

电子电路模块化设计 3

作者：向仔州

开关电源输出电压噪声大，外加输出滤波器来解决.....	2
开关电源纹波测量和纹波抑制方法(开关电源输出噪声大，外加输出滤波器章节的简化版).....	12
过流过压过温保护电路结构.....	17
接插件防反接电路设计.....	23
电源 buck 降压电路和 boost 升压电路电感其余参数选择.....	31
开关电源 buck 电路和 boost 电路电容的其余参数选择.....	37
电容自举升压电路，纹波很小.....	39
电平转换电路设计.....	45
浪涌电流.....	45
运算放大器开环电路和比较器的区别.....	50
运算放大器环路稳定性设计.....	54
运放振荡的原因.....	54
示波器探头接在运放输出端波形产生振荡.....	57
为什么运放在 PCB 设计的时候，运放反向输入端周围不要敷铜?.....	57
运放芯片自己也会产生振荡.....	59
运放相位补偿.....	63
运放输出的固有噪声.....	66
运放积分电路实现方波到三角波转换.....	67
用运放的积分电路,微分电路,比例放大电路做 PID 控制器.....	71
下面着重来讲讲积分电路和微分电路的电阻电容取值.....	77
反激式开关电源设计.....	79

开关电源输出电压噪声大，外加输出滤波器来解决

本文示例电路将采用升压转换器，但结果可以直接应用于任意DC-DC转换器。图1所示为升压转换器在恒定电流模式(CCM)下的基本波形。

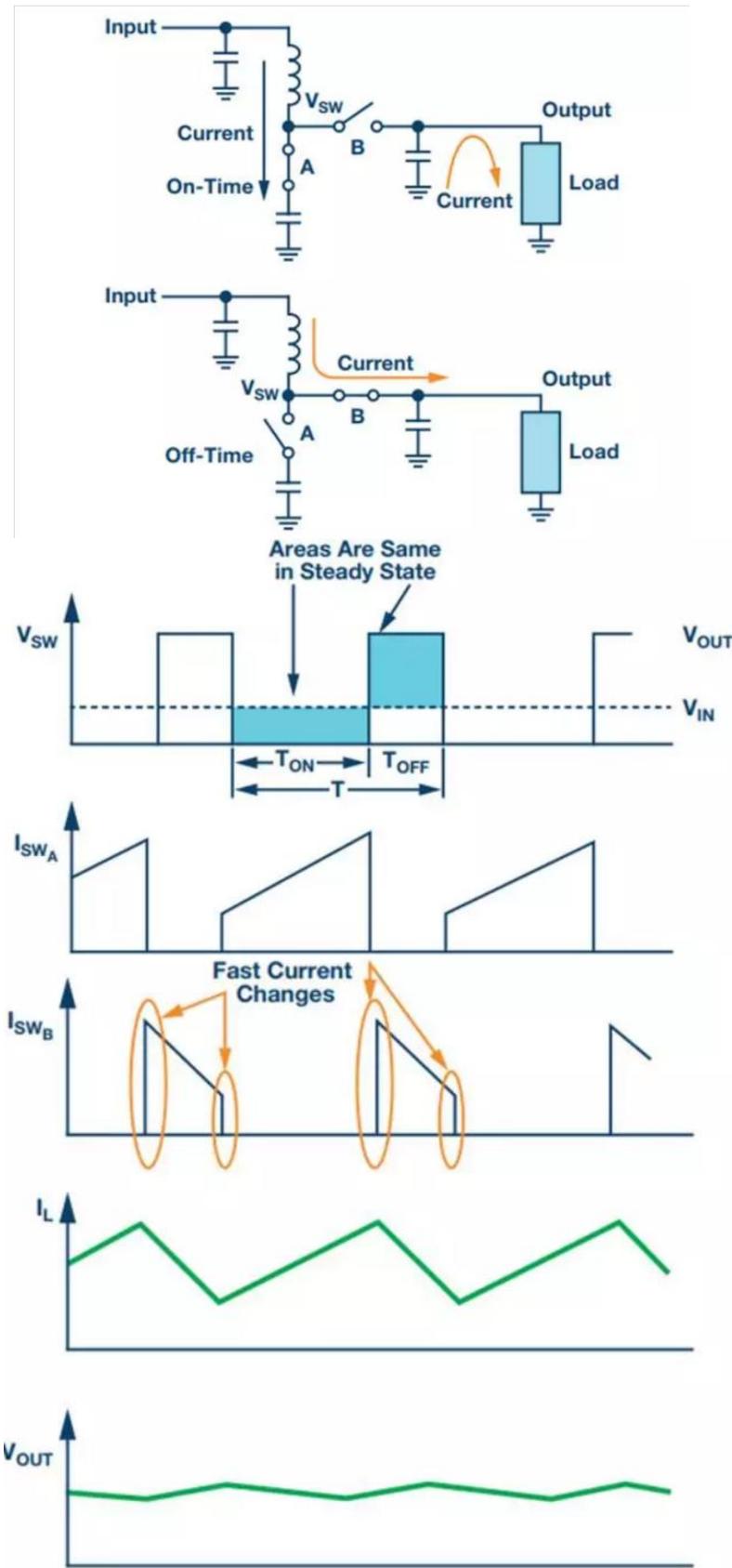
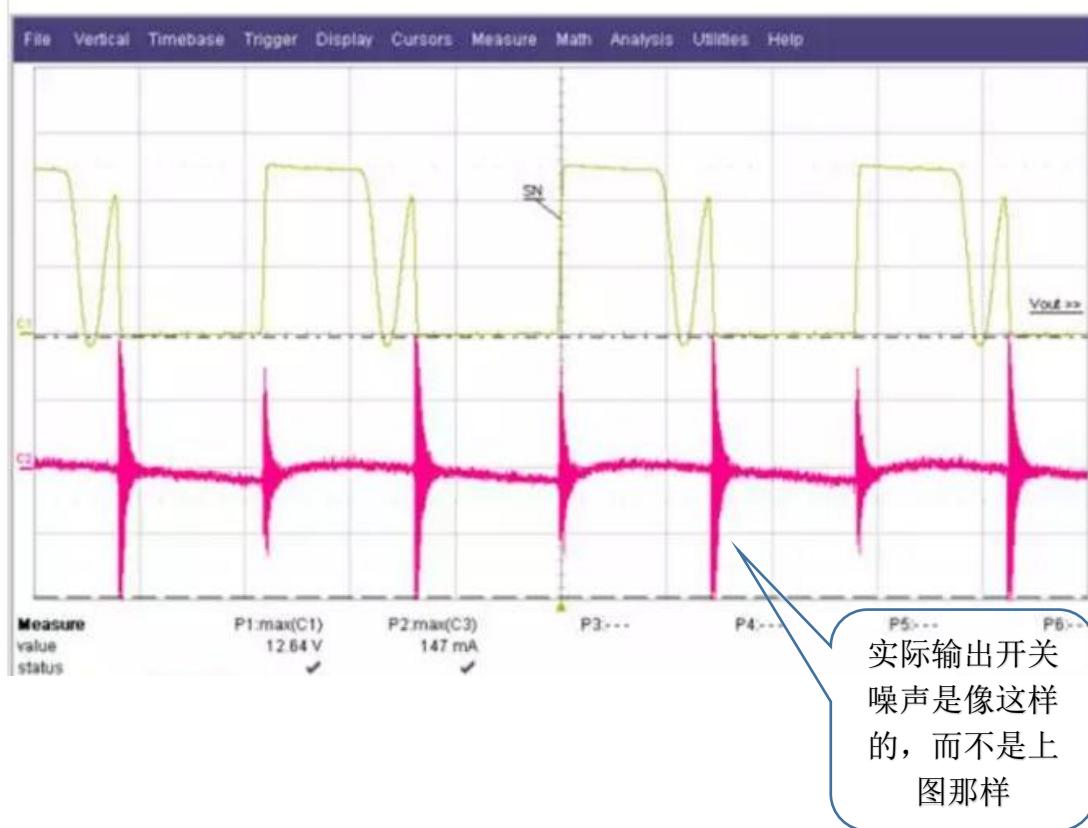


图1. 升压转换器的基本电压和电流波形



一般而言，此输出噪声范围为 10 MHz 至 100 MHz 以上，远超出大部分陶瓷输出电容的自谐振频率。因此，添加额外的电容对噪声衰减的作用不大。

通常采用二级滤波器可以合理地将纹波抑制到几百 μV p-p 范围内，并将开关噪声抑制在 1 mV p-p 以下。降压转换器噪声较低，因为电源电感提供了很好的滤波能力。这些限制是因为，一旦纹波降低至 μV 级别，元件寄生和滤波器级之间的噪声耦合便开始成为限制因素。如果使用噪声更低的电源，则需添加三级滤波器。然而，开关电源的基准电压源一般不是噪声最低的元件，并且常常受到抖动噪声的影响。这些都导致了低频噪声(1 Hz 至 100 kHz)，通常不易滤除。因此，**对于极低噪声电源而言，使用单个二级滤波器然后在输出端添加一个 LDO 可能更合适。**

ΔI_{PP} : 进入输出滤波器的峰峰值电流近似值（为方便计算，假定是正弦信号。数值取决于拓扑。对于降压转换器而言，它是电感中的峰峰值电流。对于升压转换器而言，它是开关 B(通常是一个二极管)中的峰值电流。）

ΔV^{RIP}_{OUT} : 转换器开关频率处的输出电压纹波近似值

R_{ESR} : 所选输出电容的 ESR

f_{sw} : 转换器开关频率

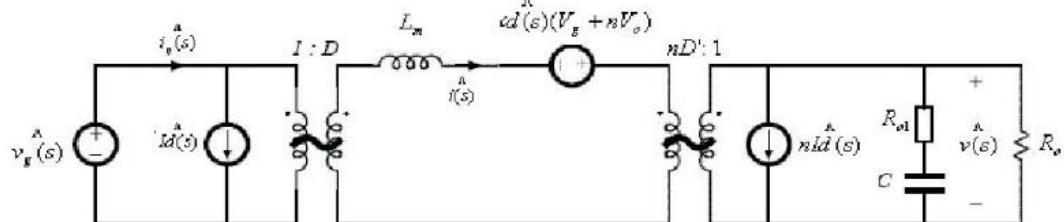
I_{STEP} : 输出负载的瞬时变化,瞬态最大输出电流

F_u : 转换器的交越频率 (对于降压 buck 转换器而言，其值通常为 $f_{sw}/10$ ；对于升压或降压/升压转换器而言，它通常位于右半平面零点(RHPZ)约 1/3 位置处。)

右半平面的意思:

- 1.RHPZ(right half plane zero)存在于 Boost 和 Flyback 电路中
- 2.此两种 Boost 和 Flyback 拓扑结构中,在 offtime 时间,只有储能电感向负载供电,而在 ontime 时间内, VCC 只向电感储能,不提供负载能量。这点与 buck 拓扑不同,buck 拓扑在 ontime 期间, VCC 向储能电感储能的同时,还向负载提供能量
3. 右半平面理论上是不可以补偿的

Flyback PWM Stage小信号模型(CCM)



- 系统右半平面零点: $w_{rz} = \frac{n^2 R_o (1-D)^2}{L_m D}$
- 负载电容ESR 零点: $w_z = \frac{1}{R_{o1} C}$

下面我们实际设计下滤波电路

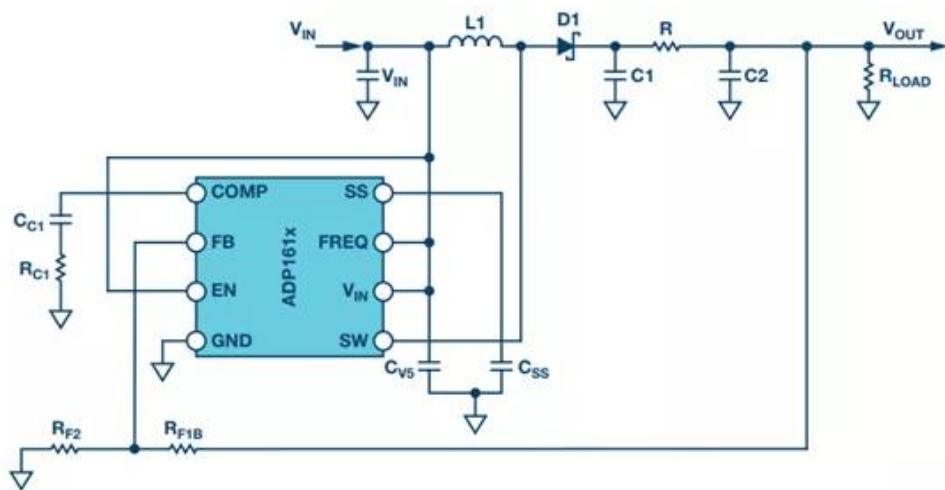


图3. 在输出端添加RC滤波器的ADP161x低输出电流升压转换器设计

以该电路为例，我们设计输出滤波器 C1, R ,C2

规定 C1 输出电压在，5 mV p-p 至 20 mV p-p 就是一个很好的选择

电容 C1 取值：

$$C_1 = \frac{I_{PP}}{8F_{SW} \Delta V_{RIP}^{OUT} - \Delta I_{PP} R_{ESR}} \quad (1)$$

ΔI_{PP} 进入输出滤波器的峰峰值电流，
buck 电路就是输出电感的电流，boost 电
路就是开关 B 的电流

Fsw 开关频率

ΔV_{RIPout} , 开关频率处
输出纹波要求的电压大
小，这里可以选择 5mV

输出电容的 ESR，也就
是 C1 电容要求的 ESR

电阻 R 取值：

R 可以根据功耗选择。R 必须远大于电容(ESR) R_{ESR} ，电容和这个滤波器才能起作用。
这将输出电流的范围限制在 50 mA 以下。

C2 取值：

C2 可通过公式 2 至公式 6 计算得出。A、a、b 和 c 是简化计算的中间值，没有实际
意义。且每个电容的 ESR 较小。这些都是很好的假设，引入的误差很小。C2 应等于
或大于 C1。

$$A = \frac{\Delta V_{OUT}^{RIP}}{\Delta I_{PP} R_{LOAD}} \quad (2)$$

根据电源输出最大电流，假设负载电阻大小 $R_{load}=V_{out}/I_{out}$

$$a = AR^2 R_{LOAD}^2 C_1^2 \omega^4 + AR_{LOAD}^2 \omega^2 \quad (3)$$

$$\omega = 2\pi f = 2 \times 3.14 \times \text{开关频率}$$

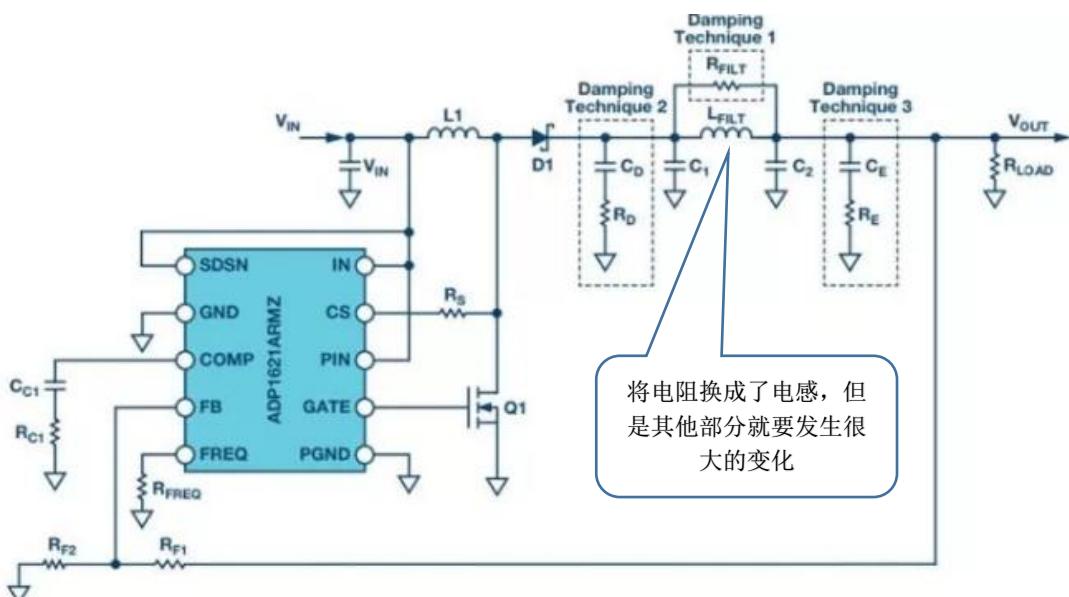
$$b = 2AR_{LOAD}^2 \omega^2 C_1 - 2AR_{LOAD} C_1 \omega^2 \quad (4)$$

$$c = AR_{LOAD} \omega^2 C_1 + A - 1 \quad (5)$$

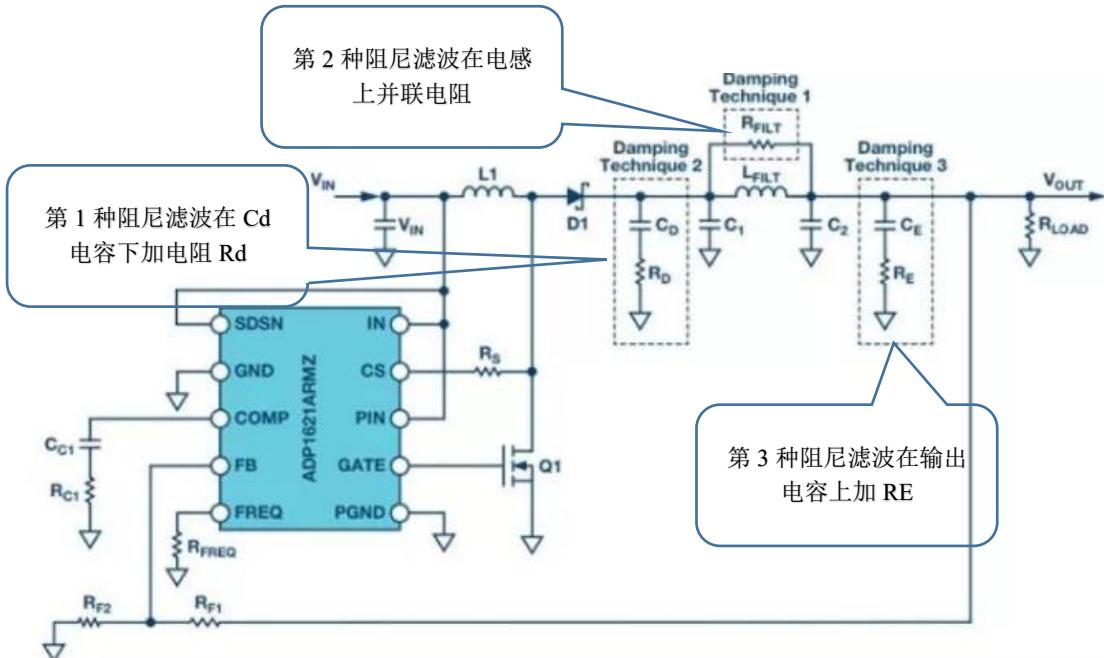
$$C_2 = \frac{-b + \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a} \quad (6)$$

这样 C_2 电容就计算出来了

以上这种用 RC 滤波的电路只能用在电源输出电流小的场合，电源输出电流要求大的场合必须将 R 换成 L（电感）



这种配置提供了极佳的纹波和开关噪声抑制能力，并具有较低的功耗。问题在于，我们现在引入了一个额外的储能电路，它可能产生谐振。这就有可能导致振荡，使电源不稳定。因此，设计该滤波器的第一步是如何选择阻尼滤波器。



第 1 种阻尼滤波：第 1 种技术的优势是滤波器性能最大化。如果需要采用全陶瓷设计，则 R_D 可以是与陶瓷电容串联的分立式电阻。否则需使用具有高 ESR 且物理尺寸较大的电容。这个额外的电容(C_D)会大幅增加设计的成本和尺寸

第 2 种阻尼滤波：添加 R_{FILT} 具有额外成本和尺寸增加较少的优势。阻尼电阻的损耗通常很少(甚至没有)，哪怕大电源情况下都很小。缺点是，它会降低电感的并联阻抗，从而大幅降低滤波器的有效性。

第 3 种阻尼滤波：看上去具有极大的优势，因为阻尼电容 C_E 添加至输出端，它可能对瞬态响应和输出纹波性能有所助益。然而，这种技术成本最高，因为所需电容数量极大。

使用并联阻尼电阻的LC滤波器设计步骤 (图4
中的第1种技术)

第1步

选择 C_1 ，使其等于输出端没有输出滤波器时的情况。5 mV至20 mV p-p是一个很好的开端。 C_1 随后可通过公式8计算得出。

$$C_1 = \frac{\Delta I_{PP}}{8F_{SW}\Delta V_{OUT}^{RIP} - \Delta I_{PP}R_{ESR}} \quad (8)$$

第2步

选择电感 L_{FILT} 。根据经验，较好的数值范围为0.5 μ F至2.2 μ F。应按照高自谐振频率(SRF)来选择电感。

较大的电感具有较大的SRF，这意味着它们的高频噪声滤波效率较差。较小的电感对纹波的影响没有那么大，需要更多电容。开关频率越高，电感值越小。比较电感值相同的两个电感时，SRF较高的器件具有较低的绕组间电容。绕组间电容用作滤波器周围的短路，作用于高频噪声。

第3步

如前所述，添加滤波器会影响转换器补偿，具体表现为降低可实现的交越频率(F_u)。根据公式7的计算，对于电流模式转换而言，可实现的最大 F_u 是开关频率的1/10以下，或者是滤波器 F_{RES} 的1/5以下。幸运的是，大部分模拟负载不需要太高的瞬态响应。公式9计算转换器输出所需的输出电容近似值(C_{BW})，以提供指定的瞬态电流阶跃。

$$C_{BW} = \frac{I_{STEP}}{\pi F_u (\Delta V_{OUT}^{RIP} - I_{STEP} R_{ESR})} \quad (9)$$

第4步

将 C_2 设为 C_{BW} 和 C_1 的最小值。

第5步

利用公式10和公式11计算阻尼滤波器电阻近似值。这些公式并非绝对精确，但它们是不使用泛代数的最接近的闭式解决方案。ADIsimPower设计工具通过计算转换器在滤波器和电感短路时的开环传递函数(OLTF)从而计算 R_{FILT} 。 R_{FILT} 值为猜测值，直到滤波器仅为转换器OLTF以上10 dB时转换器OLTF的峰值(电感短路)。这种技术可用于ADIsimPE等仿真器中，或用于使用频谱分析仪的实验室中。

$$\omega_o = \sqrt{\frac{2(C_1 + C_2)}{(L_{FILT} C_1 C_2)}} \quad (10)$$

$$R_{FILT} = \frac{\left(R_{LOAD} L_{FILT} (C_1 + C_2) - \frac{L_{FILT}}{\omega_o} \right)}{\frac{R_{LOAD} (C_1 + C_2)}{\omega_o} - L_{FILT} C_1} \quad (11)$$

第6步

C₂现在可以通过公式12至公式15计算得出。a、b、c和d用于简化公式16。

$$a = \frac{L_{FILT}R_{LOAD}\omega I_{PP}}{\Delta V_{OUT}^{RIP}} - L_{FILT}\omega - R_{LOAD}C_1R_{FILT}\omega \quad (12)$$

$$b = \frac{R_{FILT}R_{LOAD}I_{PP}}{\Delta V_{OUT}^{RIP}} - R_{FILT} + R_{FILT}L_{FILT}C_1\omega^2, \quad (13)$$
$$+ R_{LOAD}C_1L_{FILT}\omega^2$$

$$c = R_{FILT}R_{LOAD}\omega - R_{FILT}R_{LOAD}C_1L_{FILT}\omega^3 \quad (14)$$

$$d = -R_{LOAD}R_{FILT}\omega^2 \quad (15)$$

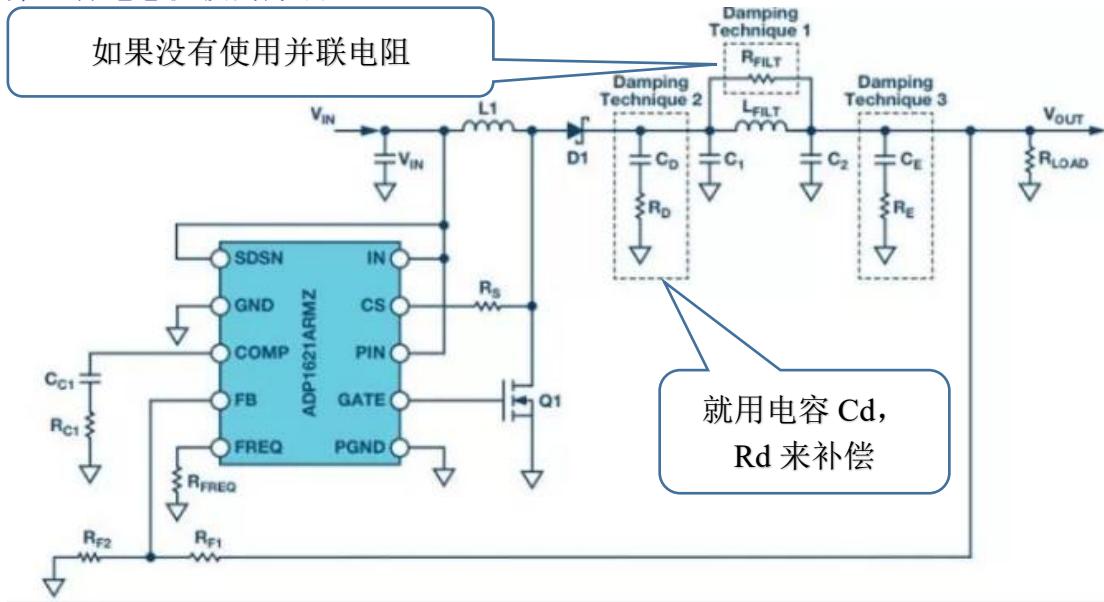
$$C_2 = \sqrt{\frac{a^2 + b^2}{c^2 + d^2}} \quad (16)$$

第7步

应重复第3步至第5步，直至计算出满足所需纹波和瞬态规格的优秀阻尼滤波器设计。应注意，这些公式忽略了滤波器电感的直流串联电阻R_{DCR}。对于较低的电源电流而言，该电阻可能非常大。它通过帮助抑制滤波器而改善了滤波器性能，增加了所需RFILT的同时也增加了滤波器阻抗。这两个效应都会极大地改善滤波器性能。因此，以LFILT中的少量功耗换来低噪声性能是很划算的，这样可以改善噪声性能。LFILT中的内核损耗还有助于衰减部分高频噪声。因此，高电流供电的铁磁芯是一个很好的选择。它们在电流能力相同的情况下尺寸更小、成本更低。

选择实际的元件来匹配计算值时，注意需对任意陶瓷电容进行降低额定值处理，以便将直流偏置纳入考量中！

第二种电感滤波的方法



第1步

正如之前的拓扑，选择 C_1 ，使其等于没有输出滤波器时的情况。10 mV p-p至100 mV p-p是个不错的开始，具体取决于最终目标输出纹波。 C_1 随后可通过公式8计算得出。 C_1 在这个拓扑中可以采用比之前拓扑更小的数值，因为滤波器效率更高。

第2步

在之前的拓扑中，选择数值为0.5 μ H至2.2 μ H的电感。对于500 kHz至1200 kHz的转换器而言，1 μ H是一个很好的数值。

第3步

与前文相同， C_2 可以从公式16中选择，但 R_{FILT} 应设为较大的值，比如1 M Ω ，因为不会安装该元件。无论 C_1 是否有额外的电容，它的值不变的原因是，为了提供良好的阻尼， R_D 会足够大，以至于 C_D 不会过多地降低纹波。将 C_2 设为 C_2 、 C_{BW} 和 C_1 计算得出的最小值。此时回到第1步并调节 C_1 上的纹波会很有用，这样计算得到的 C_2 近似等于 C_{BW} 和 C_1 。

第4步

C_D 的值应当等于 C_1 。理论上，使用更大的电容可以实现滤波器的更多抑制，但它不必要地增加了成本和尺寸，并且会降低转换器带宽。

第5步

R_D 可以通过公式17计算得出。FRES通过公式7计算得出，忽略 C_D 。这是一个很好的近似，因为 R_d 通常足够大，从而 C_D 几乎不影响滤波器谐振位置。

$$R_D = \frac{1}{\pi C_1 F_{RES}} \quad (17)$$

第6步

现在， C_D 和 R_D 都已算出，可以使用带有串联电阻的陶瓷电容，或者选择带有大ESR的钽电容或类似电容来满足计算得出的规格。

第7步：

选择实际的元件来匹配计算值时，注意需对任意陶瓷电容进行降低额定值处理，以便将直流偏置纳入考量中！

开关电源纹波测量和纹波抑制方法(开关电源输出噪声大，外加输出滤波器章节的简化版)

开关电源纹波的测量

要有效降低开关电源输出纹波我们首先得有个比较靠谱的测试方法，不能是由于测试方法的问题而导致的假波形是整改不好的

基本要求：使用示波器AC 耦合，20MHz 带宽限制，拔掉探头的地线

1，AC 耦合是去掉叠加的直流电压，得到准确的波形。

2，打开20MHz 带宽限制是防止高频噪声的干扰，防止测出错误的结果。因为高频成分幅值较大，测量的时候应除去。

3，拔掉示波器探头的接地夹，使用接地环测量，是为了减少干扰。很多部门没有接地环，如果误差允许也直接用探头的接地夹测量。但在判断是否合格时要考虑这个因素。

还有一点是要使用 50Ω 终端。横河示波器的资料上介绍说， 50Ω 模块是除去DC 成分，精确测量AC 成分。但是很少有示波器配这种专门的探头，大多数情况是使用标配 $100K\Omega$ 到 $10M\Omega$ 的探头测量，影响暂时不清楚。

上面是测量开关纹波时基本的注意事项。如果示波器探头不是直接接触输出点，应该用双绞线，或者 50Ω 同轴电缆方式测量。

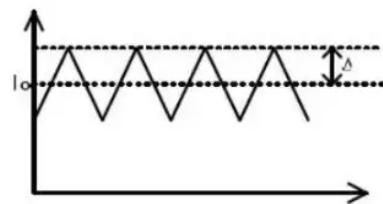
在测量高频噪声时，使用示波器的全通带，一般为几百兆到GHz 级别。其他与上述相同。

可能不同的公司有不同的测试方法。归根到底第一要清楚自己的测试结果。第二要得到客户认可。

关于示波器：

有些数字示波器因为干扰和存储深度的原因，无法正确的测量出纹波。这时应更换示波器。这方面有时候虽然老的模拟示波器带宽只有几十兆，但表现要比数字示波器好。

电感内电流波动大小和电感值成反比，输出纹波和输出电容值成反比。所以加大电感值和输出电容值可以减小纹波



上图是开关电源电感L内的电流波形，其纹波电流 ΔI 可由下式算出：

$$\Delta I = \frac{(V_{ir}-V_{out}) \times V_{out}}{L \times V_{ir} \times f}$$

可以看出，增加L值，或者提高开关频率可以减小电感内的电流波动。

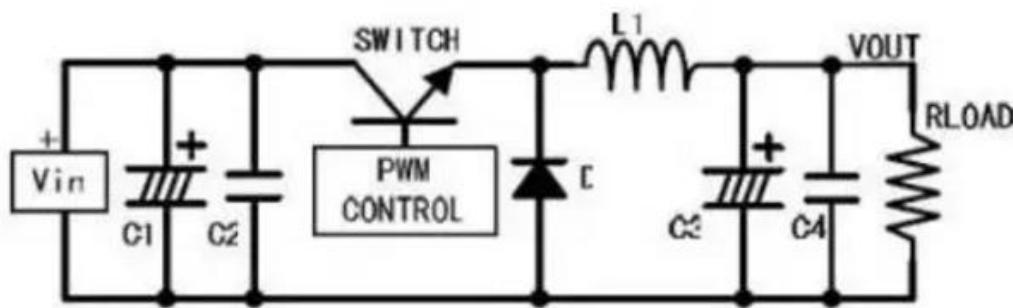
同样，输出纹波与输出电容的关系： $V_{ripple}=I_{max}/(C_o \times f)$ 。可以看出，加大输出电容值可以减小纹波。

通常的做法，对于输出电容，使用铝电解电容以达到大容量的目的。但是电解电容在抑制高频噪声方面效果不是很好，而且 ESR 也比较大，所以会在它旁边并联一个陶瓷电容，来弥补铝电解电容的不足。

同时，开关电源工作时，输入端的电压 V_{in} 不变，但是电流是随开关变化的。这时输入电源不会很好地提供电流，通常在靠近电流输入端(以 Buck 型为例，是 SWITcH 附近)，并联电容来提供电流。

上面这种做法对减小纹波的作用是有限的。因为体积限制，电感不会做的很大；输出电容增加到一定程度，对减小纹波就没有明显的效果了；增加开关频率，又会增加开关损失。所以在要求比较严格时，这种方法并不是很好。

应用该对策后，BUCK型开关电源如下图所示：

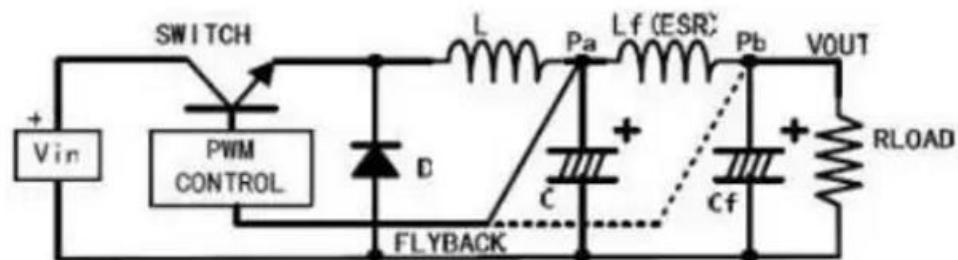


(2)

二级滤波，就是再加一级LC 滤波器

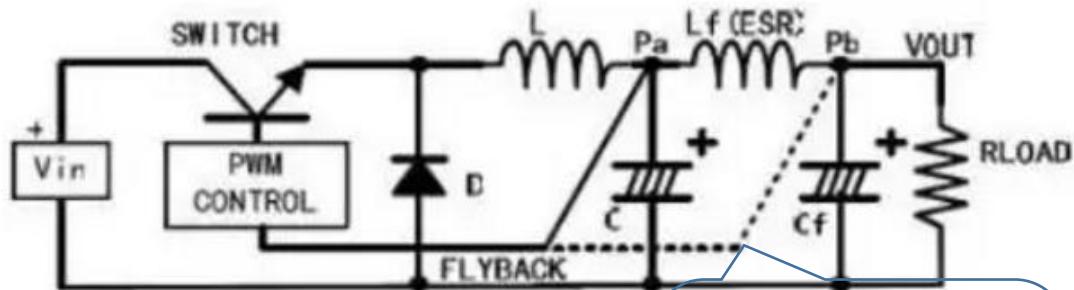
LC 滤波器对噪纹波的抑制作用比较明显，根据要除去的纹波频率选择合适的电感电容构成滤波电路，一般能够很好的减小纹波。

但是，这种情况下需要考虑反馈比较电压的采样点。（如下图所示）



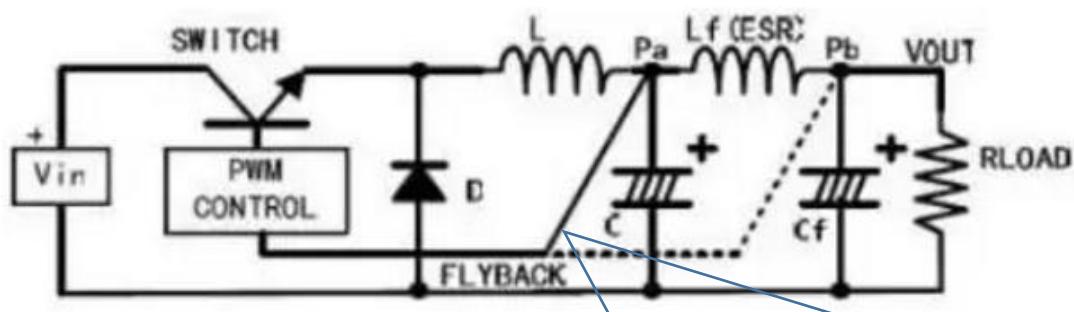
采样点选在LC 滤波器之前(Pa)，输出电压会降低。因为任何电感都有一个直流电阻，当有电流输出时，在电感上会有压降产生，导致电源的输出电压降低。而且这个压降是随输出电流变化的。

采样点选在LC 滤波器之后(Pb)，这样输出电压就是我们所希望得到的电压。但是这样在电源系统内部引入了一个电感和一个电容，有可能会导致系统不稳定。关于系统稳定，很多资料有介绍，这里不详细写了。



为了防止 L_f 和 C_f 在反馈环路内引起振荡。
必须用前面一章的外加输出滤波器的复杂
计算方法

如果电源反馈 FB 信号
线放在滤波 L_f , C_f 电容
电感后面，我们就要用
(开关电源输出噪声大，外
加输出滤波器)章节的方法
进行复杂计算



如果电源反馈 FB 信号线放在滤波 L_f , C_f 电容电感之前，那么
就用简单的公式就可以计算，但是这种电路必须要求电感的直
流电阻很小，才能满足大电流输出，从而不影响电压降低

其纹波电流 ΔI 可由下式算出：

$$\Delta I = \frac{(V_{ir} - V_{out}) \times V_{out}}{L \times V_{ir} \times f}$$

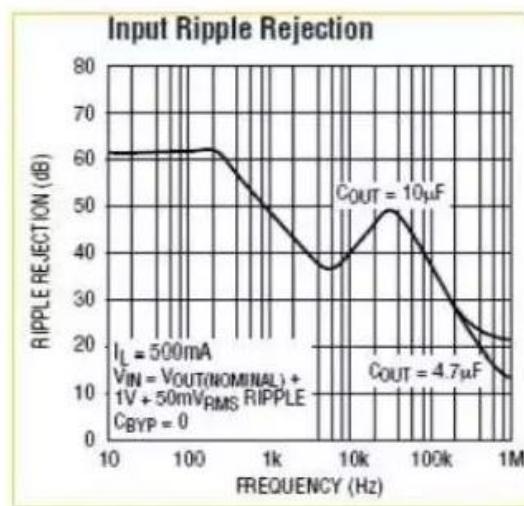
同样，输出纹波与输出电容的关系： $v_{ripple} = I_{max}/(C_o \times f)$ 。可以看出，加大输出电容值可以减小纹波。

3

开关电源输出之后，接LDO 滤波

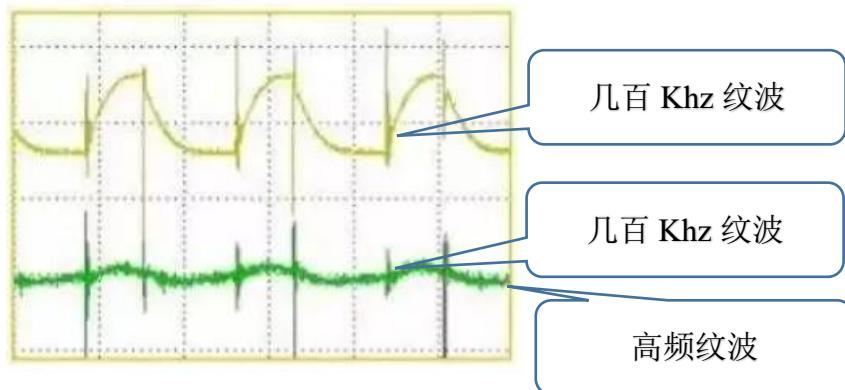
这是减少纹波和噪声最有效的办法，输出电压恒定，不需要改变原有的反馈系统，但也是成本最高，功耗最高的办法。

任何一款LDO 都有一项指标：噪音抑制比。是一条频率-dB 曲线，如右图是凌特公司LT3024 的曲线。



经过LDO之后，开关纹波一般在10mV以下。

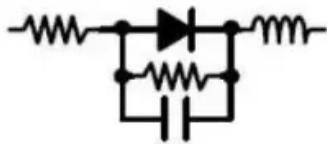
下图是LDO前后的纹波对比：



对比曲线上图的曲线和左图的波形，可以看出对几百KHz的开关纹波，LDO的抑制效果非常好。但在高频范围内，该LDO的效果就不那么理想了。

4

在二极管上并电容C 或RC



二极管高速导通截止时，要考虑寄生参数。在二极管反向恢复期间，等效电感和等效电容成为一个RC振荡器，产生高频振荡。为了抑制这种高频振荡，需在二极管两端并联电容C或RC缓冲网络。电阻一般取 10Ω - 100Ω ，电容取 4.7pF - 2.2nF 。

在二极管上并联的电容C 或者RC，其取值要经过反复试验才能确定。如果选用不当，反而会造成更严重的振荡。

对高频噪声要求严格的话，可以采用软开关技术。关于软开关，有很多书专门介绍。

5

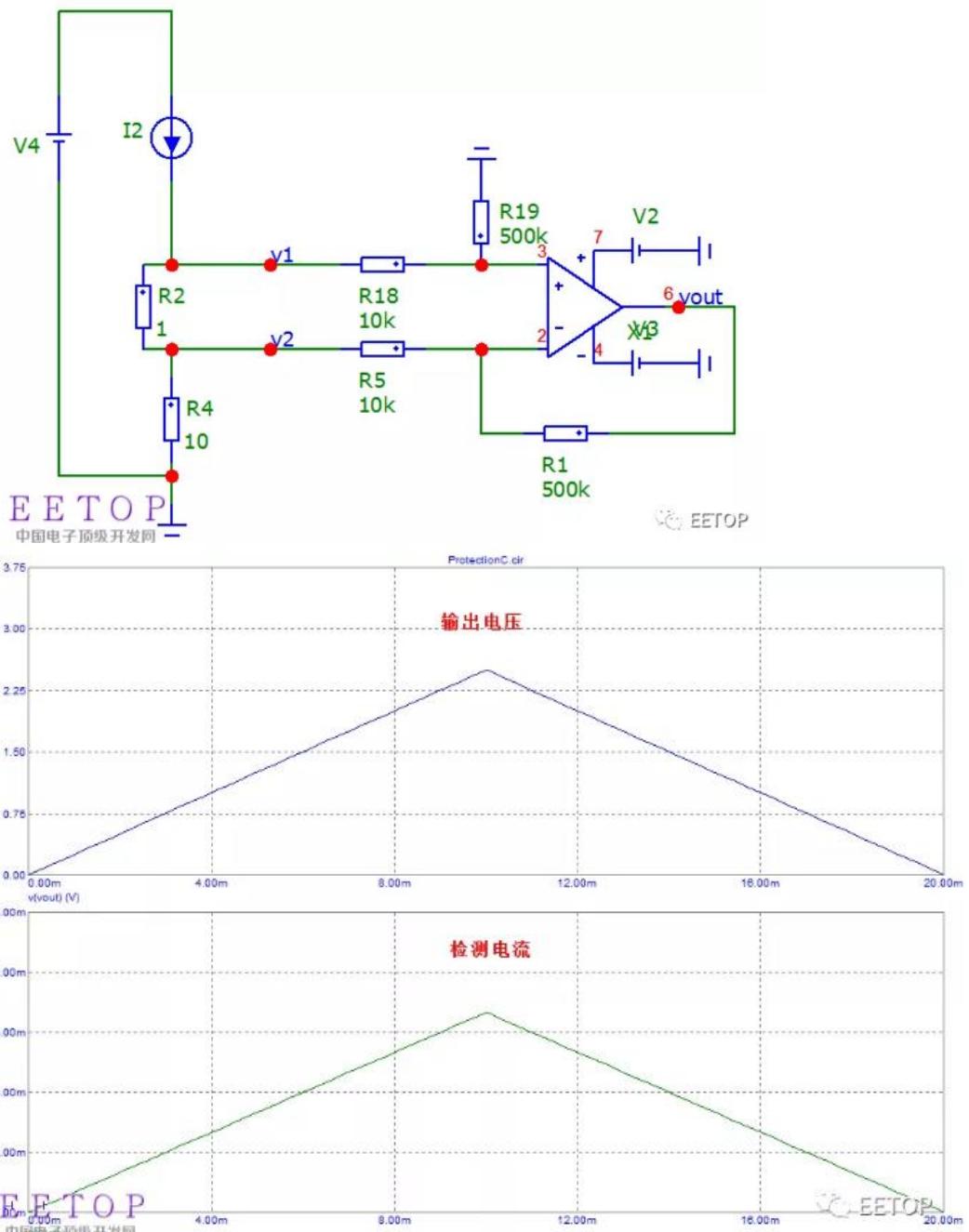
二极管后接电感 (EMI 滤波)

这也是常用的抑制高频噪声的方法。针对产生噪声的频率，选择合适的电感元件，同样能够有效地抑制噪声。需要注意的是，电感的额定电流要满足实际的要求。

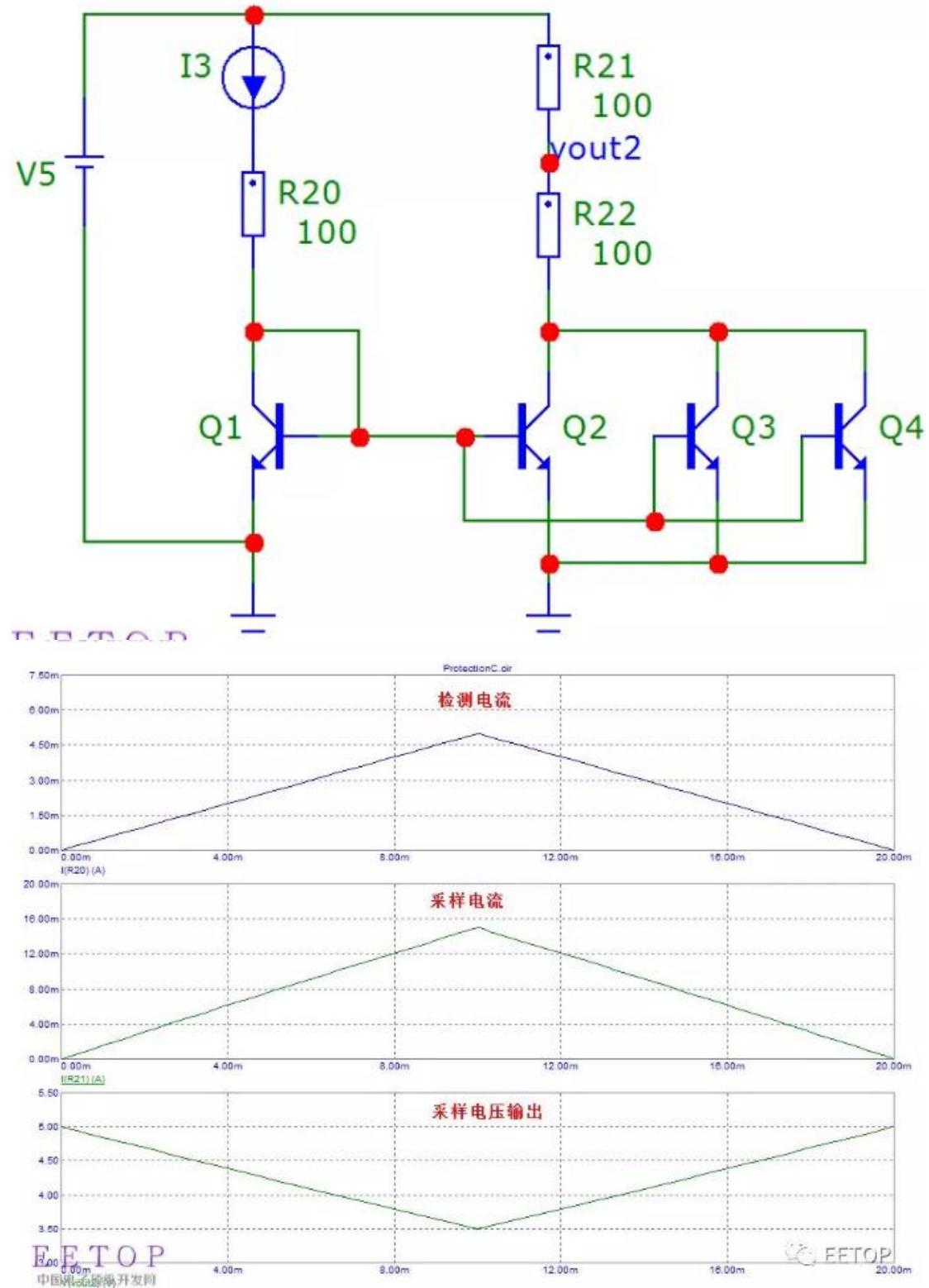
过流过压过温保护电路结构

过流导致器件烧毁，必须进行功率保护设计，如常用的保险丝或者热敏电阻就属于其中简单的一种，但是这种保护属于粗略保护，如果需要针对性的进行电流检测保护还是需要设计电路结构

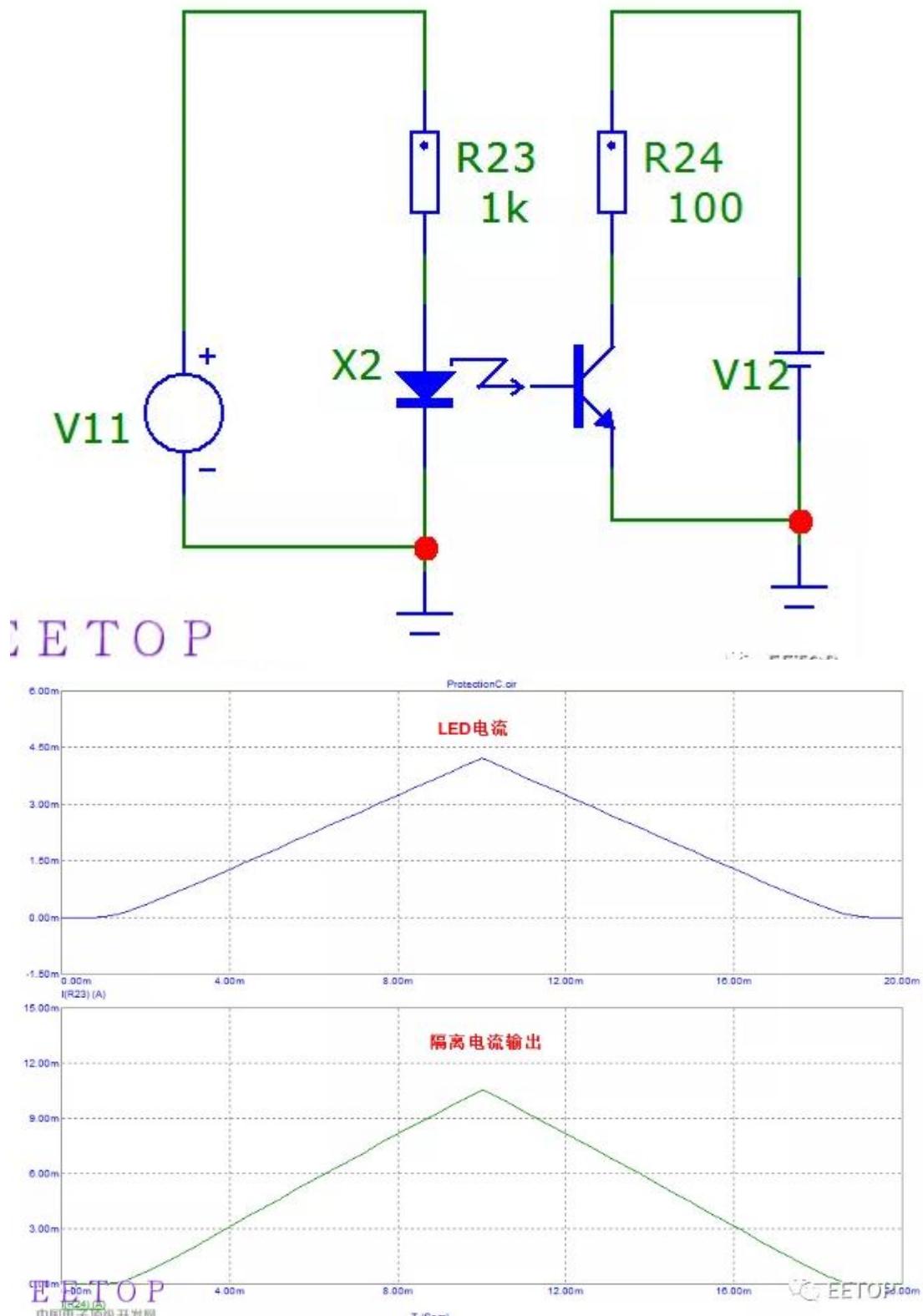
利用采样电阻是我们常用的设计方式，通过采样电阻进行电流检测然后输出控制信号。现在也有很多集成的 IC 专门来进行高低边电流检测的，如 LT6100 等。



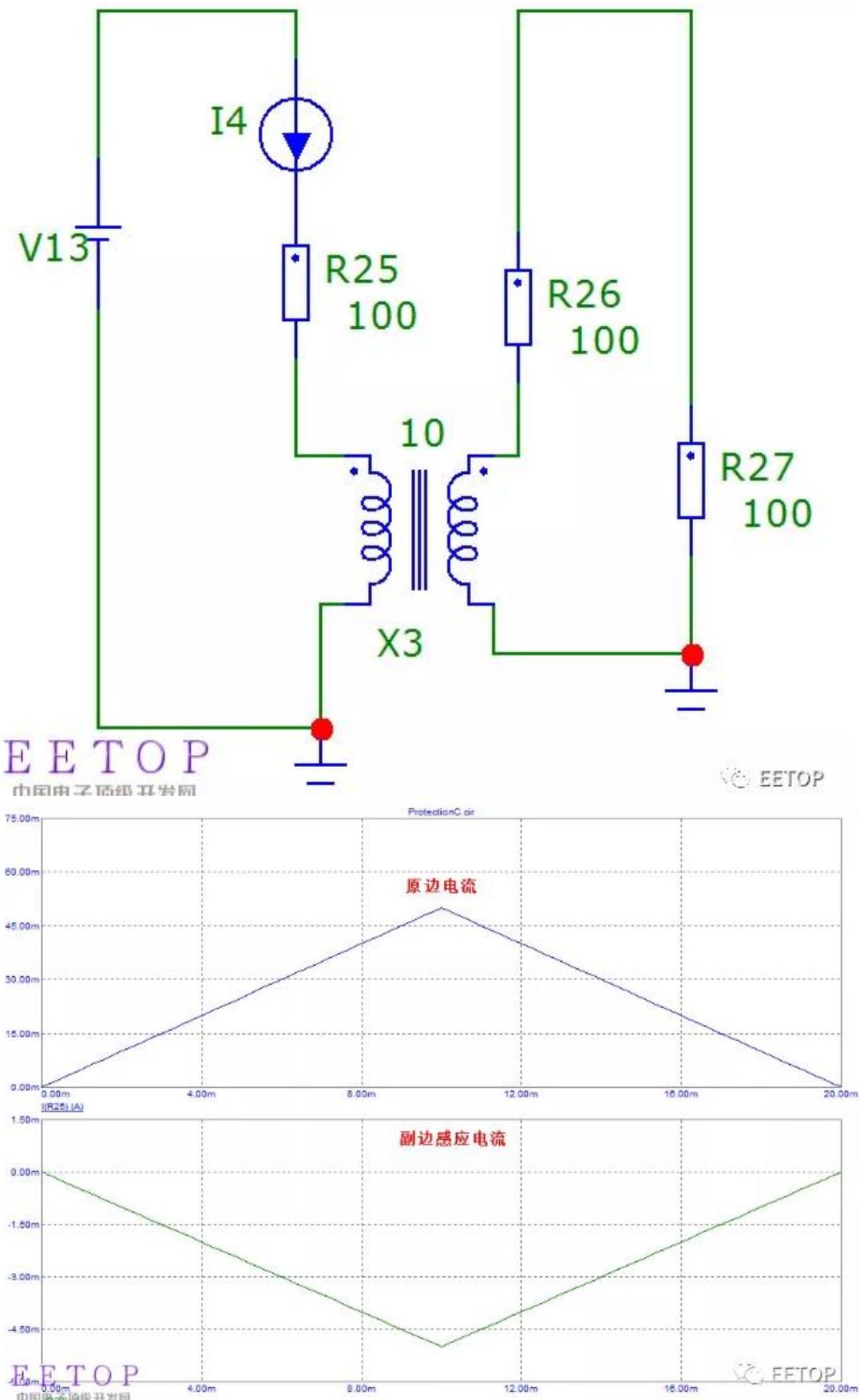
过流保护主要在于电流检测上，下面是利用电流镜的方式采样，IC 内部设计采用此方式进行偏置电流设置，因为晶体管的电流是和沟道成比例的



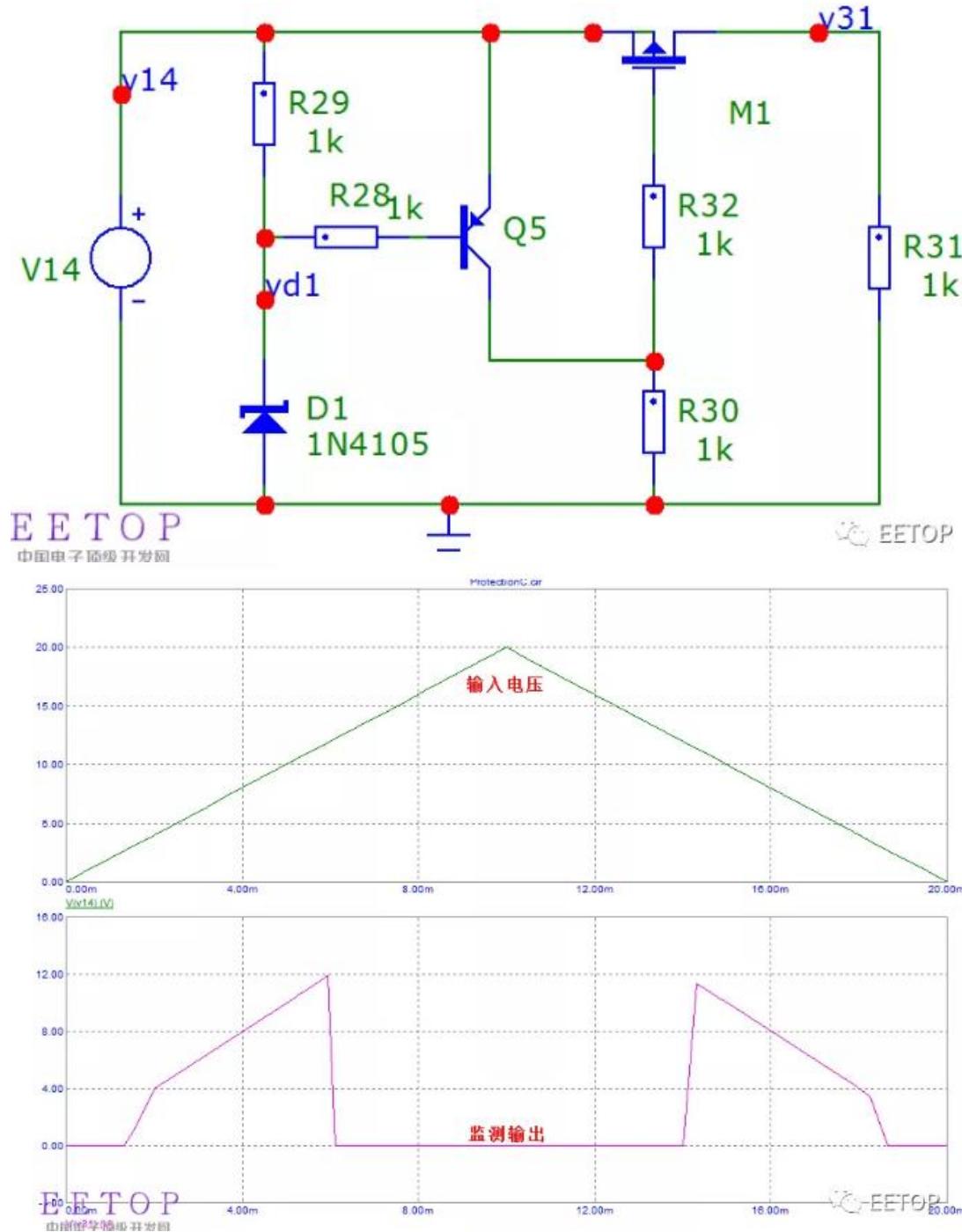
还有隔离型电流采样的方式，如光耦和电流互感器



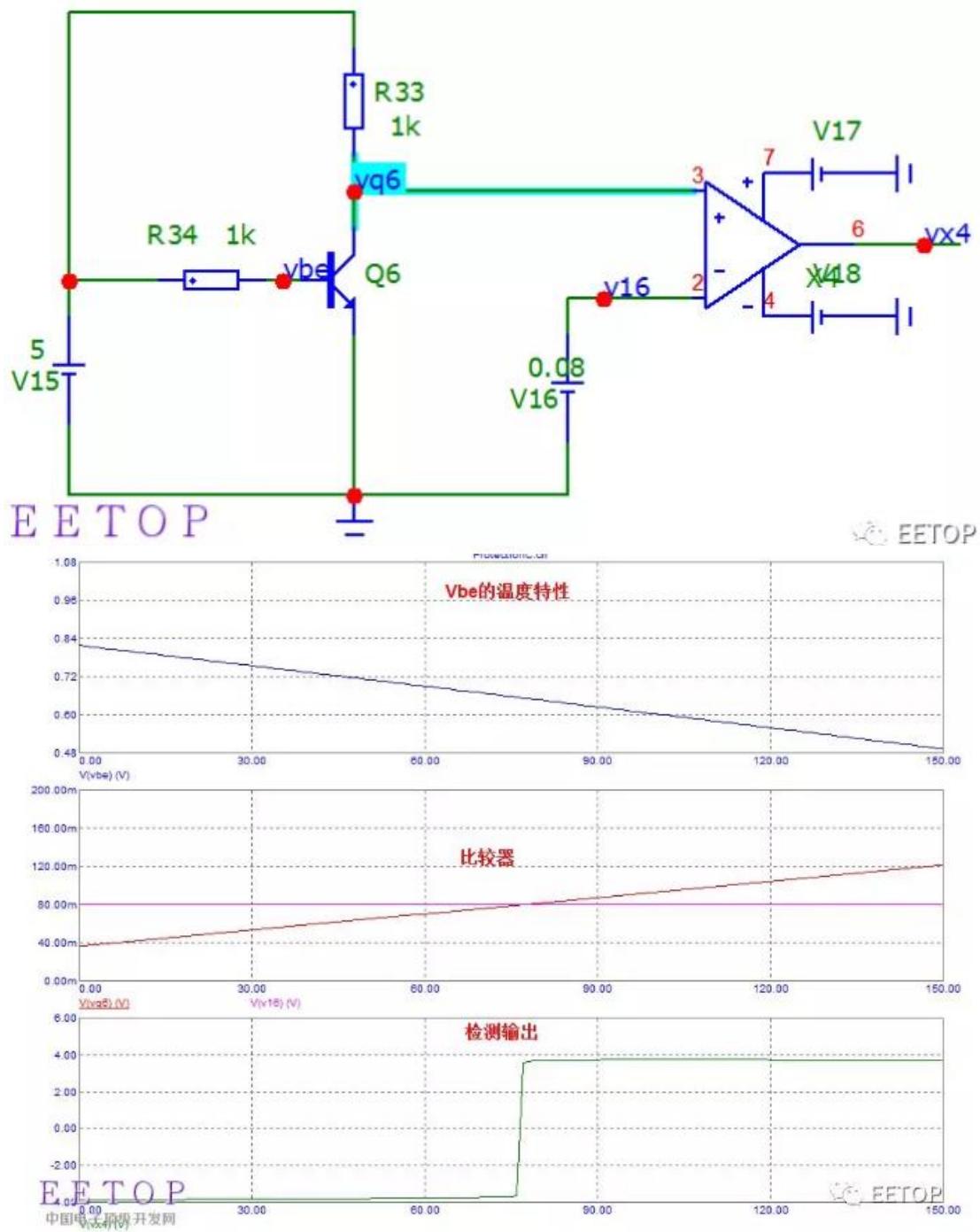
利用互感来进行电流采样应用很多，比如漏电保护器内部漏电检测



过压欠压保护过压欠压保护电路是为了保护电子系统不被高压损坏和在欠压时及时关断避免异常工作。基本方式还是利用晶体管的开关来实现控制，或者使用相应的钳位器件，也有类似 KF2030 的集成保护器件。这是一种常用的输入过压保护电路：

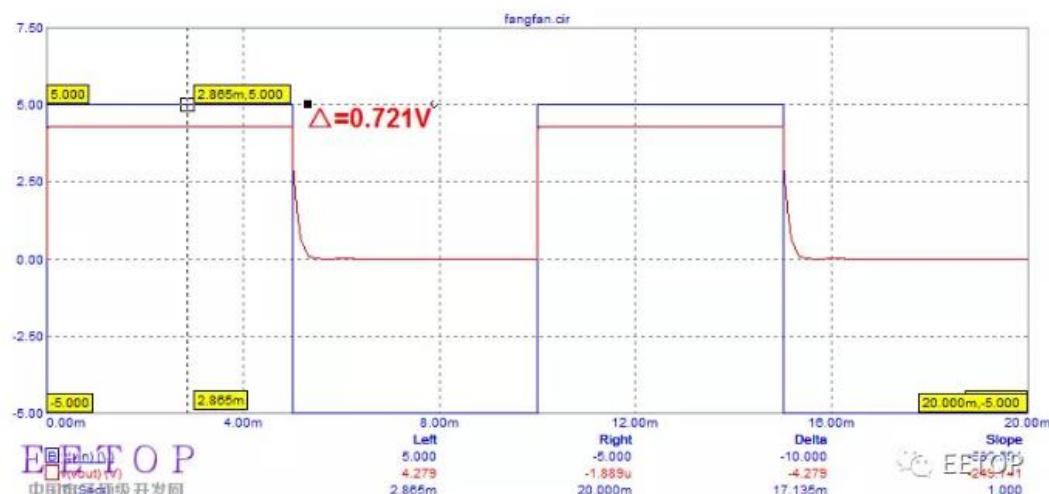
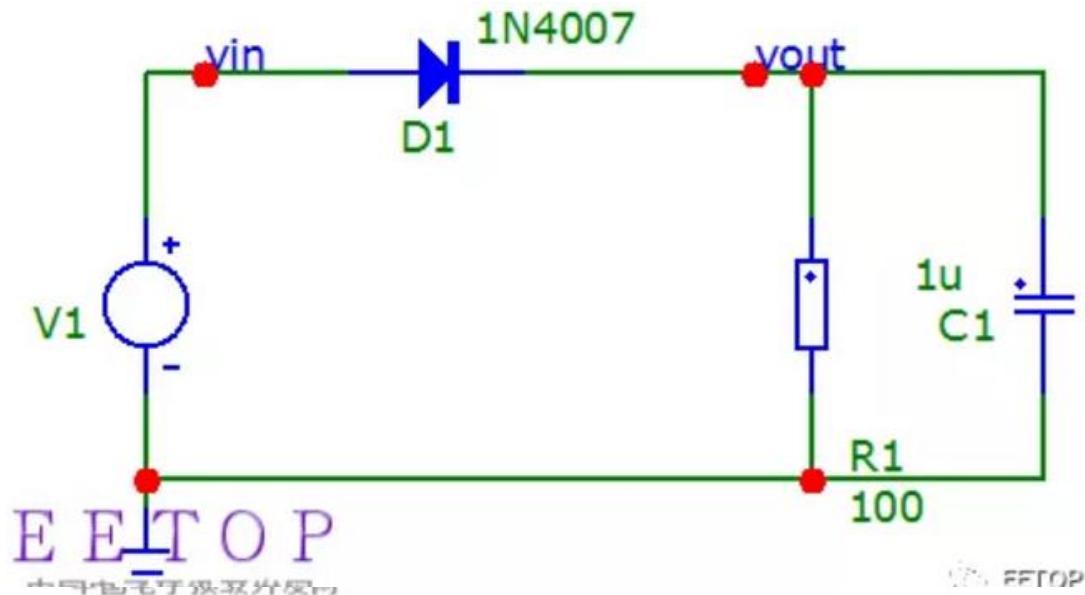


过温保护在功率应用中很多时候我们也需要进行温度检测，尤其是在电源 IC 中一般都有内部 OTP 过温保护电路，OTP 电路的设计就是利用温感器件，如热敏电阻等，PN 结的温度特性也是经常用来进行温度检测的方式，IC 内部设计也用 PN 结进行温漂的补偿。

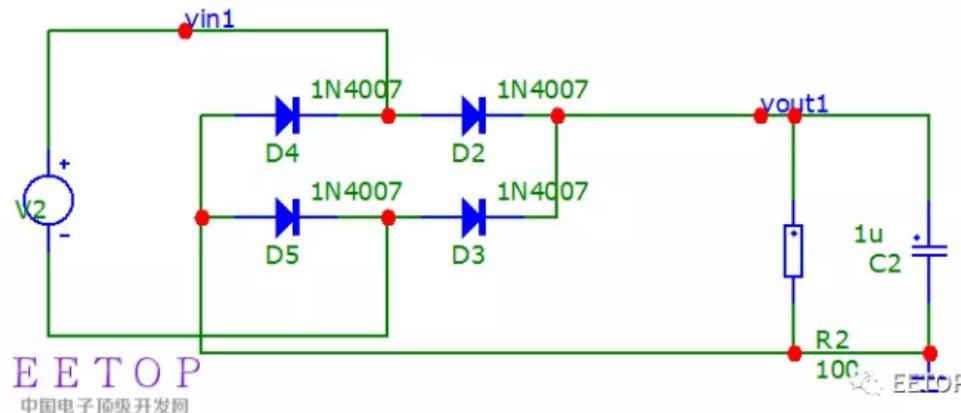


接插件防反接电路设计

我们的产品里用的最多的是利用二极管的单向导电性进行设计，这是最简单的一种方式。缺点也很明显，有 PN 结的压降，在大电流情况下功耗太大没法用。

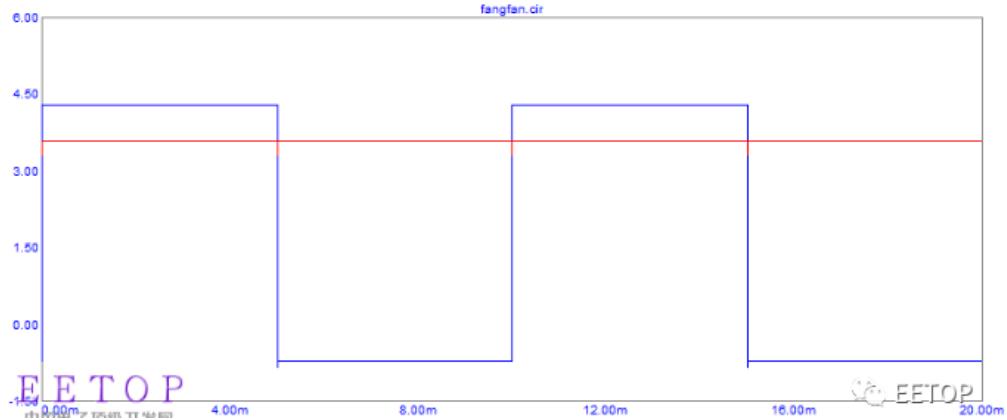


利用二极管的单向导电性可以实现正负极兼容，这种特点是接反一样正常工作，但是缺点同上，两个二极管导致电压和功耗更大。



EETOP

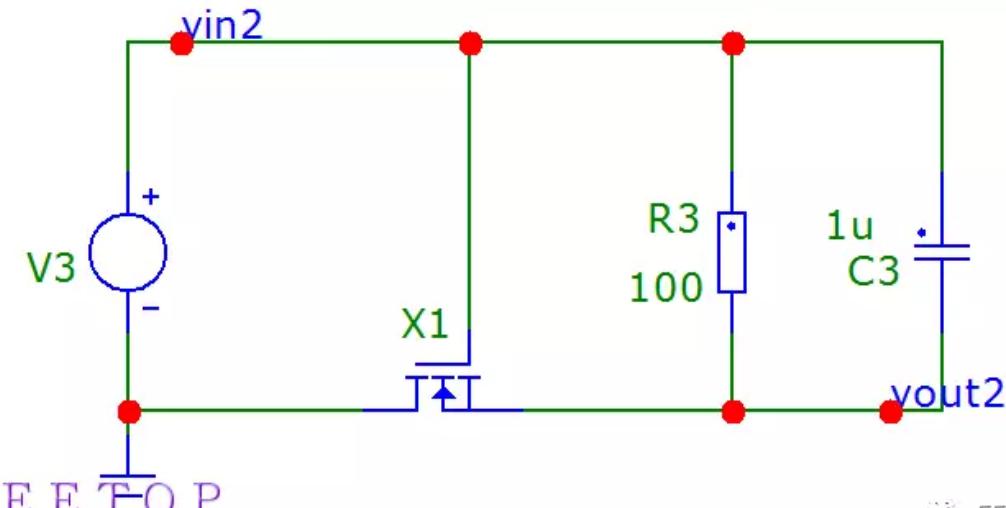
中国电子顶级开发网



EETOP

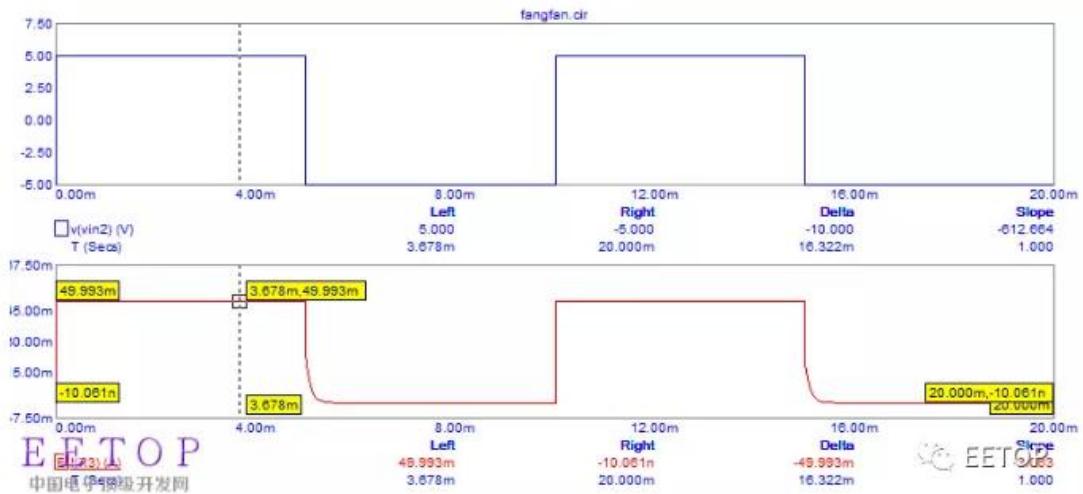
fangfan.cir 0.00m 4.00m 8.00m 12.00m 16.00m 20.00m

利用 MOS 管的低导通电阻特性是目前应用较多的方式

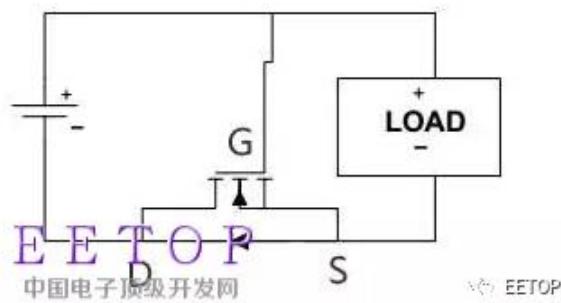


EETOP

MOS 管这里有个问题是为何 DS 是反的，和正常使用时不一样。这里 MOS 管的防反接主要是寄生二极管在起作用



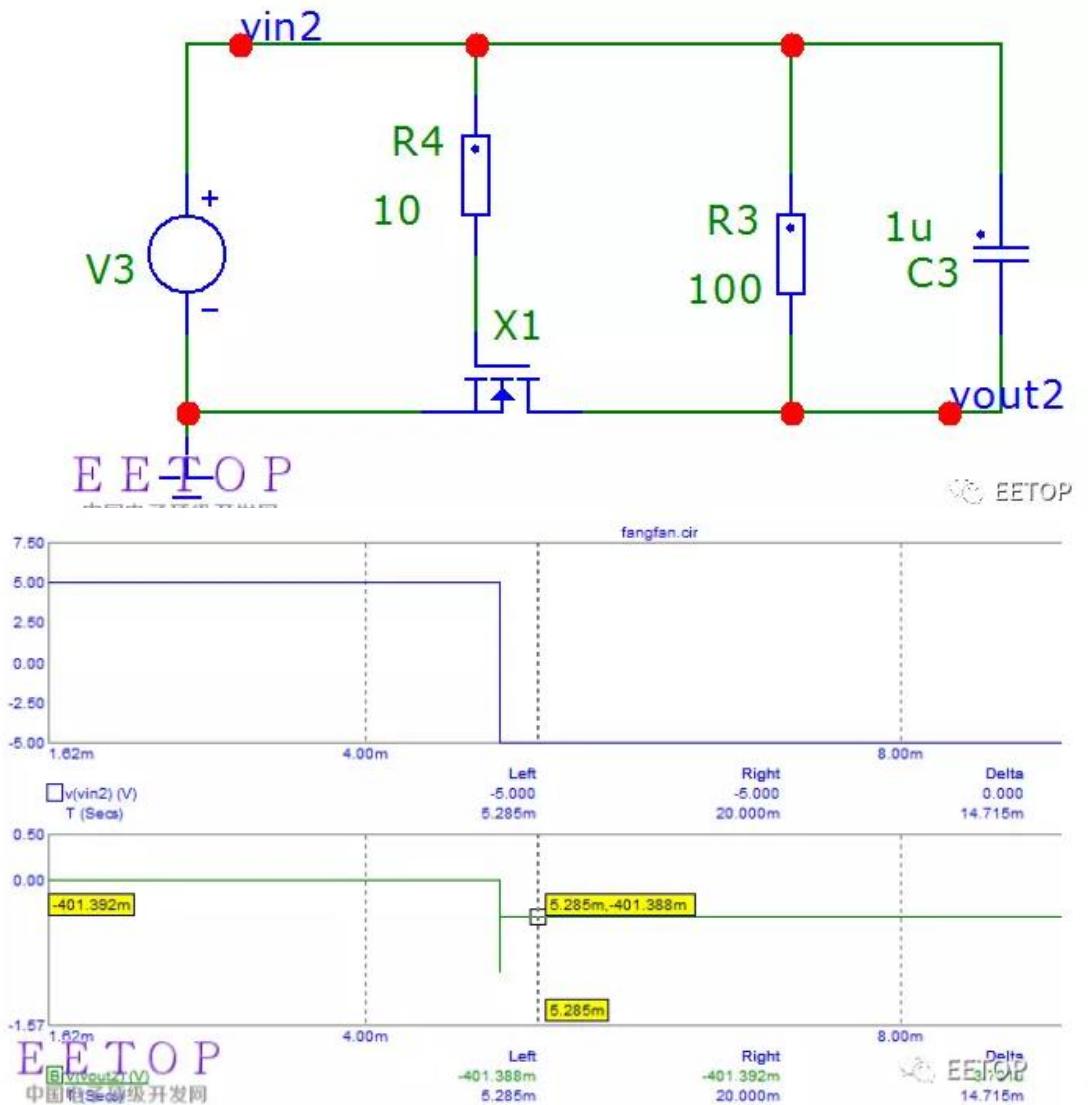
NMOS的寄生结构：



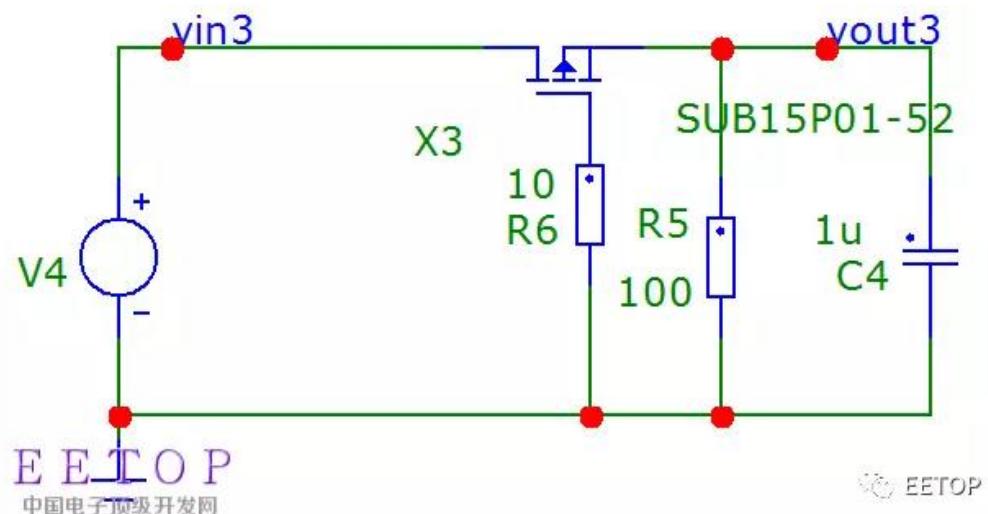
所以工作过程是：上电时寄生二极管先导通，之后UGS大于开启电压，MOS管导通。

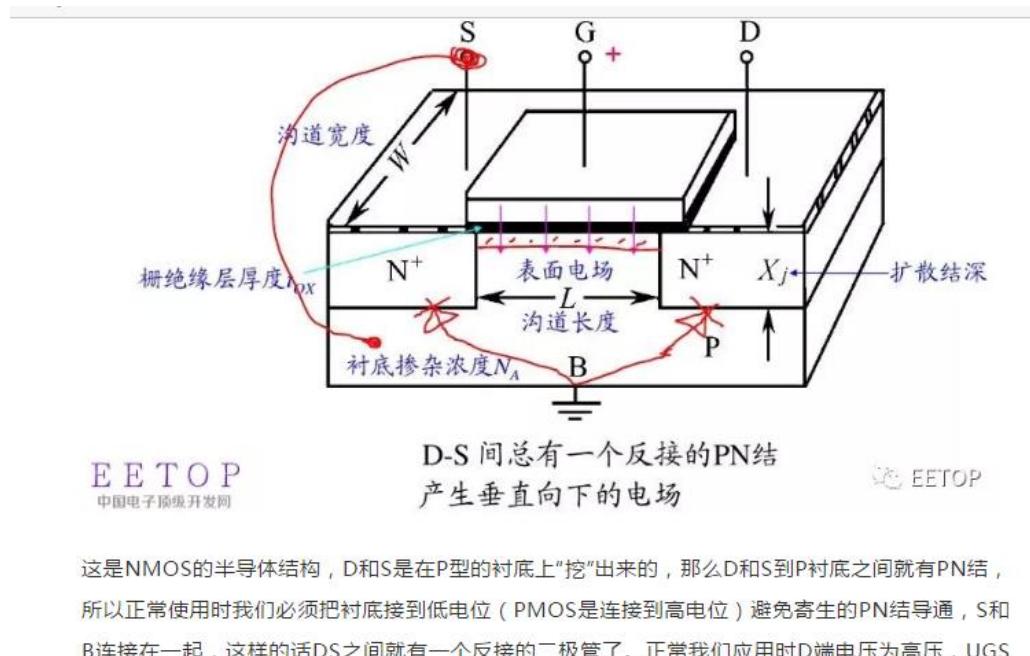
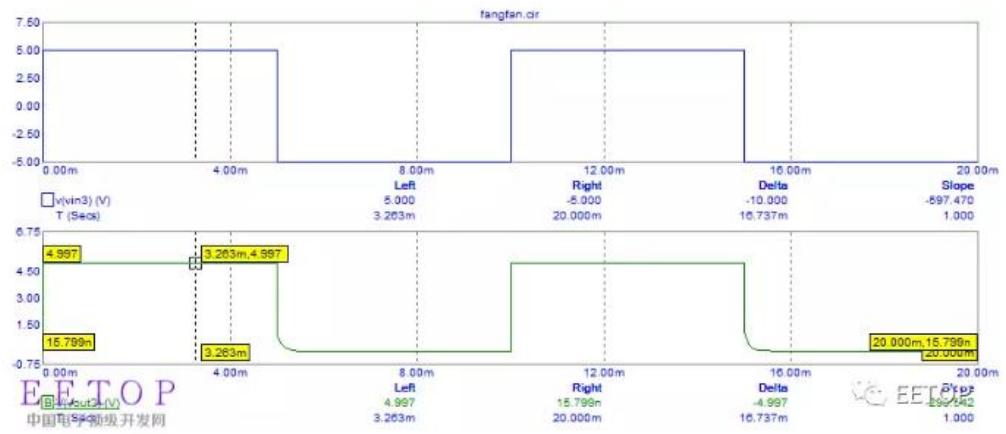


如果按照正常用法，我们看到寄生二极管在反接时导通了，没起到保护作用。



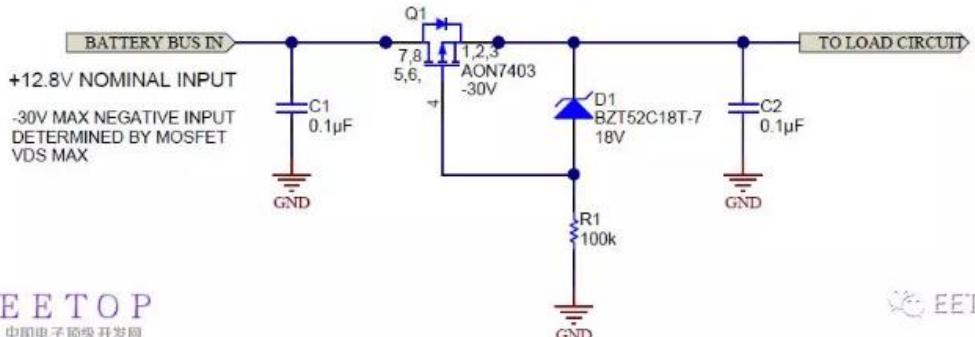
同理PMOS：





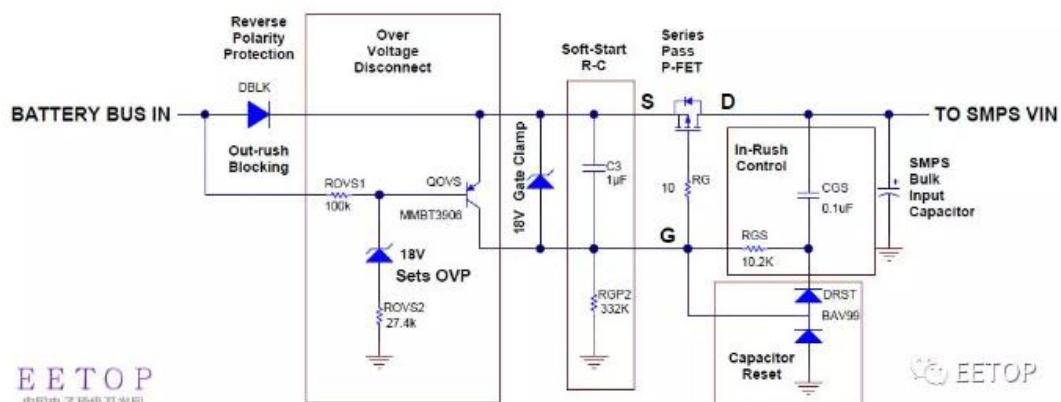
这是NMOS的半导体结构，D和S是在P型的衬底上“挖”出来的，那么D和S到P衬底之间就有PN结，所以正常使用时我们必须把衬底接到低电位（PMOS是连接到高电位）避免寄生的PN结导通，S和B连接在一起，这样的话DS之间就有一个反接的二极管了。正常我们应用时D端电压为高压，UGS大于VTH导通，而保护电路里反接时寄生的MOS管起到了开启的作用，反正只要有合适的电压带来电场形成反型层沟道，MOS管就能通流工作。一般NMOS的导通电阻比PMOS小，所以用NMOS的较多。

实际应用时有很多变形方案，如添加稳压管保护MOS管栅极。



E E T O P
中国电子顶级开发网

EETOP



防反接电路参数计算

防反接保护电路

1、通常情况下直流电源输入防反接保护电路是利用二极管的单向导电性来实现防反接保护。如下图1示：

这种接法简单可靠，但当输入大电流的情况下功耗影响是非常大的。以输入电流额定值达到2A,如选用Onsemi的快速恢复二极管 MUR3020PT，额定管压降为0.7V，那么功耗至少也要达到： $P_d = 2A \times 0.7V = 1.4W$ ，这样效率低，发热量大，要加散热器。

2,另外还可以用二极管桥对输入做整流，这样电路就永远有正确的极性(图2)。这些方案的缺点是，二极管上的压降会消耗能量。输入电流为2A时，图1中的电路功耗为1.4W，图2中电路的功耗为2.8W。

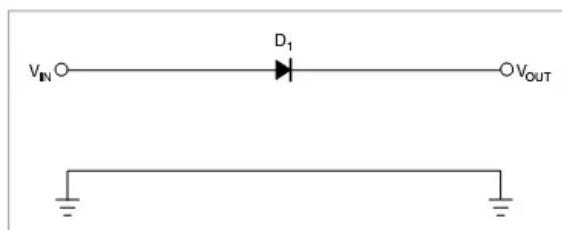


图1、一只串联二极管保护系统不受反向极性影响，二极管有0.7V的压降

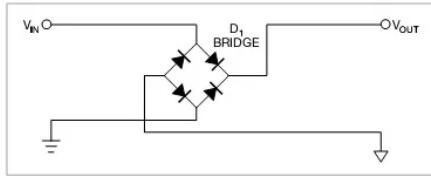


图2 是一个桥式整流器，不论什么极性都可以正常工作，但是有两个二极管导通，功耗是图1的两倍

MOS 管型防反接保护电路

利用了 MOS 管的开关特性，控制电路的导通和断开来设计防反接保护电路，由于功率 MOS 管的内阻很小，现在 MOSFET $R_{ds(on)}$ 已经能够做到毫欧级，解决了现有采用二极管电源防反接方案存在的压降和功耗过大的问题

极性反接保护将保护用场效应管与被保护电路串联连接。保护用场效应管为 PMOS 场效应管或 NMOS 场效应管。若为 PMOS，其栅极和源极分别连接被保护电路的接地端和电源端，其漏极连接被保护电路中 PMOS 元件的衬底。若是 NMOS，其栅极和源极分别连接被保护电路的电源端和接地端，其漏极连接被保护电路中 NMOS 元件的衬底。一旦被保护电路的电源极性反接，保护用场效应管会形成断路，防止电流烧毁电路中的场效应管元件，保护整体电路。

具体 N 沟道 MOS 管防反接保护电路如图 3 示

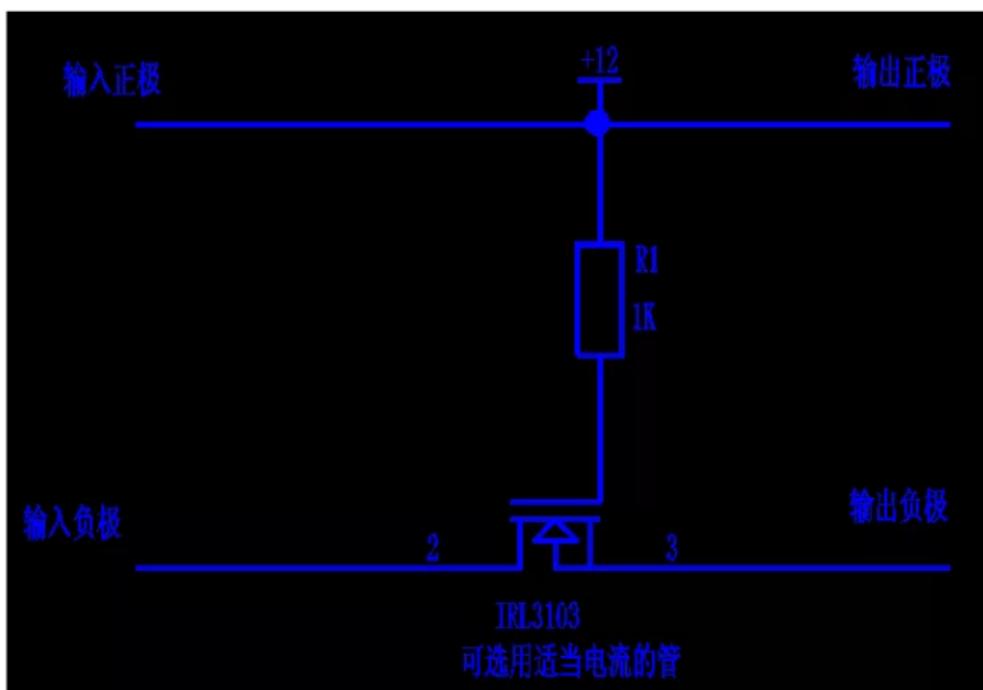


图3. NMOS管型防反接保护电路

N 沟道 MOS 管通过 S 管脚和 D 管脚串接于电源和负载之间，电阻 R1 为 MOS 管提供电压偏置，利用 MOS 管的开关特性控制电路的导通和断开，从而防止电源反接给负载带来损坏。正接时候，R1 提供 V_{GS} 电压，MOS 饱和导通。反接的时候 MOS 不能导通，所以起到防反接作用。功率 MOS 管的 $R_{ds(on)}$ 只有 $20m\Omega$ 实际损耗很小，2A 的电流，功耗为 $(2 \times 2) \times 0.02 = 0.08W$ 根本不用外加散热片。解决了现有采用二极管电源防反接方案存在的压降和功耗过大的问题。

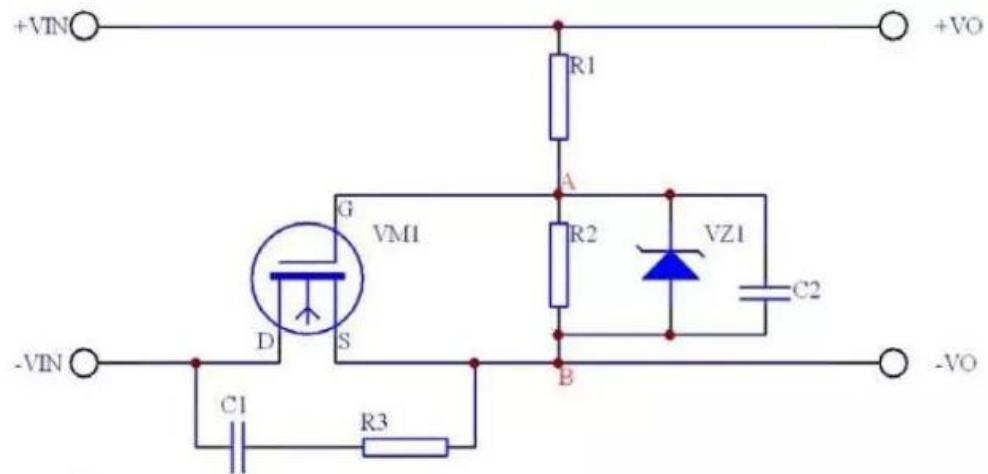
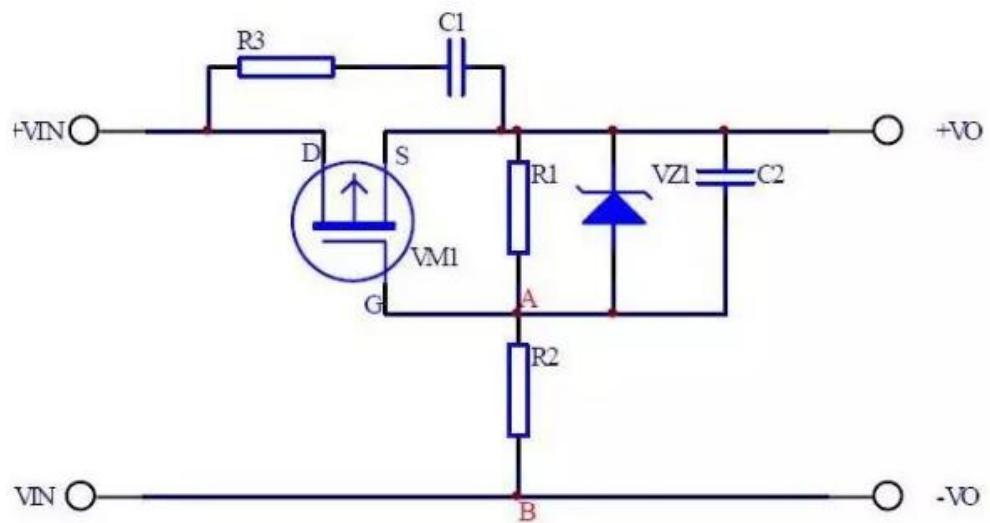
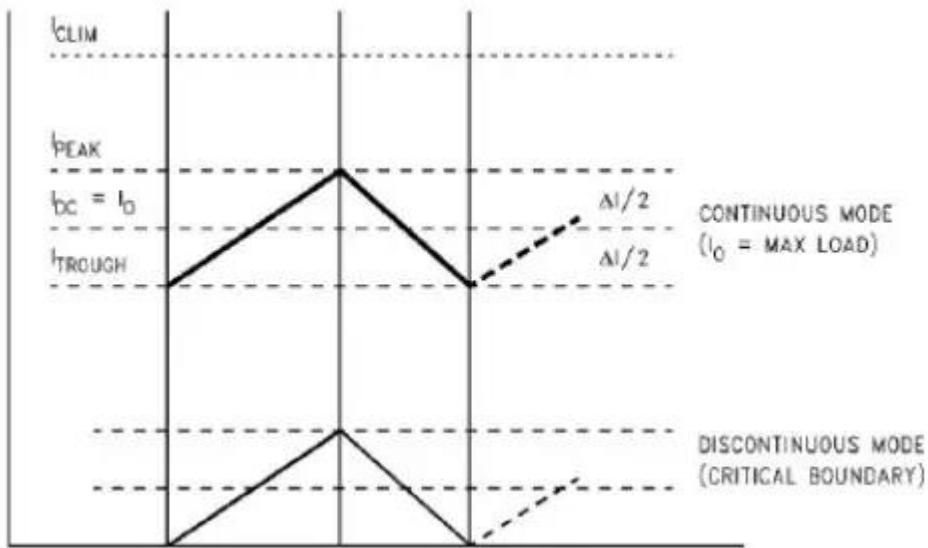


图 4 使用 N 型功率 MOS 管的输入防反接电路原理图

关键器件： VM1 N 沟道 MOS 管



电源 buck 降压电路和 boost 升压电路电感其余参数选择



从图中可以看到，电感的电流波形等价于在直流 $I(DC)$ 上叠加一个 $I(P-P)$ 值为 ΔI 的交流。因而， $I(DC)$ 成为输出电流 $I(O)$ ，主要消耗在负载上；交流 ΔI 则消耗在负载电容的 ESR (Equation Serial Resistance) 上，成为输出纹波 $V(ripple)$ 。

$$V_{\text{ripple}} = I_{\text{ripple}} \times (R_{\text{ESR}} + \frac{1}{2\pi f_{\text{sw}} C})$$

V_{ripple} : 输出电压纹波大小

I_{ripple} : 电感流过的电流纹波

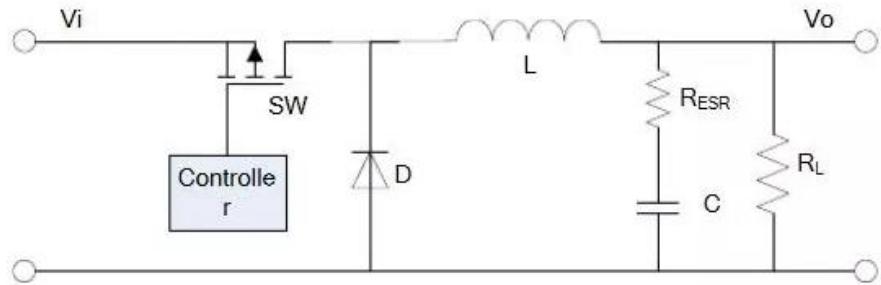
R_{ESR} : 输出电容的 ESR , 就是电感后面的最后一个大电容

f_{sw} : 电源开关频率

C : 输出电容值

$$r = \frac{I_{\text{ripple}}}{I_o} \quad (I_o \text{ (输出到辅助的直流电流)})$$

r 也叫电流纹波比(r 这个值上面来的, 请看我电子电路模块化设计 2), 是纹波电流与额定输出电流之比。对于一个给定 Buck 型开关电源, 此值一般为常量。电感值越大, 纹波电流就越小, 因此 r 就越小。但这往往导致需要一个很大的电感才能办到, 所以绝大部分的 Buck 型开关电源选择 r 值在 0.25~0.5 之间。



电感 L 最小值选取

$$L_{min} = \frac{V_o(1 - \frac{V_o}{V_i})}{f_{sw} r I_o}$$

Buck 电路

$$L_{min} = \frac{V_i(1 - \frac{V_i}{V_o})}{f_{sw} r I_o}$$

Boost 电路

r : 电流纹波率

f_{sw} : 开关频率

V_i : 输入电压

V_o : 输出电压

I_o : 输出电流

L_{min}电感最小取值

以 PM6658 的 Buck 电源 MSMC 为例

V_i = 3.8V

V_o = 1.2V

r 自己取值0.3

f_{sw} = 1.6Mhz

I_o = 500mA

L_{min}电感最小取值为多少？

$$L_{min} = \frac{V_o(1 - \frac{V_o}{V_i})}{f_{sw} r I_o} = \frac{1.2(1 - \frac{1.2}{3.8})}{1600000 \times 0.3 \times 0.5} = 3.4\mu H$$

实际电感误差在20%，我们就要让 L_{min} X 1.2 = 4.08uH 取市面标准电感4.7uH

除了上面讲的感值和容差 (Tolerance) 外，电感还有以下参数

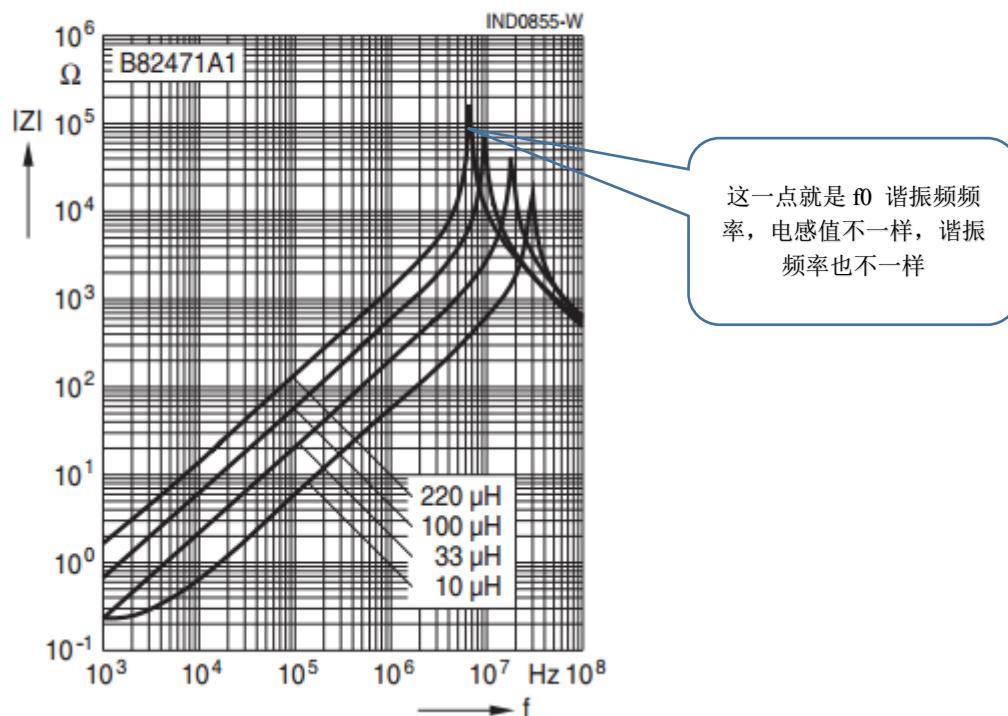
Self-resonant frequency(自谐振频率 f_0)

经验值：电感的自激频率 f_0 最好选择大于 10 倍开关频率 f_{sw} 。

Impedance $|Z|$ versus frequency f

measured with impedance analyzer

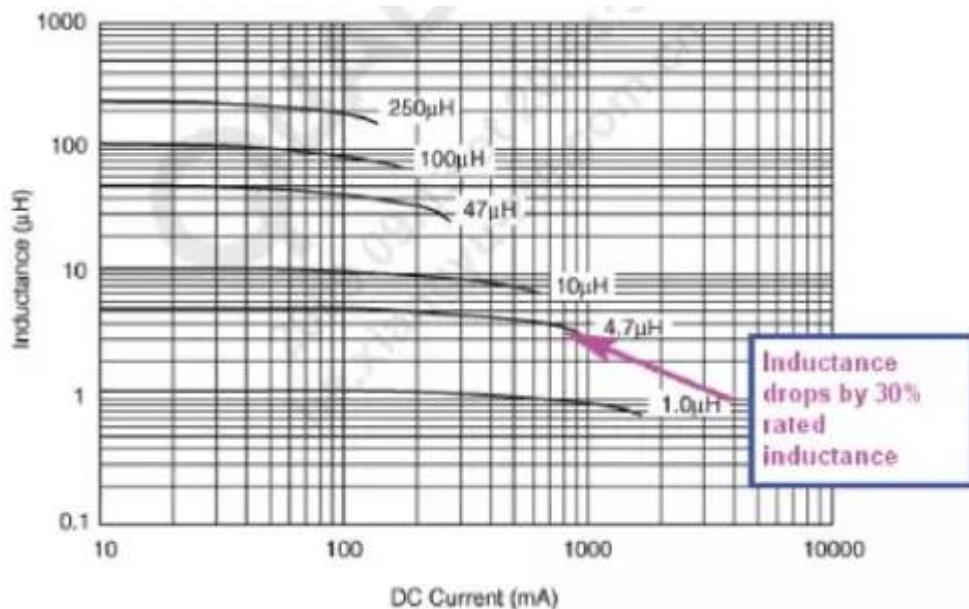
Agilent 4294A, typical values at +20 °C



饱和电流 $I(SAT)$

电感的饱和电流 $I(SAT)$ 指其感值下降了标称值的 10%~30% 所能通过的最大电流

4.7 μ H 电感下降为 3.3 μ H 时的电流约为 900mA，因此其 $I(SAT)$ (30%) 是 900mA



证明了我们可以允许电感输出电流(也就是电源输出电流)可以超过 ISAT 电流一点点, 因为输出到 900mA, 电感值变成 3.4uH 了, 这个 3.4uH 在我们电感 Lmin 最小值范围内。但是最多到 900mA, 如果输出超过 900mA 就不可以使用这个 ISAT 范围的电感了

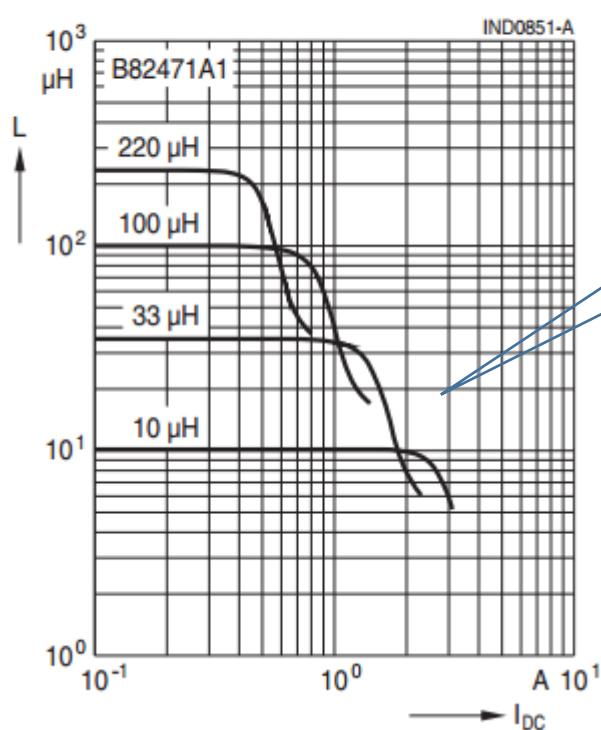
Characteristics and ordering codes

L_R μH	Tolerance	f_L MHz	I_R A	I_{sat} A	R_{max} Ω	Ordering code
10	$\pm 20\% \triangle M$	0.1	1.44	1.80	0.10	B82471A1103M000
15		0.1	1.30	1.45	0.14	B82471A1153M000
22		0.1	1.11	1.20	0.18	B82471A1223M000
33		0.1	0.88	1.00	0.23	B82471A1333M000
47		0.1	0.72	0.85	0.37	B82471A1473M000
68	$\pm 10\% \triangle K$	0.1	0.61	0.70	0.46	B82471A1683K000
100		0.1	0.52	0.60	0.70	B82471A1104K000
150		0.1	0.40	0.48	1.10	B82471A1154K000
220		0.1	0.35	0.38	1.57	B82471A1224K000

TDK 也给出 I_{sat} 的零界值, 也就是电感值一点都不变化的 I_{sat} 最大电流, 我们也可以让电感值不下降到 3.3uH, 选择 I_{sta} 电流满足电源最大输出电流的指标就是, 这时电感还是 4.7uH

Inductance L versus DC load current I_{DC}

measured with LCR meter Agilent 4284A,
typical values at +20 °C



TDK 这个型号的电感图表, 也说明了 ISAT 电流导致电感量下降的问题

$I_{(RMS)}$: 电感的均方根电流 $I_{(RMS)}$ 指电感温度由室温 25°C 上升至 65°C 时能通过的均方根电流

$I_{(SAT)}$ 和 $I_{(RMS)}$ 的大小取决于电感磁饱和与温度上升至 65°C 的先后顺序。

当标称输出电流大于 $I_{(SAT)}$ 时，电感饱和，感值下降，纹波电流、纹波电压增大，效率降低。因此，电感的 $I_{(SAT)}$ 和 $I_{(RMS)}$ 中的最小值应高于开关电源额定输出电流的 1.3 倍以上

直流电阻 $R_{(DCR)}$

尽可能选择 DCR 小的电感

电感类型选取

下面会围绕：大电感和小电感、绕线电感和叠层电感、磁屏蔽电感和非屏蔽电感进行对比说明

小容量电感：

较低的 DCR，因此在重载（输出电流大）时会有更高的效率和较少的发热

更大的饱和电流；

更快的负载瞬态响应速度；

大容量电感：

大容量的电感具有较低的纹波电流和纹波电压

较低的 AC 和传导损失，在轻载时有较高的效率

Taiyo Yuden 三种 2518 封装不同容量大小的电感负载电流跟效率的关系曲线

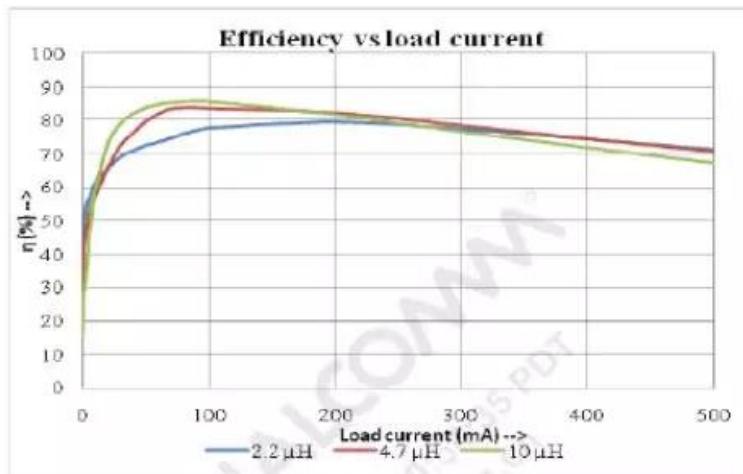


Figure 6 Efficiency for different inductors, same package size

图 4-1-1 效率 vs. 负载电流

绕线电感:

较大的物理尺寸，占用 PCB 空间比较大

ISTA 电流范围大

重负载(输出电流大时)纹波电流小，导致纹波电压也小

叠层电感:

较小的物理尺寸

较低的 DCR，在重载时有更高的效率；

较低的 AC 损耗，在轻载时有更高的效率

叠层电感的 SATI 也较小，因此其在重载时会有较大的纹波电流，导致输出的纹波电压也相应增大。

Taiyo Yuden 的两种绕线电感与三星的两种叠层电感负载电流和效率的关系曲线

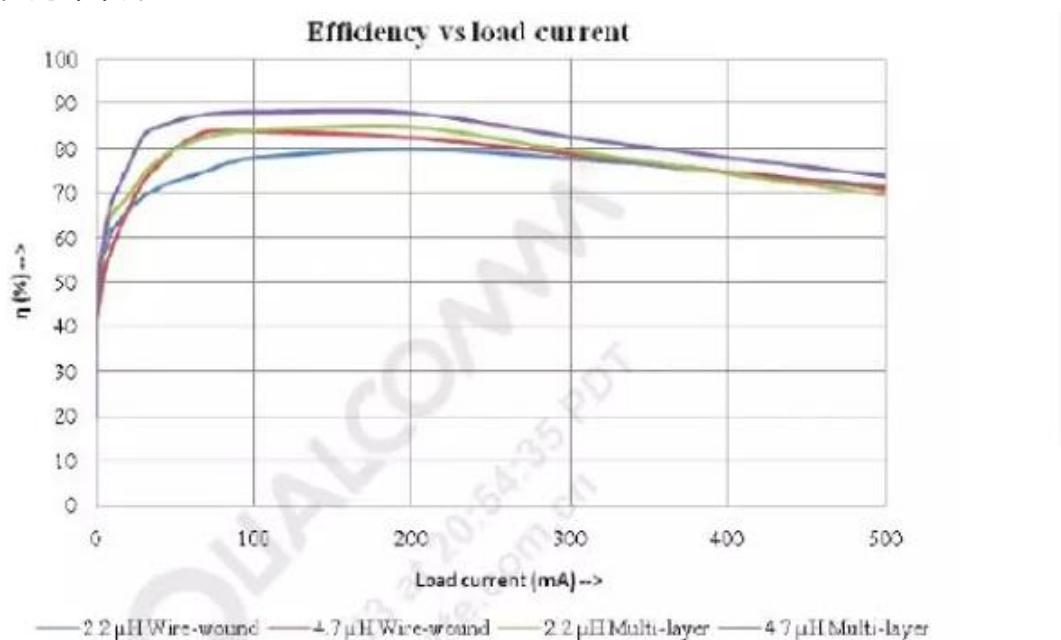


图 4-2-1 效率 vs. 负载电流

磁屏蔽电感和非屏蔽电感

非屏蔽电感会有较低的价格和较小的尺寸，但也会产生 EMI。磁屏蔽电感会有效屏蔽掉 EMI，因此更适合无线设备这样 EMI 敏感的应用，此外它还具有较低的 DCR。

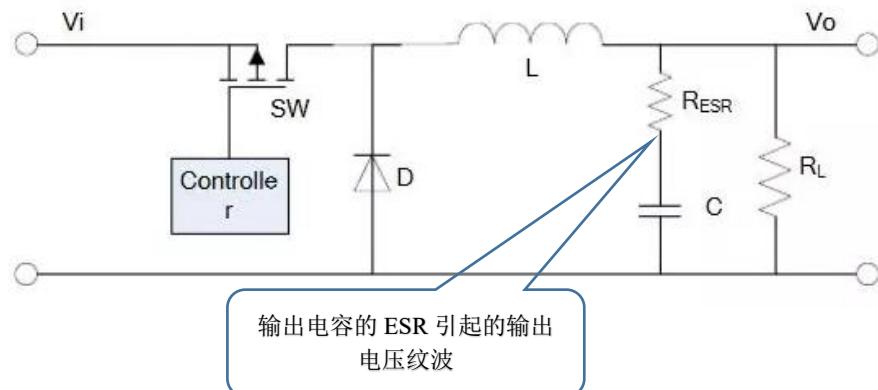
电感选取总结:

计算 L(min) 和推荐电感参数：f(o)、R(DC)、I(SAT)、I(RMS)；

依据物理尺寸要求和性价比，折中选择：大电感还是小电感，叠层电感还是绕线电感，磁屏蔽电感还是非屏蔽电感。

开关电源 buck 电路和 boost 电路电容的其余参数选择

除了输出电感的电流纹波引起输出电压纹波外, Buck 和 boost 输出大电容引起的纹波:



以Buck开关电源为例来计算一下：

电容的ESR引起的纹波计算公式

$$V_{\text{RIPPLE}(\text{ESR}, \text{p-p})} = \frac{V_{\text{OUT}}}{F_{\text{OSC}} \times L} \times \left(1 - \frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}}}\right) \times \text{ESR}$$

电容的ESL引起的纹波计算公式

$$V_{\text{RIPPLE}(\text{ESL}, \text{p-p})} = \frac{\text{ESL}}{L + \text{ESL}} \times V_{\text{IN}}$$

漏电流小, ESR 小, 一般都是认为要选择低 ESR 的系列, 不过也与负载有关, 负载越大, ESR 不变时纹波电流变大, 纹波电压也变大, 下面公式说明了电感纹波电流影响

$$dV * C = di * dt$$

dV 是电容纹波电压

di 是输出电感电流值

dt 持续时间

那要选择什么样的电解电容呢？

在输出端采用高频性能好、ESR 低的电容，高频下 ESR 阻抗低，允许滤波到地的纹波电流就大。

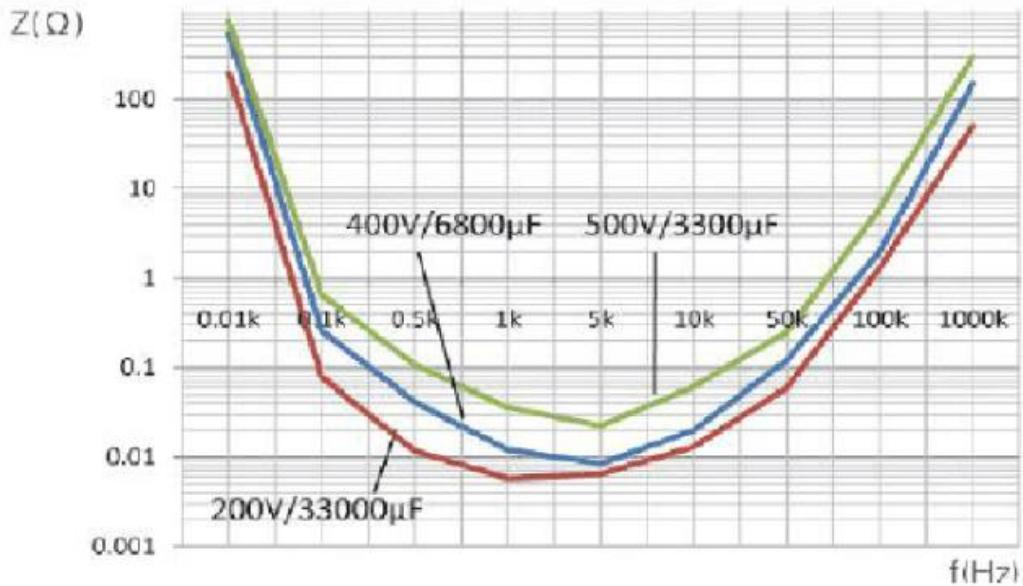


图 10 频率阻抗特性曲线 (测试温度 20°C)

比如这个型号的电容就只能用在开关频率 10Khz 以下的开关电源输出电容。

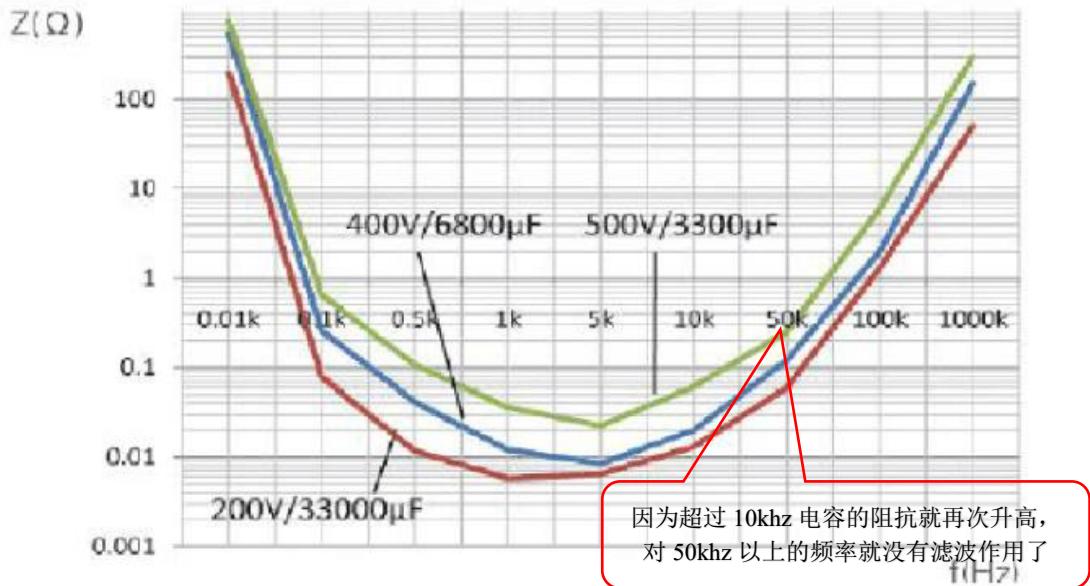
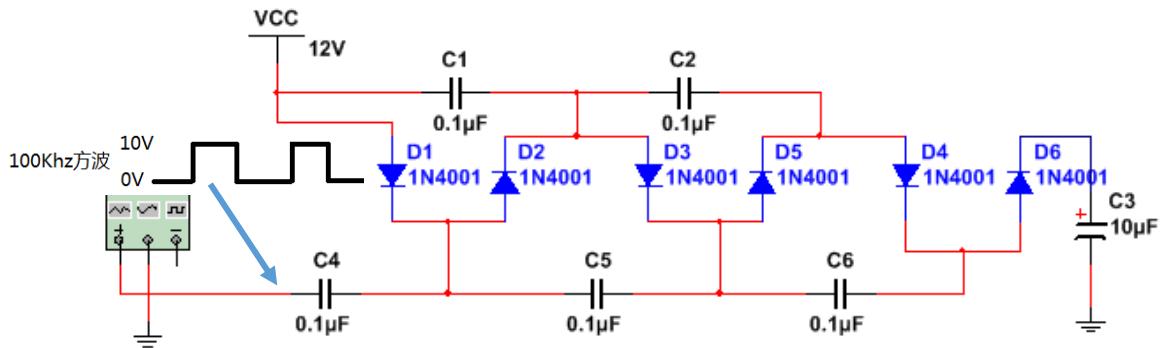


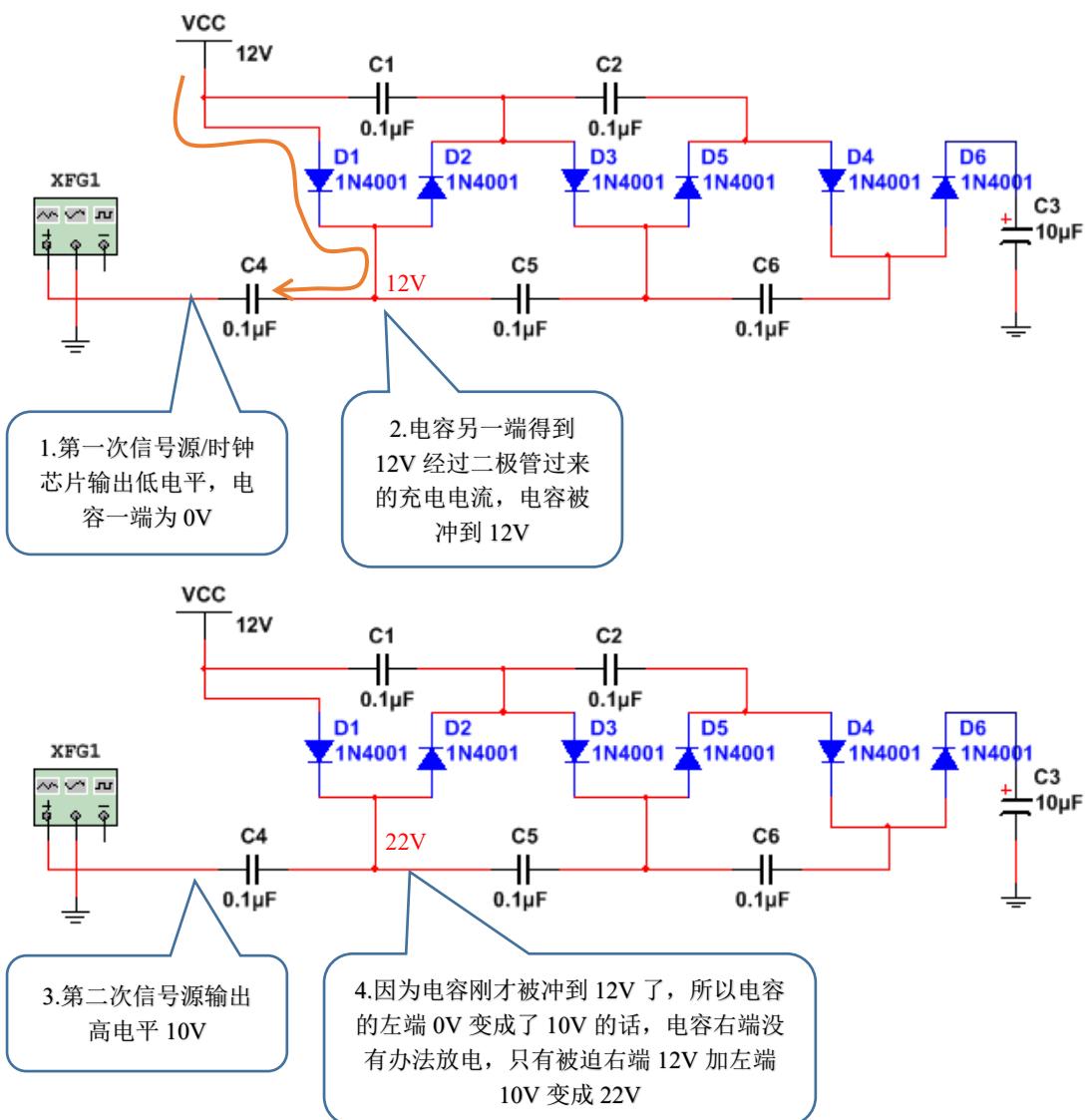
图 10 频率阻抗特性曲线 (测试温度 20°C)

如果开关电源工作在 100khz，即使你再怎么计算电容的容量来满足滤除纹波的要求，还是解决不了纹波的问题，因为这个图表表示铝电解电容在超过 10khz 以上就呈现电感特性了。电感是无法将突变信号的纹波滤波到地的，因为隔交通直的特性。所以选择电容类型也是很关键的。

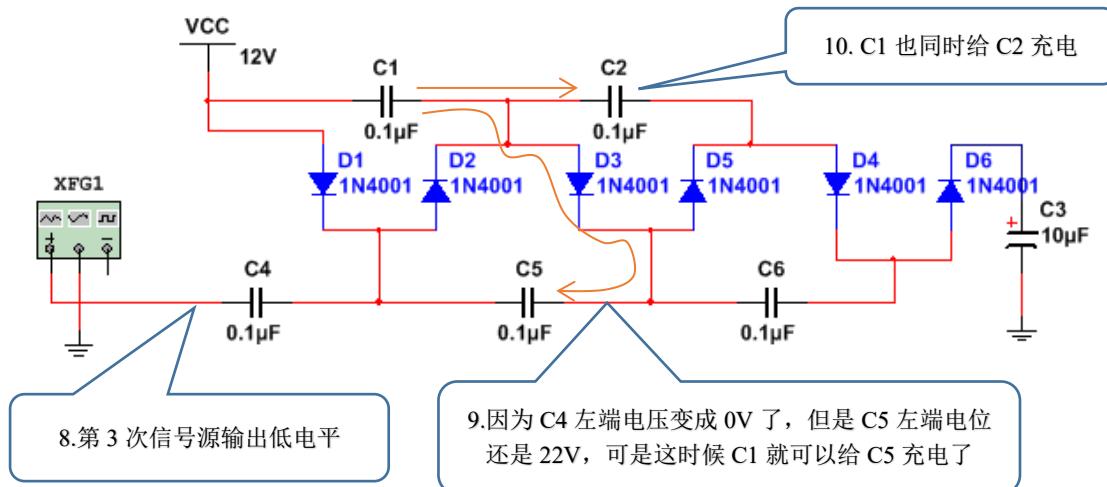
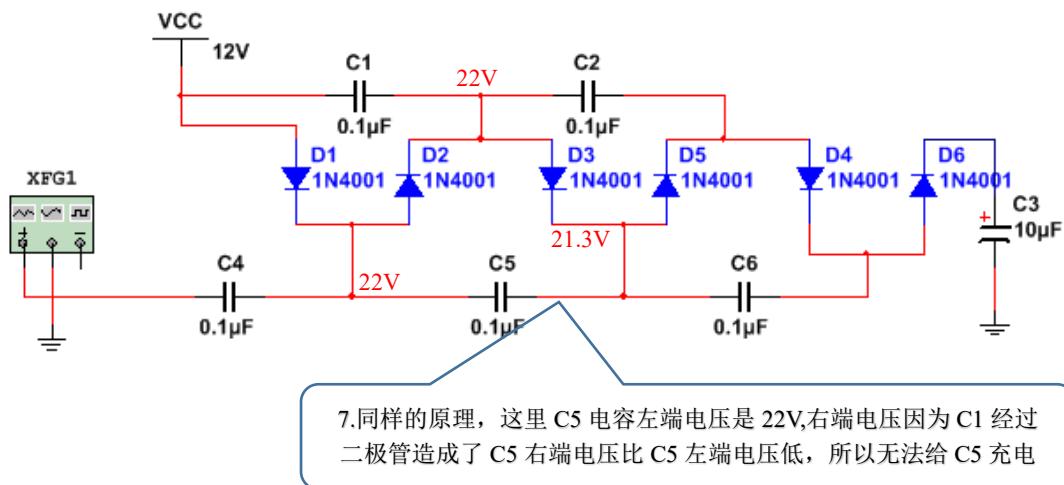
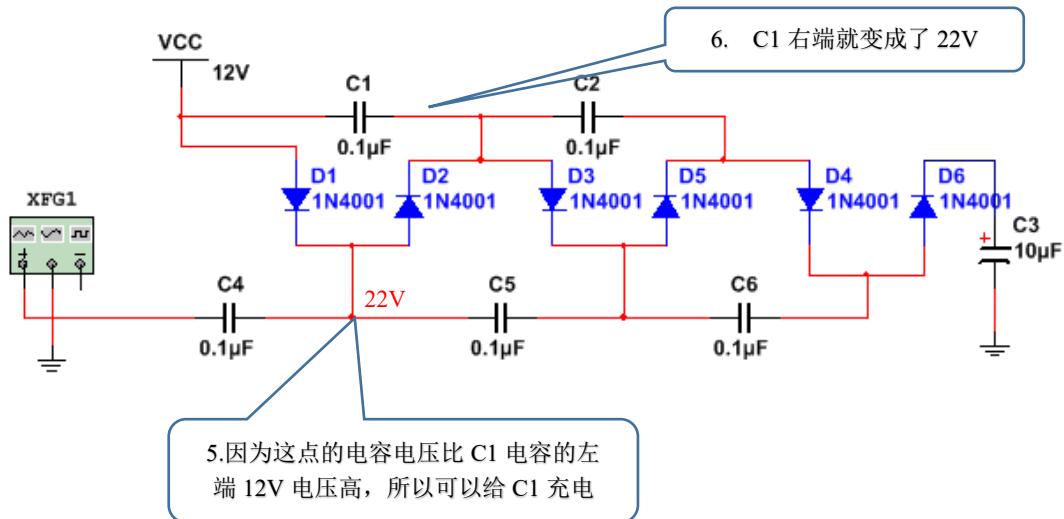
电容自举升压电路，纹波很小

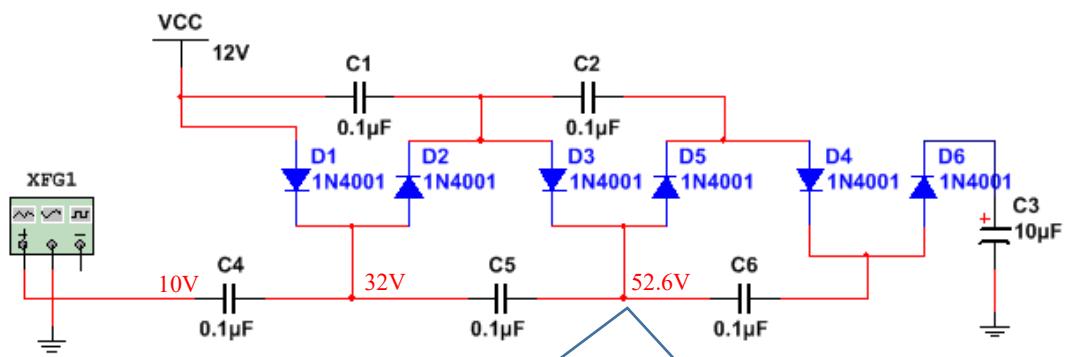
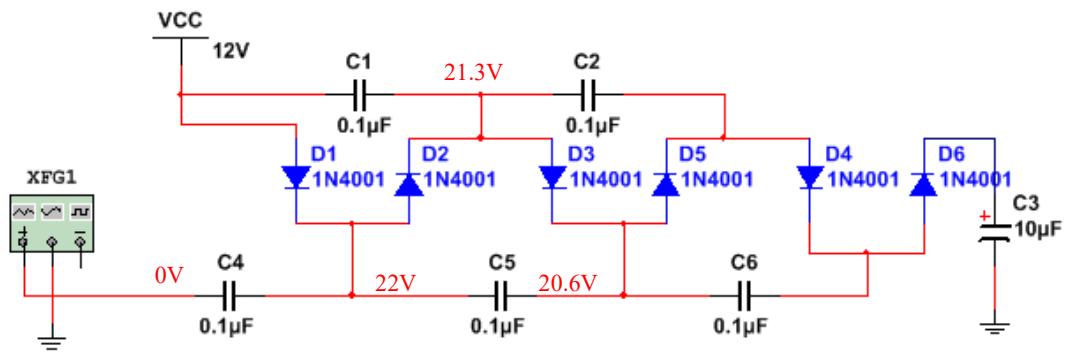


电路原理分析过程

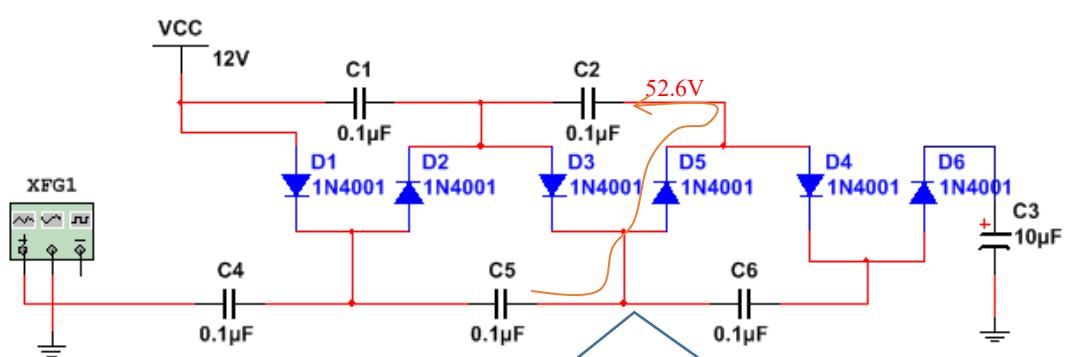


这个电容右端 12V 被左端 10V 抬起来成为 22V 的过程就叫电容自举升压



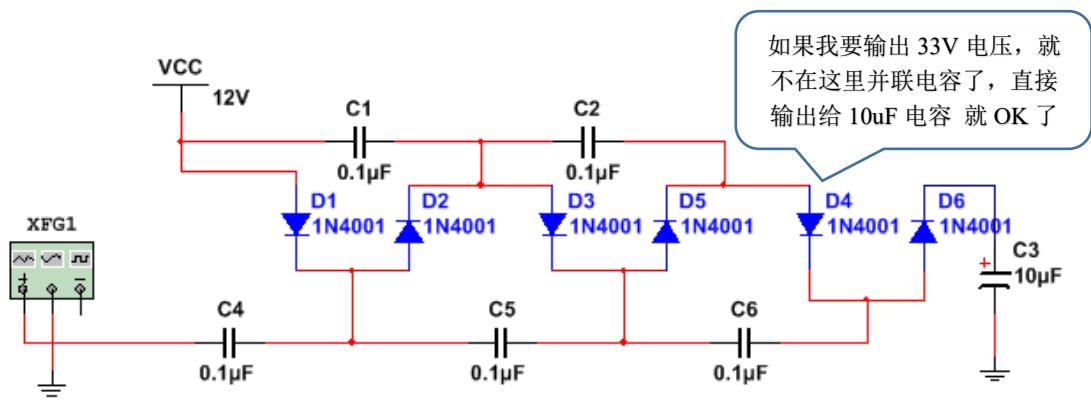


11. 第4次信号输出高电平，把C5的20.6V电压按照我前面讲的原理抬高了10V,因为有C4电压22V的叠加和C5原来的电压叠加20.6V, 所以这里C5现在的电压是52.6V



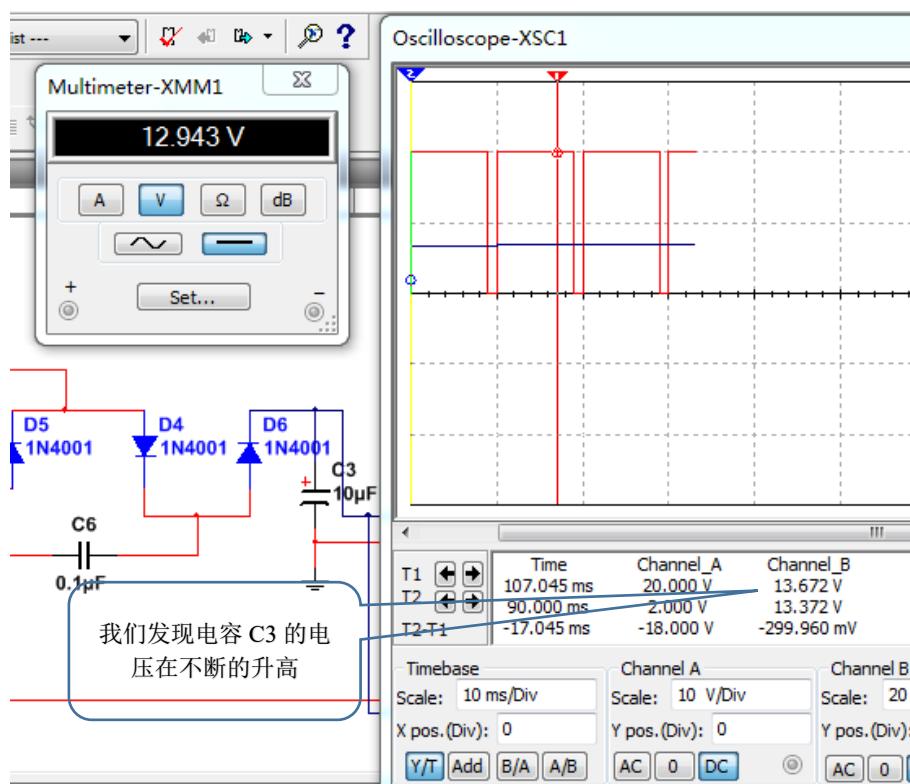
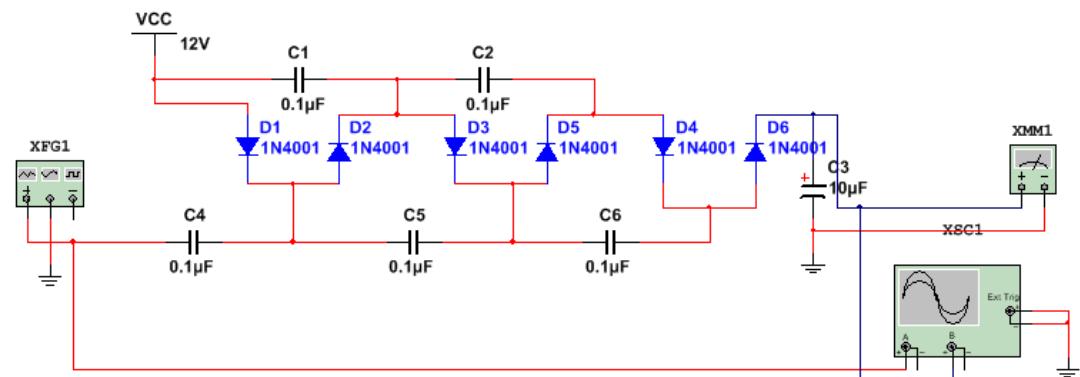
12. 因为C5右端电压比C2左端电压高, 所以C5可以给C2充电, C2也就变成了52.6V

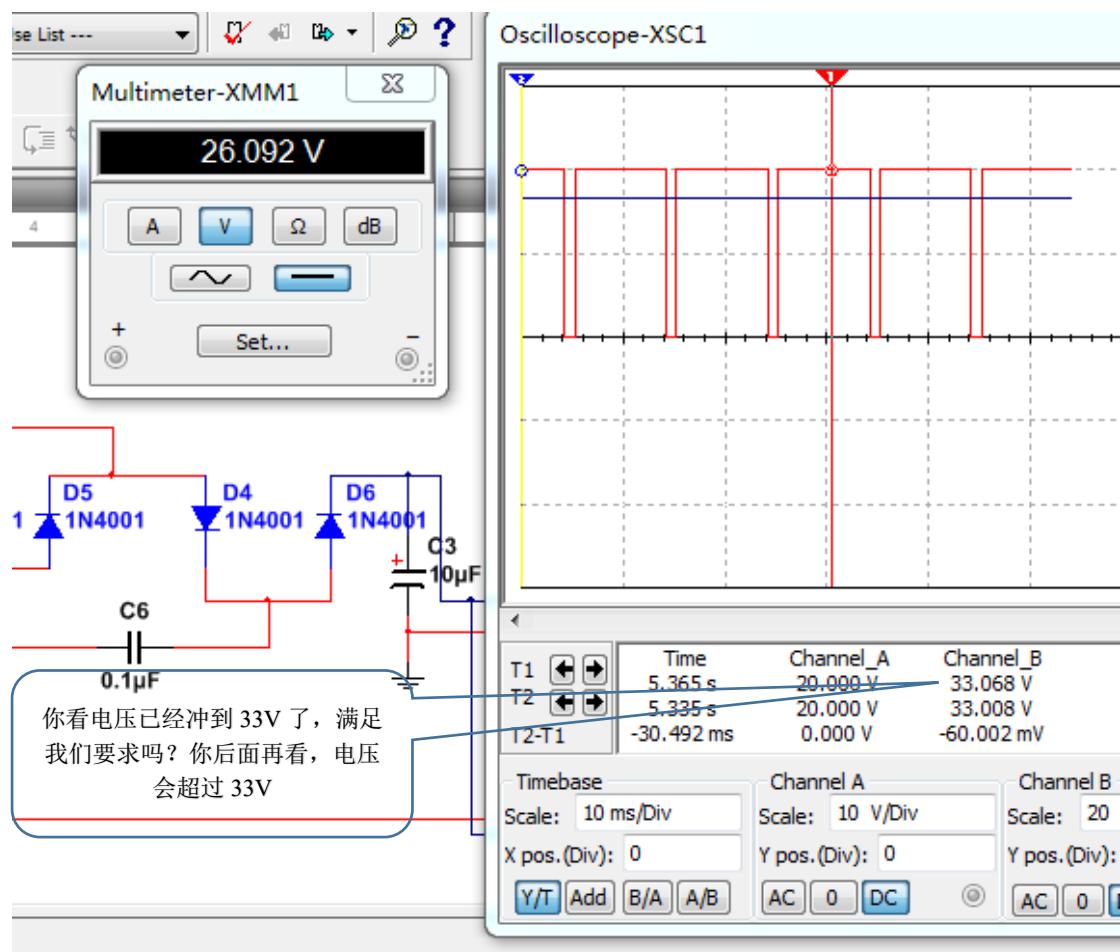
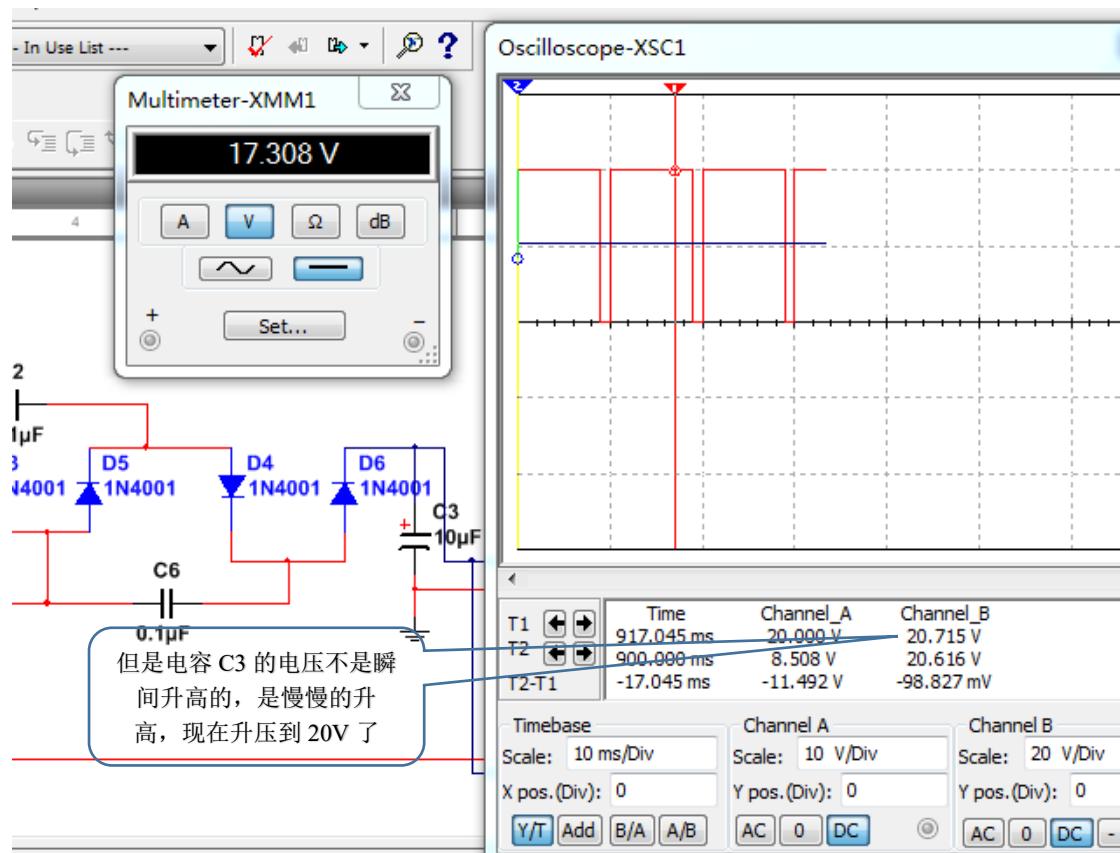
分析方法就是这样不停的循环

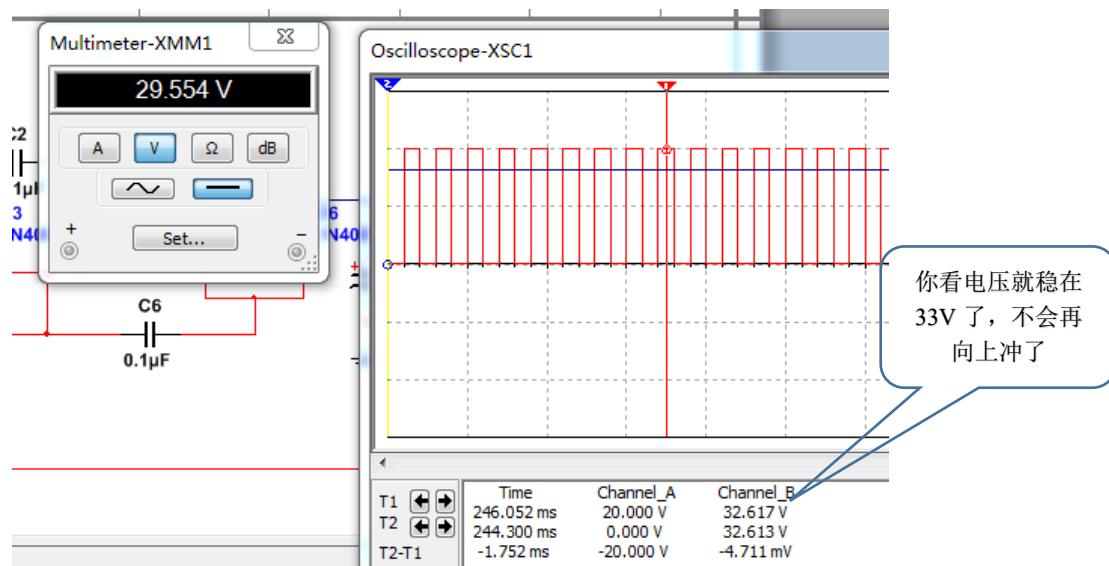
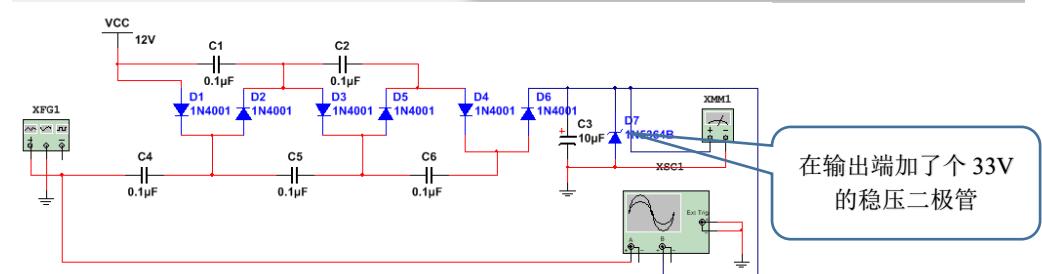
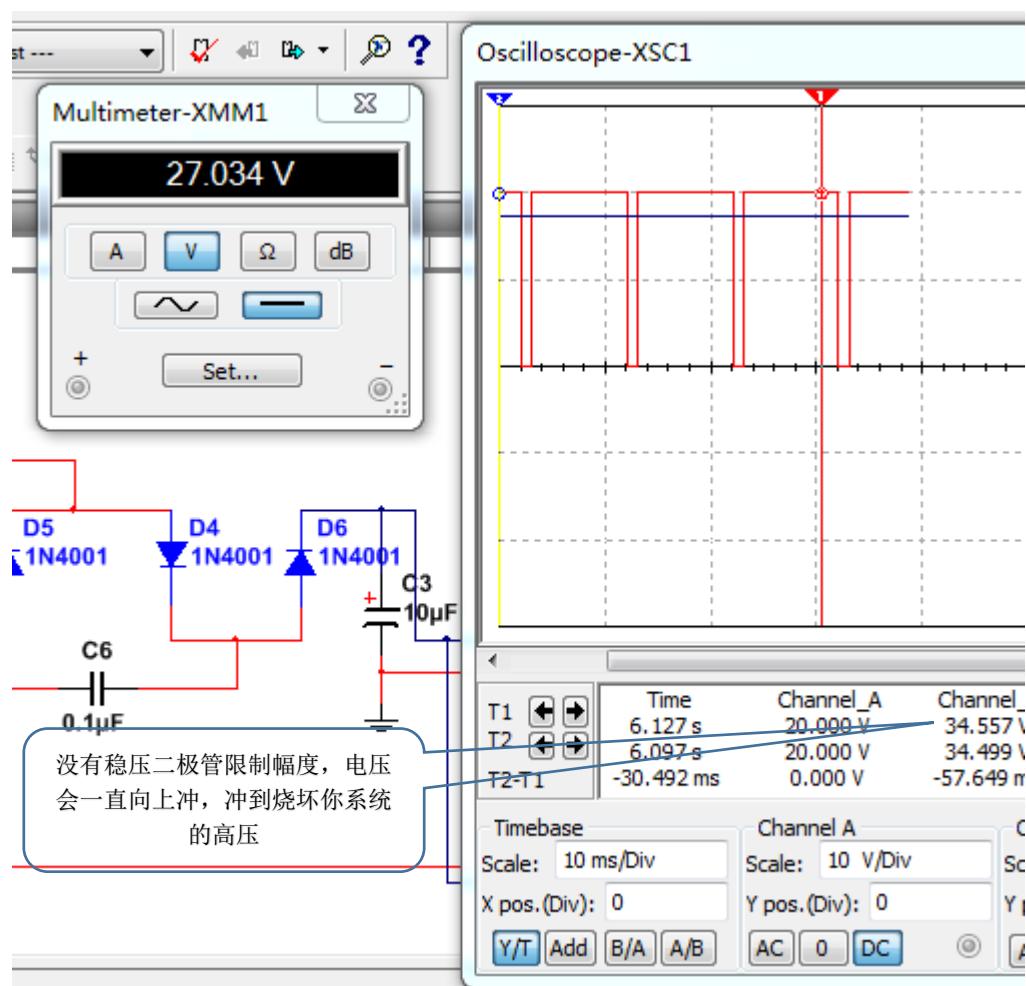


如果你还要输出更高的电压，你就按照前面的方法循环分析加几级电容和二极管就是了。

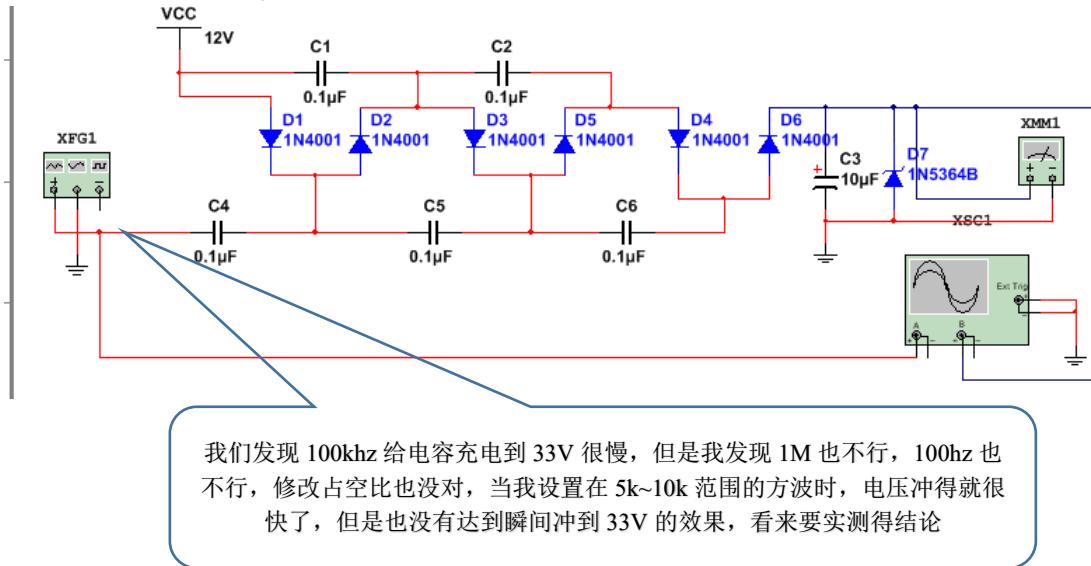
下面对电容自举电路进行仿真





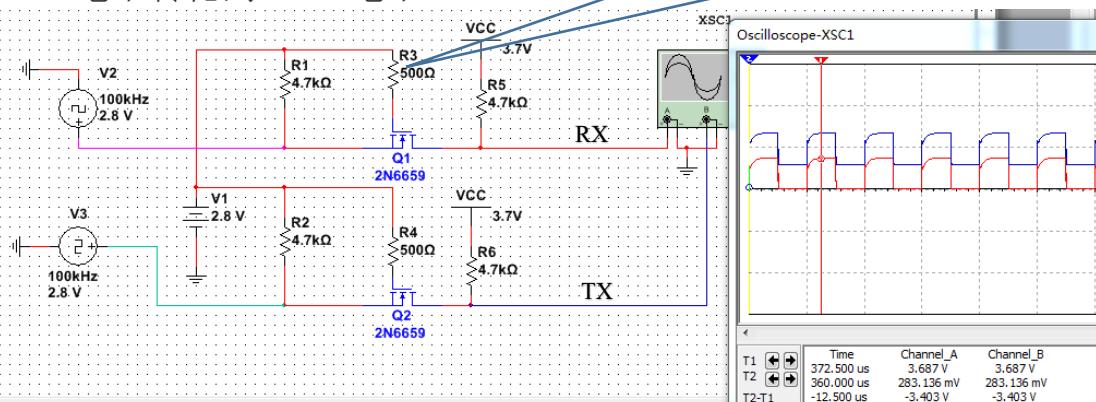


至于这个稳压管前面加不加限流电阻，没经过测试不知道，这种自举电路输出电流大不大也不太清楚，实测再说。



电平转换电路设计

串口通信使用的电平转换电路
2.8V 电平转化到 3.7V 电平



这就完成了 2.8V 转 3.3V 的串口电路

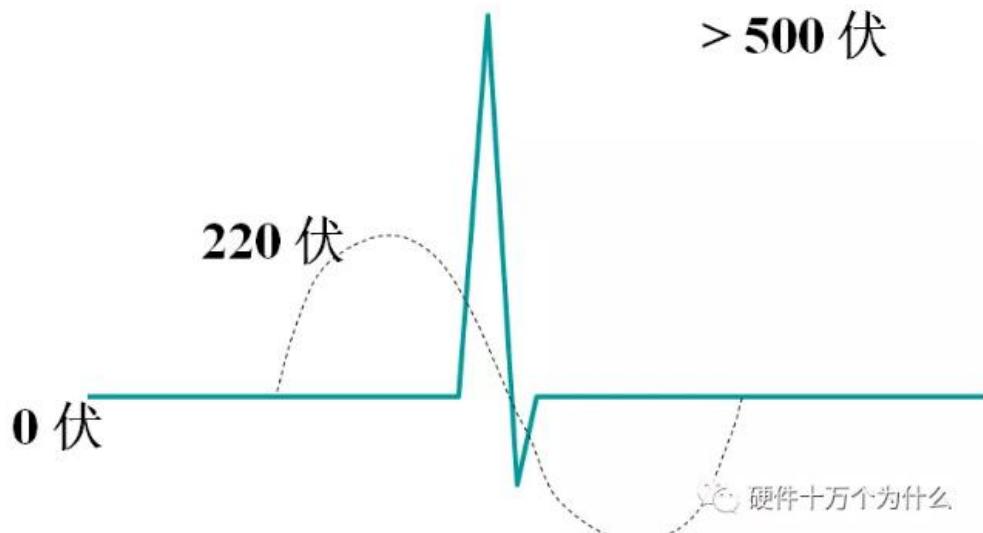
NMOS 管的导通电阻一定小，越小转换的低电平的水平就越低，越符合设计需求

浪涌电流

浪涌电流产生的原因在纳秒级，浪涌出现时电流电压幅度超过两倍的正常电压电流
所以在系统中设计电源的时候，要考虑整流器件，电源开关，EMI 滤波器，保险丝是否能承受浪涌电流大小的电流

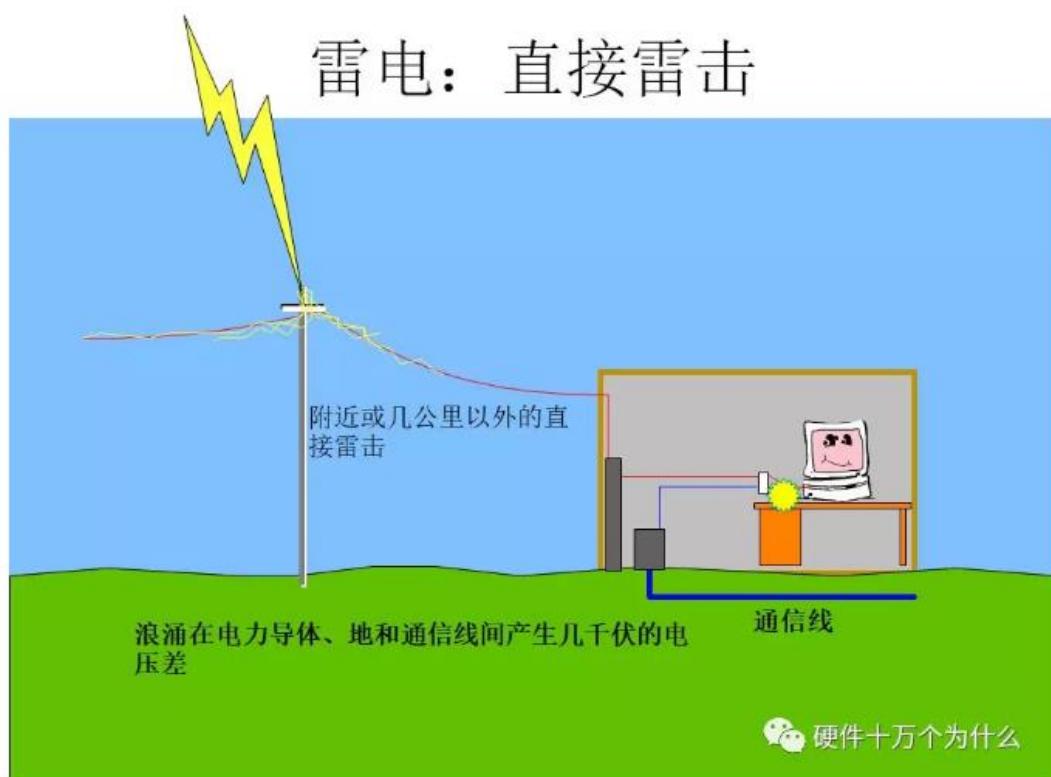


浪涌出现时的电压和电流值超过正常值两倍以上。



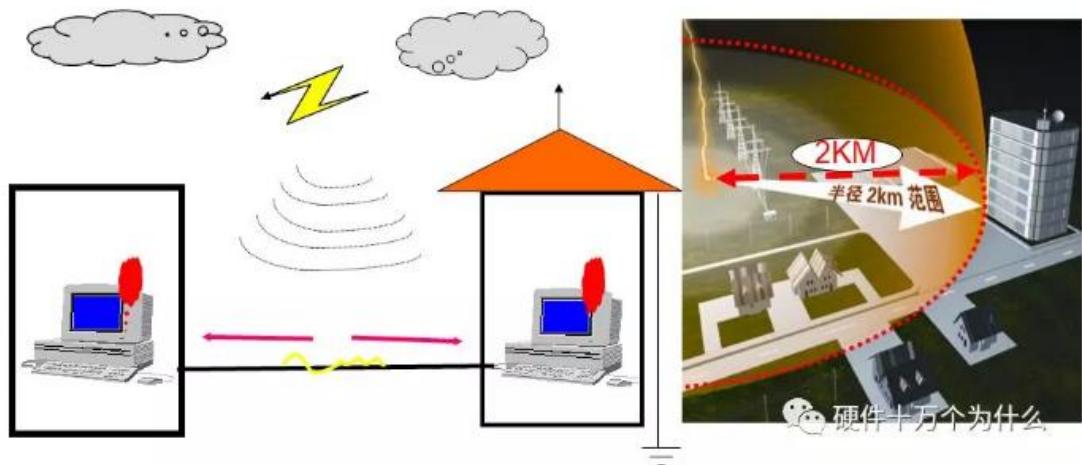
浪涌来源有两个地方

1.雷击

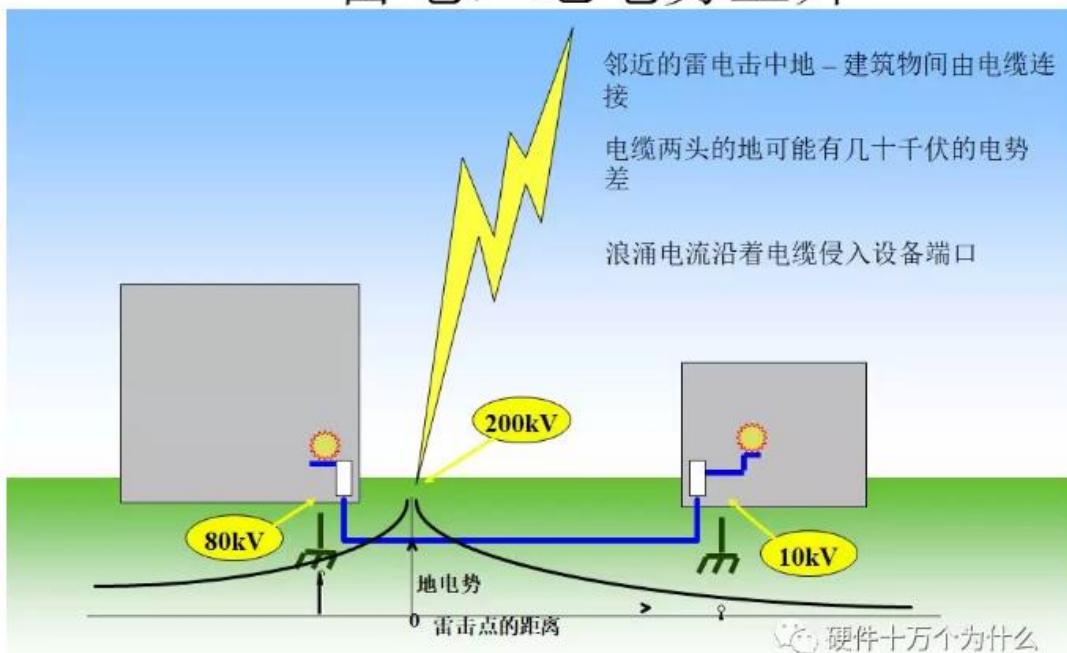


雷电电磁辐射；雷击点强大的磁场向四周辐射

雷击即便没有直接击中建筑物，也会对建筑物内的微电子设备造成损坏，因为只要雷击中心点发生在距建筑物半径 2 Km 范围内，在此范围内的空间里就会产生极强的电磁场，所有从这个电磁场中穿越的供电线路，网络和信号线路等，都会因电磁感应而在线路上产生一个浪涌电压，并沿着线路进入大楼内的设备输入端口，从而将电子设备摧毁

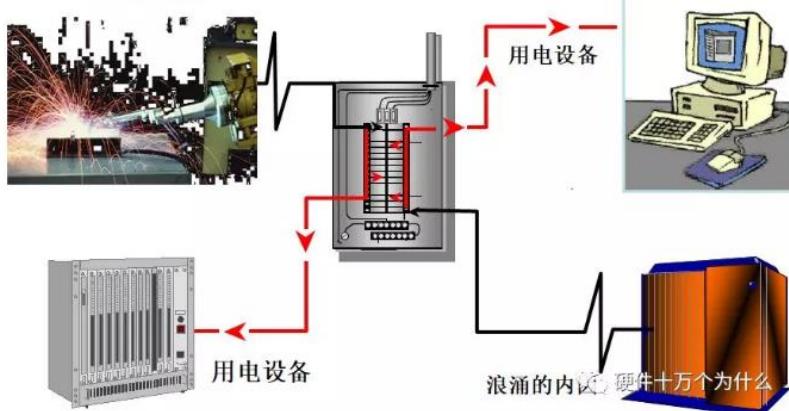


雷电：地电势上升



2. 电网内部浪涌

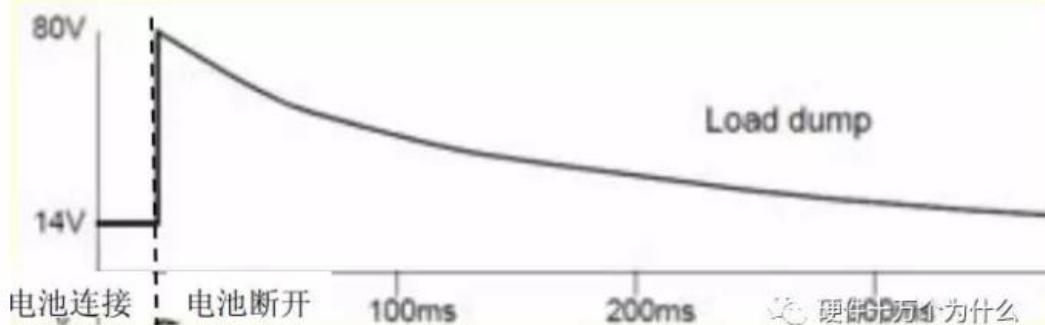
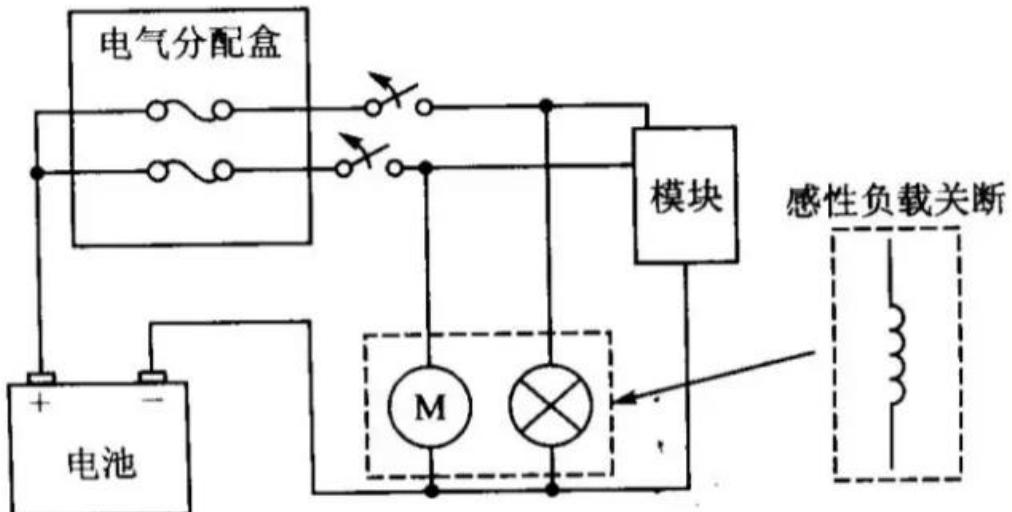
浪涌的内因



因为你的设备是串联在电网电源线上的，国家电网出来的电源线串联了又不止你一个设备，上面串联了很多大功率设备，所以你家有时候开电视瞬间导致灯泡闪烁，或者灯泡损坏就是这个浪涌造成的。

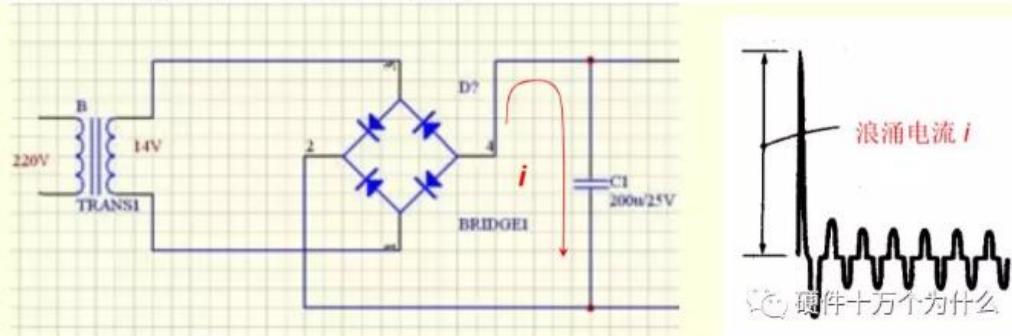
所以浪涌是因为电源线上其他大功率电器导通，导致电流需求瞬间过大，造成了其它设备受到影响。这就是出雷击外，内部浪涌产生的原因。

(2) 感性负载的投入和切除：



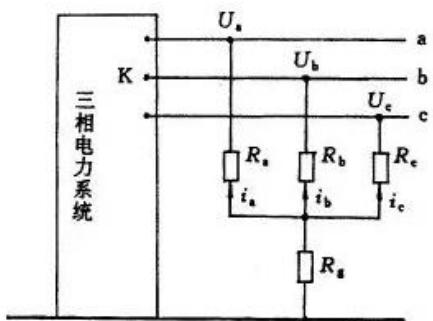
感性负载大功率电机的开关过程也是造成浪涌的罪魁祸首。

(3) 功率因素补偿电容器的投入和切除



其他设备里面大电容过多也是造成浪涌的罪魁祸首

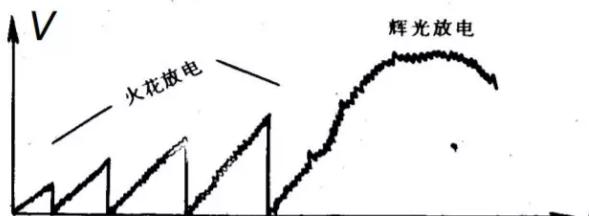
(4) 短路故障



大功率系统短路也会造成浪涌

(5) 机械触点

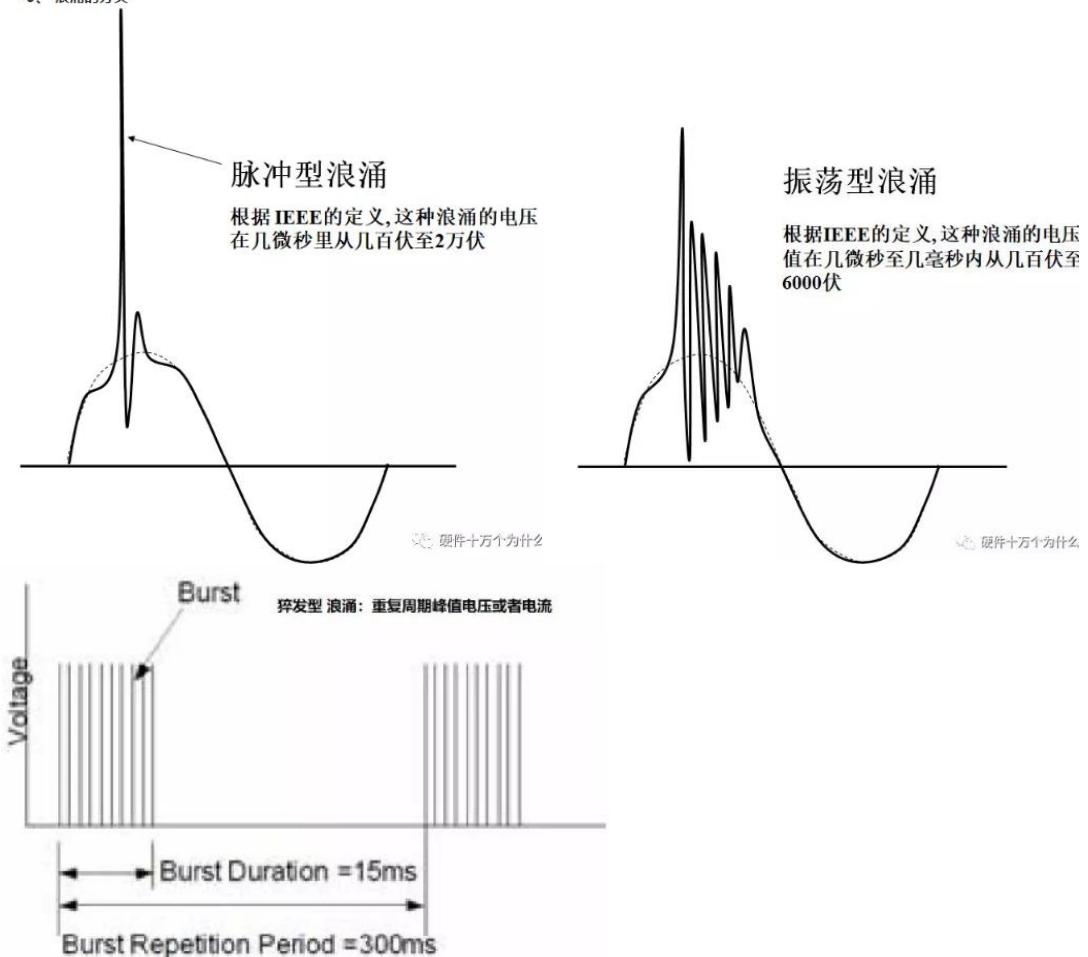
机械开关包括电磁继电器的开关触点、按钮开关、按键、带开关电位器等



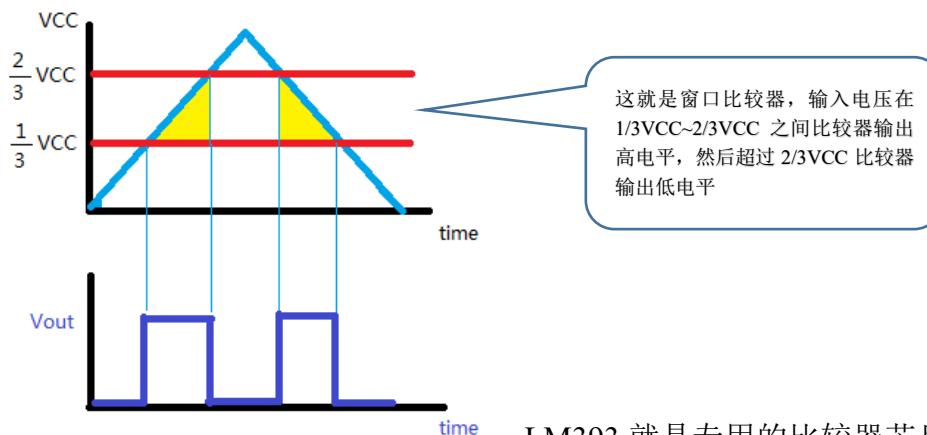
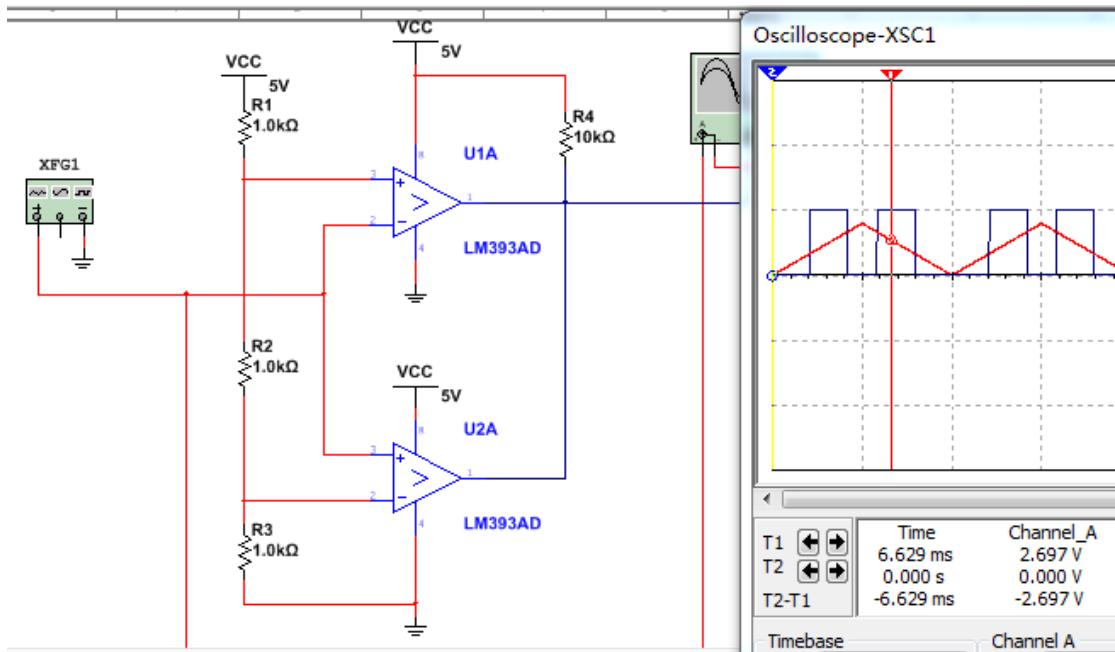
触点浪涌电压

开关也是浪涌的来源

5. 浪涌的分类



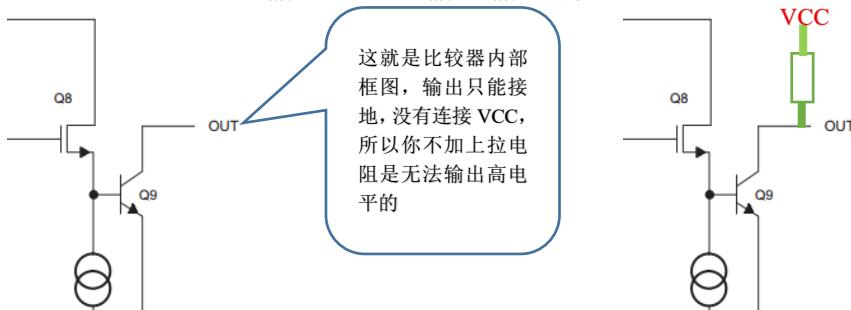
运算放大器开环电路和比较器的区别



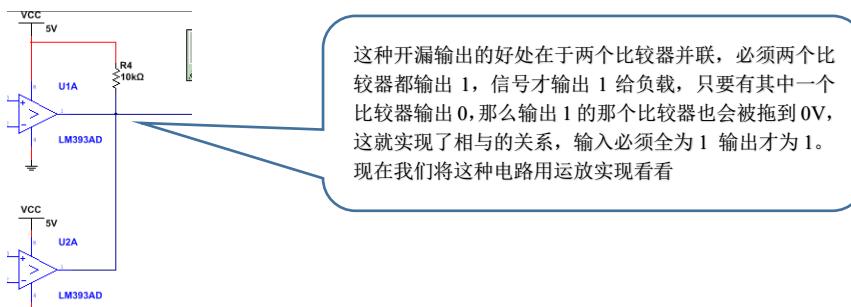
这就是窗口比较器，输入电压在 $\frac{1}{3}V_{CC}$ ~ $\frac{2}{3}V_{CC}$ 之间比较器输出高电平，然后超过 $\frac{2}{3}V_{CC}$ 比较器输出低电平

LM393 就是专用的比较器芯片

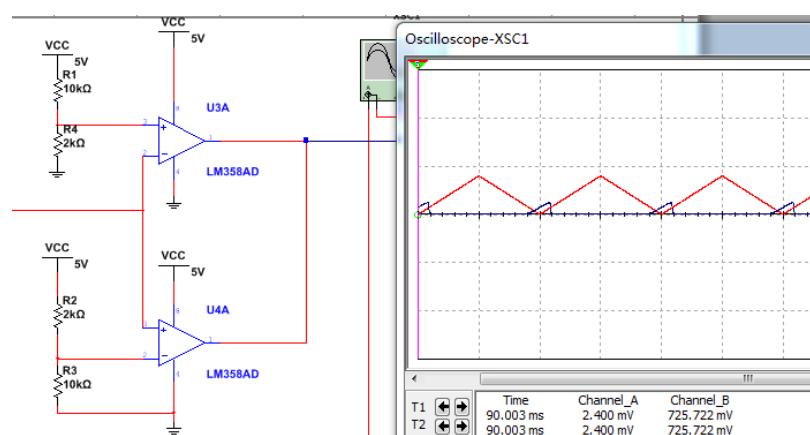
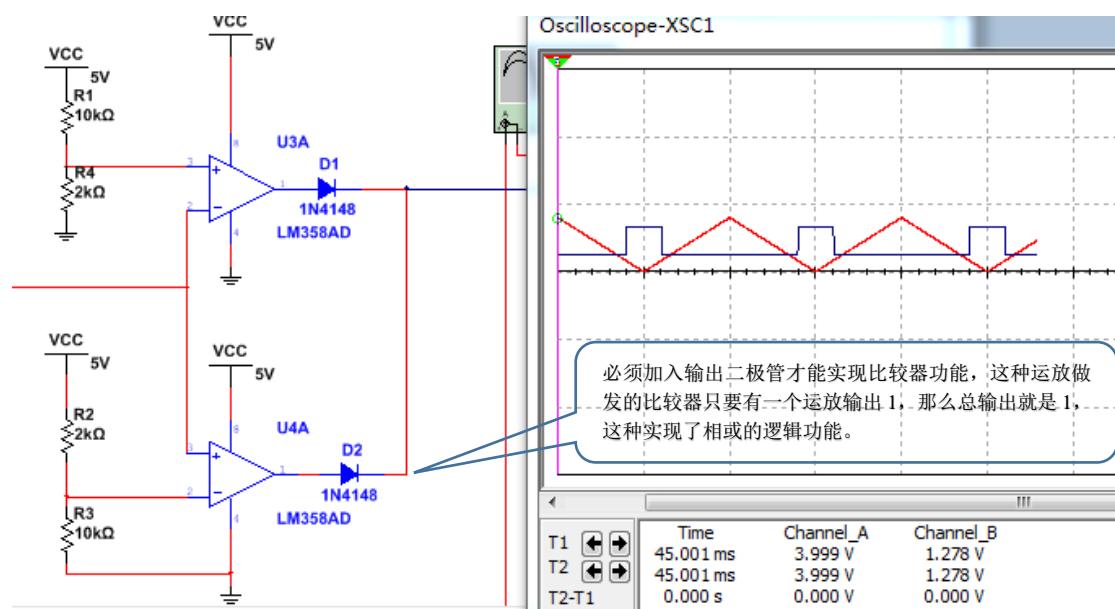
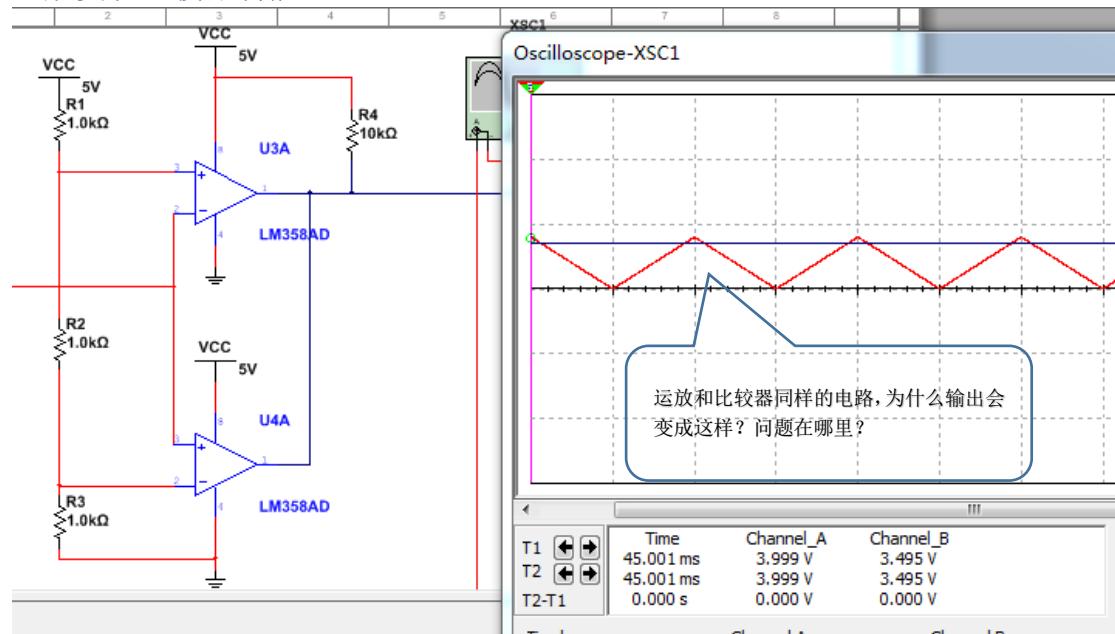
这种比较器是开漏输出，开漏输出输出端要接上拉电阻，



连接 VCC 就对了



运放实现比较器功能



我们知道比较器开环增益都很大，所以我输入 100uV, 1mV....都可以使比较器输出电压达到饱和状态，也就是输出电压达到电源电压

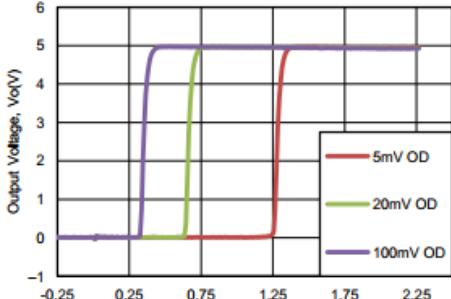
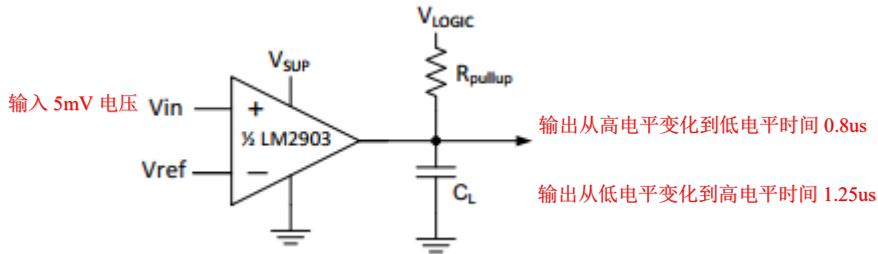


Figure 8. Response Time for Various Overdrives (Positive Transition)

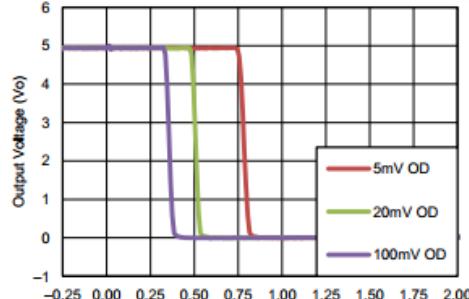


Figure 9. Response Time for Various Overdrives (Negative Transition)

所以根据 LM393 图表，看得出来输入电压的大小也决定了输出电压的响应时间
开环运放和闭环运放的区别？

我们以 AD8551 运放为例来说明

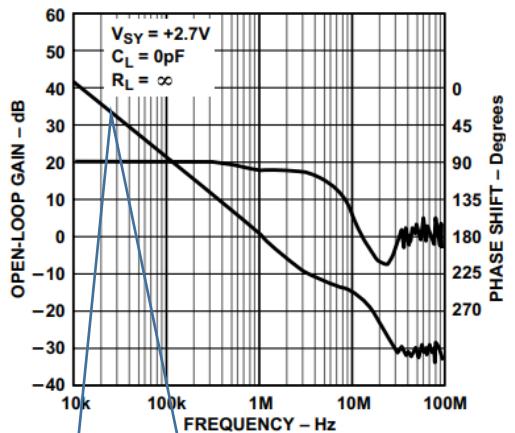


Figure 11. Open-Loop Gain and Phase Shift vs. Frequency at +2.7 V

可以看出来在 2.5V 供电的情况下，运放开环电路要放大信号 40dB 必须在 10Khz 频率下才能正常使用，有可能更低，只有几 hz 才能正常使用

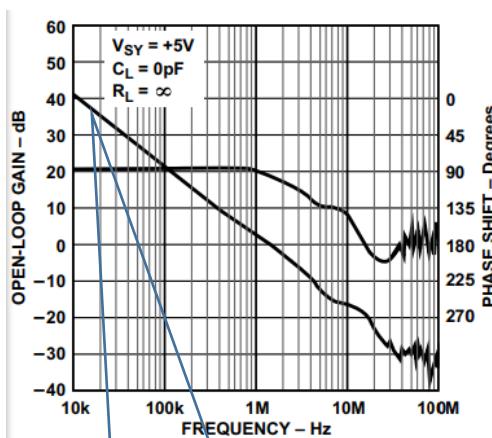


Figure 12. Open-Loop Gain and Phase Shift vs. Frequency at +5 V

5V 供电也是同样的结果，只能在很低的频率范围才能放大信号到 40dB

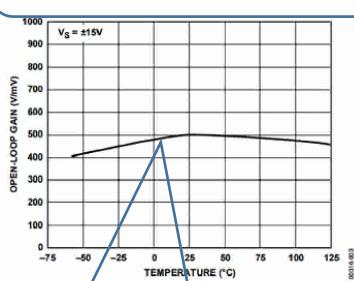


Figure 13. Open-Loop Gain vs. Temperature

而且开环运放，温度的变化也会导致增益的变化，无法像反馈闭环运放那样可以固定放大倍数，开环的放大倍数在温度变化下是任意变化的

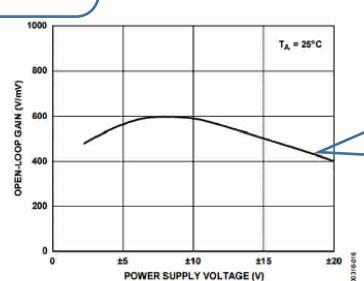


Figure 16. Open-Loop Gain vs. Power Supply Voltage

开环运放不止受温度影响，还受电源电压的影响，增益误差达到了 50%

所以运放开环增益稳定性很差

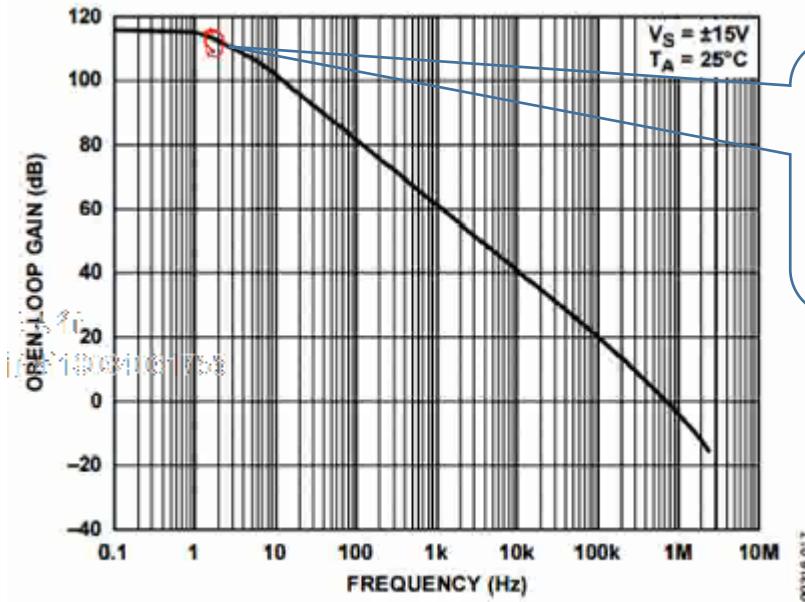


Figure 17. Open-Loop Frequency Response

所以运放开环是不能做放大信号应用的，只能做比较器使用。

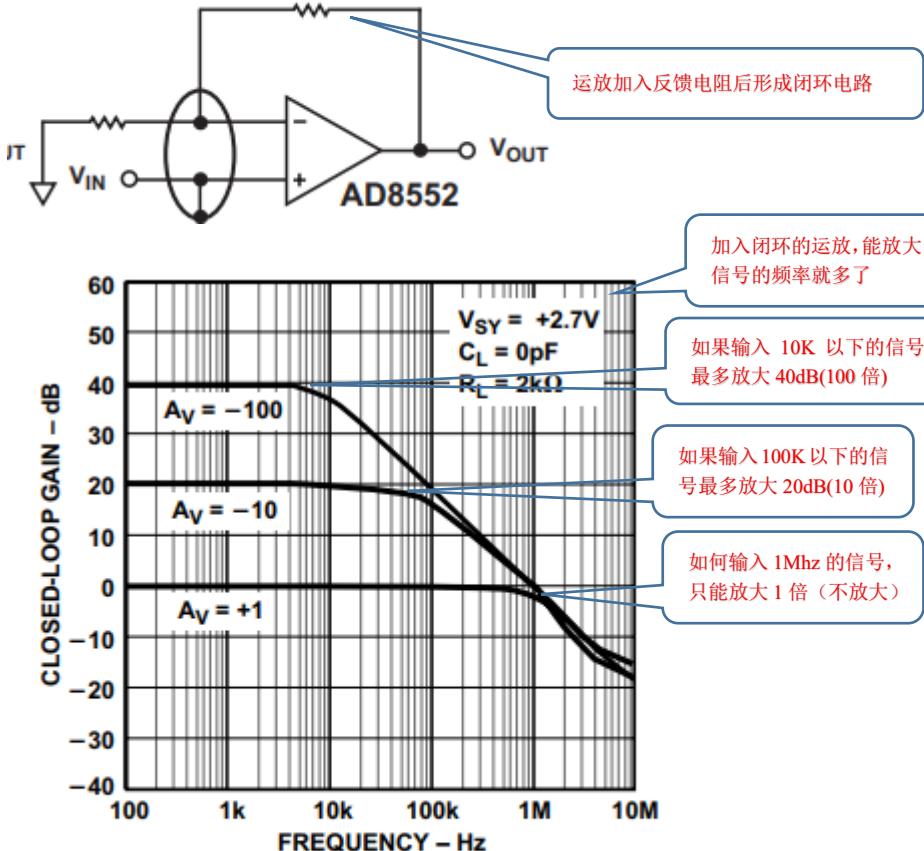


Figure 13. Closed Loop Gain vs.
Frequency at +2.7 V

所意的放大信号，是根据手册限制来放大信号

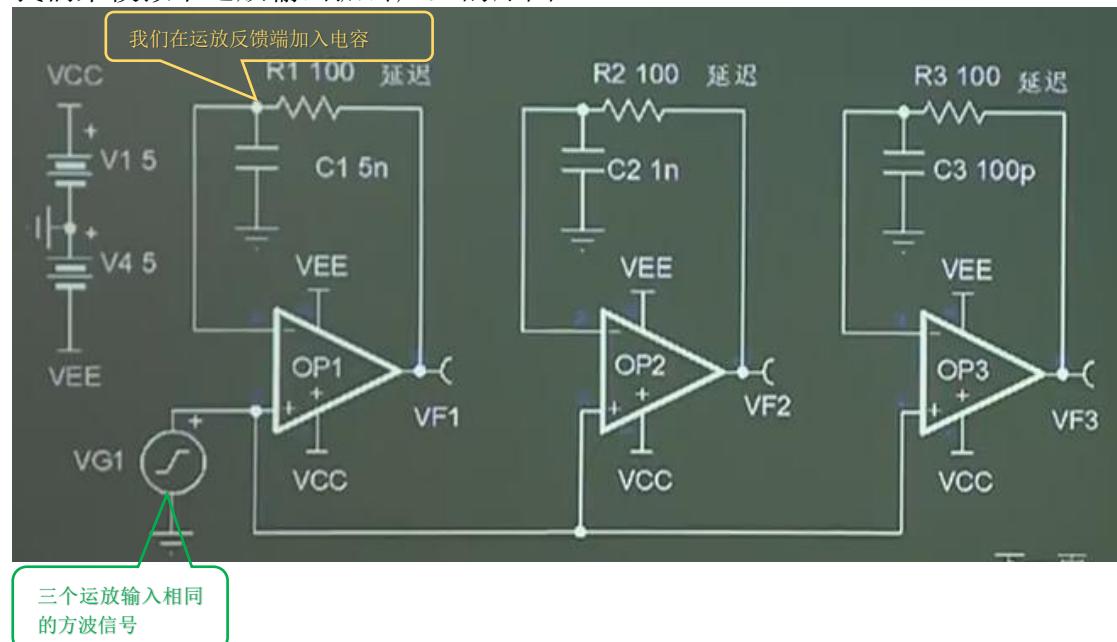
这就是闭环增益，并不是随心

运算放大器环路稳定性设计

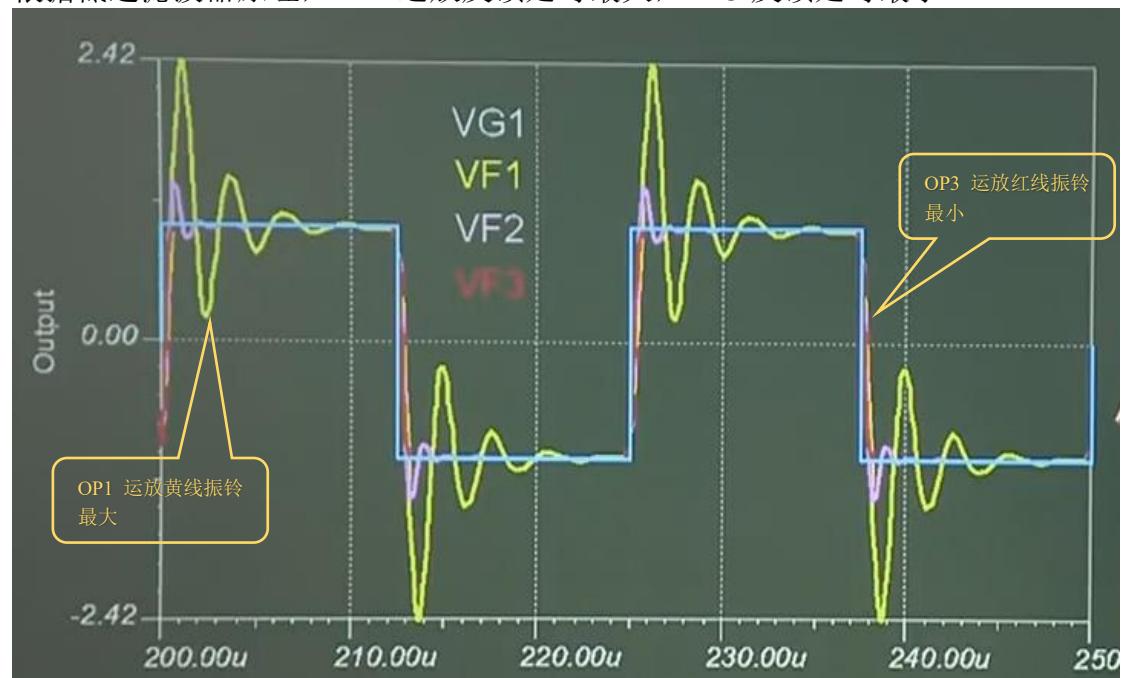
运放振荡的原因

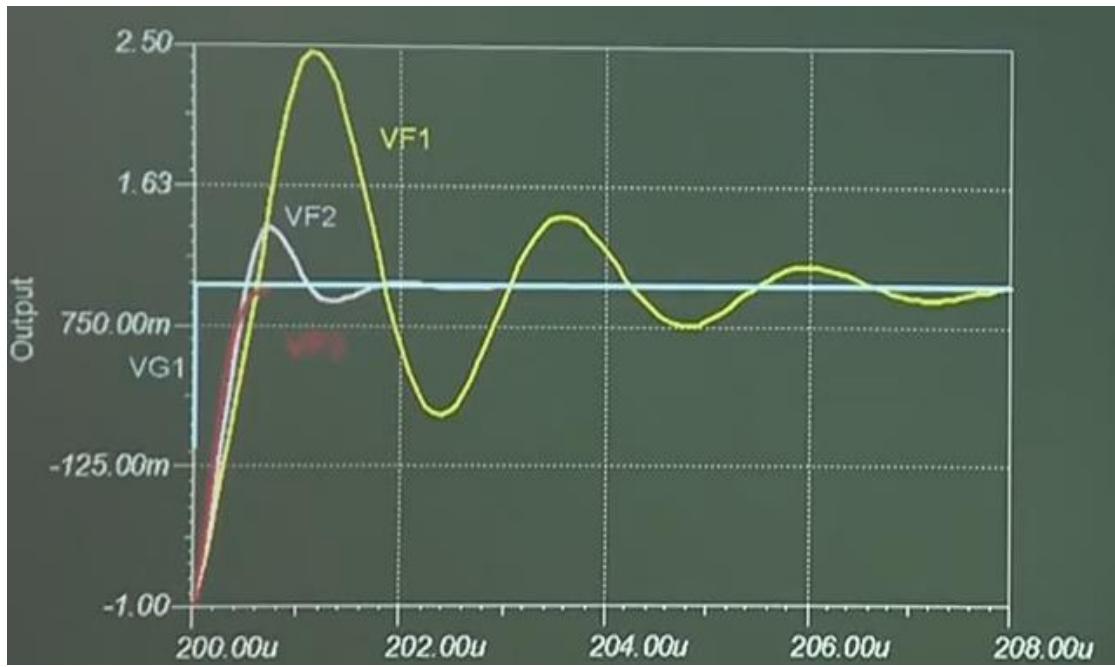
运放内部本身就存在 RC 低通滤波器，每个低通滤波器最大相移 90 度，如果运放内部有 3 阶低通滤波器，就会最大产生 180 度相移动。负反馈变回正反馈，如果该运放放大倍数同时还大于 1，那么振荡就产生了。

我们来模拟下运放输出振铃产生的原因

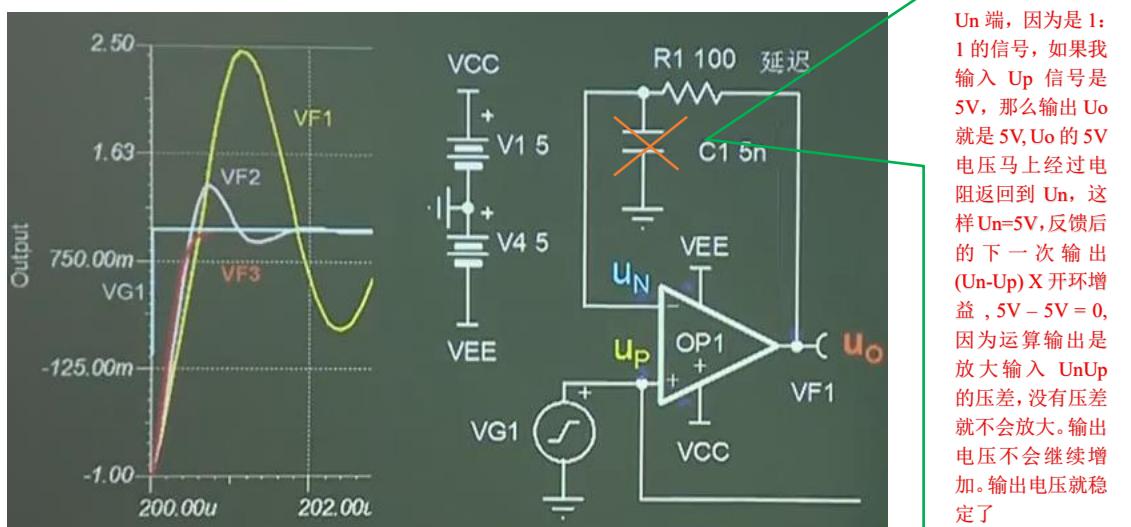
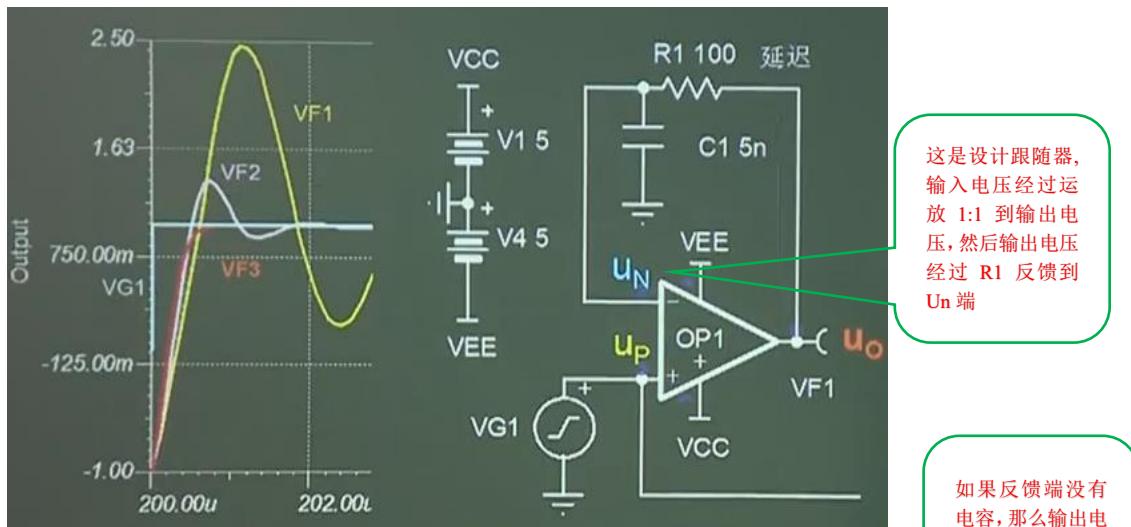


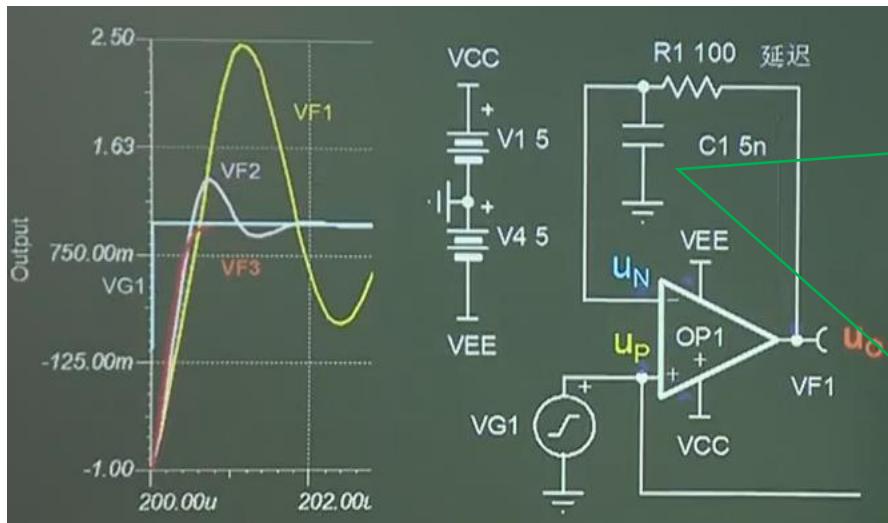
根据低通滤波器原理，OP1 运放反馈延时最大，OP3 反馈延时最小。



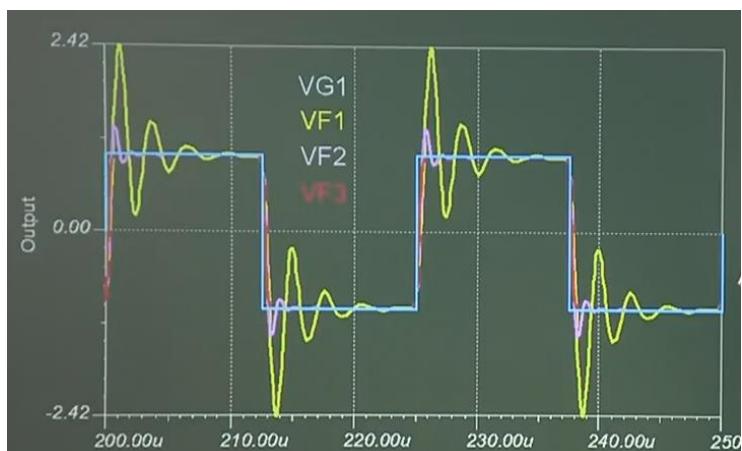


细看 OP1~OP3 的振荡波形，其实产生的原理很简单

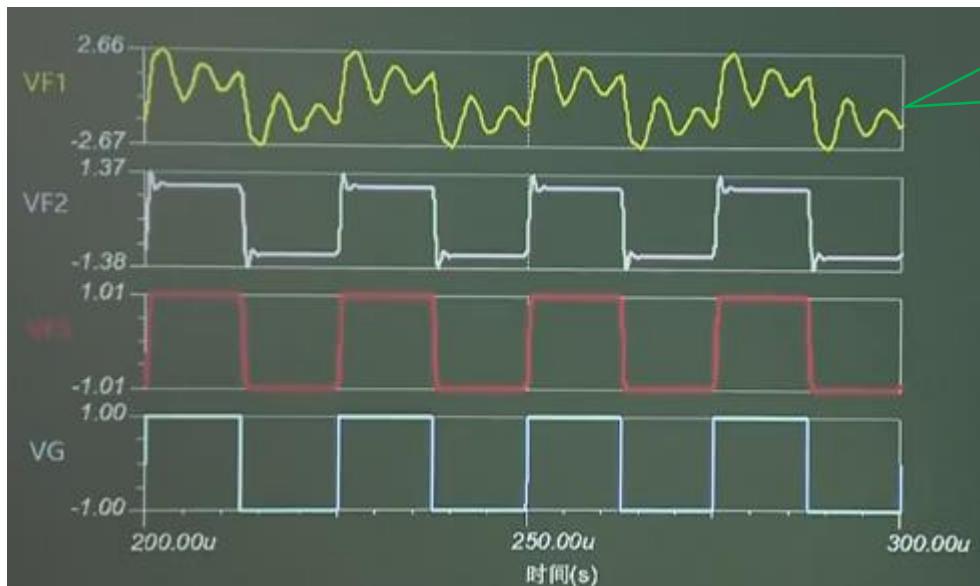




如果放个电容再反馈环路到地，那么 U_o 输出的电压会先给电容充电，电容电压电充满的了后 5V 电压才会完全到达 U_n ，这样反馈电压就会产生延时。 U_p 电压输出 5V 到 U_o ，这时候 U_p 会马上比较 U_n ，发现 U_n 电压没有到达 5V，那么 $U_p - U_n$ 得到一个压差，开环增益会放大这个压差，让输出信号产生过冲，这样等待 U_n 电压和 U_p 电压一样的时候，过冲都不知道产生了好几个了，所以会出现上升沿振铃的现象，但是最后振铃还是处于了平稳。



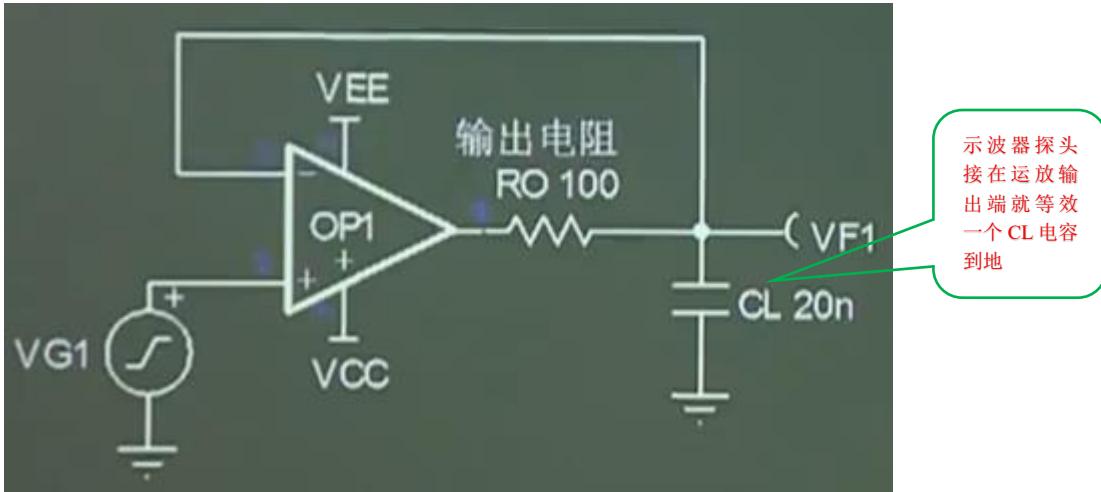
所以最后波形会出现这个现象，在高速信号上最为突出。但是低俗信号 U_o 完全有时间反馈到 U_n ，所以不会出现方波振铃现象，但是会出现三角波现象。因为反馈环路加了电容到地。



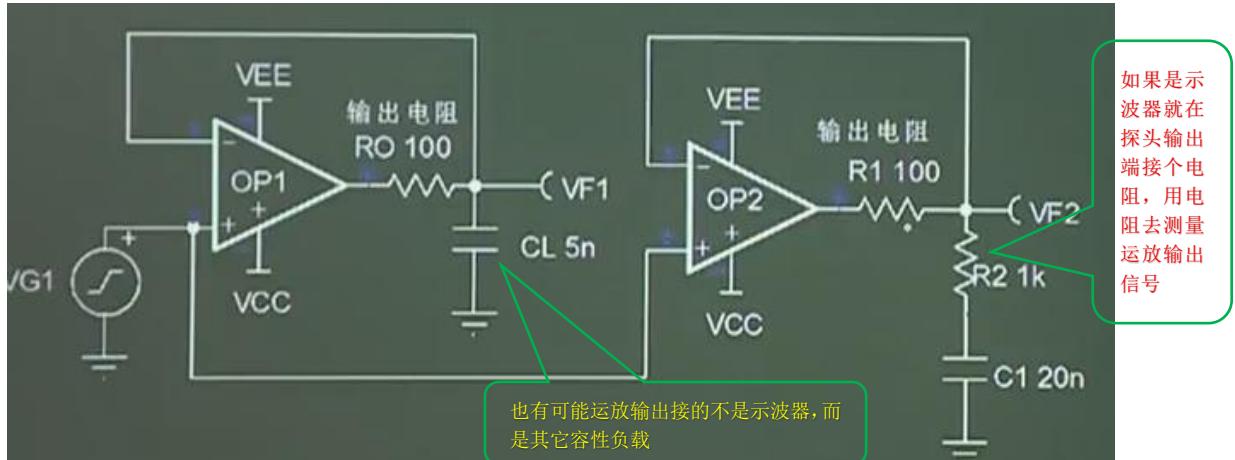
我们把 OP1 运放反馈电容增大到 20nf，那么波形振荡更为严重

示波器探头接在运放输出端波形产生振荡

一个运放工作很正常，就是示波器探头接在运放输出端，运放就工作不正常了，而且示波器波形还会发生振荡(这是在高速信号情况下)。



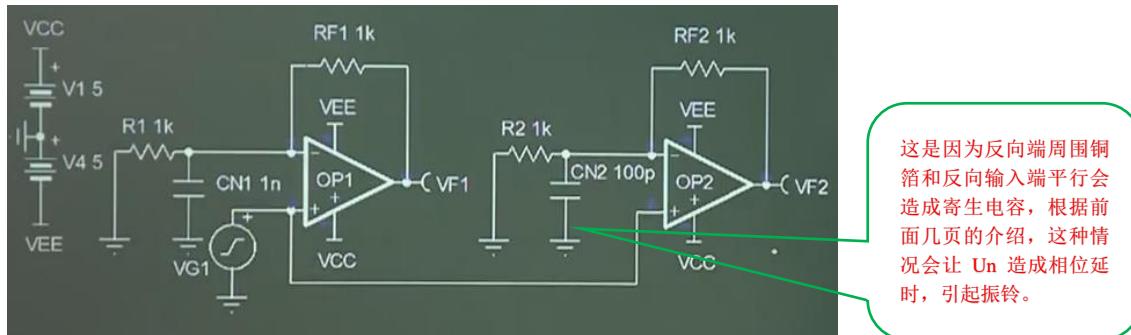
我们上一页说过，运放输出电压如果经过电容反馈到运放负端 U_n ，就会出现反馈信号延时，无法让 U_p 端电压和 U_n 的差值达到 $0V$ ，这样运放就认为输出电压不够，会增大输出电压导致振荡。所以示波器探头导致的振荡就是这个原因。而且运放内部会存在一个输出阻抗 RO ，所以反馈环路变成了低通滤波器，也同时产生了相移。

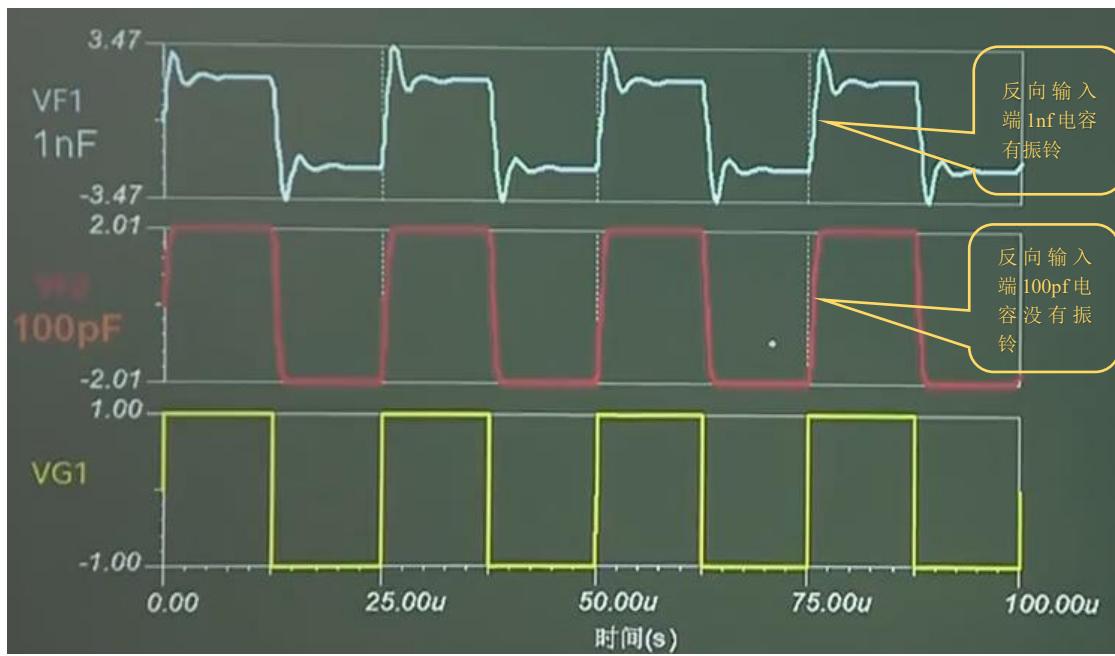


或者买个示波器的有源探头，价格比较贵。或者用电阻接示波器探头。

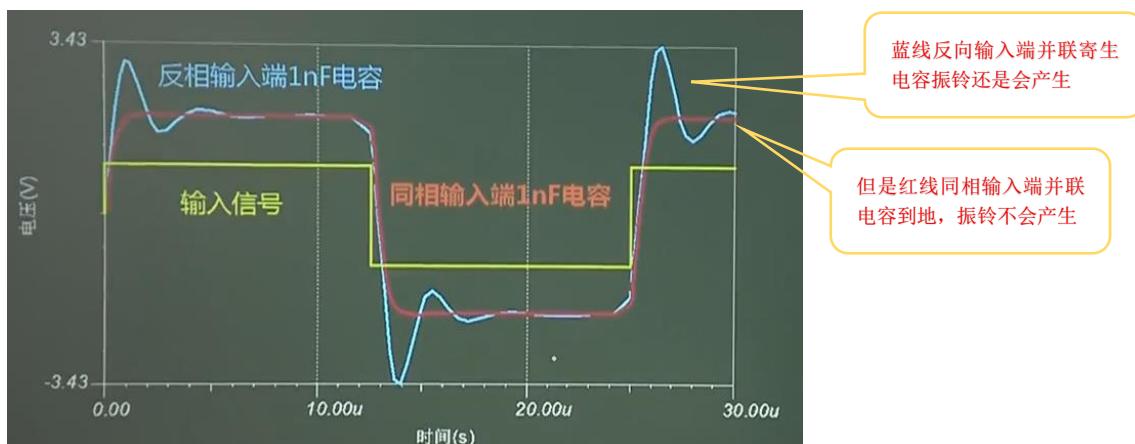
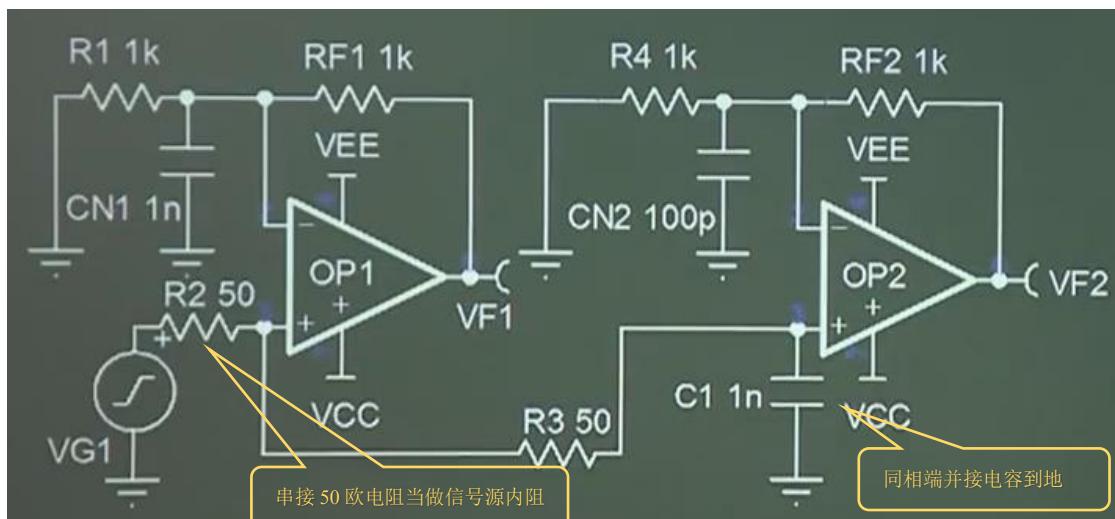
为什么运放在 PCB 设计的时候，运放反向输入端周围不要敷铜？

反而同相输入端周围敷铜没有事



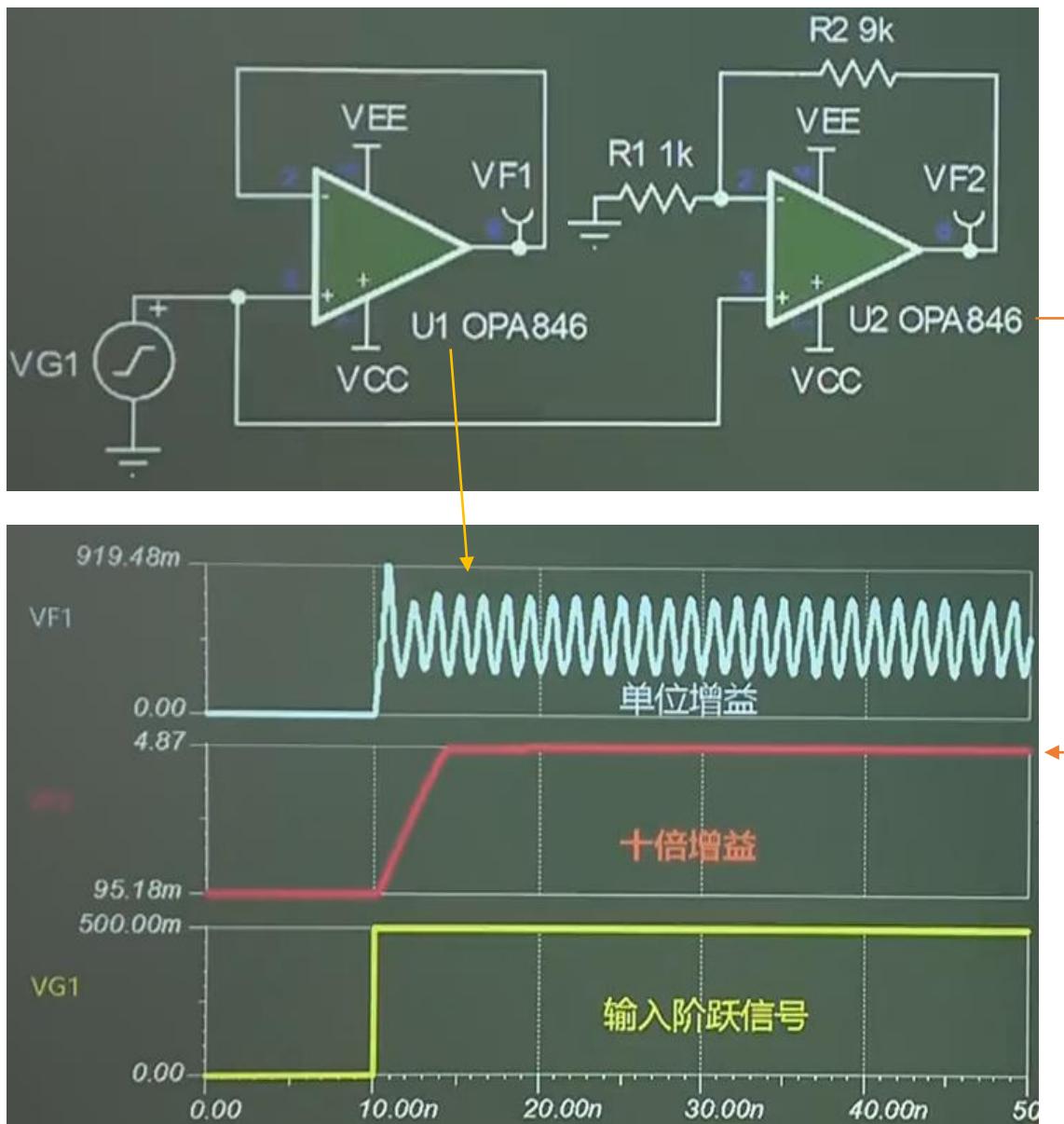


这种情况下就可以考虑是不是在反向输入端串联电容，或者并联电容来减少反向输入端的寄生电容。或者选择输入电容低的运放。



这就证明了同相端在高速信号的条件下可以并联电容，同相端适合做滤波器。

运放芯片自己也会产生振荡

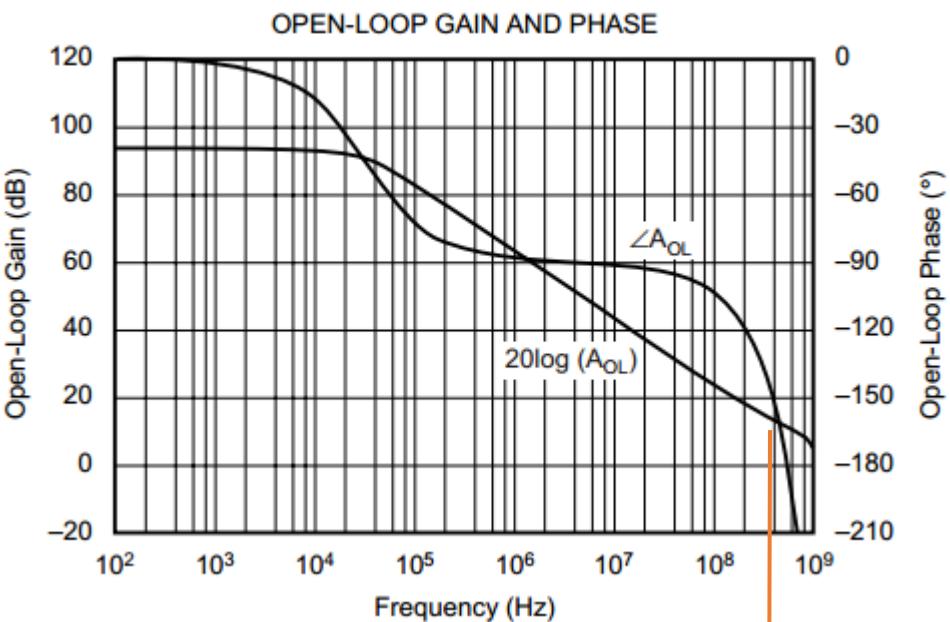


按照运放反馈的理论，应该是输入输出信号放大倍数 >1 ,然后输出信号和输入信号产生 360 度相位差，才能使运放发生振荡，但是为什么我这里的电路里面射极跟随器(专业术语叫单位增益放大电路)，也会发生振荡呢？

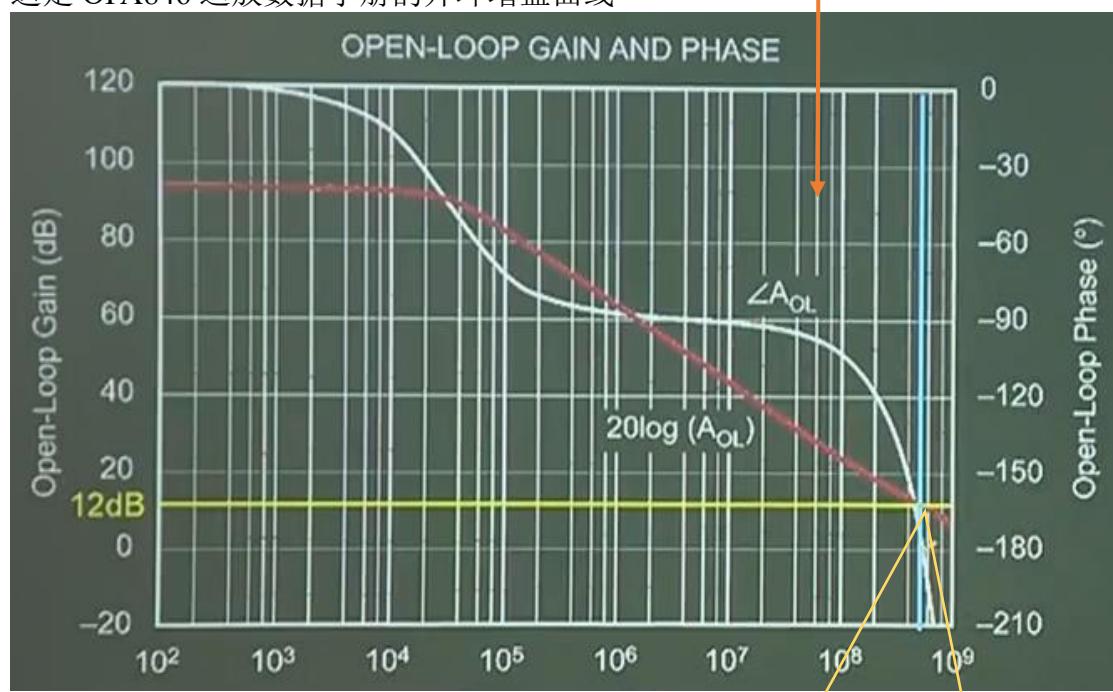
我既没有加输出电容，也没有加输入电容，也没有反馈电容到地。这只是普通运放比例放大电路啊？？

其实这个振荡是因为运放自身的原因。

运放开环增益参数和相移曲线能说明这个运放产生振荡的原因，大部分人认为运放开环增益不需要关注，但是在这种设计跟随电路下就要关注了。

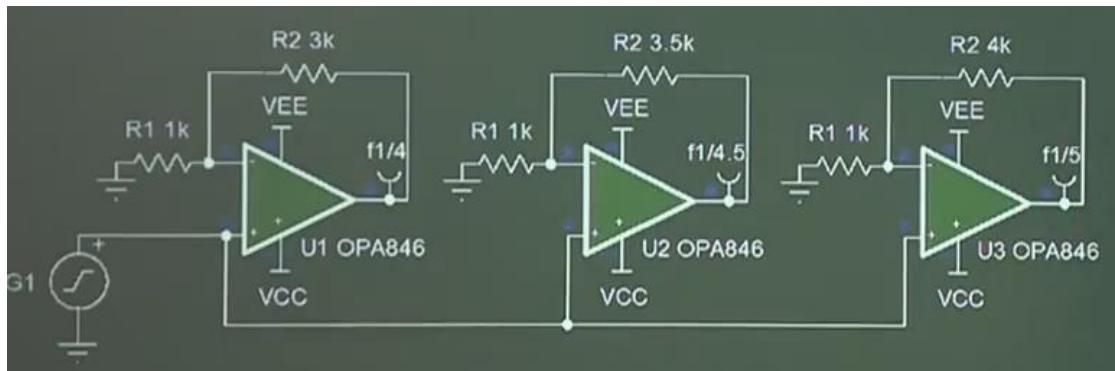


这是 OPA846 运放数据手册的开环增益曲线



从这点可以看出运放在放大电路放大倍数为 12dB 的时候就已经产生了-180 度相位差，那么你把运放在射极跟随器 0dB 的电路下，相位差比-180 度还大，当然会产生振荡

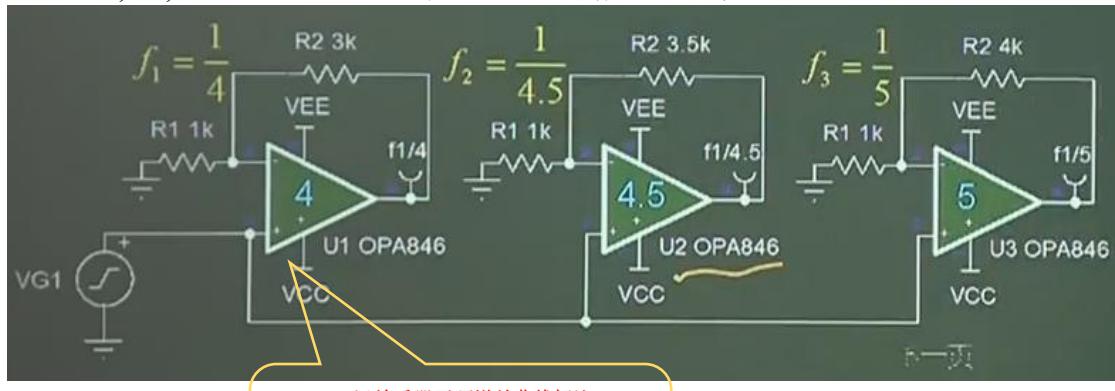
所以选择运放做设计跟随器的时候要注意运放的开环增益。还有就算用 OPA846 这个型号做 >1 的放大倍数电路的时候，还要关注在多少倍放大倍数下才能满足相位余量(相位裕度)，不是说把 OPA846 运放设计个放大倍数 >1 的电路也就没问题了。



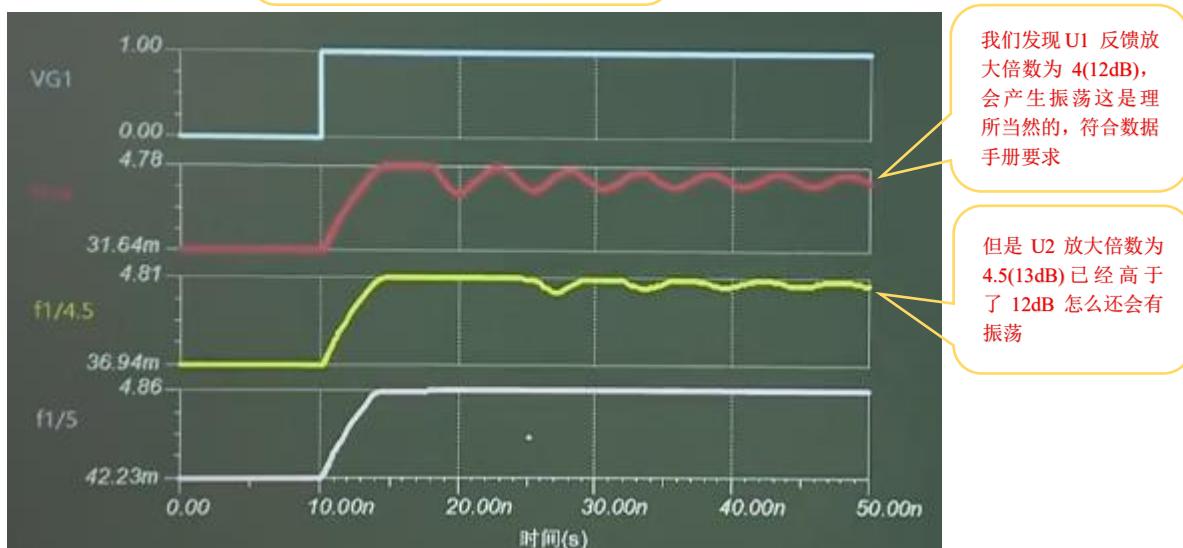
我们测试 OPA846 运放，到底要放大多少倍以上，才不会发生振荡。

按照 OPA846 数据手册开环增益曲线，只要输入输出信号放大倍数在 12dB，就会产生-180 度相位差。

那么 U1,U2,U3 运放的放大电路，哪一组会产生振荡呢？



OPA846 运放手册开环增益曲线标注 12dB
放大（放大倍数为 4）会有-180 度相位差
那么按照同相输入公式，U1 放大倍数为 4
绝对发生振荡

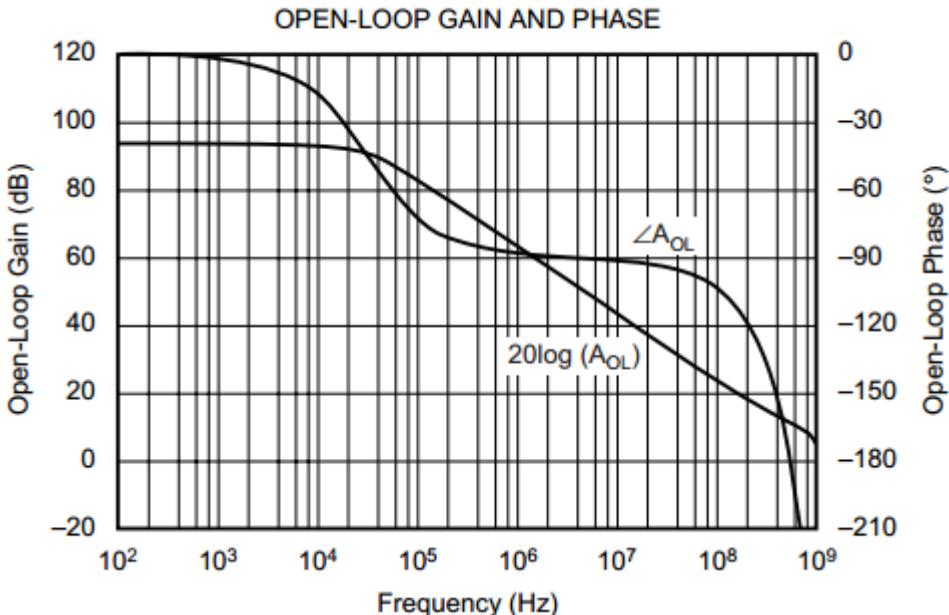


这就说明了，运放数据手册开环增益曲线要求反馈放大倍数>12dB，但是我 U2 运放电路反馈放大倍数已经是 13dB 了，但是这样打擦边球是不行的。你的运放反馈方大倍数必须增益有 3dB 或者相位提高 45 度才行。意思就是如果 12dB 放大倍数会产生振荡，那么你运放放大倍数就必须设置成 15db 以上。既然你的增益的设置到 15dB 了，按照运放数据手册开环增益曲线，相位自然比-180 度要高 45 度，也就是 135 度。

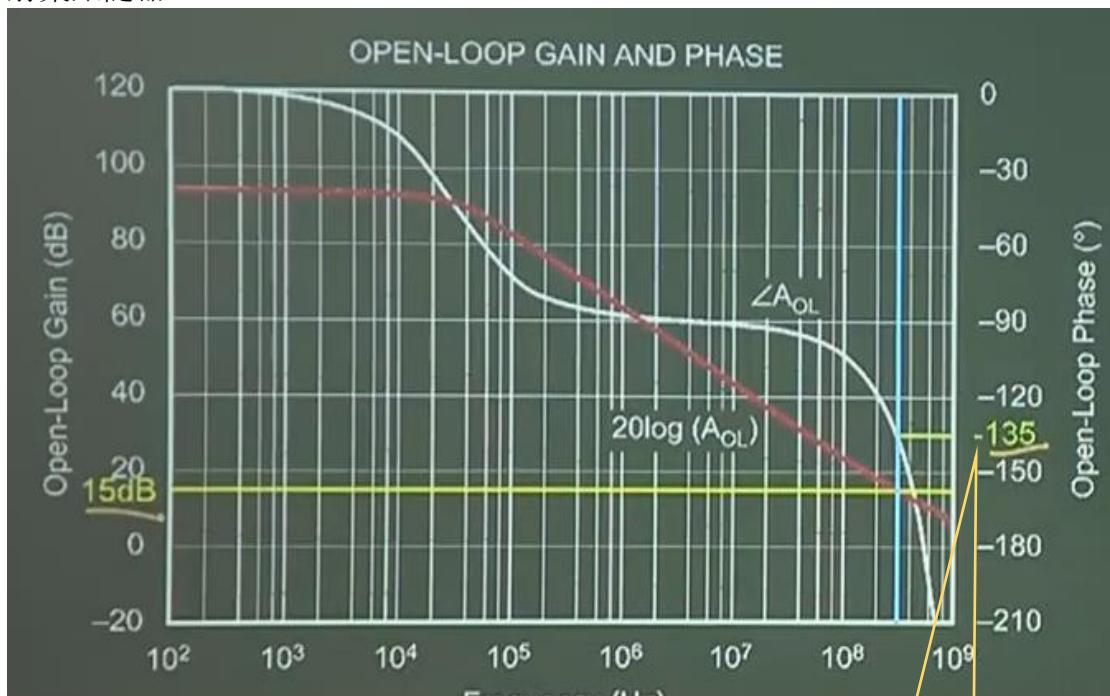
如果做射集跟随器，你就必须要求安全裕量

安全裕量：-180 度相移位置增益要低于-3dB，因为你是设计跟随器，所以 0dB 位置不能有-180 度相移，所以相移要在负轴位置。

0dB 位置的相移不要超过-135 度。

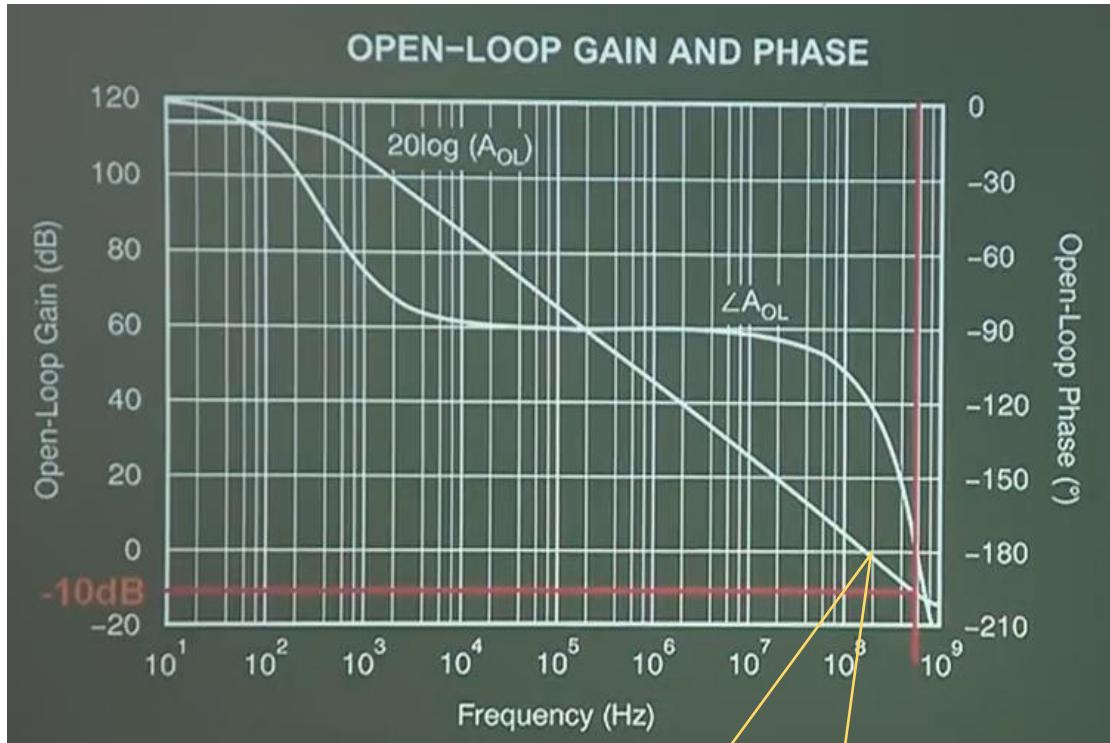


按照 OPA846 的开环增益曲线 -135 度相移对应 15dB 增益, 所以 OPA846 做不了射集跟随器。



给你标注出来 OPA846 的相位余量。

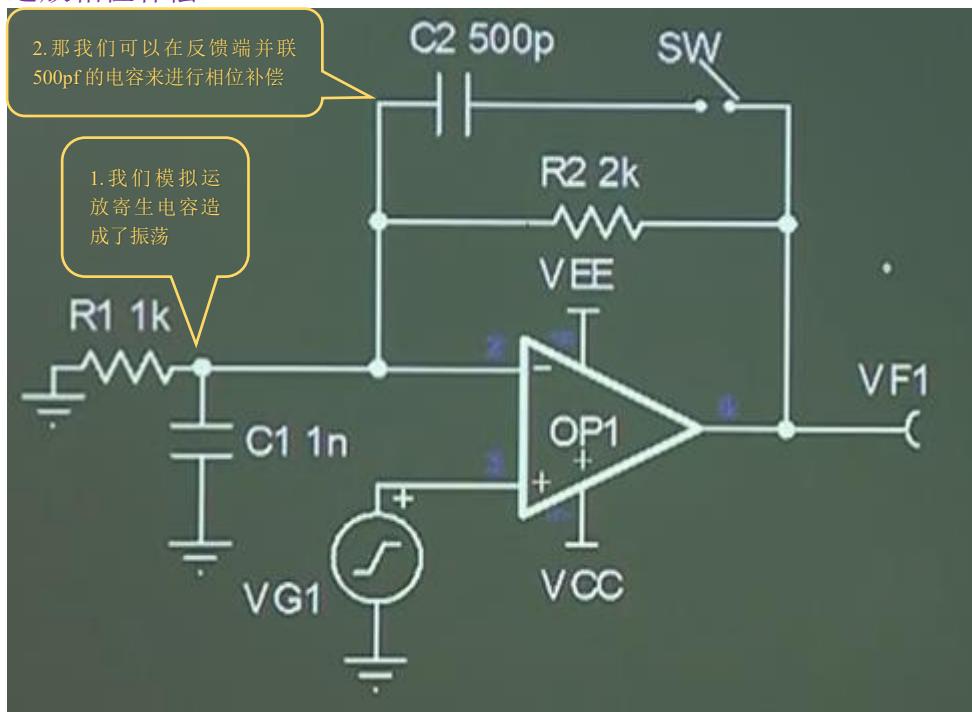
如果你要做设计跟随器就用 OPA842



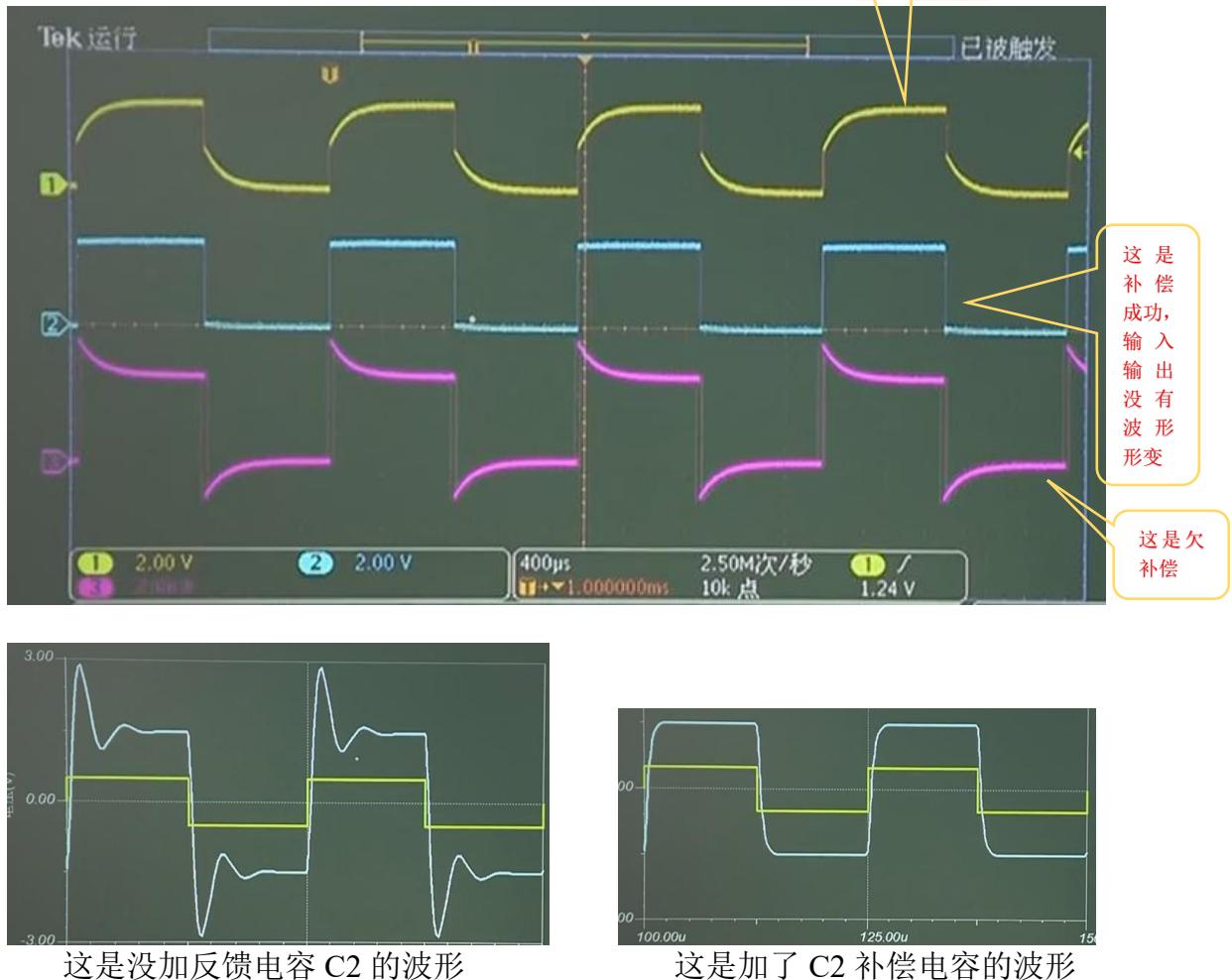
因为 OPA842 产生-180dB 相位时，增益为-10dB，比 0dB 大于 3 个 dB 以上，我们射集跟随器放大倍数就是 0dB，所以在 0dB 这个位置相移才-120 度，可以使用射随

对于低速运放实现单位稳定增益(射集跟随器)很容易。对于高速运放想要单位稳定增益就很困难。所以高速信号输入输出处理系统的运放要去寻找最小稳定增益的运放型号。

运放相位补偿



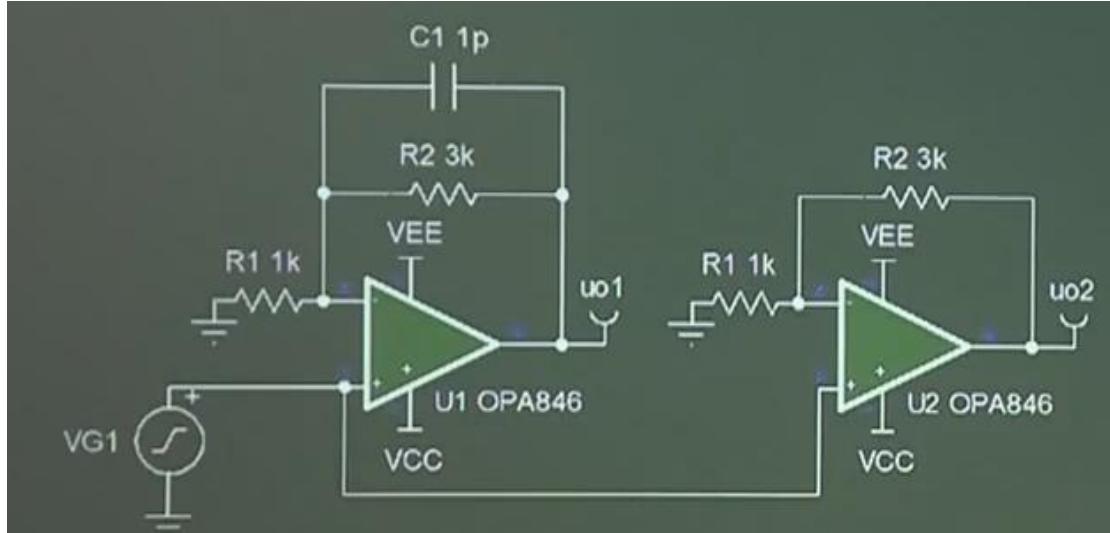
到底反馈电容 C2 是 500pF 好呢？还是 100pF 呢？还是其它什么容值，主要看示波器测量出来运放是过补偿还是欠补偿。



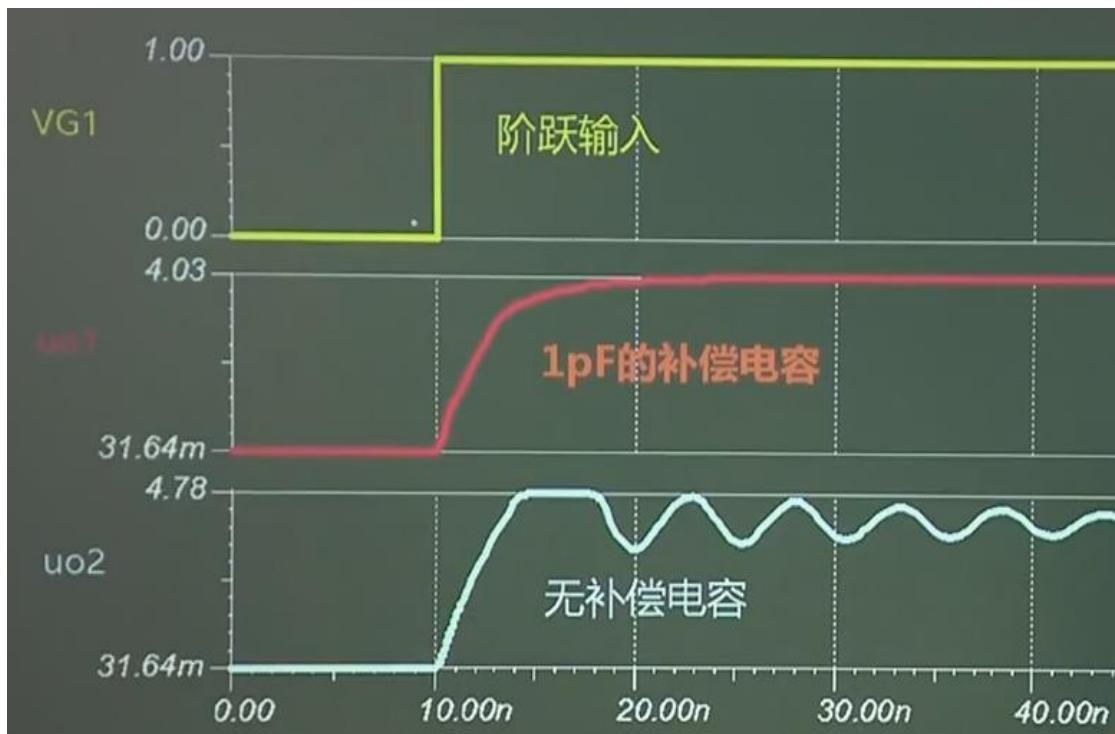
这是没加反馈电容 C2 的波形

这是加了 C2 补偿电容的波形

无法做射集跟随器的运放真的就不能做吗？看下面

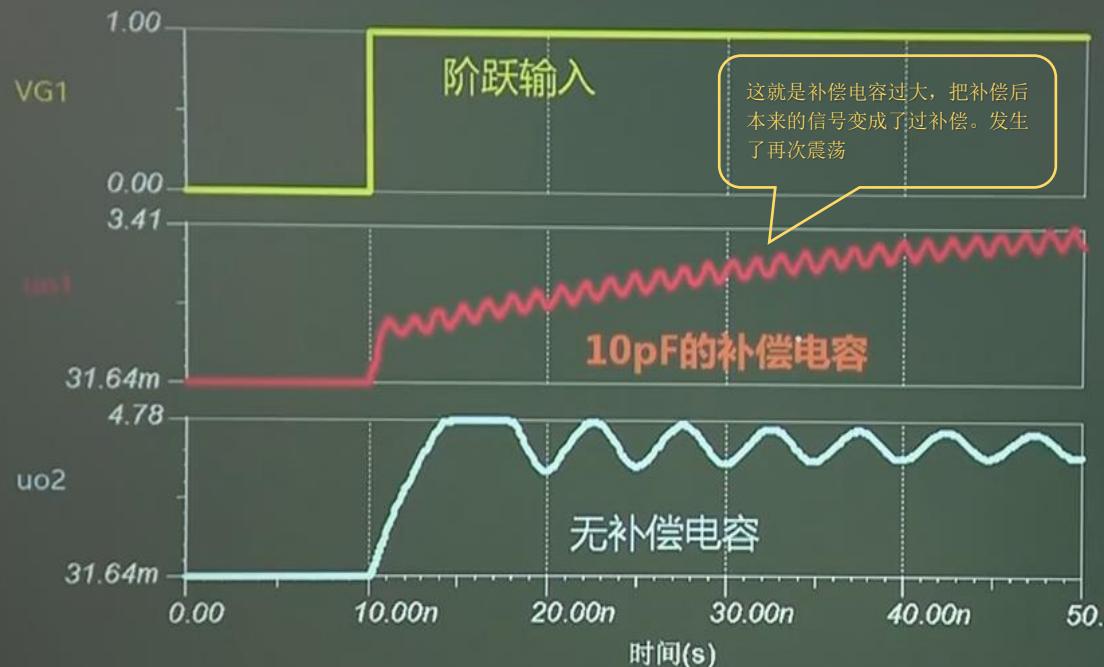


这是我们上一页所讲的 OPA846 无法做射集跟随器的运放，我们加了 C1 补偿电容看看能不能做射集跟随器，或者增益小于 12dB 的放大器。



你看 OPA846 加了反馈补偿电容后震荡消失了。

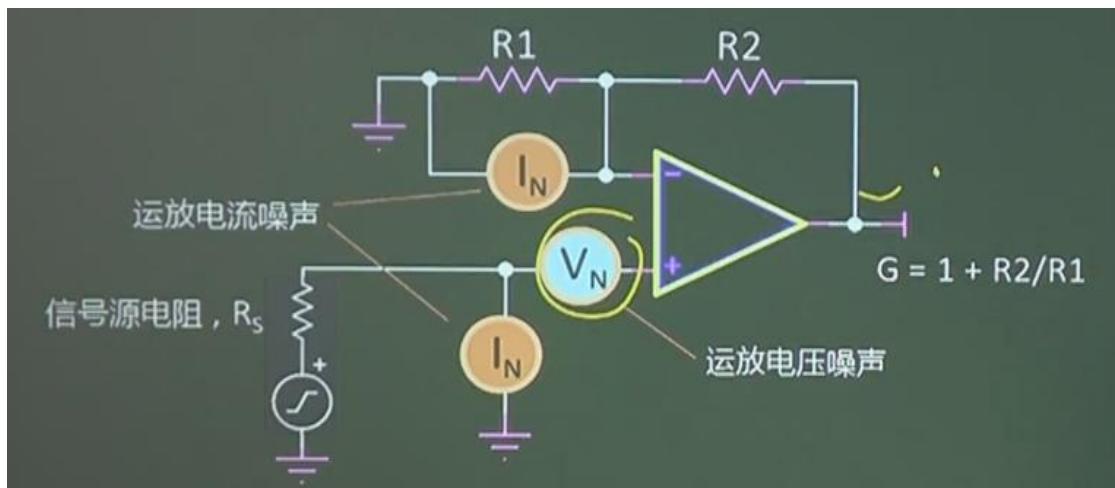
- 补偿电容的大小需要精心选择。
- 补偿电容C₁增加到10pF后，发生过补偿。



所以补偿电容的取值还得调试后决定。

运放输出的固有噪声

比如我运放后级接了个 ADC，运放芯片本身输出的噪声大于 ADC 一个 LSB (数字量) 采样电压，那么运放输出的这个噪声电压是不能接受的。



运放本身的电压噪声，让流入运放的电流噪声在电阻上产生的电压，和电阻的噪声同时混合起来加到运放放大的输出端。

- 输入噪声由三部分组成：
- 电压噪声 e_{nv}
- 电流噪声在 R_s 和 $R_1//R_2$ 上产生等效电压噪声 e_{ni}
- 电阻的热噪声 e_{nr}
- 三者的平方和开根号为总输入噪声有效值。

$$e_{n_in} = \sqrt{e_{nv}^2 + e_{ni}^2 + e_{nr}^2}$$

$$e_{n_out} = \sqrt{(e_{nv} \cdot G)^2 + (e_{ni} \cdot G)^2 + (e_{nr1} \cdot (G-1))^2 + e_{nr2}^2 + (e_{nr3} \cdot G)^2}$$

每个噪声参数还不一样，比如 e_{nv} 电压噪声和 e_{ni} 电流噪声在反向放大器里面是放大 G 倍后输出的

每个噪声参数还不一样，比如 e_{nv} 电压噪声和 e_{ni} 电流噪声在反向放大器里面是放大 G 倍后输出的

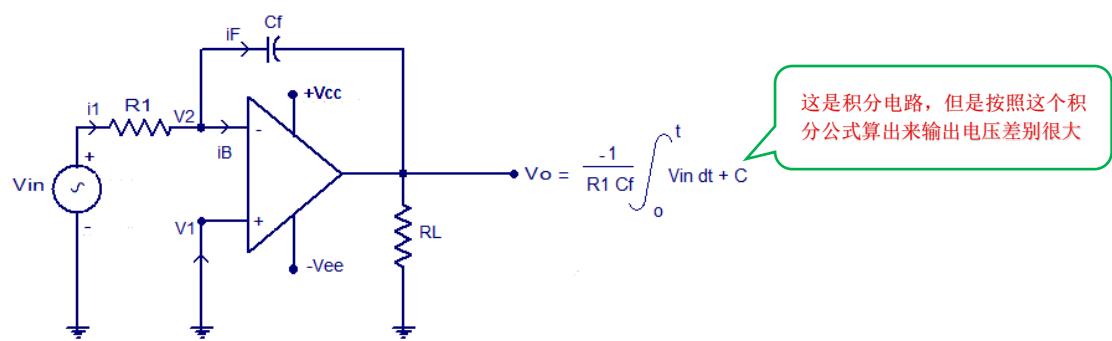
根据上面电路
反馈电阻 R_1
电阻噪声是放大倍数-1 得到
输出的噪声值

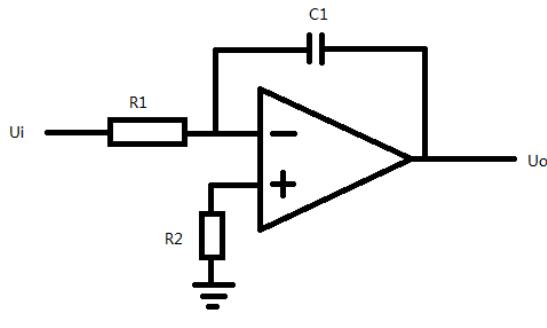
R_2 并没有放大，所以 R_2 噪声是电阻本身噪声

$$e_{n_out_pp} = 6 \cdot e_{n_out}$$

一般认为多高的峰值噪声都会发生，但是 99% 的峰值噪声是运放输出噪声有效值的 6 倍

运放积分电路实现方波到三角波转换





我们对这个积分电路继续仿真计算

$$R1 \times C1 = \frac{U_i}{U_o} \times \frac{T}{4}$$

T : 我输入的方波信号频率 R1: 电阻值
 Ui: 输入方波信号最大电压值 C1: 电容值
 Uo: 输出三角波信号最大电压值

案例：输入信号方波最大电压±2V，输入信号频率 1Khz，输出信号三角波最大电压±8V，求 C1,R1 的值

$$R1 \times C1 = \frac{U_i}{U_o} \times \frac{T}{4} = \frac{2}{8} \times \frac{0.001}{4} = 0.0000625s$$

输入电压只取正负半轴电压的一边最大值

把输入信号频率换成时间

输出电压取正负电压加起来的最大压差

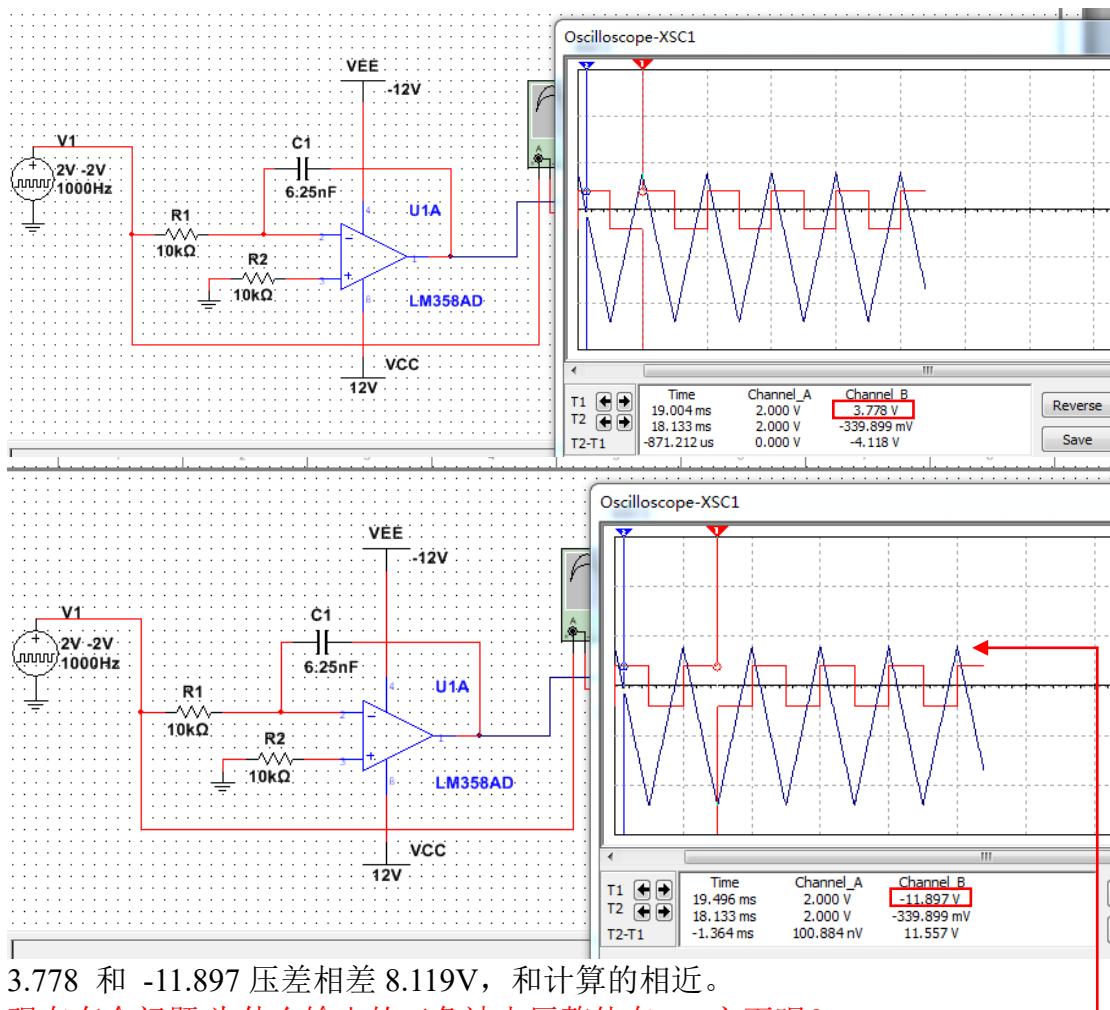
R1 = 10K

R2 = 10K

R2是匹配电阻根据运放的差分输入电流一致，也取10K

(我在电子电路设计1文档里面讲过的)

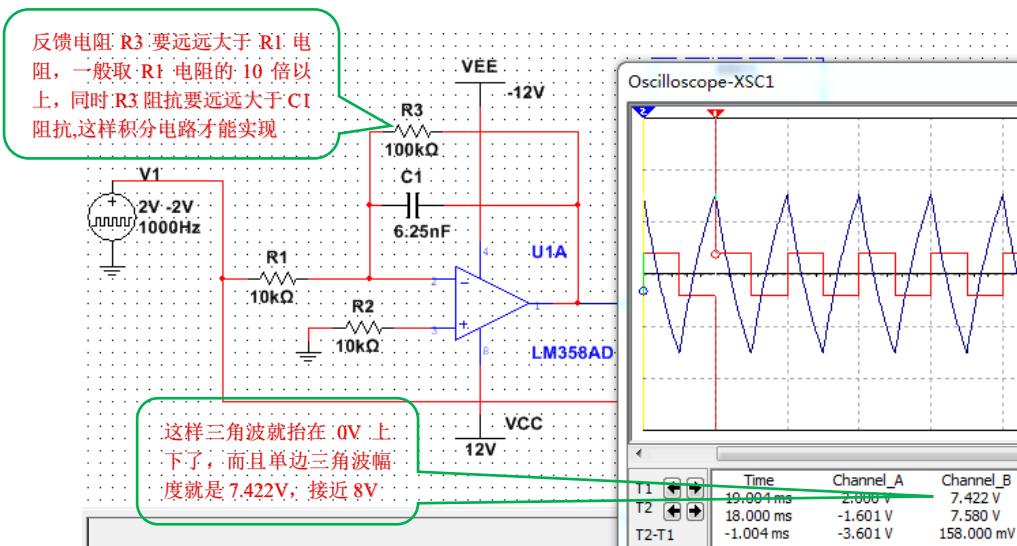
经过仿真输出的三角波正负电压确实是相差 8V



3.778 和 -11.897 压差相差 8.119V，和计算的相近。

现在有个问题,为什么输出的三角波电压整体在 0V 之下呢?

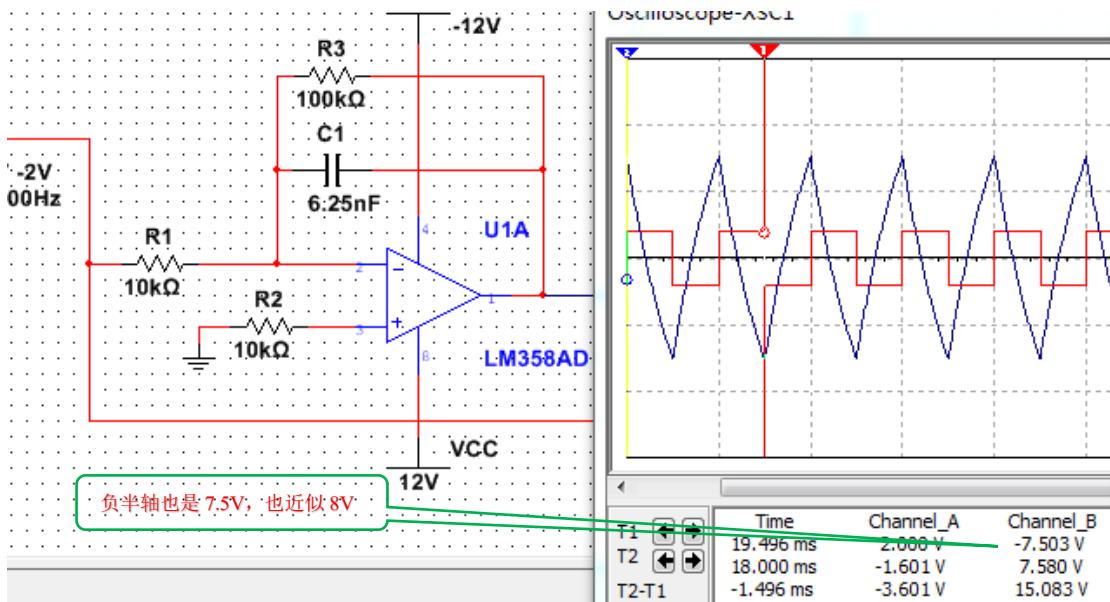
这是因为没有加反馈电阻造成的,因为电容 C1 在交流情况下看起来是有反馈能力的,但是在直流情况下看电容 C1 就是隔断了直流电流的,那么 C1 在直流下就是个无穷大 ∞ 的反馈电阻,所以运放放大倍数超出了开环范围,导致波形失真。



因为单边三角波电压是 7.422V 近似 8V, 上下半轴加起来就是 16V

在输入信号为方波的情况下,运放看起是低通滤波器,其实是积分电路。

但是如果输入的是正弦波,那么该电路就按照低通滤波器来计算。



那么我们的 RC 公式得修正一下

$$R1 \times C1 = \frac{U_i}{U_o} \times \frac{T}{4} = \frac{2}{8} \times \frac{0.001}{4} = 0.0000625s$$

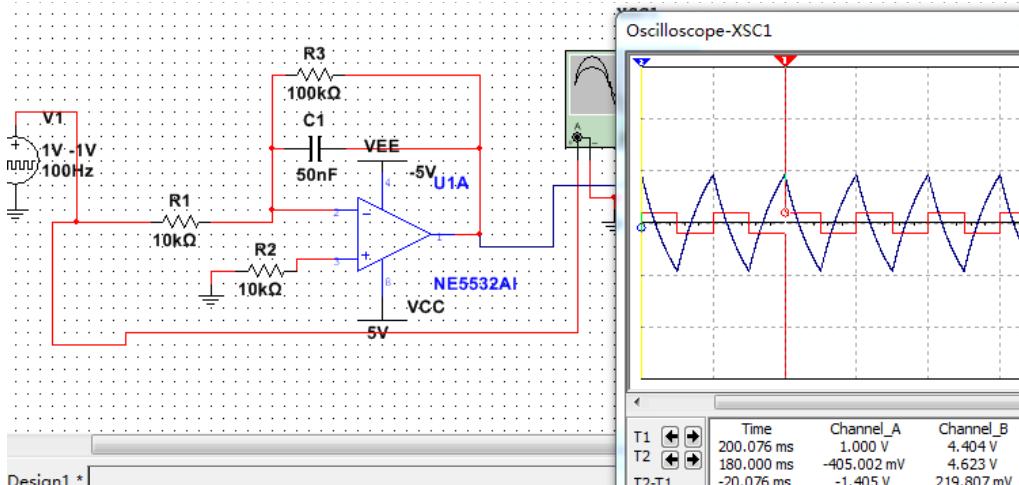
输入电压只取正负半轴电压的一边最大值

把输入信号频率换成时间

输出电压取的是正负电压的一半

输出电压的定义已经修改了。

案例 2：输入方波电压±1V，频率 100Hz，输出三角波电压±5V，求 RC 值



$$R1 \times C1 = \frac{U_i}{U_o} \times \frac{T}{4} = \frac{1}{5} \times \frac{0.01}{4} = 0.0005s$$

$$\tau = RC = 0.0005s$$

$$R1 = 10K$$

$$C1 = 50nF$$

$R3 >> R1$ ($R3$ 远远大于 $R1$ 才能保持积分电路成立) $R3 = 100K$

$R2$ 和 $R1$ 输入平衡， $R2=10K$

这是双电源下实现的，但是单电源实现有问题，单电源还得修改电路

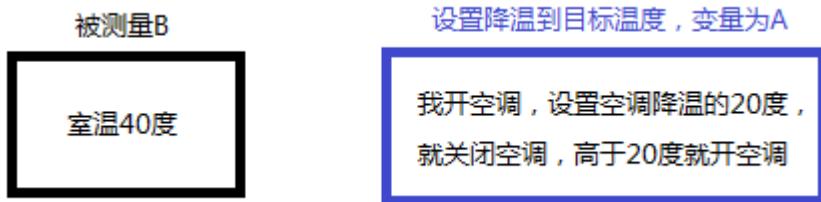
仿真和计算结果差不多

用运放的积分电路,微分电路,比例放大电路做 PID 控制器

PID 自动控制原理

比例运算

比例运算是解决二位制的问题，什么是二位制？

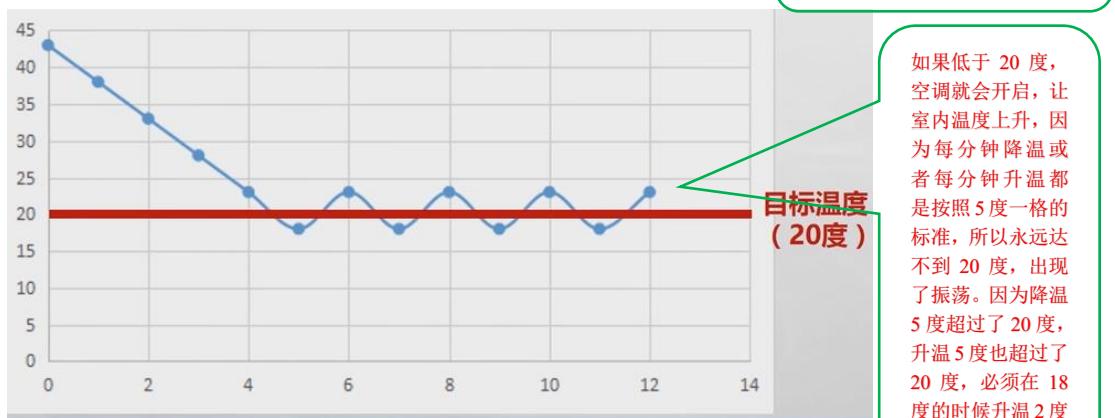
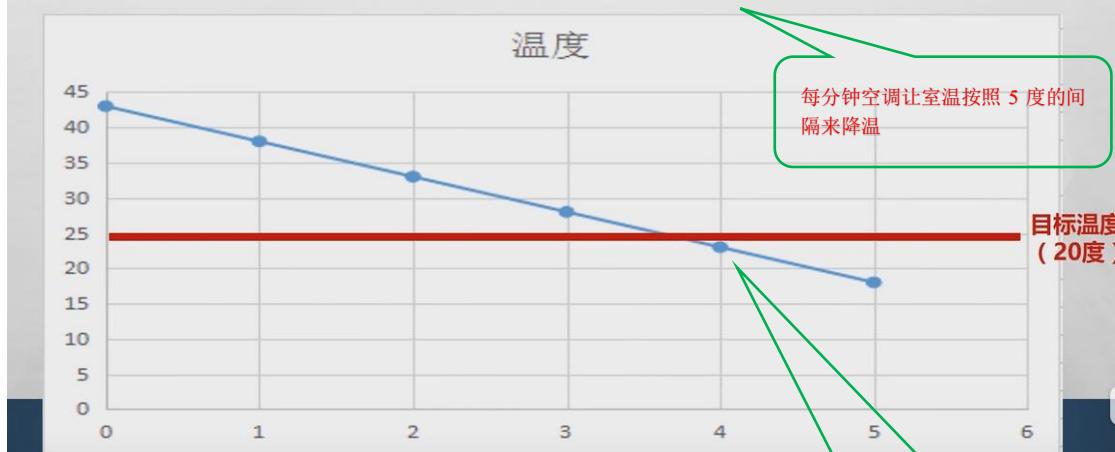


$$B = A - 5T$$

T:是时间单位

5:是我的空调发现室温高于
20度，那么空调按照每分钟
下降5度的方式操作

初始温度	一分钟后	两分钟后	三分钟后	四分钟后	五分钟后
43度	38度	33度	28度	23度	18度



那怎么做到不出现振荡呢？这时候就要用比例控制了。

比例公式

$$E = B - A$$

E:是室温和设定目标的温差

B:当前测量的室温

A:是设置降温到目标的温度

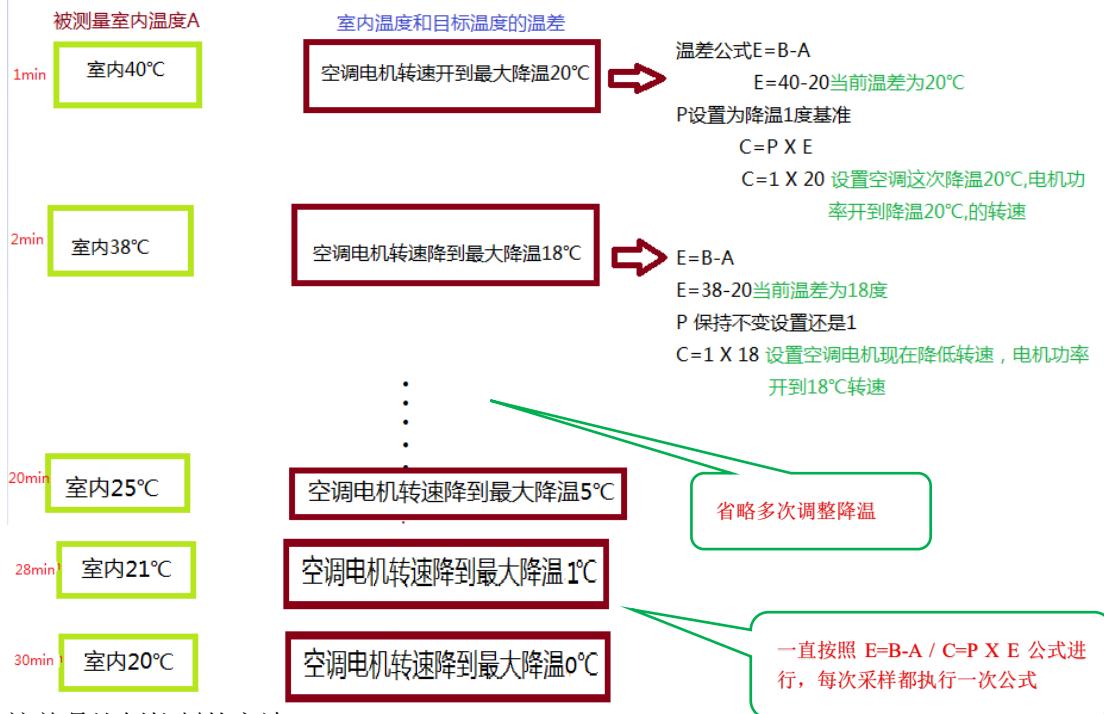
$$C = P \times E$$

C : 是控制空调每分钟下降多少度

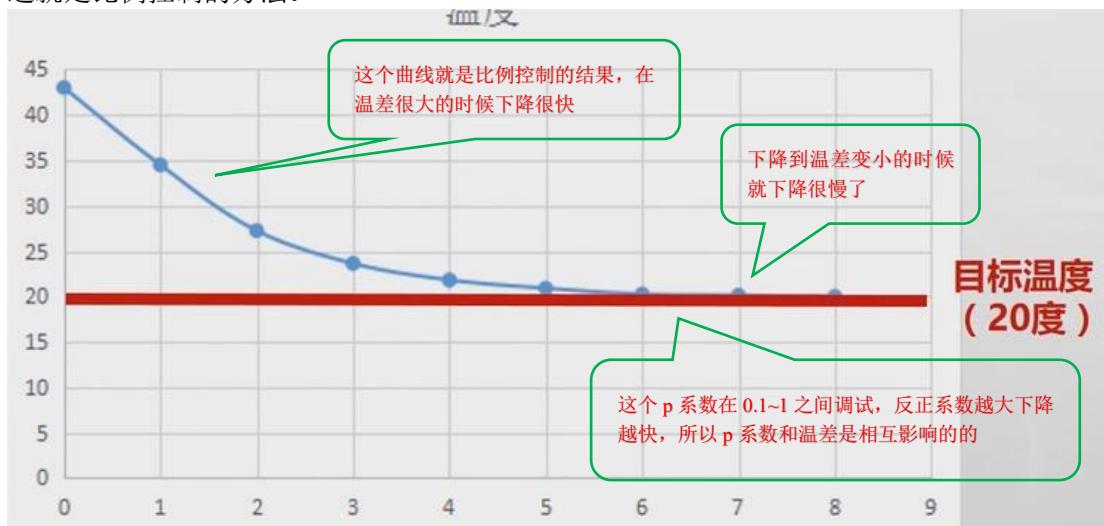
P: 比例参数，我们这里可以设置成1度(这个值自己根据实际调试后设置)，而不是5度，因为C的每次下降温度是根据PXE来决定的，所以每次下降温度不是死的

E : 第每次降温后，当前室温和设定温度的差值,由上面公式计算出来的

将上面两个公式联合起来使用



这就是比例控制的方法。



《巡黑线小车》

假设：

颜色传感器测到黑色部分数值显示10

测到白色部分数值显示80

黑白交接处数值10-80之间

设颜色传感器测到的数据为A

黑白中间值为 $(10+80)/2=45$

左右电机差速为U

系数P=0.5

工作原理函数如下：

$$U = (A - 45) \times P$$

我们初始设定：黑白中间值为45，比例系数P=0.5，测到白色是80，测到黑色是10

假设现在你小车放置在黑线的左侧

①当小车没有看到黑线时，传感器测到的数值是80左右（看到白色）

此时 $80-45=35, 35 \times 0.5=17.5$ ，所以此时我们以17.5的差速往右行驶。

②当小车看到黑线边缘时，数值开始降低至50

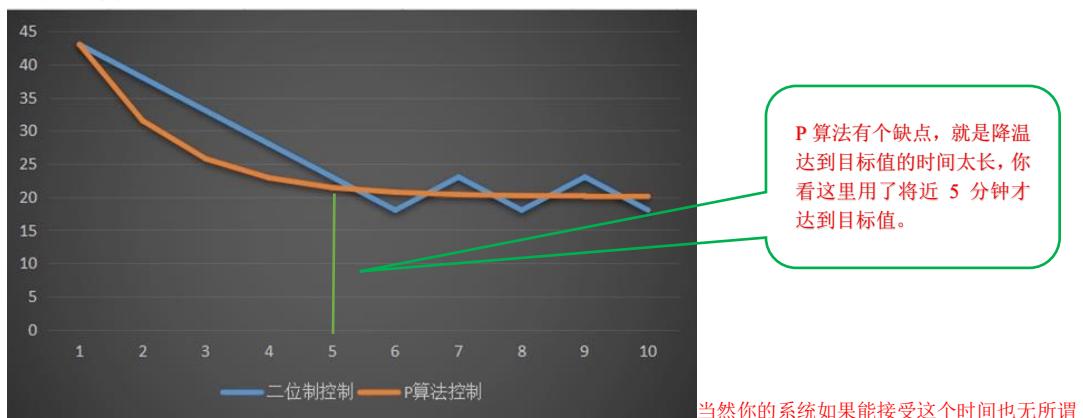
此时 $50-45=5, 5 \times 0.5=2.5$ ，所此时我们以2.5的差速往右行驶。

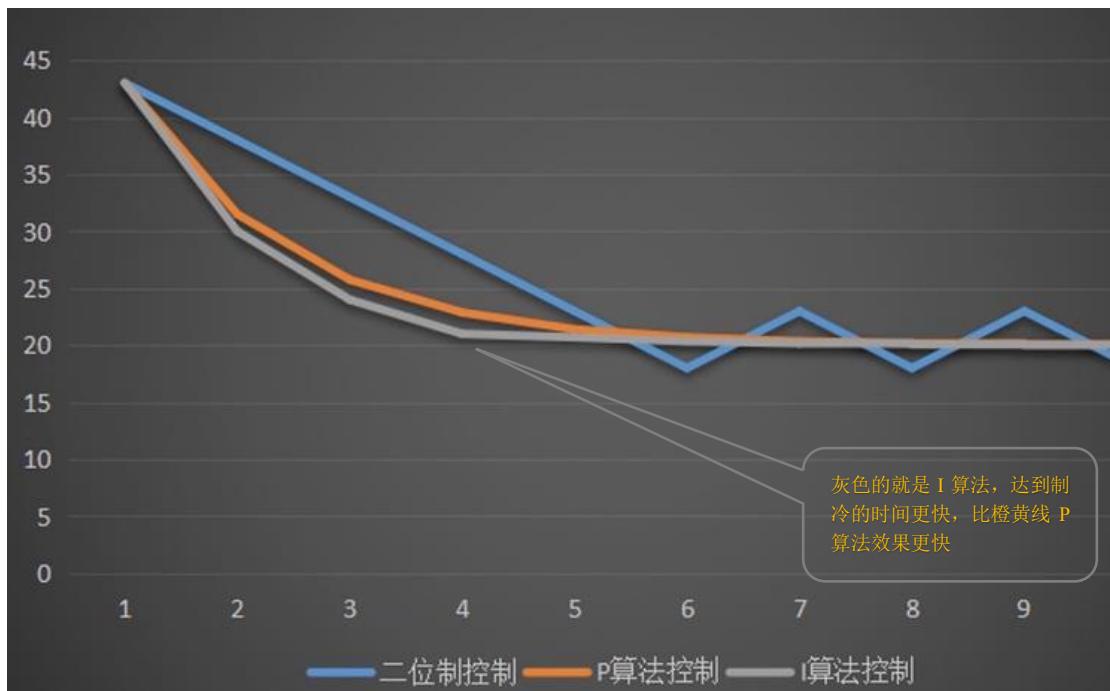
③当小车完全看到黑线时，数值降低至10

此时 $10-45=-35, -35 \times 0.5=-17.5$ ，所以此时我们以-17.5的差速往左行驶。

其他的情况自行类推，通过计算，可以更进一步体会到“P算法”的奥妙

积分 I 算法的用法





相当于 I 算法让曲线降温更剧烈而且在到达目标温度值的时候，不会降温太过低于了 20 度

我们假设当前温差为 E ，过去5次测得的温差分别为 $E1, E2, E3, E4, E5$ ，那么我们可以得到的工作函数如下：

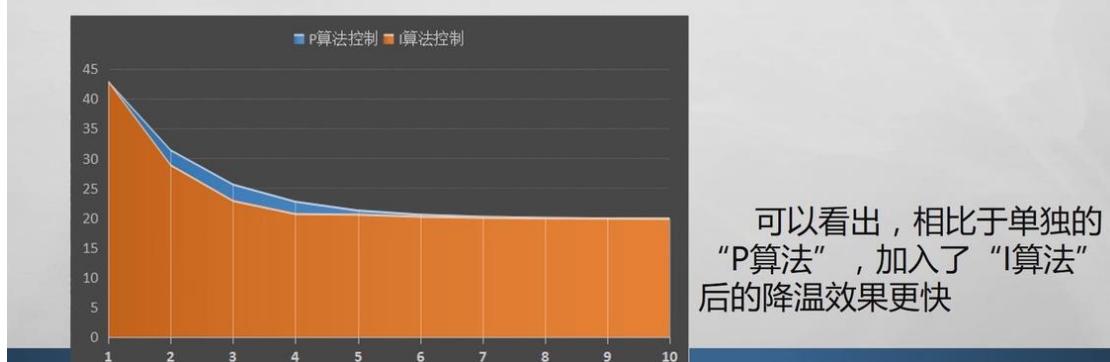
$$U (\text{制冷功率}) = (E1 + E2 + E3 + E4 + E5) \times I (\text{积分系数})$$

将 P 算法和 I 算法结合

$$U (\text{制冷功率}) = E \times P(\text{比例系数}) + (E1 + E2 + E3 + E4 + E5) \times I (\text{积分系数})$$

假设： $P=0.5$ ， $I=0.1$

则可以的到的控温图像与之前的“P算法”相对比的情况如下



微分 D 算法使用

D 算法是我们根据当前温差 E 和上一次测得的温差 E0,用 E 和 E0 对将来的数据进行预测,如果测算出来将来的温差很大,就加大电机降温制冷功率。

所以!我们使用导数方法来量化这个将来概念!

首先我们先测得当前温差E,再查询上一次温差E0,两次之间的间隔时间为t,我们对这组数据求时间间隔t导数!

则工作函数如下:

$$U(\text{制冷功率}) = [(E1 - E0) / dt] \times D(\text{导数系数})$$

其实意思就是单片机将上一次采集得温度和时间记录下来,然后将这一次采集温度和时间记录下来。 $(\text{上一次温度} - \text{这一次温度}) / (\text{上一次时间} - \text{这一次时间的时间差大小}) * D$ 人为设定的系数,得到让电机输出多少功率的值。

控制算法——PID的完整工作函数如下:

$$\begin{aligned} U(\text{制冷功率}) = & E(\text{温差}) \times P(\text{比例系数}) \\ & + (E1 + E2 + E3 + E4 + E5) \times I(\text{积分系数}) \\ & + [(E1 - E0) / dt] \times D(\text{导数系数}) \end{aligned}$$

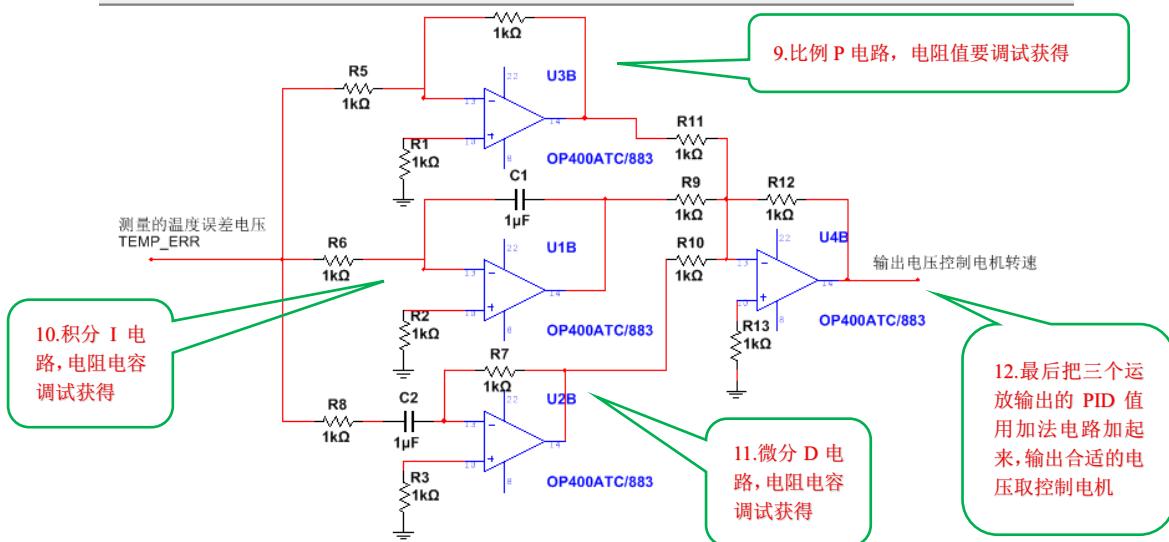
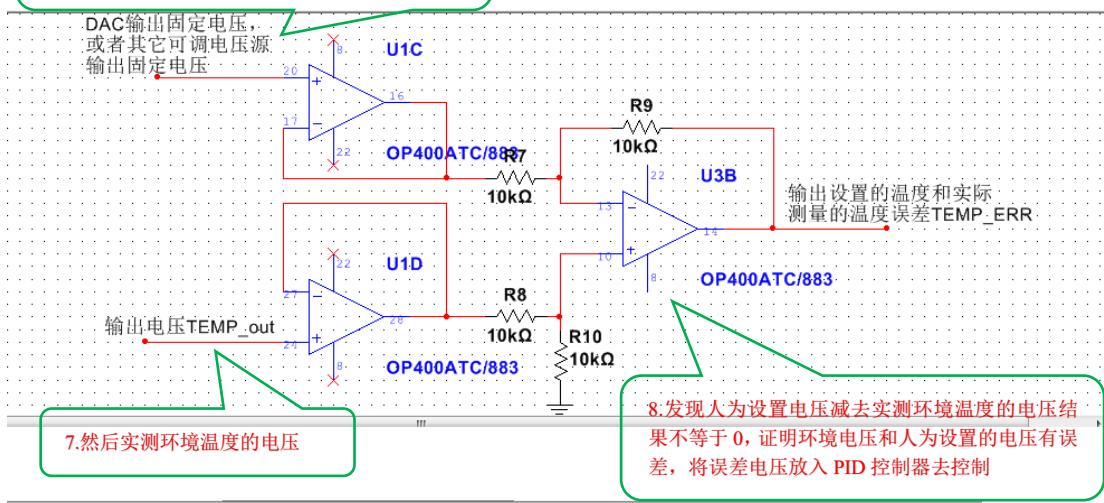
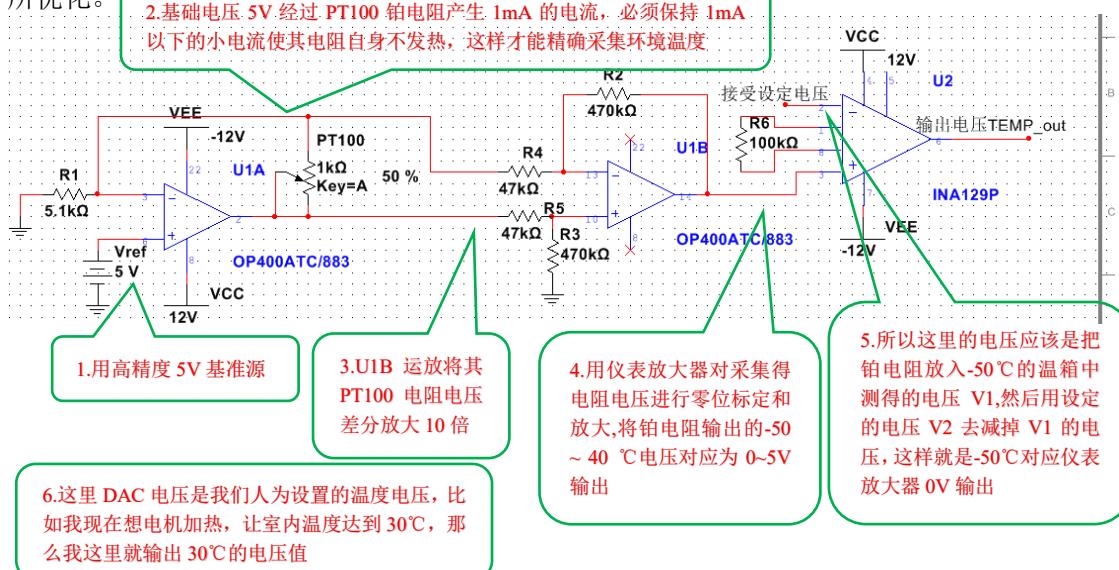
如果需要用到 P,I,D 三个环节,完整公式就是上面这样。

设计一个快速反应的温度传感器去驱动电机速度

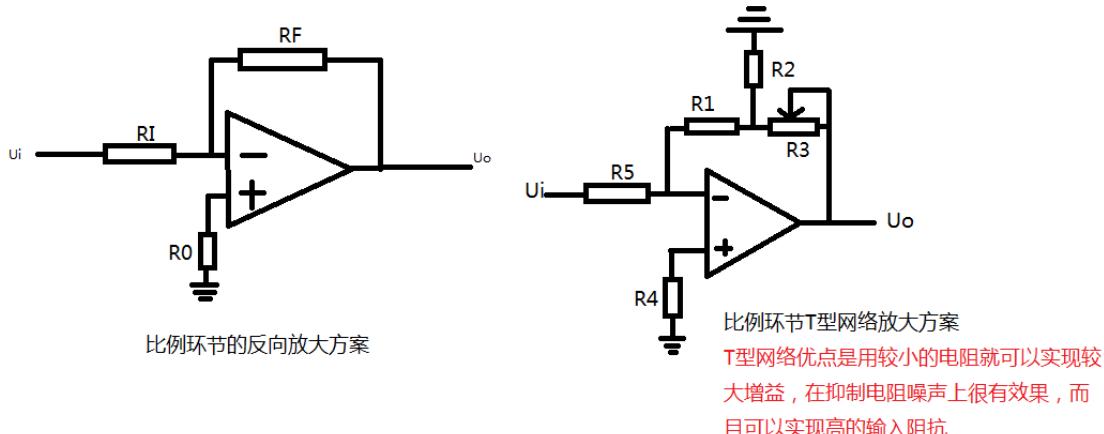
PT 铂电阻测温范围-200~800 度

热电偶测温范围 400~1800 度

所以热电偶测高温，PT 铂电阻测低温，但是根据工艺的改进，铂电阻和热电偶测温范围有所优化。



以上并联 PID 电路的比例,积分,微分参数在调试之前初始值如何选择呢？

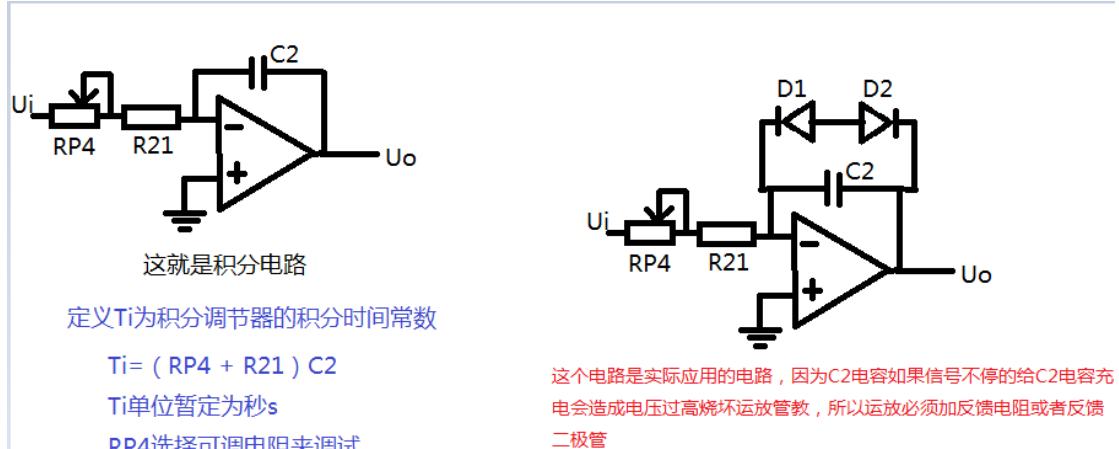


反向比例电阻取值和 T 型网络电阻取值去网上查，公式很多。

P 参数设置

如不能肯定比例调节系数 P 应为多少，请把 P 参数先设置大些（如 30%），以避免开机出现超调和振荡，运行后视响应情况再逐步调小，以加强比例作用的效果，提高系统响应的快速性，以既能快速响应，又不出现超调或振荡为最佳。

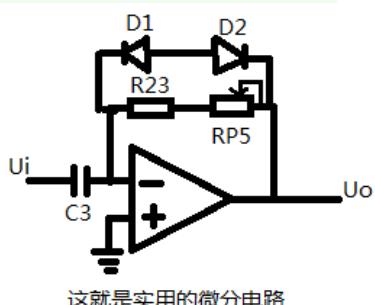
下面着重来讲讲积分电路和微分电路的电阻电容取值



积分常数初始值如何获取？

I 参数设置

如不能肯定积分时间参数 I 应为多少，请先把 I 参数设置大些（如 1800 秒），($I > 3600$ 时，积分作用去除) 系统投运后先把 P 参数调好，尔后再把 I 参数逐步往小调，观察系统响应，以系统能快速消除静差进入稳态，而不出现超调振荡为最佳。



T_d 微分常数

$$T_d = (RP5 + R_{23})C3$$

T_d 单位暂定为秒

D 参数设置

如不能肯定微分时间参数 D 应为多少，请先把 D 参数设置为 0，即去除微分作用，系统投运后先调好 P 参数和 I 参数，P、I 确定后，再逐步增加 D 参数，加微分作用，以改善系统响应的快速性，以系统不出现振荡为最佳，(多数系统可不加微分作用)。

以上就是自动控制系统 PID 电路设计原理，我们用了三个运放做 PID 电路，这种方式叫做并联式 PID 电路，控制效果最好成本最高，因为运放多嘛，PID 参数整定好修改，。

下面介绍一种低成本的串联式 PID 控制电路这种电路就是成本低参数不好修改。

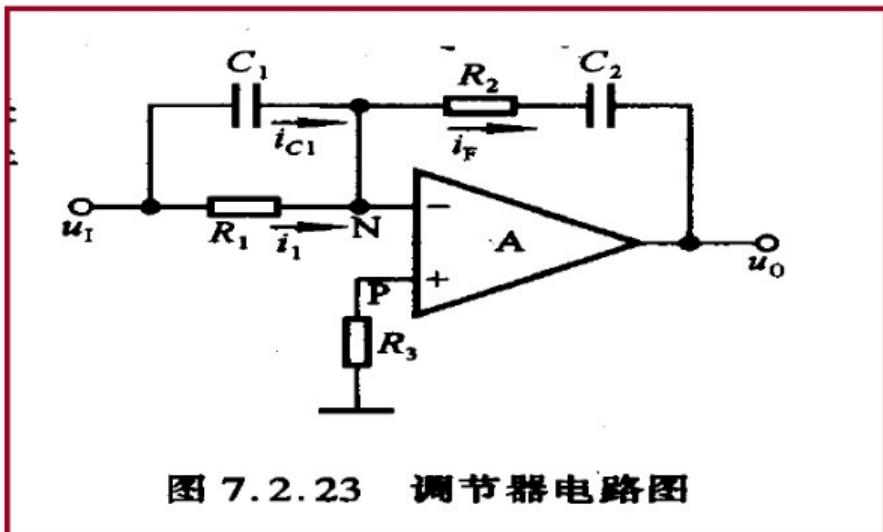
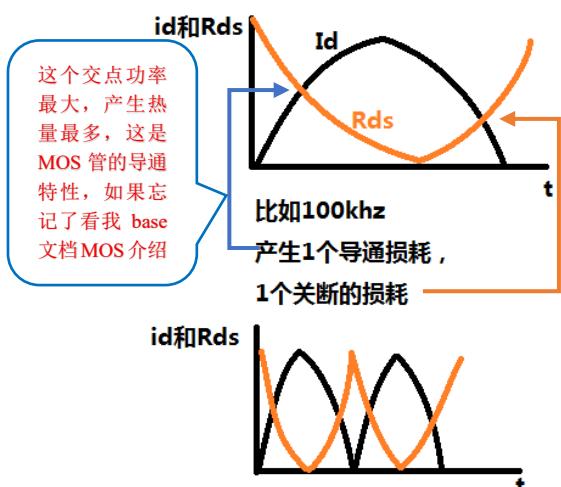
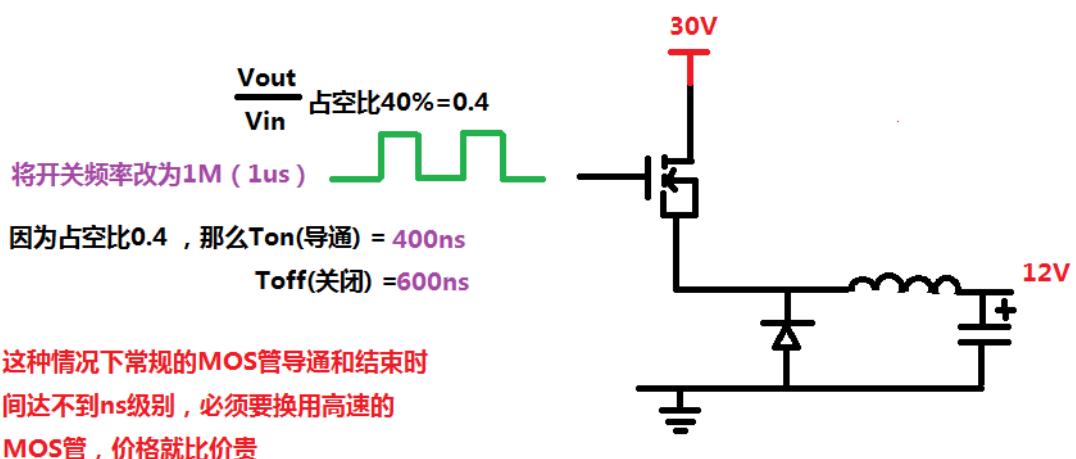
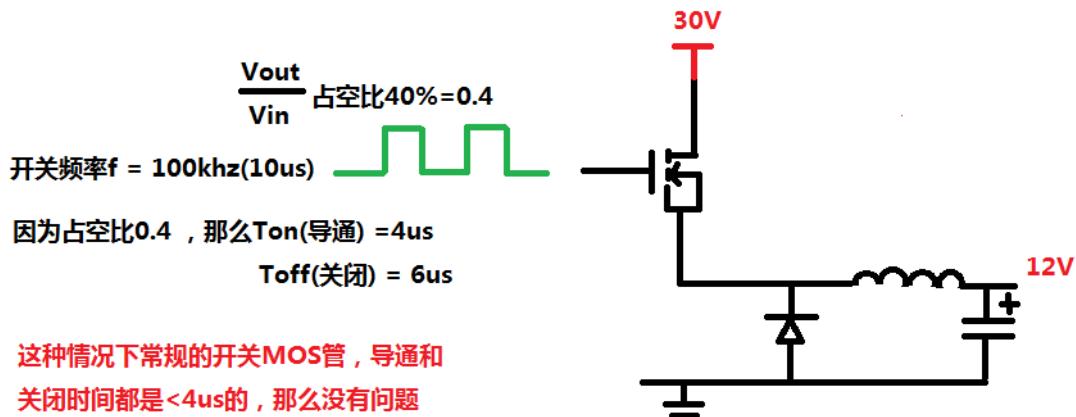


图 7.2.23 调节器电路图

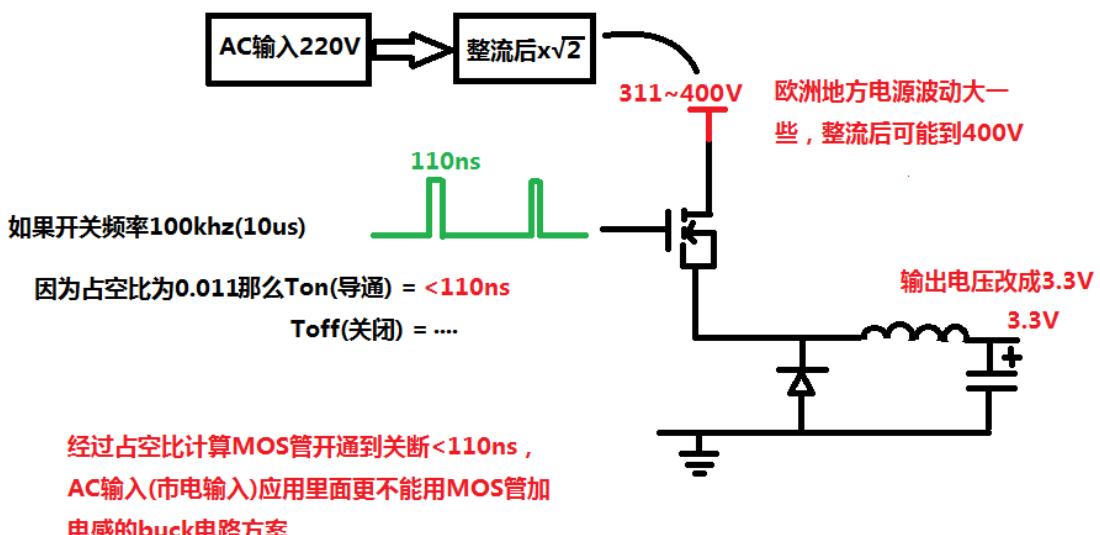
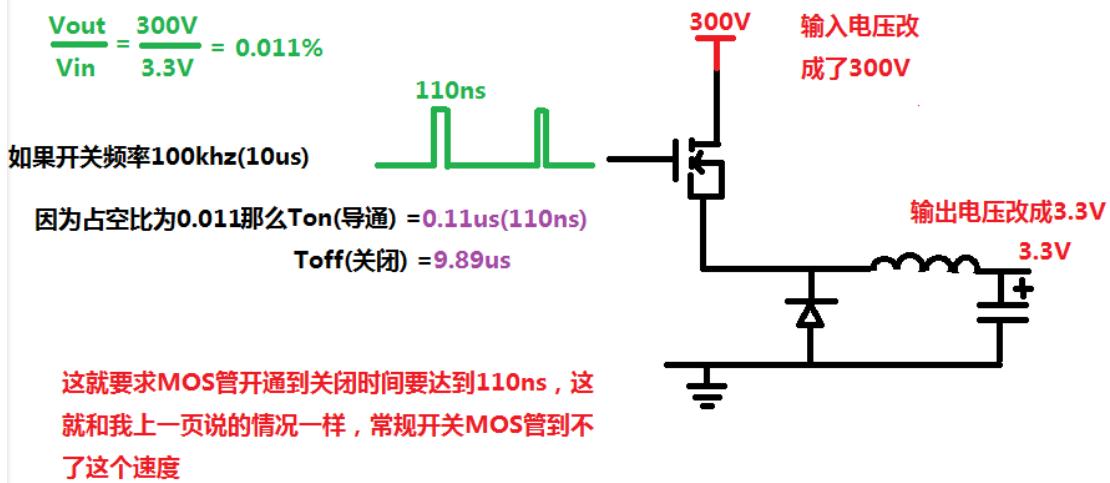
$$u_o = -\left(\frac{R_2}{R_1} + \frac{C_1}{C_2}\right)u_I - R_2 C_1 \frac{du_I}{dt} - \frac{1}{R_1 C_2} \int u_I dt$$

反激式开关电源设计

电感式 buck 电路，DC/DC 电源的一些缺陷

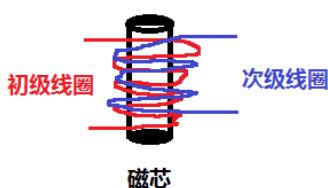


所以开关频率越高，MOS管的导通损耗和关断损耗次数越多，就越容易发热。电源的输出电流就是 Id 电流，Id 电流要流过 MOS 管的 DS 之间，所以和 DS 之间的 Rds 参数的功率导致发热严重。MOS 管只适合用于几百 khz 的开关频率。



这就是 BUCK 电路的缺陷，BUCK 电路只能用在压差不大，比如 30V~12V, 12V~5V, 5V~3.3V 这种降压范围。而且开关频率只能在几百 khz 范围使用。

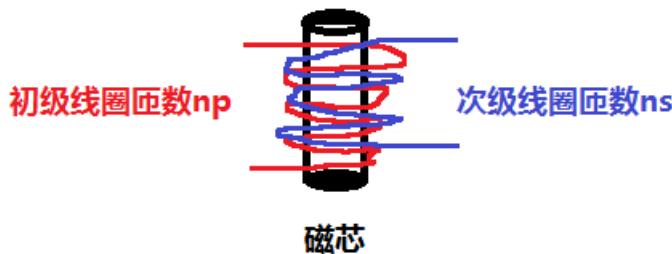
下面讲反激式电源，先讲变压器



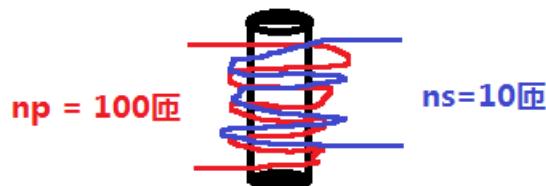
初级线圈和次级线圈都绕制在一个磁芯上面，那它们两个线圈的磁通变化量是相等的

$$\text{磁通变化率} = \frac{d\Phi}{dt} \quad \text{意思就是在一定时间内磁通多大的变化}$$

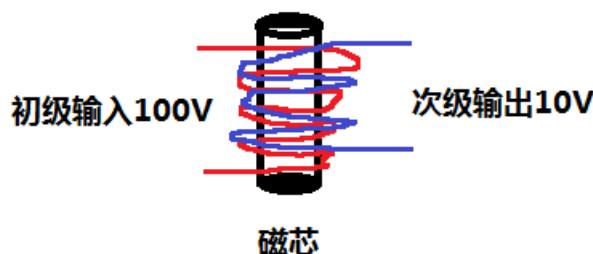
磁通变化量决定了次级的电压和能量



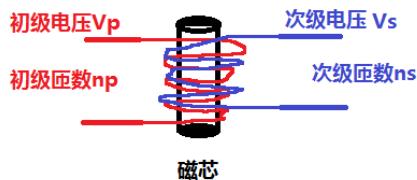
$$\text{匝数比 } n = \frac{np}{ns}$$



$$\text{匝比} = \frac{np}{ns} = \frac{100}{10} = 10$$



因为匝比是10，那么就是输入电压/匝比得到输出电压



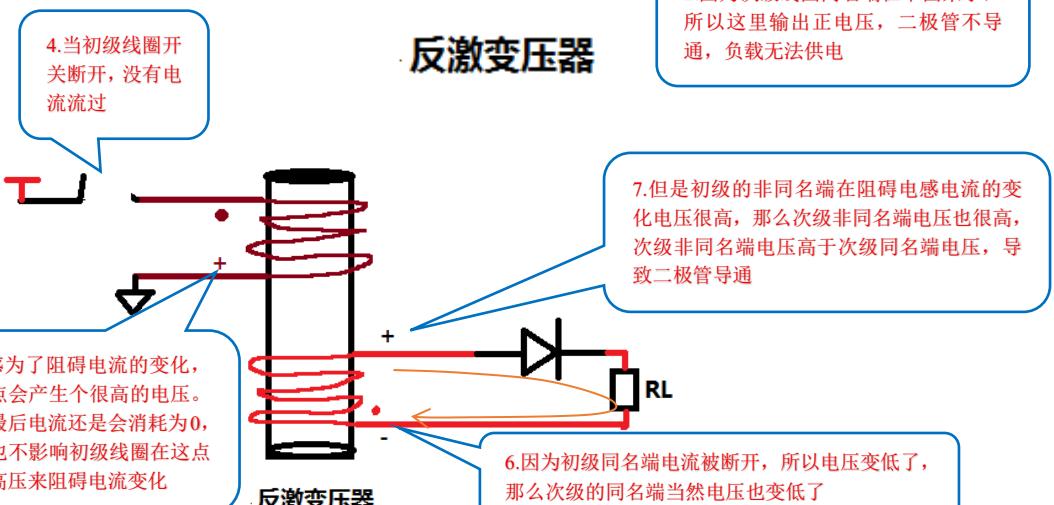
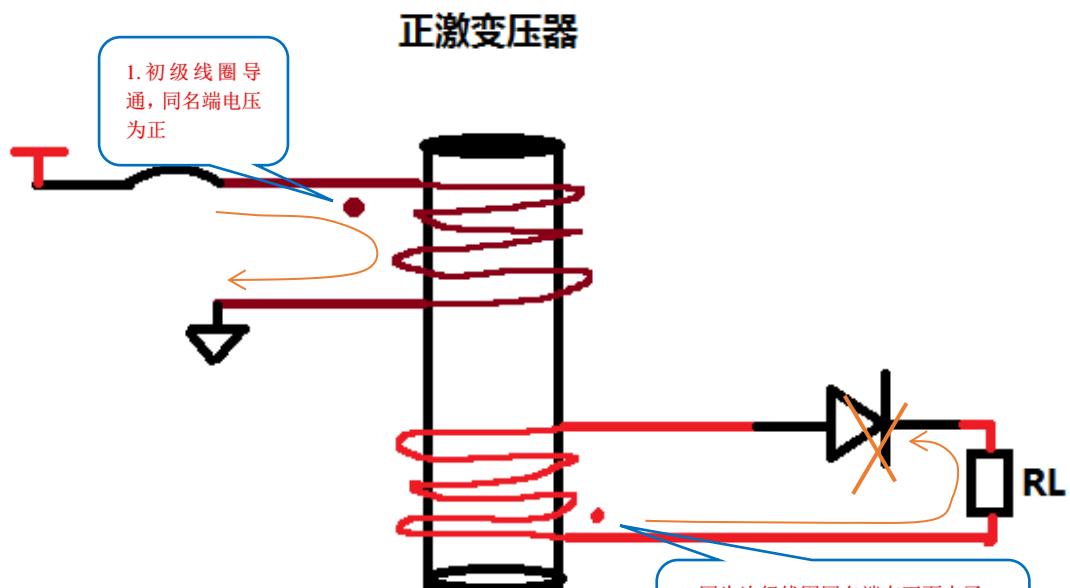
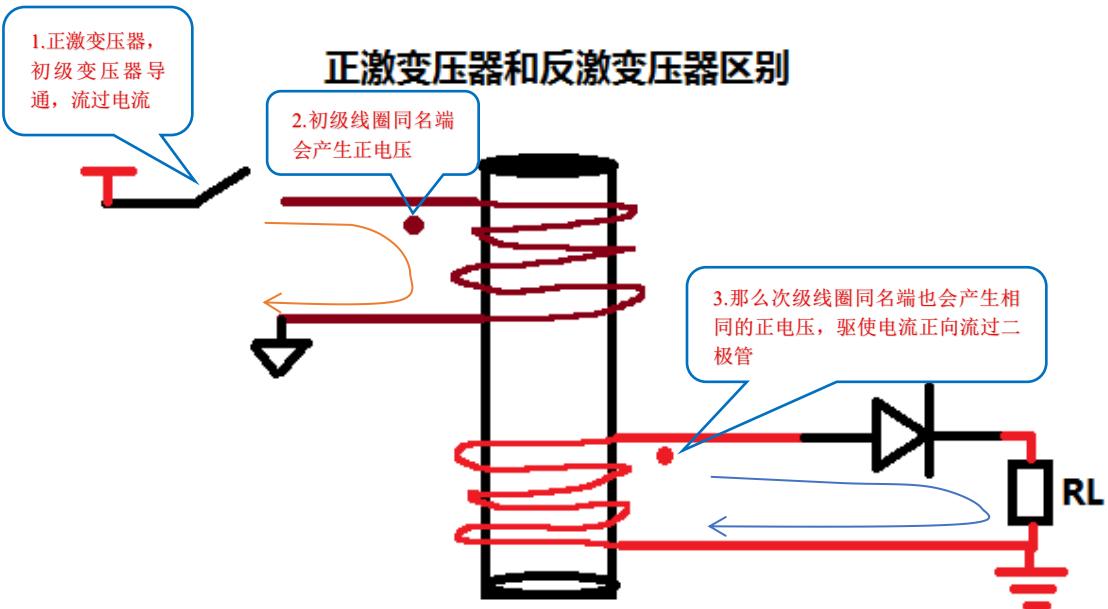
$$V_p = -np \frac{d\Phi}{dt} \quad np = \text{磁通量变化} \times \text{初级匝数} = \text{初级电压}$$

因为磁通量的变化是由电流变化引起的，所以初级线圈又在抑制电流的变化，电感讲过，抑制电流变化那么电感上的电压是相反的，所以初级线圈 $V_p = -V_p$

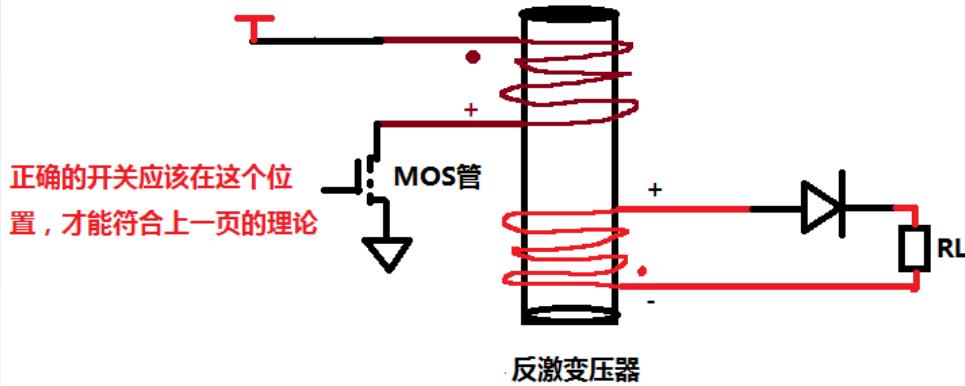
$$V_p = -np \frac{d\Phi}{dt}$$

$$Vs = -ns \frac{d\Phi}{dt} \quad \text{次级线圈一样的公式}$$

$$\text{匝比 } n = \frac{V_p}{Vs} = \frac{-np}{-ns}$$

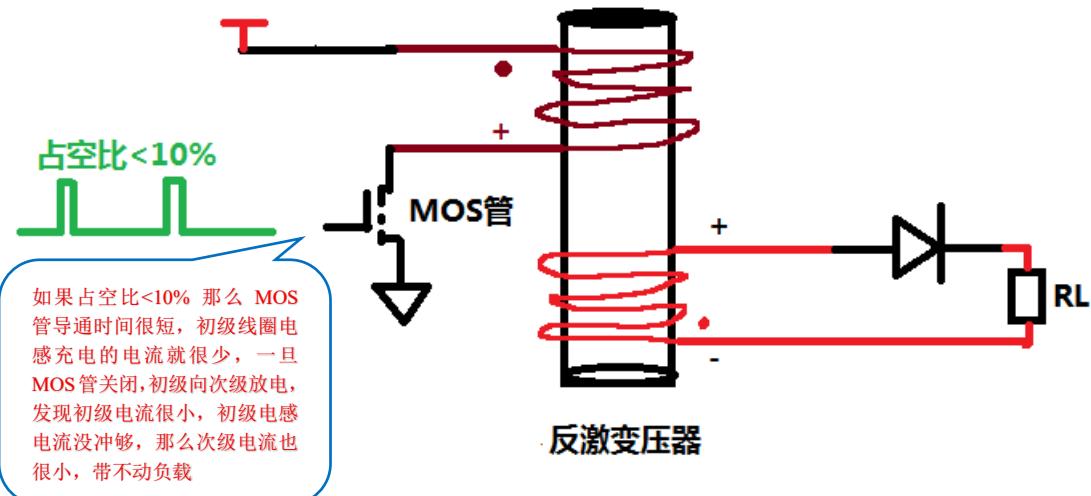
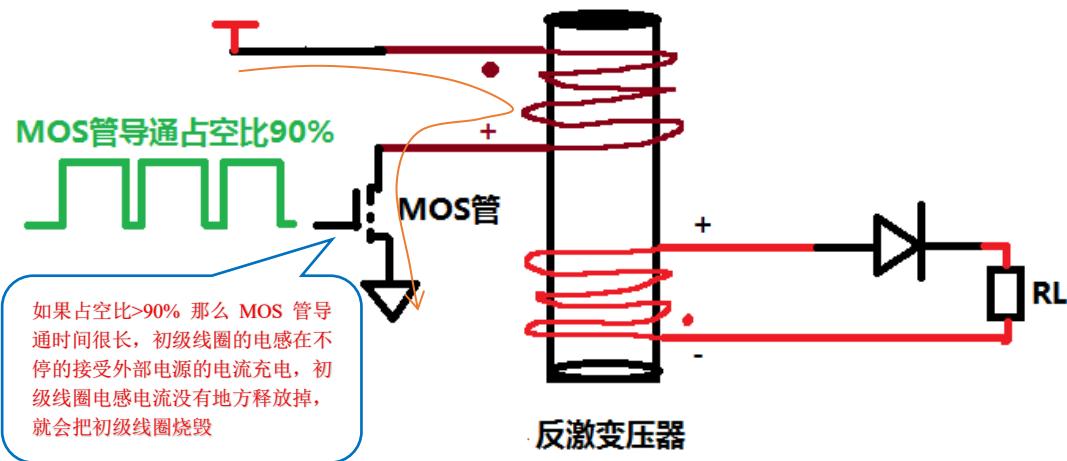


所以正激和反激的区别就是变压器初级同名端和次级同名端的位置区别。同名端的不同决定了次级线圈输出的电压方式不同。

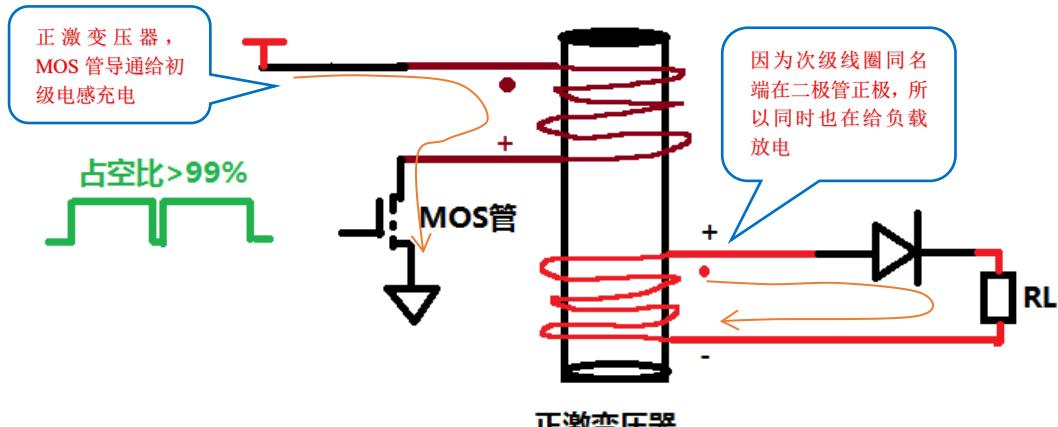


所以 MOS 管关断，导致次级二极管导通传递能量这种电路叫做反激。
MOS 管导通，次级二极管传递能量的电路叫做正激。

反激式开关电源占空比计算

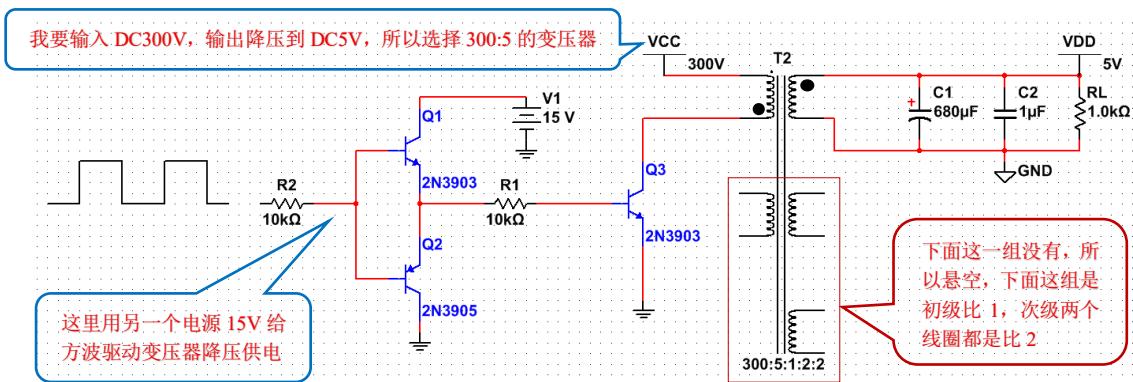


所以最大的占空比不要超过 50%，但是也不能太低。假如用 50% 占空比给初级电感充电，正好还有 50% 占空比交给次级线圈把初级电感的电放完，如果占空比 70%，那么充电 70%，放电 30%，初级电感的电可以放完吗？久而久之烧毁电感。
所以反激开关电源只有 50% 占空比存储能量，50% 释放能量，所以功率很小，只能做 100W 以内的电源。

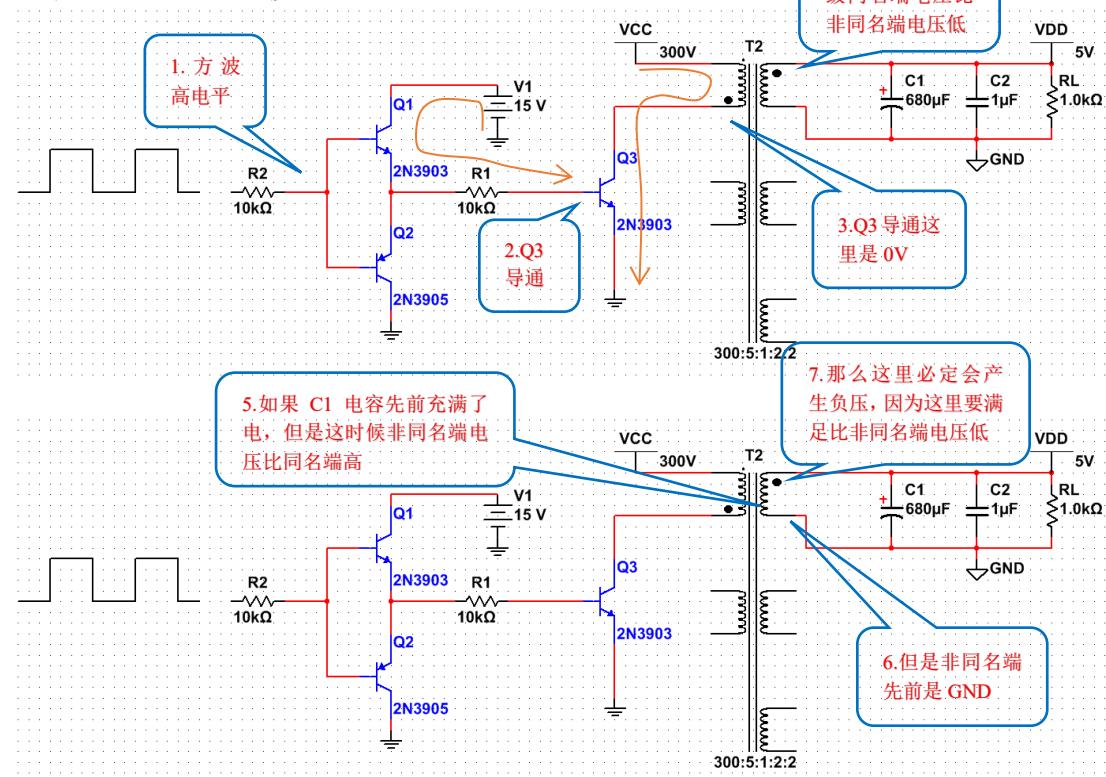


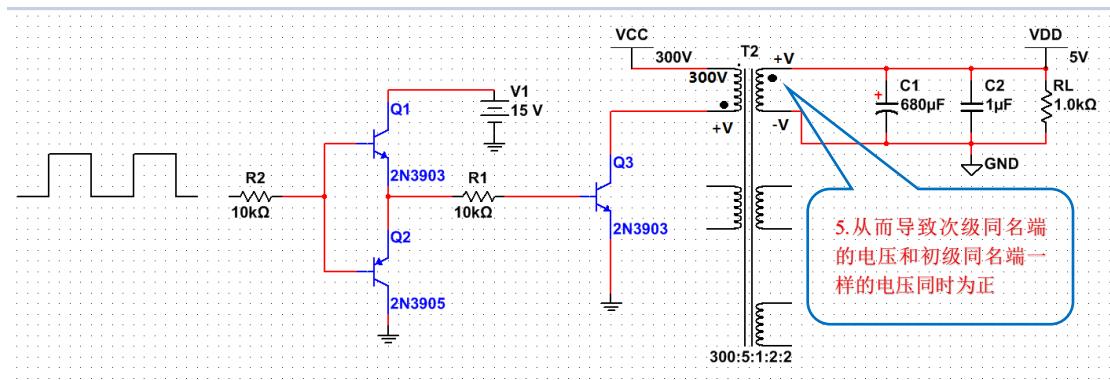
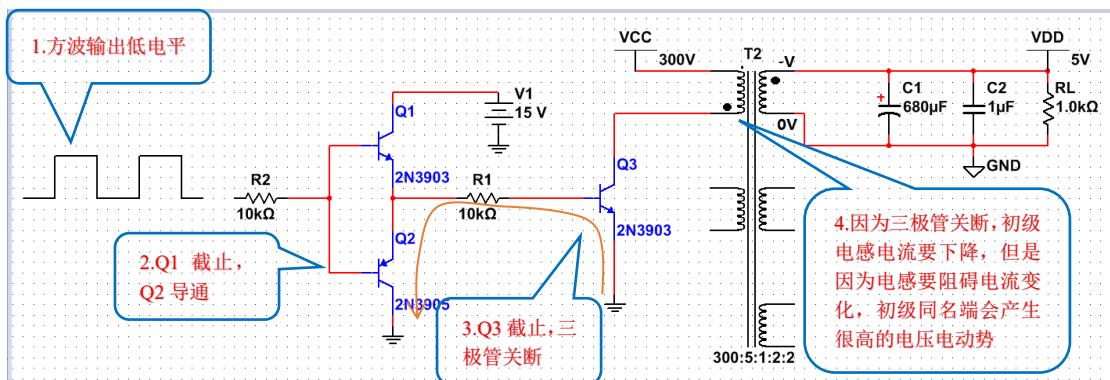
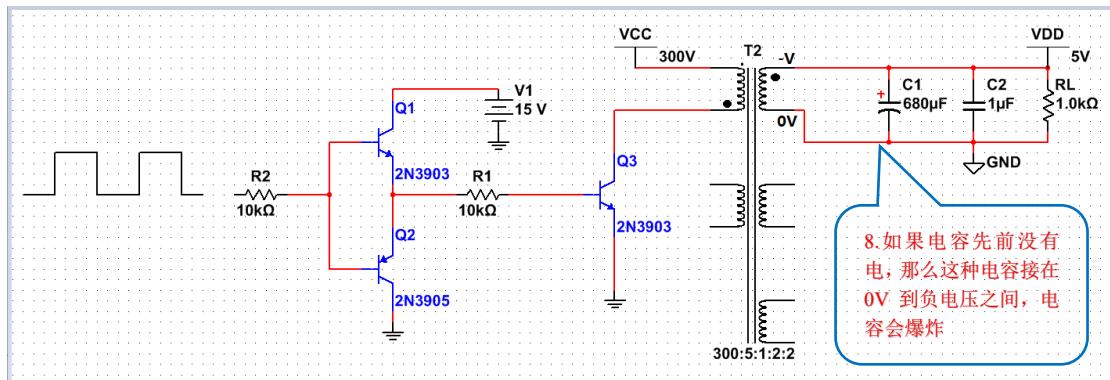
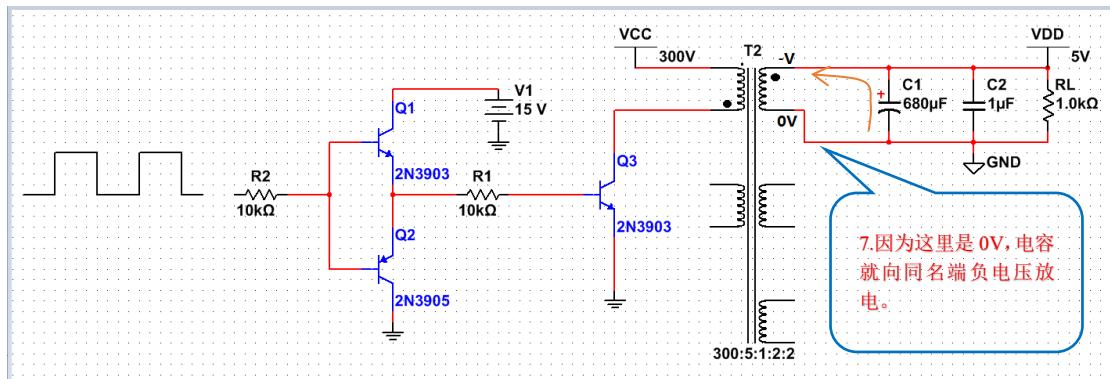
正激变压器

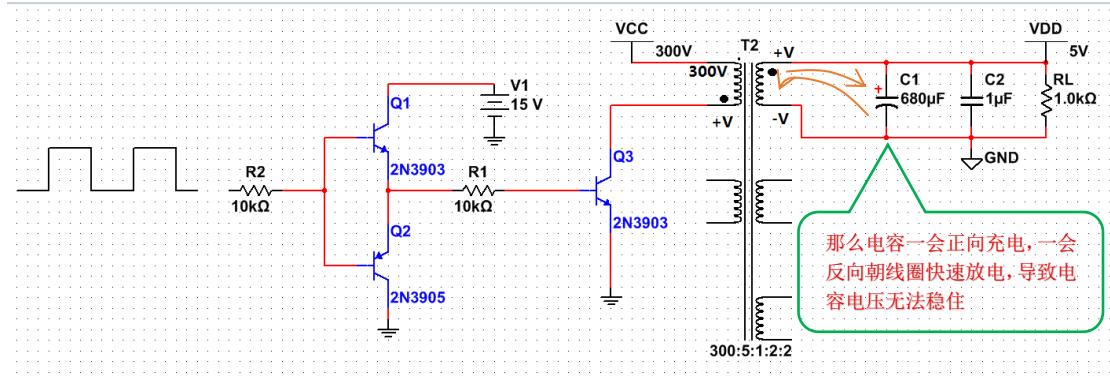
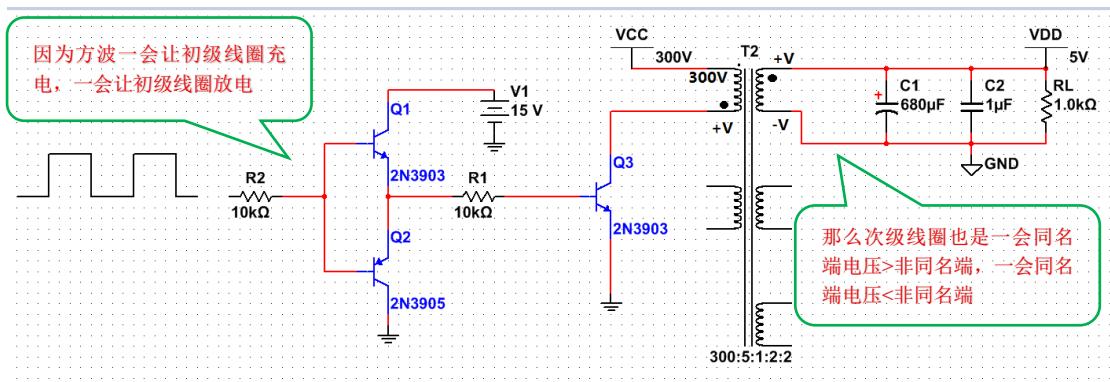
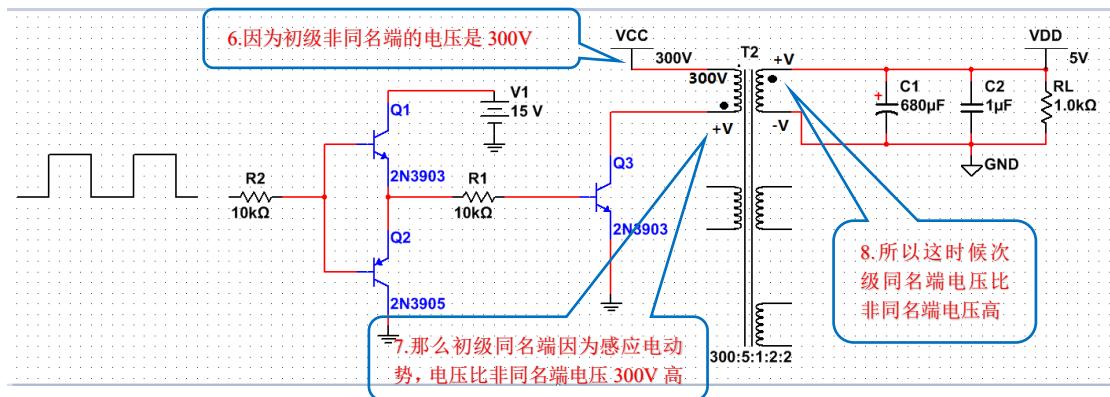
所以正激开关电源占空比做到 99% 都没有问题，因为初级电感在充电的时候，同时也在给次级线圈放电，所以初级电感不会被烧，那么功率可以做到 $>100W$ 以上。



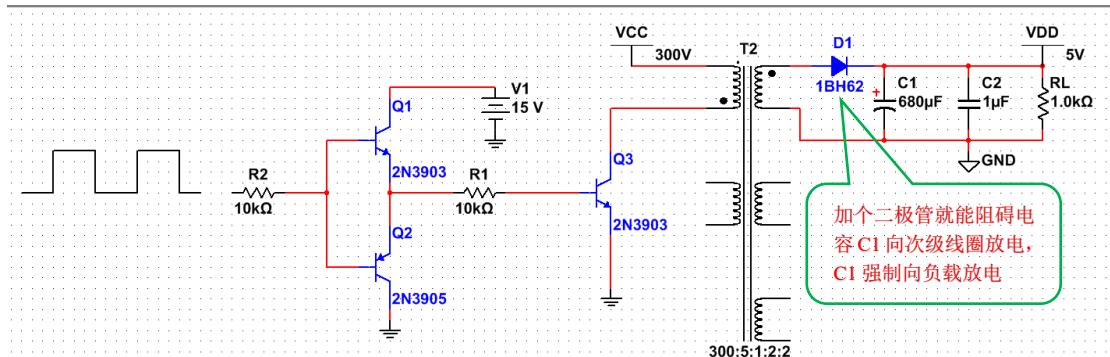
这个反激电源工作模式如下:

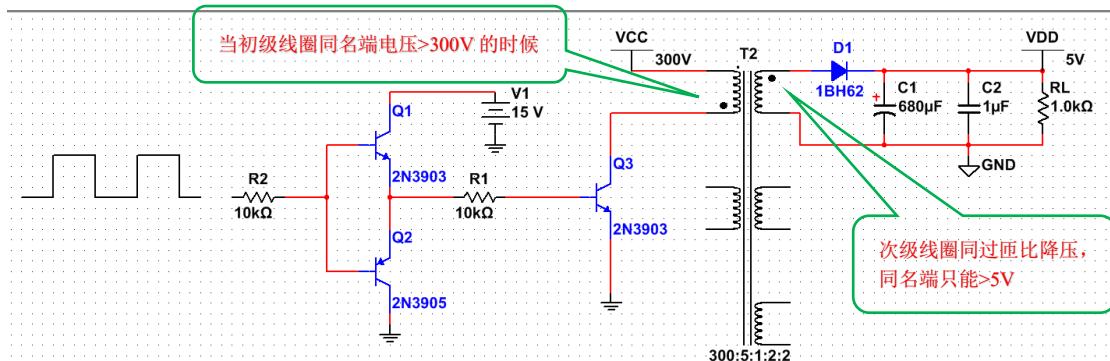
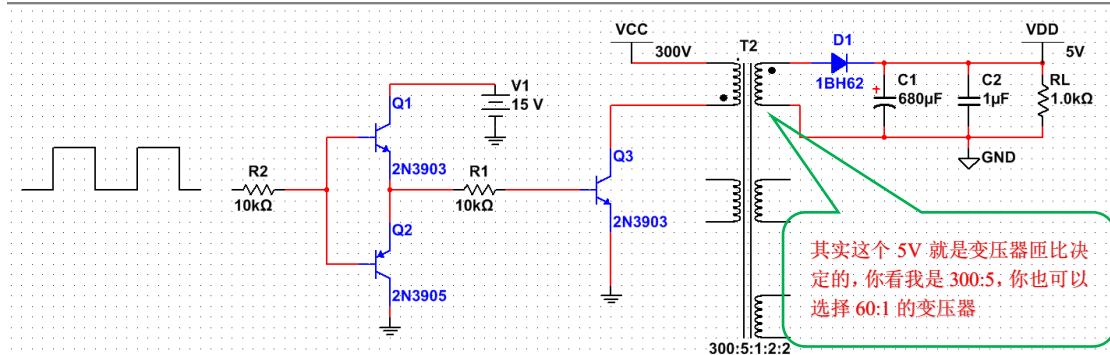
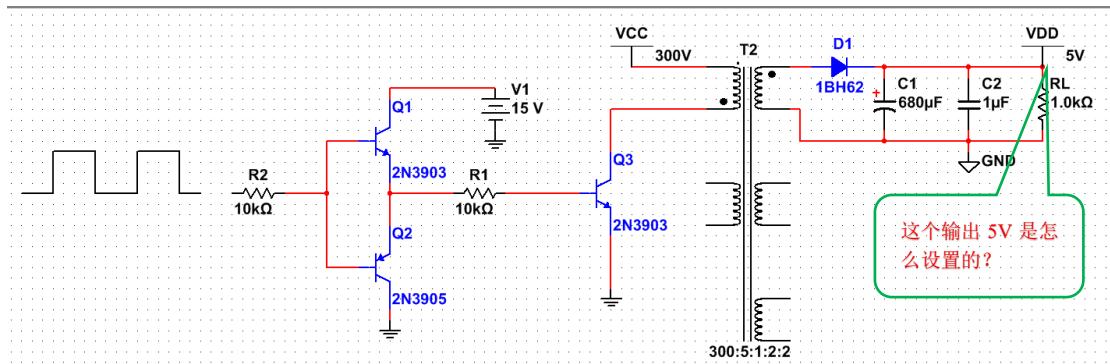




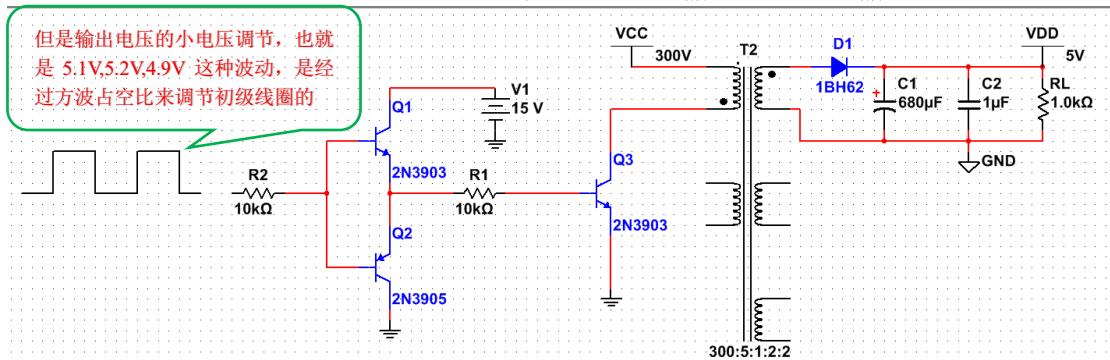


所以我们要方波在高电平的时候，次级线圈同名端电压这时低，C1 电容不准向次级线圈放电，而是强制向负载方向放电。

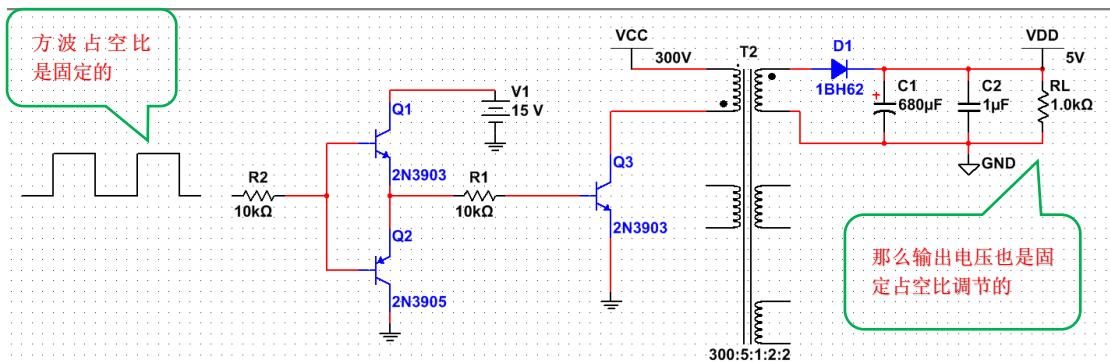




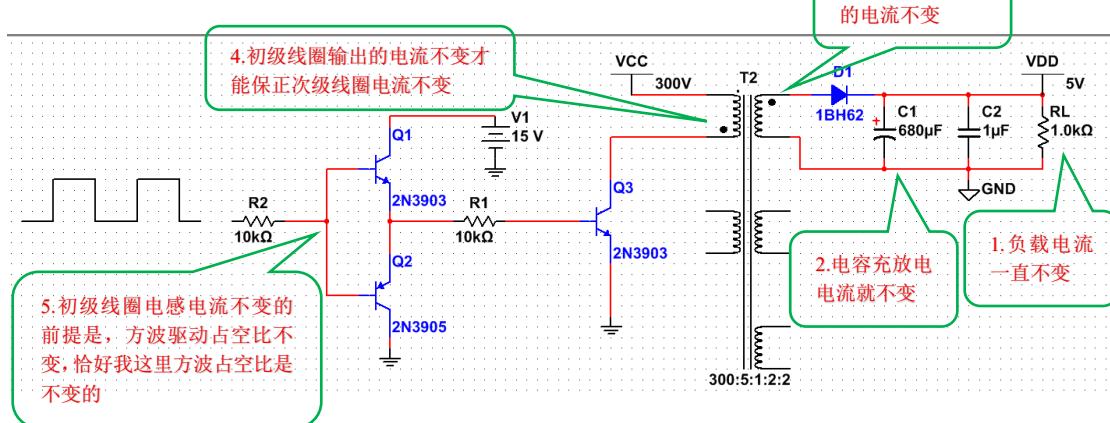
所以大电压调节是交给变压器匝比解决的，比如输入 300V，输出 5V。



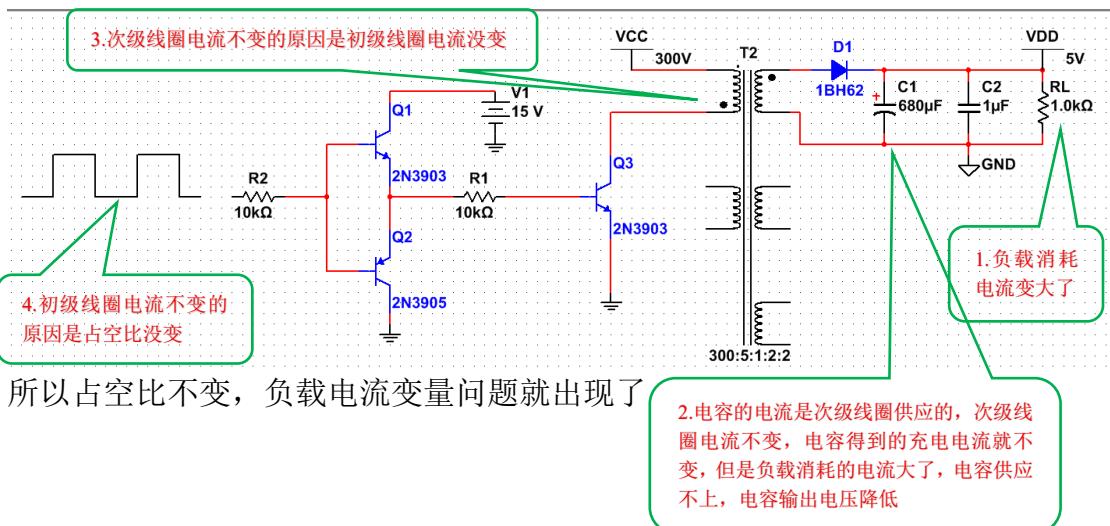
下面分析下现在这个反激电路的优劣



那么这种电路要求 RL 负载电流必须是稳定的，如果是用在固定数量和功率的灯泡，或者固定的阻性负载上是没有问题的。但是如果用在单片机，CPU 上就不行，因为单片机 CPU 的 IO 口电压是不停的变化的，而且单片机驱动的电路电流也是随单片机在不停的变化的，像 CPU 这种电压变化次数能达到 1Ghz，所以这个电源用固定占空比来调节是不行的。下面分析细节：



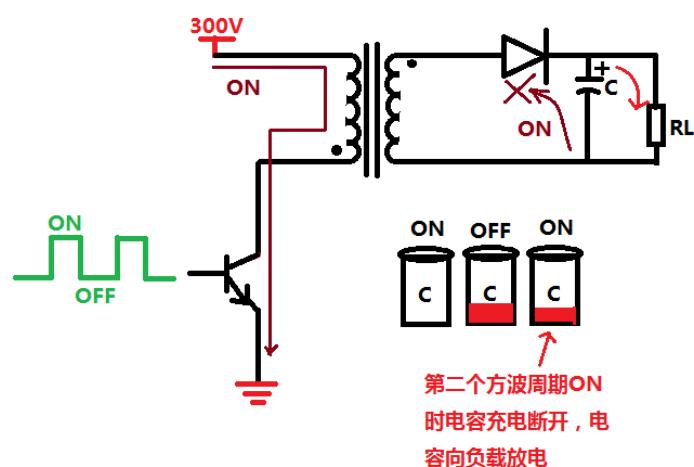
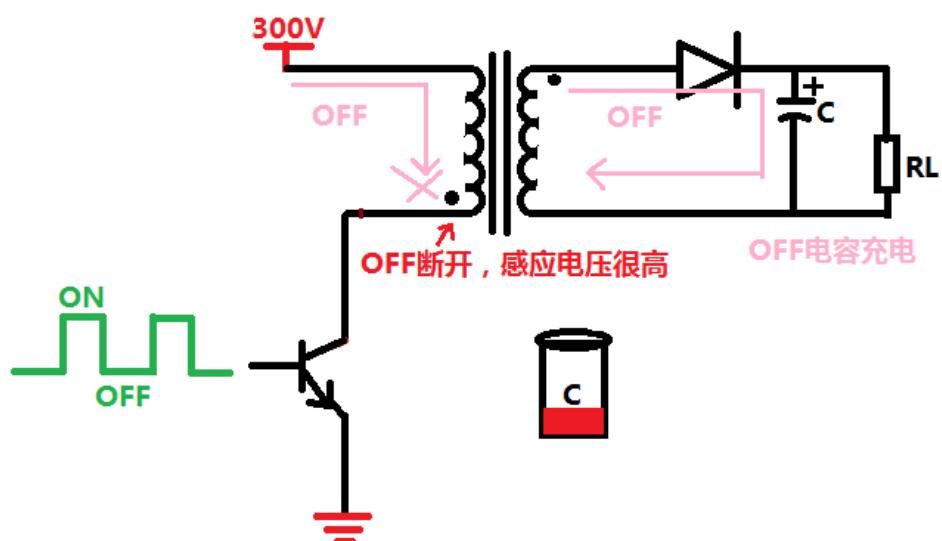
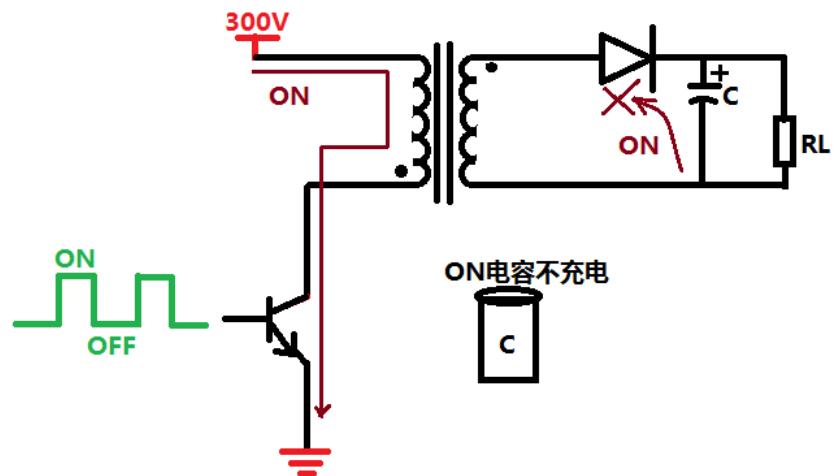
所以以上分析在负载不变的情况下是可以的。

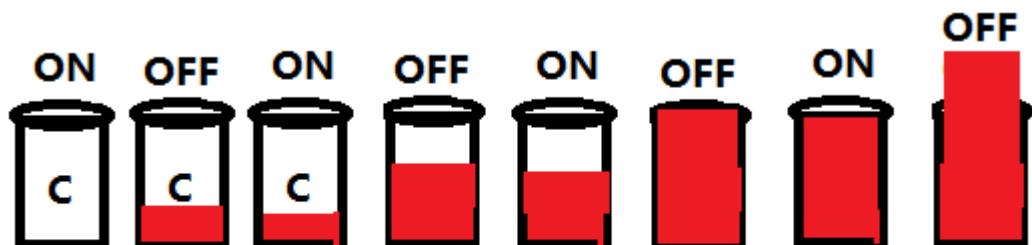
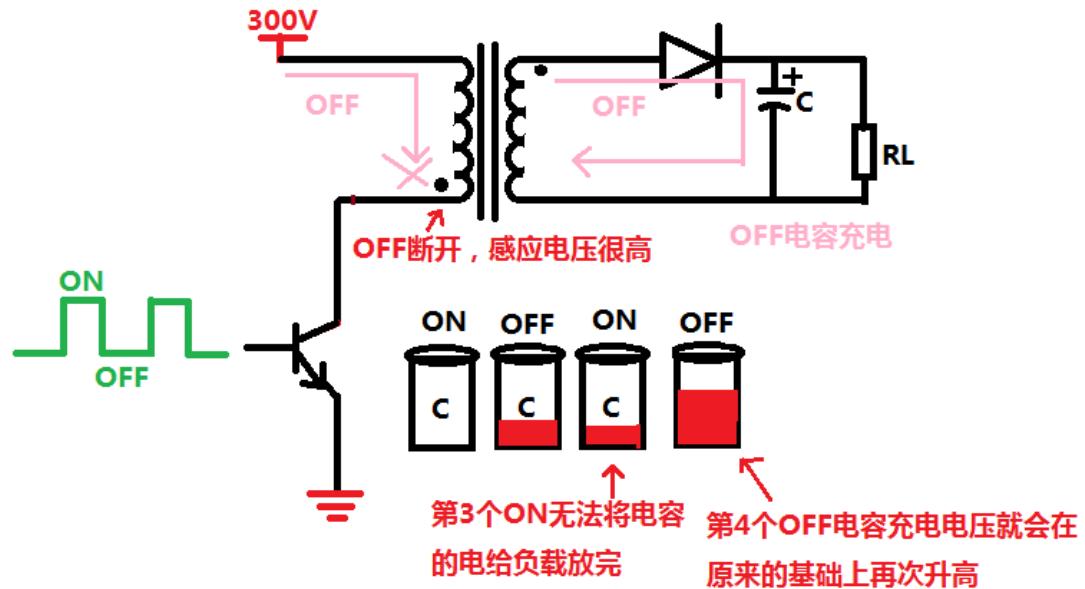


所以占空比不变，负载电流变量问题就出现了

反之，如果负载电流变小了， $C1$ 电容上的电压就会变得很大，因为初级线圈占空比固定的，所以无法调节次级线圈能量。

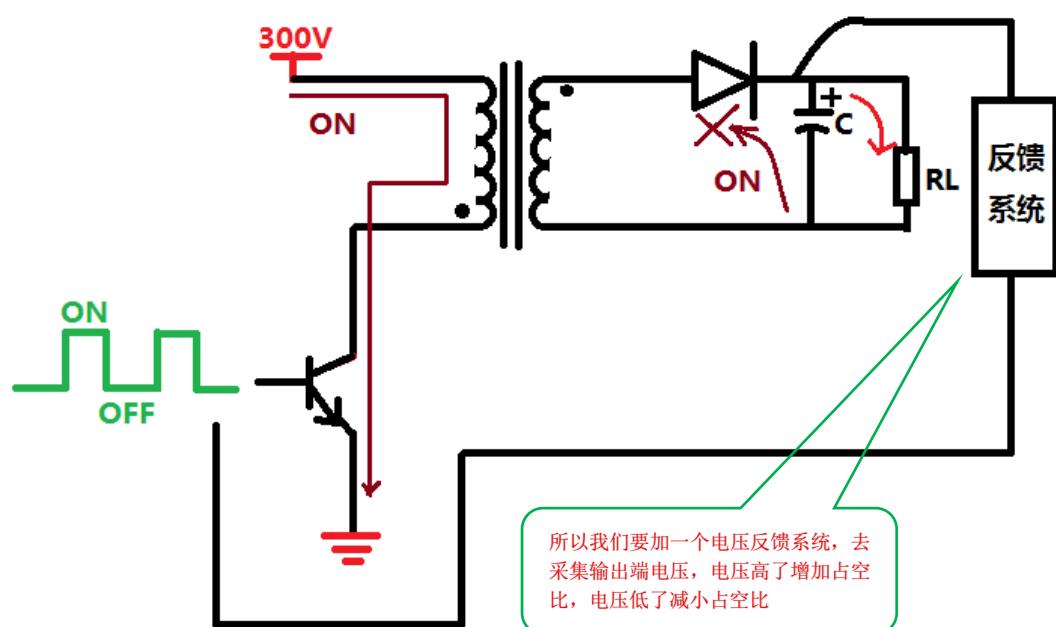
C1 输出电容在固定占空比下电压的问题

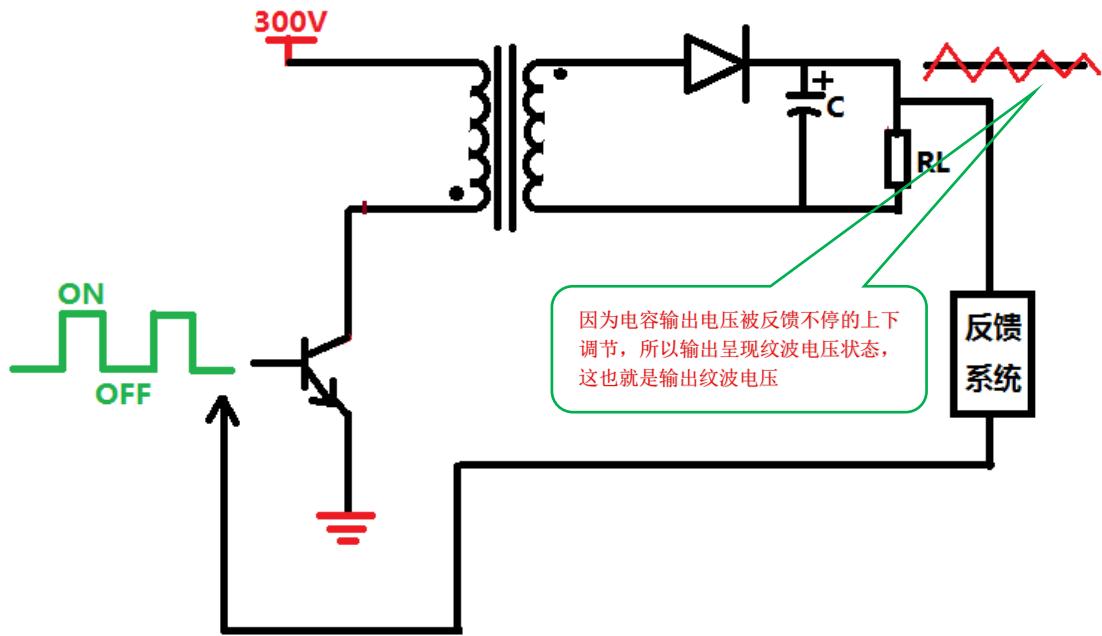




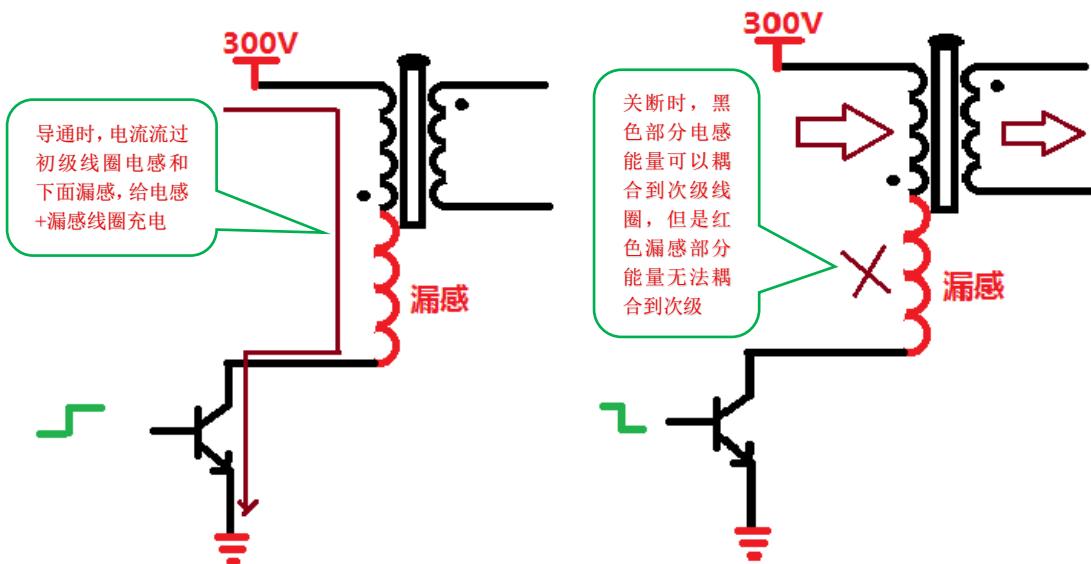
每个周期这样下去，电容直接充爆，电压过高损坏负载

所以说这就是固定占空比的问题，如果负载在变化，电容充电也得不到控制，那么就会出现这种危险现象。

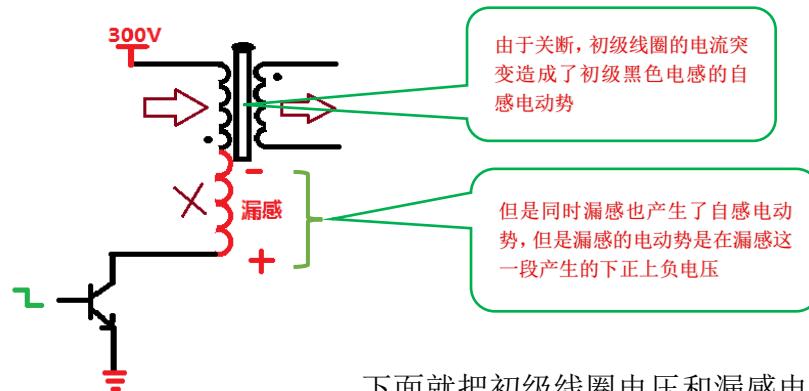




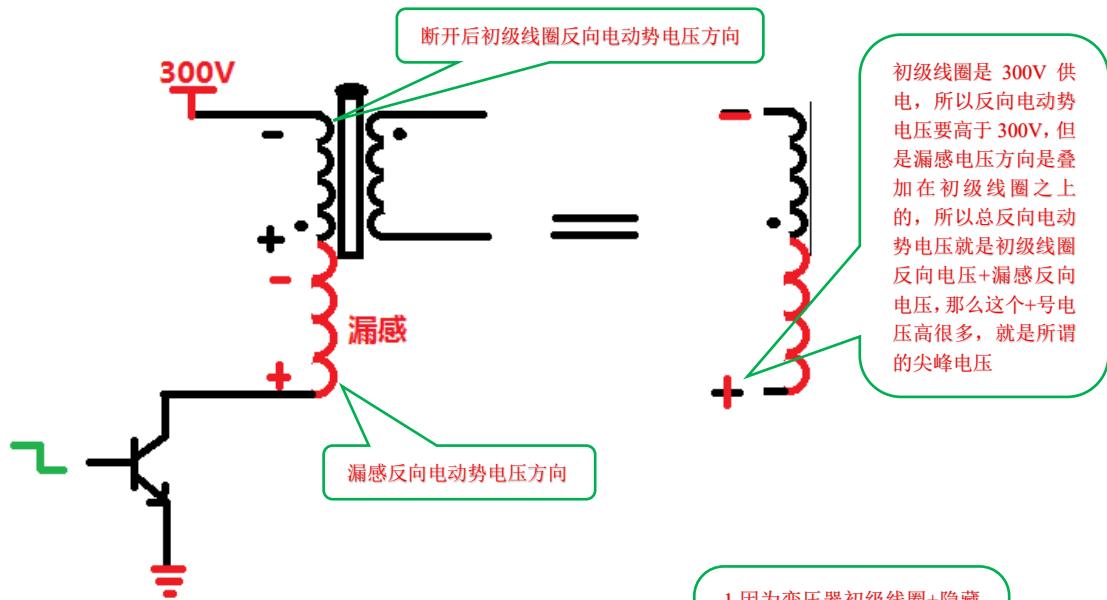
变压器和电感的区别就是变压器会产生漏感



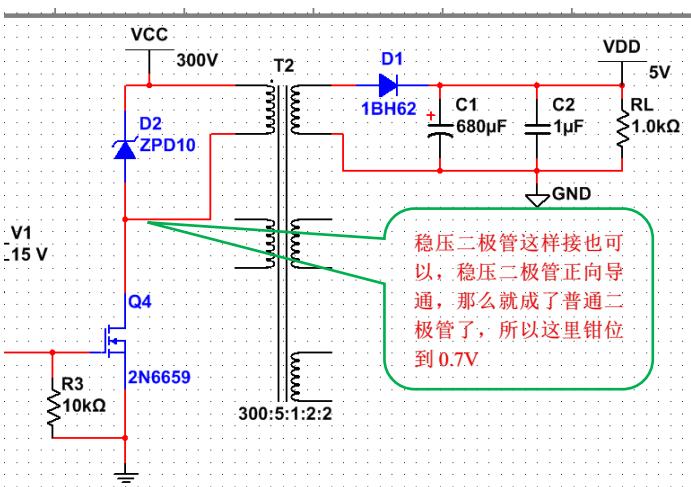
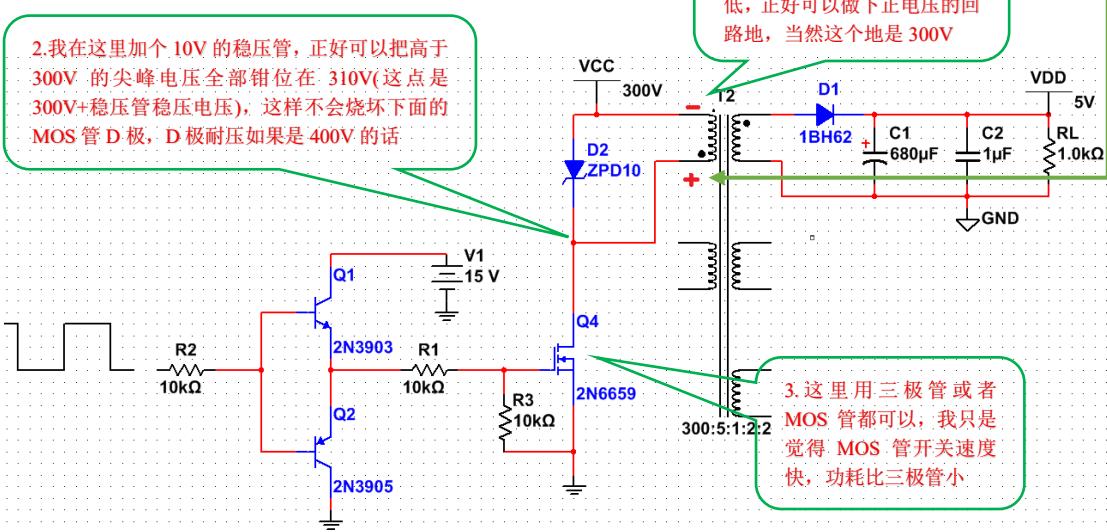
既然漏感电压无法耦合到次级，那么这个漏感电压就会叠加到初级电压之上，但是这个叠加的电压不会耦合到次级，只会取出初级线圈的电压耦合到次级，所以整个初级电路的三极管就很危险

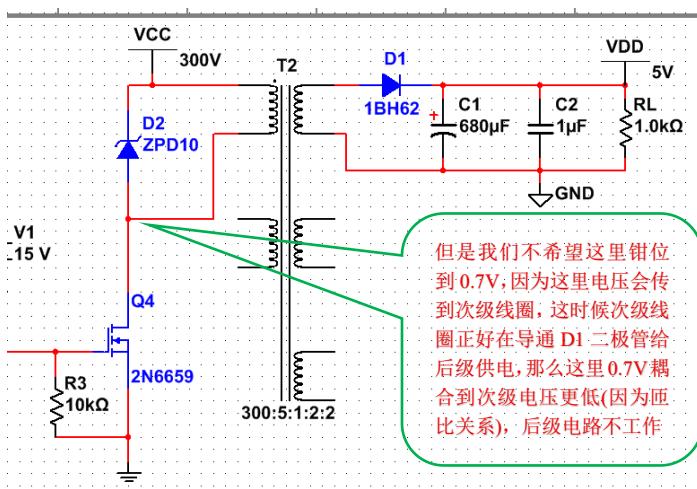


下面就把初级线圈电压和漏感电压叠加起来

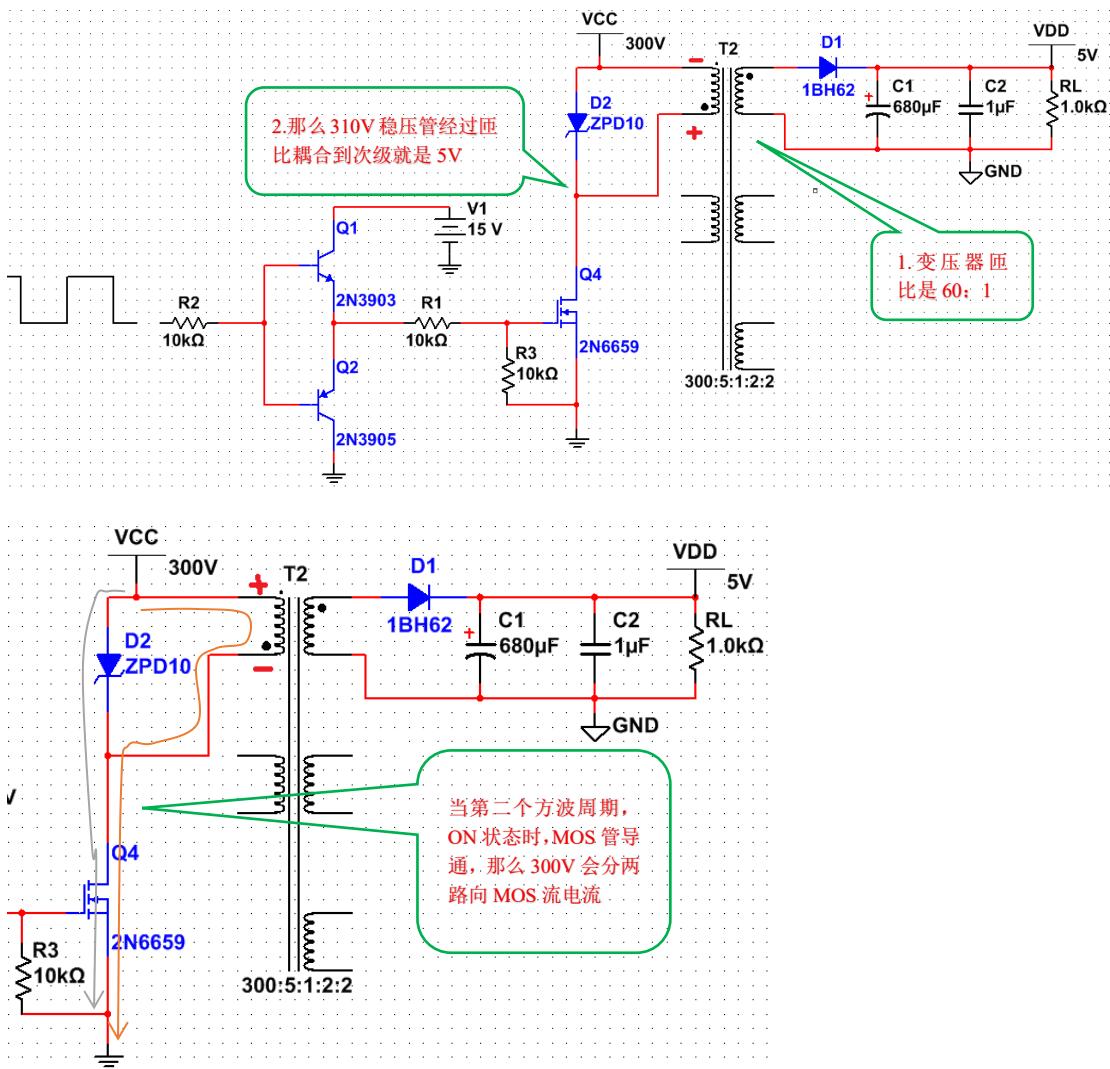


初级线圈是 300V 供电，所以反向电动势电压要高于 300V，但是漏感电压方向是叠加在初级线圈之上的，所以总反向电动势电压就是初级线圈反向电压+漏感反向电压，那么这个+号电压高很多，就是所谓的尖峰电压

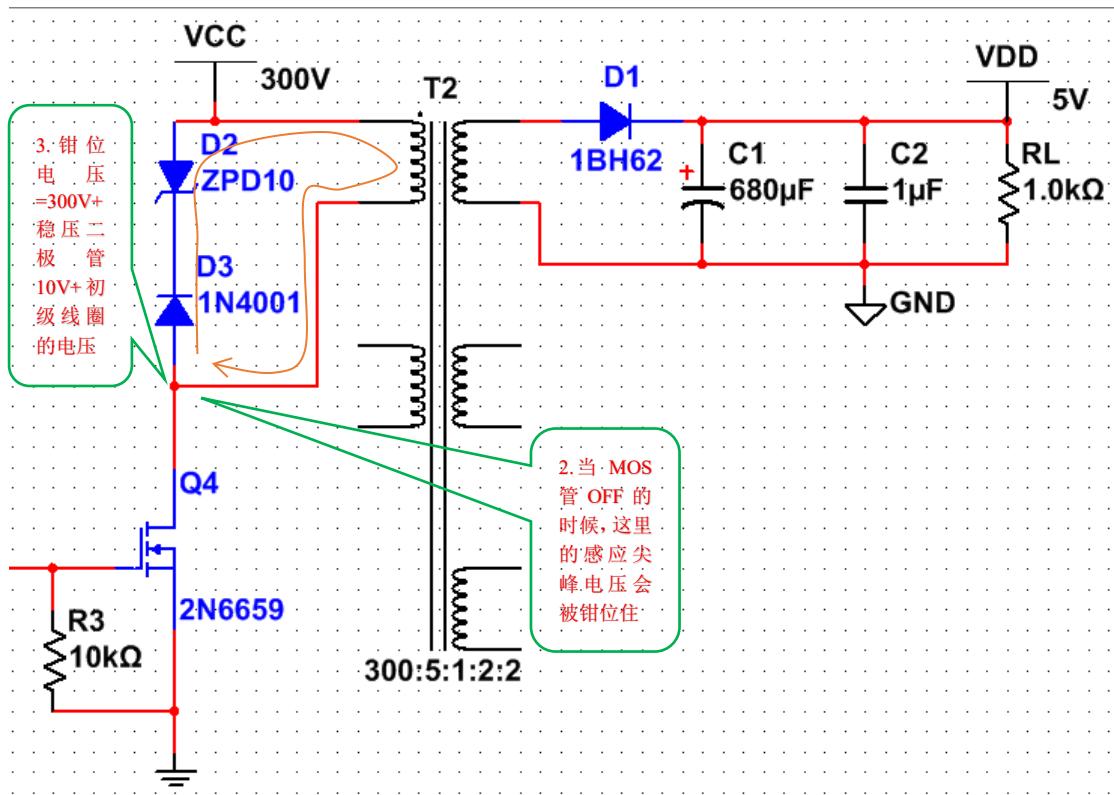
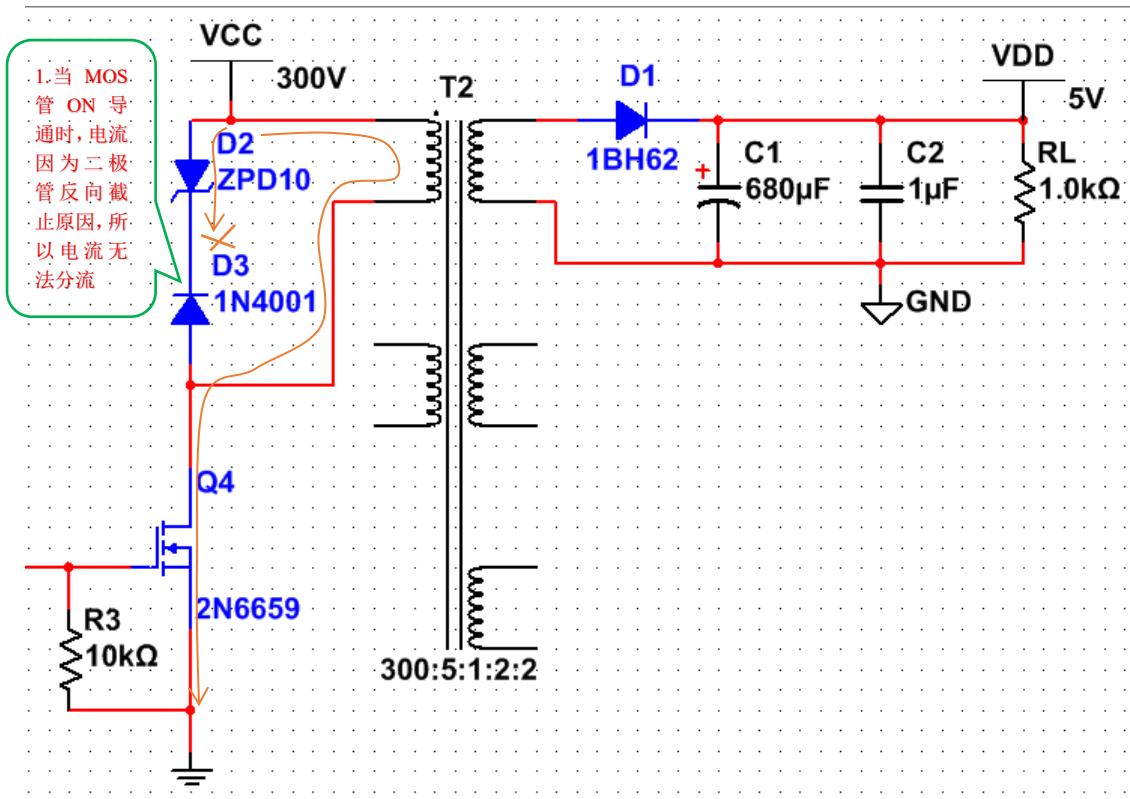




所以上一页钳位到 310V 的稳压二极管也不一定够后级使用，要根据变压器匝比选稳压二极管。

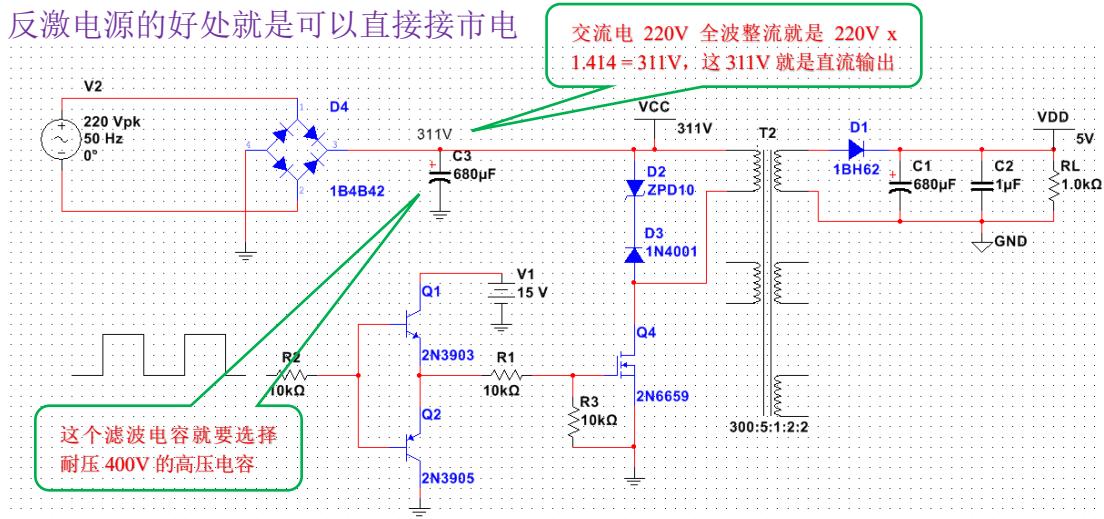


在 ON 状态下，稳压二极管倒成了分流问题了。



这下变压器漏感问题解决了

反激电源的好处就是可以直接接市电



增加过 EMI/EMC 认证的安规电路

EMI 主要有辐射干扰，传导干扰，静电干扰。

中国是 3C 认证

欧洲是 CE 认证

美国是 UL 认证

基本的 EMI 抑制元器件有 X 电容，Y 电容，共模电感，差模电感

共模电感原理

有时候交流电源的火线或者零线有一端产生很高的脉冲瞬间电压

从而导致系统的直流电压也产生一个脉冲电压，因为零线，地线没有变化，所以这个电压相对于地是不稳定的



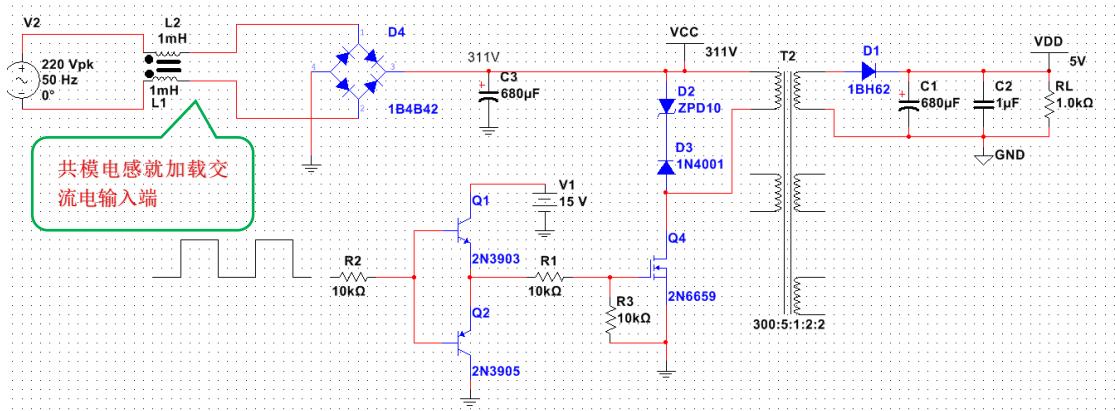
共模电感就是抑制共模电压对地的干扰

加入共模电感后，L 线的脉冲在初级线圈发生电流突变，因为共模电感是两个同名端在一个位置，所以是把初级脉冲电压耦合到次级，而且这个电压是同相位的，这样 L 和 N 脉冲位置的压差是一样的了

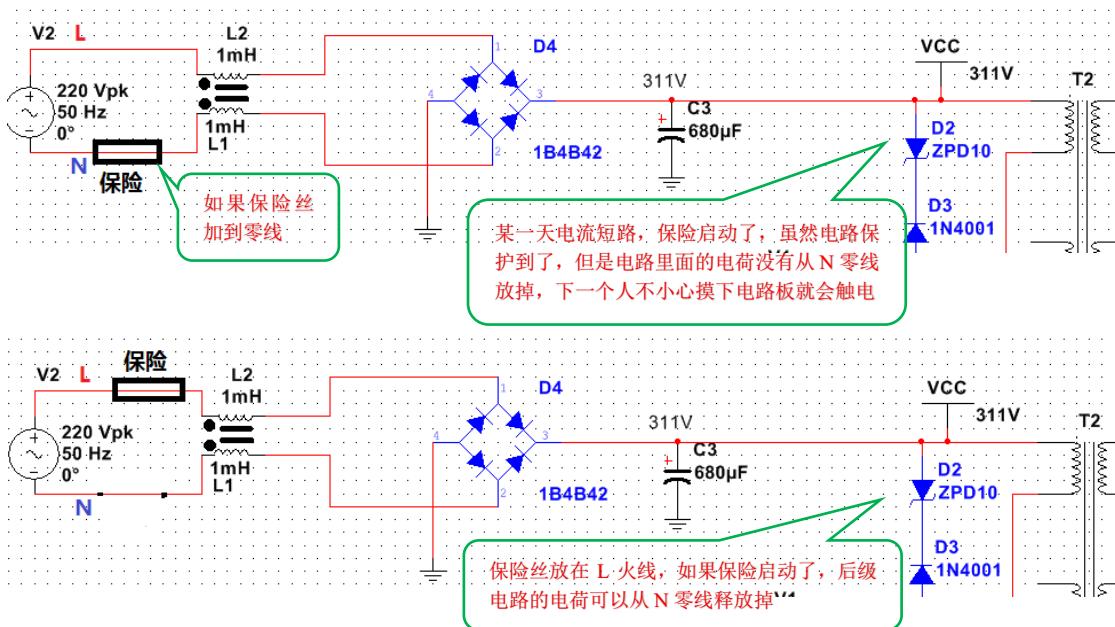


从而导致 5V 的脉冲和地线的脉冲电压都同时同相位升高，在这个时间里面 5V 相对于地的电压还是 5V，因为地也配合 5V 抬高电压了

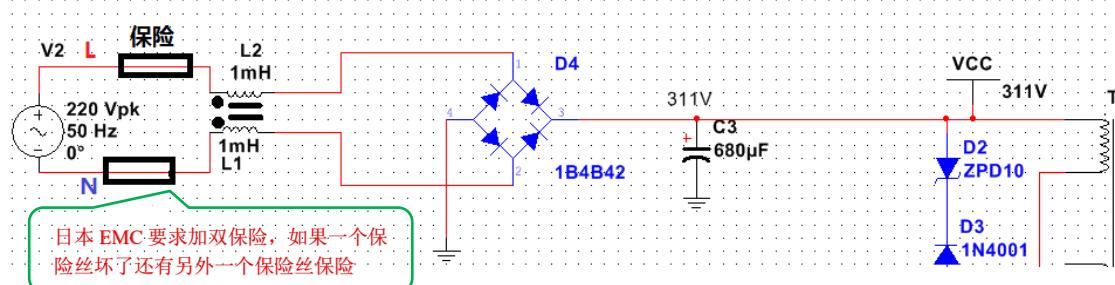
某些时候，不知道什么原因突然 L 线对于 N 线产生了电位差，电位差导致了电流扰动，电压扰动，这个扰动对地称为共模干扰。



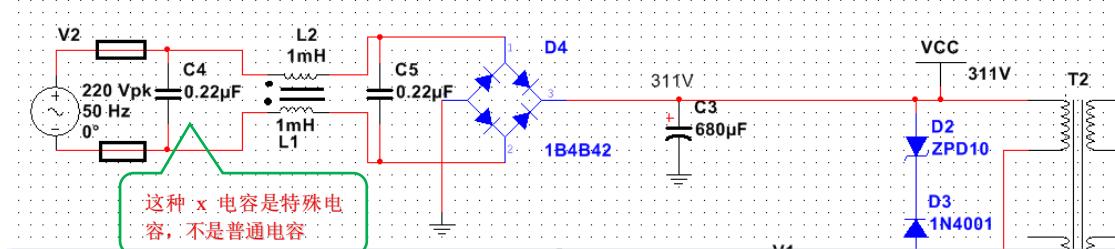
保险丝加在火线 L 好，还是加在零线 N 好？



这就证明了火线是不能当做地放电的，只有零线可以



加入 X 电容组成Π型滤波

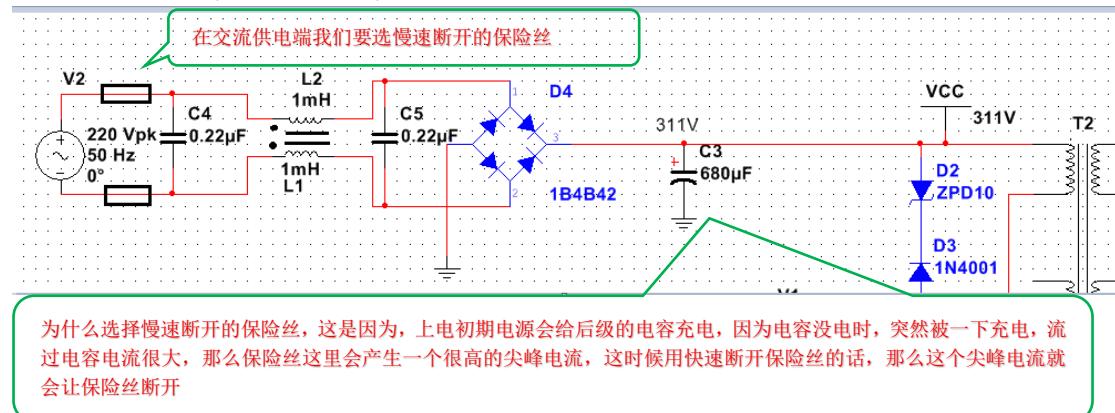


X 电容的体积长度有规定，安全引脚间距有严格规定，电容型号，厂家品牌也是指定的几家，一般电容大小都是 0.22μF 0.33μF 1.5μF，最大不超过 1.5μF，标准耐压 250V

X 电容调整方法是，在 EMC 厂家测试时，某项指标超标了，先把共模电感加大。或者把 X 电容容值加大，但是容值加大 X 电容漏电流也会变大，标准漏电流要小于 1mA，严格的话要求小于 0.75mA。所以能调整电感解决是最佳选项。

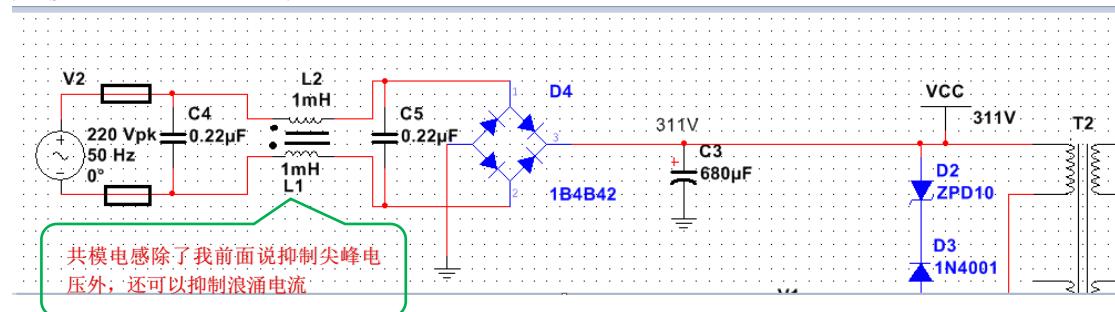
保险丝选择

保险丝分快速断开和慢速断开的保险丝

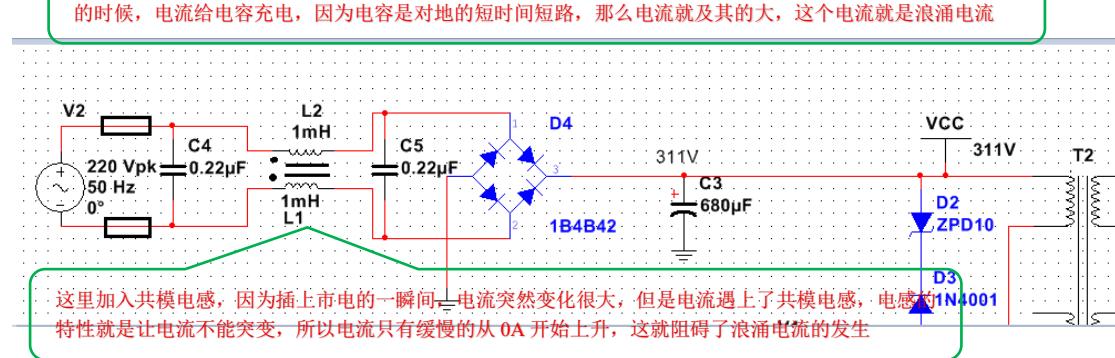
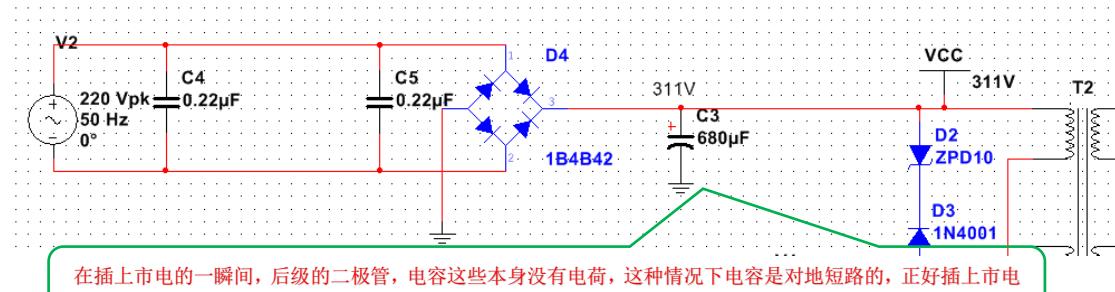


所以用慢速断开的保险丝，在电流短路的前一点点时间是不会断开的，随着短路时间变长，慢速保险丝才会断开。

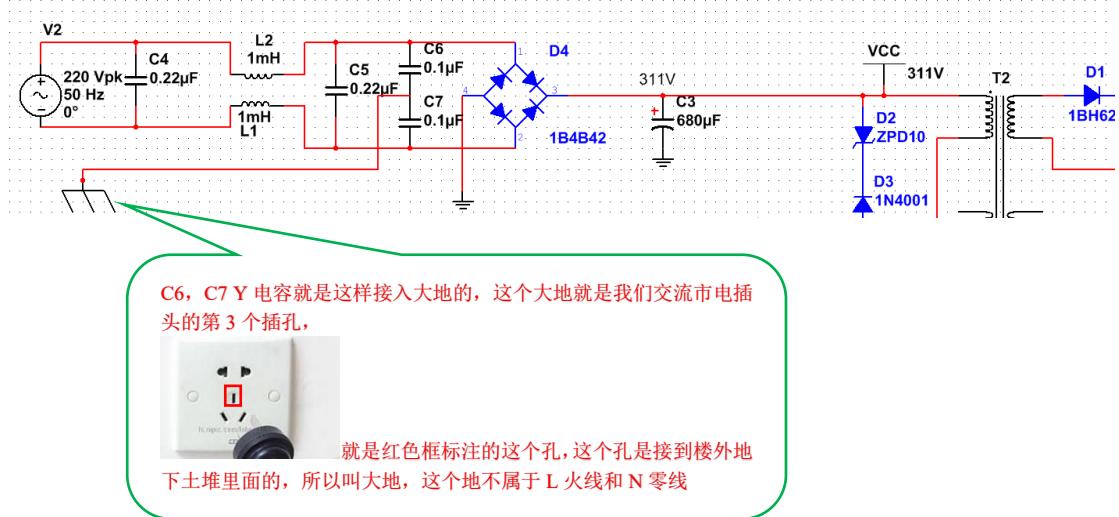
共模电感还有其它好处



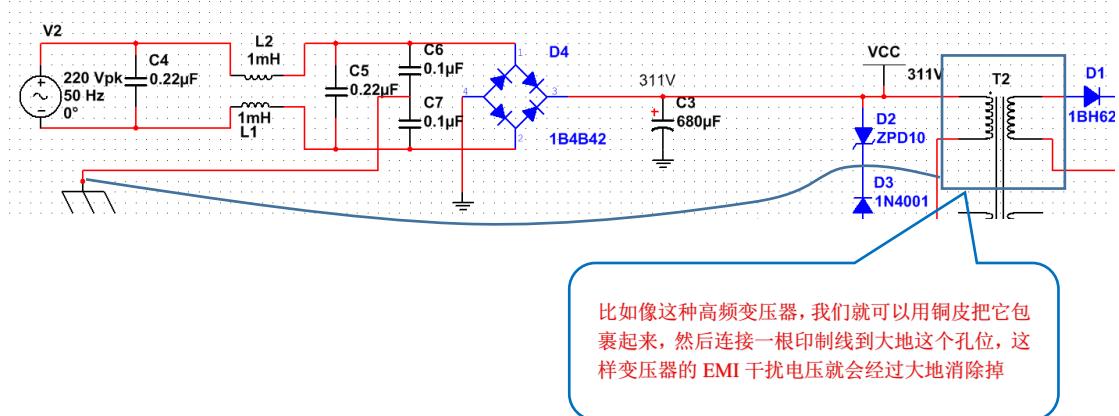
什么是浪涌电流？



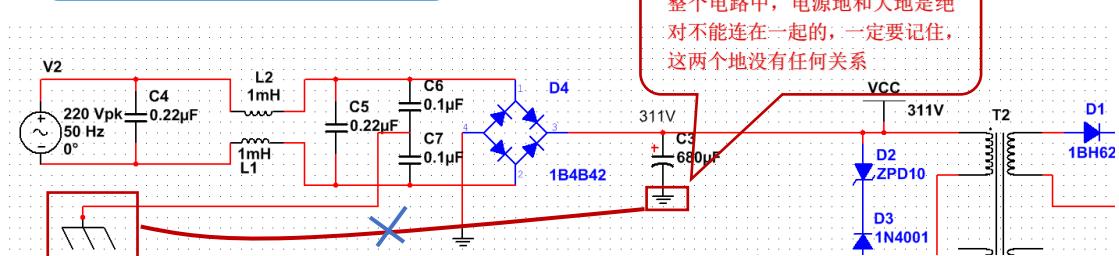
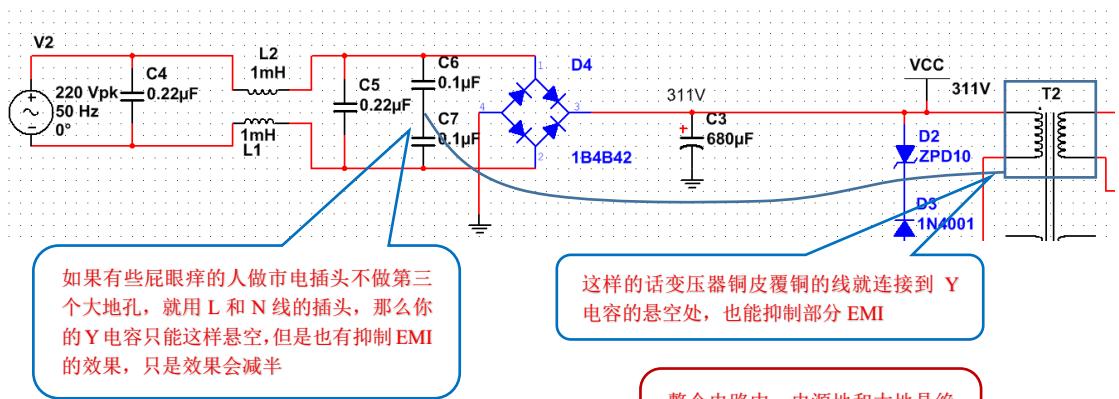
Y 电容使用



这个大地的好处是什么？其实就是抑制高频器件的 EMI



当然你也可以在变压器周围覆铜，这个覆铜区域也连接到大地孔，然后经过大地消耗掉 EMI，这样也是可以的。我建议用铜皮包裹，效果好很多。



安规要求大功率电器，比如冰箱，电视机，洗衣机，都必须是三孔插头，都要接大地
安规要求小功率电器，比如手机，豆浆机，打印机，有些国家要求接大地，有些国家不要求。

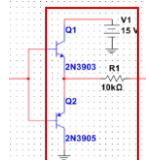
选择一款芯片来做反激电源的控制器

我选择 UC3842

1 Features

- Optimized for Off-Line and DC-to-DC Converters
- Low Start-Up Current (< 1 mA)
- Automatic Feedforward Compensation
- Pulse-by-Pulse Current Limiting
- Enhanced Load-Response Characteristics
- Undervoltage Lockout With Hysteresis
- Double-Pulse Suppression
- High-Current Totem-Pole Output
- Internally Trimmed Bandgap Reference
- Up to 500-kHz Operation
- Error Amplifier With Low Output Resistance

大电流图腾柱输出



意思就是红色框的三极管推挽部分集成在芯片里了，这样好处是驱动 MOS 管或者给 MOS 管放电都可以保证大电流，让 MOS 管导通和关闭变快，发热量变小

500Khz 开关频率

2 Applications

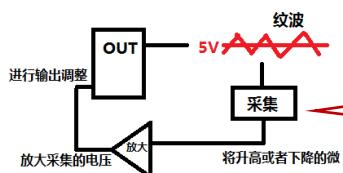
- Switching Regulators of Any Polarity
- Transformer-Coupled DC-DC Converters

3 Description

The UCx84x series of control integrated circuits provide the features that are necessary to implement off-line or DC-to-DC fixed-frequency current-mode control schemes, with a minimum number of external components. The internally implemented circuits include an undervoltage lockout (UVLO), featuring a start-up current of less than 1 mA, and a precision reference trimmed for accuracy at the error amplifier input. Other internal circuits include logic to ensure latched operation, a pulse-width modulation (PWM) comparator that also provides current-limit control, and a totem-pole output stage that is designed to source or sink high-peak current. The output stage, suitable for driving N-channel MOSFETs, is low when it is in the off state.

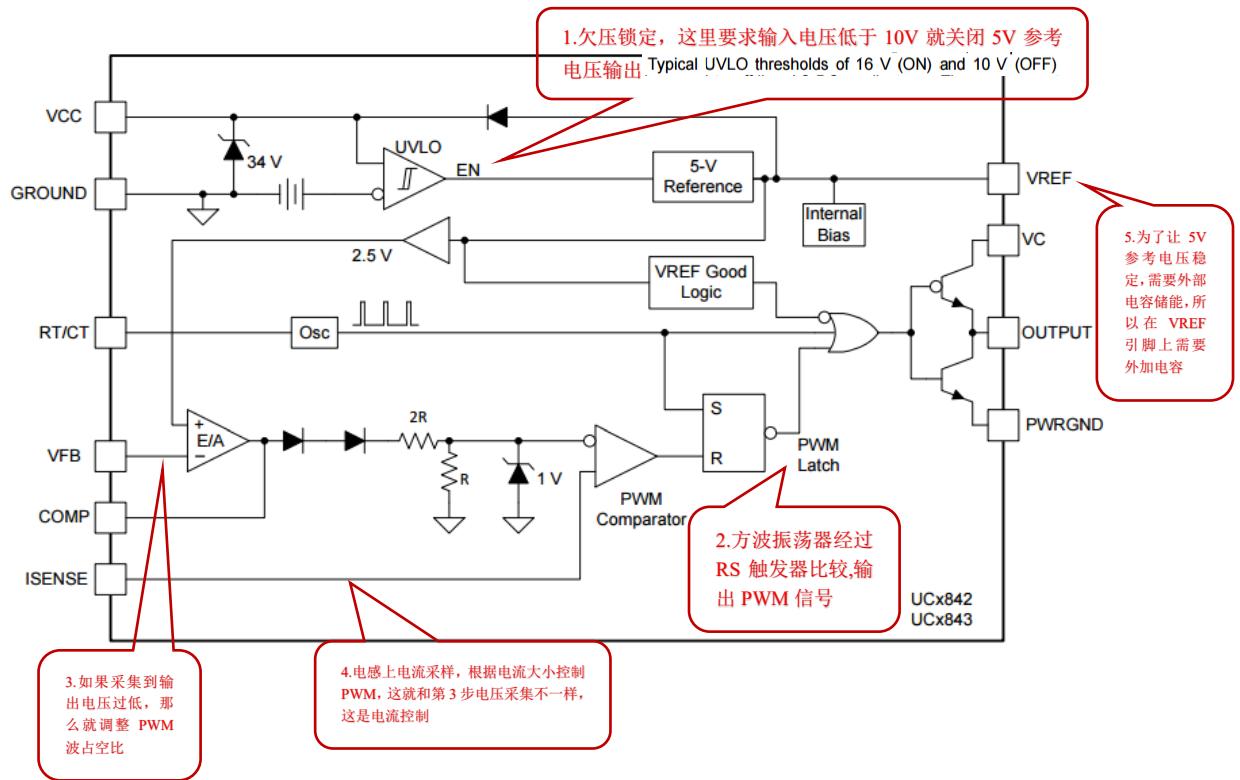
开关频率固定

高精度误差放大器

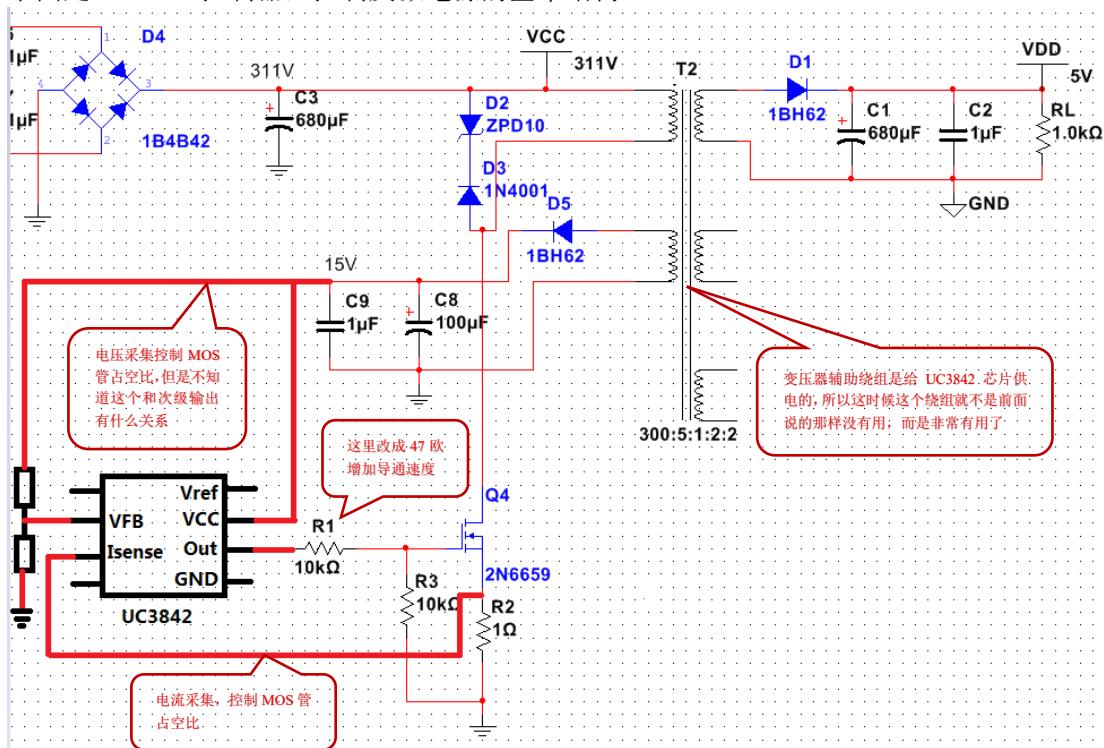


误差放大器的好处就是在电压微小变化的时候就进行放大，然后调整输出，这样比在输出电压波动变大的时候调整来更迅速更直接，纹波控制得更及时

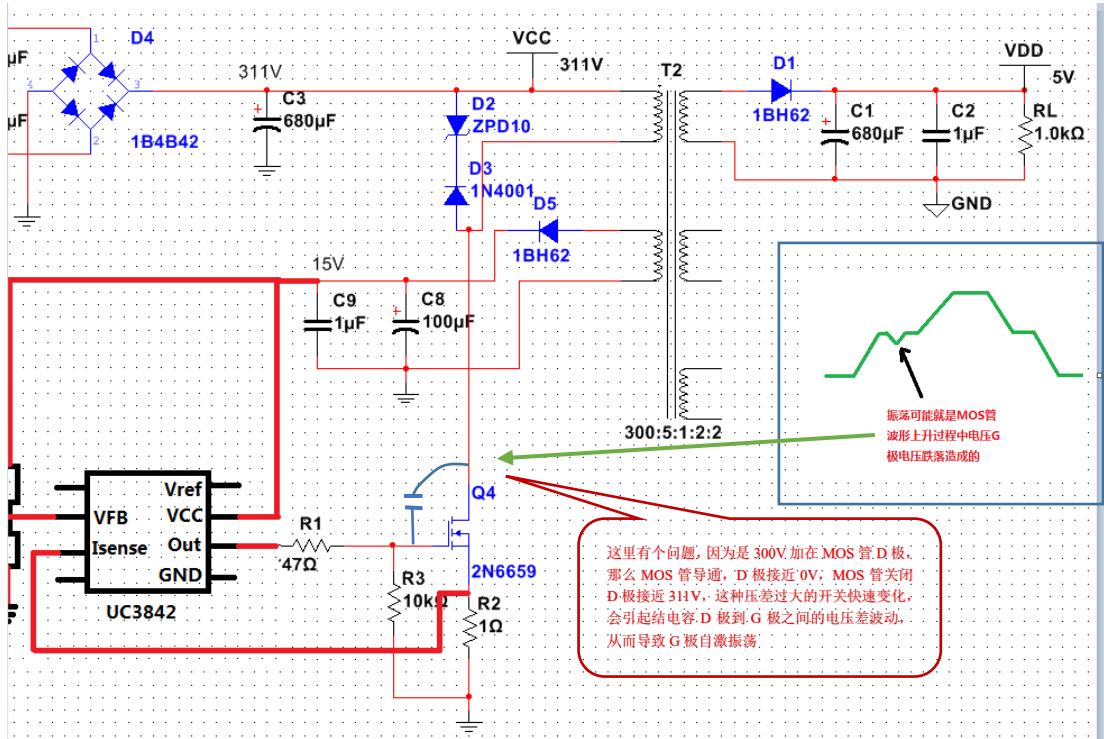
所以纹波控制跟反馈回来的误差放大器的精度还有关系



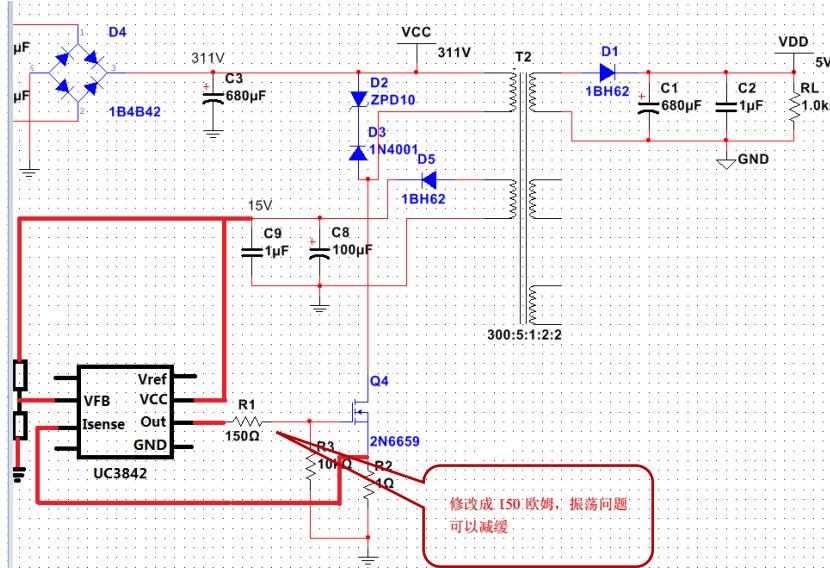
下面是 UC3842 控制器，控制反激电源的基本结构



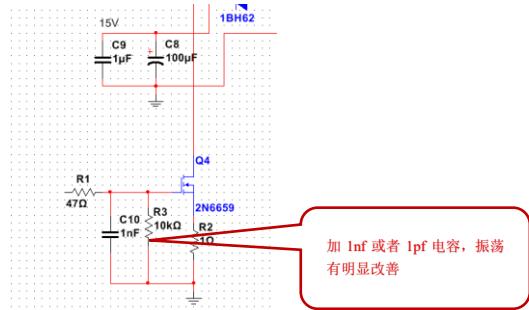
MOS 管驱动电路改进



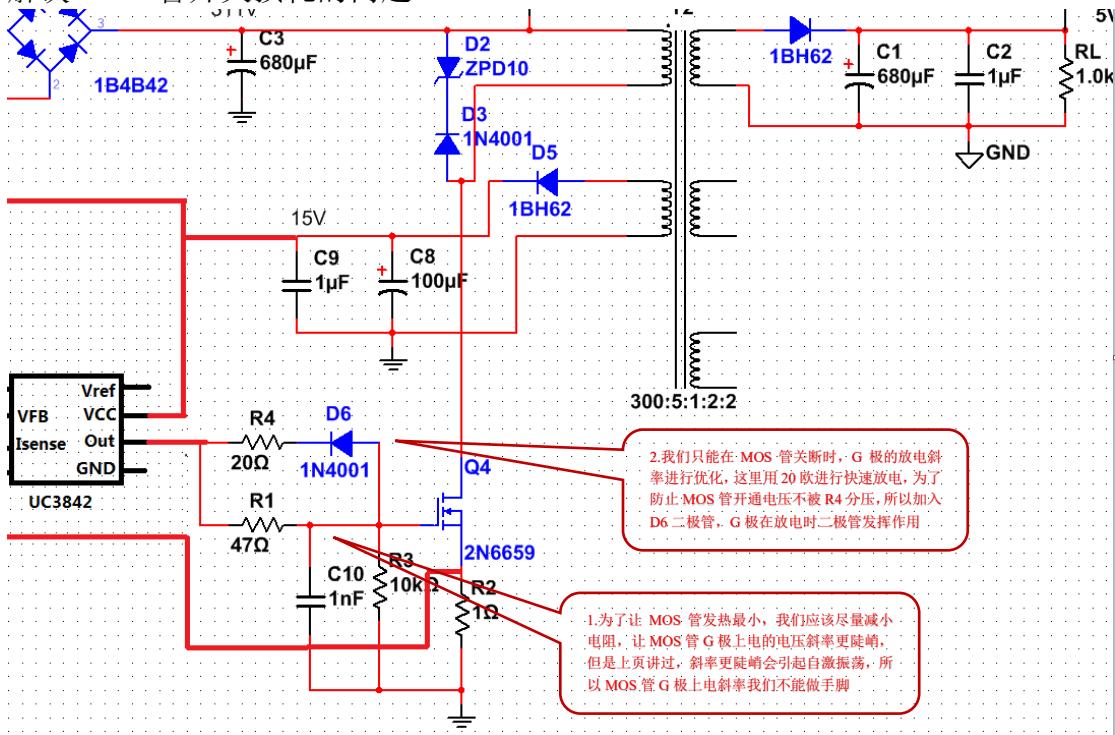
振荡原因还是因为 DS, DG 压差过大，MOS 管导通速度过快造成的，我们可以修改 MOS 管的导通速度，让其开通速度慢一点，来解决这个问题



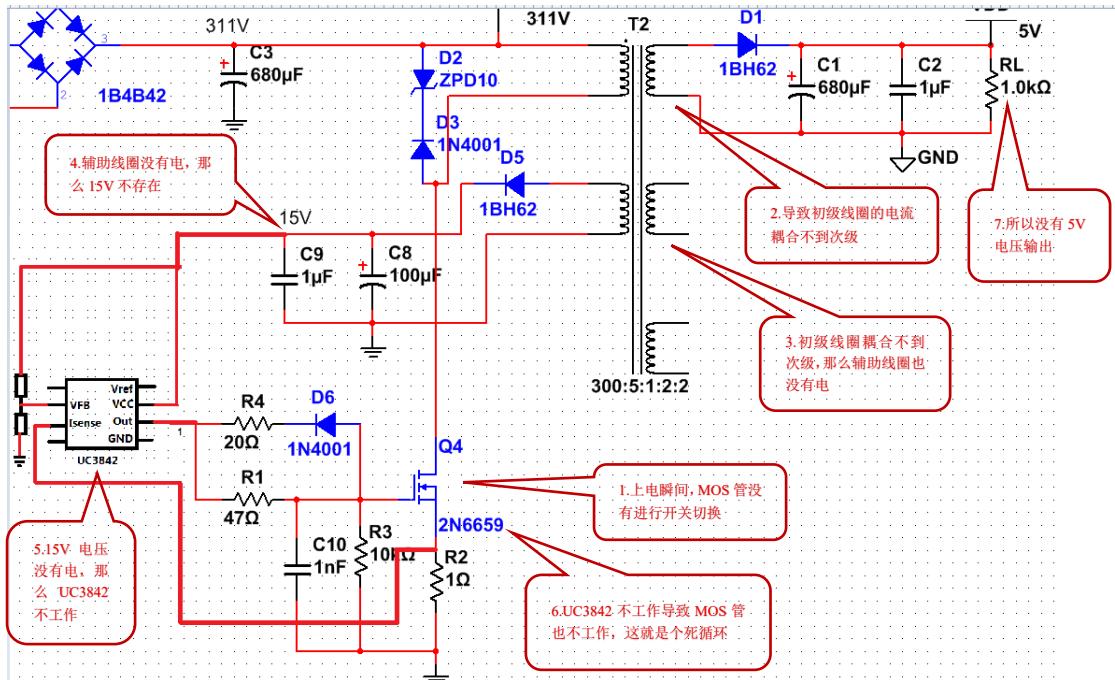
如果解决效果不明显，可以增加一个 1uf 电容



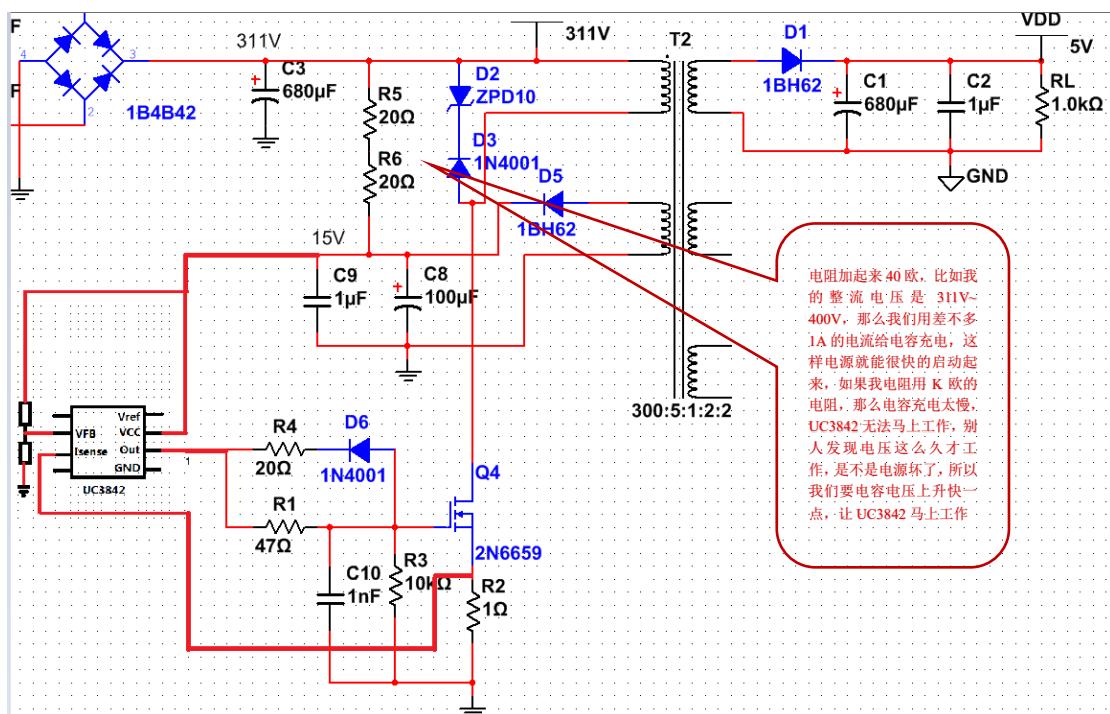
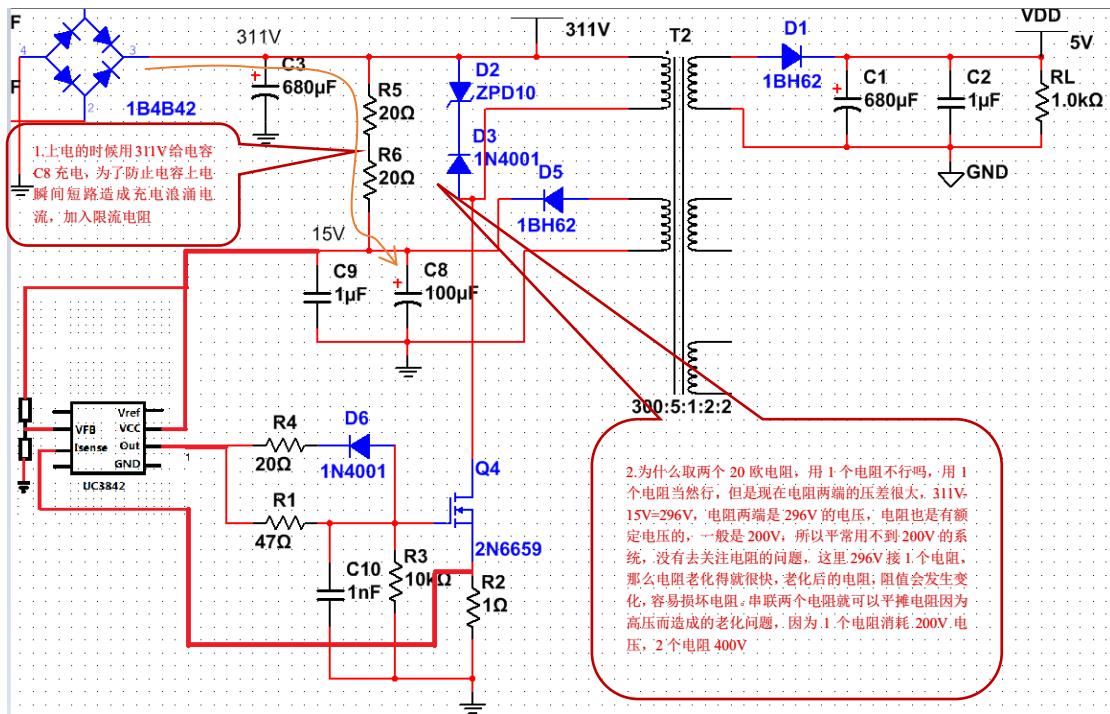
解决 MOS 管开关损耗的问题



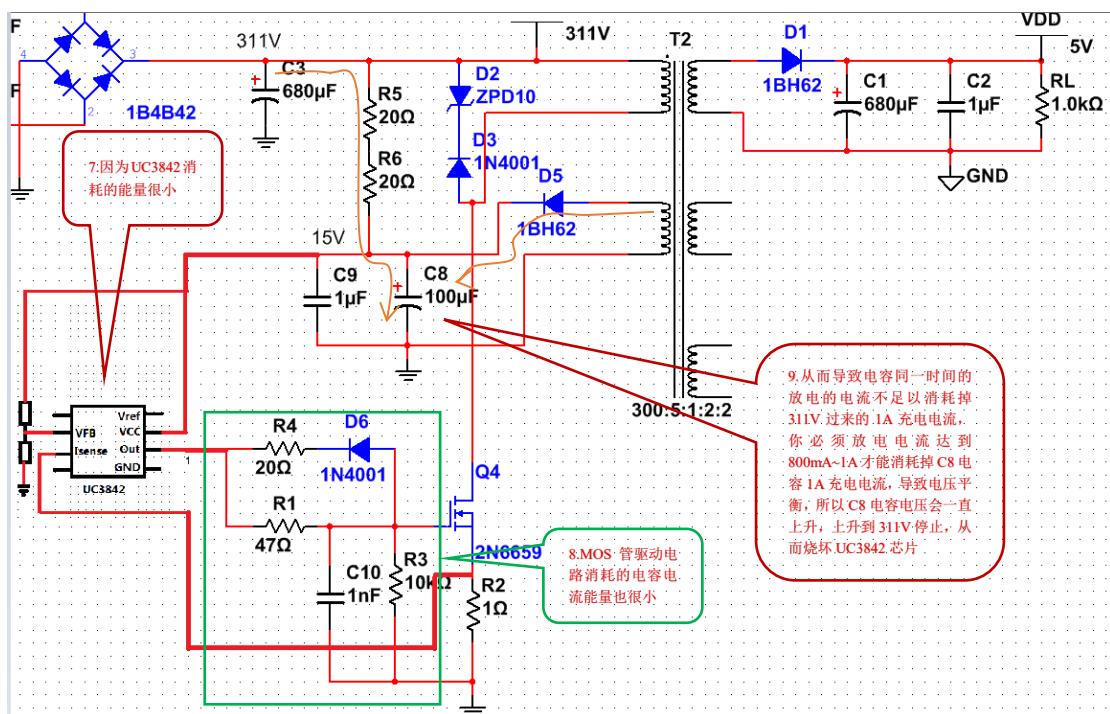
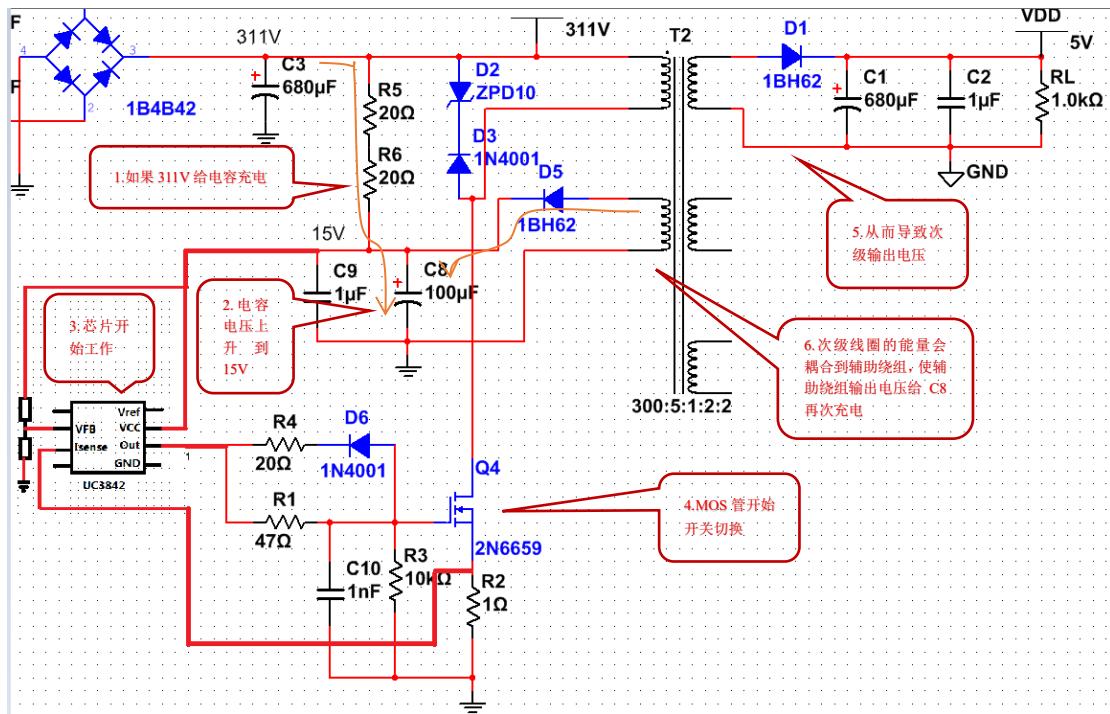
上电过程分析



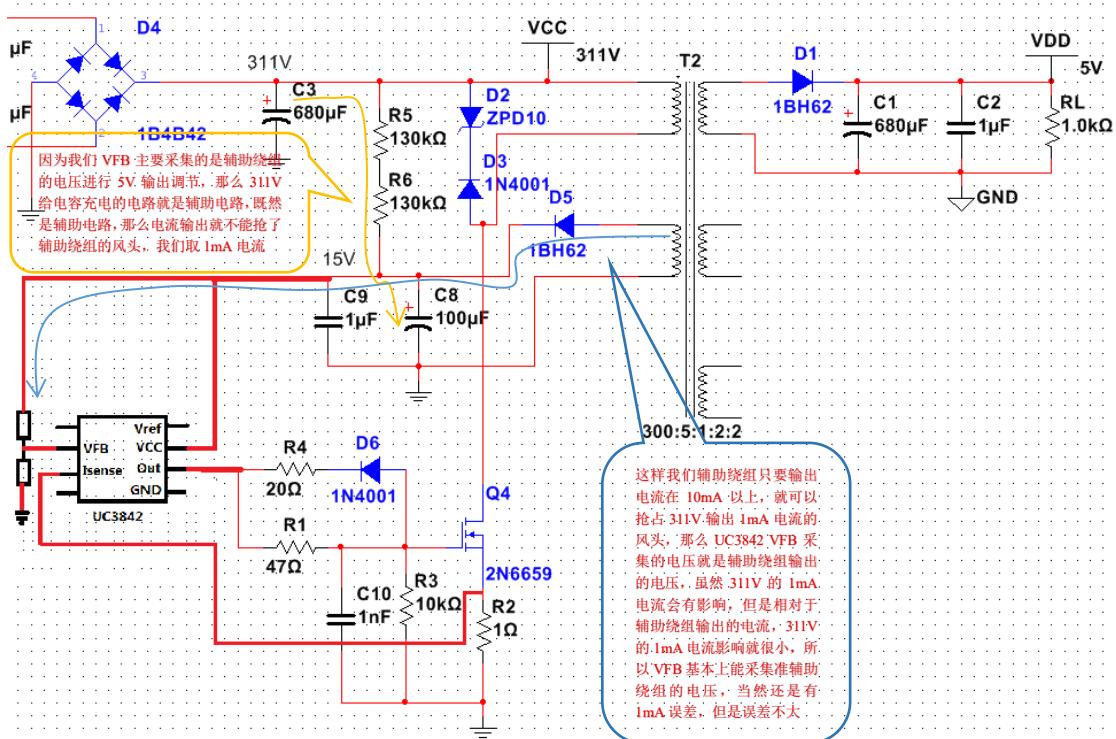
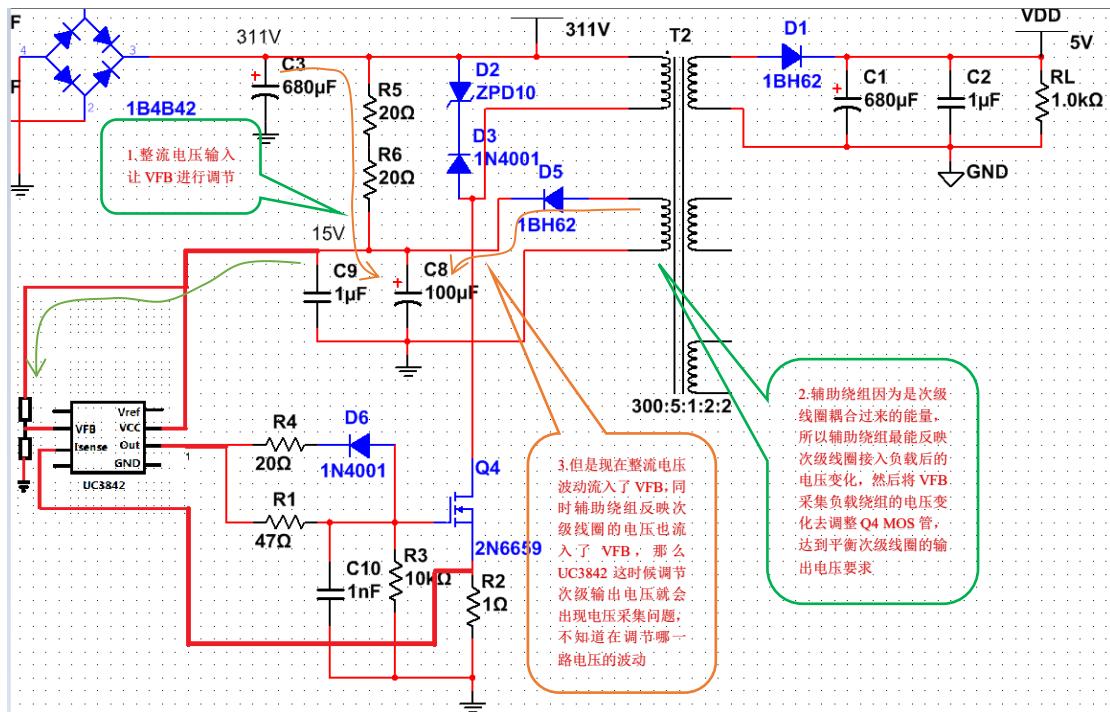
下面我们将对启动电路进行改进



这个 C8 电容充电电路有个问题

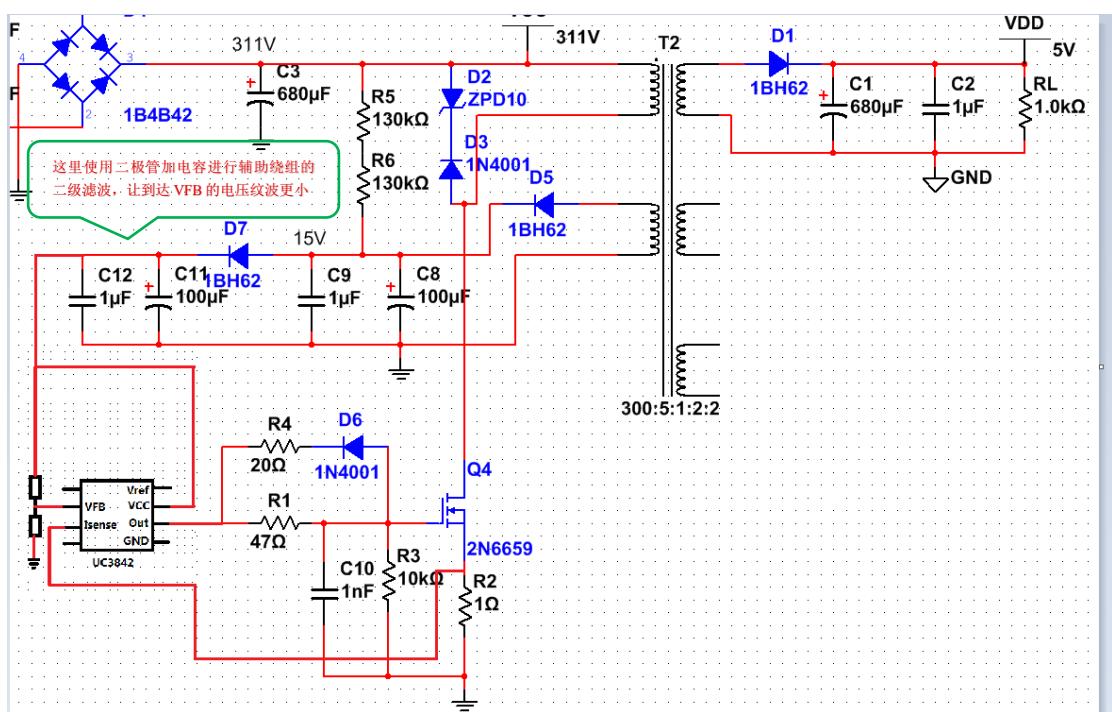
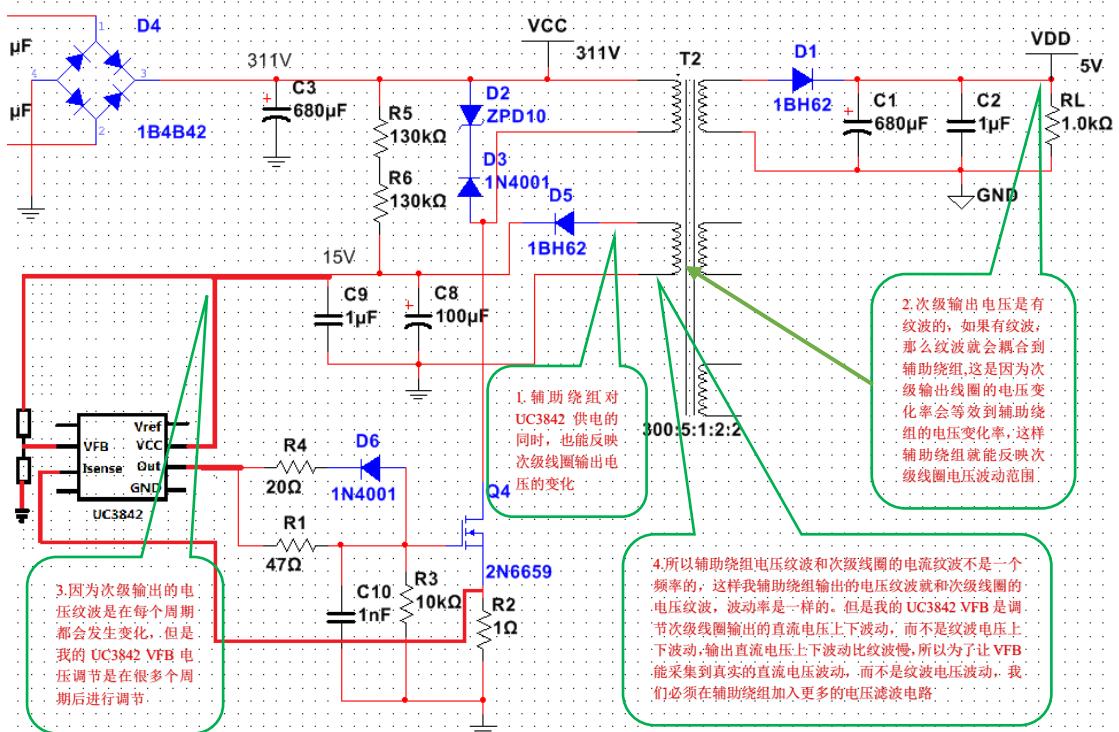


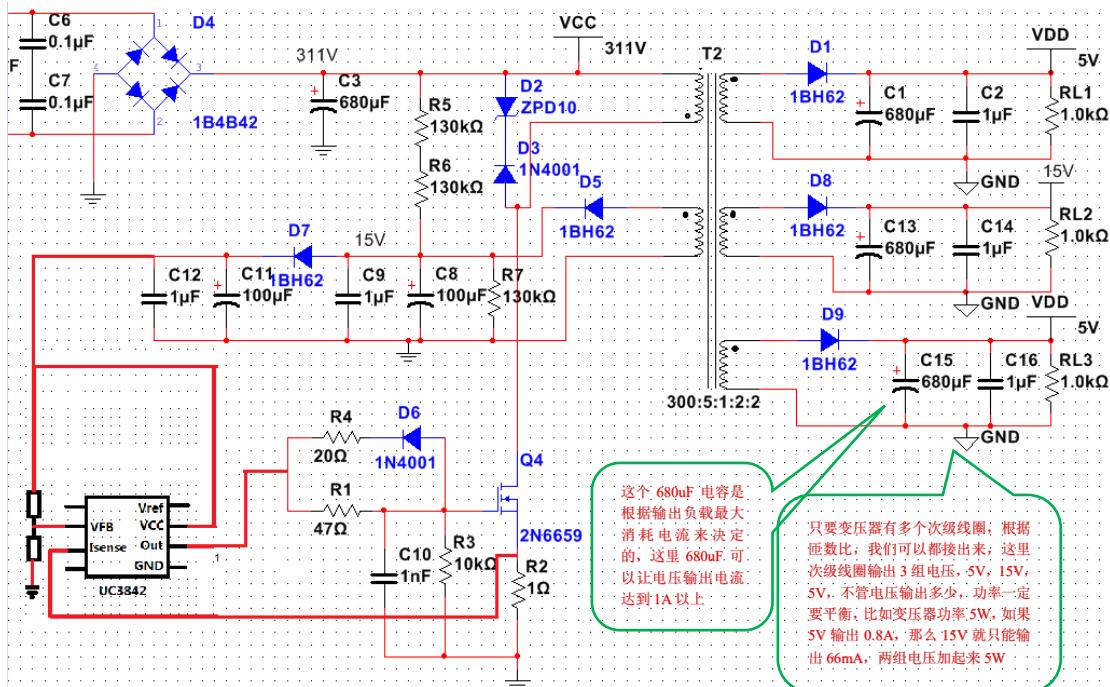
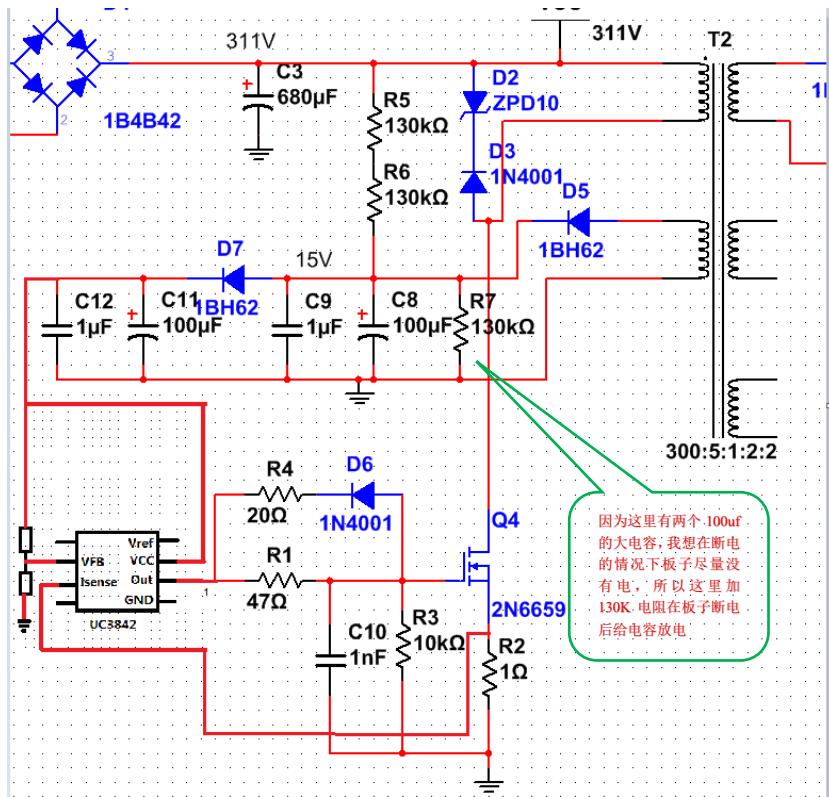
第二个问题该电路的电压反馈调节的调节对象不明确



这种增大电阻给 C8 充电，就会导致充电电流变小，会不会出现电源启动很慢的问题呢？上面就说过这个问题了，需要调试。

次级线圈输出纹波耦合到辅助绕组，导致 UC3842 的 VFB 反馈引脚电压采集不准确



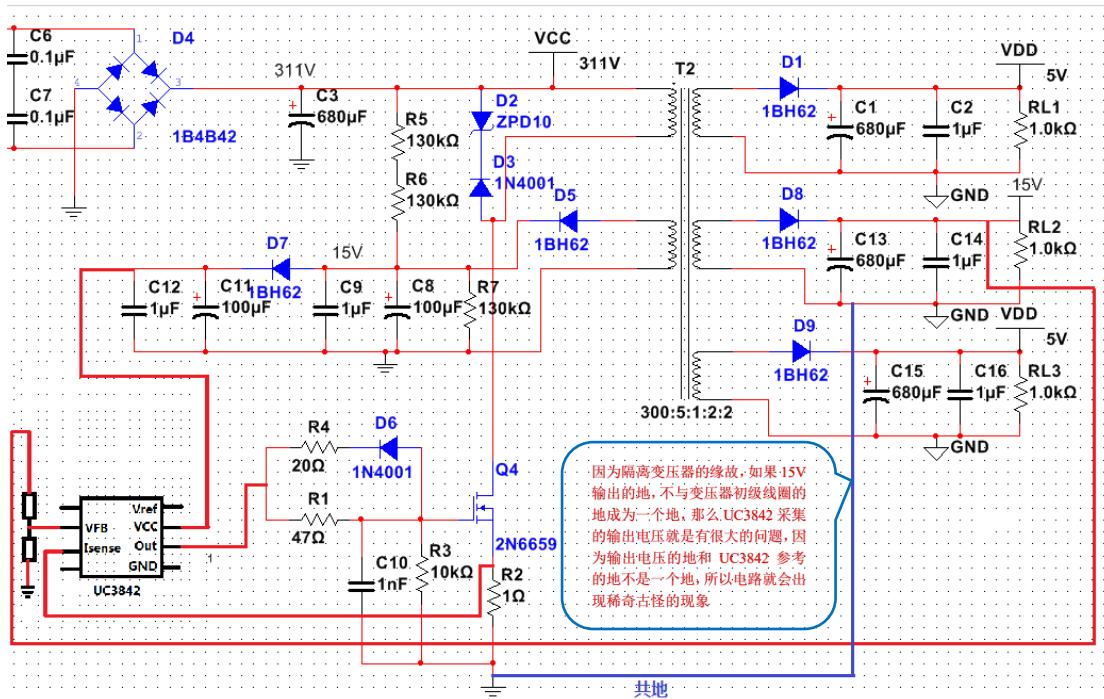
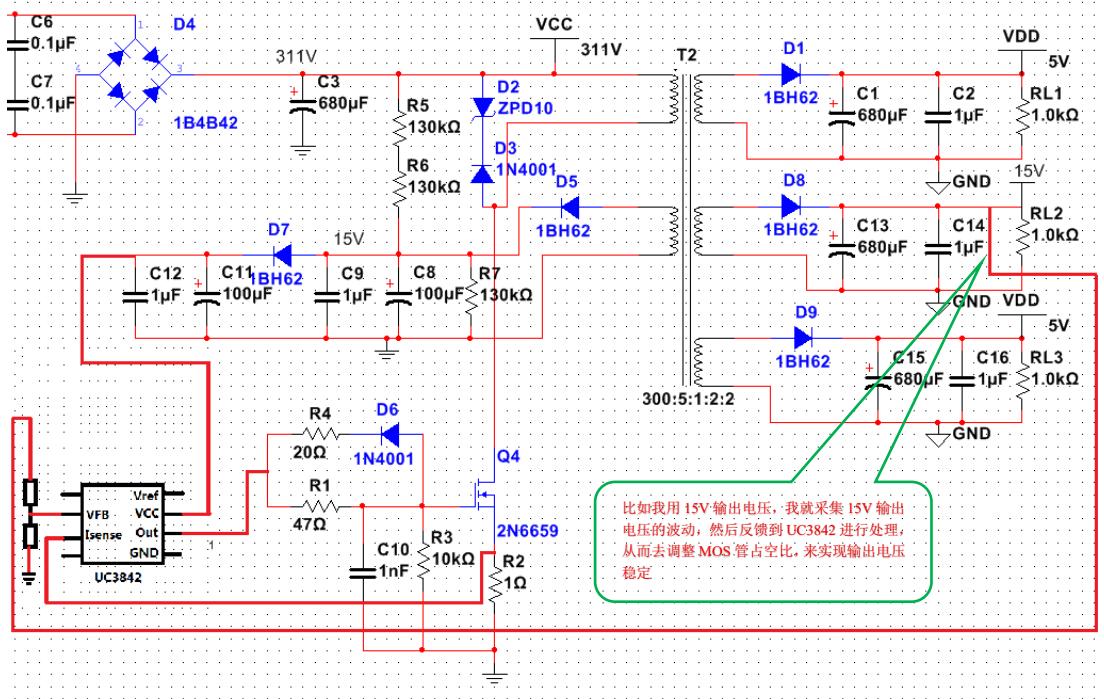


这个电源设计完了，如果对输出电压精度要求不高，就可以用这个电路设计的反激电源。

,

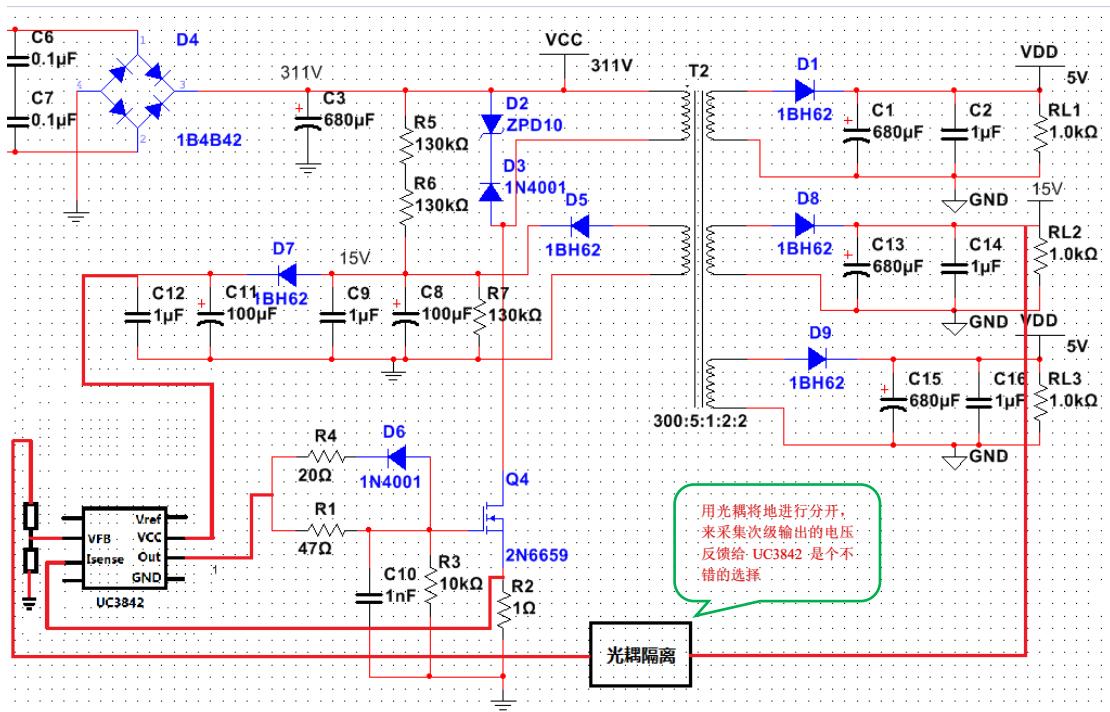
如果要设计高精度的电源，用变压器辅助绕组反馈到 UC3842 VFB 这种方法调整输出电压就不行，因为辅助绕组是间接的反应输出电压变化，这种间接带来了一定的延时，所以必须改成直接反馈的方式才行。

直接反馈使用方法

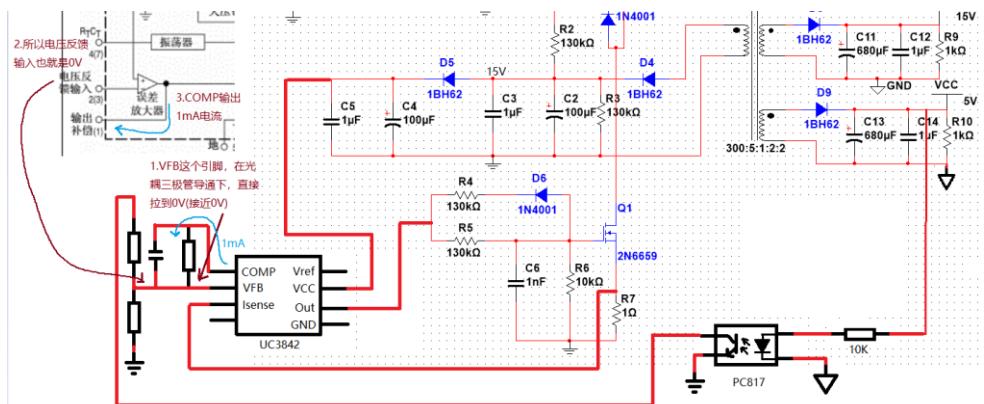
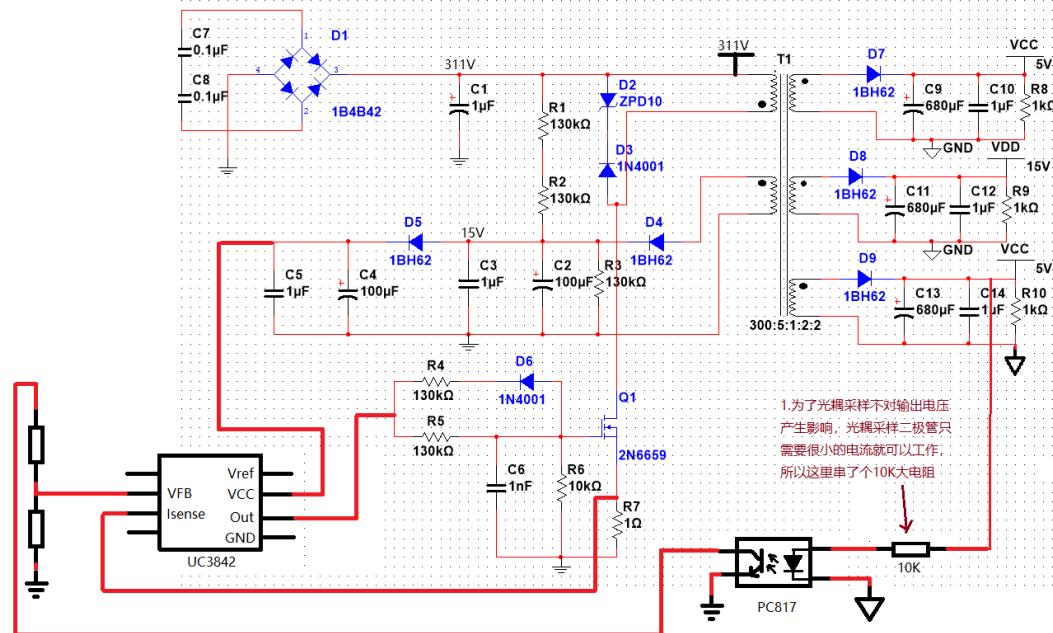


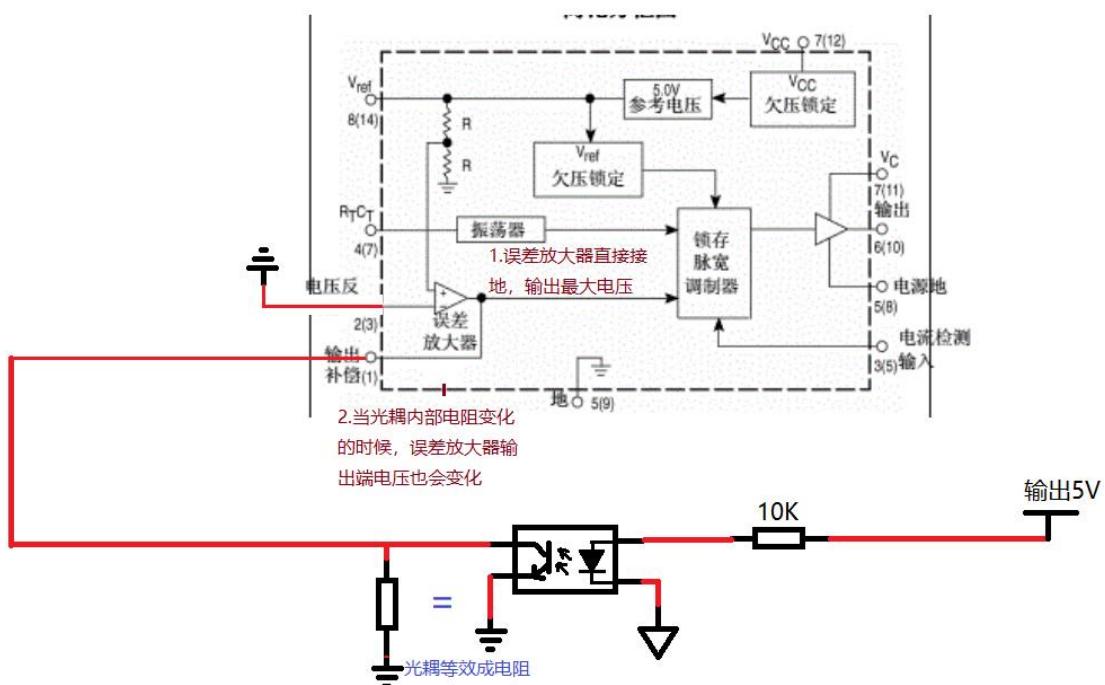
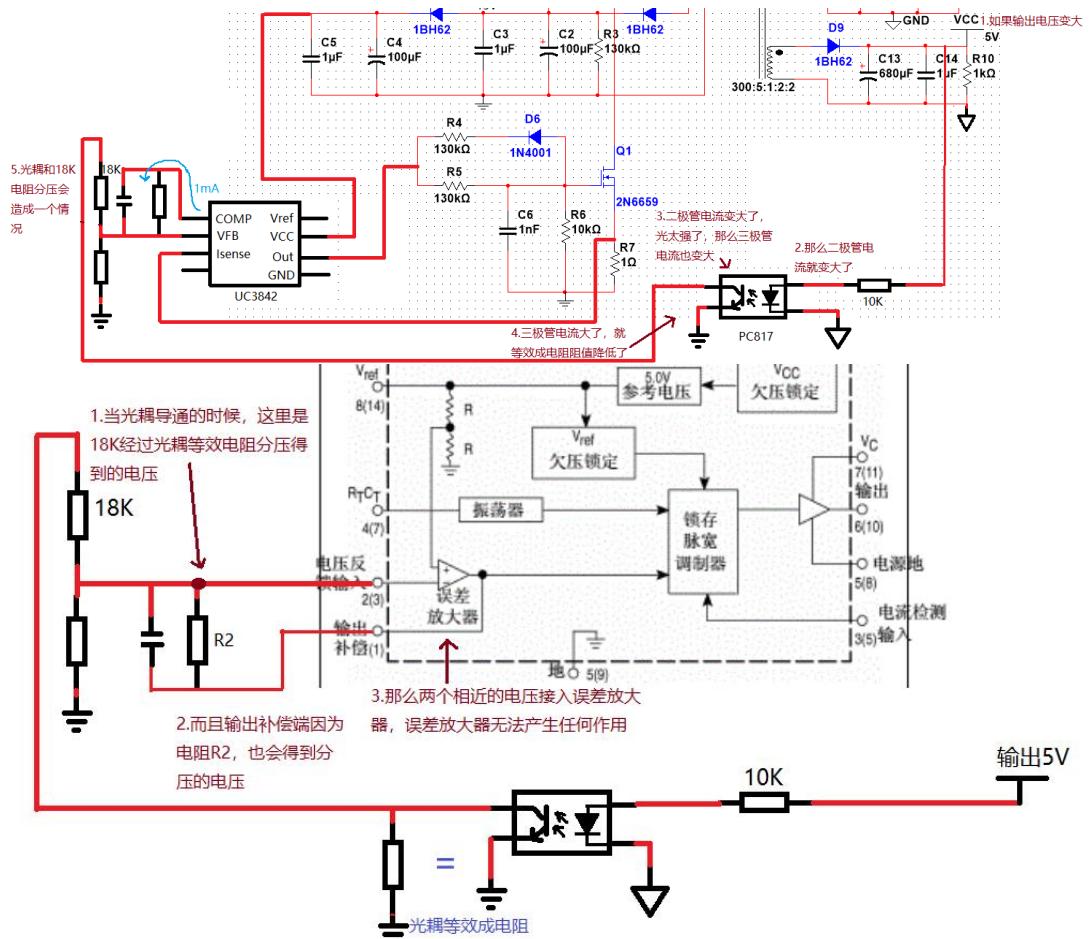
这种供地就解决了问题，这个电路是可以正常工作的。但是为什么我们要用隔离变压器，因为我们希望将高压和低压分开，这样人触碰到低压电路不会发生触电，但是如果你初级边电路和次级边电路都共地的话，那么次级低压部分也会让人有触电的可能性，不是绝对哈。

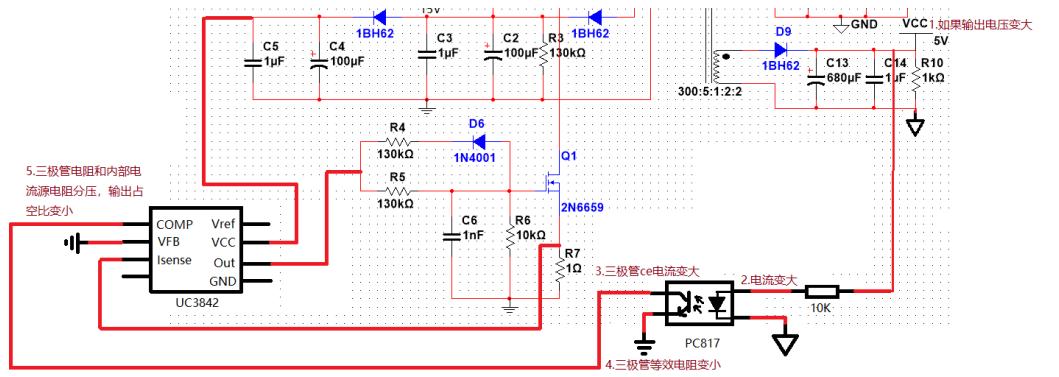
既然用了隔离变压器，那么就要发挥隔离变压器的作用，将高压和低压的地分开



光耦分高速光耦和低速光耦，高速光耦工作在开关状态，低速光耦工作在线性状态。



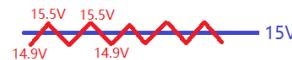
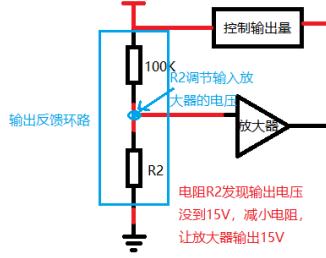




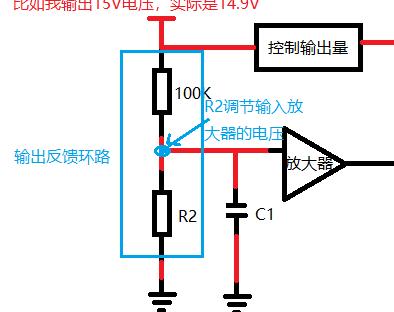
PID比例环节超调问题，用电容积分解决

PID比例环节超调概念

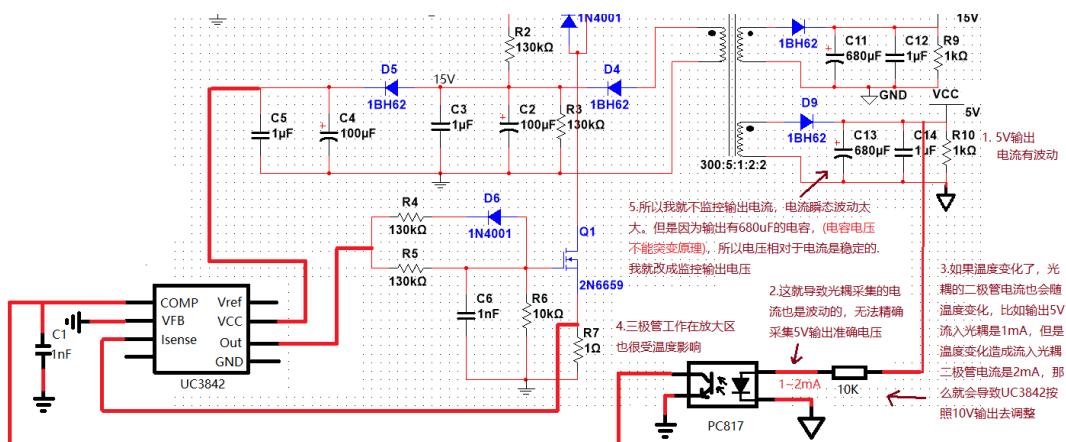
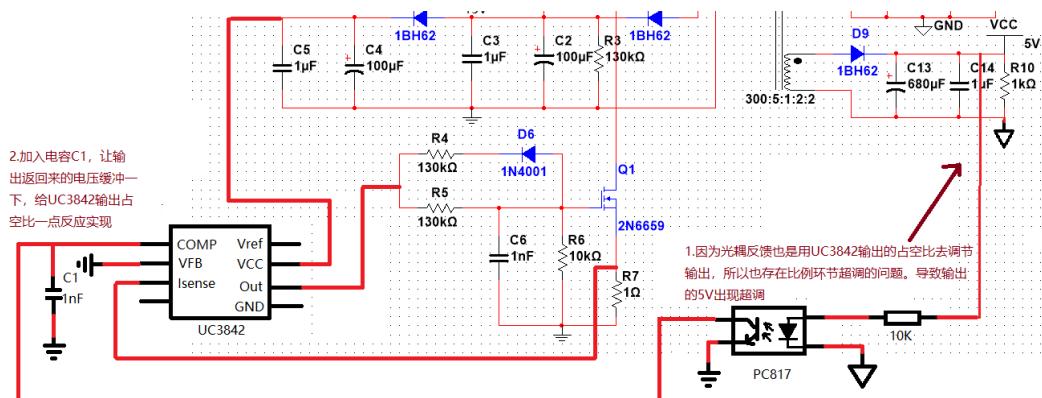
比如我输出15V电压，实际是14.9V



这就是电阻R2的比例调节，因为放大器反应不过来的原因，导致放大器接收到R2调节的指令后，输出了多余的电压

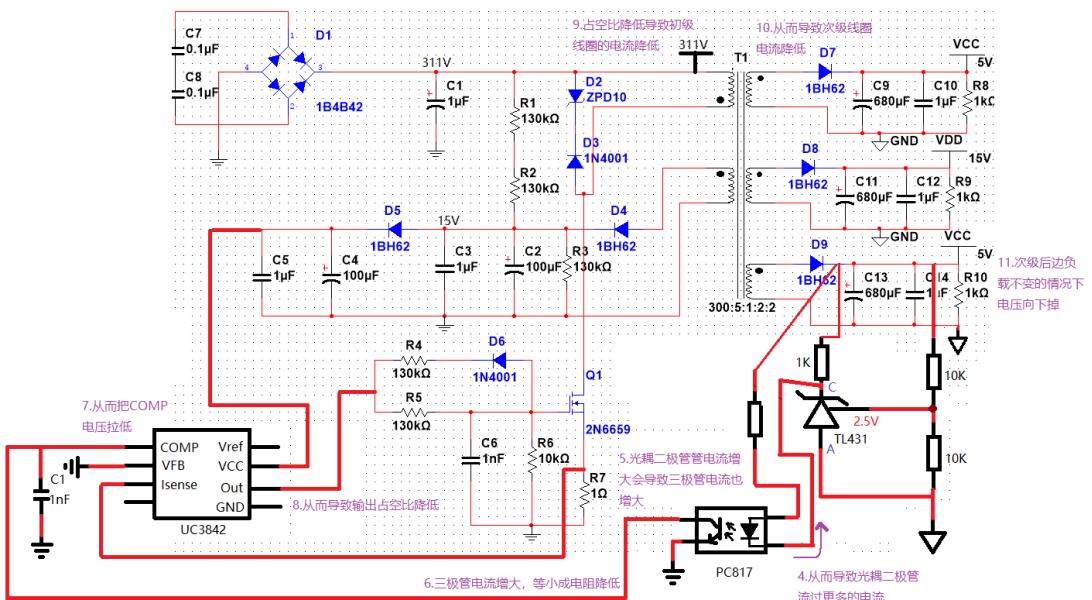
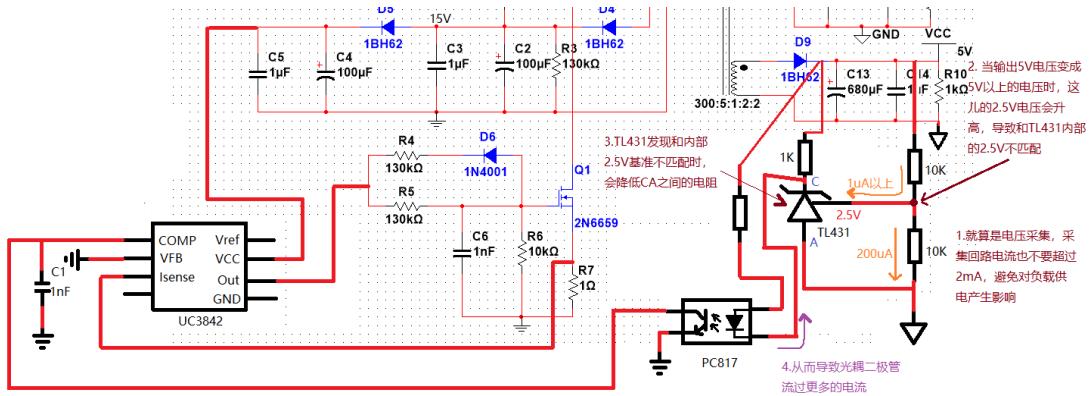
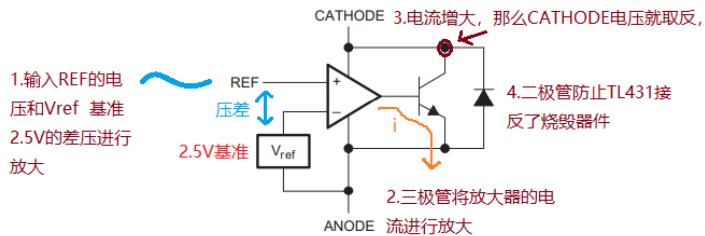


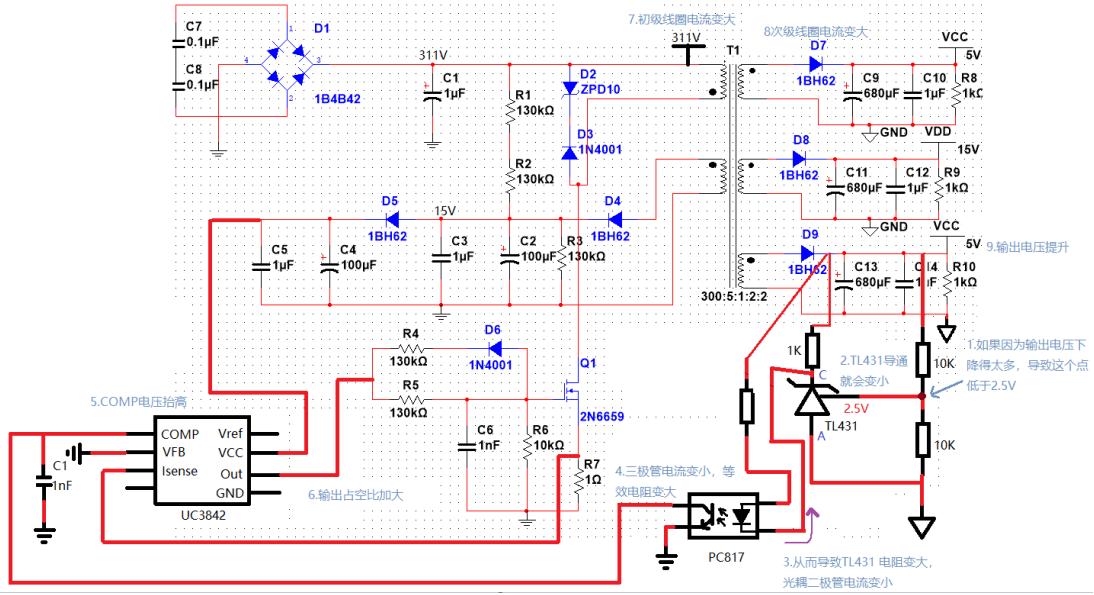
有了C1电容之后，R2电阻调节的电压不会马上到放大器，有个缓冲的过程，这样放大器也有个反应的过程，导致输出不会出现超调，这就是加入由容产生积分



下面使用 TL431 基准源进行光耦温度补偿

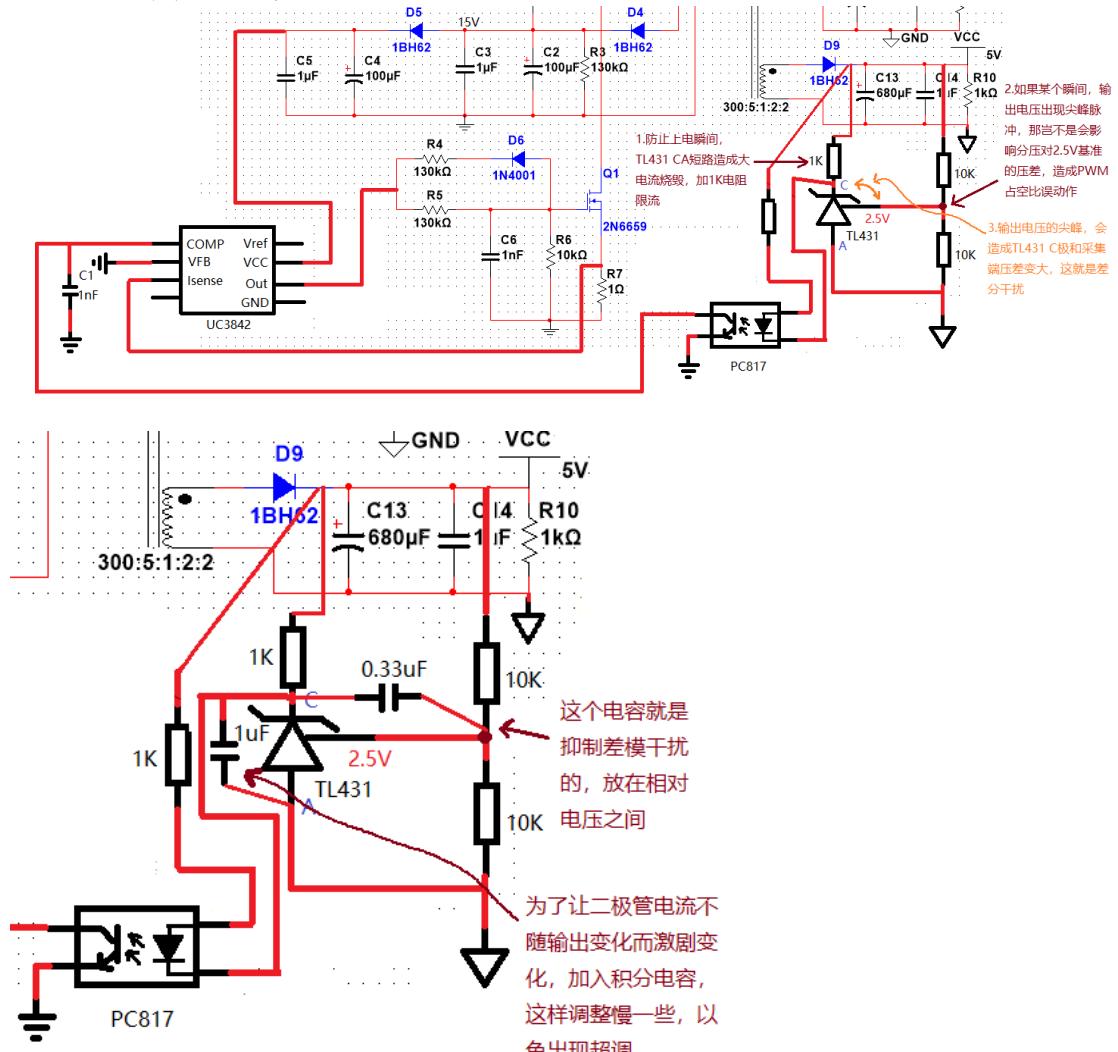
TL431原理

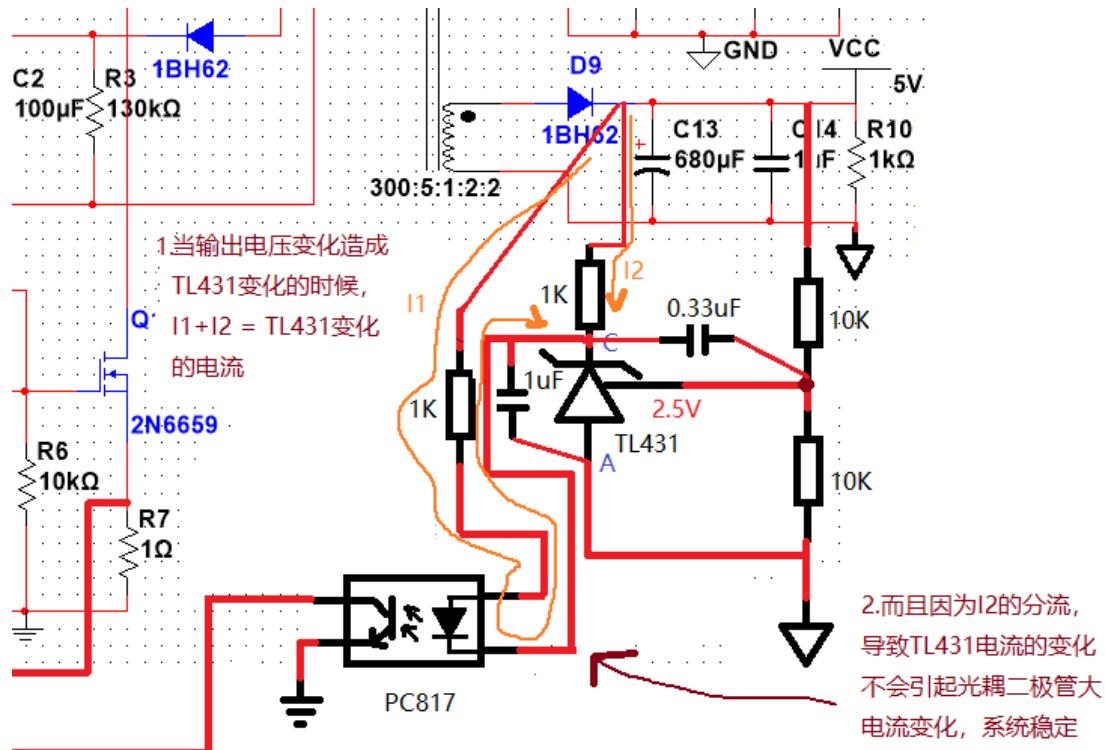




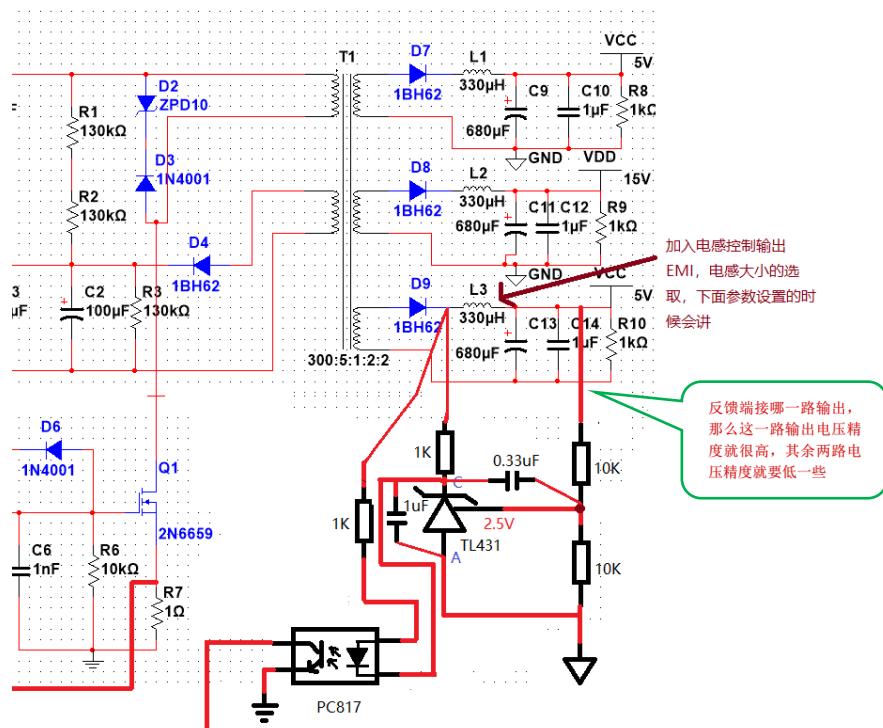
这就是整个反激开关电源稳定输出电压的过程

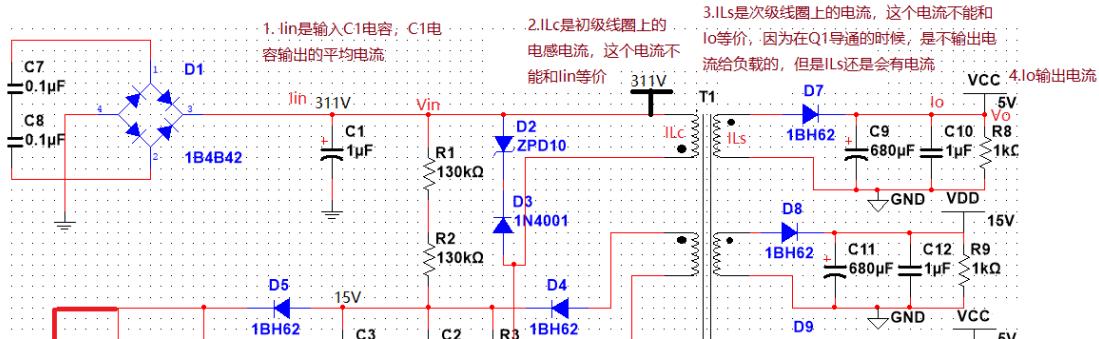
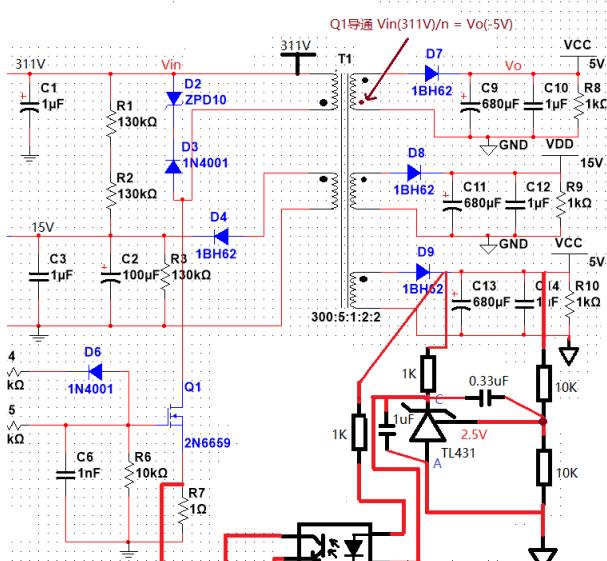
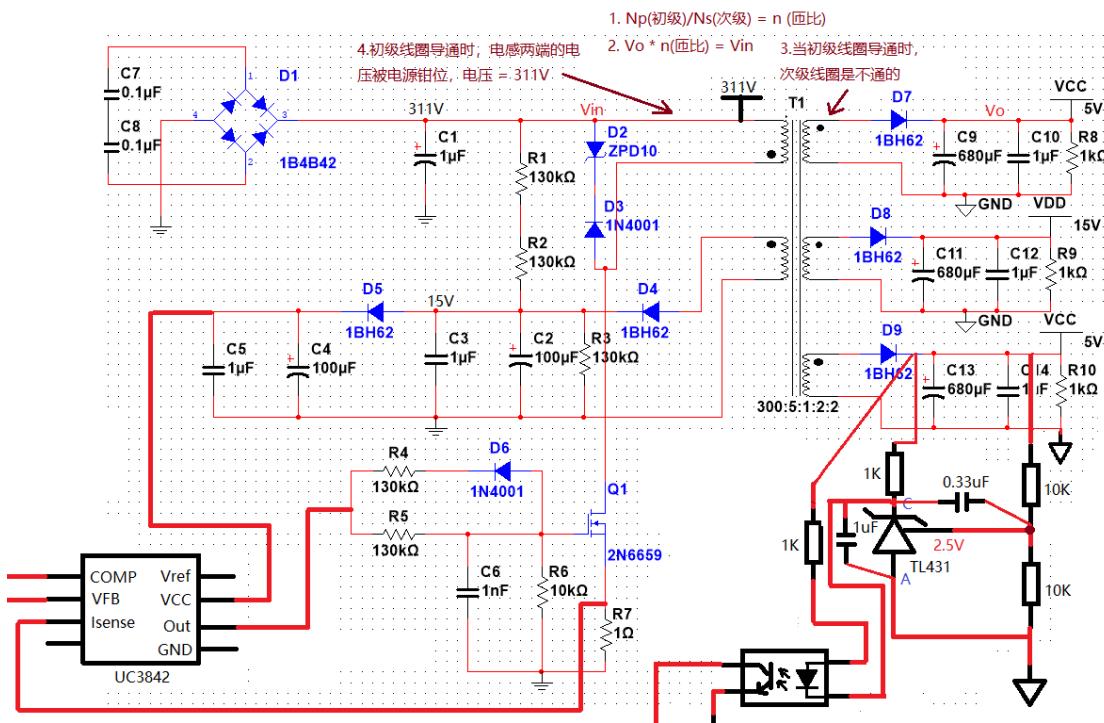
TL431 电路稳定性改进



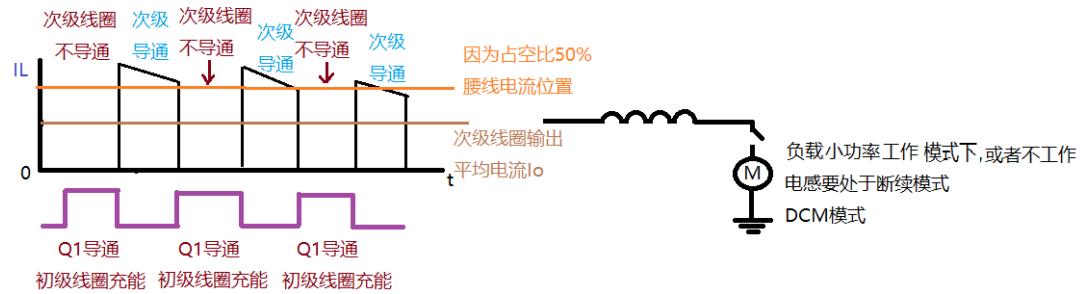
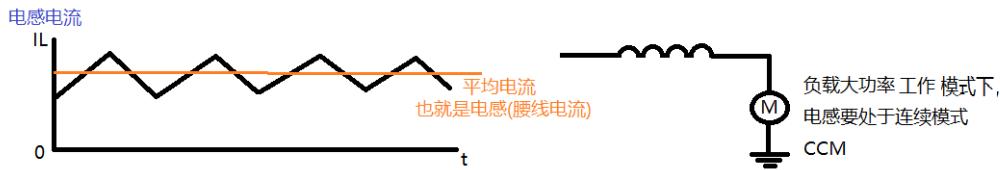


为了解决输出端的 EMI，我们必须加入电感来抑制 EMI



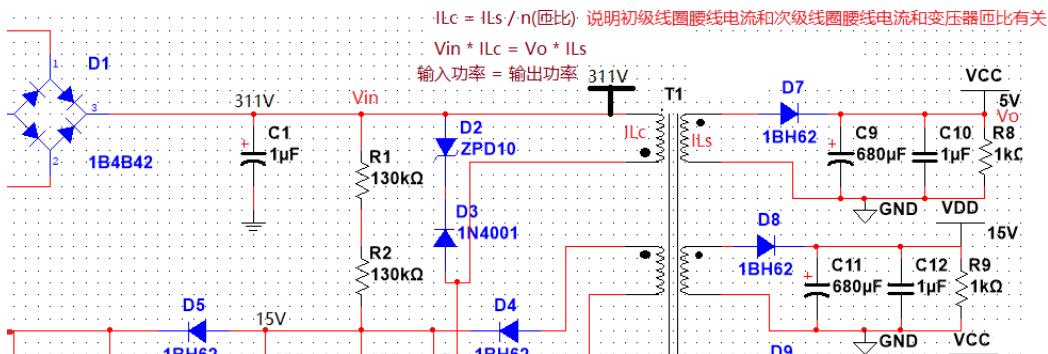


电感线圈腰线电流回顾就是 IL_c 和 IL_s

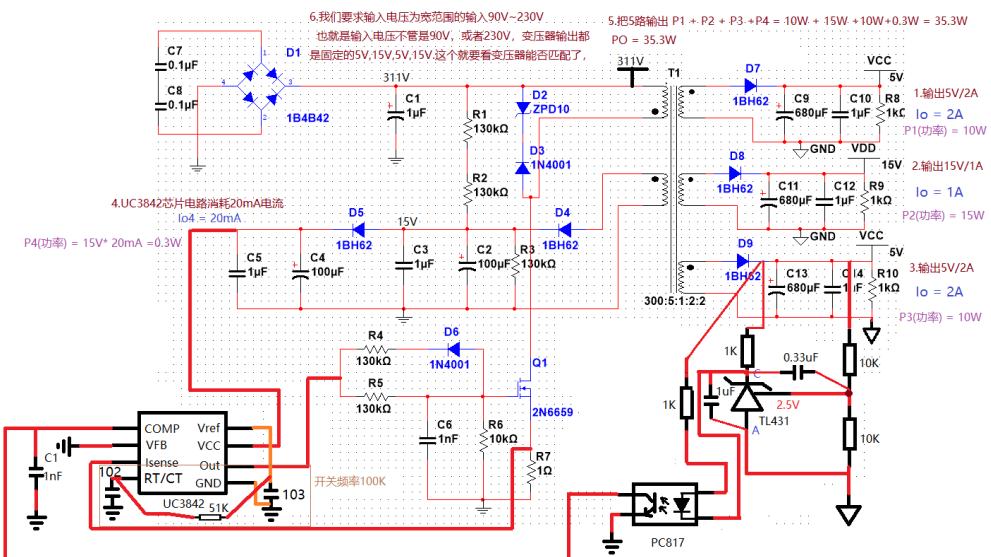


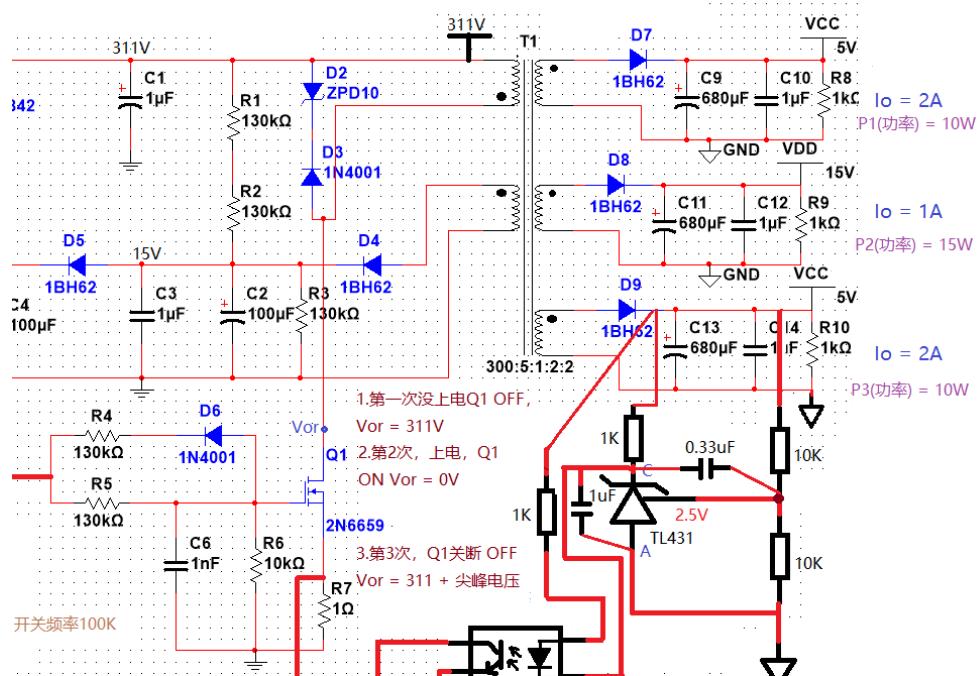
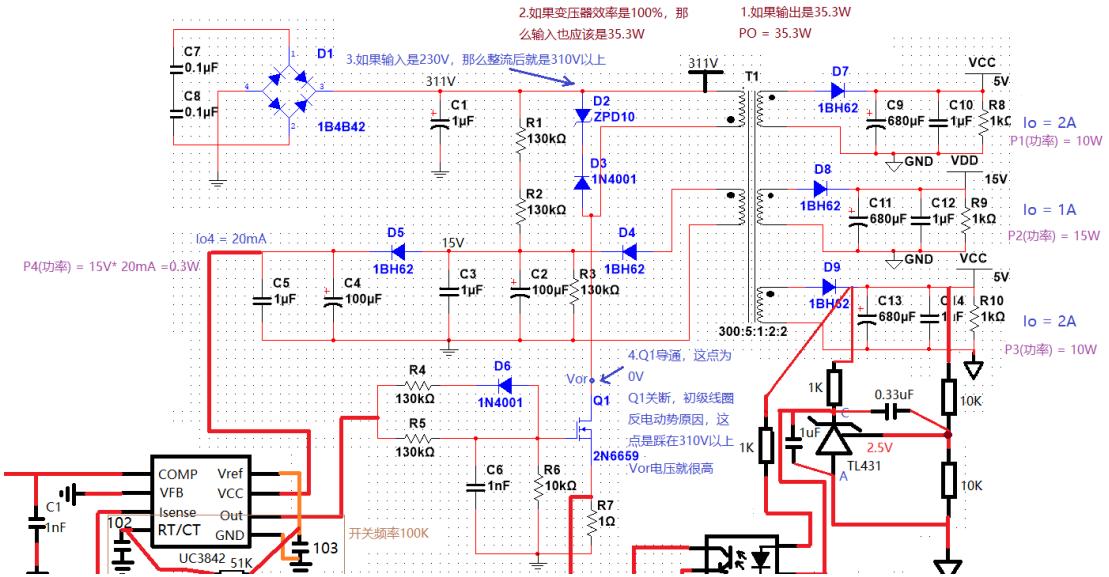
如果 Q1 占空比是 30% 那么次级线圈 Io 电流就只有腰线电流的 $1/3$

如果 Q1 占空比是 40% 那么次级线圈 Io 电流就只有腰线电流的 $1/4$

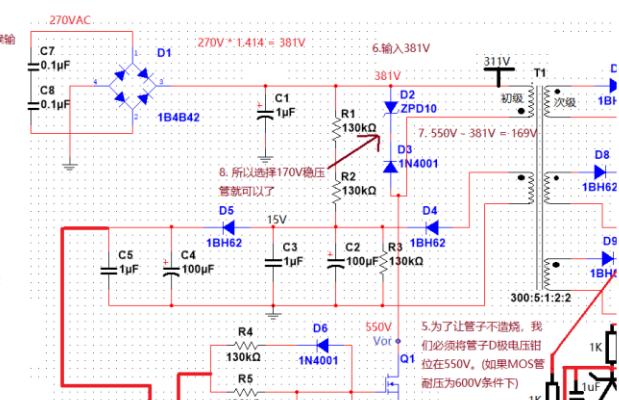
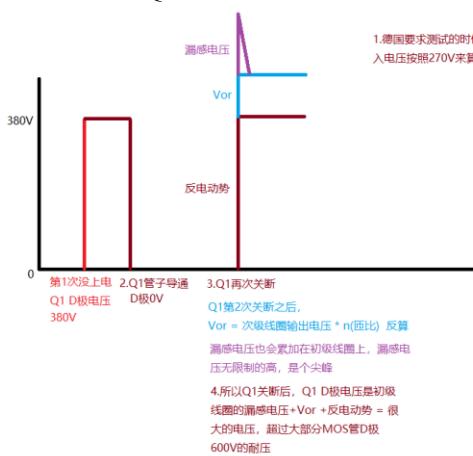


有了以上的腰线电流，平均电流，匝比，输入输出电压。下面来计算变压器规格



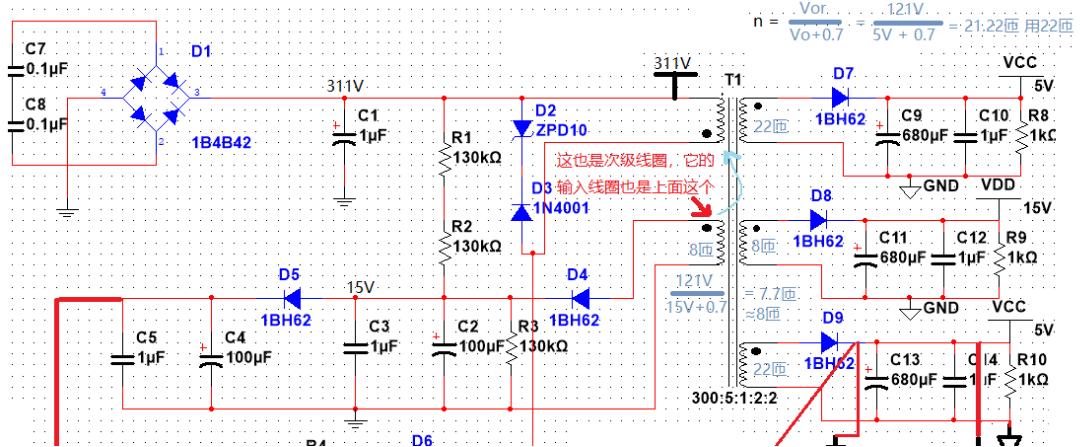


深入理解 Q1 承受初级线圈反电动势问题。



Vor 的值 = 稳压管选取的电压 170V/1.4(经验系数) = 121V

有了 $V_{or} = 121V$, 变压器的匝比就是 $n = V_{or} / V_o + 0.7$ (输出二极管压降)

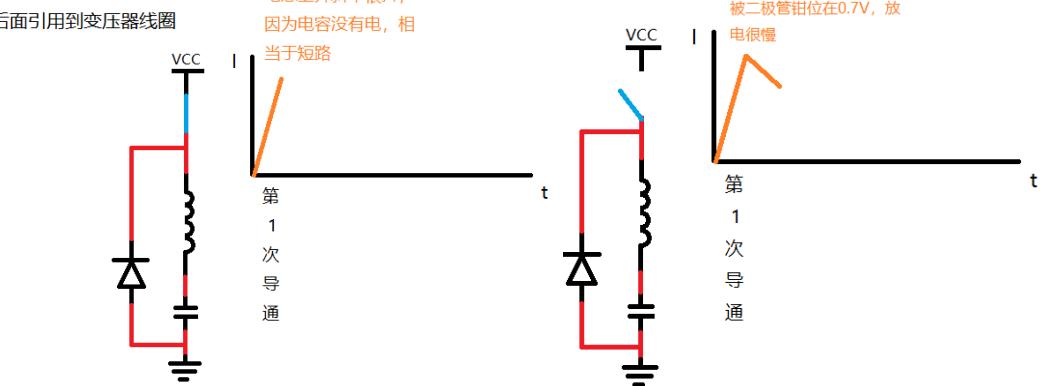


下面来计算占空比

先介绍个概念

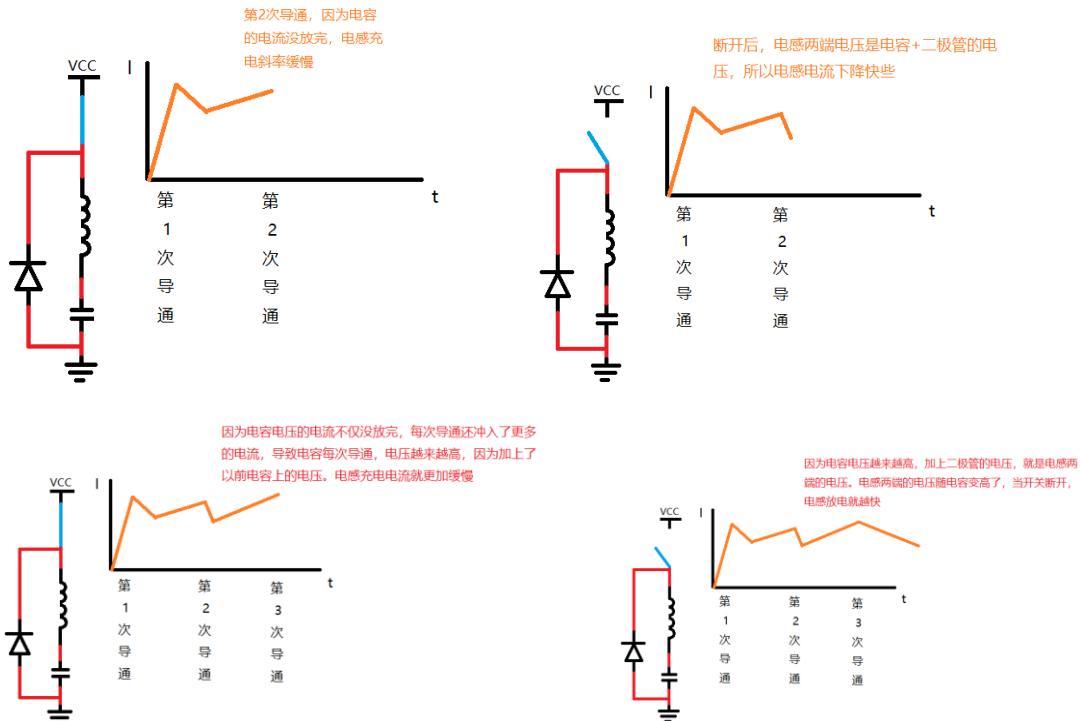
电感充放电模型

后面引用到变压器线圈



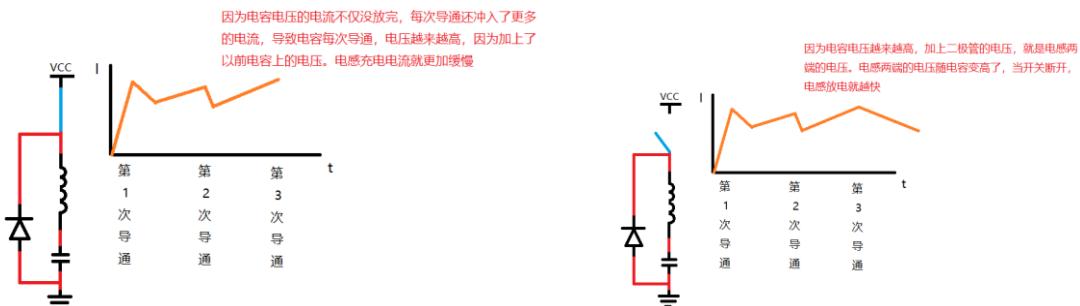
电感上升斜率很抖，
因为电容没有电，相
当于短路

开关断开，电感两端电压
被二极管钳位在0.7V，放
电很慢



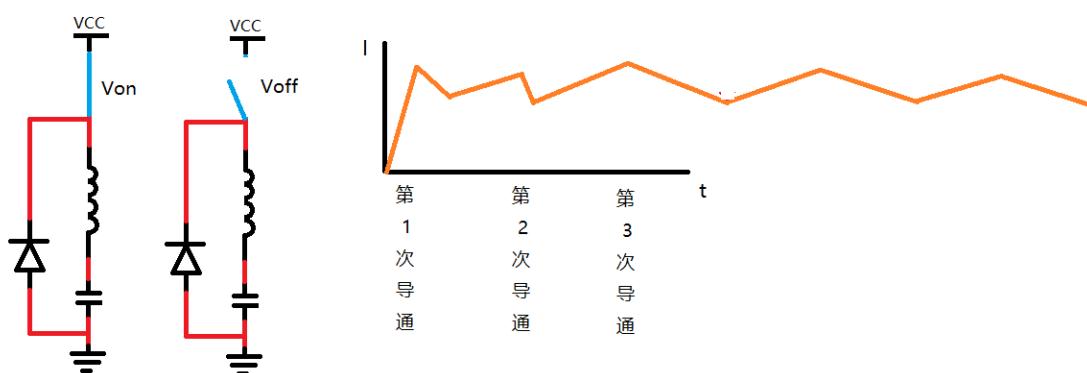
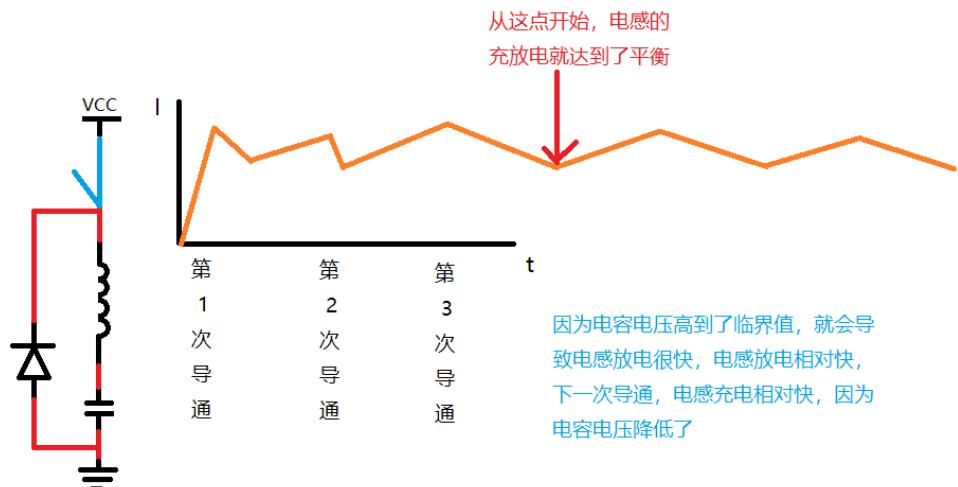
第2次导通，因为电容
的电流没放完，电感充
电斜率缓慢

断开后，电感两端电压是电容+二极管的电
压，所以电感电流下降快些



因为电容电压的电流不仅没放完，每次导通还冲入了更多
的电流，导致电容每次导通，电压越来越高，因为加上了
以前电容上的电压。电感充电电流就更加缓慢

因为电容电压越来越高，加上二极管的电压，就是电感两
端的电压。电感两端的电压随电容变高了，当开关断开，
电感放电就越快

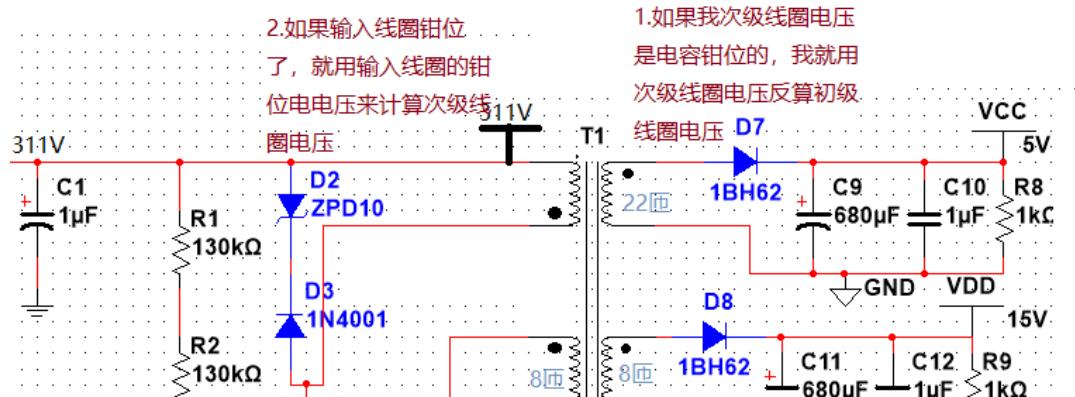


从以上的结论得出 $V_{on} \times T_{on} = V_{off} \times T_{off}$

V_{on} 是充电时电感两端电压 $V_{on} = VCC - \text{电容电压} = \text{电感两端电压}$

V_{off} 是放电时电感两端电压 $V_{off} = \text{电容的电压} + \text{二极管压降} = \text{电感两端电压}$

所以以上结论用到变压器初/次级线圈如下：

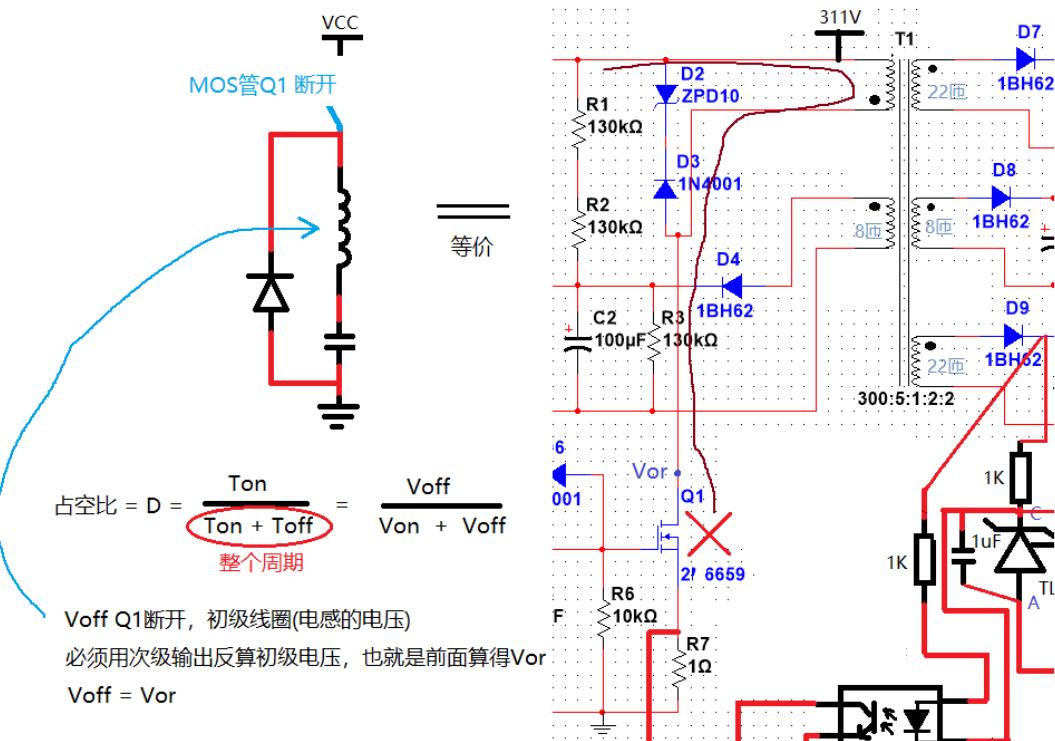
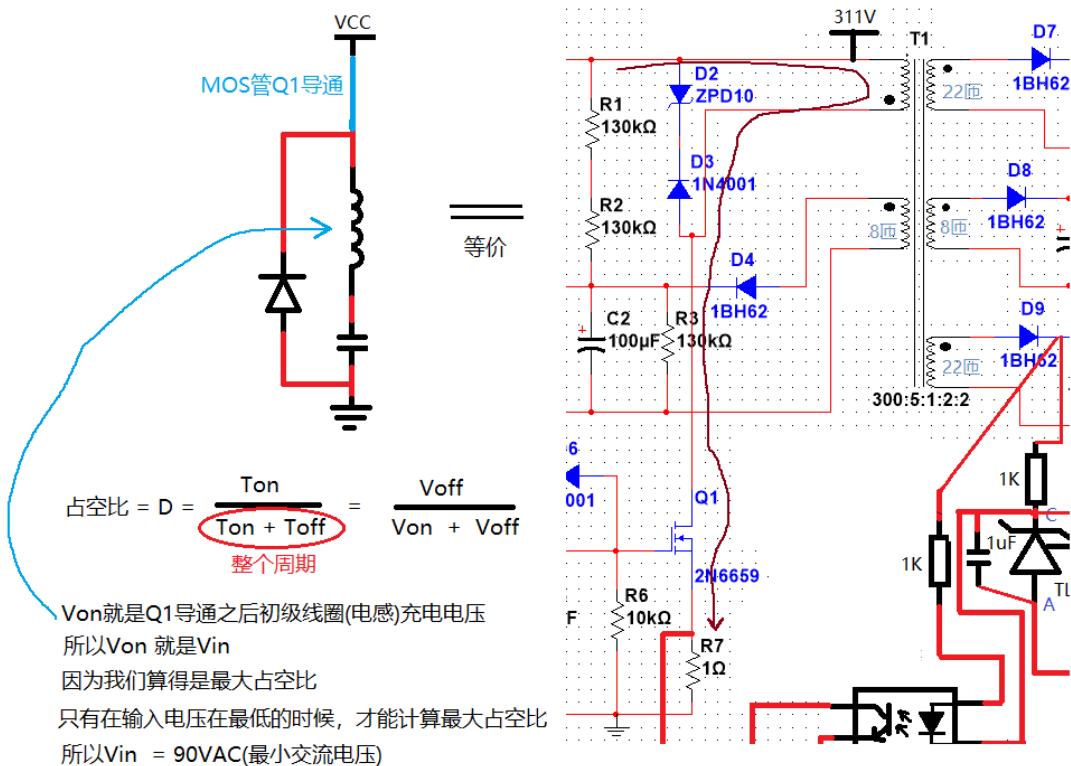


所以变压器哪边钳位好算，就用哪边开始算。

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

$$\text{转换一下 } \frac{T_{on}}{T_{off}} = \frac{V_{off}}{V_{on}}$$

$$\text{占空比 } D = \frac{T_{on}}{T_{on} + T_{off}} = \frac{V_{off}}{V_{on} + V_{off}}$$

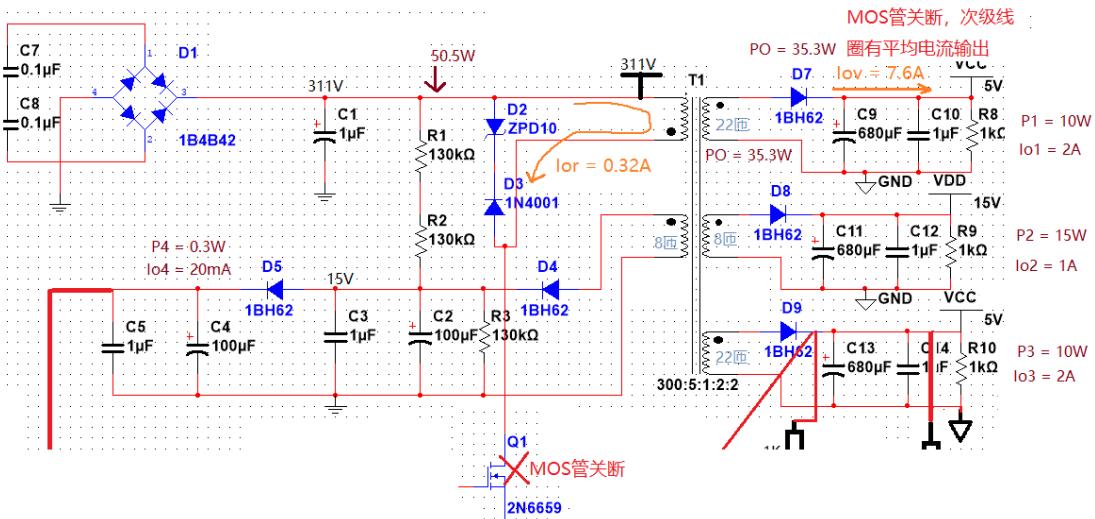
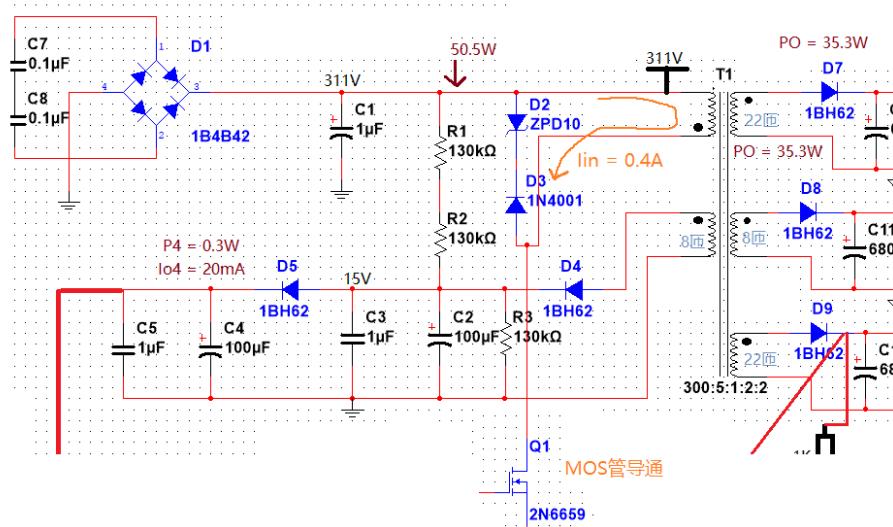
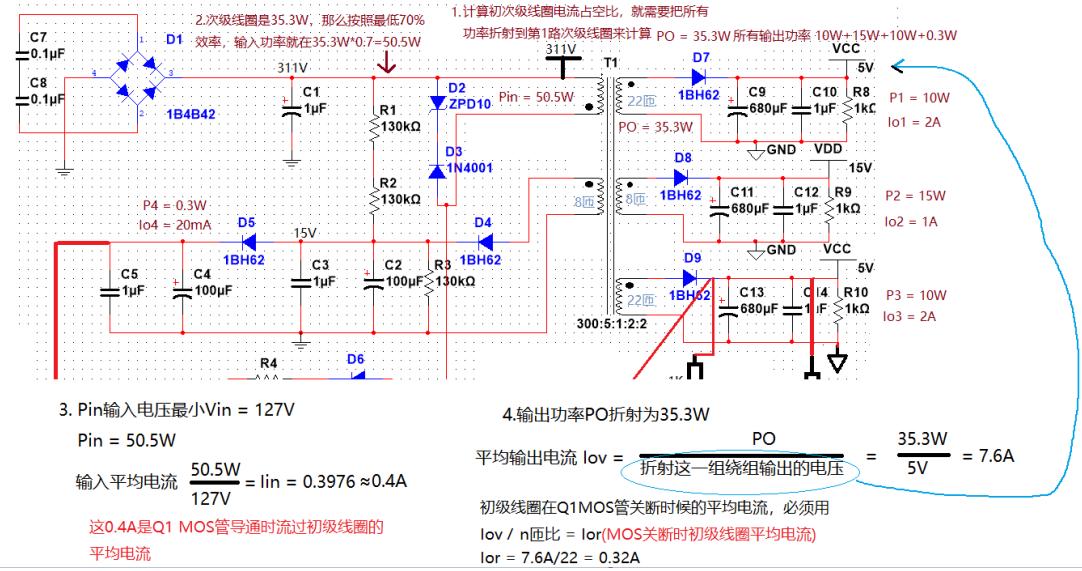


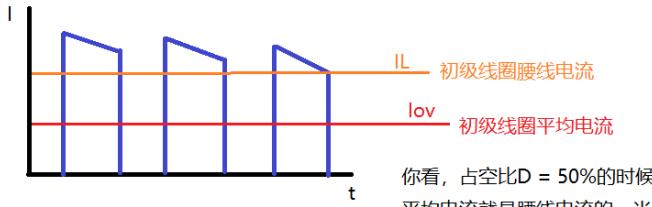
$$\begin{aligned} \text{占空比} = D &= \frac{T_{on}}{T_{on} + T_{off}} = \frac{V_{off}}{V_{on} + V_{off}} = \frac{V_{or}}{V_{in}(\text{最小交流电压}) + V_{or}} \\ &= \frac{121V}{90VAC \times 1.414 (\text{整流}) + 121V} \\ &= 0.487 \text{ (占空比取0.49)} \end{aligned}$$

所以占空比0.49 也就是49% 这是理想值
实际情况，开关电源工作中，随着负载增大，电源效率会降低。

计算初级次级线圈电流占空比

初级次级线圈电流占空比要按照最低效率70%来计算





1. 我们前面讲的初级线圈根据Q1通断造成的电流波形

$$\text{这说明了平均电流 } I_{av} = \frac{IL}{D}$$

我们算出MOS管导通，初级线圈 $I_{in} = 0.4A$

$$\frac{I_{in}}{D \text{ (导通占空比)}} = \frac{I_{av} \text{ (MOS管关断, 初级线圈平均电流)}}{1 - D \text{ (关断占空比)}}$$

等式两边交换

$$\frac{I_{in} \times 1 - D}{D} = I_{av} = \frac{I_{in} \times (1 - D)}{D} = \frac{0.4 - 0.4D}{D}$$

因为 $I_{av} = 0.32A$

$$\frac{0.4 - 0.4D}{D} = 0.32 \text{ 交换 } 0.4 - 0.4D = 0.32D$$

$D = 0.55$ 初级线圈电流占空比 = 55%

$$\frac{I_{in} \times (1 - D)}{D} = \frac{0.4 - 0.4D}{D}$$

占空比 = $D = \frac{T_{on}}{T_{on} + T_{off}}$ 整个周期

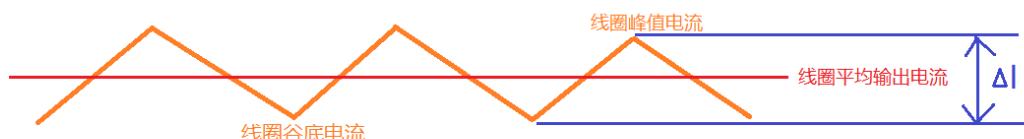
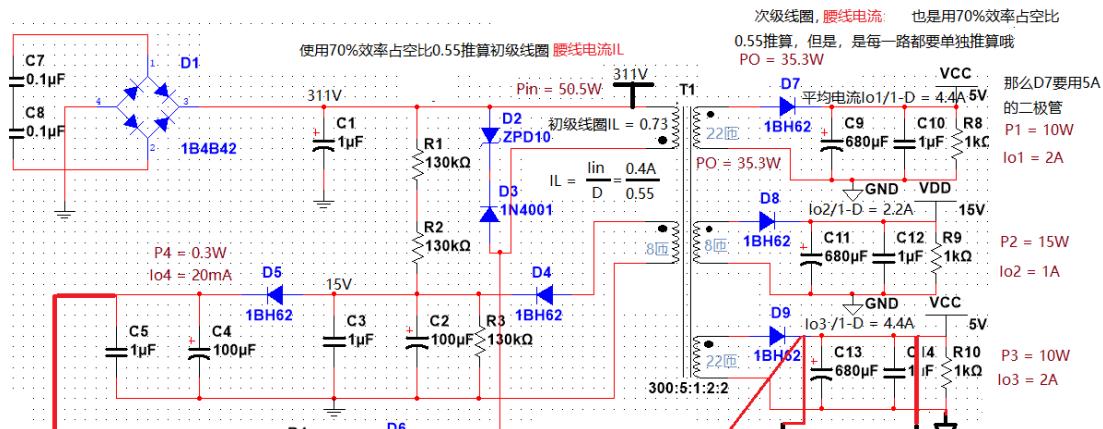
$$= \frac{V_{off}}{V_{on} + V_{off}} = \frac{V_{or}}{V_{in(\text{最小交流电压})} + V_{or}}$$

$$= \frac{121V}{90VAC * 1.414 (\text{整流}) + 121V}$$

$$= 0.487 (\text{占空比取0.49})$$

之前电压占空比是0.49，那么这就和电流占空比不一样了

占空比 0.49 是按照 100% 效率情况下计算出的。占空比 55% 是按照 70% 效率计算出的，我们要使用 70% 效率算出来的占空比来计算线圈的腰线电流。



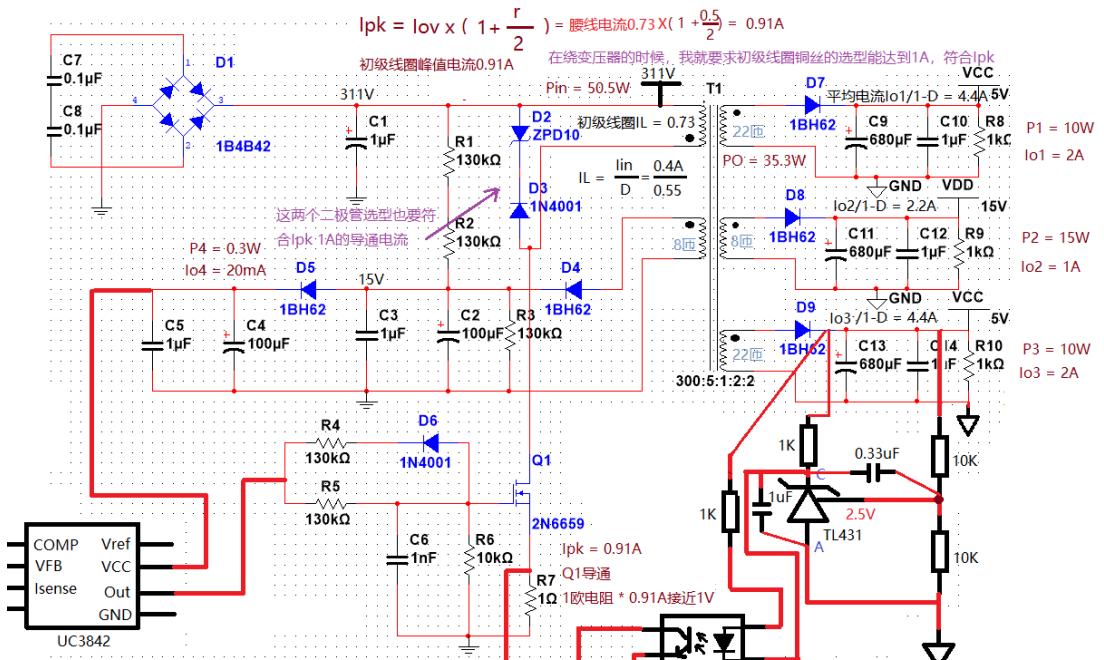
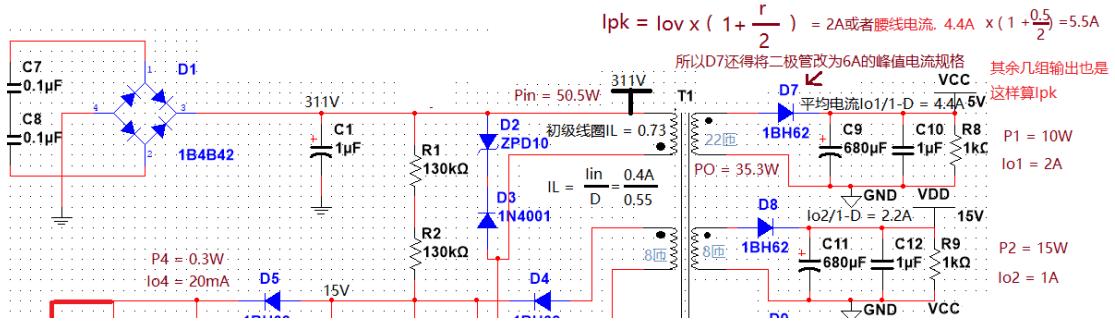
占空比宽窄会影响 ΔI ，线圈电感量大小会影响 ΔI ，开启电压 V_{on} 大小会影响 ΔI

电感越小，充电斜率就越陡，电感越大，充电斜率就越缓慢 ΔI 也就是纹波电流

$$r(\text{纹波率}) = (\text{线圈峰值电流} - \text{线圈谷底电流}) / \text{线圈平均电流} = \Delta I / I_{av}$$

一般 r 取0.5比较合适

$$\text{所以人为先定义了纹波率 } r = 0.5 \text{ 那么 } \Delta I = I_{av} \times \left(1 + \frac{r}{2} \right) \text{ (得到纹波电流 } I_{pk} \text{)}$$



初级线圈匝数确定(记住是匝数，不是匝比)



$$V = L \times \frac{di}{dt}$$

$$L = \frac{V_{on} \times D}{r \times I_L \times f} = \frac{127 \times 0.55}{0.5 \times 0.91 \times 120000} = 1.16mH$$

$$V \times \Delta t = L \times \Delta I$$

$$\text{初级线圈电感量 } L = 1.16mH$$

$$\Delta I = \frac{\Delta t \times V}{L} \quad \text{因为 } V = V_{on}$$

有了电感量就可以计算线圈匝数(记

住是匝数，不是匝比)

$$\Delta I = \frac{\Delta t \times V_{on}}{L} = \frac{T_{on} \times V_{on}}{L}$$

$$T_{on} = \frac{D(\text{效率70%占空比})}{f(\text{开关频率})}$$

$$\Delta I = \frac{V_{on} \times D}{L \times f} \quad \text{因为 } r = \frac{\Delta I}{I_L} \quad \Delta I = r \times I_L$$

$$r = \frac{V_{on} \times D}{I_L \times L \times f}$$

在制作过程中我们可以用 LCR 电桥实时测量初级线圈绕的匝数是否能达到 1.16mH 电感量，达不到，就要多绕或者少绕。

初级线圈匝数出来之后，经过我们前面计算的匝比就可以绕次级线圈的匝数。
初级匝数/22(匝比) = 次级匝数。

这就是最终电路

