阻的组织和其上的电压有关，当电压变高时，阻值降低。
- ▶为什么压敏电阻不能包含雷击等产生的脉冲，因为这种浪涌有可能是同时出现在L线和N线上的。



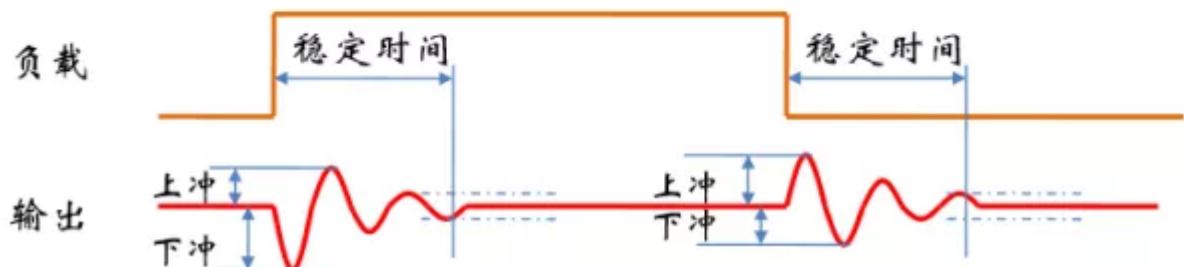
动态响应

电源输入电压变化对电源输出电压的影响



动态响应的指标

- 动态响应一般有2个指标，一个叫过冲幅度，另一个叫稳定时间。
- ▶ 过冲幅度定义为输出偏离稳定值的幅度，有上冲和下冲。
- ▶ 稳定时间是负载开始变化到输出达到能接受的范围内的实际。



有源滤波器设计

F-B滤波器又叫做多路反馈滤波器，对元件值改变的敏感度较低，因此较为常用

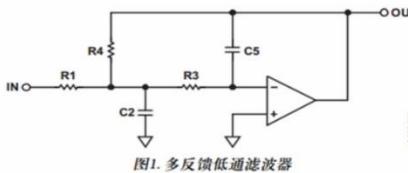


图1. 多反馈低通滤波器

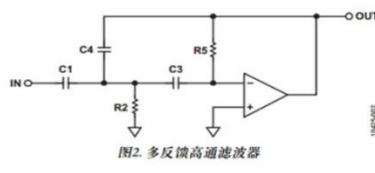


图2. 多反馈高通滤波器

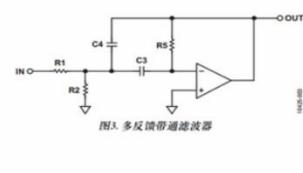


图3. 多反馈带通滤波器

$$\frac{V_O}{V_{IN}} = \frac{-H \frac{1}{R1 R3 C2 C5}}{s^2 + s \frac{1}{C2} \left(\frac{1}{R1} + \frac{1}{R3} + \frac{1}{R4} \right) + \frac{1}{R3 R4 C2 C5}}$$

要设计该滤波器，请选择C3。

$$k = 2\pi f_0 CS$$

$$C2 = \frac{4}{\alpha 2} (H+1) C5$$

$$R1 = \frac{\alpha}{2 H k}$$

$$R3 = \frac{\alpha}{2(H+1)k}$$

$$R4 = \frac{\alpha}{2 k}$$

表1 中心频率与电容的取值	
中 心 频 率 f_0	电 容 C
$\leq 100\text{Hz}$	(10~0.1) μF
(100~1000) Hz	(0.1~0.01) μF
(1~10) kHz	(0.01~0.001) μF
(10~100) kHz	(1000~100) pF
$\geq 100\text{kHz}$	(100~10) pF

$$\frac{V_O}{V_{IN}} = \frac{-s^2 \frac{C1}{C4}}{s^2 + s \left(\frac{C1 + C3 + C4}{C3 C4 R5} \right) + \frac{1}{R2 R5 C3 C4}}$$

要设计该滤波器，请选择C1。

那么

$$k = 2\pi f_0 C1$$

$$C3 = C1$$

$$C4 = \frac{C1}{H}$$

$$R2 = \frac{\alpha}{k \left(2 + \frac{1}{H} \right)}$$

$$R5 = \frac{H \left(2 + \frac{1}{H} \right)}{\alpha k}$$

**低通、高通-截止频率
带通、带阻-中心频率、
放大倍数**
品质因数=中心频率/BW

$$\frac{V_O}{V_{IN}} = \frac{-s \frac{1}{R1 C4}}{s^2 + s \frac{C3 + C4}{C3 C4 R5} + \frac{1}{R2 R5 C3 C4 \left(\frac{1}{R1} + \frac{1}{R2} \right)}}$$

要设计该滤波器，请选择C3。

那么

$$k = 2\pi f_0 C3$$

$$R1 = \frac{1}{H k}$$

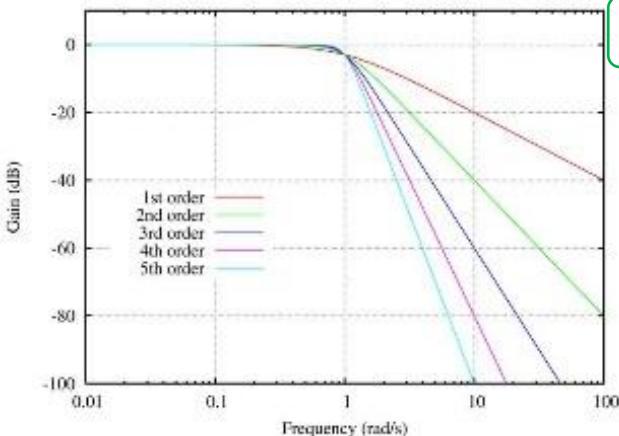
$$R2 = \frac{1}{(2Q - H)k}$$

$$R5 = \frac{2Q}{k}$$

激活 Windows

转到“电脑设置”以激活 Window:

这是多路反馈滤波器，如果要手工计算，就查找相关书籍的公式结论
等纹波特性是什么意思？



我们以巴特沃斯低通滤波器为例

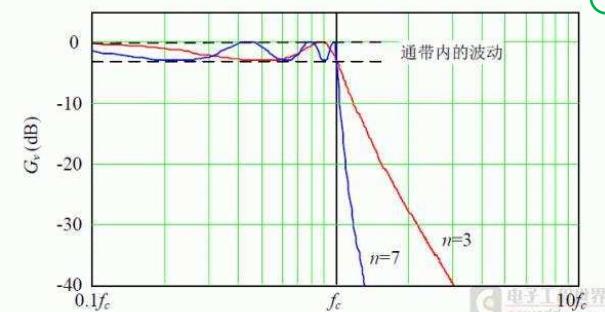
我给滤波器输入 1V , 500hz 的信号，在 1khz 以内，滤波器也输出 1V 的信号



如果我超过截止
频率，输入 2khz
的 1V 信号给滤波
器，滤波器就只能
输出 0.5V

巴特沃斯滤波器

这就是巴特沃斯滤波器，在截止频率范围内信号电压是稳定的，当然加了放大就是放大后的信号，但是放大的信号也很稳定

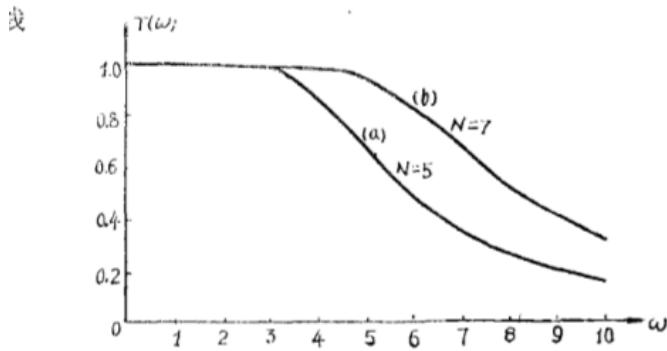


切比雪夫滤波器就是滤除截止频率以外的频率滤得很干
净，但是自己截止频率内的有用信号会出现波动

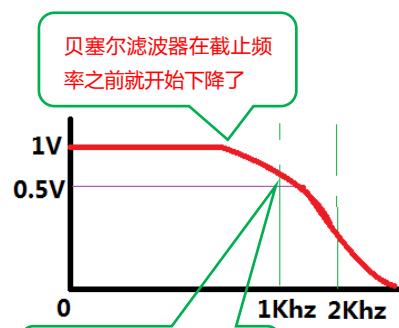


我输入 1V , 500Hz 的信号，滤波器
输出是 1V±0.1~0.2V 上下波动

切比雪夫滤波器



贝塞尔滤波器



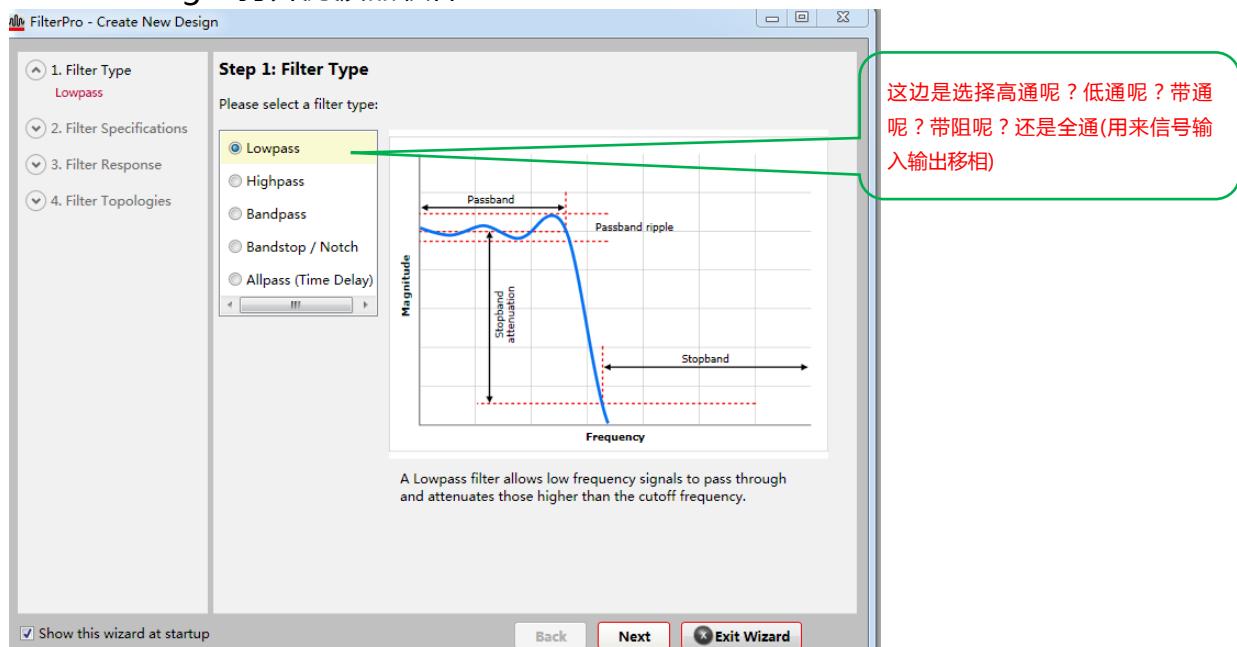
而且滤波效果不是很好

但是贝塞尔滤波器有个特点，就是输入信号和输出信号有很大的相位差，也就是相位延时，所以贝塞尔滤波器用来做输入输出信号延时的。

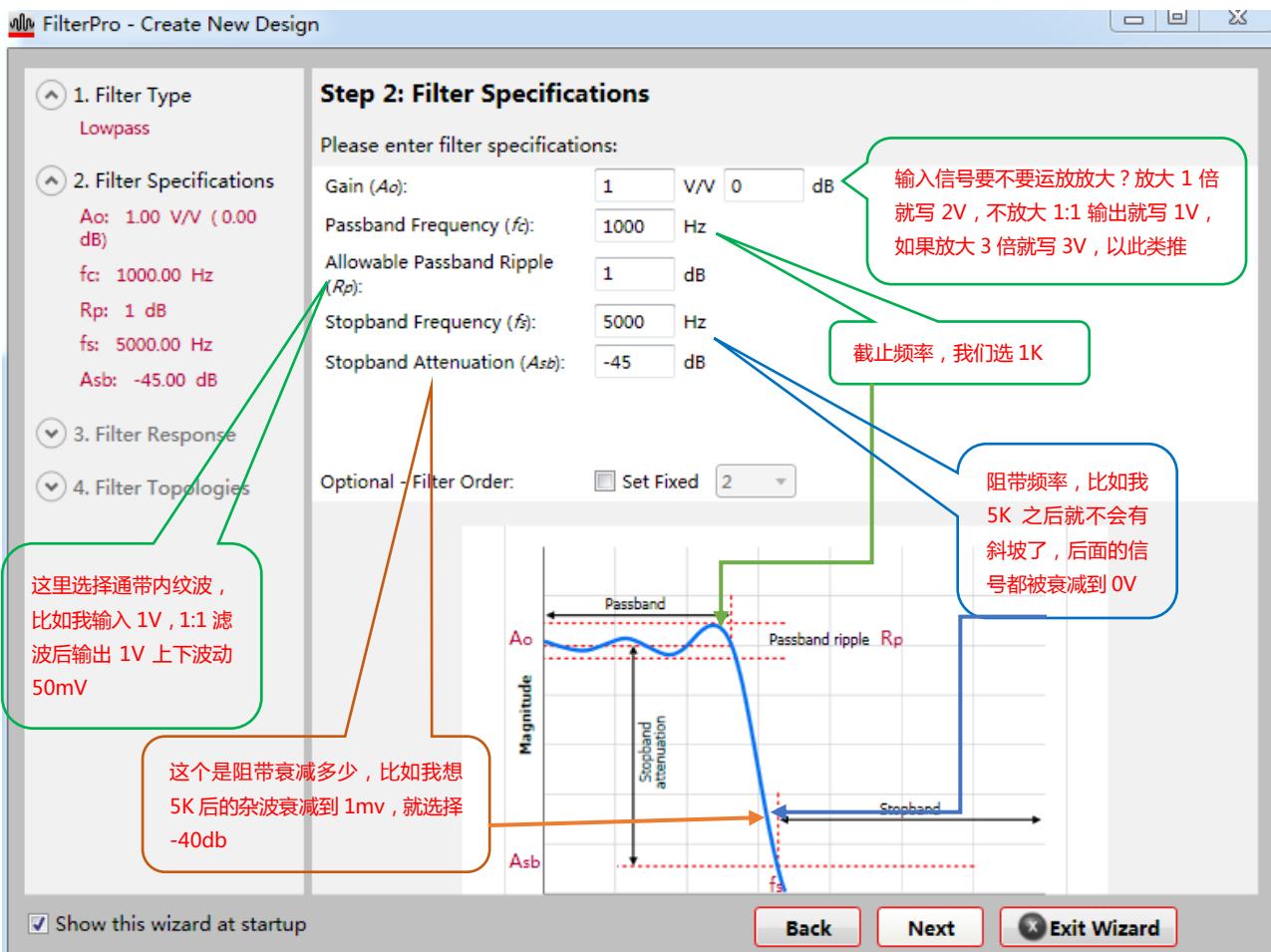
我们用软件来设计滤波器和仿真

打开 FilterPro3.1 版本软件、

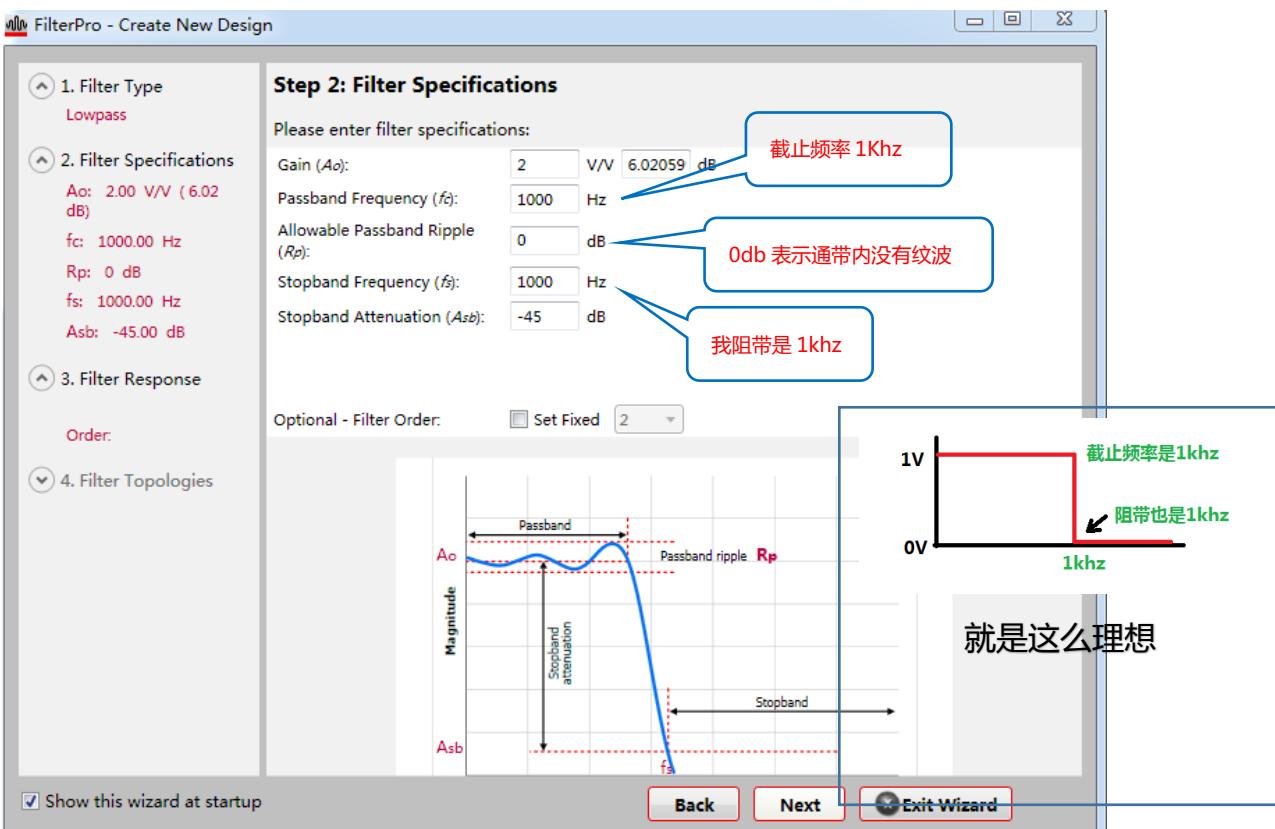
New->Design 打开滤波器软件



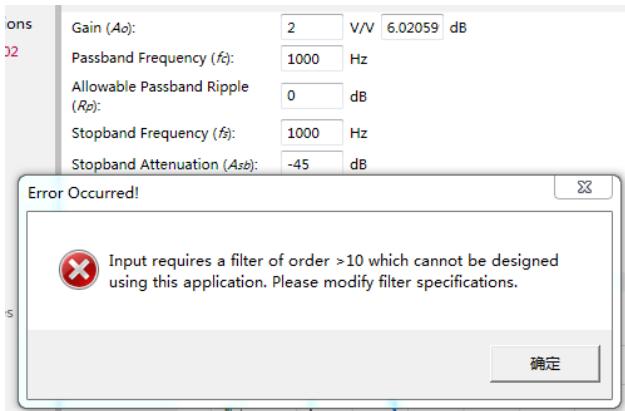
我们选择 Lowpass 低通滤波器



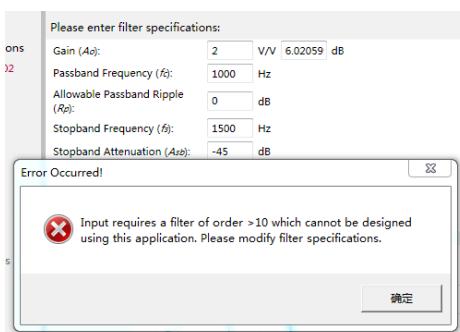
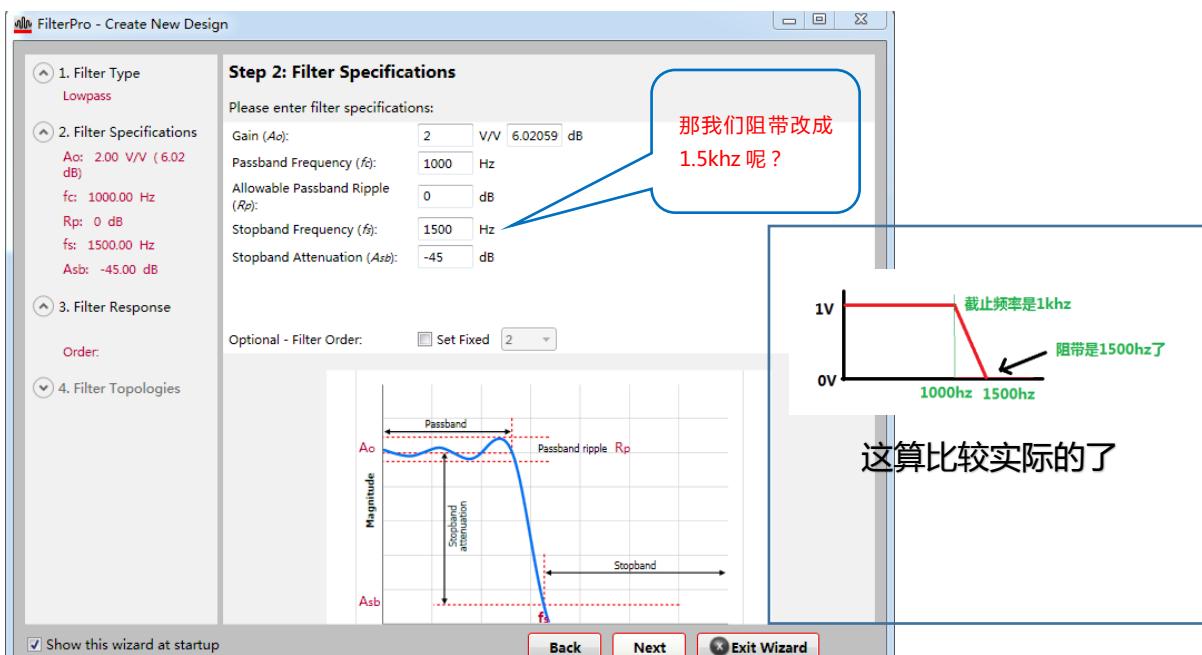
用个例子



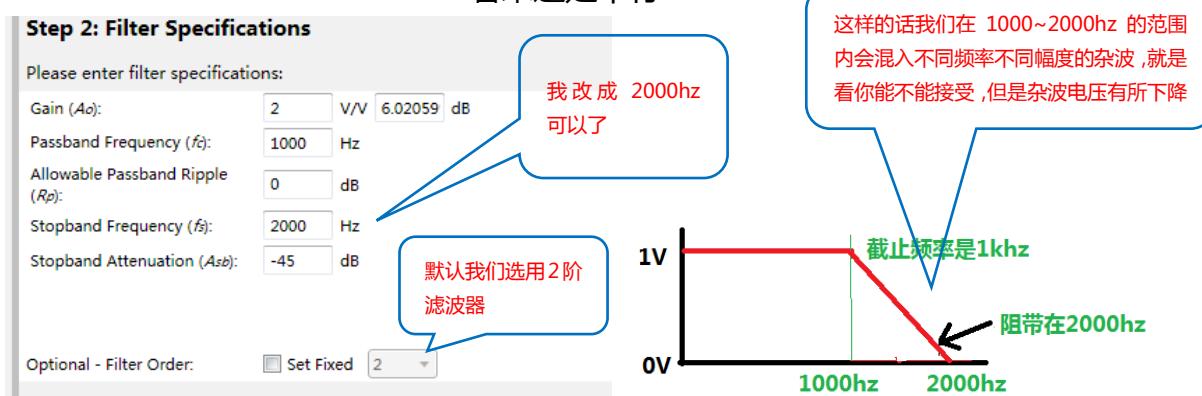
但是你点击 Next

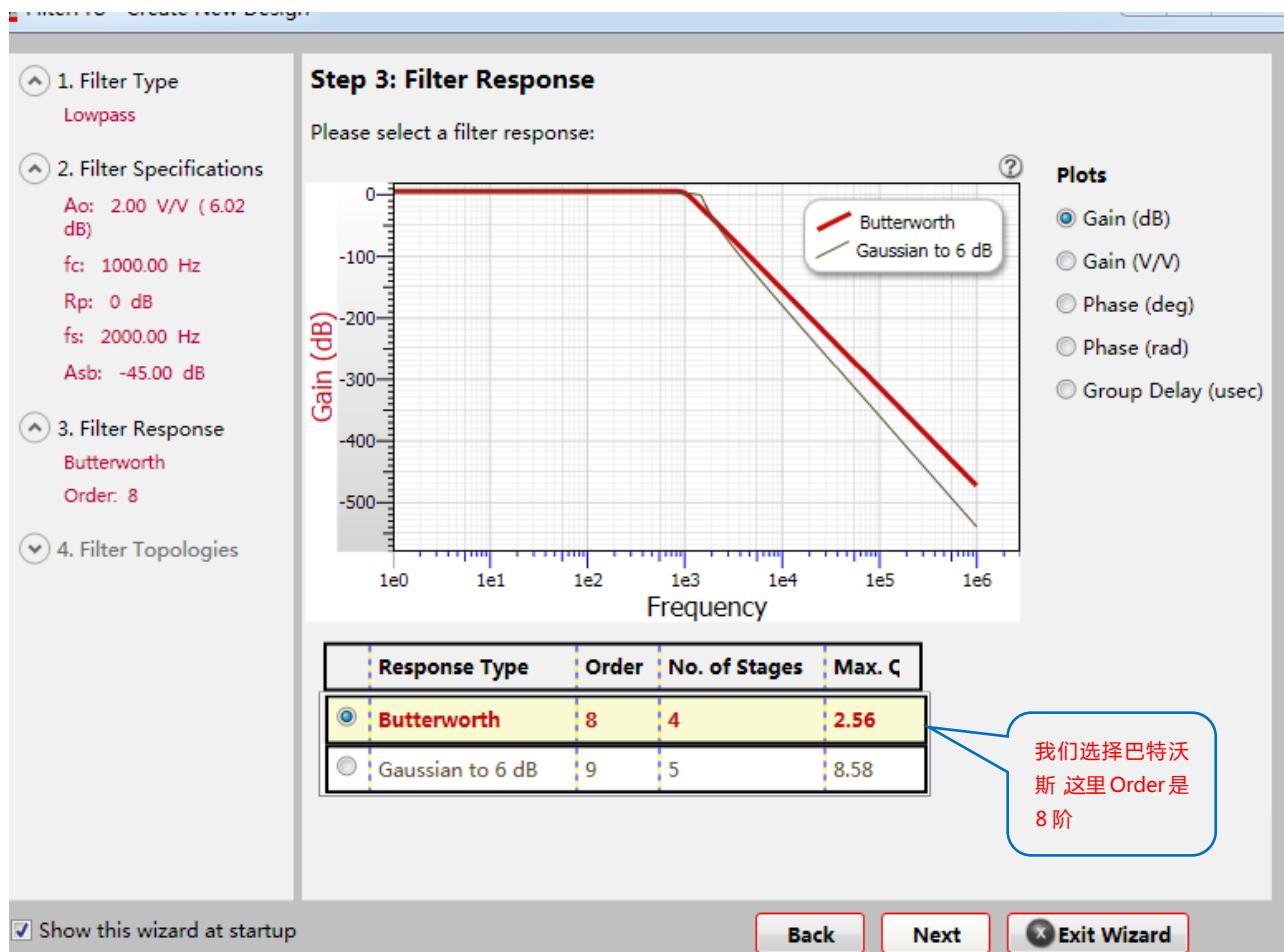


就报错，说必须使用大于 10 阶以上的滤波器，所以不现实啊、



看来还是不行





$$1\text{e}0 = 1 \times 10^0 = 1\text{hz}$$

$$1\text{e}1 = 1 \times 10^1 = 10\text{hz}$$

$$1\text{e}2 = 1 \times 10^2 = 100\text{hz}$$

$$1\text{e}3 = 1 \times 10^3 = 1000\text{hz}$$

$$1.1\text{e}1 = 1.1 \times 10^1 = 11\text{hz}$$

$$2\text{e}1 = 2 \times 10^1 = 20\text{hz}$$

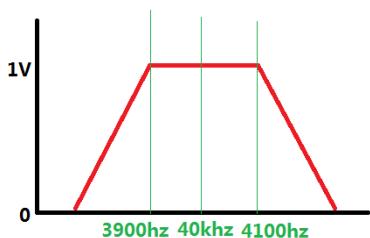
$$3.1\text{e}2 = 3.1 \times 10^2 = 310\text{hz}$$

以此类推

这里讲一下品质因数 Q

$Q = \text{中心频率}/\text{带宽}$, $Q = f/\text{BW}$

一般用在带通滤波器



这样我不尽输出 40khz 的信号，我还要输出 4100hz~3900hz 这段的所有信号

$$Q = f/\text{BW}$$

$$\text{BW} = 4100\text{hz} - 3900\text{hz} = 200\text{hz}$$

$$f = 40000\text{hz}$$

$$Q = f/\text{BW} = 40000\text{hz}/200\text{hz} = 200$$

我的中心频率Q就是200，也就是40Khz左右都有100hz

如果我是超声波信号，我只要 40k 怎么办？

我们就要让 Q 值变大

$$f = 40000\text{hz}$$

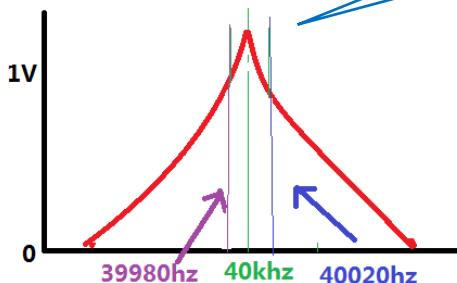
$$Q=1000$$

$$Q=f/\text{BW}$$

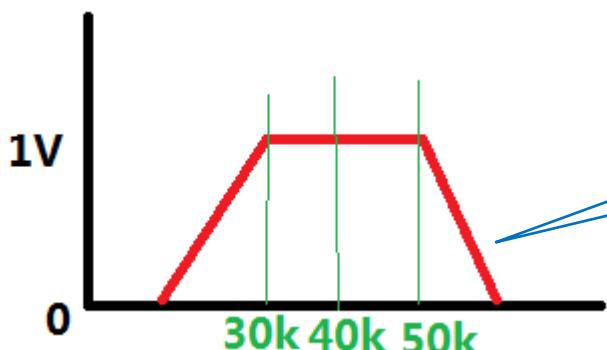
$$\text{BW} = f/Q = 40000/1000 = 40$$

这样就是40000hz左右20hz

你看我们 40khz 的信号，就只有
39980hz~40020hz，左右的杂波能进来

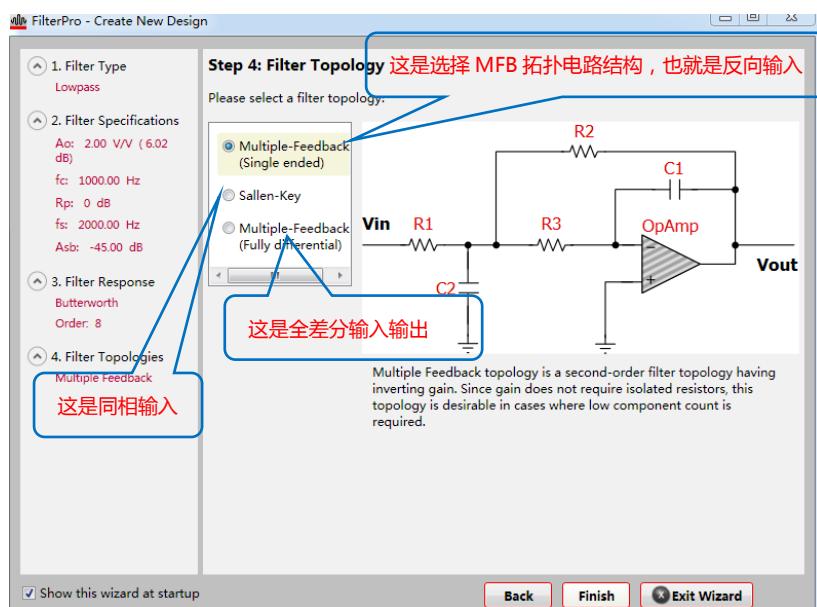


你可以把 Q 值再做高，只剩下 40khz，但是一般元器件特性是无法满足只有 40khz 这种 Q 值的

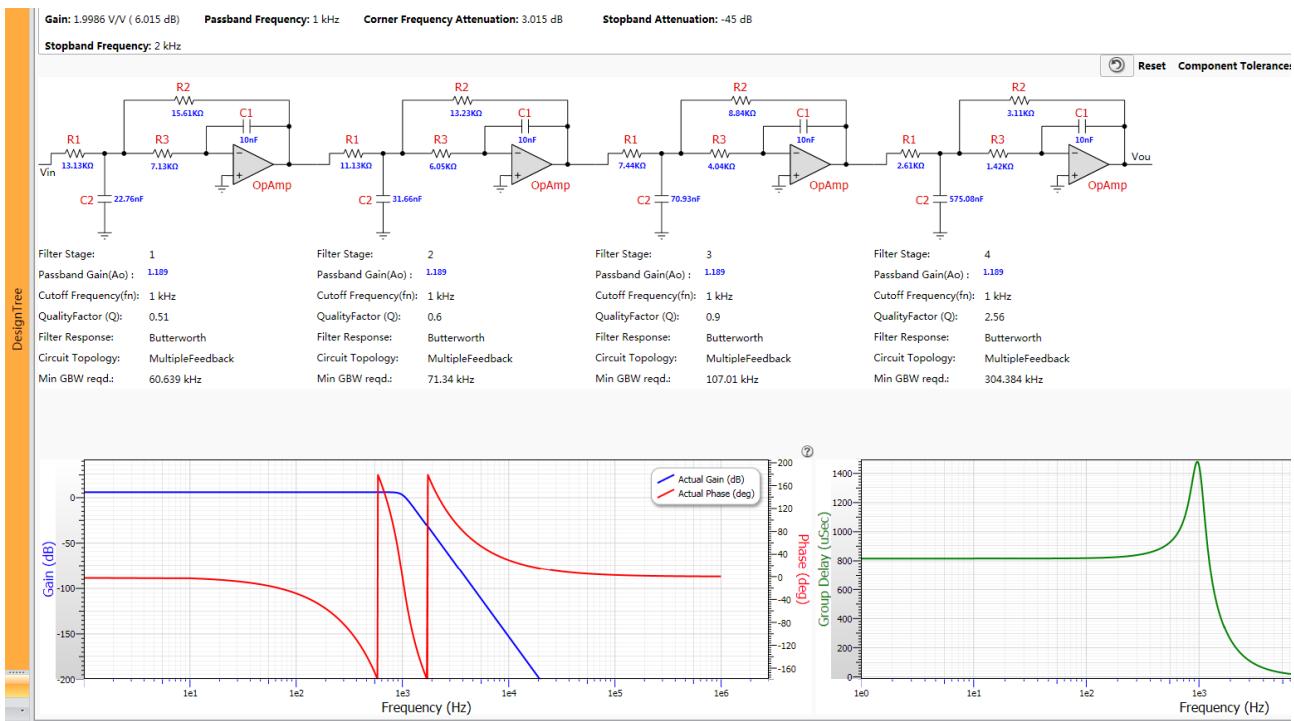


如果我们要获取 30k~50k 频段的所有信号，我们就要把 Q 值降低，根据上面 Q 值的计算就能看出来

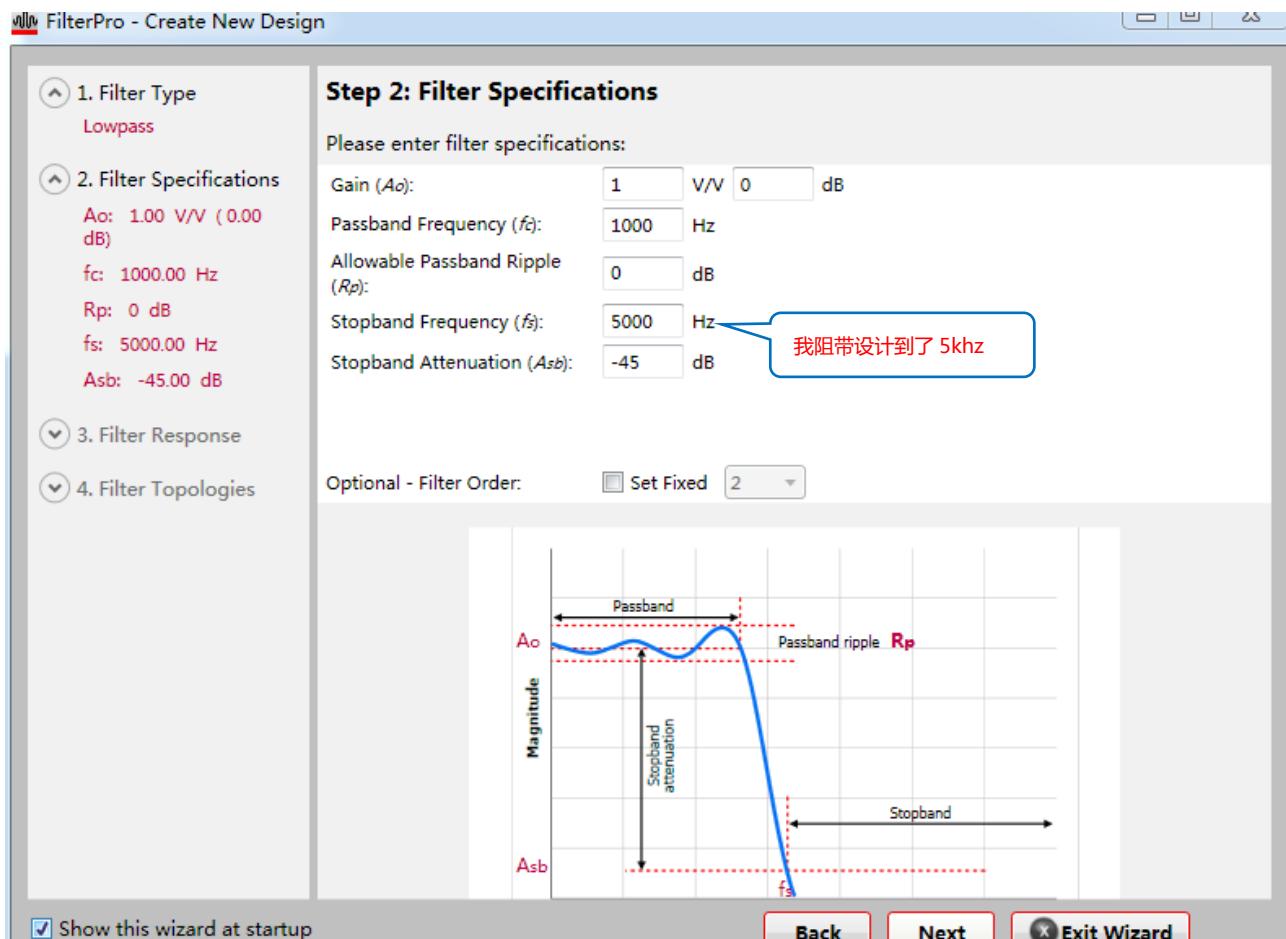
带阻滤波器也是要看 Q 值的，和带通相反

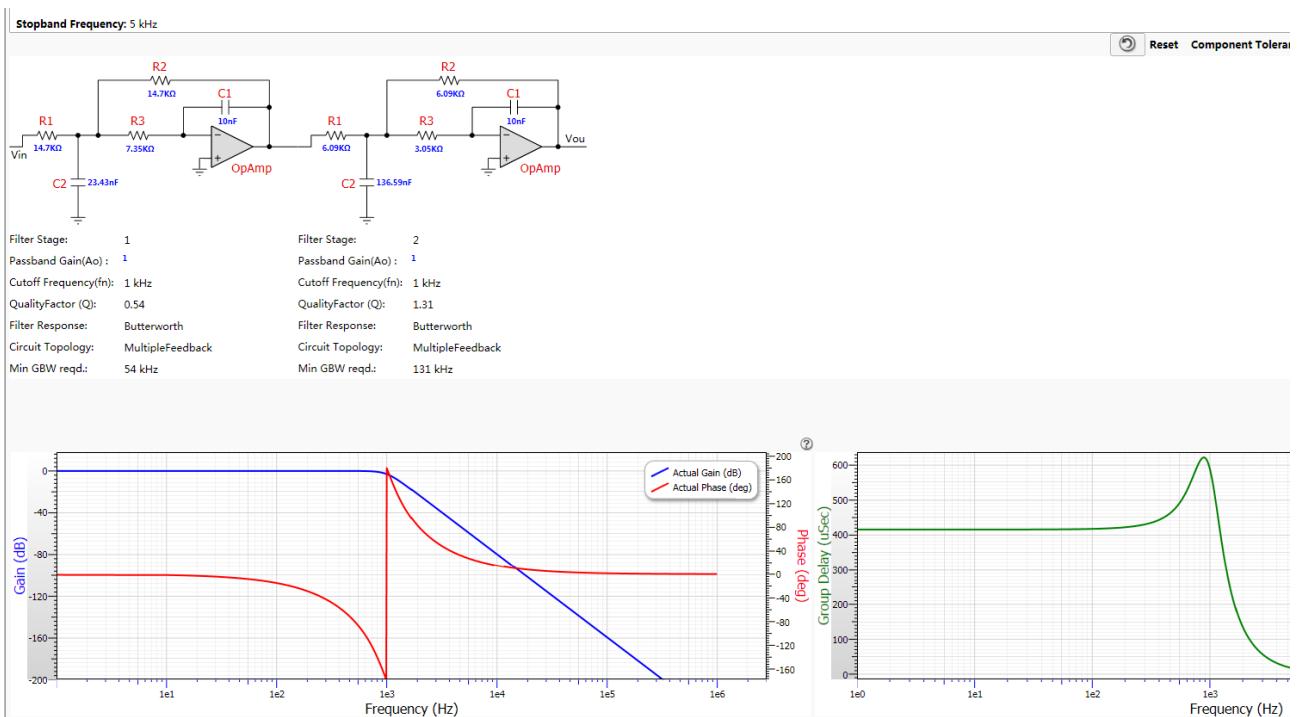
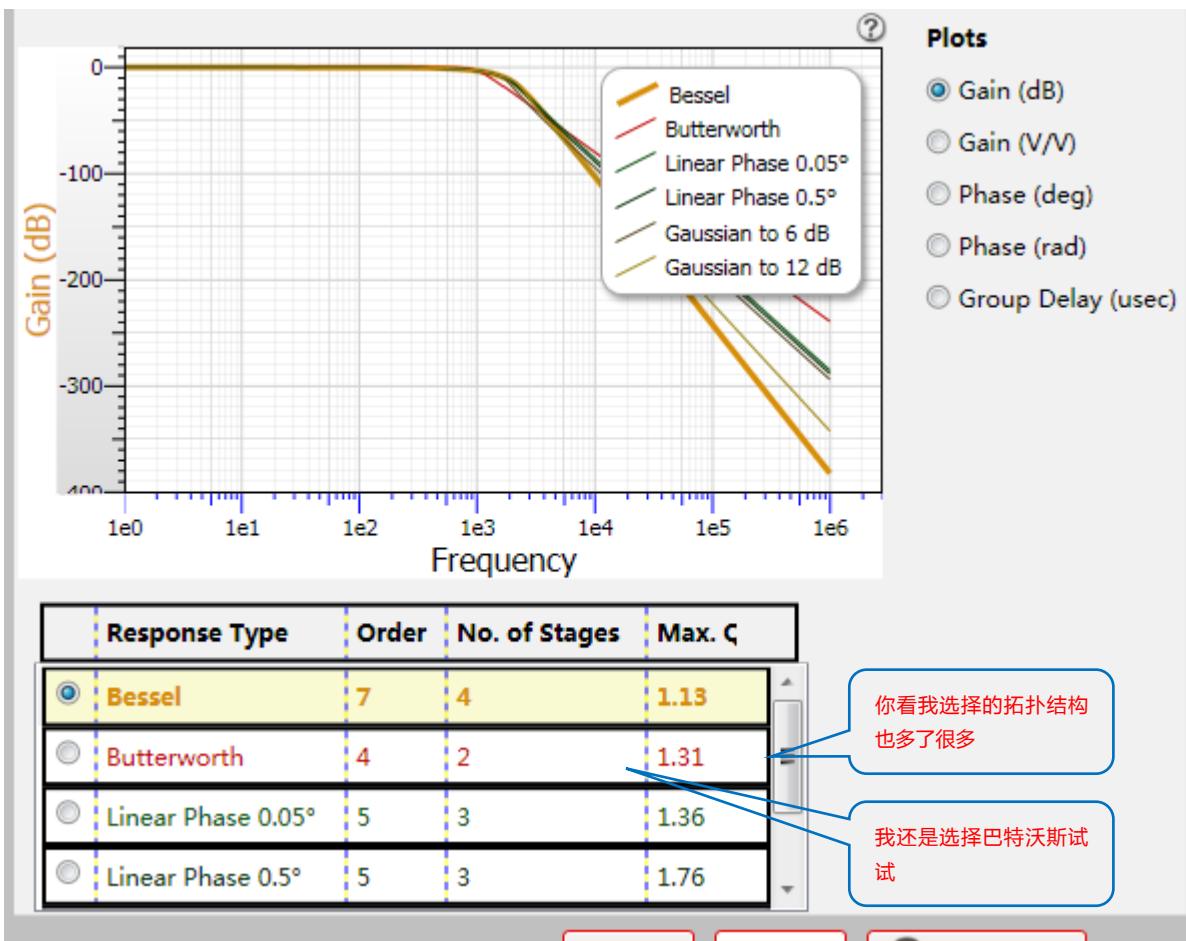


设计结束点击 Finish



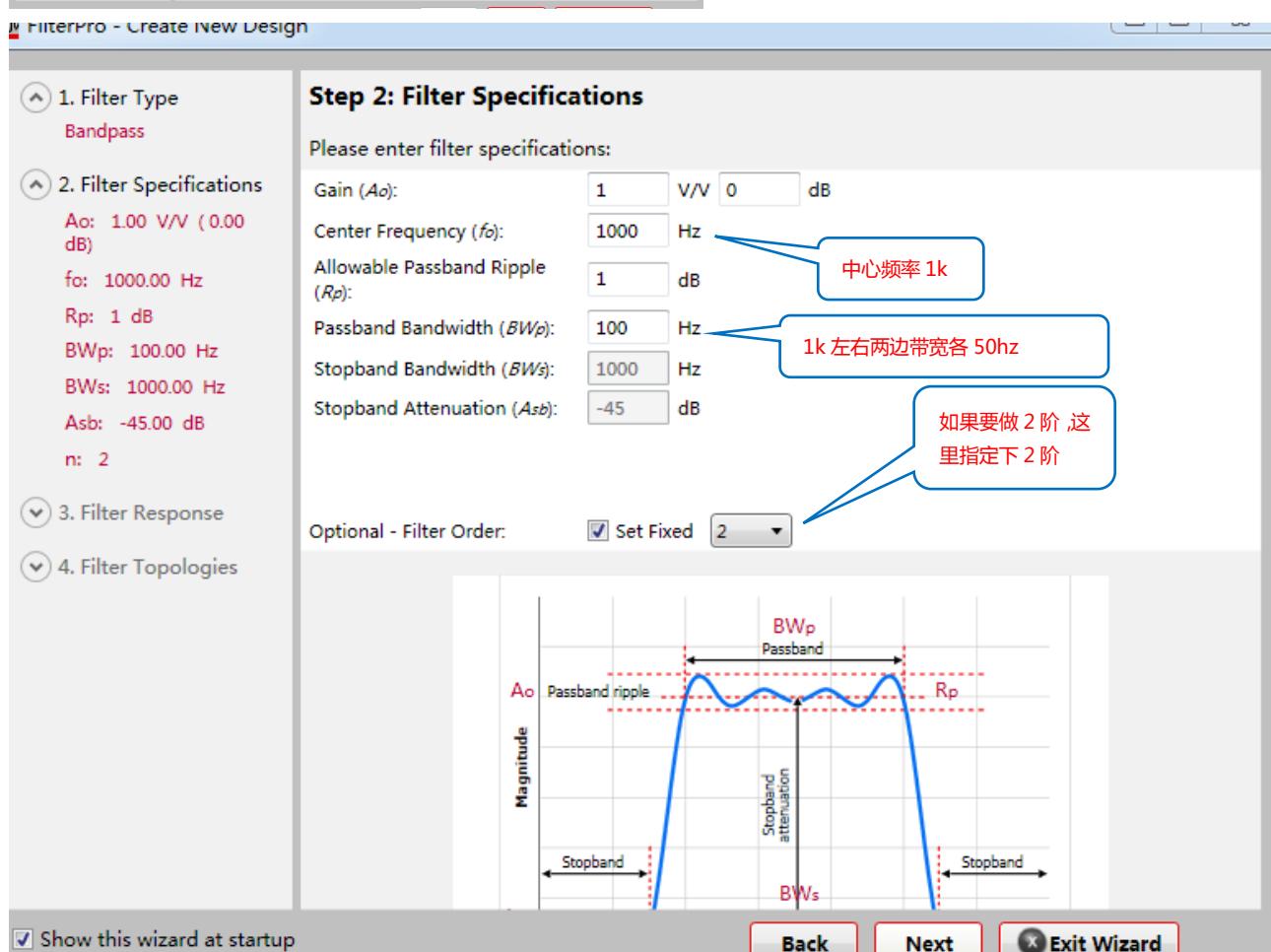
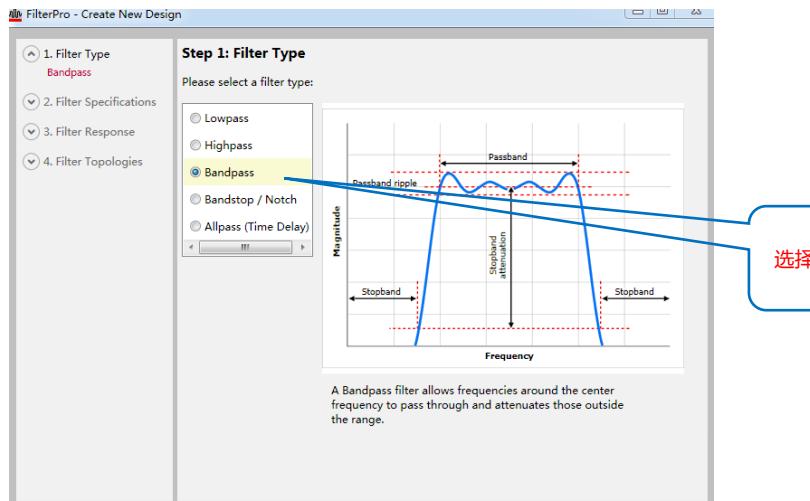
你看我们设计的低通滤波器电路就出来了，虽然我们默认设置是2阶，但是阻带参数太苛刻了，所以设计出了8阶，我们把阻带修改宽点





你看这就减小到了 4 阶

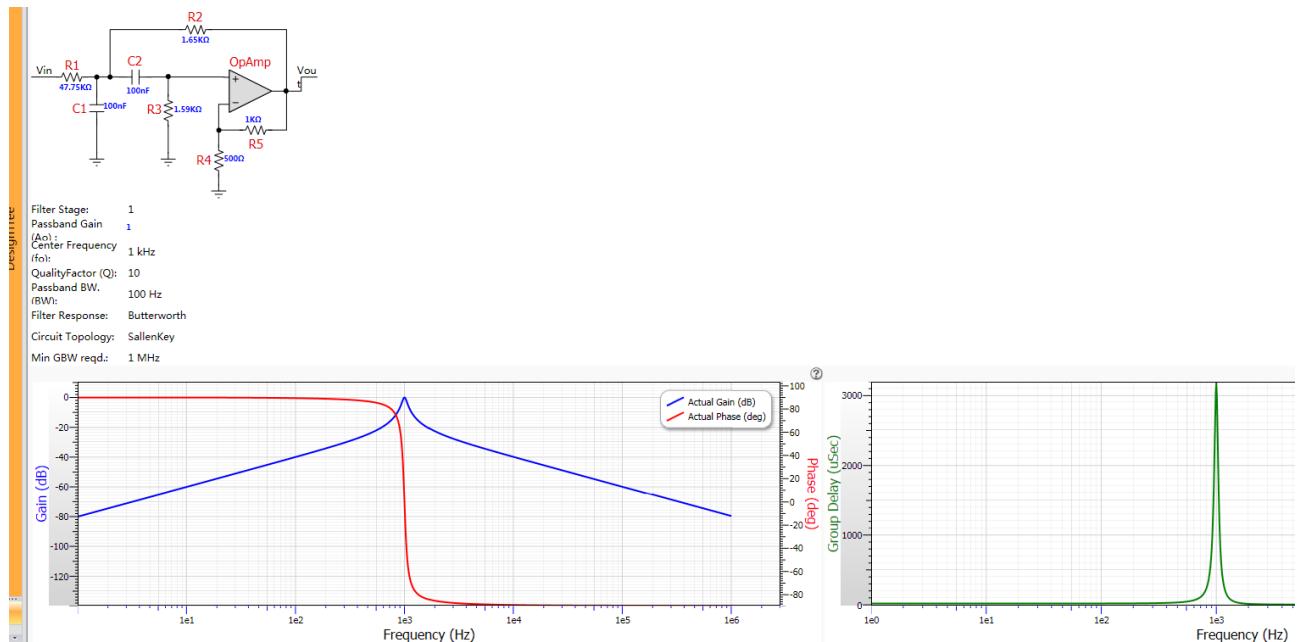
我们以带通滤波器为例，设计和仿真



Show this wizard at startup

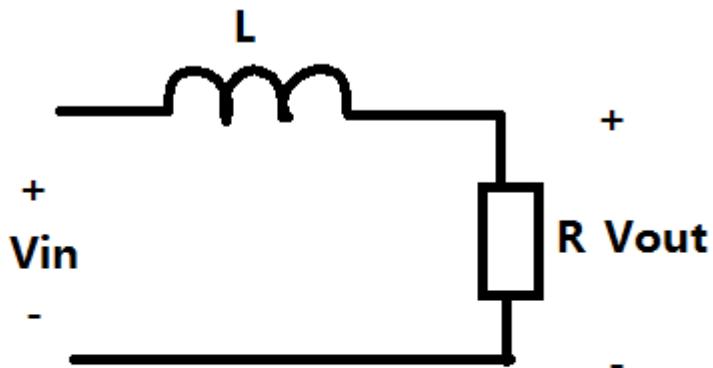
Response Type	Order	No. of Stages	Max. ζ
<input type="radio"/> Bessel	2	1	10
<input checked="" type="radio"/> Butterworth	2	1	10

选择巴特沃斯



最后设计出来就是这样，修改下电容电阻精度，电阻 1%，电容 10%

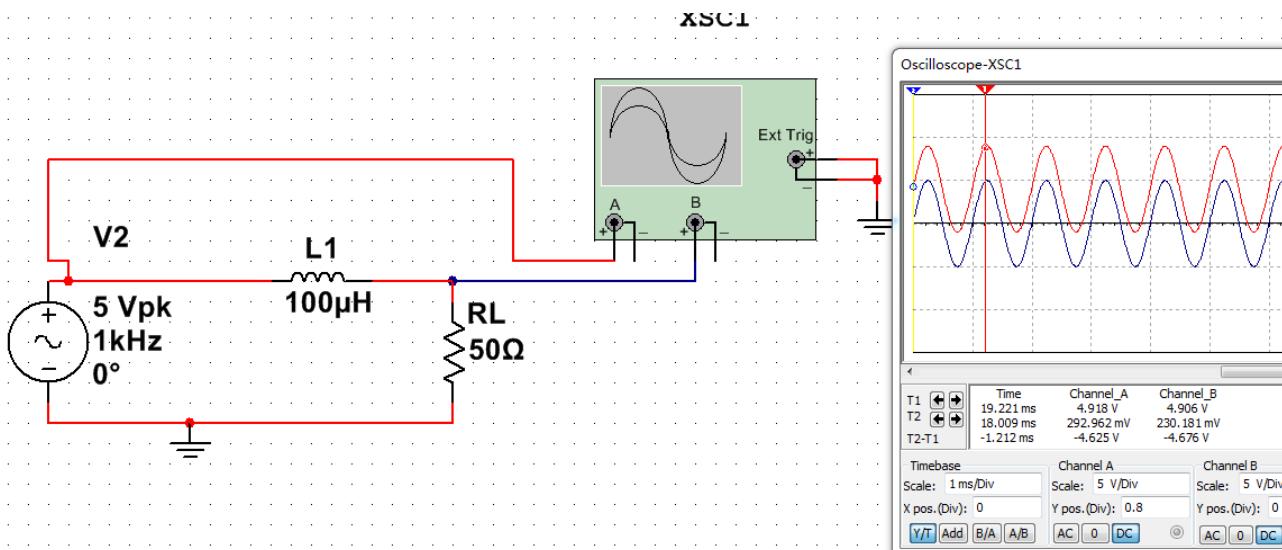
电源滤波电感选择



$$f_{cutoff} = \frac{R}{2\pi L}$$

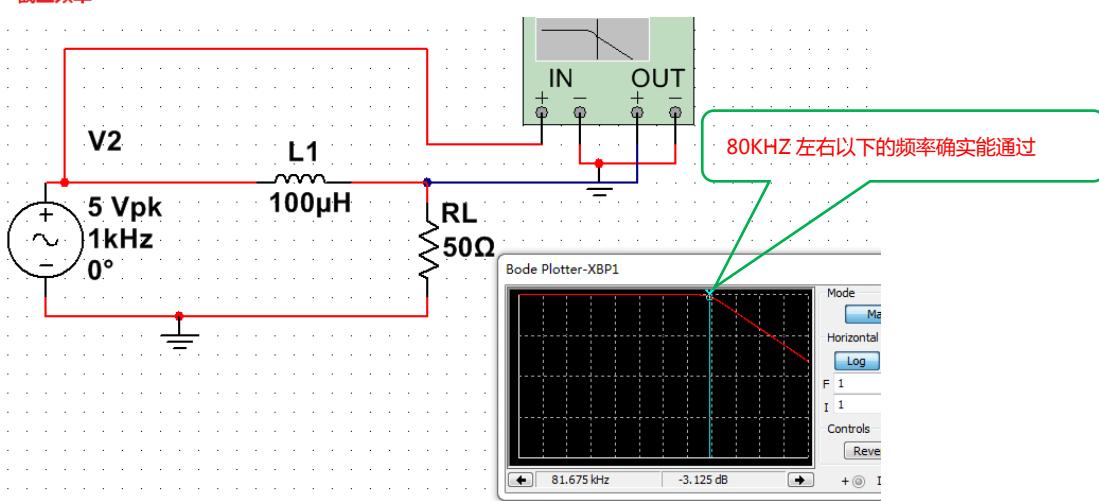
截止频率

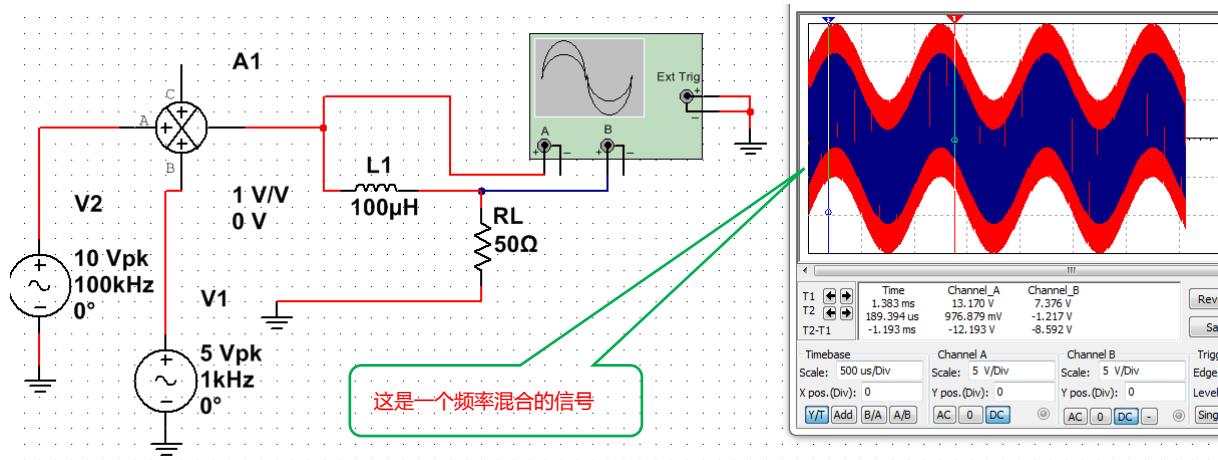
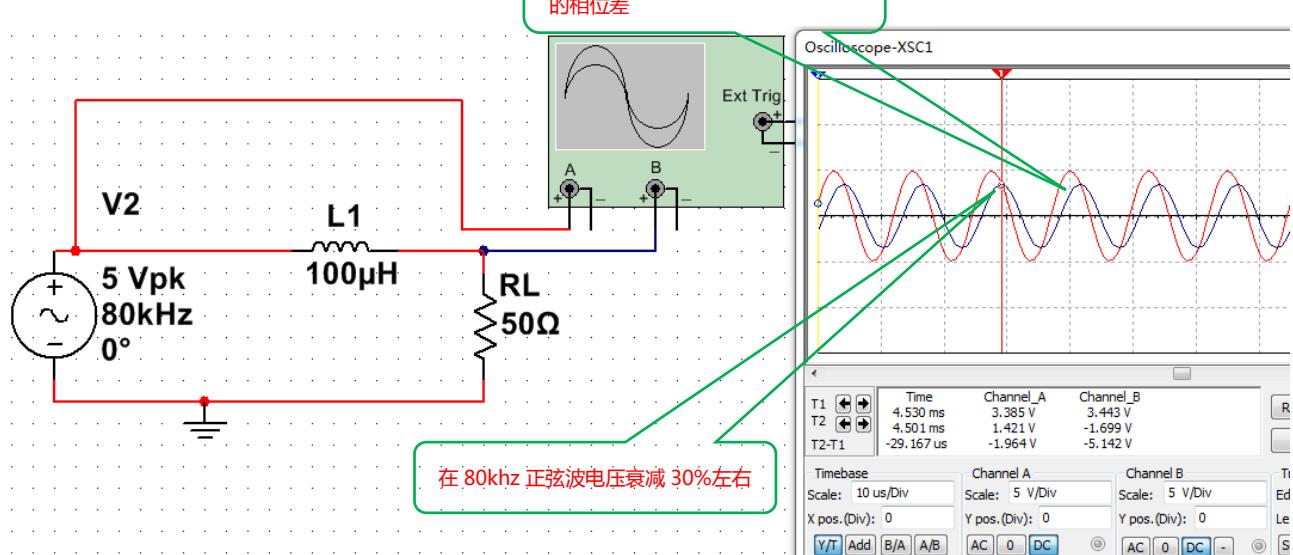
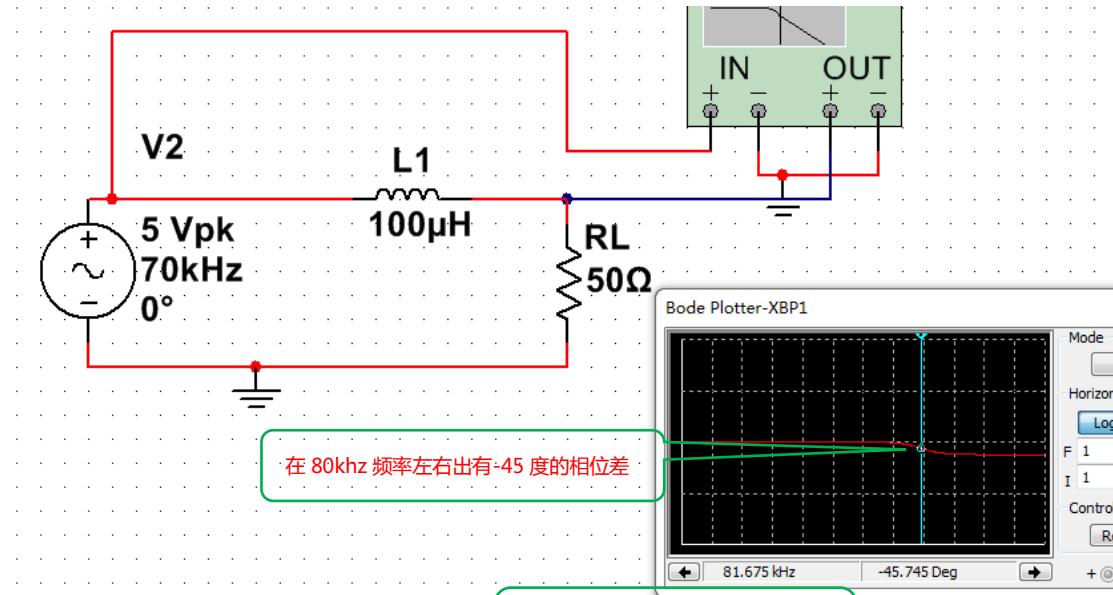
这种电感接入法构成低通滤波器

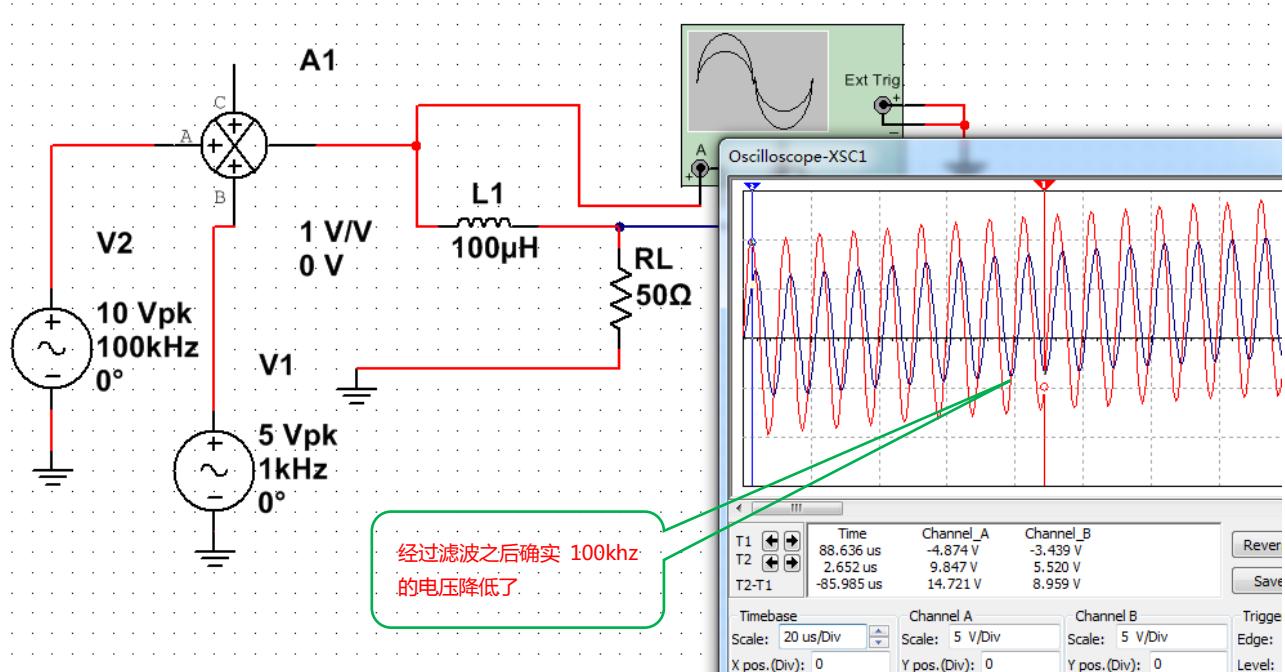


$$f_{cutoff} = \frac{R}{2\pi L} = \frac{50}{2 \times 3.14 \times 100 \mu H} = 80KH$$

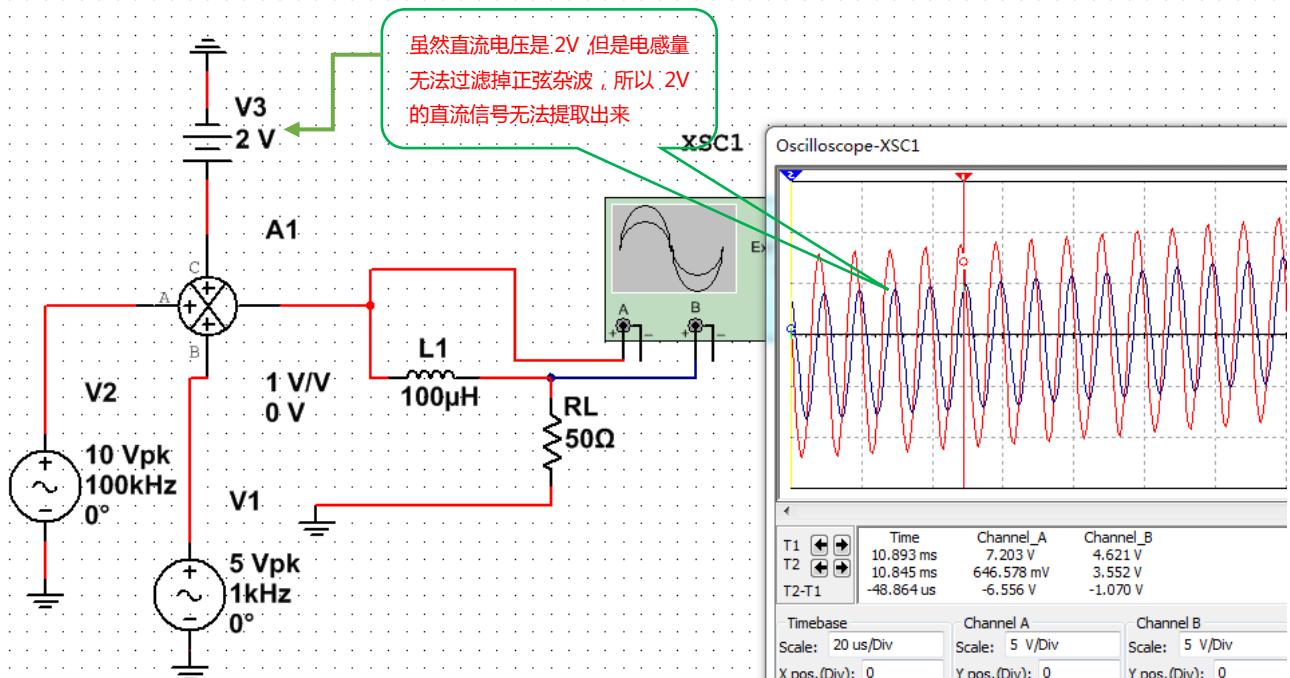
截止频率







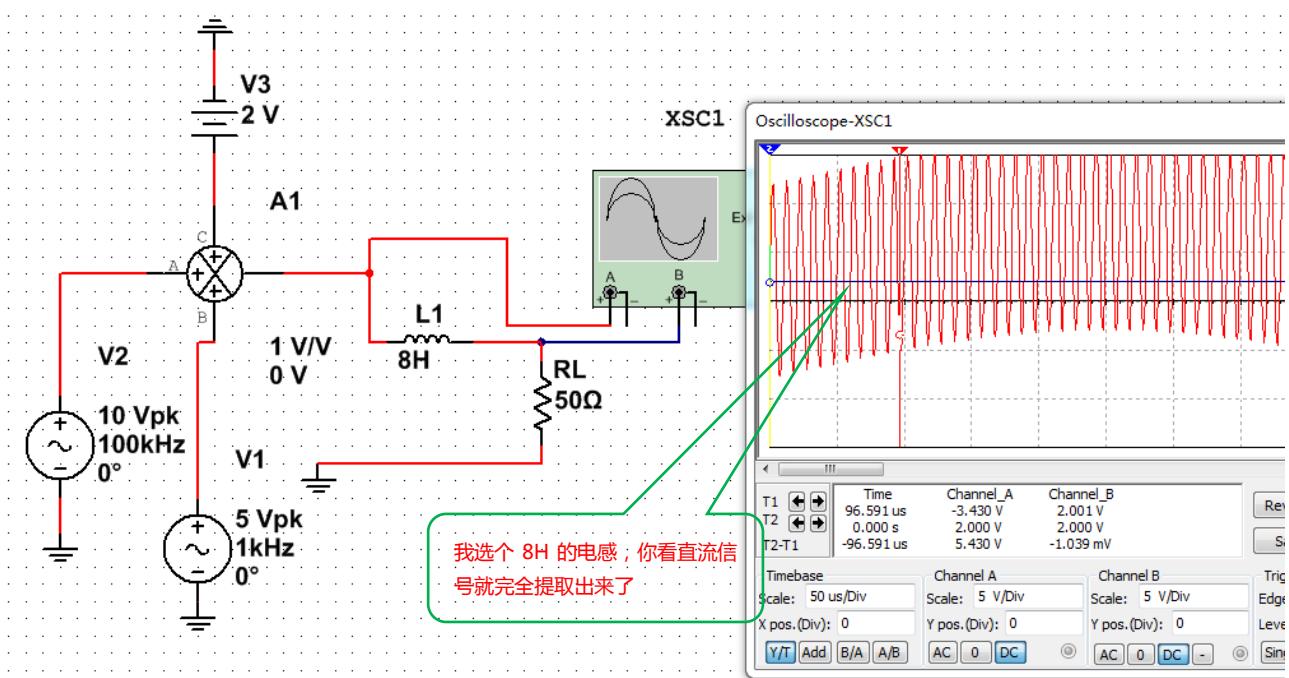
如果我们将上述理论的电感用在电源滤波上是什么样子的？



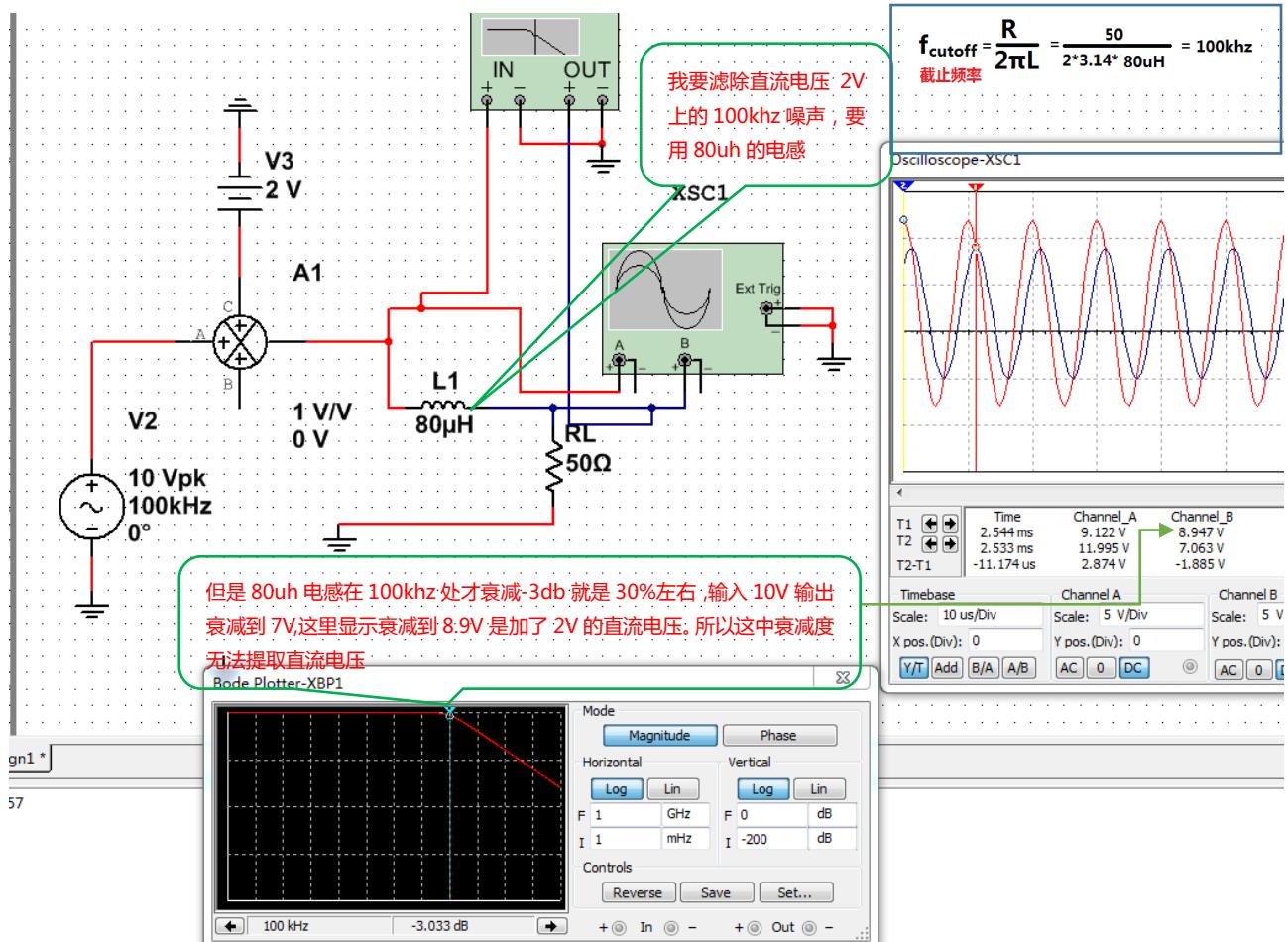
$$f_{cutoff} = \frac{R}{2\pi L} = \frac{50}{2 * 3.14 * 7.69 H} = 1 \text{ hz}$$

截止频率

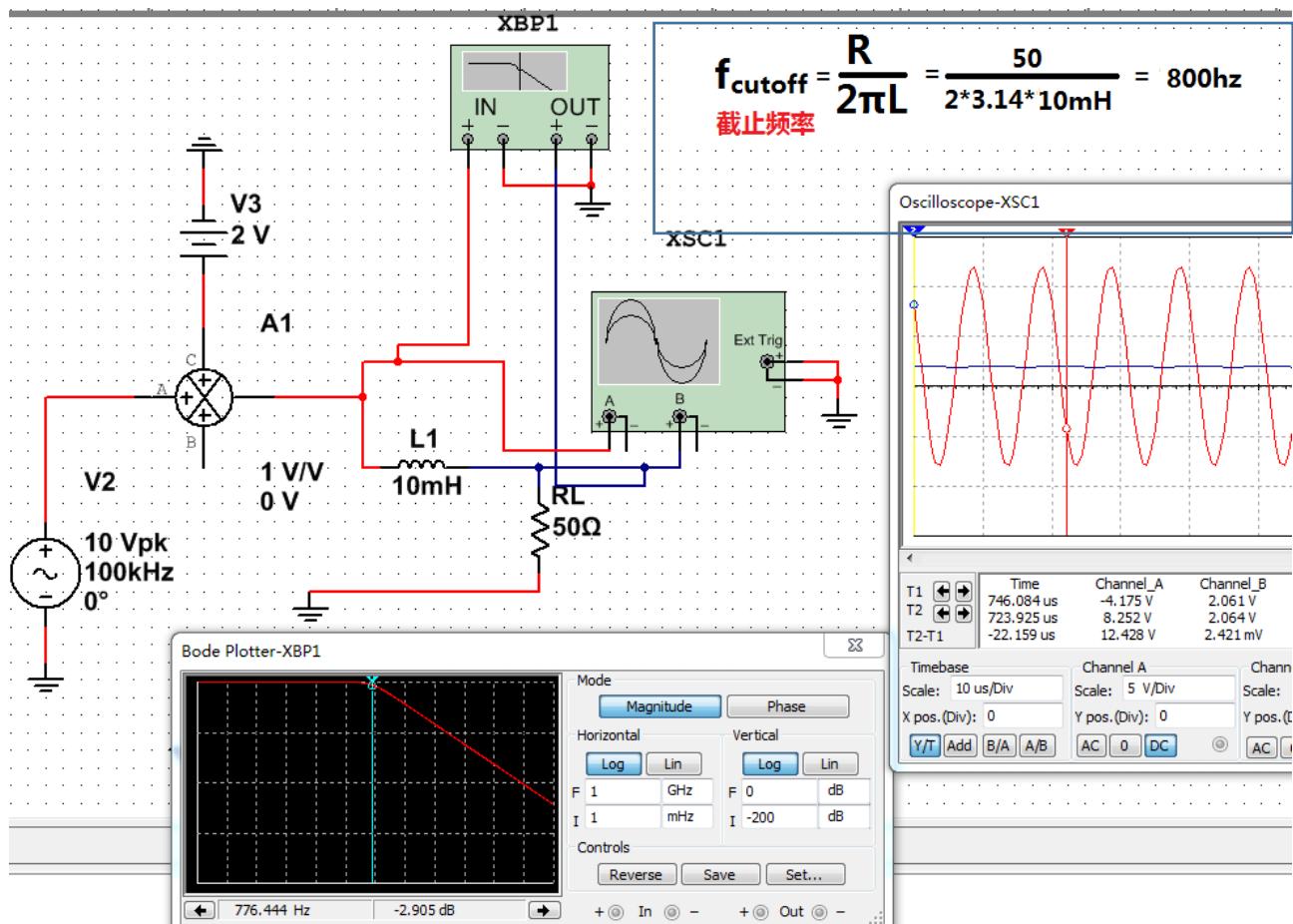
直流频率我取 1hz



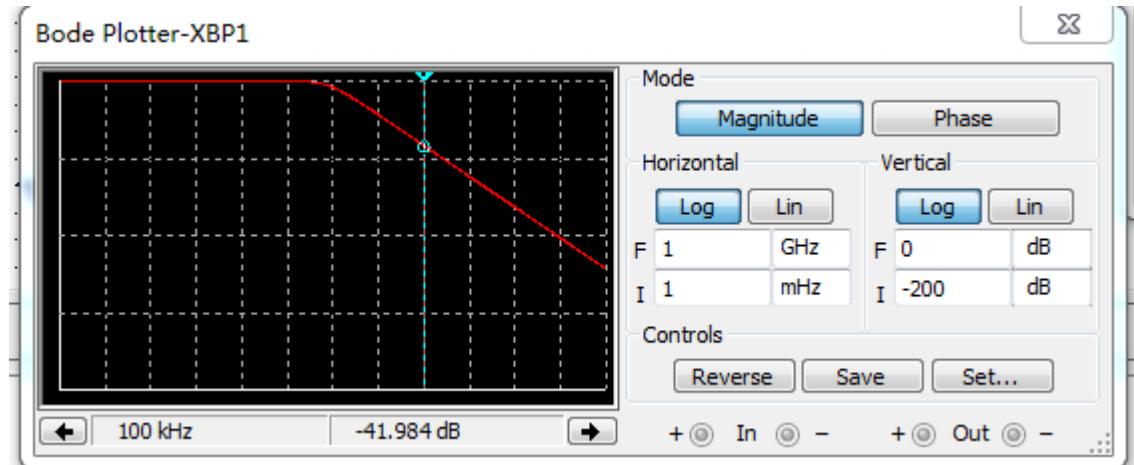
但是实际应用中我们不可能去找一个这么大的电感，而且干扰一般都在几百 KHz 以上，所以滤掉几百 KHz 以上的截止频率就可以了



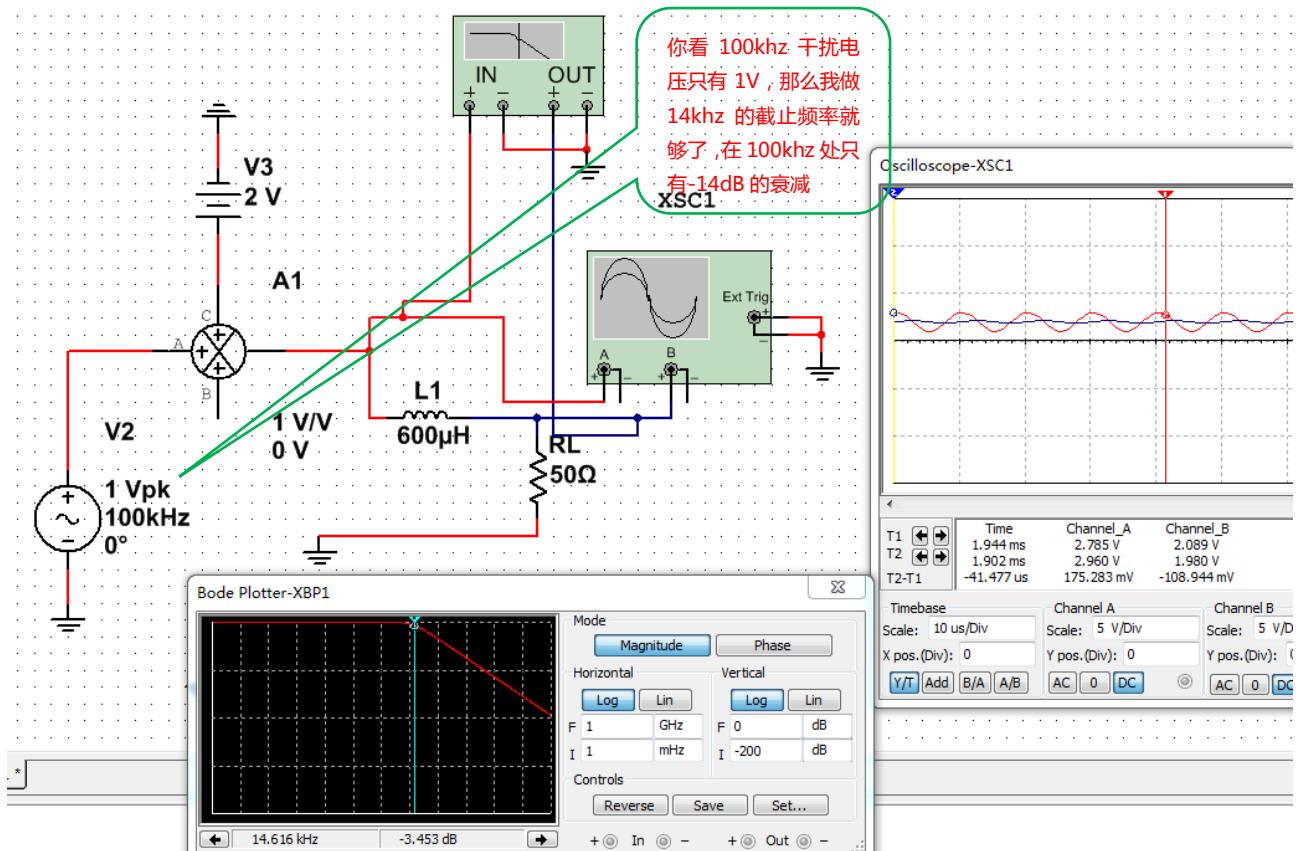
下面我们来做做完全滤除 100kHz 信号的方法



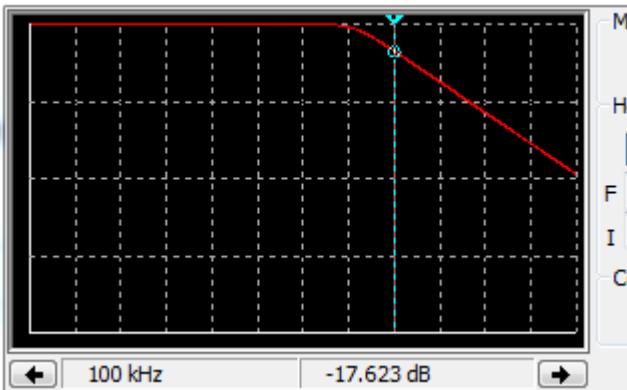
我们必须做 800hz 的截止频率，才能把 2V 的直流信号完全提取出来，



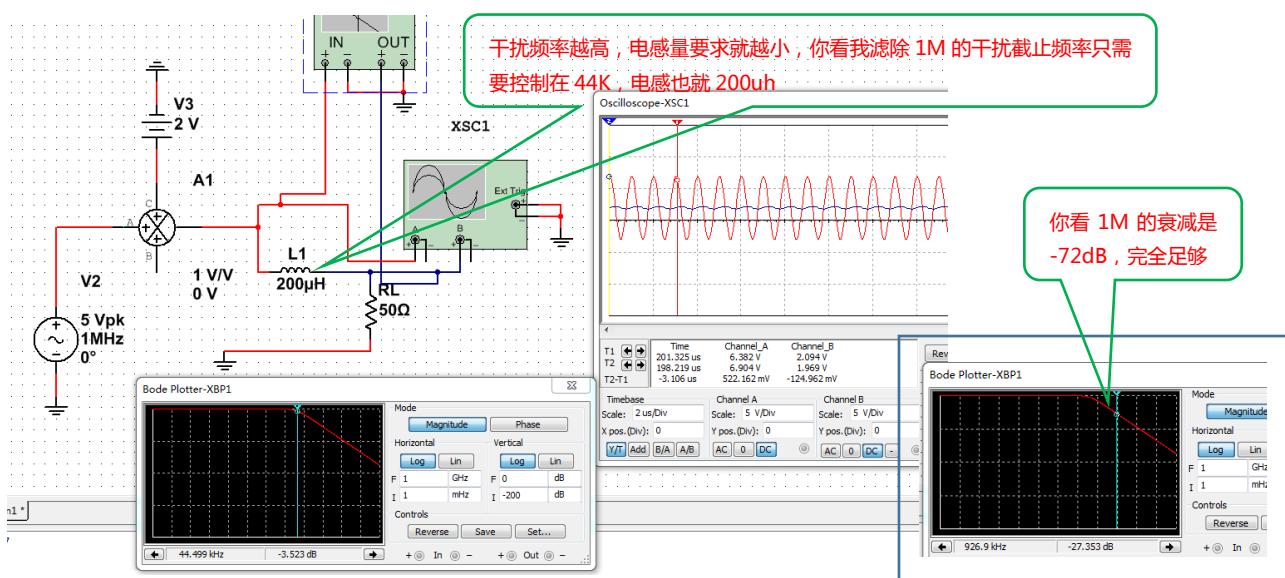
因为在 800hz 的截止频率下，100khz 的正弦波噪声衰减了-41dB，这样才完全把 10V 的干扰完全衰减掉了，其实如果干扰电压变小的话，用不着做-41dB 的衰减。我们下面来看看。



Bode Plotter-XBP1



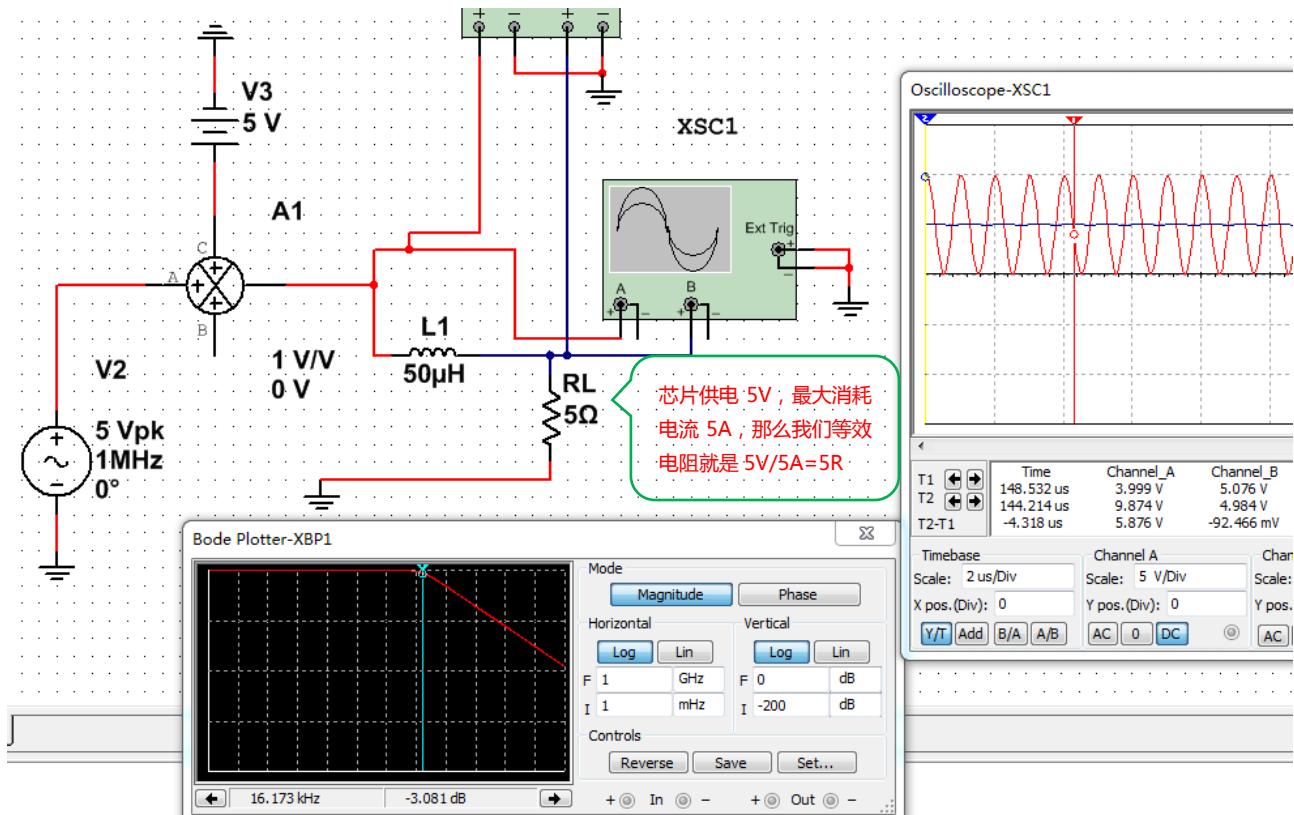
所以电感量还跟干扰信号的电压有关



上面我们把电感量计算出来了，但是只有电感量还不行，还有查询电感的谐振频率和直流电阻是否符合要求

现在我有一个芯片需要供电，芯片电压 5V，电流 1A，芯片工作频率 1M

求滤波电感的电感值？，直流电阻？，电感额定电流？，和电感谐振频率？。

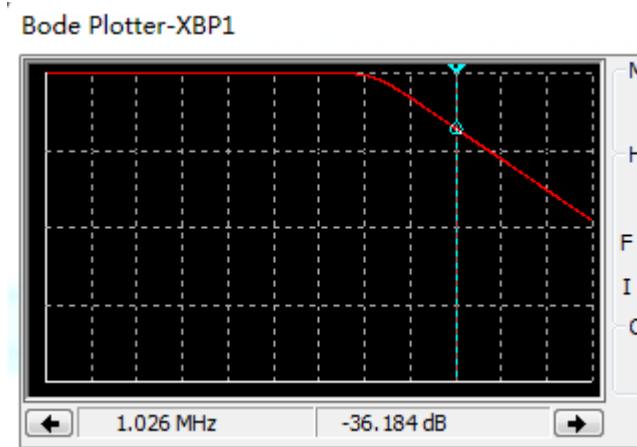


$$f_{cutoff} = \frac{R}{2\pi L} = \frac{5}{2 * 3.14 * 700nH} = 1M$$

截止频率

滤除频率为 1M，这里计算结果是 700nH，为什么我要用 50uH 电感呢？

因为 700nH 是 1M 的-3db 位置，滤不干净，所以我们要让 $1M/100=10K$ 在 10K 的位置做截止频率计算



这样我在 1M 的位置就有-36dB 的衰减

电感值有了，我们来选取电感的直流电阻，额定电流

CHARACTERISTICS SPECIFICATION TABLE

L (μ H)	Tolerance	Measuring frequency (kHz)	DC resistance typ. (Ω) \pm 30%	Rated current*		Part No.
				I _{sat} (A)max.	I _{temp} (A)typ.	
1.0	\pm 30%	100	0.015	8.9	5.1	VLS5045EX-1R0N-CA
1.5	\pm 30%	100	0.017	7.4	5.0	VLS5045EX-1R5N-CA
2.2	\pm 30%	100	0.022	6.4	4.7	VLS5045EX-2R2N-CA
3.3	\pm 30%	100	0.027	5.2	4.2	VLS5045EX-3R3N-CA
4.7	\pm 20%	100	0.036	4.4	3.2	VLS5045EX-4R7M-CA
6.8	\pm 20%	100	0.046	3.6	2.9	VLS5045EX-6R8M-CA
10	\pm 20%	100	0.061	3.1	2.5	VLS5045EX-100M-CA
15	\pm 20%	100	0.110	2.2	1.9	VLS5045EX-150M-CA
22	\pm 20%	100	0.125	2.0	1.8	VLS5045EX-220M-CA
33	\pm 20%	100	0.24	1.5	1.3	VLS5045EX-330M-CA
47	\pm 20%	100	0.30	1.3	1.0	VLS5045EX-470M-CA

电感内部电阻有 $300\text{m}\Omega$ ，如果 5V 电压经过电感 0.3Ω 给芯片供电。电流 $1\text{A} \times 0.3\Omega = 0.3\text{V}$ ，5V 到芯片有 0.3V 的压降， $5\text{V} - 0.3\text{V} = 4.7\text{V}$ ，芯片就只能收到 4.7V 的电压

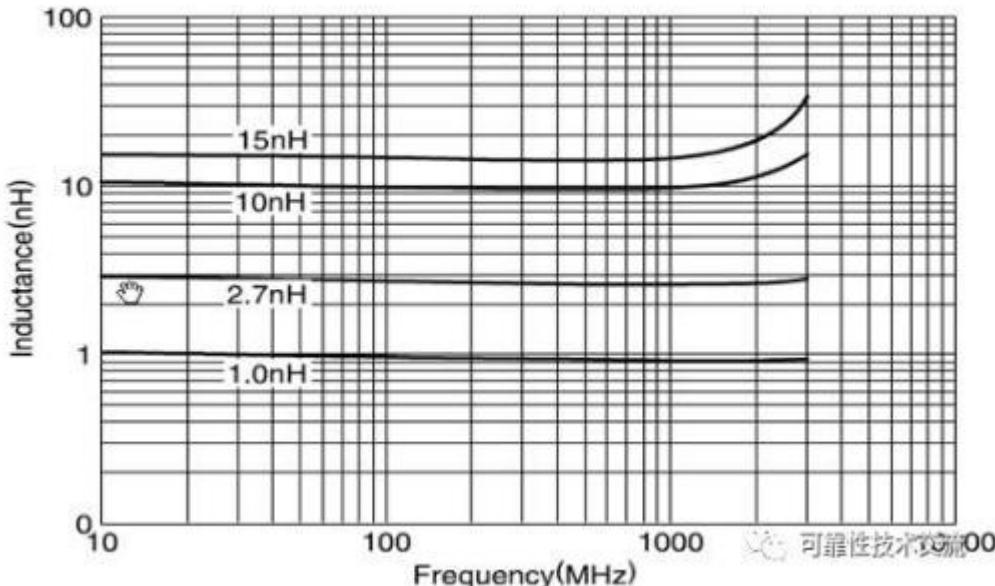
这是允许流过电感的最大电流 I_{sat} （饱和电流），我们芯片最大需要电流是 1A ，所以降额 30% ，取电感 1.3A 的饱和电流就可以了

这个饱和电流是带磁芯电感的指标。如果是空芯电感，没有饱和电流的说法

空芯电感电感量小，一般用在高频 100MHz 以上。带磁芯的电感，电感量大，用于电源滤波，振荡之类。

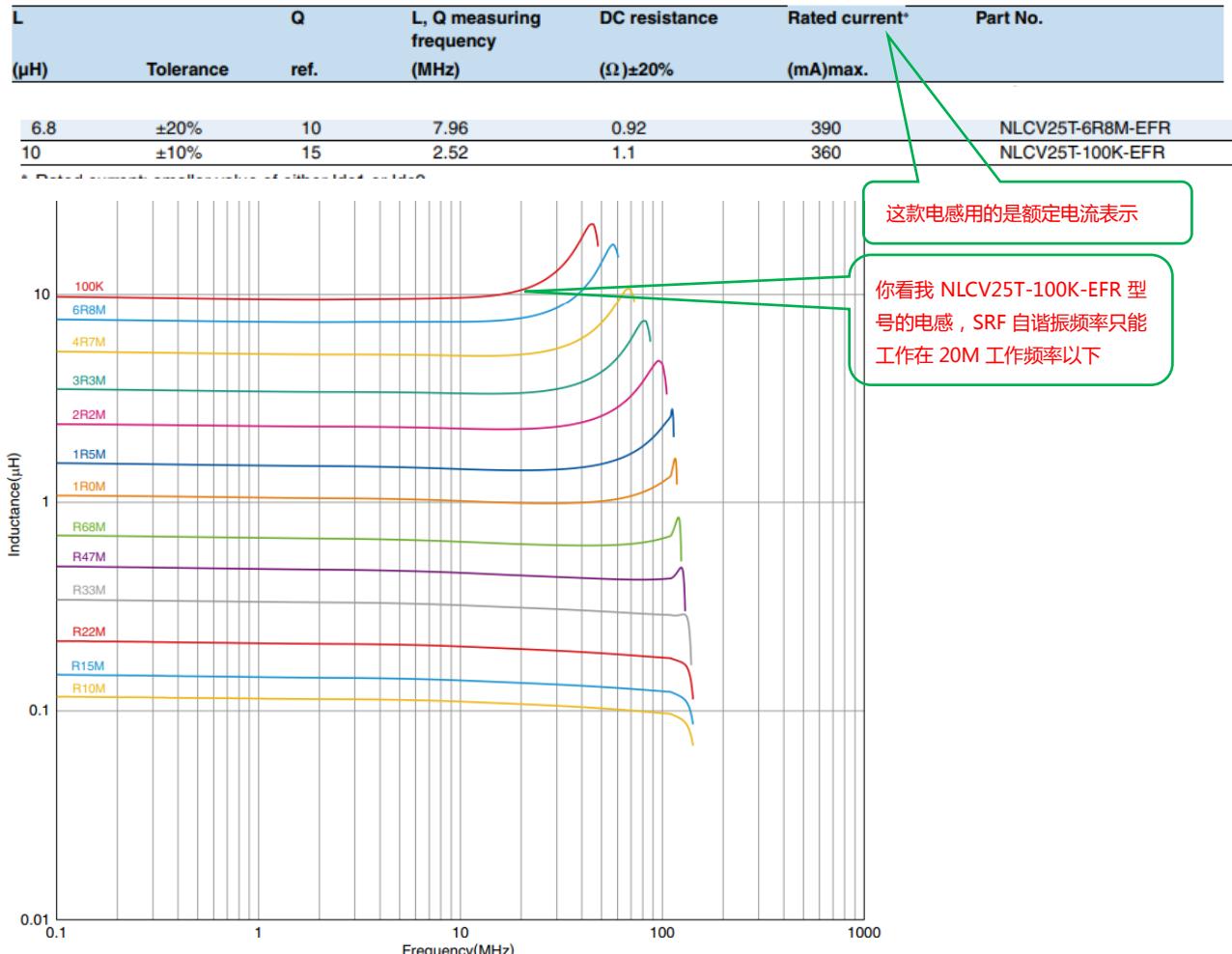
电感自谐振频率选取

电感频率特性



电感工作频率小于谐振频率，电感值保持稳定，电感工作频率大于谐振频率，电感值就会发生急剧变化

比如 TDK 的一款电感



这是低频小功率电感的自谐振频率指标

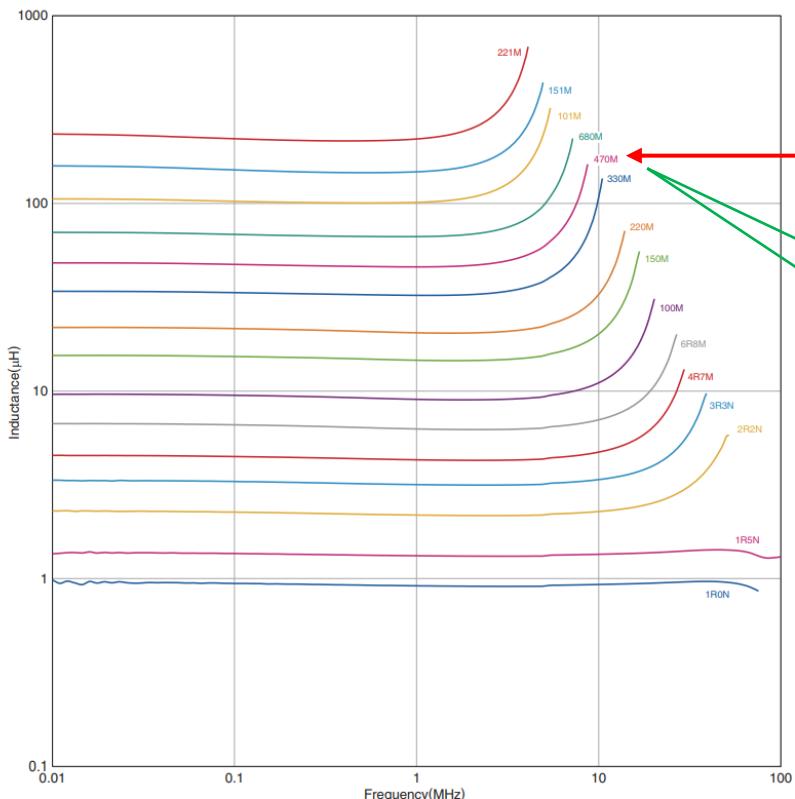
Multilayer		MLF1005V-J					
MLF1005 Series	L x W [mm] T [mm]		1.00x0.50 0.55Max				
	L [μ H]	L tolerance	Measuring condition Freq. [MHz]	SRF Min. [MHz]	RDC Max. [ohm]	Rated Current Max. [mA]	Thickness Max (mm)
	0.10	\pm 5%	25	450	0.51	180	0.55
	0.12	\pm 5%	25	400	0.59	180	0.55
	0.15	\pm 5%	25	350	0.63	180	0.55
	0.18	\pm 5%	25	320	0.72	160	0.55
	0.22	\pm 5%	25	290	0.79	160	0.55
	0.27	\pm 5%	25	260	0.91	150	0.55
	0.33	\pm 5%	25	230	1.05	140	0.55
	0.39	\pm 5%	25	210	1.35	130	0.55
	0.47	\pm 5%	25	190	1.50	120	0.55
	0.56	\pm 5%	25	170	1.95	120	0.55
	0.68						

这种射频电感给出的谐振频率就要高很多，0.1uH 电感工作频率在 450M 以下电感量都正常

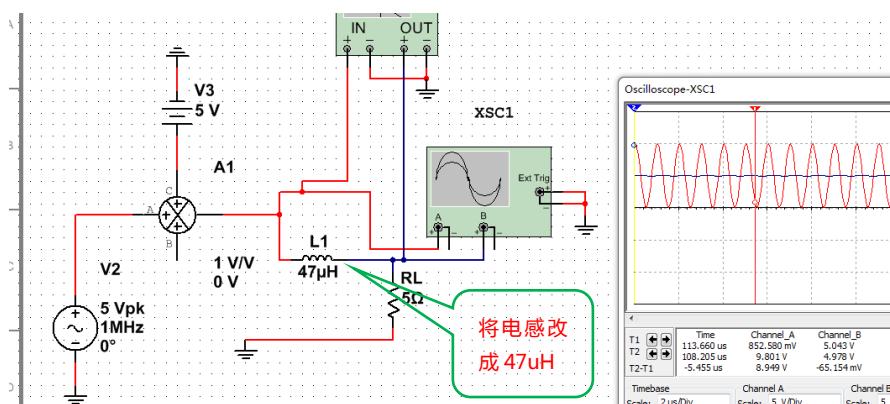
我们电路中选的是 47 μ H 电感，

CHARACTERISTICS SPECIFICATION TABLE

L (μ H)	Measuring frequency		DC resistance typ. (Ω) \pm 30%	Rated current*		Part No.
	Tolerance	(kHz)		I _{sat} (A)max.	I _{temp} (A)typ.	
1.0	\pm 30%	100	0.015	8.9	5.1	VLS5045EX-1R0N-CA
1.5	\pm 30%	100	0.017	7.4	5.0	VLS5045EX-1R5N-CA
2.2	\pm 30%	100	0.022	6.4	4.7	VLS5045EX-2R2N-CA
3.3	\pm 30%	100	0.027	5.2	4.2	VLS5045EX-3R3N-CA
4.7	\pm 20%	100	0.036	4.4	3.2	VLS5045EX-4R7M-CA
6.8	\pm 20%	100	0.046	3.6	2.9	VLS5045EX-6R8M-CA
10	\pm 20%	100	0.061	3.1	2.5	VLS5045EX-100M-CA
15	\pm 20%	100	0.110	2.2	1.9	VLS5045EX-150M-CA
22	\pm 20%	100	0.125	2.0	1.8	VLS5045EX-220M-CA
33	\pm 20%	100	0.24	1.5	1.3	VLS5045EX-330M-CA
47	\pm 20%	100	0.30	1.3	1.0	VLS5045EX-470M-CA



我们这个功率电感工作频率必须在 1M 以下，其实我们电源输出的是直流，所以接在电源输出的电感的 RF 多大小都没有关系。如果是开关电源，那么输出电感 SFR 就必须大于开关频率，因为电感上的电流是按照开关频率的波动在变化的

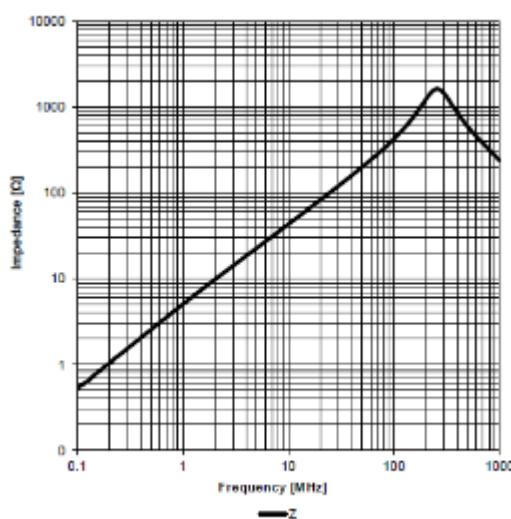


VLS5045EX-470M-CA 这款电感符合，滤除 1M 的干扰信号，能通过 1A 的电流，自谐振频率也在范围内的要求。

电感器啸叫的问题，及解决办法

在低频时，电感一般能蓄能，也有滤高频的特性，比如线性稳压电源滤波电感。在低频应用时，电感工作频率低于谐振频率时，电感值基本上仍可以保持稳定

但在高频时，它的阻抗特性表现很明显。（请留意不同的电感的高频特性可能不一样。）如图一的 Wurth Electronics 电感 744029001，特别是工作频率超过谐振频率后，电感值将会先增大，达到一定频率后，突然迅速减小。如果耳朵能听到啸叫（吱吱声），可以肯定电感两端存在一个 20Hz-20kHz 左右（人耳可听范围内）的开关电流



如果开关电源的开关频率工作在 20Hz~20kHz，那么电感就会出现啸叫，因为这个频率是人耳能听见的范围

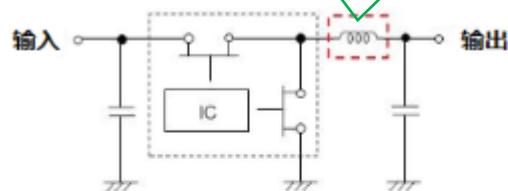


图2. 降压转换器使用限流保护电路

如果电感的谐振频率 SRF 在 20Hz-20KHz 之间，而工作频率在这范围内的时候，电感就会啸叫，人耳就能听见了，这种情况提高开关电源工作频率，让开关频率远离电感的 SRF 就可以解决啸叫问题

如果电感已经焊在电路板上，但是电感线圈没用固定好，是可动的，这样或会引起电感啸叫。要防止，可以利用液体清漆或 RTV 硅树脂，涂在电感线圈上

当电感线圈隙中存有磁能时（比如说空芯电感），会产生振动并产生噪声。这种噪声将来自电感器的气隙材料和磁路几何形状。如果是这种情况，可考虑改用铁氧体磁芯。铁氧体磁芯是由铁(Fe)、锰(Mn)和锌(Zn)三种金属元素组成，通常被称为锰锌铁氧体，这样就是用带有磁芯的电感。一般几百 kHz 的开关频率，铁氧体磁芯电感是没问题的

磁珠和电感的区别，磁珠选型

磁珠的单位是欧姆(Ω)，不是亨(H)

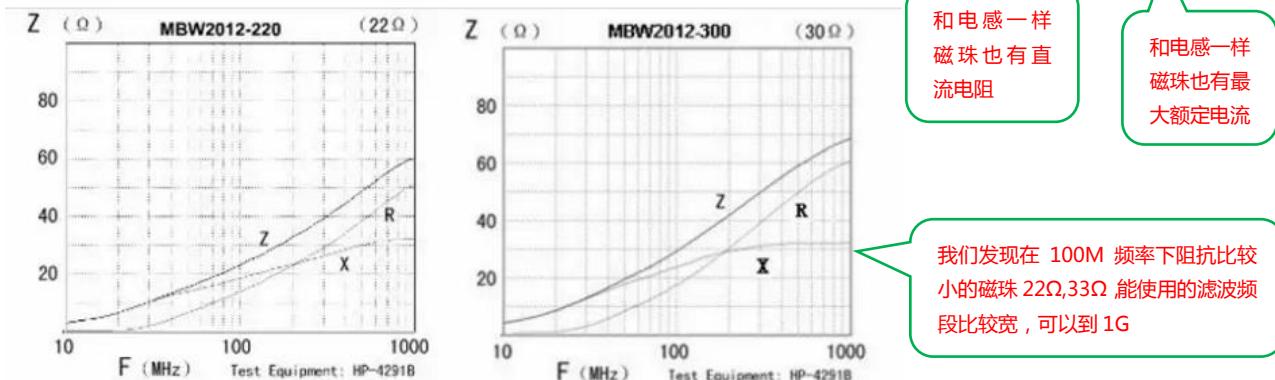
磁珠在 100M 以上的滤波效果好，功率电感的型号很少做到超过 50M 的谐振频率的，不信看上一节电感选型的内容，电感自谐振频率特性曲线都在 50M 以下

磁珠标识(600R@100MHz)，意思就是在 100MHz 频率的时候磁珠的阻抗相当于 600 欧姆

所以磁珠的滤波能力必须是噪声达到 100Mhz 以上才能体现出来，小于 100Mhz 体现不出来

SNEC P/N	Impedance (Ω)	Tolerance	Test Frequency (MHz)	DCR (Ω) Max	Rated Current (A) Max
MBW2012-310	31	$\pm 25\%$	100	0.06	3.0
MBW2012-680	68			0.08	2.5
MBW2012-121	120			0.10	2.5
MBW2012-221	220			0.15	2.0
MBW2012-331	330			0.15	2.0
MBW2012-471	470			0.20	1.5
MBW2012-601	600			0.20	1.2
MBW2012-102	1000			0.30	1.0

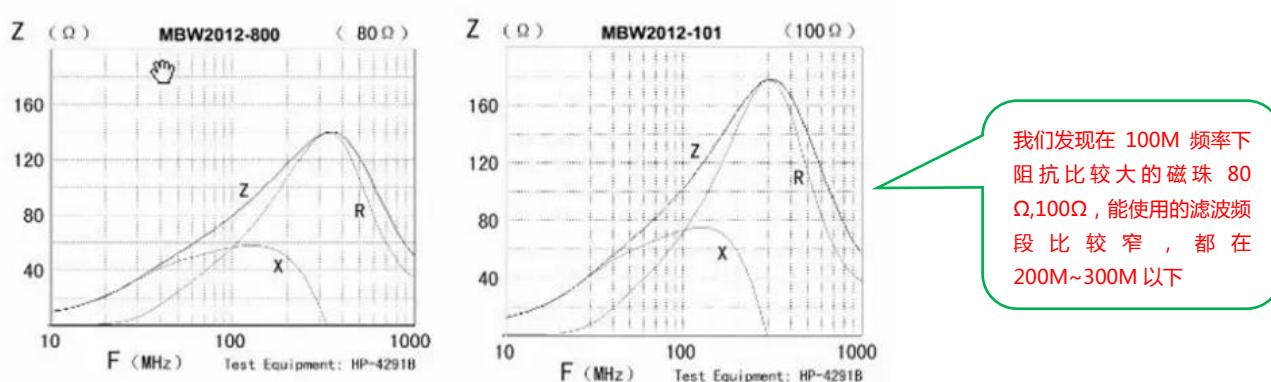
这是不同型号的
磁珠在 100M 频
率下的阻抗



和电感一样
磁珠也有直
流电阻

和电感一样
磁珠也有最
大额定电流

我们发现在 100M 频率下阻抗比较
小的磁珠 22 Ω ,33 Ω 能使用的滤波频
段比较宽，可以到 1G



我们发现在 100M 频率下
阻抗比较大的磁珠 80
 Ω ,100 Ω ，能使用的滤波频
段比较窄，都在
200M~300M 以下

根据磁珠的应用场合，大致可将磁珠分为普通型、大电流型、尖峰型

普通型：普通型磁珠用于电流不太大（一般小于 600mA），无特殊要求的场合，它的直流电阻一般为零点几个欧姆，100M 阻抗范围一般为几欧到几千欧范围内

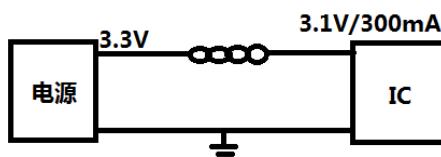
大电流型：此型号磁珠应用于要求较大电流的场合，它的直流电阻必须很小，约小于普通型磁珠一个数量级，而其阻抗值一般也较小，上面磁珠选型表就能看出来。

尖峰型：此型号的磁珠特性为在某一个频率区域内，其阻抗急剧上升，从而在特定的频率区域内可获得较高的衰减效果而对信号不产生影响

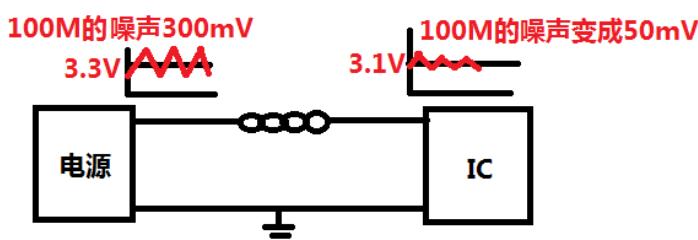
磁珠选型：

1.要知道信号线，电源线上的噪声频率范围，噪声电压是多少

2.要知道信号线，电源线上高电平电压通过的电流是多少



$$\text{磁珠直流电阻要满足 } R = \frac{3.3V - 3.1V}{300mA} = 0.66\Omega \text{ 我们选直流电阻 } 0.5\Omega \text{ 的磁珠}$$



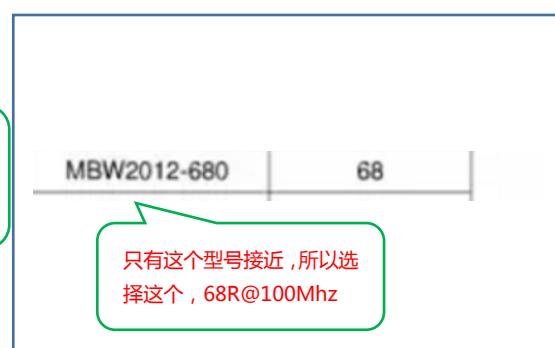
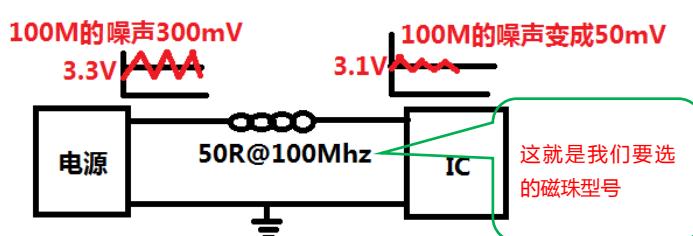
$$\text{磁珠100M阻抗大小} = \left(\frac{\text{负载电阻R}}{\text{要得到的纹波电压V}_{pp}} \right) \times \text{滤除前的纹波电压inV}_{pp} - \text{滤除后的纹波电压outV}_{pp}$$

$$\text{负载电阻R} = \frac{\text{IC供电电压}}{\text{IC最大消耗电流}} = \frac{3.1V}{300mA} = 10.33\Omega \approx 10\Omega$$

要得到的纹波电压50mV / 滤除后的纹波电压50mV

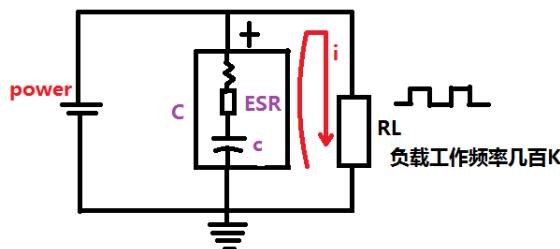
滤除前的纹波电压300mV

$$\text{磁珠100M阻抗大小} = \frac{R}{V_{pp}} \times (inV_{pp} - outV_{pp}) = \frac{10}{50mV} \times (300mV - 50mV) = 50R$$



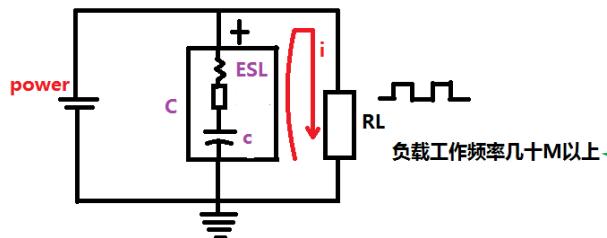
电容直流电源滤波，储能

储能电容给负载瞬间供电



低频情况，负载需要大电流时，电解电容可以经过 ESR 向负载供电，这时 ESL 没有作用。所以几十 uF 的电容都是可以的

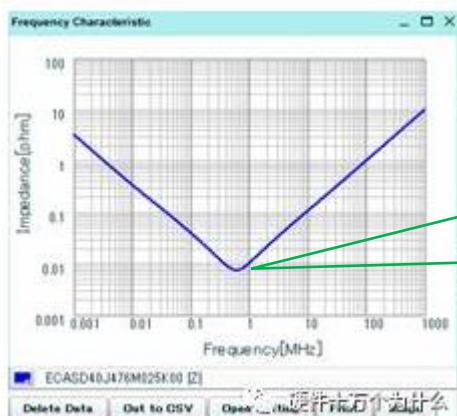
因为低频时，电容中的 ESL 大电感是对低频电流不起阻碍作用的



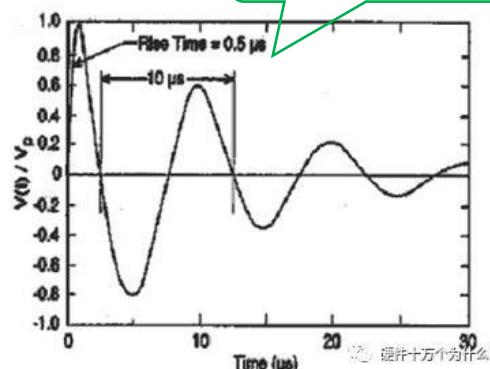
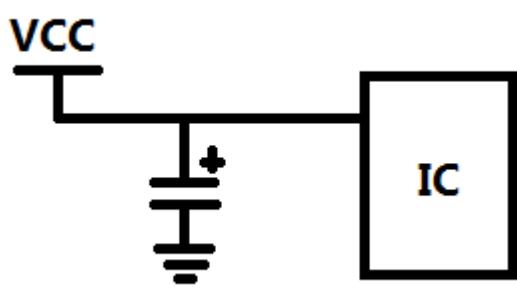
频率变高的情况下，电容内部的 ESL 电感会阻碍高频电流向负载放电，所以负载得不到瞬间的电流，导致电压波动。
而且频率变高，电容给负载供电的时间缩短，
所以可以用小电容来弥补

如果电容内部没有 ESL 和 ESR，那么几百 uf 的电容，都可以滤波全频段。

以上就是从储能角度来解释滤高频小电容，滤低频大电容。



这是 47uF 电容的阻抗特性曲线，该电容阻抗最低值是 8mΩ, 而且要在 700khz 才能体现出来，说明 47uf 电容适合滤除掉 700khz 的干扰信号。



浪涌电压 10us , 100khz

我现在电源给 IC 供电，在供电时出现了浪涌电压，根据测量浪涌电压的一个周期，发现浪涌周期为 10us，也就是 100khz 的浪涌，这个时候我的储能电容该如何选择，让电压稳定？

1.浪涌信号近似于正弦波，基波频率大概为 100khz，只有在起始瞬间会有一些高次谐波，对于这个高次谐波可以估计一下，大概为几 Mhz 级别

2.寻找电容发现 470uF 的电容谐振频率在 200k，阻抗最小 3mΩ,100k 阻抗在 5mΩ。

如果要找谐振频率在 100k，阻抗 3mΩ 的电容估计很大

3.看看上面的 47uF 电容可以吗？

发现 47uF 电容在 100k 时阻抗为 40 mΩ, 其实我的系统可以接受了。我并联两个 47uF 的电容，阻抗不就降到 20mΩ 了吗，所以看自己需求

所以根据噪声电压的频率，电压的大小。来选择电容在该频段阻抗最低的电容就 OK 了。

查看电容阻抗特性曲线来选择电容是好方法。

下面我给出储能电容和滤高频杂波电容的查询表

给芯片瞬间供电的储能电容

功耗/电流越大，电容越大

1uF/10mA，每增加 10mA，电容增加 1uF

应用场景	功耗	滤波电容容值
传感器	<20mA	1uF-4.7uF
MCU输入	20-200mA	2.2uF-22uF
手机电池输出	200mA-2A	22uF-220uF
50W音频功放	2-5A	220uF以上

电流和容值的经验值

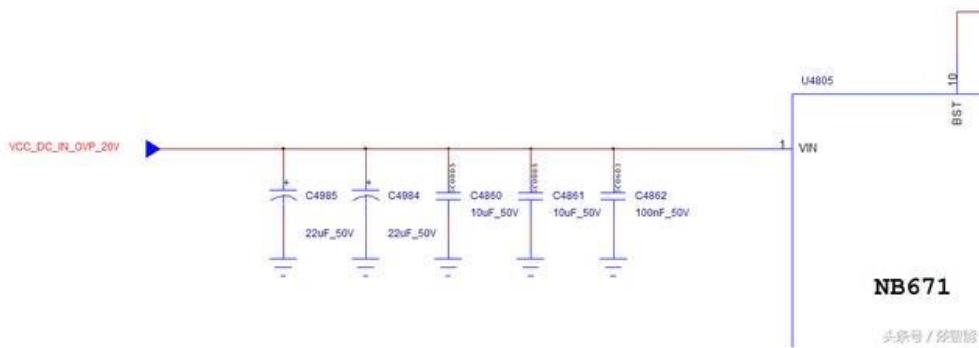
滤出低频/高频杂波电容选择表

频率越高，电容越小

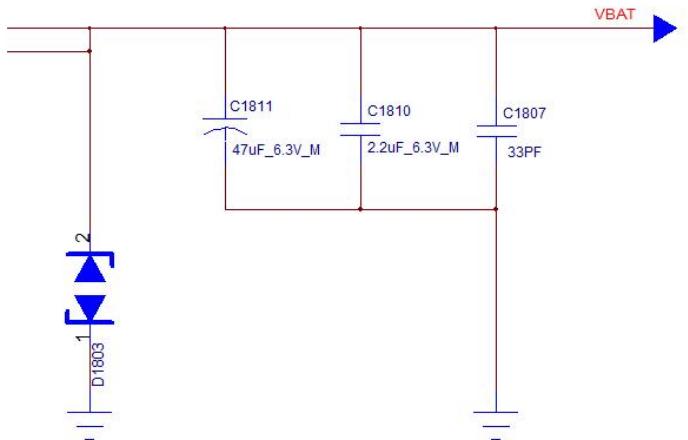
应用场景	频率/Hz	滤波电容容值
音频	20-20K	220uF以上
普通IC	1M-10M	100nF
MCU	10M-100M	10nF
射频RF	900M-2.4G	33pF-12pF

案例：

主供电输入



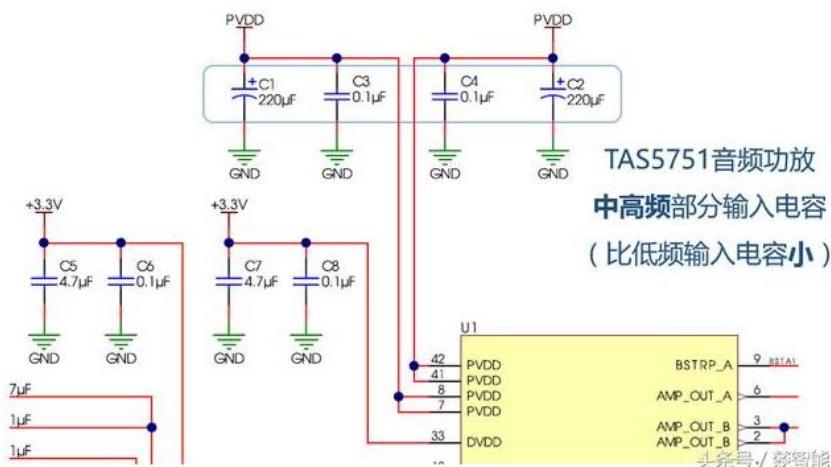
高通晓龙6系智能音箱20V输入端，2个很大，2个大的，1个中的。因为没有强射频干扰，并且GHz级别的射频对DC-DC的输入也没啥影响，所以没有pF级别的电容。

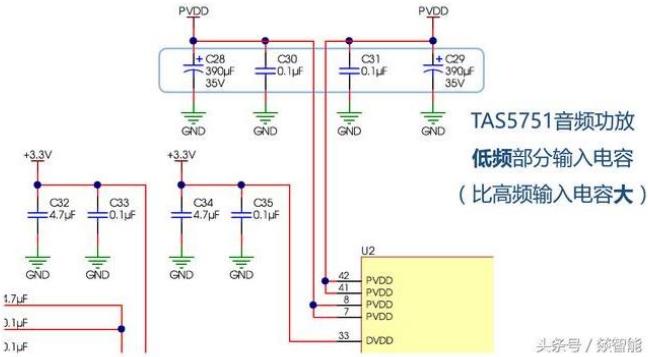


头条号 / 智能

锂电池供电、带移动通信网络的设备，电源输出典型配置。一个很大，一个大，一个很小。不带移动通信的设备，33pF可以不要。

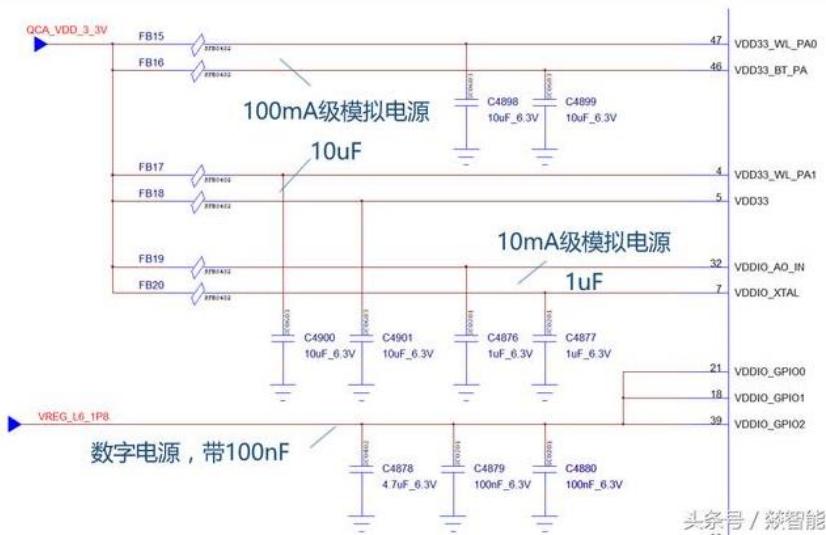
大电流、大变化设备供电输入





25W音频功放主供电输入端。低频瞬间功率比中高频大，所以低频采用390μF x2，中高频采用220μF x2，每个都带有一个100nF滤除数字部分的噪声。

中小电流设备输入供电

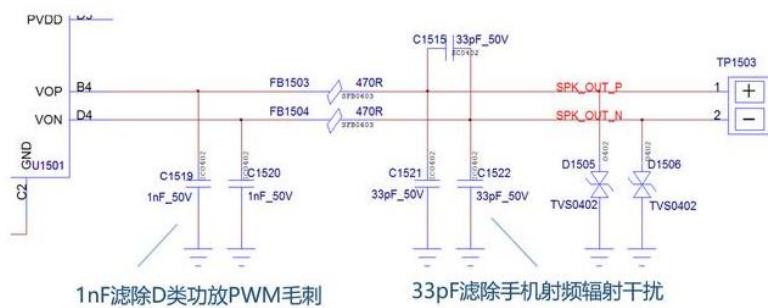


高通QCA9379双频WIFI供电部分。每一路3.3V电源都有独立的去耦电容和独立的滤波磁珠，电源星形布局，尽可能的减少电源之间的串扰，加强了功放电源、数字电源和模拟电源之间的隔离度。

电流大的地方，电容用的也大一些，电容小的地方，电容用的也小。

数字电源部分，采用了100nF电容滤除数字噪声。

滤高频干扰



手机小功率音频输出，1.5W小功率D类功放。

熟悉音频功放的朋友都知道，D类功放输出的是方波，毛刺巨大。所以加了1nF滤除毛刺。并增加了33pF滤除手机最容易产生通话电流音的GSM频段干扰。

消除 Buck 电源转换器中的 EMI 问题

EMI 就是磁场辐射，和电流环路大小有关，看上面地弹，讲了电流环路面积概念的。

磁场辐射是由小型电流环中的高频电流形成的。电流环所生成的高频磁场会在离开环路大约 0.16λ 以后逐渐转换为电磁场，由此形成的场强大约为：

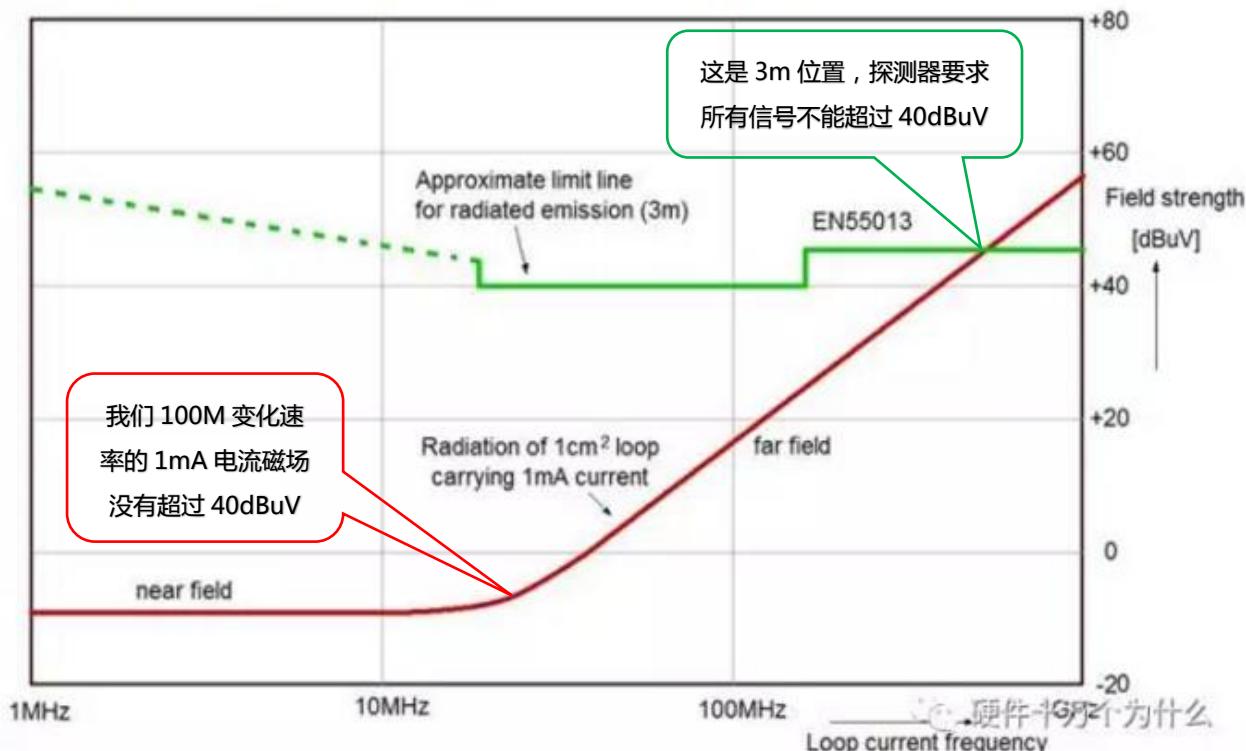
$$E = \frac{13.2 \cdot 10^{-15} \cdot f^2 \cdot A \cdot I}{R}$$

硬件十万个为什么

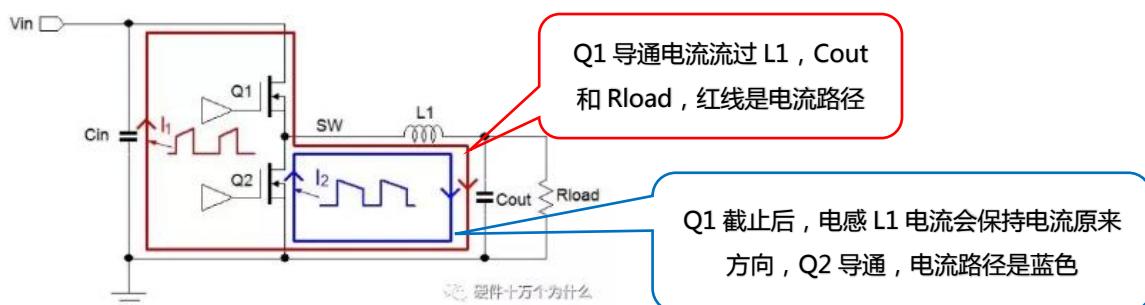
其中， f 是信号的频率，单位为 Hz； A 是电流环路的面积，单位为 m^2 ； I 是电流环中的电流幅值，单位为 A； R 是测量点距离环路的距离，单位为 m。

举例而言，一个 1cm^2 的电流环，其中的电流为 1mA ，电流变化频率为 100MHz ，则距离此电流环 3m 处的场强为 $4.4\mu\text{V}/\text{m}$ ，或说是 $12.9\text{dB}\mu\text{V}$ 。

下图 1 显示了一个流过 1mA 电流的 1cm^2 电流环所形成的辐射强度与电流变化频率之间的关系，图中绿线是标准容许的 3m 距离上的辐射强度阈值。

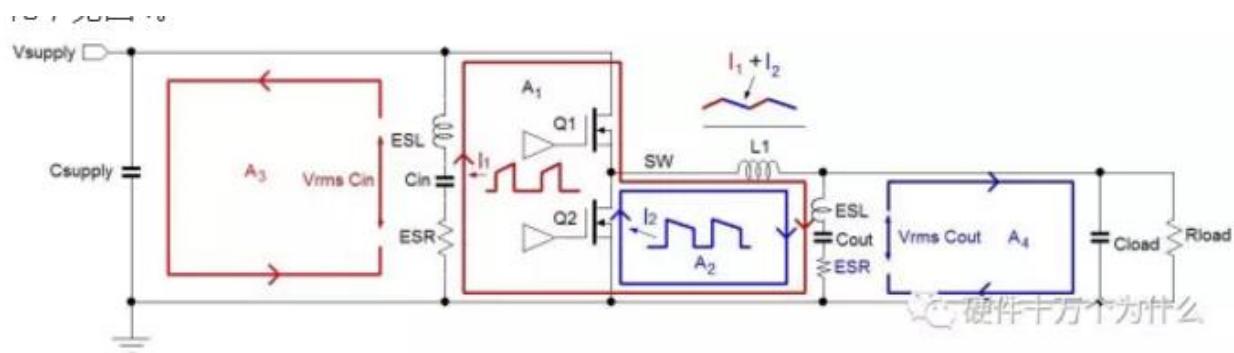
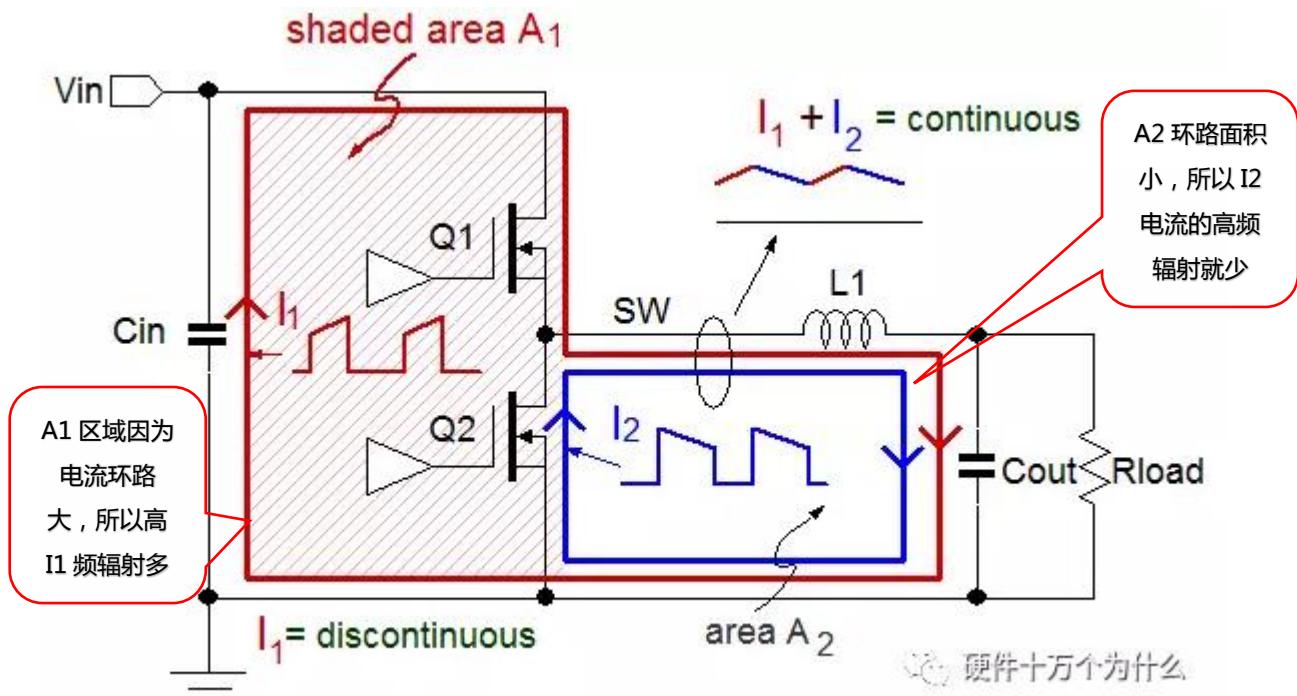


Buck 架构 DC/DC 转换器中存在两个电流发生剧烈变化的主回路：

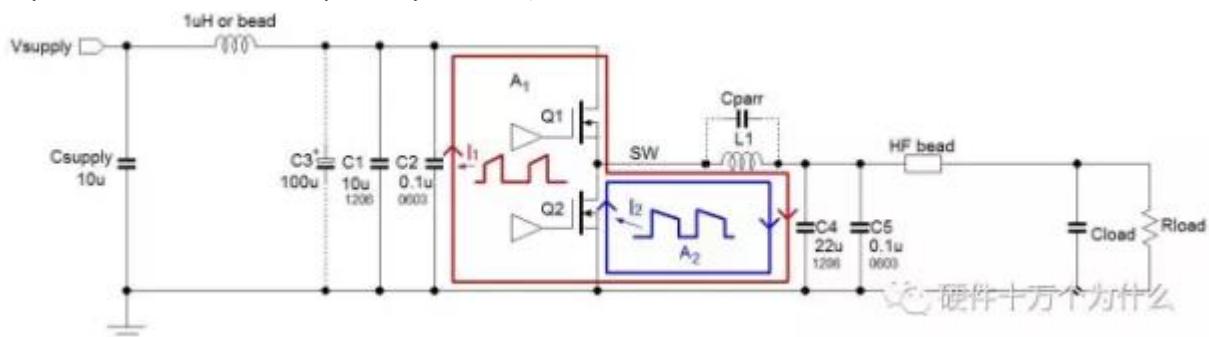


电流 I_1 和 I_2 都是不连续的，这意味着它们在发送 Q1 开关切换的时候都存在陡峭的上升沿和下降沿，这些陡峭的上升沿和下降沿有极短的上升，下降时间，因而存在很高的电流变化速度 dI/dt ，其中就必然存在很多高频成分

但是电磁辐射源头在该电路中要分开来分析



由于 Buck 转换器输入电流的不连续特性和实际为转换器供电的电源线通常都很长的缘故，输入回路 A_3 所造成的辐射也是很可观的，并且可导致超出规格的传导辐射（在 150kHz~30MHz 频段），不能通过电磁兼容（EMC）的传导测试检验



为了降低输入电容 CIN 造成的电压跌落，可在靠近 Buck IC 的地方放置多种不同尺寸的低 ESR 的 MLCC 电容，例如可将 1206 封装的 $2 \times 10\mu\text{F}$ 和 0603 或 0402 封装的 $22\text{nF} \sim 100\text{nF}$ 电容结合起来使用。为了降低输入回路的噪声，强烈建议在输入线上添加额外的 LC 滤波器。当使用纯电感作为 L2 时，就有必要添加电解电容 C3 以抑制电源输入端可能出现的振铃信号，确保输入电源的稳定。为了对输出进行滤波，也要使用多种不同尺寸的 MLCC 电容作为输出电容 Cout。小尺寸的 0603 或 0402 的 $22\text{nF} \sim 100\text{nF}$ 的电容可以很好地阻止源于开关切换节点的高频噪声经由电感 L1 的寄生电容耦合到输出端。额外增加的高频磁珠可防止输出回路变成有效的环形天线，但需要注意的是这种方法可能使转换器的负载瞬态响应特性和负载调整特性变差。假如应用中的负载在这方面有严格要求，那就不要使用磁珠，可以直接将转换器尽可能地靠近负载，通过对铜箔的优化布置使环路的面积达到最小化。

降低转换器的开关切换速度

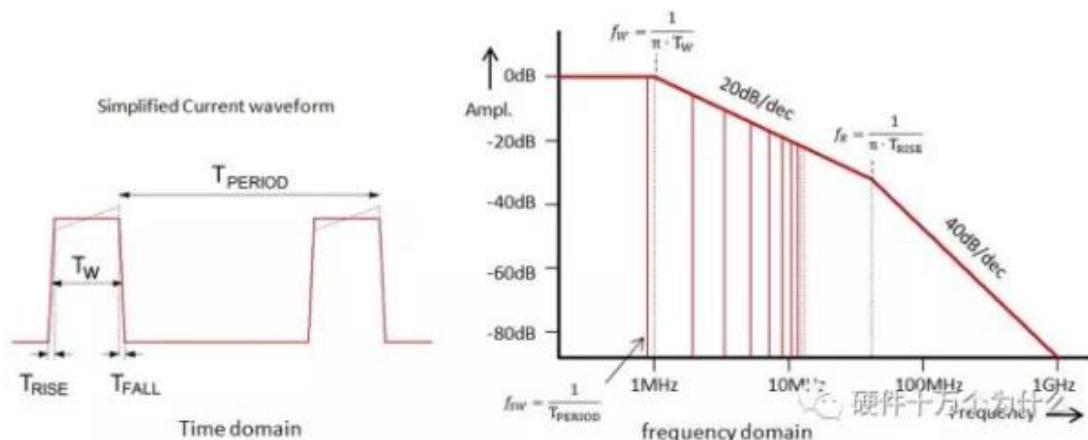
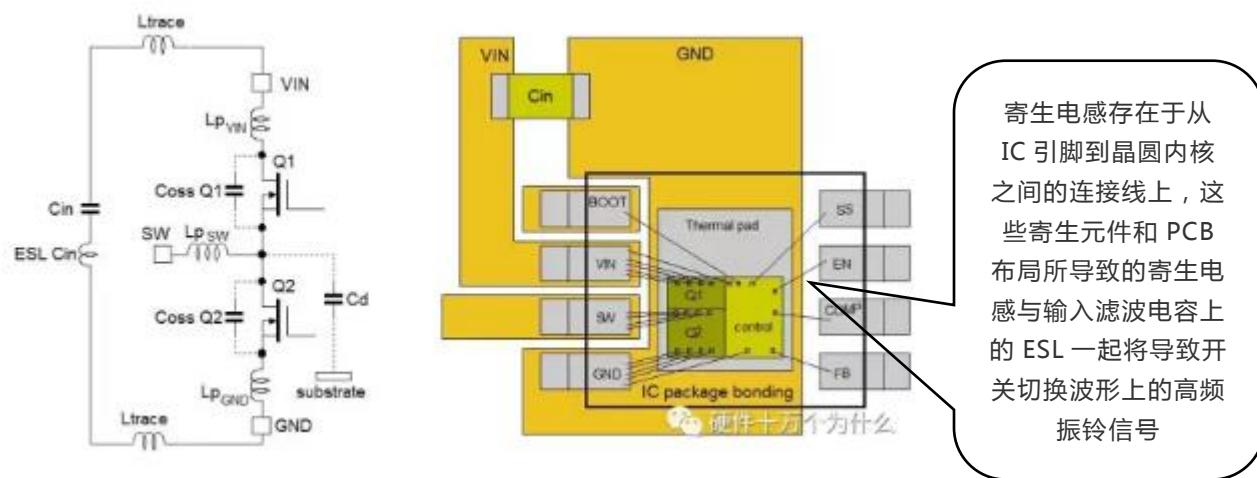


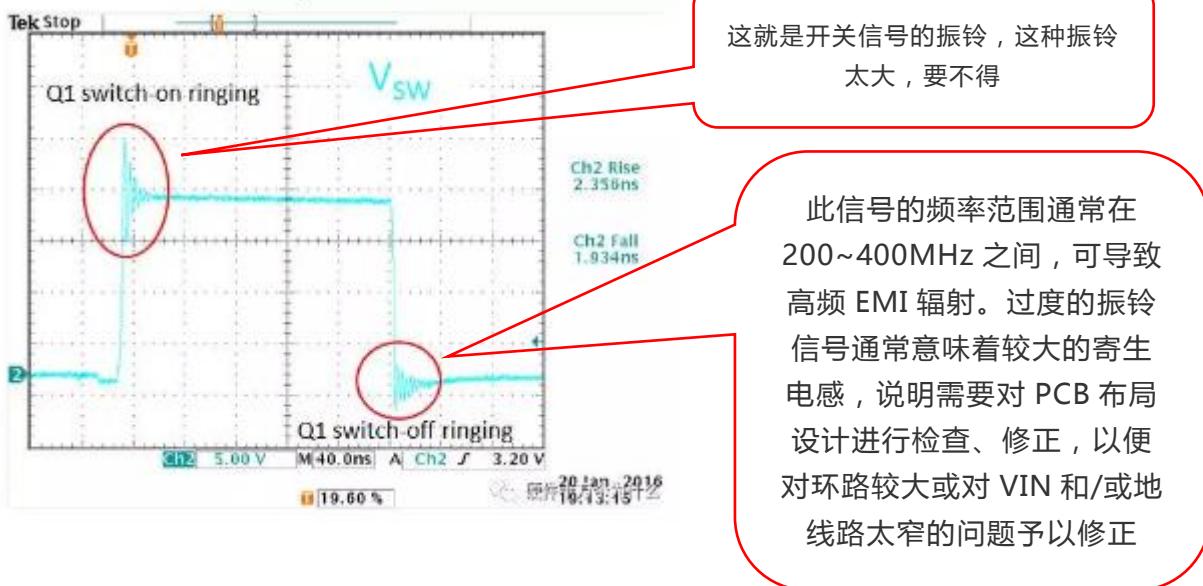
图6：脉冲波形的谐波成分

图6中的频率值是基于一个具有 800kHz 频率的开关信号而得出的，该信号的脉冲宽度为 320ns ，具有 10ns 的上升/下降时间。

EMI辐射问题常常发生在 $50\text{MHz} \sim 300\text{MHz}$ 频段。通过增加上升和下降时间可将 f_R 的位置向低频方向移动，而更高频率信号的强度将以 40dB/dec 的速度快速降低，从而改善其辐射状况。在低频段，较低的上升和下降速度所导致的改善是很有限的。

一个常规设计中的 Buck 转换器 IC 芯片内部的寄生元件。





RC缓冲抑制电路

添加RC缓冲电路可有效地抑制振铃现象，同时会造成开关切换损耗的增加。

RC缓冲电路应当放置在紧靠开关节点和功率地处。在使用外部MOSFET开关的Buck转换器中，RC缓冲电路应当直接跨过下桥MOSFET的漏极和源极放置。图10示范了RC缓冲电路的放置位置。

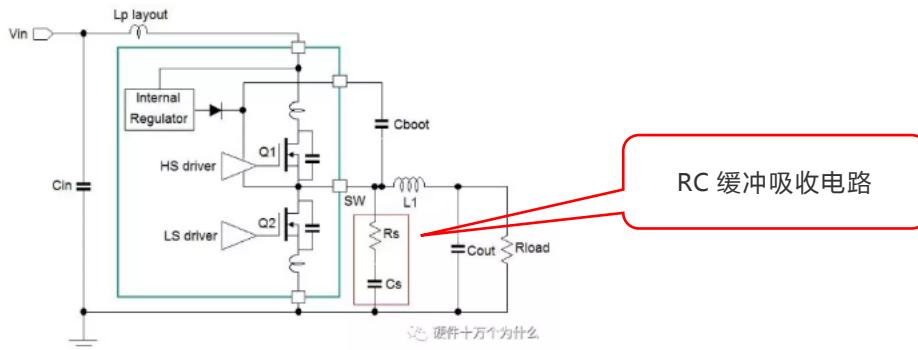


图10

缓冲电阻Rs的作用是对寄生LC振荡电路的振荡过程施加足够的抑制能力，其取值取决于意欲施加的抑制强度和L、C寄生元件的参数，可由下式予以确定：

$$R_s = \frac{1}{2\xi} \sqrt{\frac{L_p}{C_p}}$$

硬件十万个为什么

其中， ξ 是抑制因子。通常， ξ 的取值在0.5（轻微抑制）到1（重度抑制）之间。寄生参数Lp和Cp的值通常是未知的，但可通过下述方法进行测量：

1. 在信号上升沿测量原始振铃信号的频率fRING。
2. 在开关节点和地之间增加一个小电容，这可让振铃信号的频率得到降低。持续增加电容，直至振铃信号的频率降低到原始振铃频率的50%。
3. 降低到50%的振铃信号频率意味着总谐振电容的大小是原始电容量的4倍。因此，原始电容Cp的值便是新增电容量的1/3。
4. 这样就能求得寄生电感Lp的值：

$$L_p = \frac{1}{C_p (2\pi f_{RING})^2}$$

RC 缓冲电路中的串联电容 Cs 需要足够大，以便让抑制电阻能在电路谐振期间表现出稳定的谐振抑制效果。如果这个电容的值太大，它在每个开关周期中的充电和放电过程就会导致过大的功率消耗。所以，Cs 的取值通常以电路寄生电容的值的3~4倍为宜。

除了可以对谐振产生抑制，RC 平滑抑制电路还可以轻微地降低开关切换波形上升和下降的速度。除此以外，对平滑抑制电容的充电和放电过程还会导致开关状态变换期间出现额外的开关切换电流尖峰，这可在低频区域引起新的 EMI 问题。

当使用了 RC 平滑抑制电路以后，应当确保要对电路的总功率损失进行检查。转换器的效率是必然会下降的，这在开关切换工作频率很高和输入电压很高的时候表现尤甚

RL缓冲抑制电路

一种不容易想到的抑制开关闭路振铃信号的方法是在谐振电路上增加一个串联的RL缓冲抑制电路，这种做法如图11所示。添加此电路的目的是要在谐振电路中引入少量的串联阻抗，但却足够提供部分抑制作用。基于开关切换电路的总阻抗总是很低的事实，抑制电阻Rs可以用得很小，大概是 1Ω 或是更小的量级。电感Ls的选择依据是能在比谐振频率低的频段提供很低的阻抗，实际上就是要在低频段上对抑制电阻提供短路作用。由于振铃信号的频率通常总是很高，需要使用的电感也就可以很小，大概就是几个nH的量级，甚至可用几个mm长的PCB铜箔路径代替，这样做并不会导致明显增加的环路面积。也有可能用很小的磁珠来替代这个电感，让它和Rs并联在一起。当这么做的时候，这个磁珠应在低于谐振频率的低频上具有很低的阻抗，同时还要有足够的电流负载能力，以便能够承载输入端的有效电流。

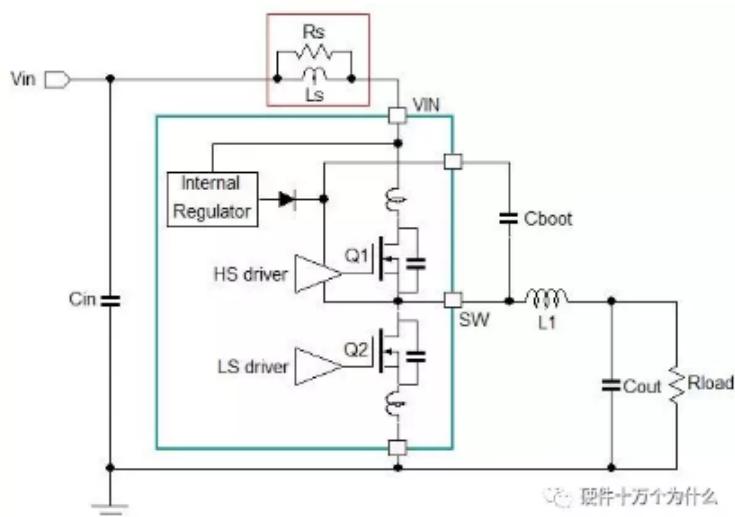
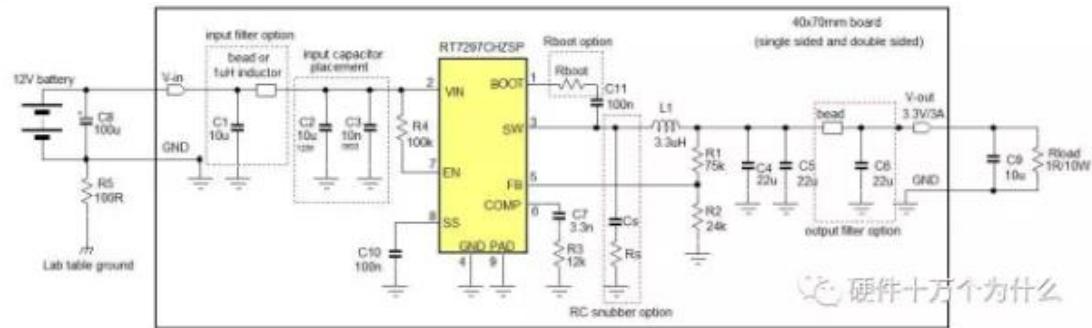


图11

RL缓冲抑制电路最好是被放置在紧靠功率级的输入节点上。RL抑制电路带来的一个不足是它会在高频区域为开关闭路引入一个阻抗，当开关状态发生快速变换的时候，切换中的电流脉冲会在电阻Rs上形成一个短时的电压毛刺，从而在功率级的输入节点上也出现一个小小的毛刺。假如输入端的电压毛刺使电压变得太高或太低，功率级的开关切换或IC的工作就会受到影响。因此，当加入了RL缓冲抑制电路的时候，一定要在最大负载状态下对输入节点上的电压毛刺情况进行检查，避免由此可能带来的问题发生。

本章将示范在Buck转换器的EMI设计中的不同方法所导致的影响。示范所使用的IC是RT7297CHZSP，一款800kHz工作频率、3A输出能力的电流模式Buck转换器，采用PSOP-8封装。测试中的电路工作在12V输入下，输出为3.3V/3A，测试所用电路显示在图12中。



测试所用的板子有两个版本，一个具有完整的地铜箔层，一个没有。板上设置了多种可选配置，如LC输入滤波器，不同的输入电容放置位置，可选的Rboot、RC缓冲电路和输出端LC滤波器。具有这些不同选项的PCB设计显示在图13中。

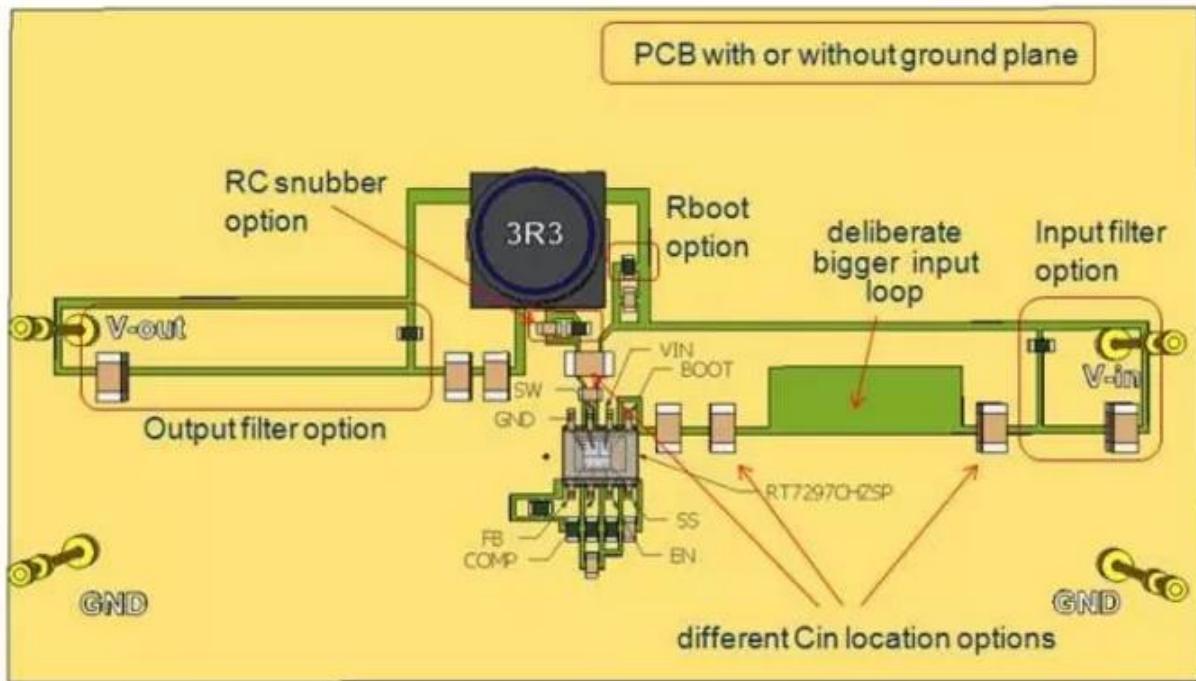


图13：EMI测试板
测试设备的配置如图14所示。

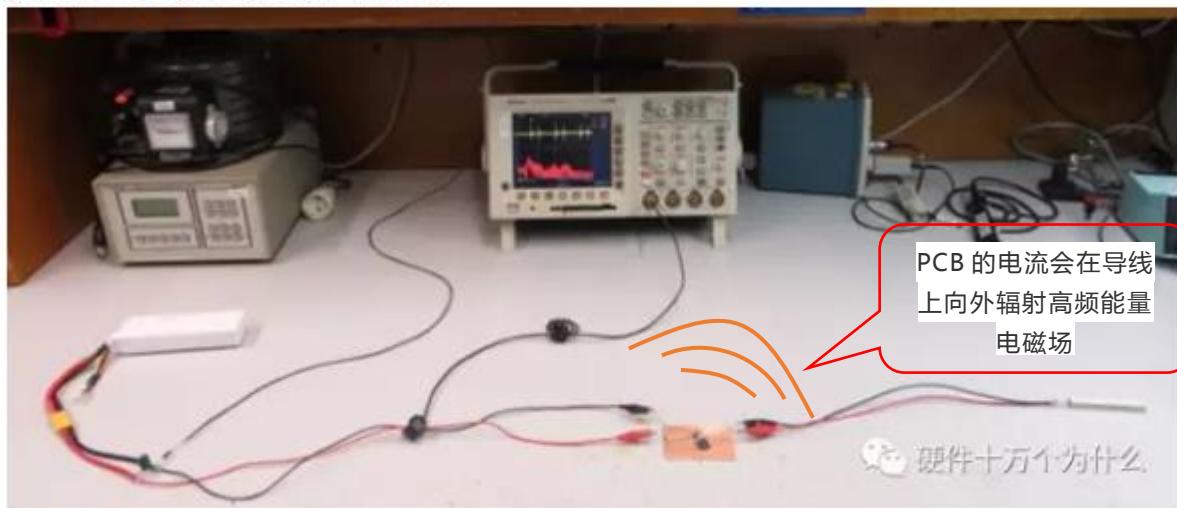


图14

图13：EMI测试板
测试设备的配置如图14所示。

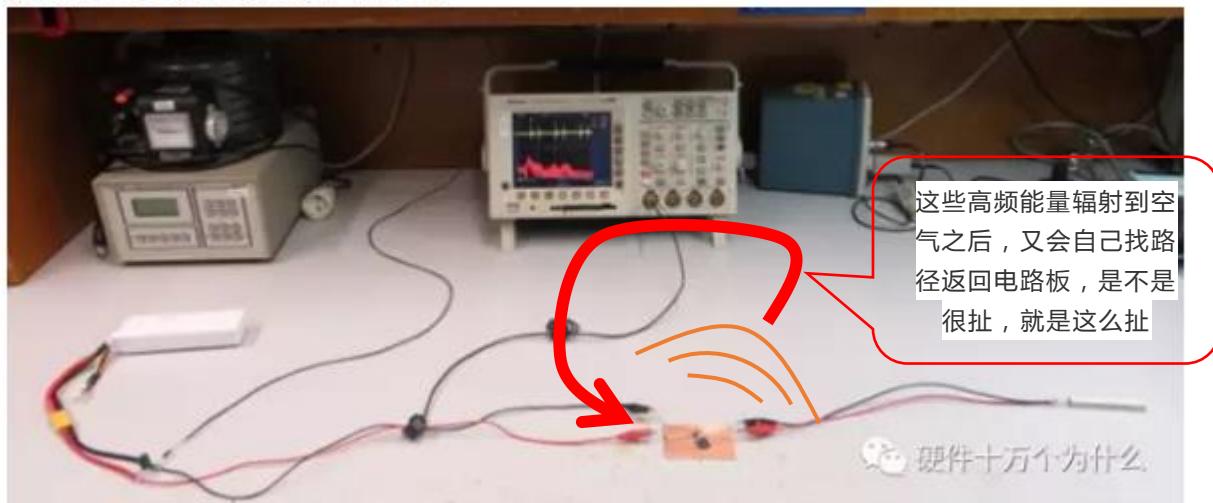


图14

图13：EMI测试板
测试设备的配置如图14所示。

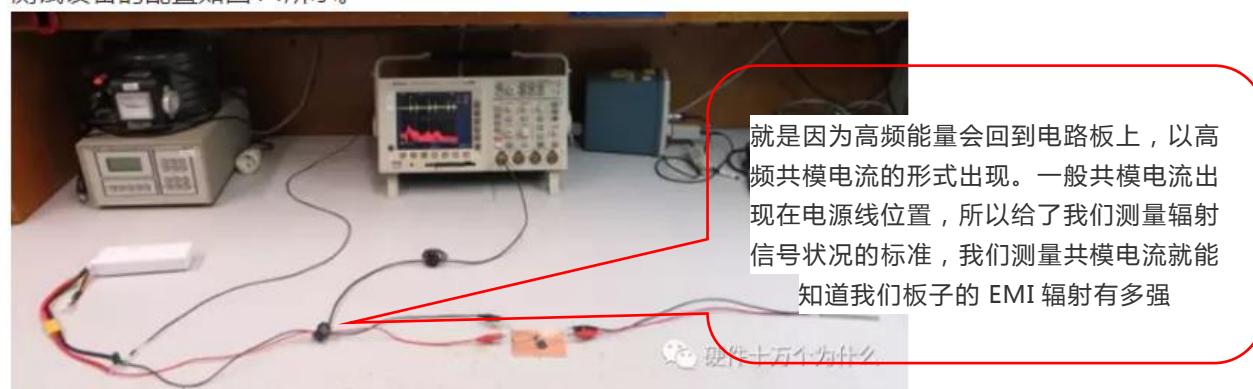
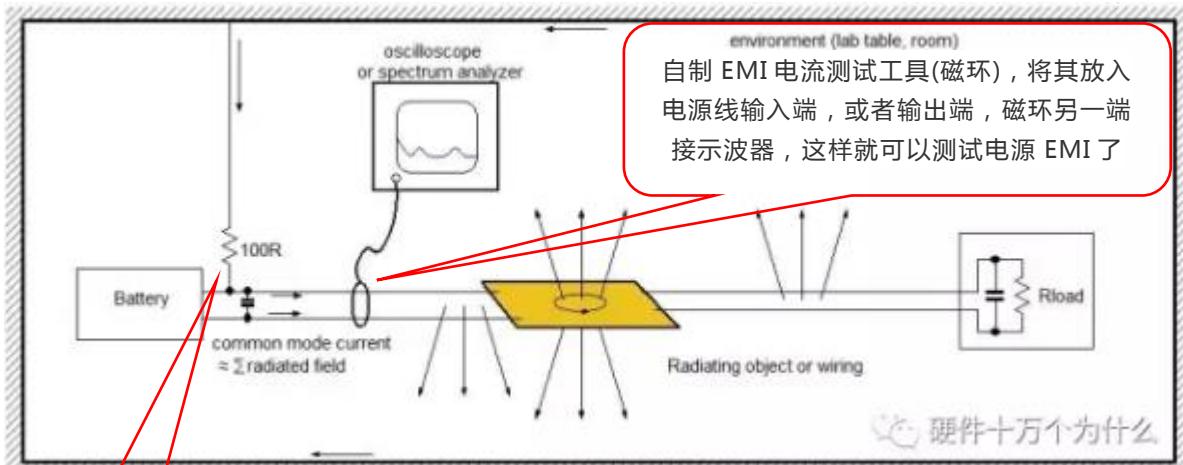
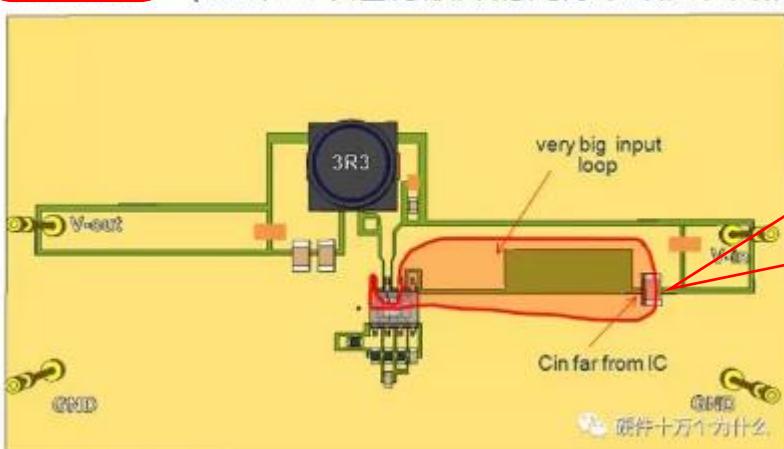


图14

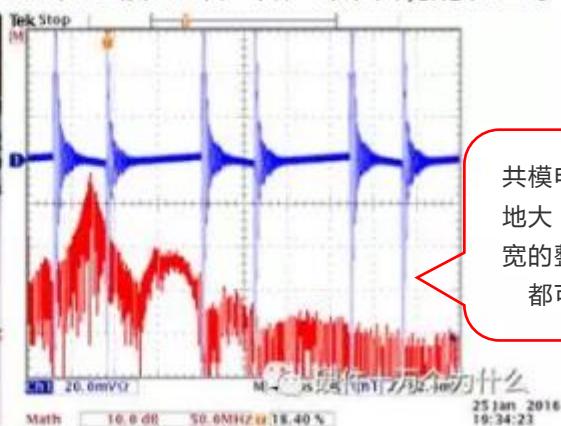


用一个
100R 电阻
将电源地线
与试验台的
大地相连，
其阻抗很像
EMC 测试
中的 LISN
网络

我们是用示波器来观看测量到的高频电流信号，它能显示出转换器开关切换期间的高频小信号。对于这种重复出现的开关切换信号而言，使用示波器的 FFT 功能进行计算并看到测量电流中的各种频率成分是可能的。这种方法虽然不如频谱分析仪那么精确，但仍然不失为一种非常实用的工具，可在简单电路的分析中提供判断依据。



我们首先通过测量输入线上的共模电流来对辐射噪声做一次常规的检查。



共模电流是出奇地大，而且在很宽的整个频段上都可看到。

这是单面板，背后没有铺地线铜箔

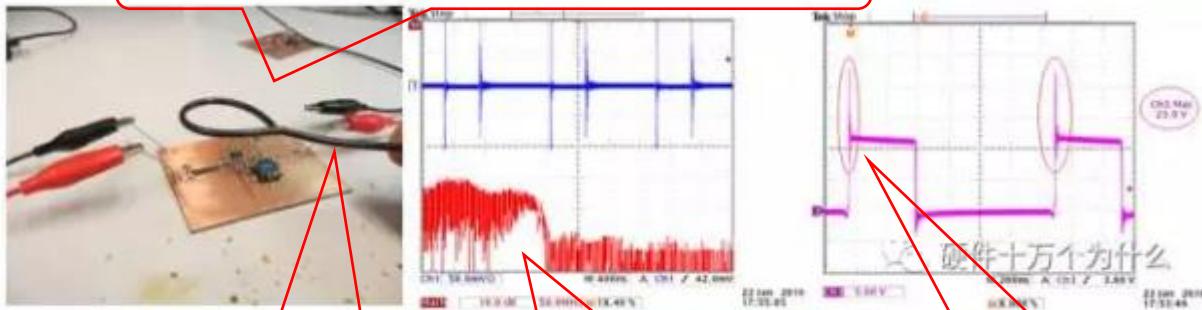


图18：在单面PCB上测量大型CIN回路造成的辐射

我们可以用环形天线在
PCB上方搜索辐射场以发
现共模电流的源头所在

示波器在低频至高达
200MHz的频段上显示出
巨大的辐射噪声

我们也同时看到开关切
换波形上出现很高的过
冲和振铃信号，这些信
号实际上已经超过了
IC的耐压规格

这些状况说明错误的输入电容放置位置可以导致很高的辐射和巨大的振铃信号
这个磁环天线有单独的章节教你怎么做

这是双面板，背后有铺地线铜箔

假如将同样的测试在背面为地线层的板子上进行，我们将看到这种拥有地线层的大型CIN回路带来的辐射要远低于单面板上的结果，开关切换所带来的振铃信号也要低一些。参见图19。

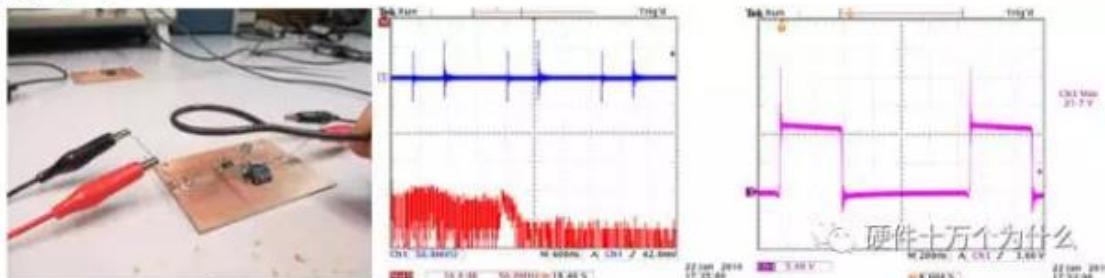
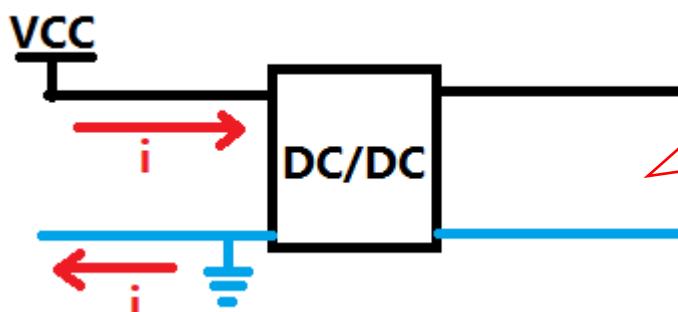


图19：在有地线层的双面PCB上测量大型CIN回路造成的辐射

虽然比单面板的EMI小了，但是还是有很多噪声。**为什么双面板的地层能让干扰小一些**



在我的PCB设计文档里面，地
弹章节讲述了电流磁场方向，
所以电源流出的电流磁场方向
和地流回电源地的磁场方向是
相反的，可以相互抵消干扰

所以开关电源为什么要要求电源线离地线很近，就是这个原因，但是不能离得太近造成短路哦

实验2：将C_{IN}靠近IC放置

我们继续使用单面PCB，并将C_{IN}放置到靠近IC的地方，这样就形成了比较小的C_{IN}回路。参见图20。

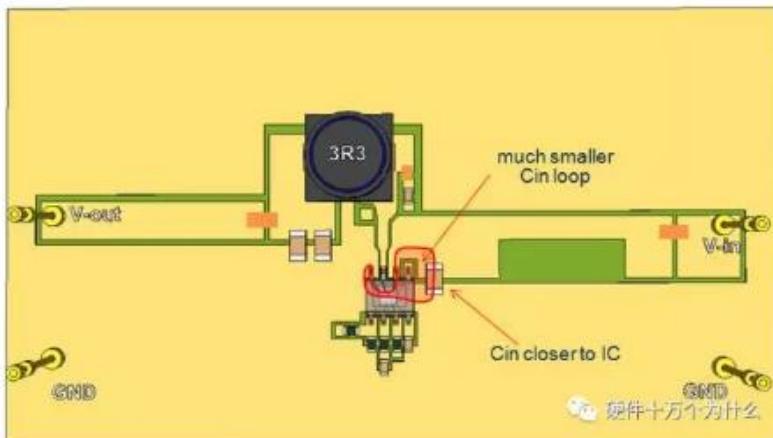


图20：更好的放置C_{IN}的方法

开关切换过程中的过冲和振铃信号的幅度都降低了大约50%，辐射的强度下降了大约10dB，频带宽度扩展到了300MHz。

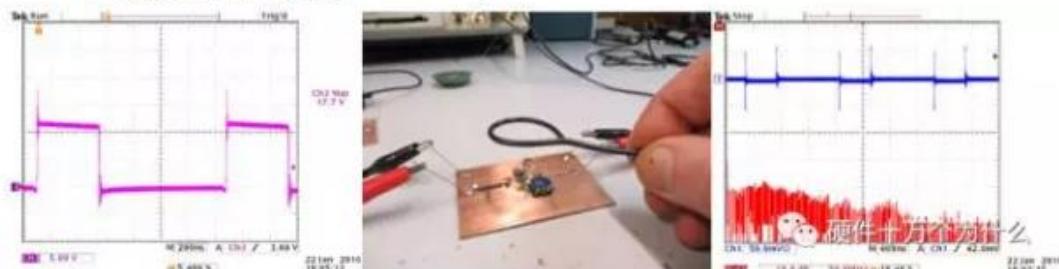
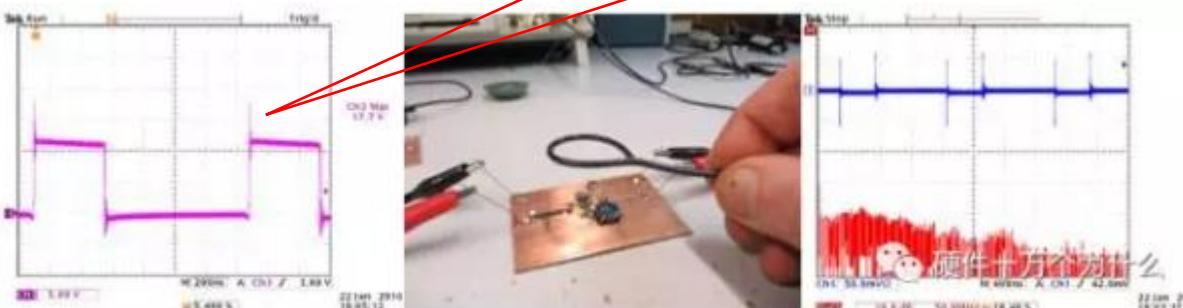


图21

上述实验最重要的结论是确认了更好地放置C_{IN}可以改善开关切换波形上的过冲和振铃信号的幅度，还能降低高频辐射。

但是开关上冲的波形还是存在



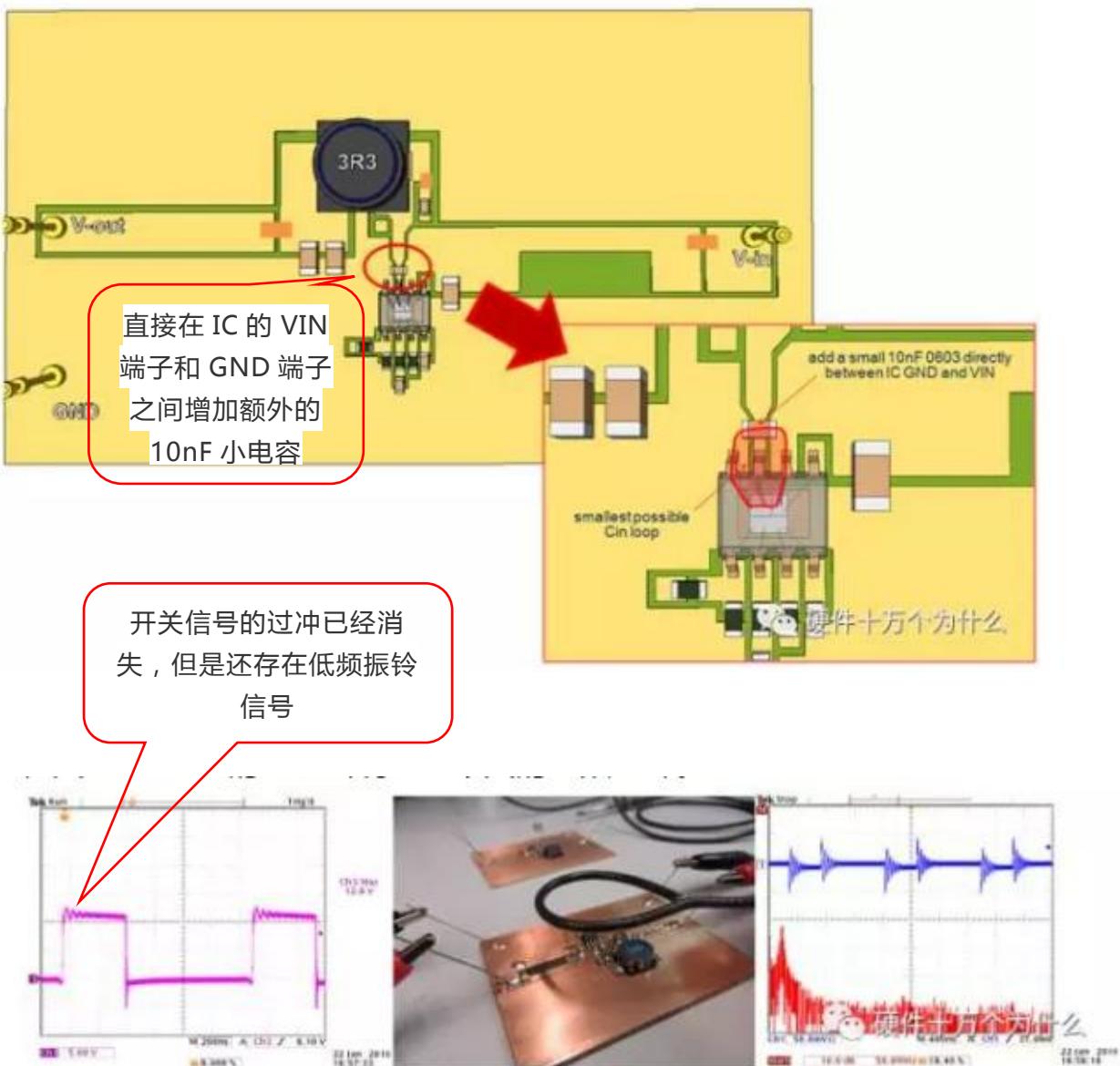


图23：在IC的GND和VIN之间增加一只0603 10nF电容

这种低频谐振常因不同谐振回路中的两只电容因并联而发生谐振所导致，这种问题常常发生在EMI问题解决过程中，其回路和谐振都需要被定位才能排除。在此案例中，谐振发生在10nF电容和4nH的寄生电感上（大约3mm的导体长度），它们形成了大约25MHz的谐振信号。此谐振回路由0603电容、IC引脚、邦定线和PCB铜箔路径构成，其长度大约为3mm。

解决这个问题的办法是在10nF小电容的旁边并联一个具有稍高ESR的22 μ F 1206电容。

采用经过优化了的C_{IN}放置方法的PCB布局设计如下图24所示。

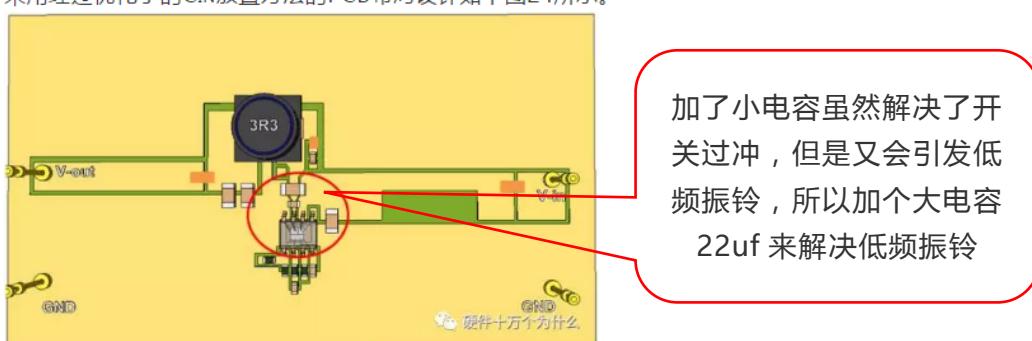


图 24

采用了上述的方案以后，单面板上的开关切换波形上的过冲已经完全消失，经环形天线检测到的辐射噪声也很低，它在经过FFT运算后得到的波形几乎都在本底噪声水平上。



假如我们在这个时候再用高频电流探头对输入线上的共模电流进行测量，我们将看到共模噪声已经下降很多。与第一次测量的结果相比，某些频率上的差异多于30dB，说明整个板子的辐射水平已经很低了。

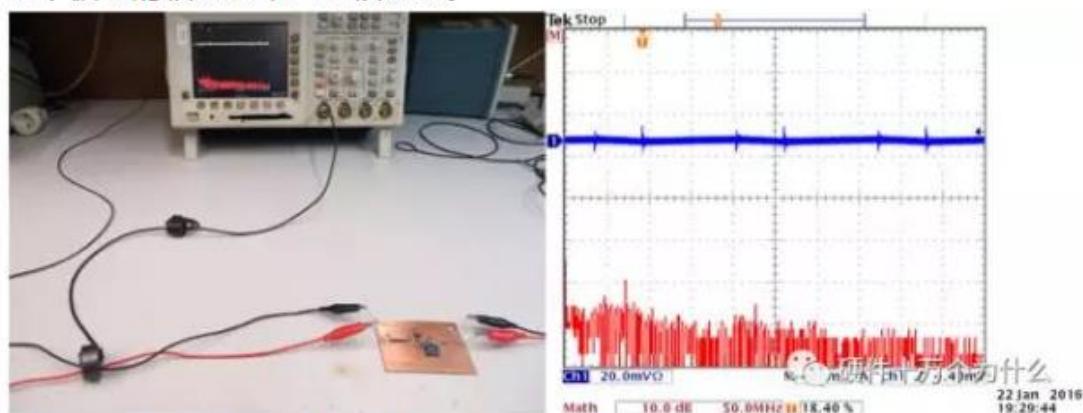
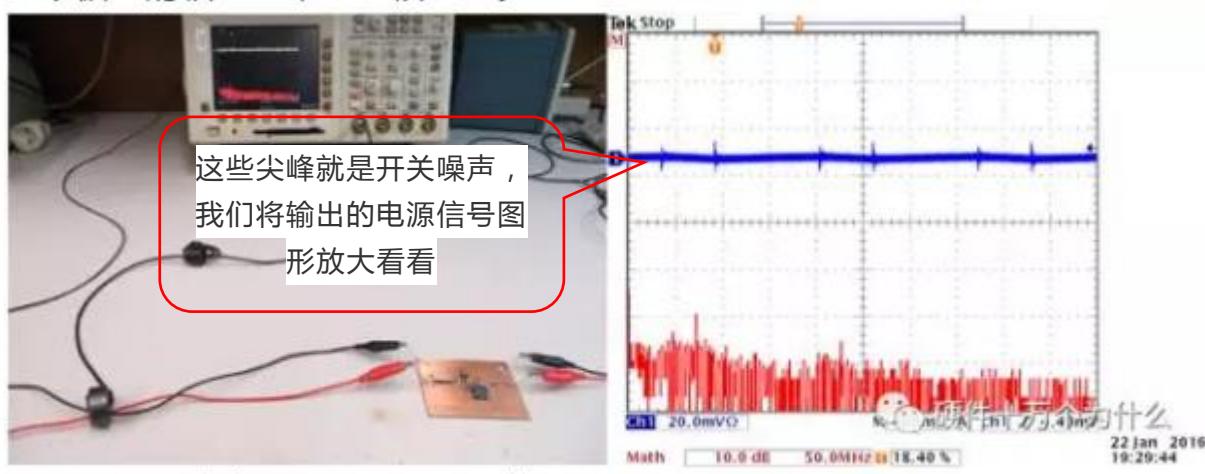


图26：最终方案的共模信号测量结果



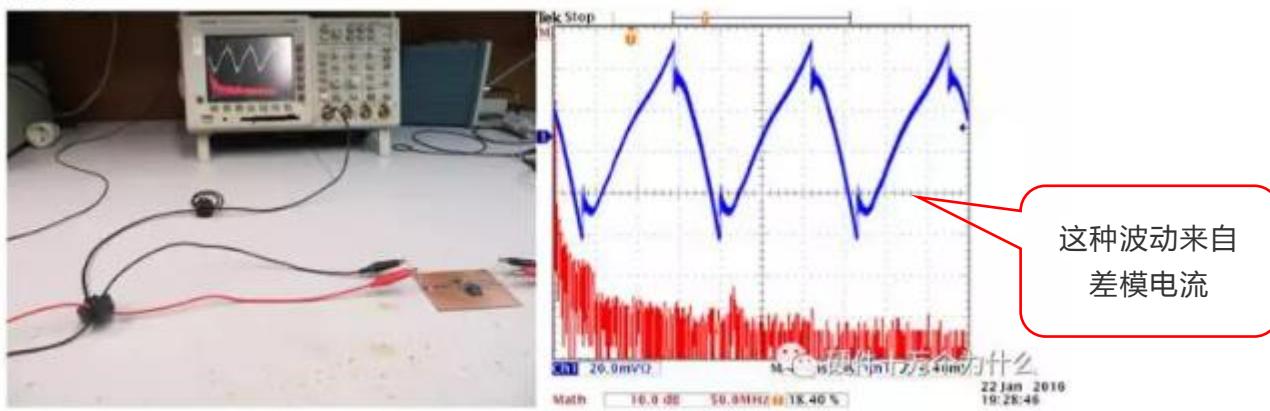


图27：差模电流的测量

我们要测量的差模电流是由Buck转换器的脉冲状输入电流在经过输入电容的时候由其ESR和PCB布局形成的ESL（假如存在的话）所导致的电压下沉出现在输入电容上而形成的，它最后呈现在电源输入线上成为差模电流。

通过增加输入电容可以降低差模电流，但更有效的方法是在输入线上加入一个小型的LC滤波器，如图28右侧所示的那样。

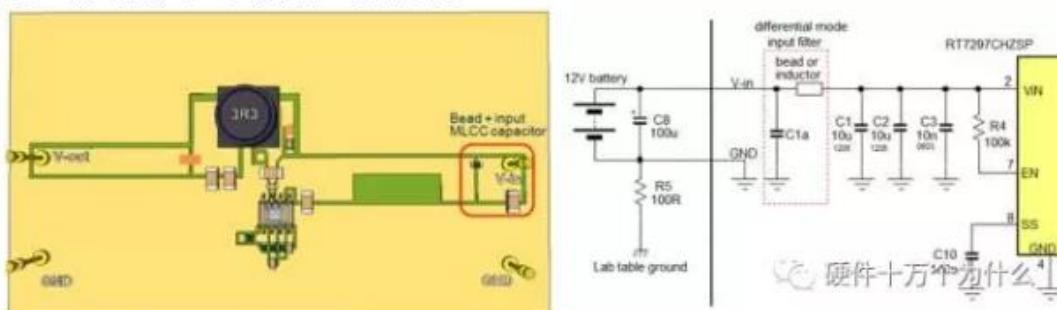


图28：输入滤波器

没有输入滤波器

添加10μF 1206 MLCC + 2A 0603 磁珠 (BLM18PG121S N1) 作为滤波器

添加10μF 1206 MLCC + 1μH 1.5A 电感 (LQH3N PN1R0) 作为滤波器

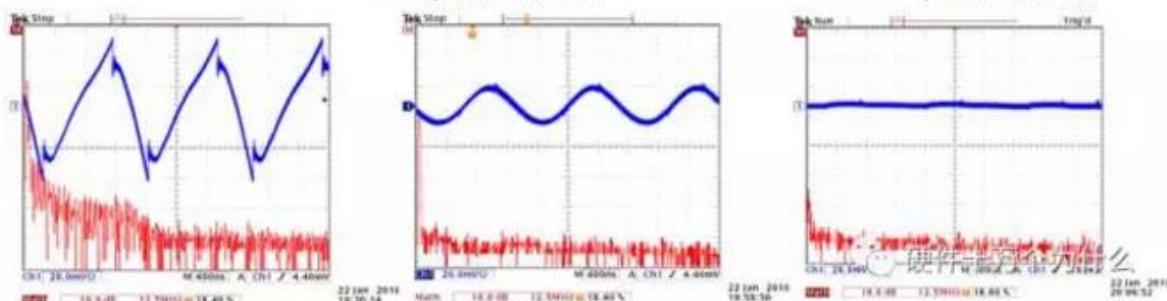


图 29

正如从图29中看到的那样，添加磁珠 + 电容构成的滤波器可滤除除800kHz基波以外的所有高频成分，添加1μH电感 + 电容构成的滤波器可消除包含基波在内的所有差模噪声。

在输出线上滤波

当对输出端的差模信号进行测量时，我们能看到的高频成分会比较少，这是因为输出电流是连续的，电流变化率不高。然而，我们仍能在其中看到高达30MHz左右频率的低频噪声，这是由于转换器中电感上的电流纹波经过输出电容传递到了输出端成为输出端上的差模电流，毕竟这些电容也含有ESR和ESL嘛。通过在输出端添加额外的LC滤波器可以将大部分的差模信号滤除掉，这种滤波器可由磁珠和MLCC电容构成，其方法如图30所示。

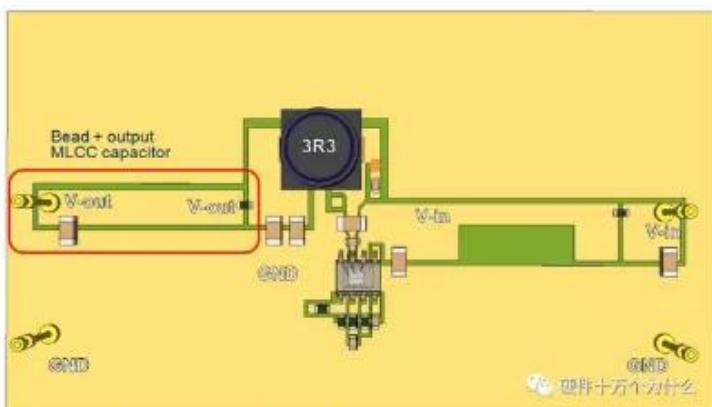


图30：输出端的滤波处理

测量3.3V输出端差模信号的
方法

没有滤波器时的输出
使用输出滤波器（ $22\mu F$ 1206
MLCC + 0603 4A磁珠 BLM1
8SG700TN1）之后的结果

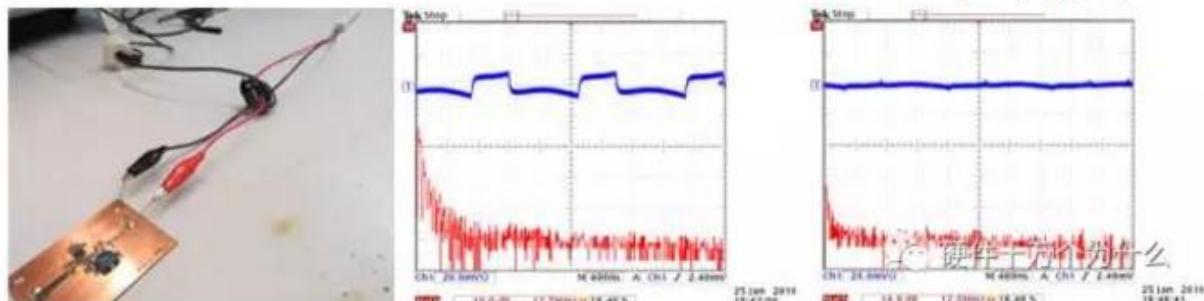


图 31

经常发生的一件事情是某些电感的漏磁会耦合到输出端的回路上，这也会造成输出端差模电流的出现。

屏蔽电感的漏磁会比较低，其磁场信号不容易进入输出回路，但没有屏蔽或是半屏蔽的电感就完全不一样了。一旦遇到这样的状况，输出回路的面积就必须最小化以使其不容易将电感的漏磁耦合进去。

BUCK DC-DC 电源 PCB 布局请看我的 PCB 电路设计文档

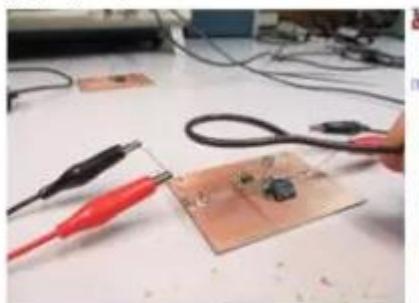
自制环形天线来测量 EMI 高频干扰

电磁兼容实验室测量的数据可显示出整个系统的最后结果，但是不能测量出电路板某一部分的辐射强度

我们可以自制 EMI 环形天线在实验室环境下初步测量出电磁干扰在电路板的具体位置
你可以使用一段 50Ω 的同轴电缆自己制作小型的拥有电屏蔽的环形天线



这种天线可以接在 50 欧阻抗插头的频谱仪上，也可以接在 50 欧阻抗插头的示波器上



就是这样操作环形天线测量电路板的 EMI 噪声

由于电源线的辐射对EMI水平的影响很大，你也可以测量这些线上的高频电流。不是所有的电流探头都有足够的带宽可以凸显EMI问题，这可通过将几匝线圈穿过一个EMI铁芯以形成一个高频电流变压器的方法来解决。其做法与环型天线的做法差不多，但需要将环形线圈3次穿过铁芯。参见图44。



图44：高频电流探头的做法

现在将电缆穿过铁芯就可以对其中的高频电流进行测量了，电流变压器的输出可以接入频谱仪或是示波器（使用 50Ω 端口）。

为了将测试工具和测试对象隔离开，最好是在电缆上加一个共模线圈，这可通过将引入分析装置的电缆多次穿过一个扣合式的EMI铁芯来实现。



图45

将电源线的正、负两条线以同一个方向穿过铁芯可测量其中的共模电流，颠倒其中一条线的方向则可测量差模电流。参见图45。