

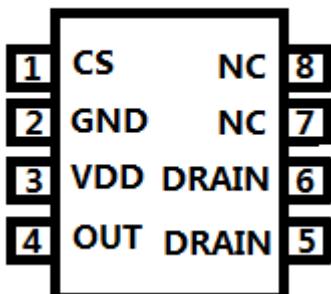
电子电路模块化设计 6

作者:向仔州

LED 恒流驱动电路.....	2
NE555 电路分析.....	5
无线充电技术.....	11
低成本产生电磁辐射的发送电路.....	15
电量采集火线零线接法, 以 BL0910 为例, 注意炸机(重点).....	18
1. 隔离电源供电, 地线接错, 炸机.....	18
但是我发现为什么第 1 路电流比较大呢? 有 18mA ?, 其实这已经不至是接线的问题了, 而是排 PCB 板, 地线铜箔没有画够造成的。.....	26
在测试过程中我们发现通道之间的电流采样还是会相互干扰? 这个问题就得查询一下 PCB 设计有没有耦合走线。.....	29
UC3845 实现高压输入的 BUCK 电路.....	31
UC3842 损坏判断.....	35
内置 MOSFET 高压输入方案, 电源芯片.....	37
BOOST 升压电路.....	38
PFC 功率因数校正.....	42
基于 NCP1654 PFC 电源.....	56
RS 触发器, D 触发器回顾.....	59
芯片内部框图继续讲解.....	60

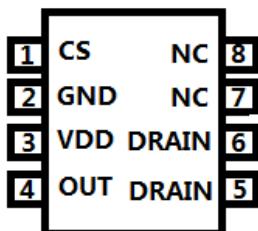
LED 恒流驱动电路

CL1221恒流驱动芯片

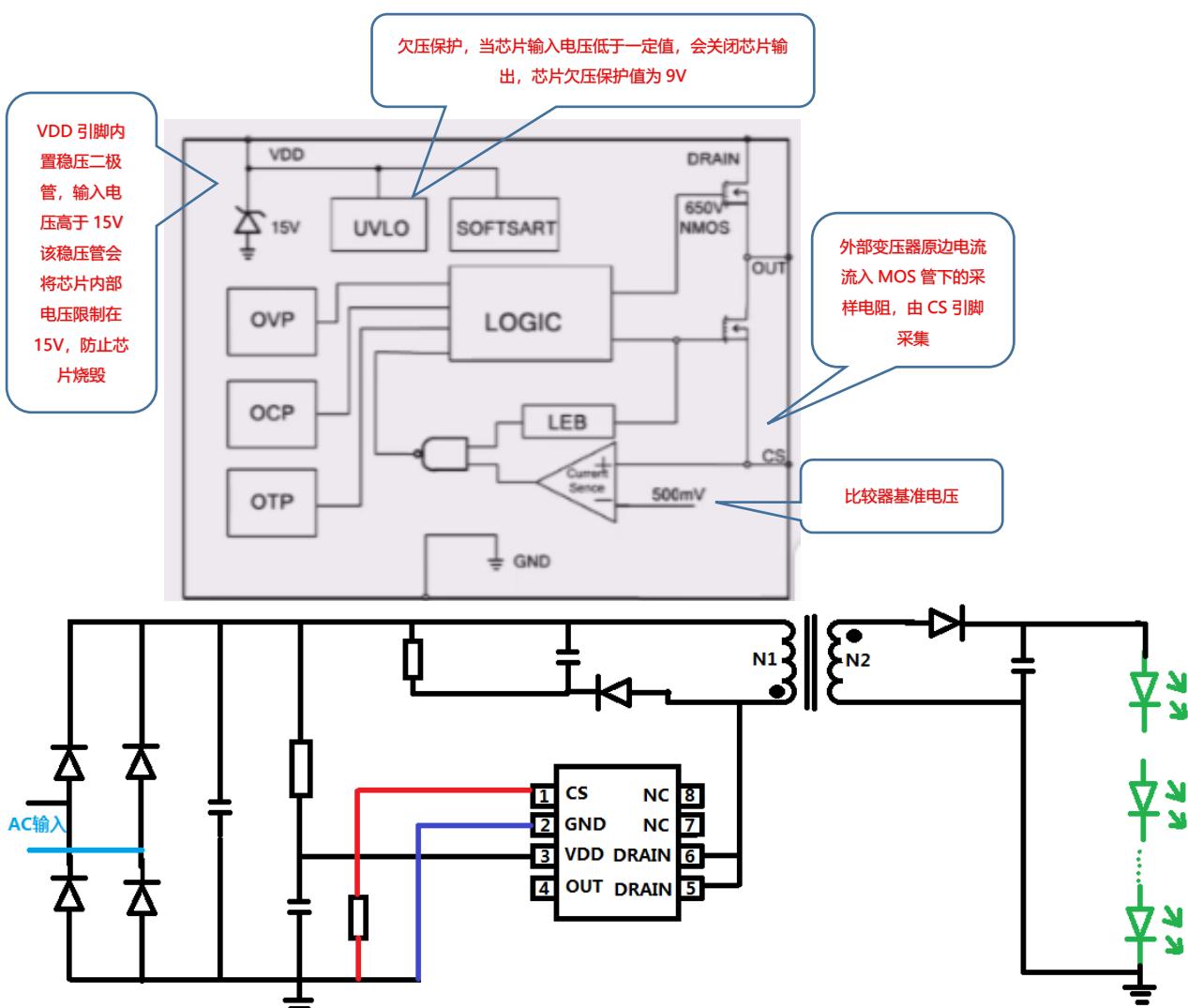


CL1221 最大功率输出 5W

内部集成 650V 高压驱动变压器的 MOS 管，所以该芯片可以直接驱动变压器使用。

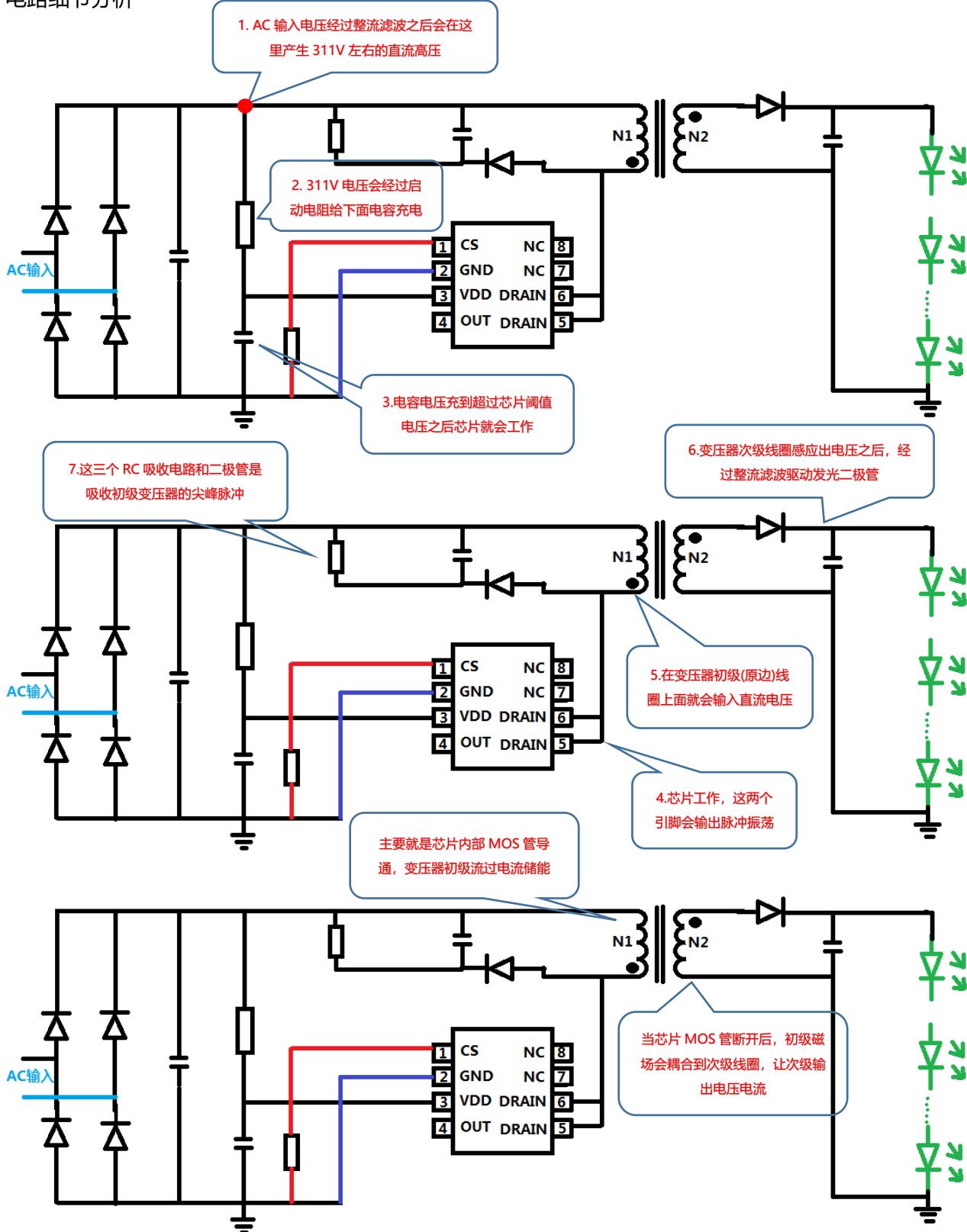


CS引脚是电流采样端
GND接地
VDD接311V高压经过电阻输入
OUT输出端，MOS管源极输出
DRAIN是芯片内部MOS管漏极

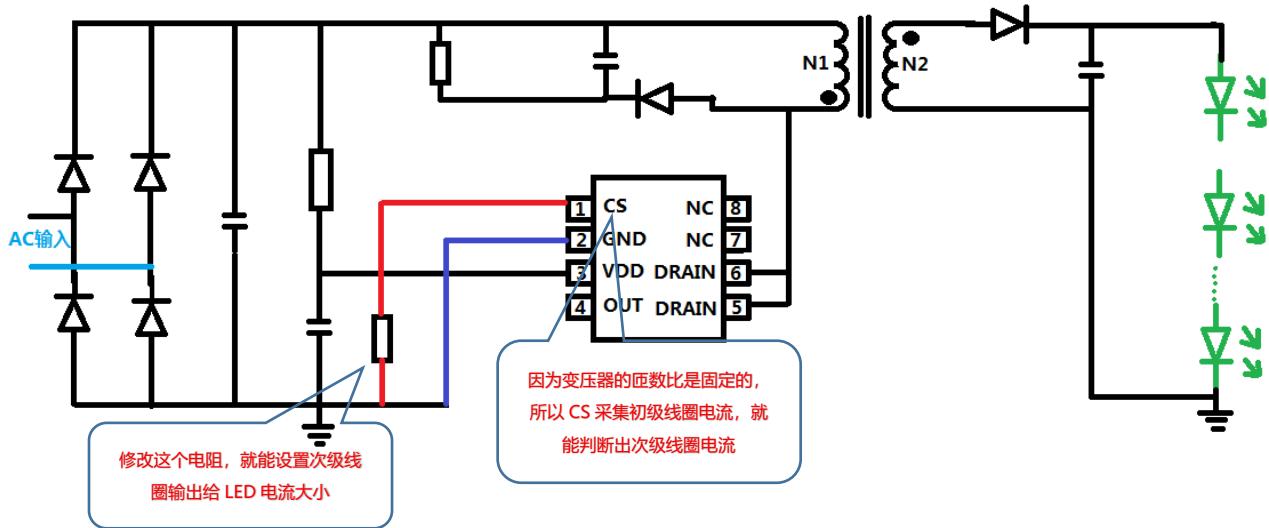


这就是恒流驱动多个 LED 电路

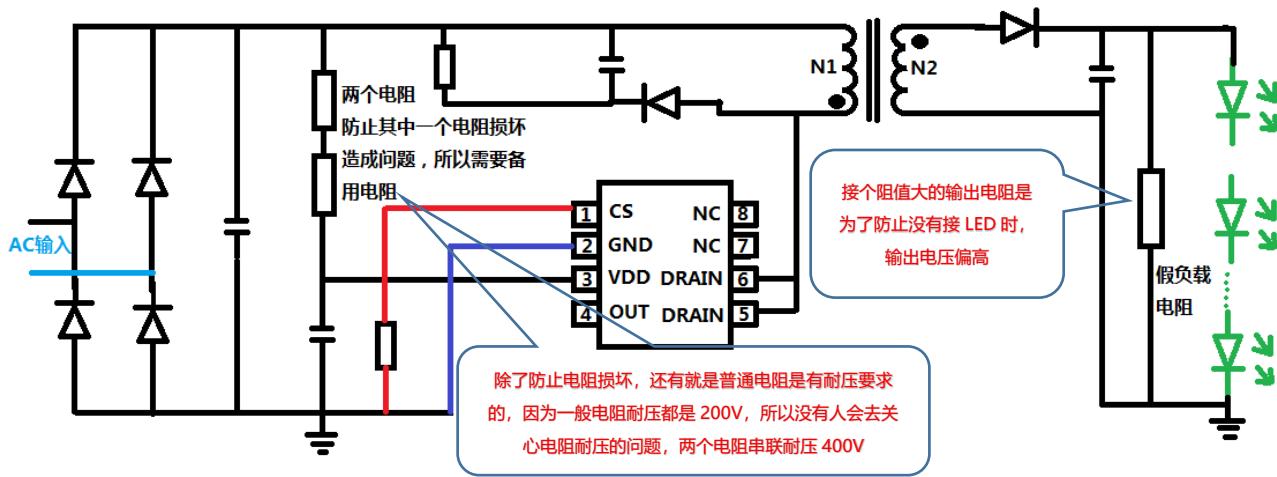
电路细节分析



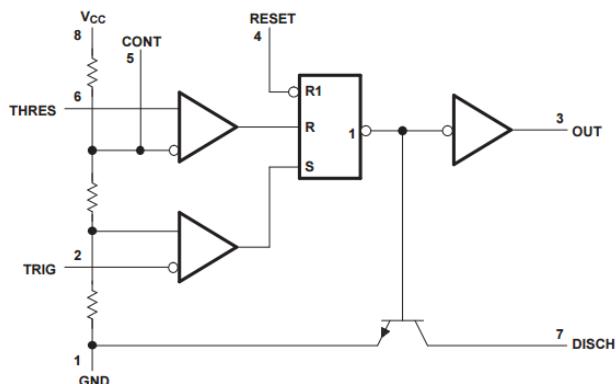
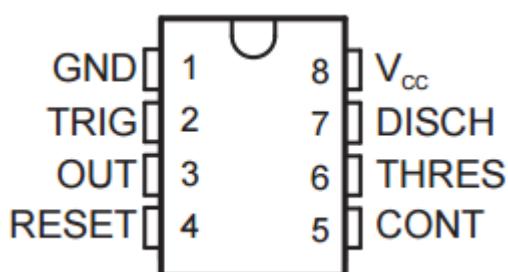
这种变压器就是反激电源原理，我在其它文章中讲过。



以上电路在实际使用过程中需要做如下修改:



NE555 电路分析



VCC 接电源 GND 接地

RESET 低电平芯片复位

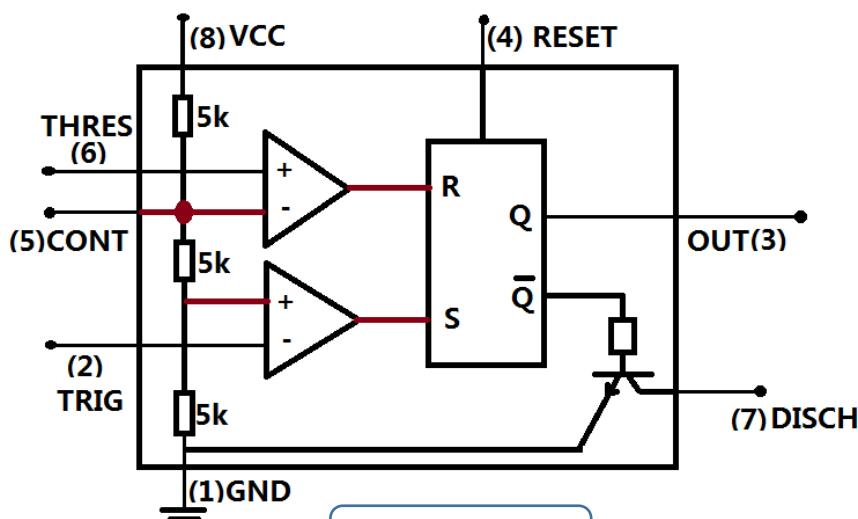
THRES 当做比较器 1 +正输入端

TRIG 当做比较器 2 -负输入端

CONT 接滤波电容到地

OUT 满足条件就输出方波

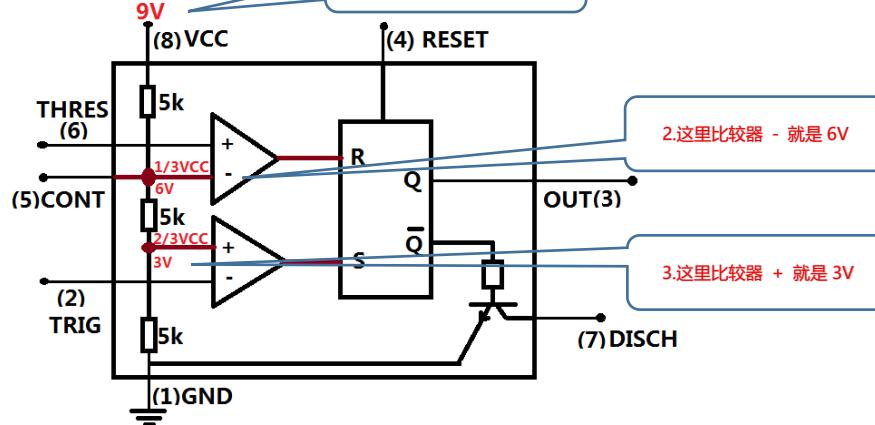
下面给出 NE555 内部简化图讲解

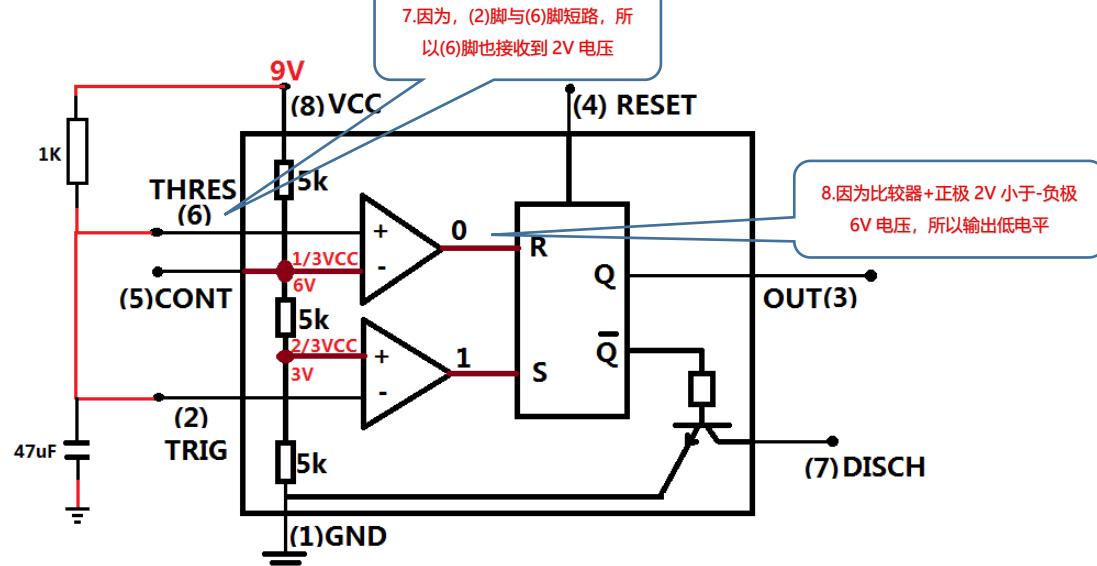
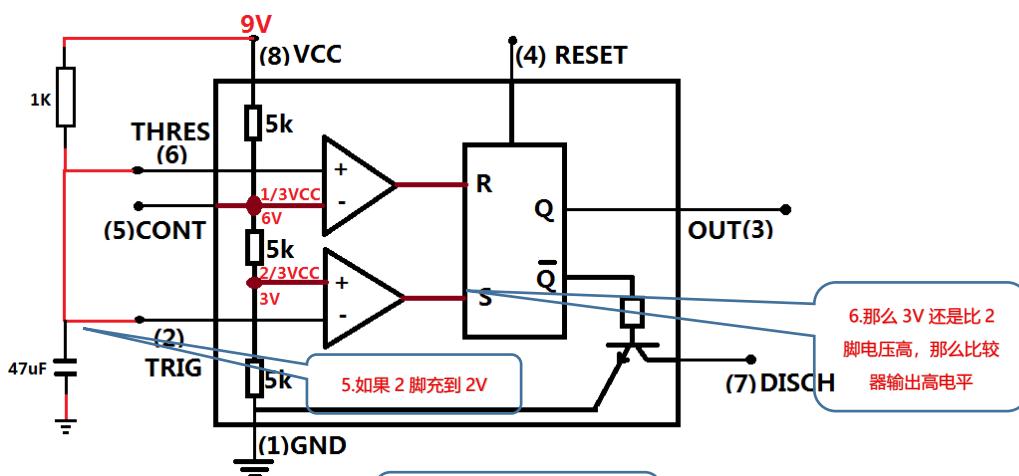
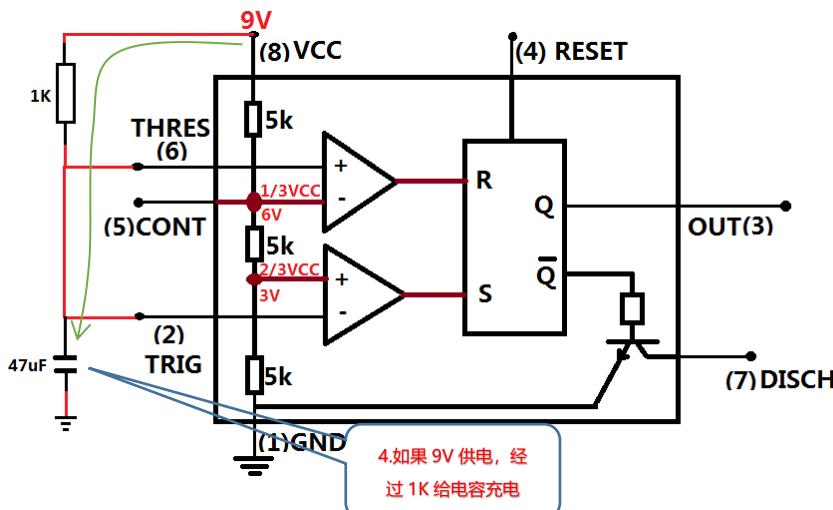


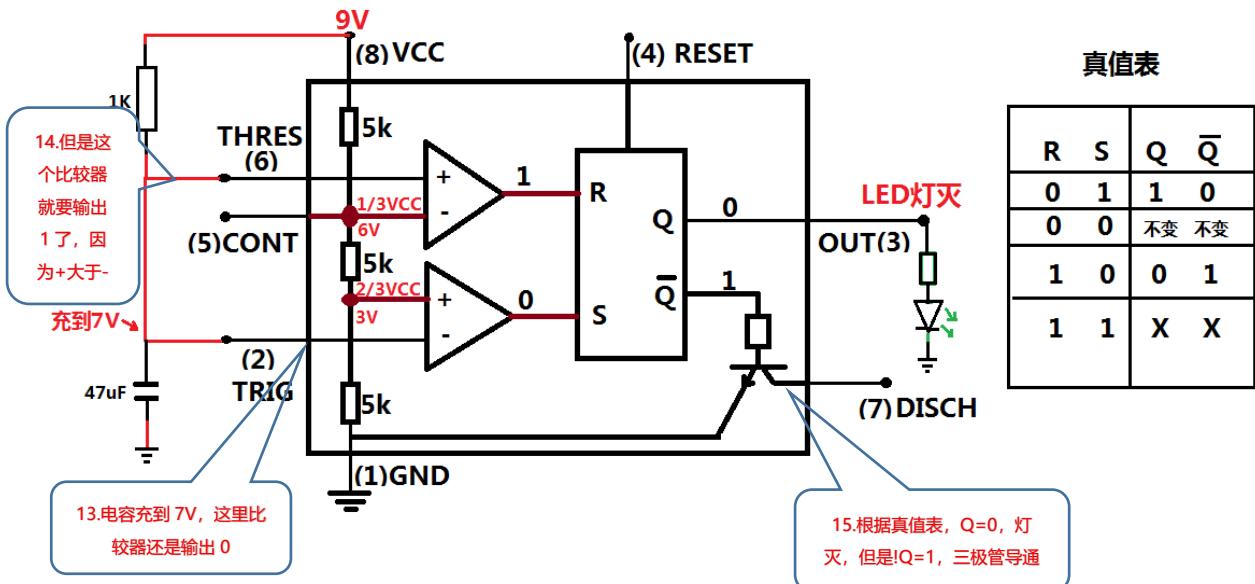
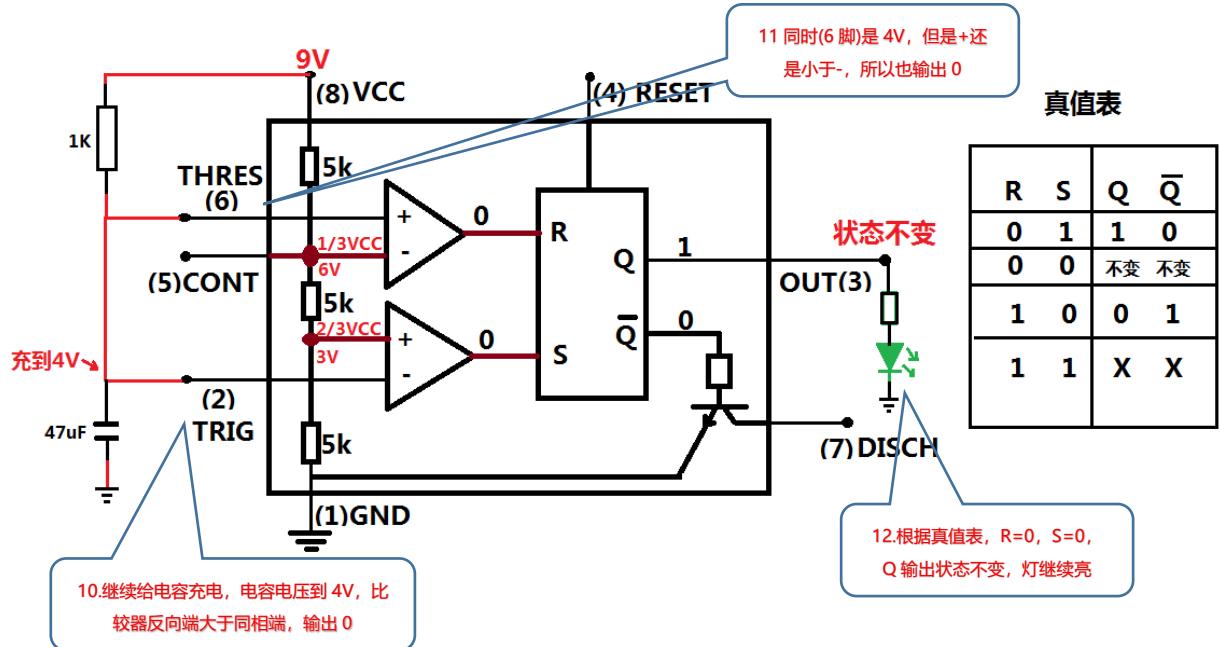
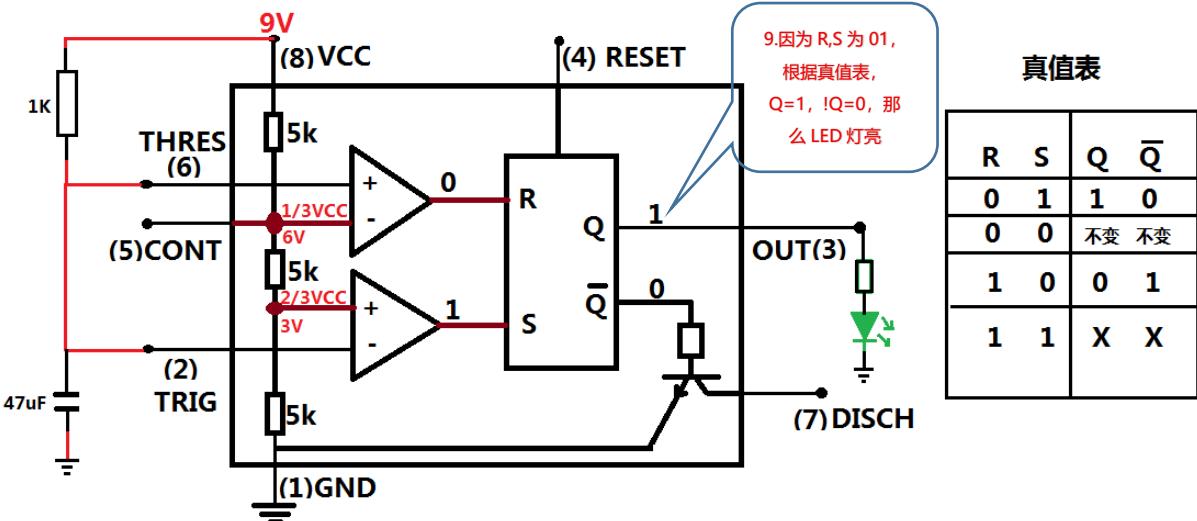
真值表

R	S	Q	\bar{Q}
0	1	1	0
0	0	不变	不变
1	0	0	1
1	1	X	X

1. 比如我接 1 个 9V 的电源

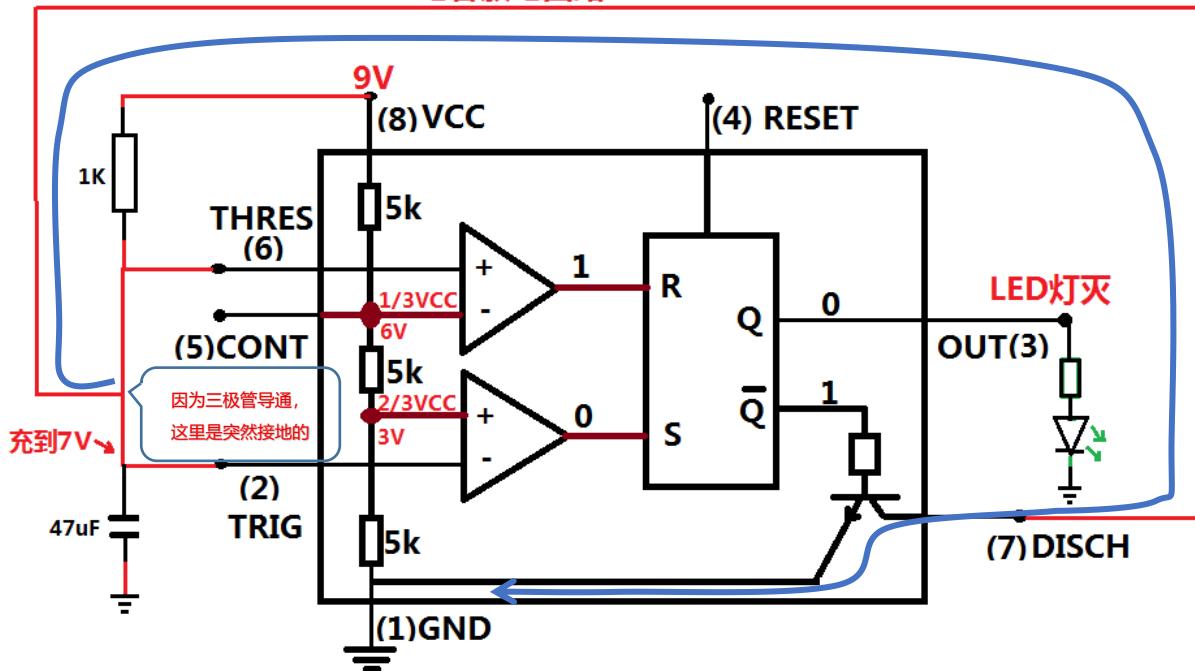




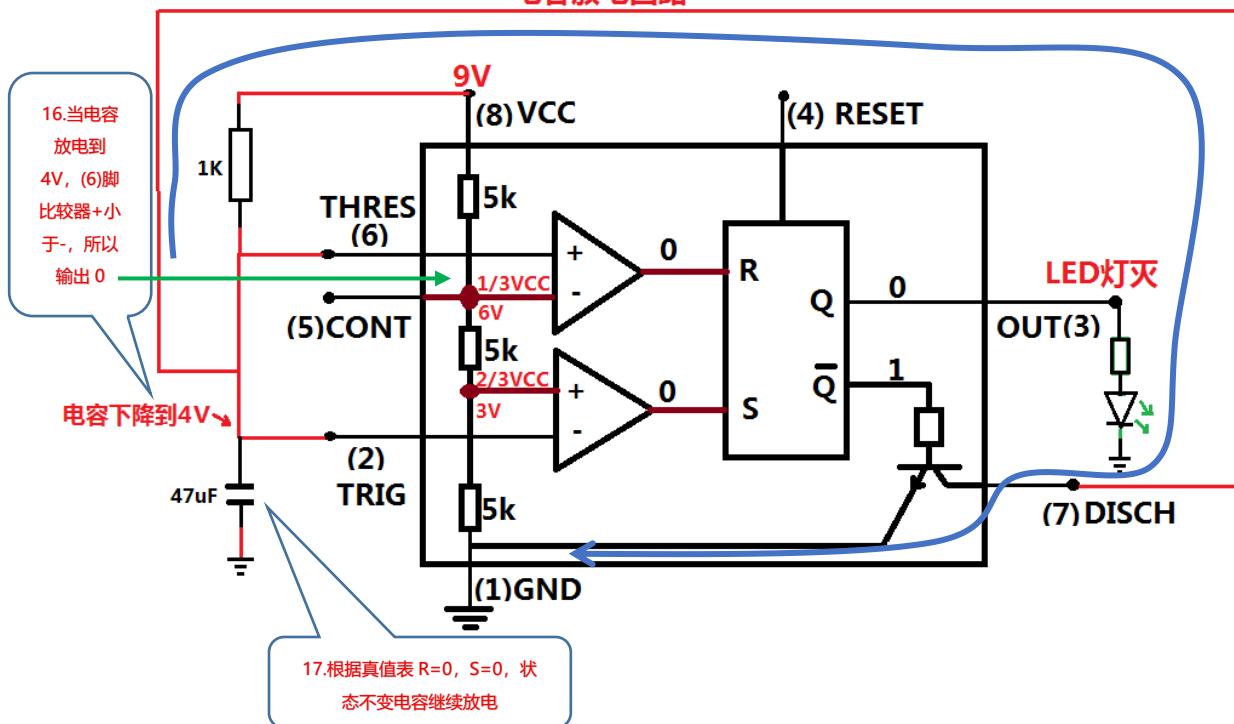


这个导通的三极管一定要接到电源端去给电容放电。

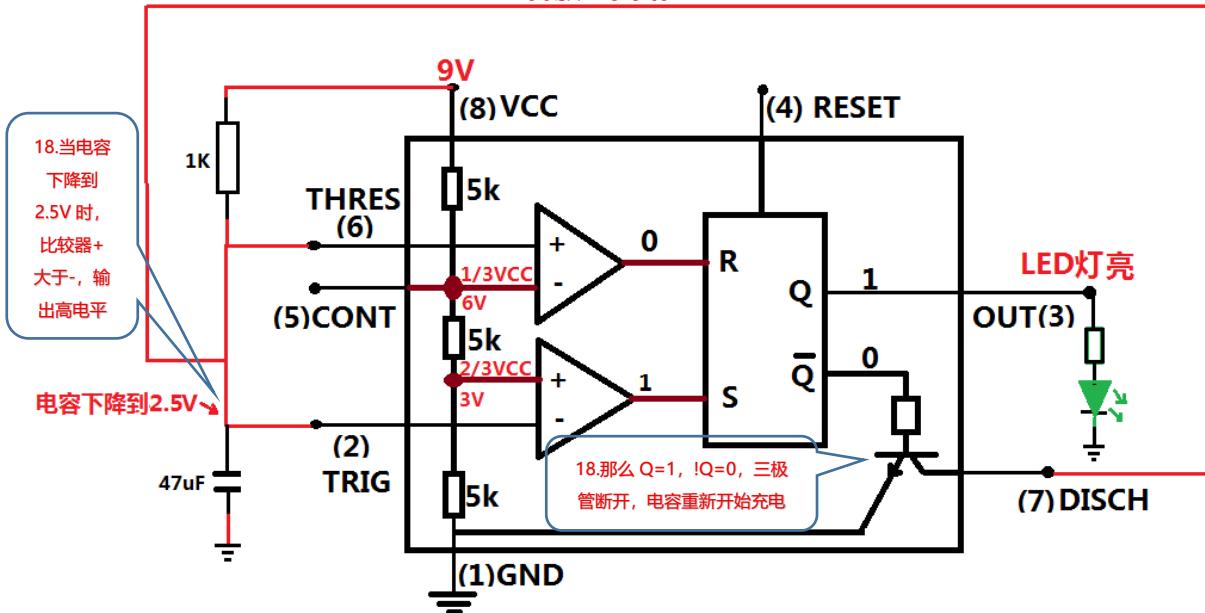
电容放电回路



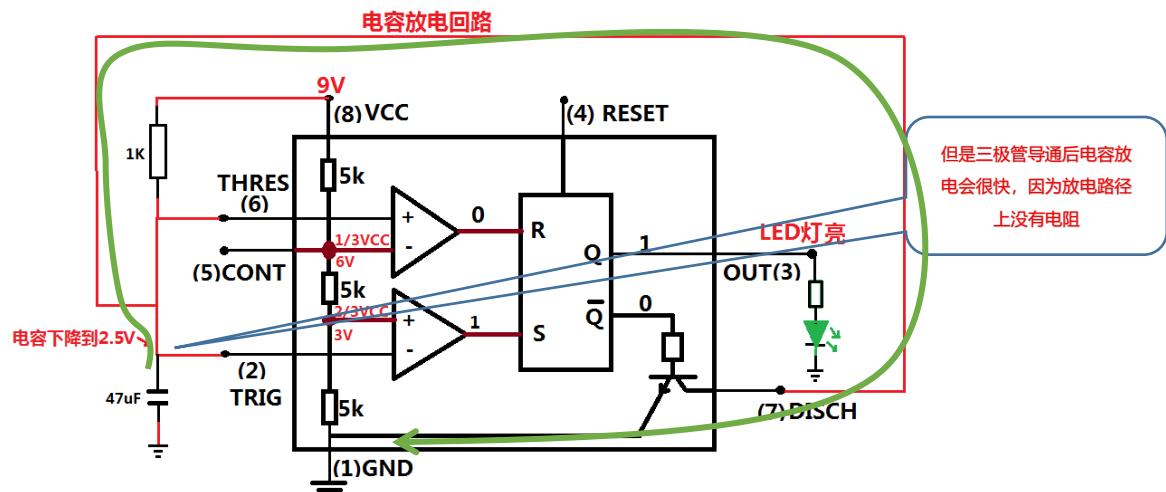
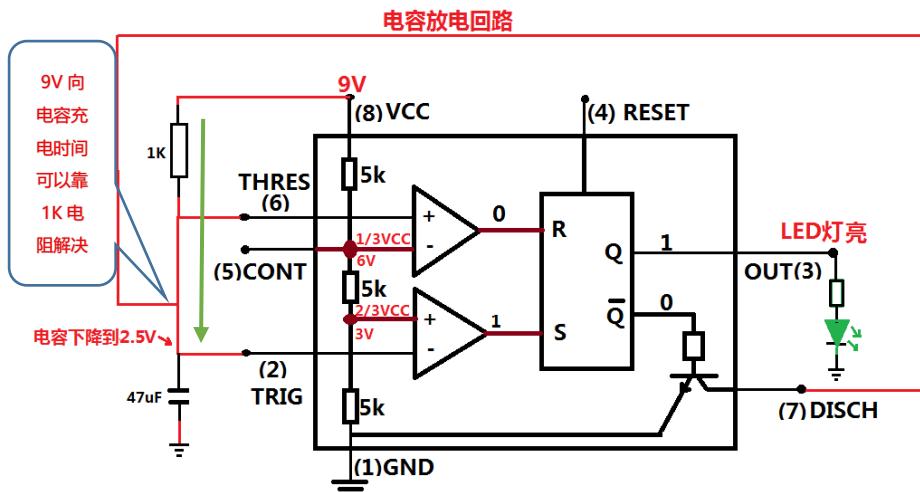
电容放电回路



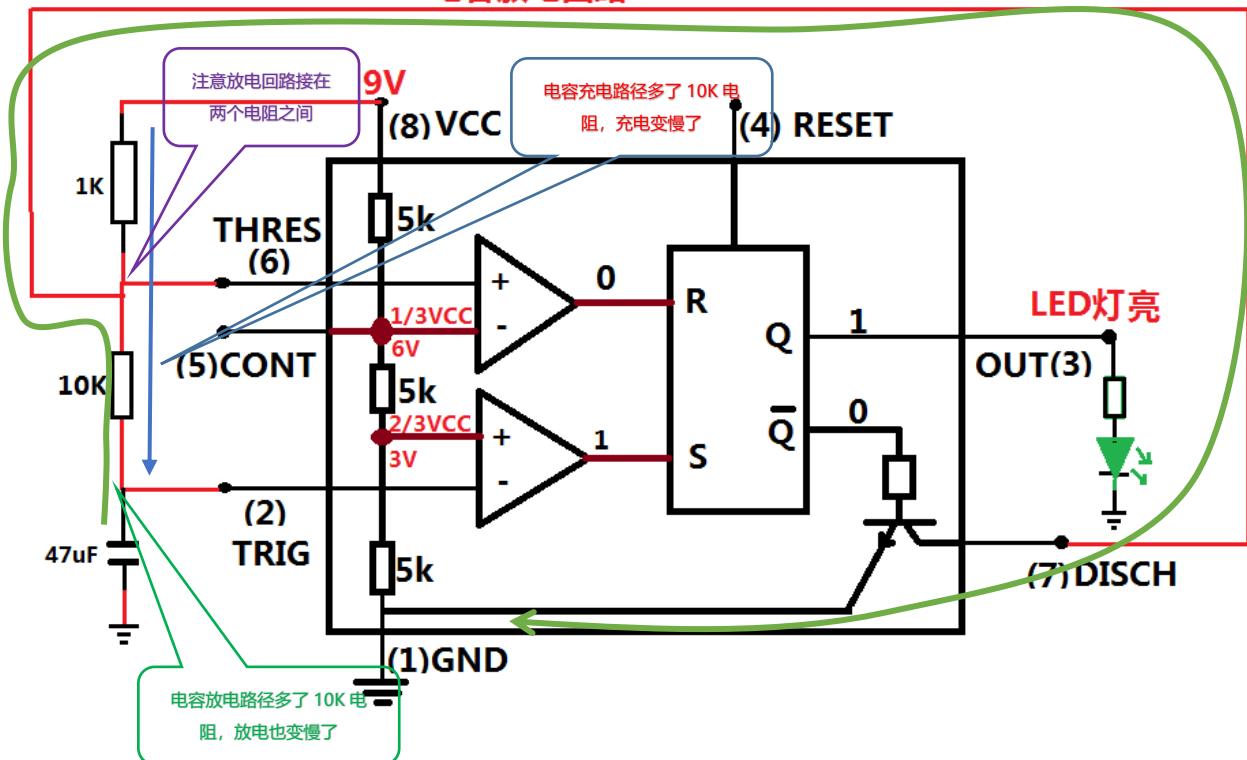
电容放电回路



该电路需要改进，改进如下：

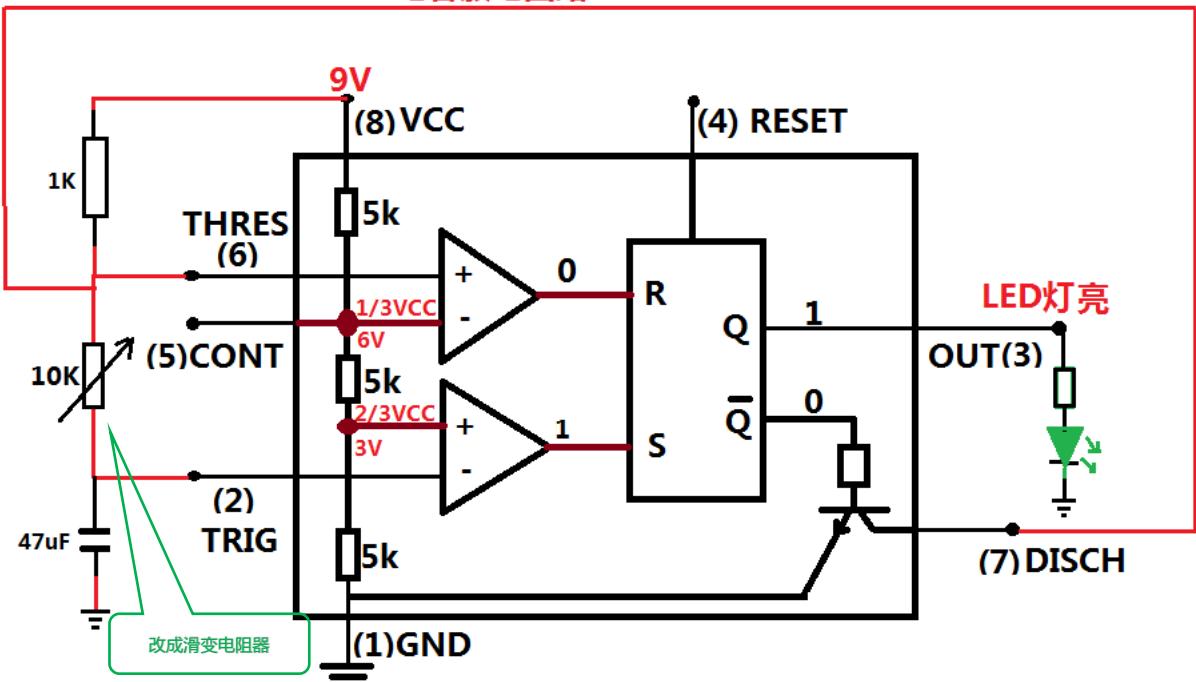


电容放电回路



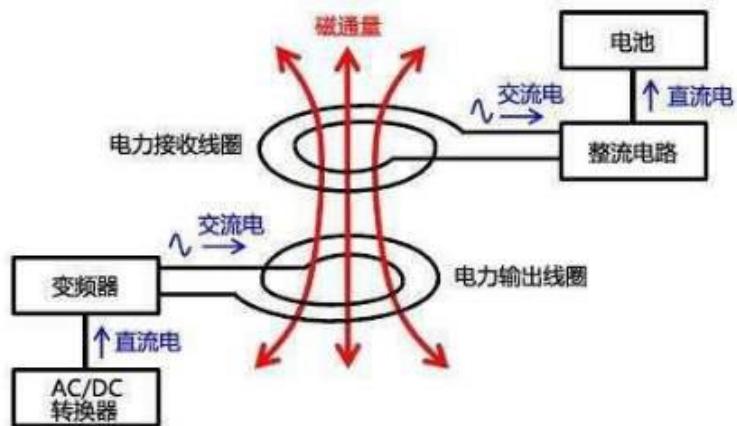
所以可以把 10K 改成滑动变阻器，来修改延时时间。

电容放电回路

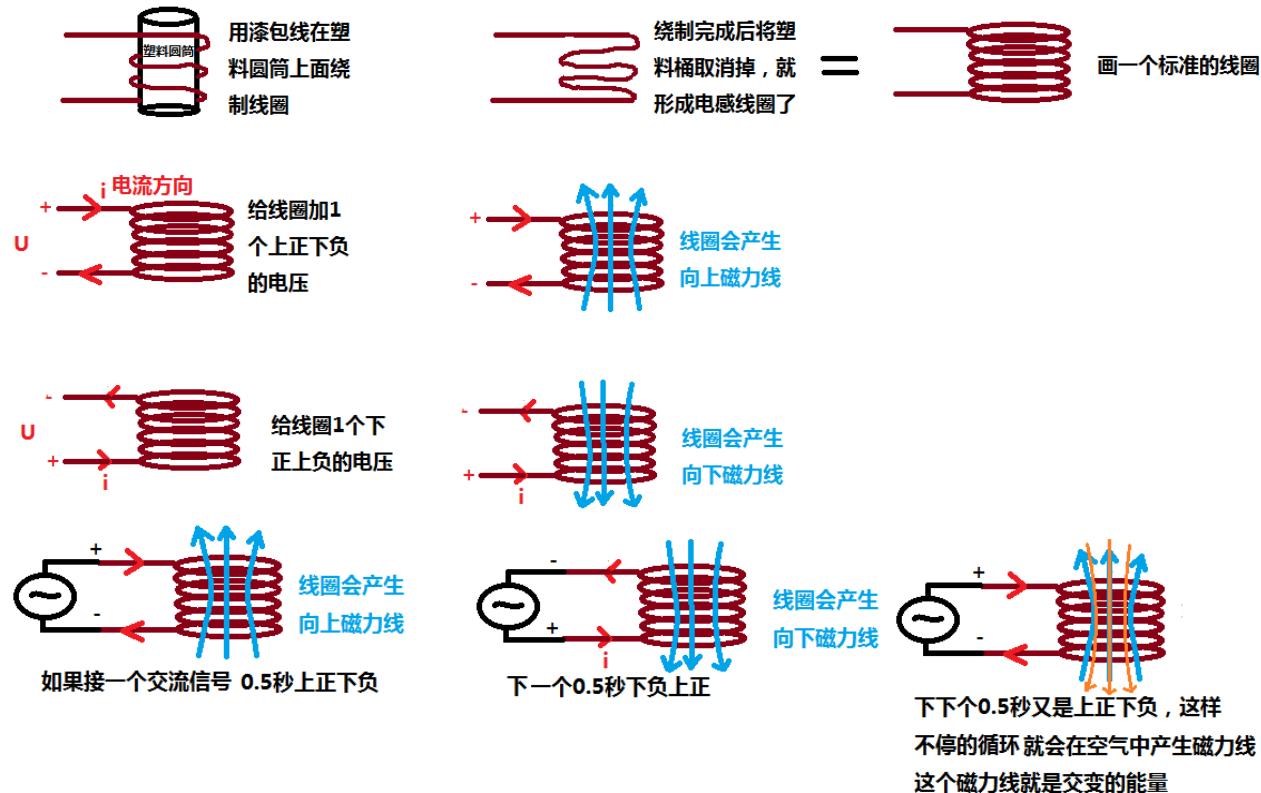


这样就对了。当你用滑变电阻器把延时调试好后，把滑变电阻器取下来，测量电阻值，重新焊接个设定好的电阻取代 10K 也可以。

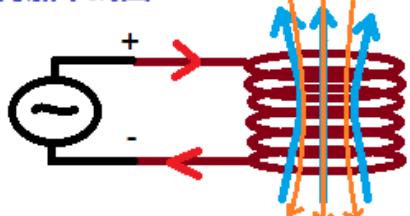
无线充电技术



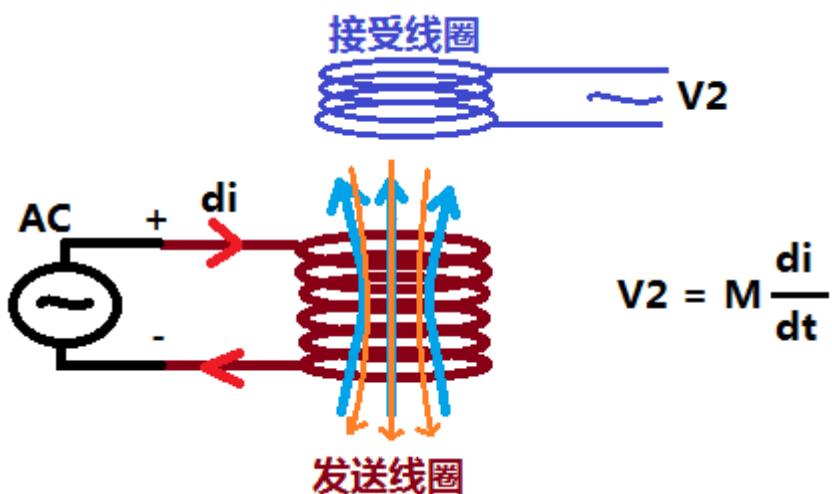
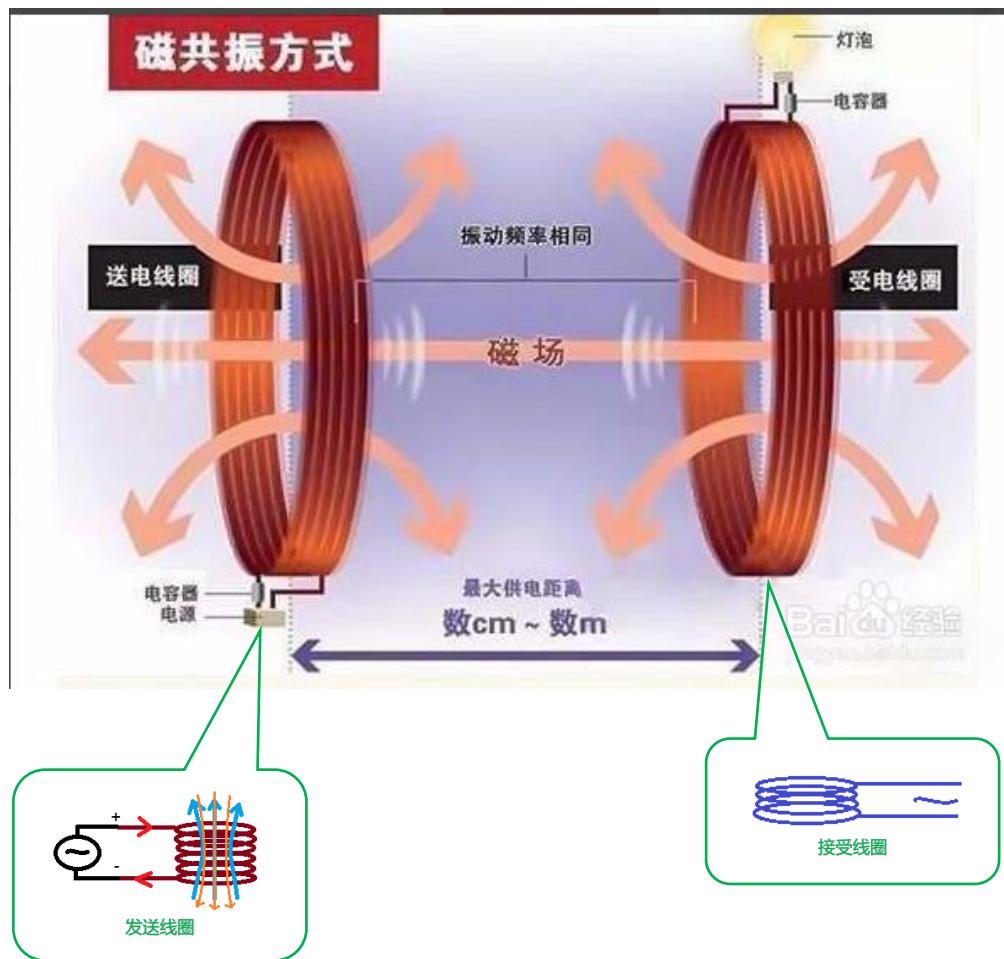
两个线圈空气传电原理如下：



如果在交变线圈上面再加个线圈 那么下面线圈的交变电能在上面接受线圈上产生感应电动势，接受线圈也输出交流信号



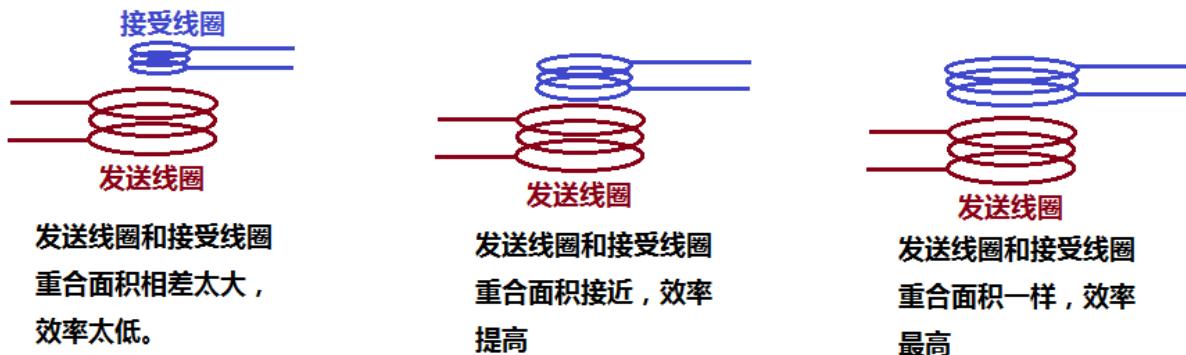
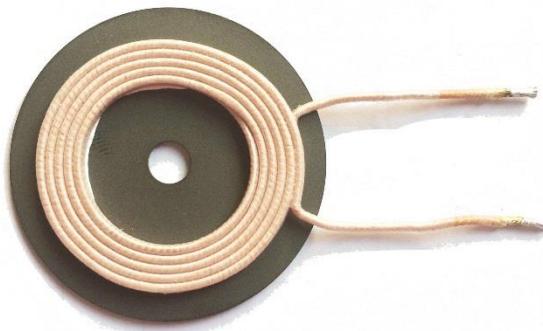
这就是通过空气将电能传输出去了。



这就是华为手机无线充电。

问 1：手机的背板能不能用金属材质？ 答：手机背板不能用金属，金属对手机内部的线圈有屏蔽作用。

问 2：如何提高无线电能传输效率？ 答：发送线圈和接受线圈越近，耦合效果越好，效率越高。

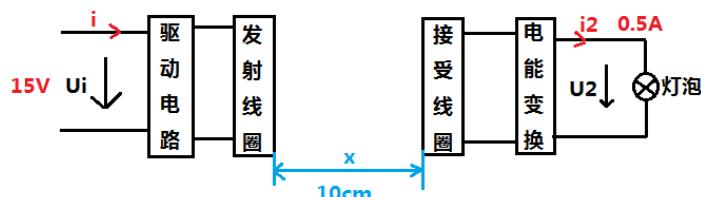


所以无线电能传输效率除了与两个线圈距离有关，还与两个线圈面积重合度有关

问 3：无线电能传输距离与开关频率有什么关系？

答：频率越高传输距离约近，频率约低传输距离约远。

设计磁耦合谐振无线传输装置



1. 发射线圈和接受线圈要求距离10cm

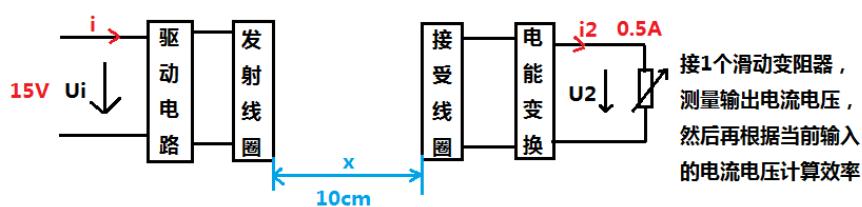
2. 输入直流电压 $U_i = 15V$

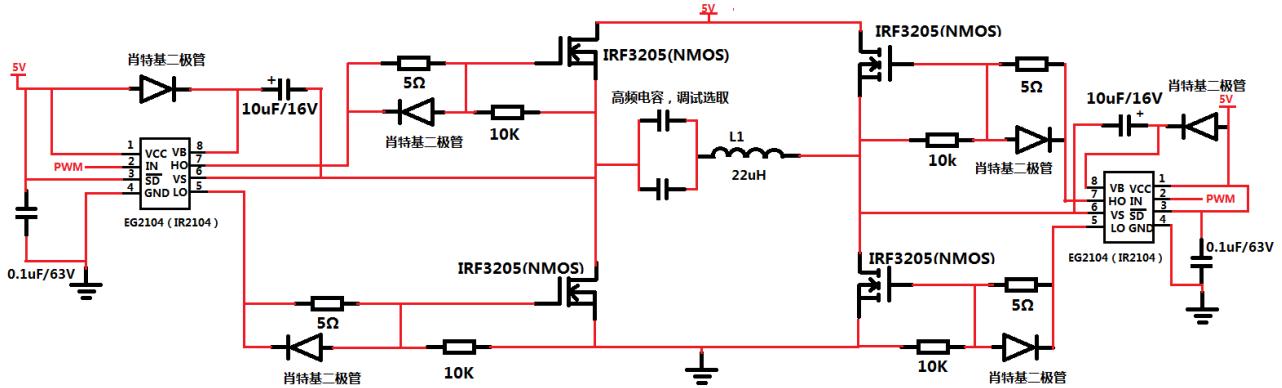
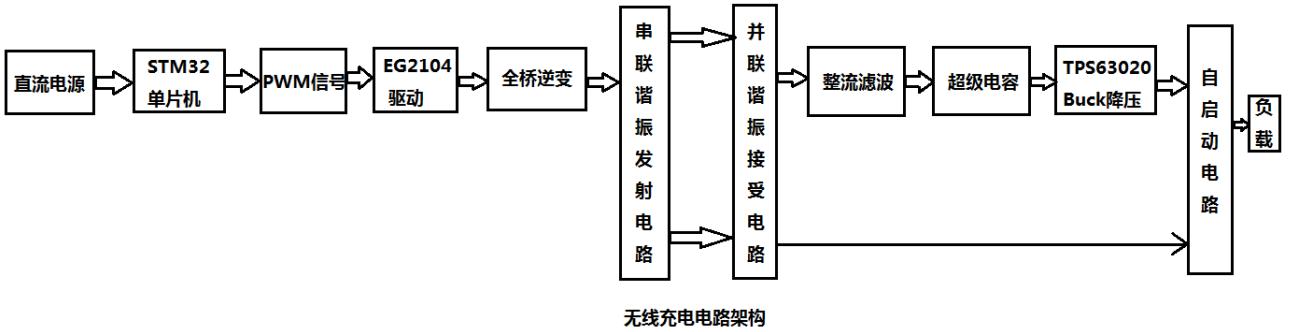
3. 接受端输出直流电流 $i_2 = 0.5A$

4. 输出直流电压 $U_2 > 8V$

5. 尽量提高无线电能传输装置效率n

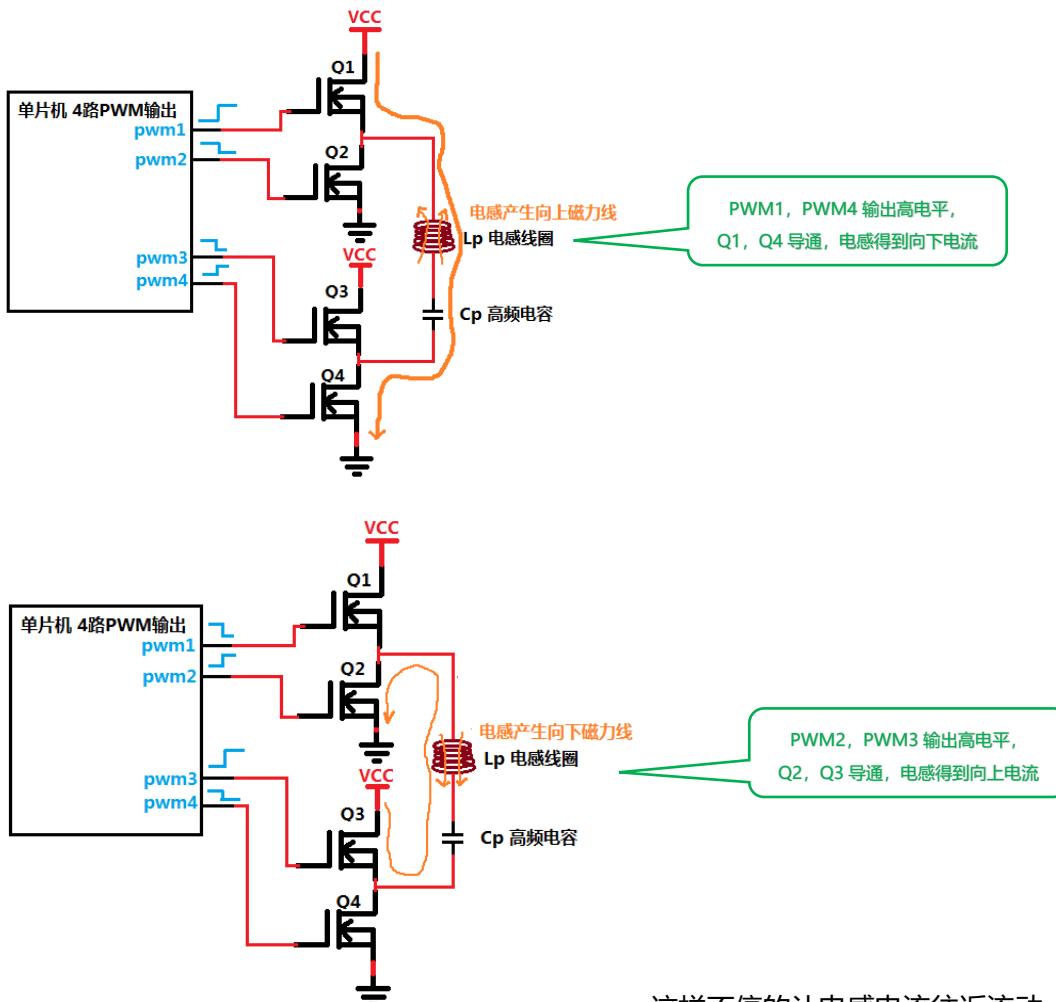
$$\text{效率公式} = \frac{U_2 * i_2}{U_i * i} \times 100\% = n$$



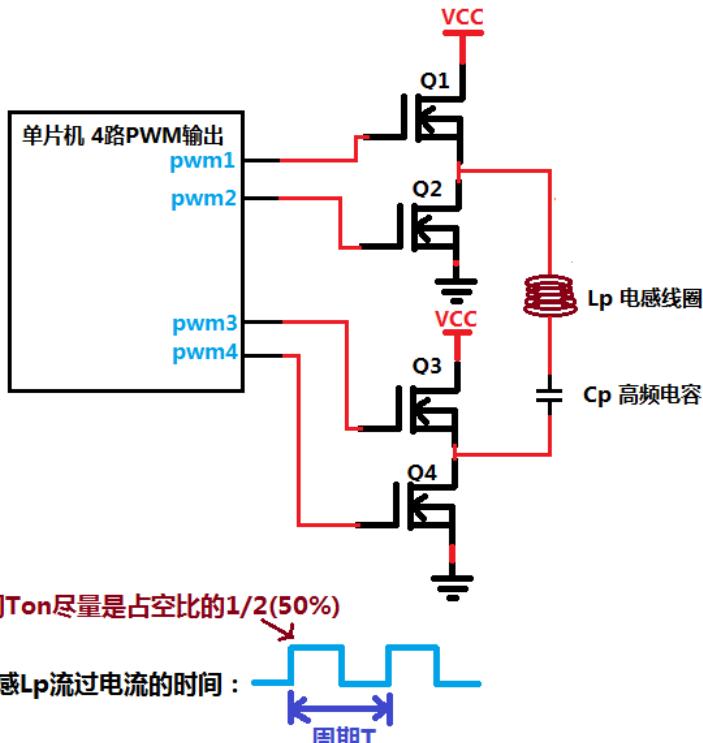


发送端电路

我们先来分析 H 桥驱动电感电路



这样不停的让电感电流往返流动，得到辐射磁力线



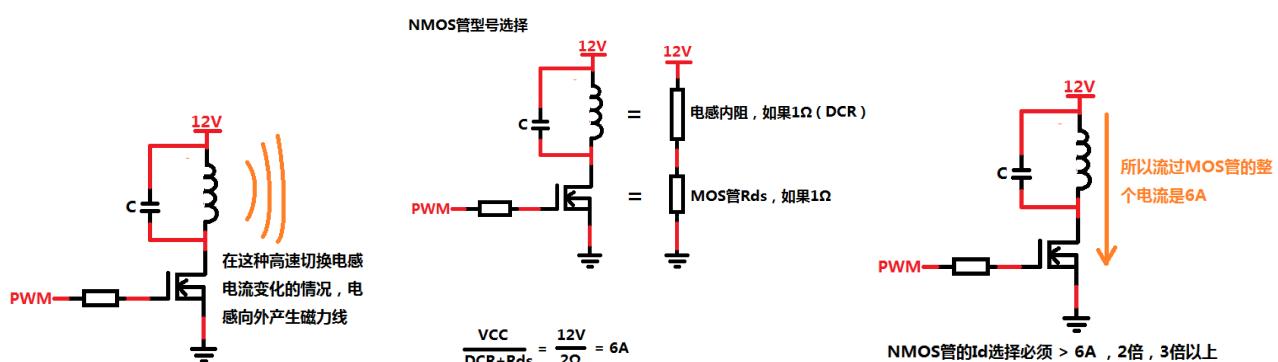
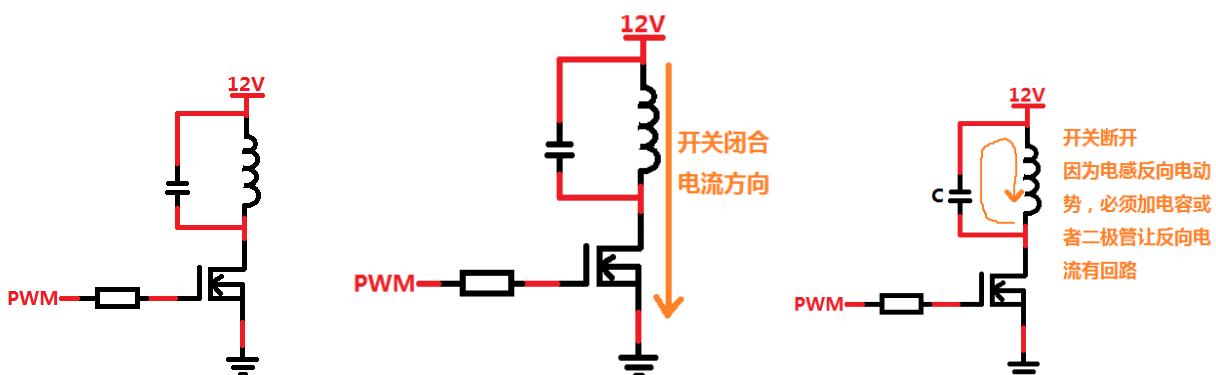
开关频率 $= \frac{1}{T} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_p C_p}}$ 所以 L_p 电感和 C_p 高频电容是根据开关频率求出来的

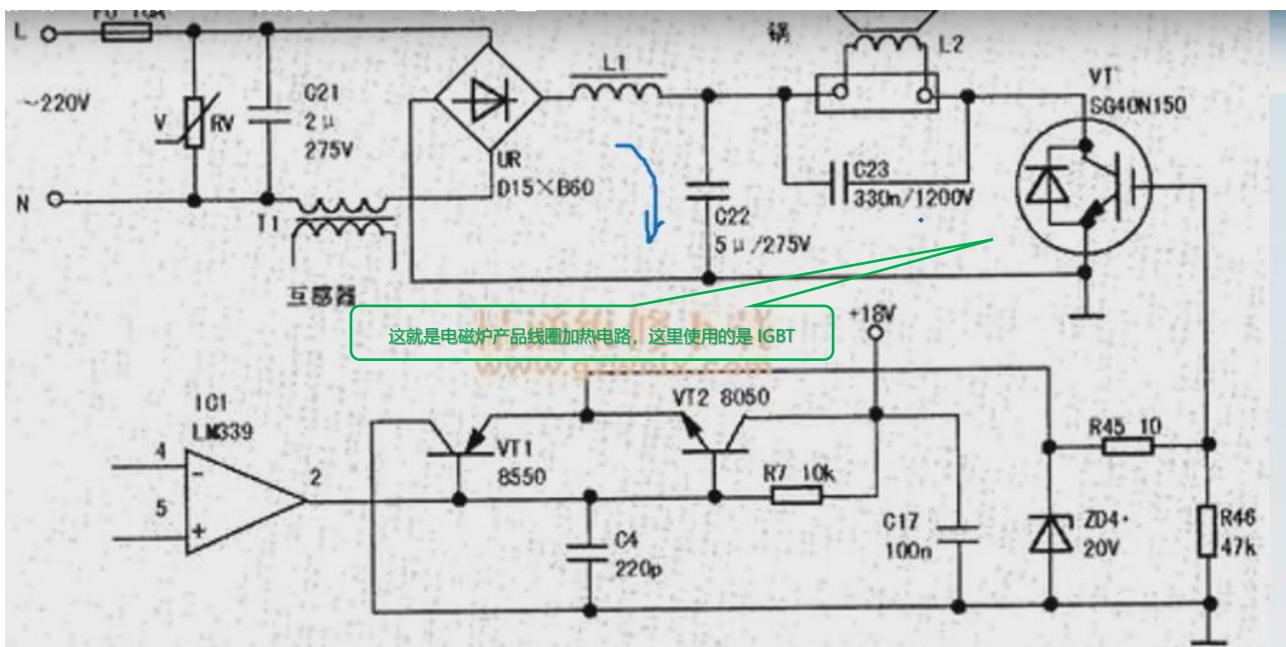
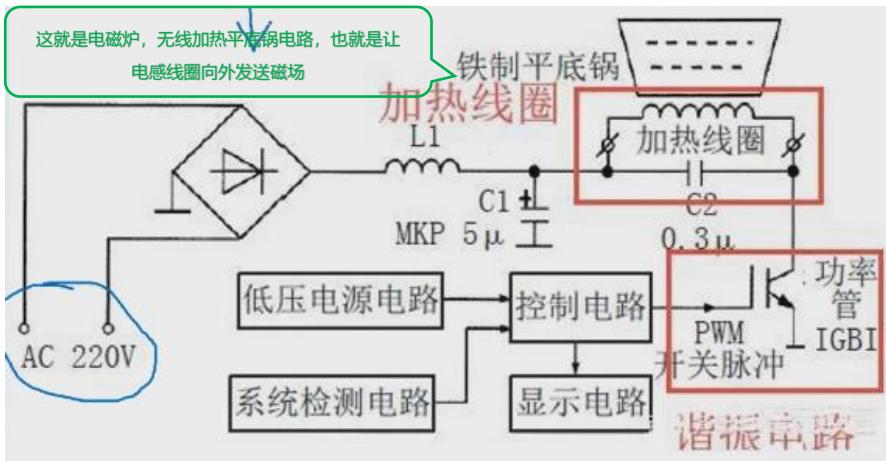
开关频率如果设置 100kHz ，那么单片机 PWM 输出 100kHz 方波，控制 H 桥 MOS 管

根据 $100\text{kHz}(f) = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_p C_p}}$ 求出电感，电容。

如果电容计算出来的值很难买到，就用串并电容的方式解决。也可以改变开关频率来配合电容

低成本产生电磁辐射的发送电路





2、高频工作电流

高频电流功率输出部分采用了并联电容型 E 类高频功率放大电路，等效电流如下图所示。

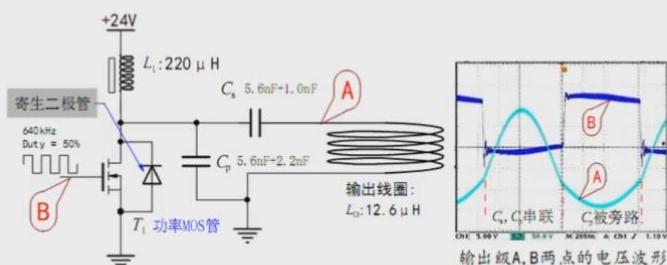


图 4 E 类高频功率输出电路

E类高频功率输出电路中的功率 MOS 管工作在 640kHz 方波信号驱动下，工作在开关状态。输出线圈在半个周期内与 C_s, C_p 的串联形成谐振，在另外半周与 C_s 串联形成谐振。输出线圈上的电压并不是一个单一正弦信号，而是两个不同频率正弦信号的拼接。

按照上述电路中参数匹配后，在输出线圈上的电压（A 点电压）的峰峰值大约在 200V 左右。

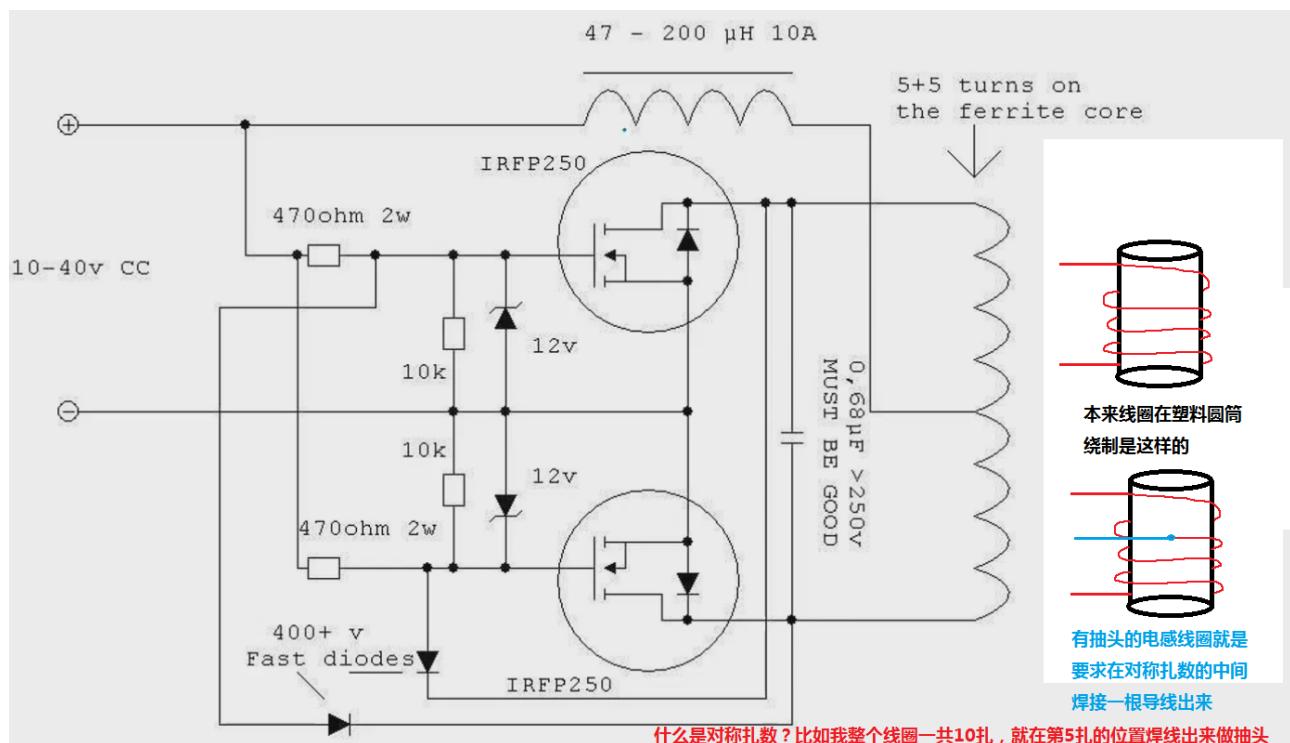
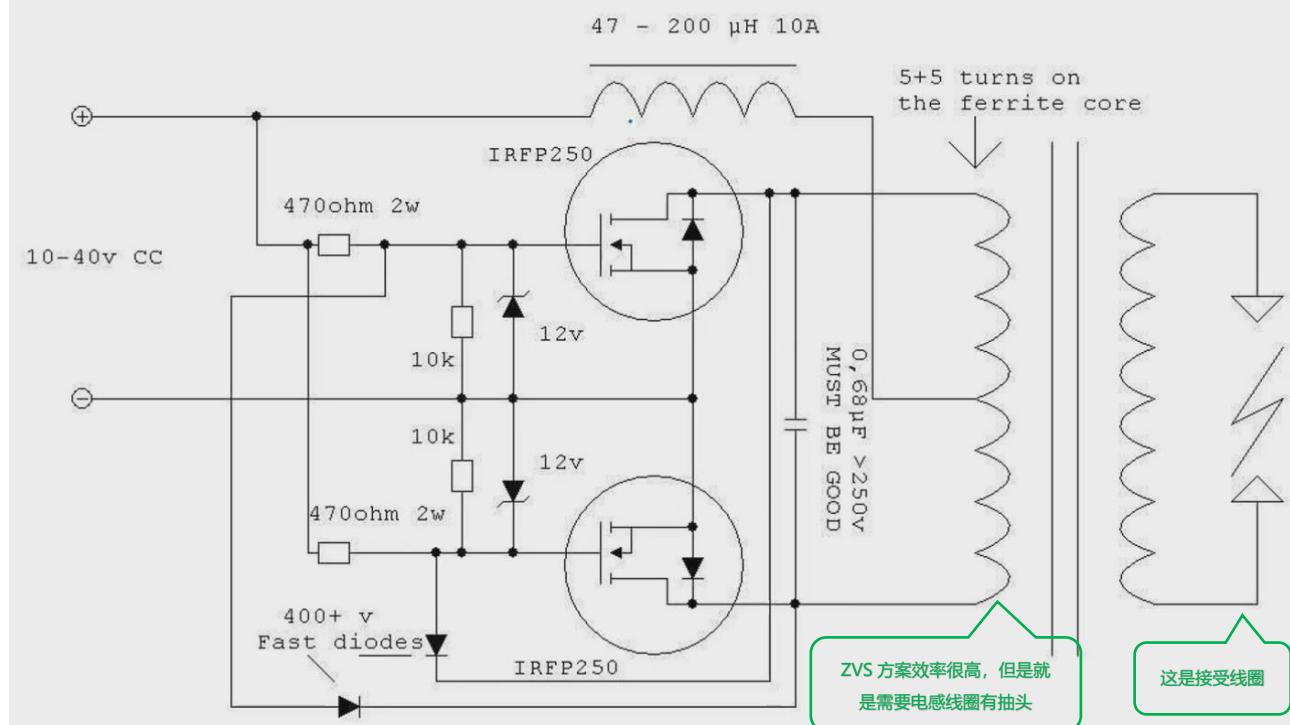
L1和Cp形成低通滤波器

Lo和Cs形成谐振电路

$$\text{开关频率 } 640\text{kHz} = f = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_o C_s}}$$

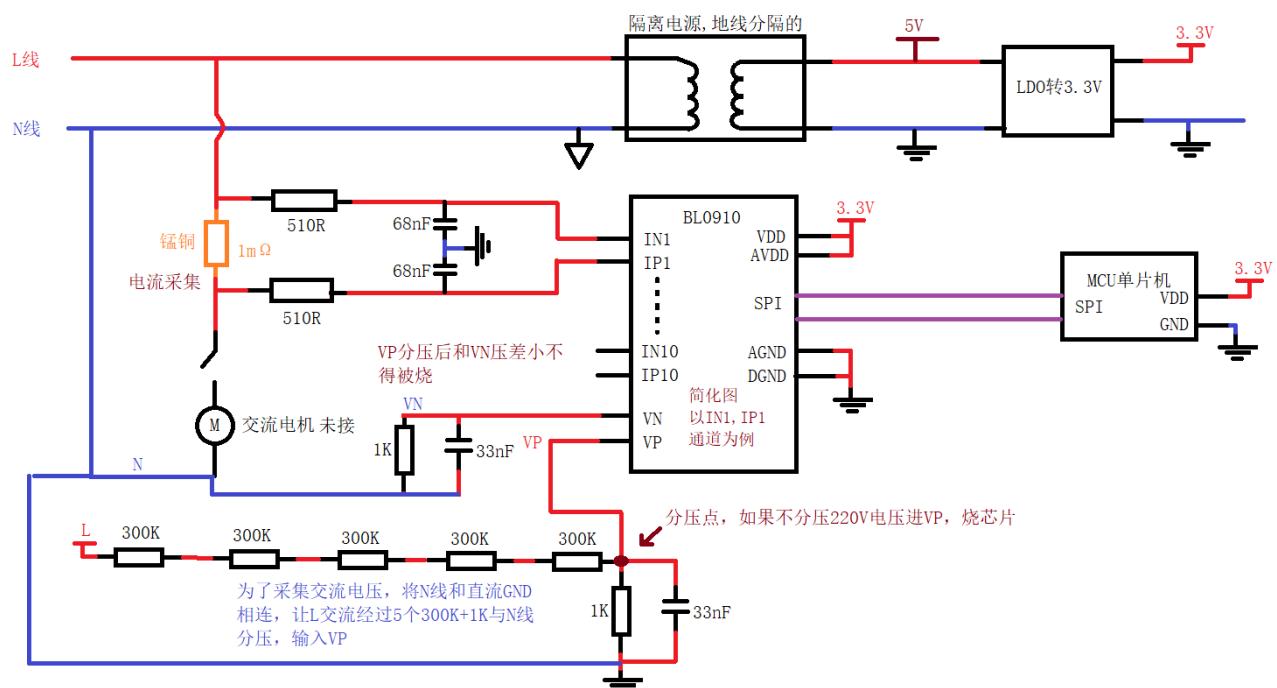
ZVS 电路，零失败方案

Flyback Driver

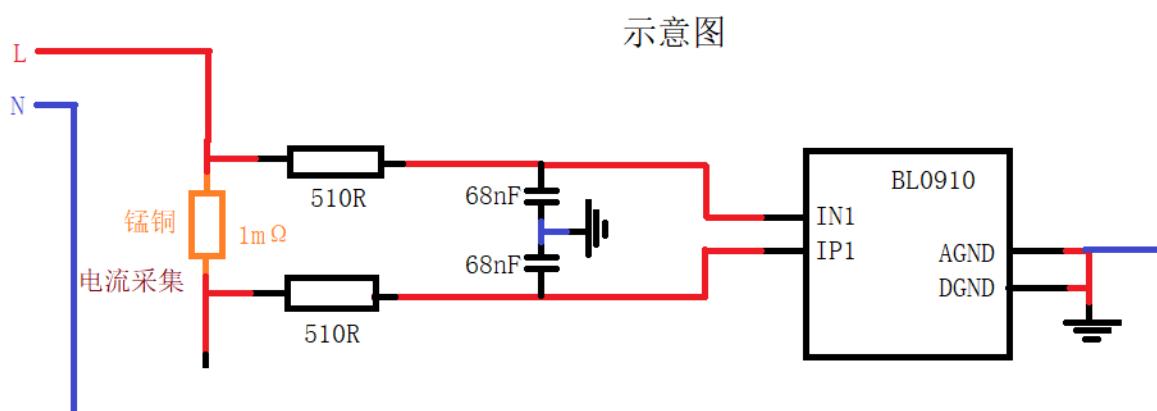


电量采集火线零线接法，以 BL0910 为例，注意炸机(重点)

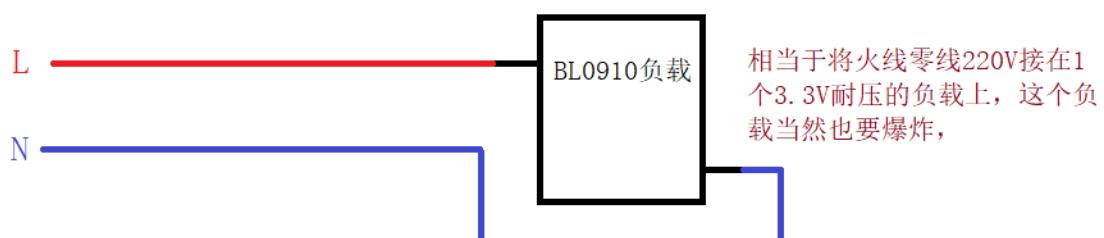
1. 隔离电源供电，地线接错，炸机



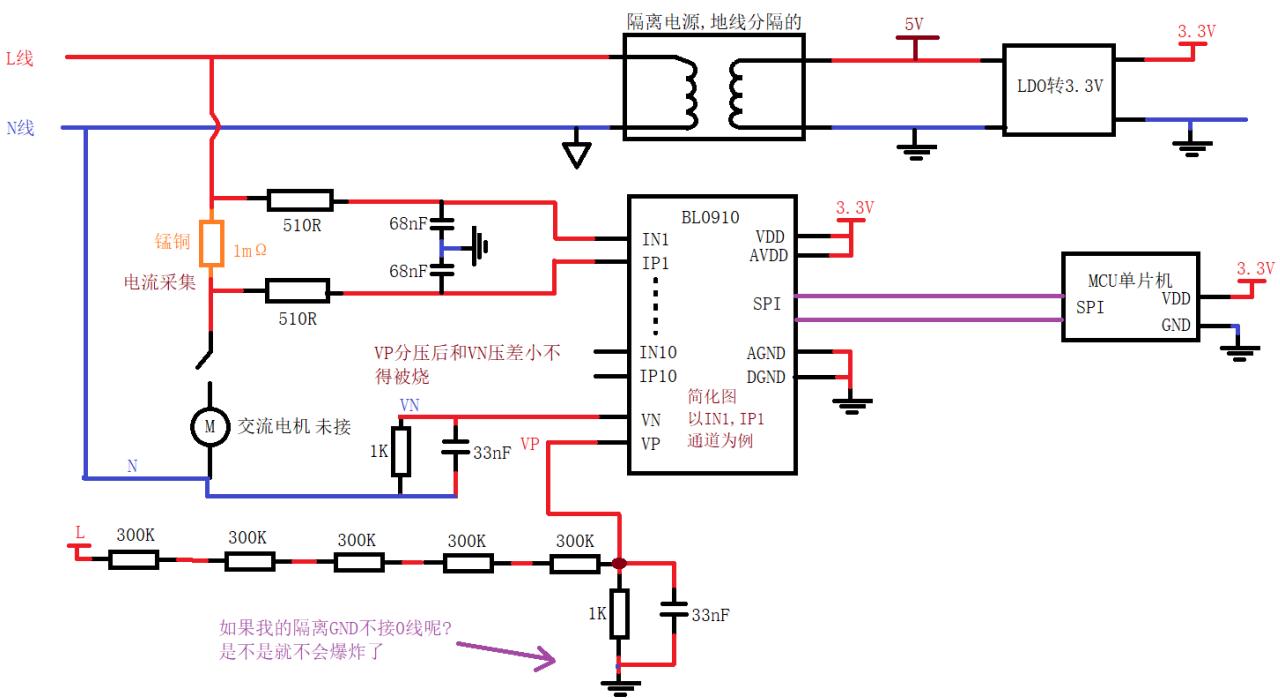
实际测试的时候，地线爆炸严重，闪火光



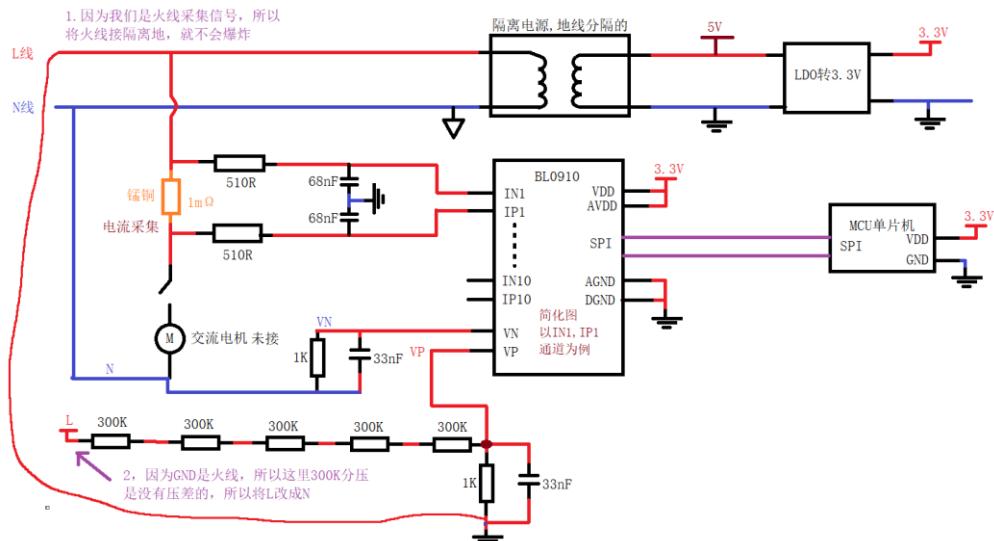
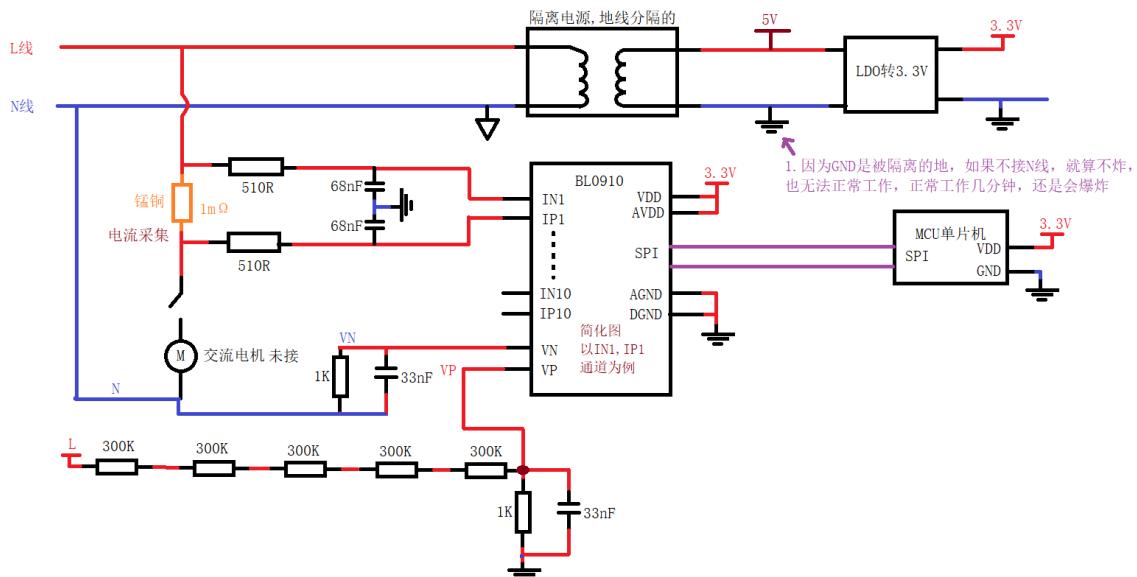
等效如下

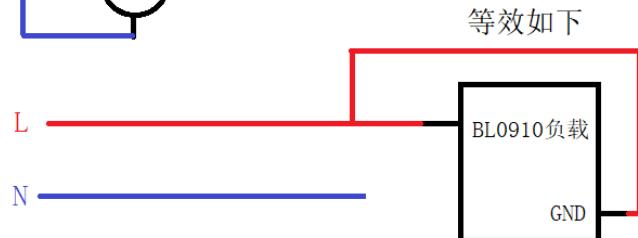
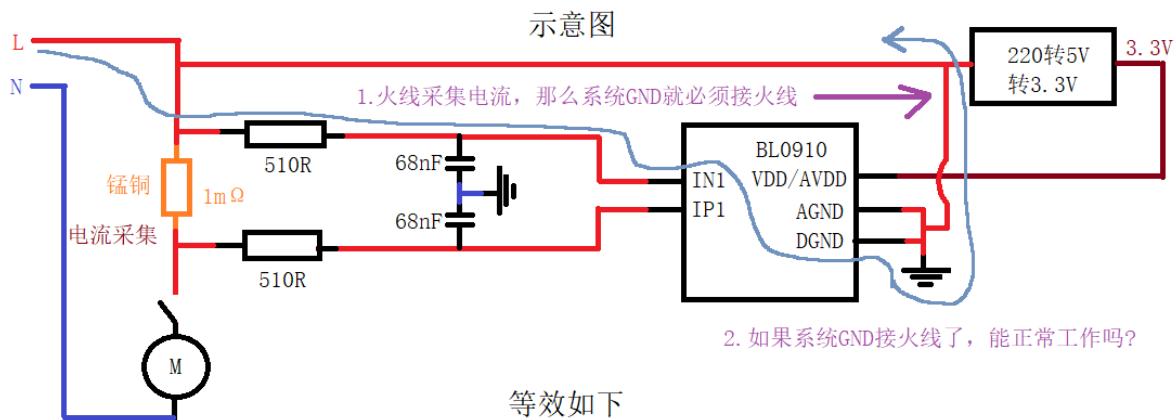


如果我的 BL0910 不接 220V 高压的零线呢？

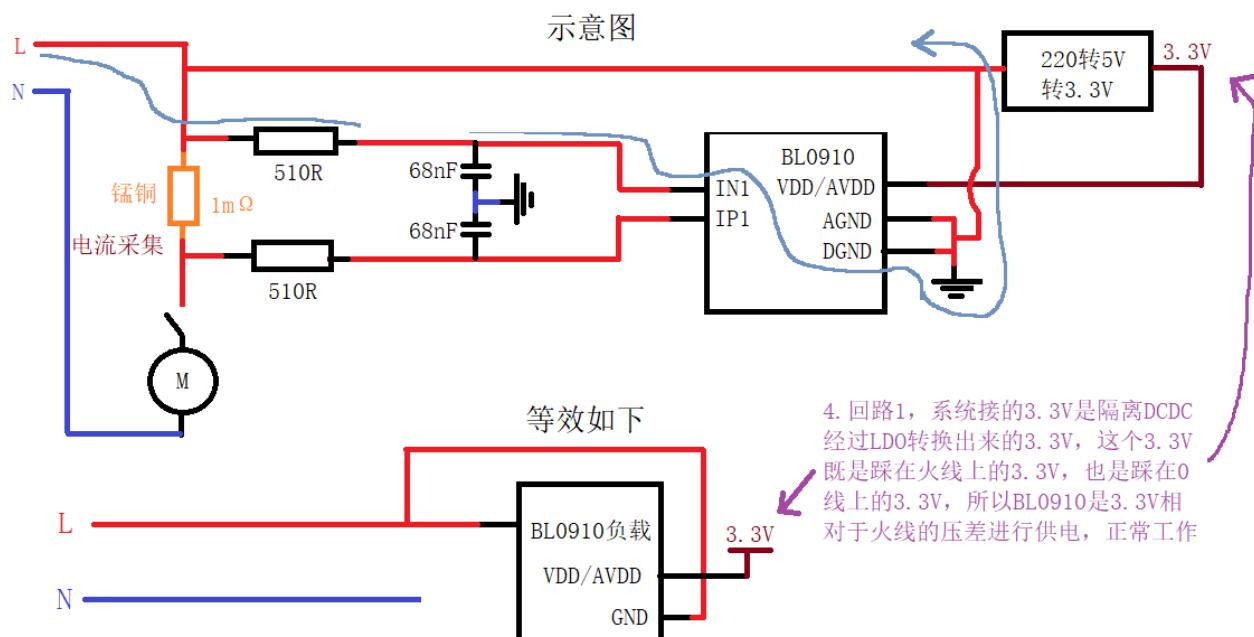


实际测试也会爆炸

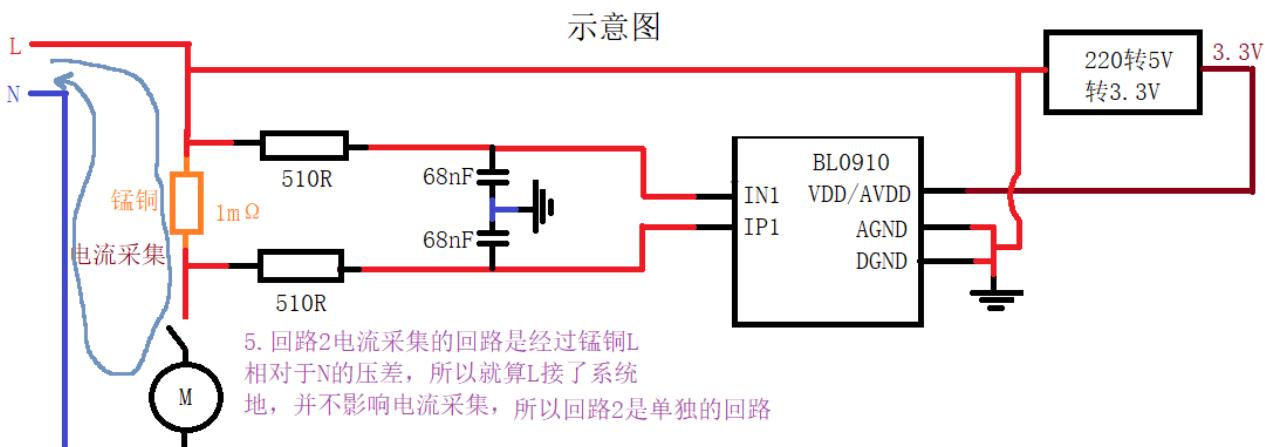


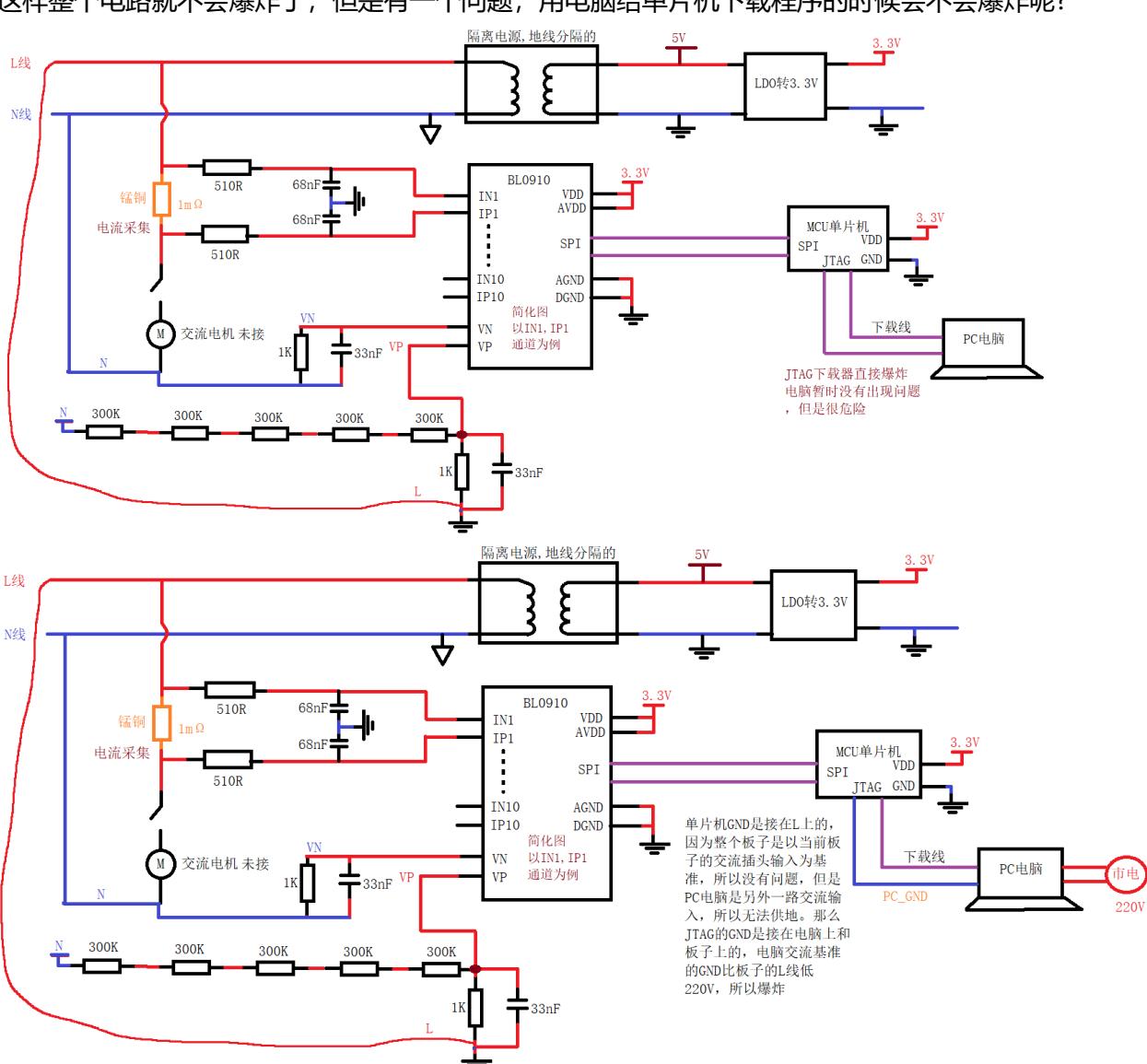
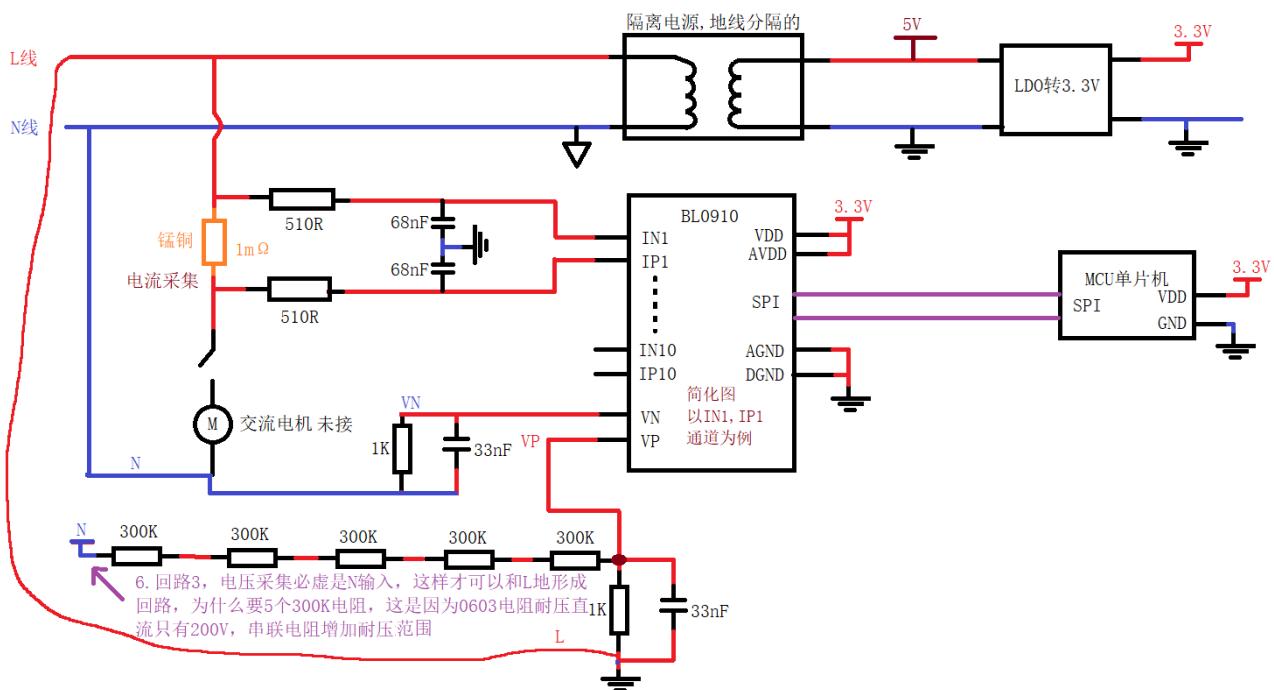


系统供电问题解释

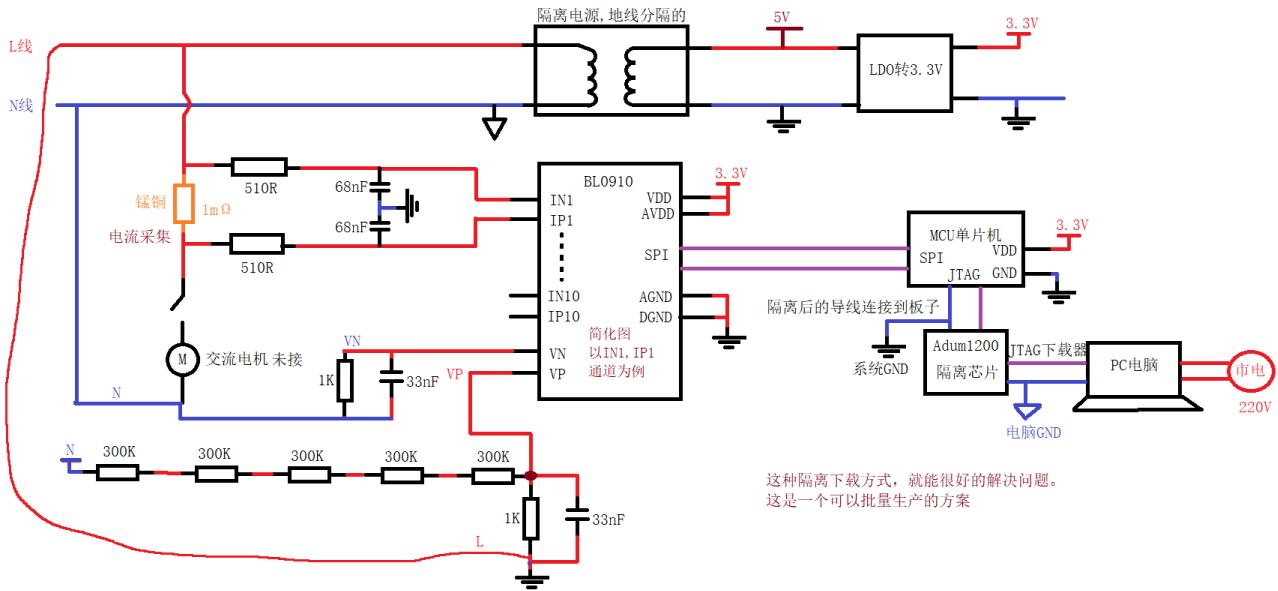


系统接入火线地，是否还能采集电流？

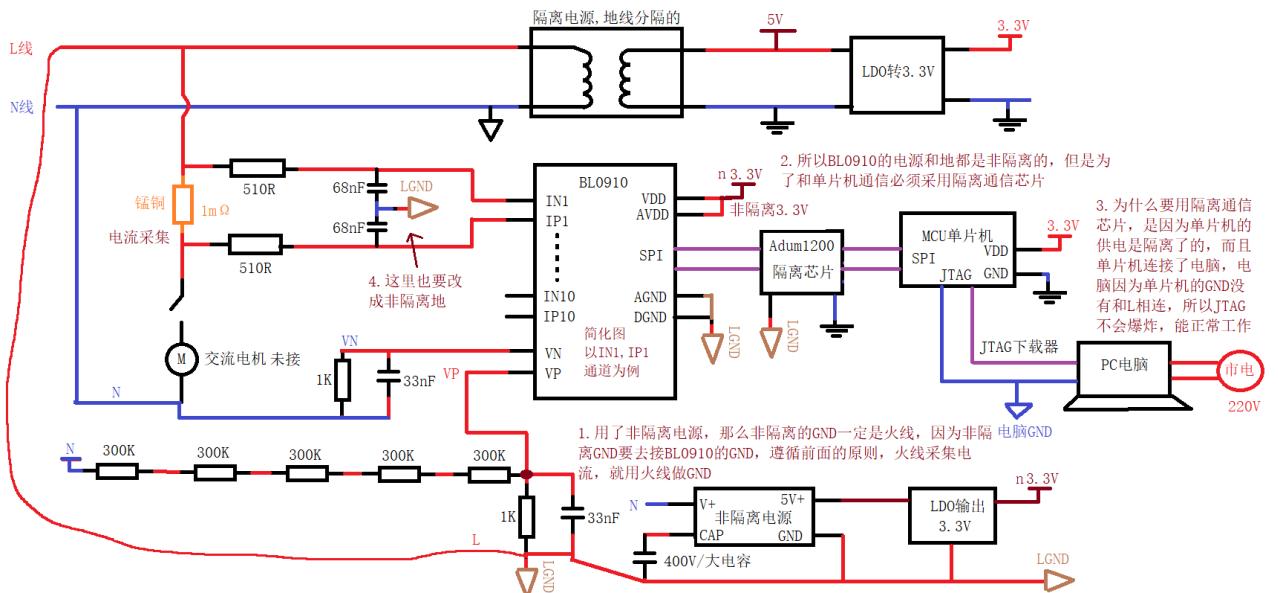




解决方案 1：断开板子的交流输入，用 5V 电池单独给板子的单片机供电，然后 JTAG 插入电脑，下载程序，程序下载完成之后，断开 JTAG 和电脑的插头连接，然后再给板子上电，板子能正常工作。但是这种方式确实太过于麻烦。而且不好调试，基本不太可能这样做。



还有一种思路，就是担心 DC/DC 电源模块的 5V 和输入交流的电源不同步，因为是隔离电源，没有供地，导致采集电流可能会产生大的波动。这只是怀疑，没有做过实验证明。但是给出了一种非隔离电源方案。



1. 这种方案好处是，BL0910 的电源是踩在交流输入上来回波动的，所以相对电压波动没那么大
2. 这种方案电脑就可以在线调试板子，但是通信的隔离芯片可能要 2 到 3 个，因为是 SPI 通信，或者串口通信。如果能用高速光耦隔离代替 Adum1200 隔离芯片，可能会便宜点，但是高速光耦价格也不低。普通光耦很便宜，但是速度跟不上，造成波形失真。现在国产的川土隔离芯片可以替代，价格也很便宜。
- 如果采用前面的隔离方案，只需要在 JTAG 端加入 1 到 2 片隔离芯片就是了，甚至可以将隔离芯片做在 JTAG 板子上。反复使用，降低成本。

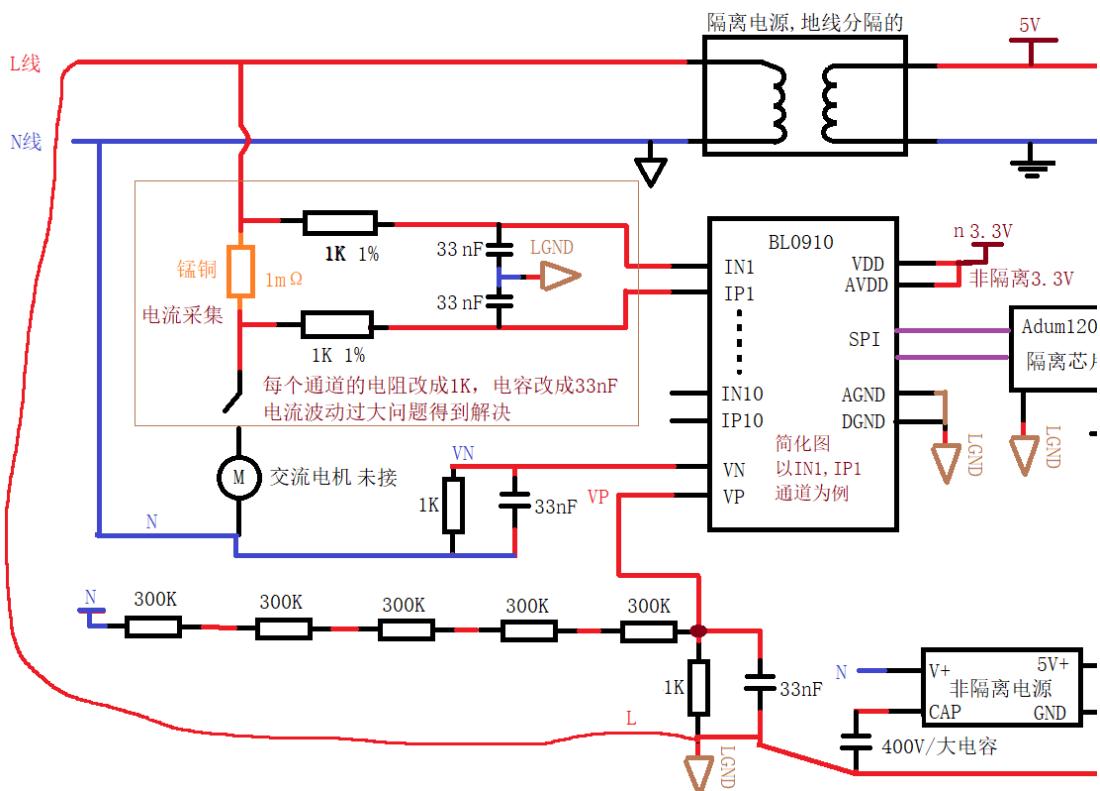
现在用非隔离电源方案做了几套板子，运行效果不错。没有出现炸机现象，但是电流采集波动有点大。

电流采集，在继电器断开，没有加负载的情况下，电流居然这么大？

1	1100mA
2	2000mA
3	500mA
4	700mA
5	300mA
6	400mA
7	600mA
8	200mA
9	300mA
10	400mA

通道 电流值mA

后来发现，是贝岭的 BL0910 要求电流输入电阻和电容必须按照 1.0.2 版本的参数来。



电流采集，在继电器断开，没有加负载的情况下，电流降下来了，而且很稳定

1	120mA
2	100mA
3	56mA
4	20mA
5	14mA
6	56mA
7	65mA
8	25mA
9	10mA
10	100mA

通道 电流值mA

所以这就是官方数据手册没做好的原因，贝岭 1.0.1 版本电阻就是 510R，现在又改成了 1K 才正常
还有就是这降下来的电流还是有 100mA 出头，至于是不是排版的问题还得进一步考证。

实际测试之后，发现电流底噪还是很大

1	120mA
2	100mA
3	56mA
4	20mA
5	14mA
6	56mA
7	65mA
8	25mA
9	10mA
10	100mA

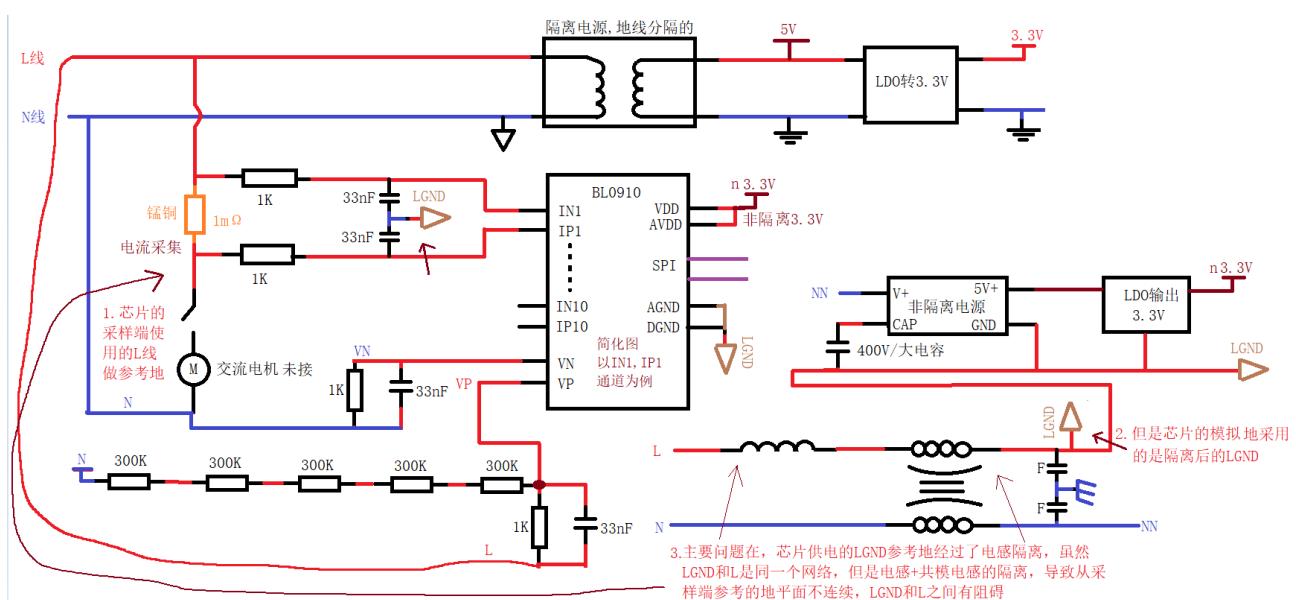
通道 电流值mA

有些板子空载电流在100多mA

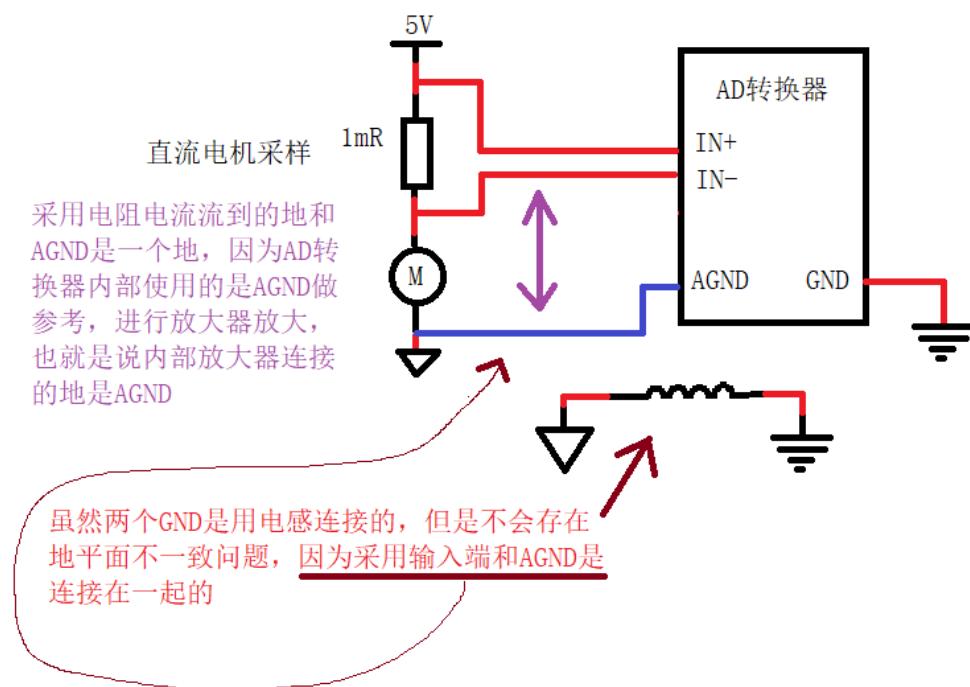
1	1000mA
2	1800A
3	560mA
4	20mA
5	14mA
6	56mA
7	65mA
8	25mA
9	10mA
10	100mA

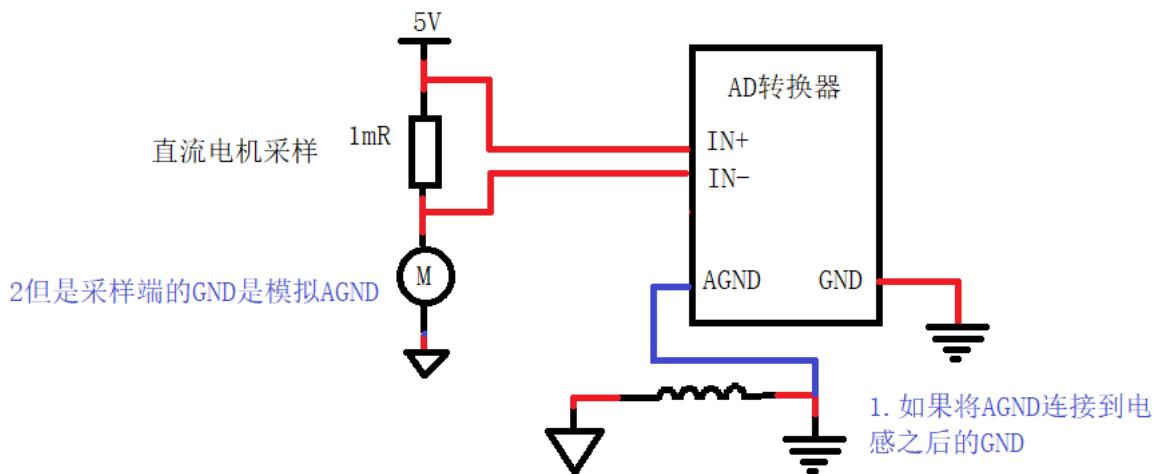
有些板子空载电流直接上了1A多

经过痛苦的思索，才发现是地线处理没有正确

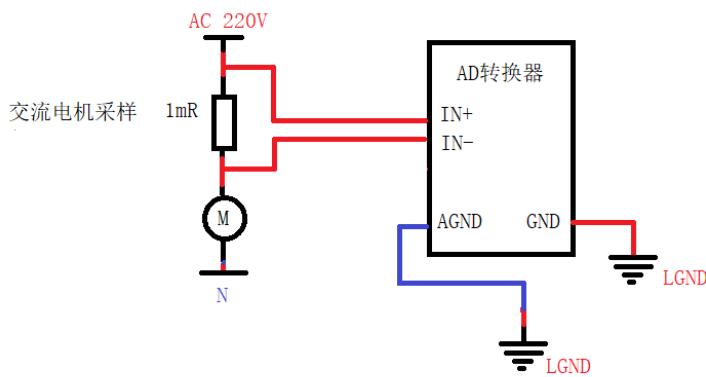


我们举个简单的例子

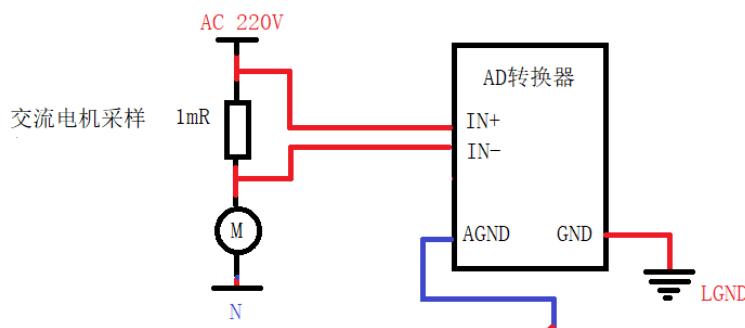
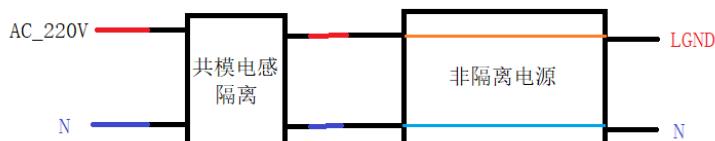




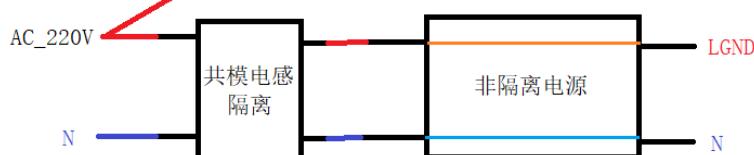
3. 那么就会在空载(无M电机接入的情况下)出现几百mA的电流，这和我上面讲到的交流采样地没处理好，是一样的情况



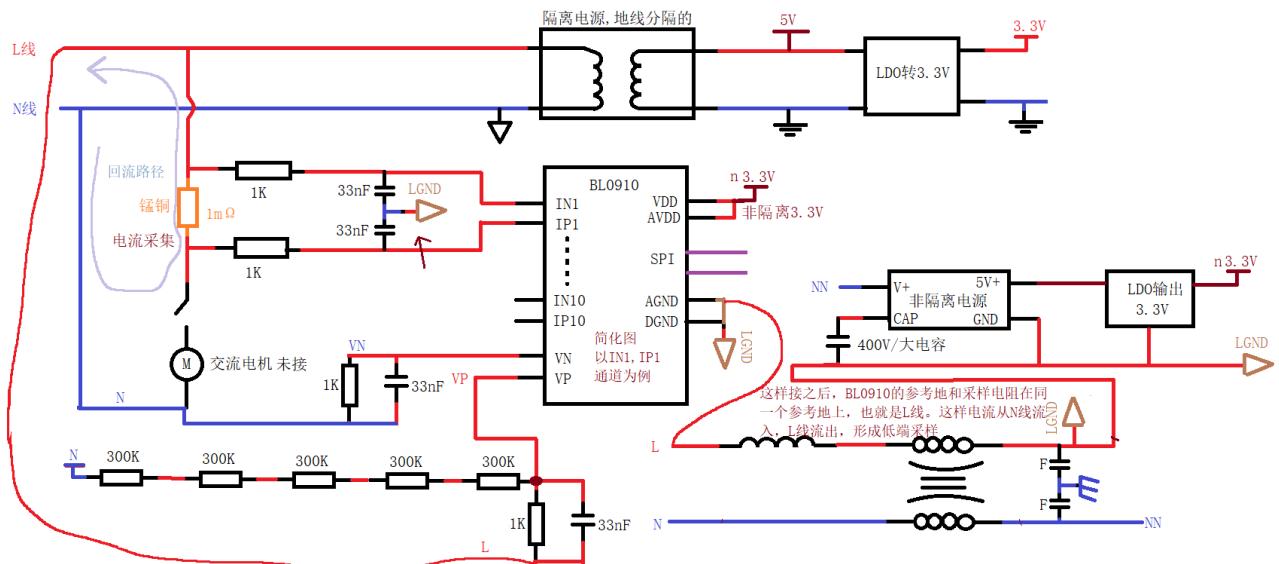
这个LGND经过电感隔离，已经无法让LGND和AC_220V一致了，导致采集电流空载压差升高



直接将220V连接到采样端的模拟参考地，这样采样电流和模拟参考地形成回路，空载时电流很小，功能正常



同理，将 BL0910 的 GND 接到 220V 输入端，这样就和采样电阻形成回流了。

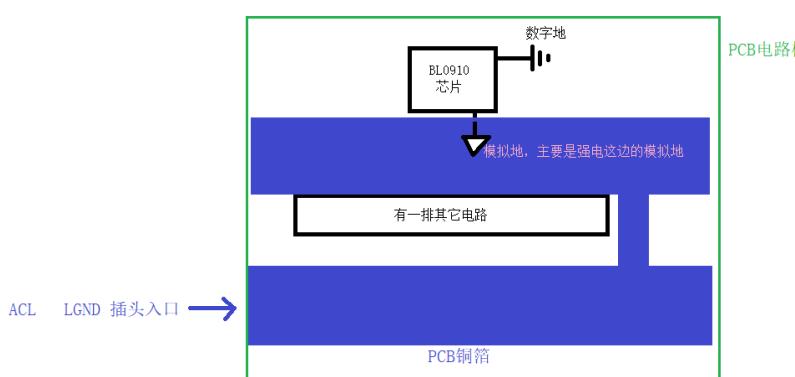


通道	电流值mA
1	18mA
2	5mA
3	5mA
4	5mA
5	5mA
6	5mA
7	5mA
8	5mA
9	5mA
10	5mA

有些板子空载电流在 5 - 8mA，可以用BL0910削波功能
将20mA一下的空载电流清除成0

空载电流降下来了，问题得到解决。

但是我发现为什么第 1 路电流比较大呢？有 18mA ? , 其实这已经不至是接线的问题了,而是排 PCB 板,
地线铜箔没有画够造成的。



现在直接将铜箔连接到 BL0910

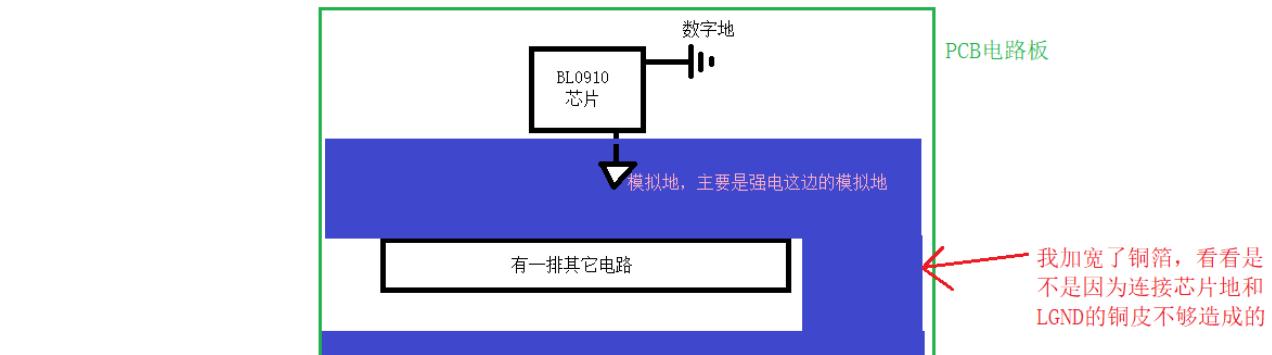
1	22mA
2	25mA
3	26mA
4	22mA
5	25mA
6	22mA
7	22mA
8	25mA
9	22mA
10	23mA

通道

电流值mA

我发现采集电流反而变大了

其实交流采集的 GND 不只是连接一块铜箔这么简单，要有足够的铜箔面积连接到芯片区域。

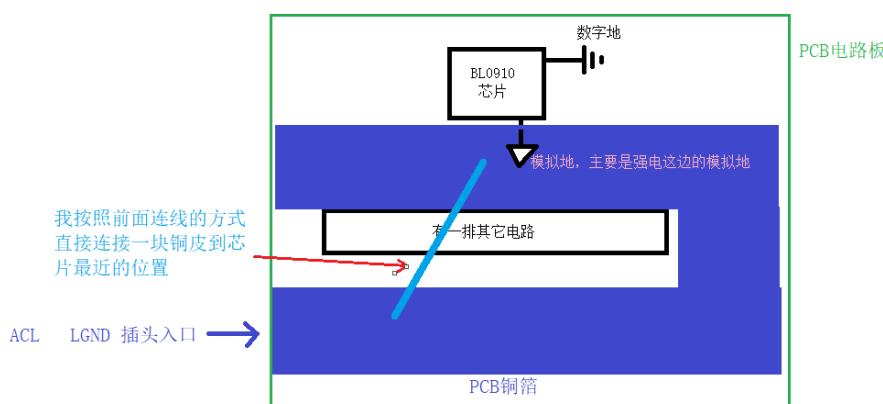


1	20mA
2	25mA
3	18mA
4	22mA
5	25mA
6	22mA
7	21mA
8	25mA
9	17mA
10	23mA

通道

电流值mA

有些电流采集通道有少许的下降，改善效果不明显。



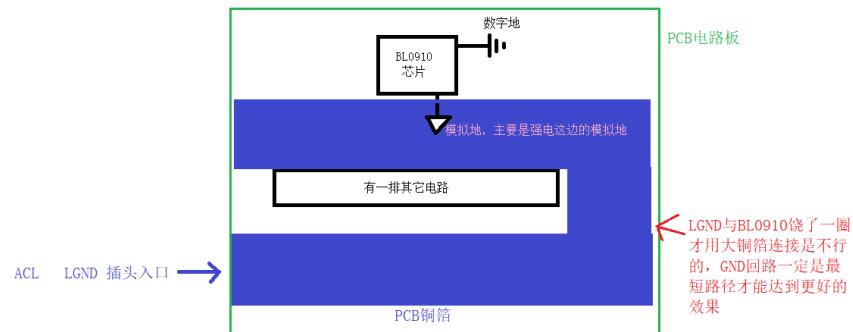
1	11mA
2	11mA
3	11mA
4	11mA
5	11mA
6	11mA
7	11mA
8	11mA
9	11mA
10	11mA

通道

电流值mA

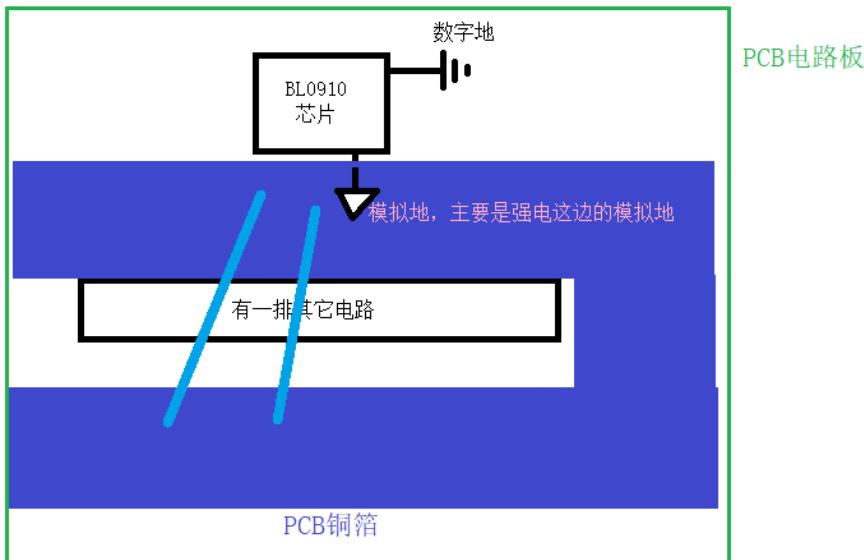
看来 BL0910 的接地必须是芯片和入口的交流地

LGND 马上连接上才行。



像这种绕一大圈是不行的

→ ACL LGND 插头入口

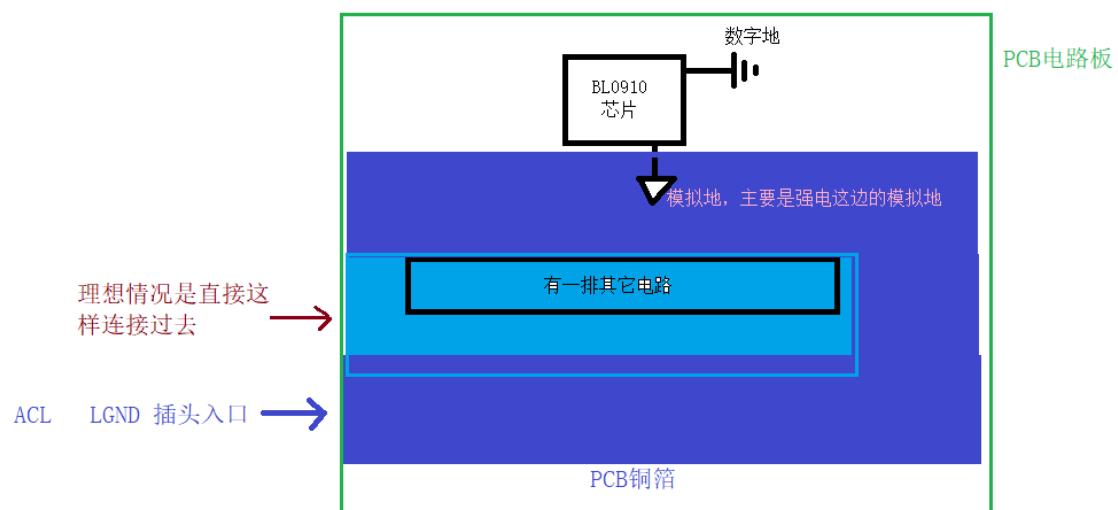
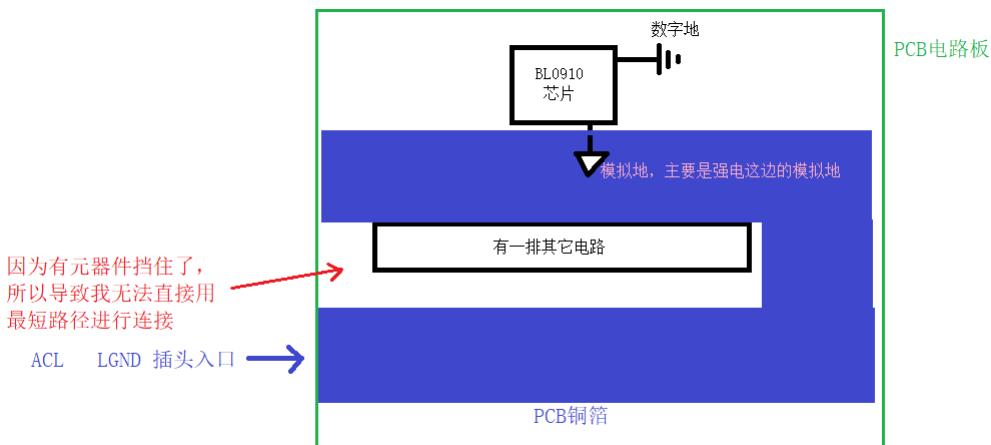


1	6mA
2	6mA
3	6mA
4	6mA
5	6mA
6	6mA
7	6mA
8	6mA
9	6mA
10	6mA

通道

电流值mA

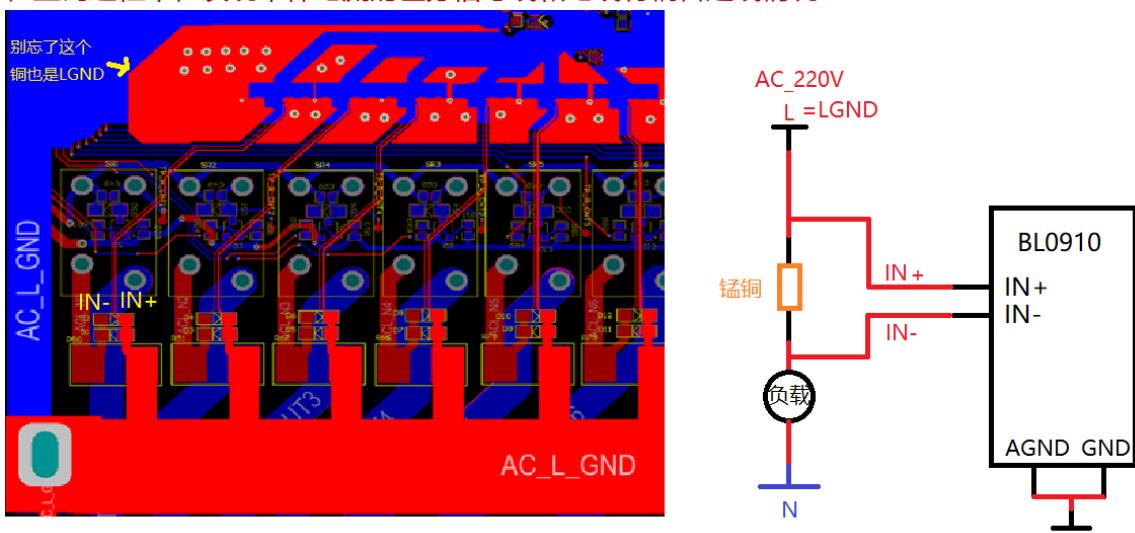
路径越短，电流底噪就越小，效果越好。



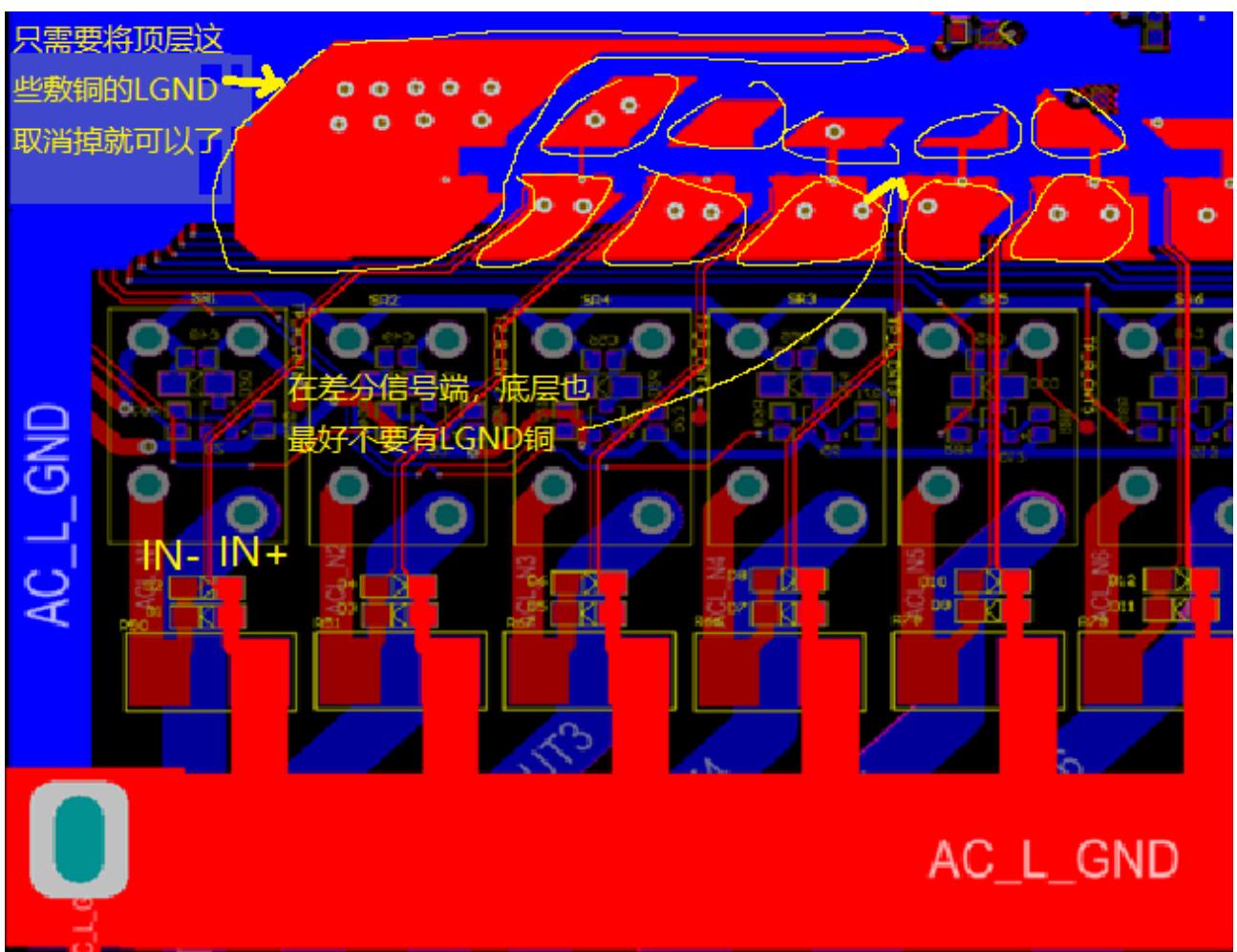
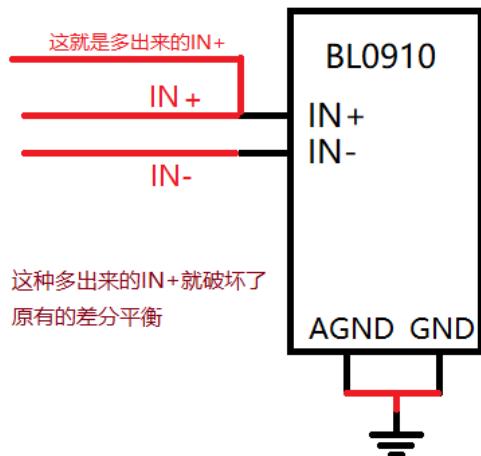
这个就要看自己的排板和实际使用情况了，如果确实被中间一排元器件挡住了，就只有画焊盘飞线，或者增加层数。

在测试过程中我们发现通道之间的电流采样还是会相互干扰？这个问题就得查询一下 PCB 设计有没有耦合走线。

在查询过程中，发现采样电流的差分信号线和地线有耦合走线情况



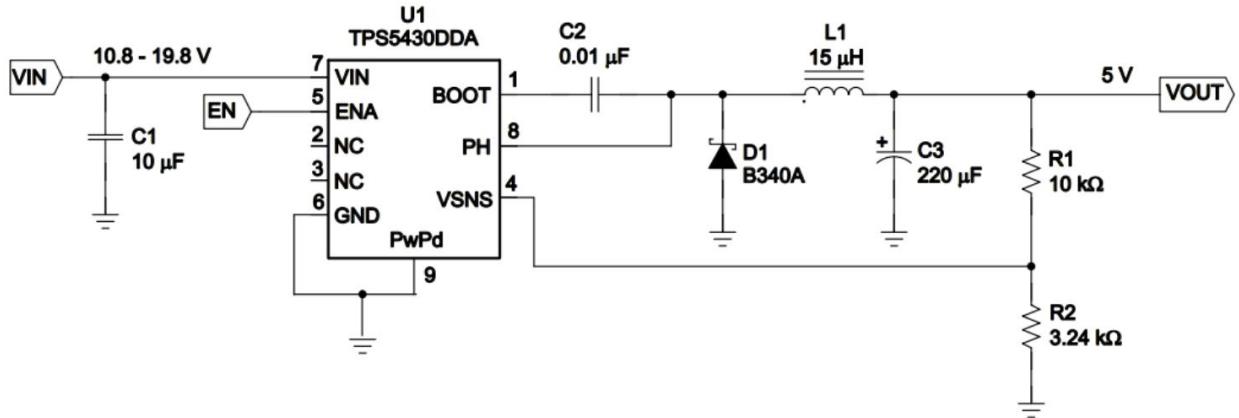
从以上已经看出来了，IN+就是 LGND，那么 IN+和 IN-已经组成了差分信号线，这时候旁边的敷铜又是 LGND，岂不是破坏了 IN+和 IN-的平衡，因为 IN+就是 LGND，导致 PCB 出现了第 3 根差分信号线



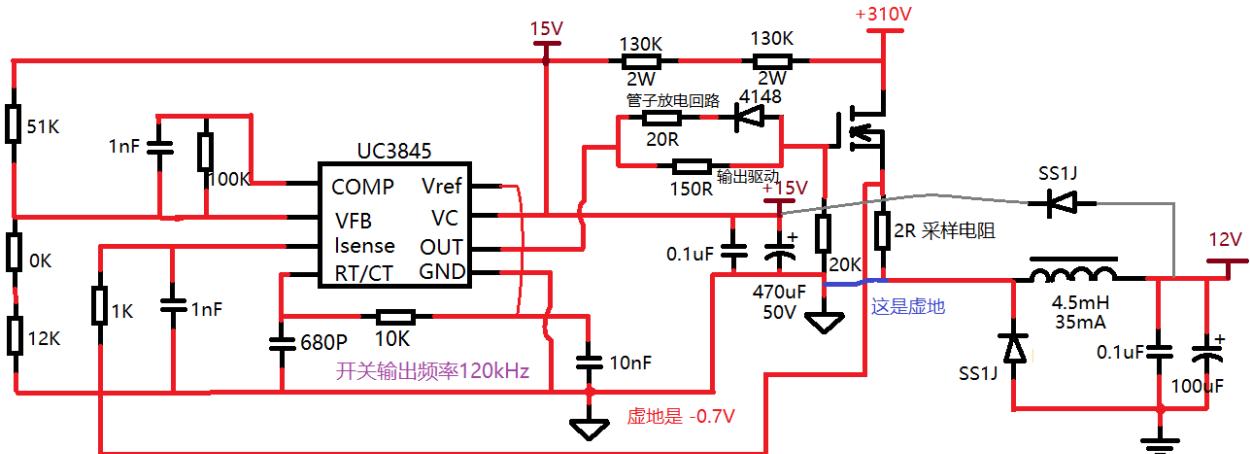
经过以上敷铜处理，问题得到解决。

UC3845 实现高压输入的 BUCK 电路

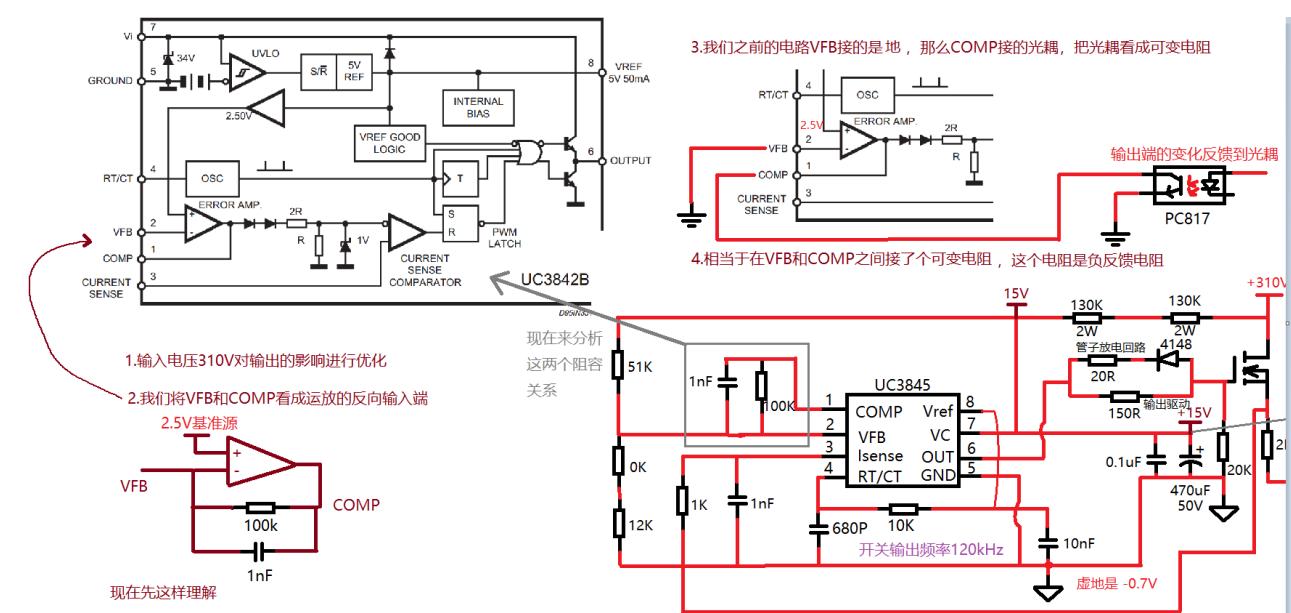
在《circuit_model_designer2》电子电路功能化设计 2 文档中，我们介绍了用 TPS5430 实现低压输入的 BUCK 电路，但是如果输入电压>20V，比如 100V，那么我们该怎么办呢？

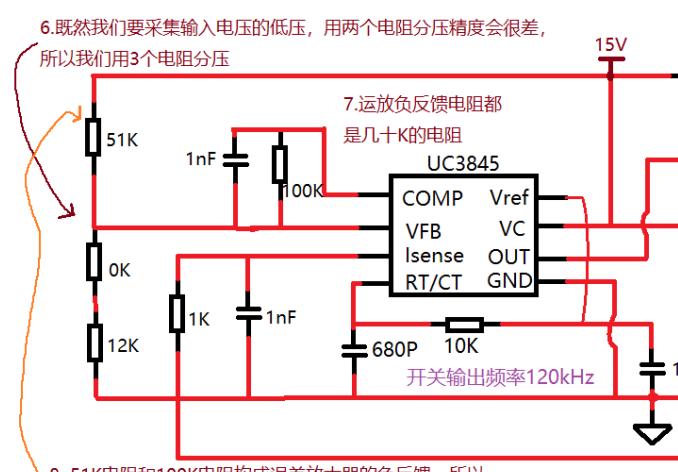
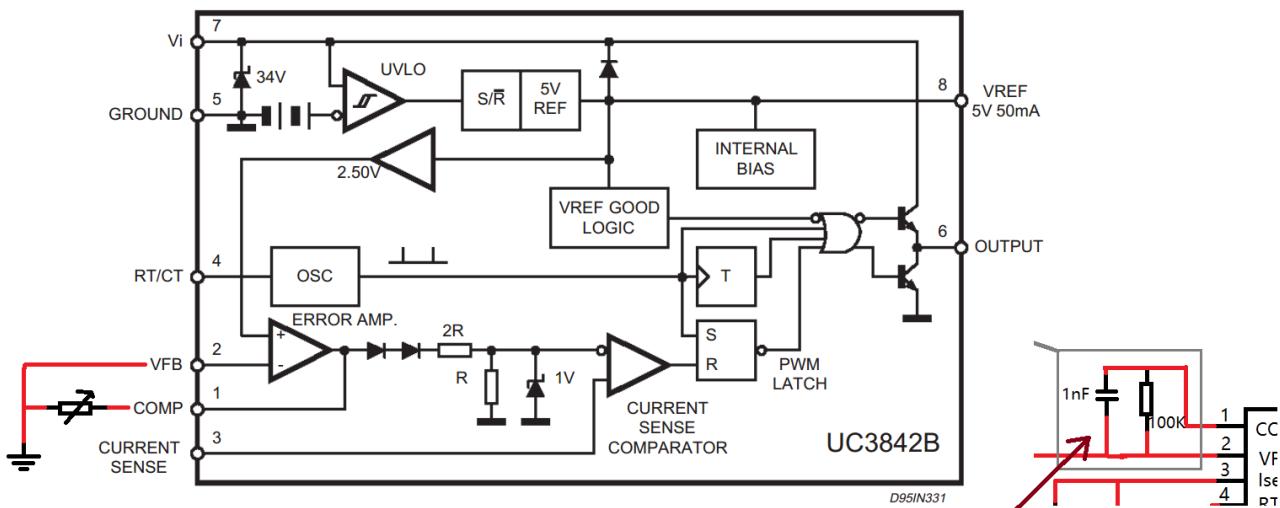


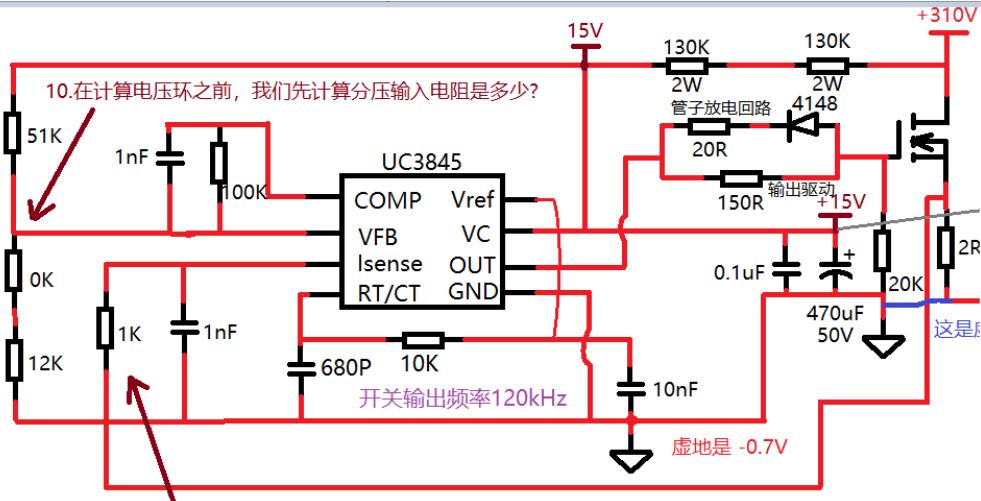
所以我准备用 UC3845 做一个高压输入的 BUCK 电路，该电路也会为后面讲解的 PFC 功率因数校正做铺垫。



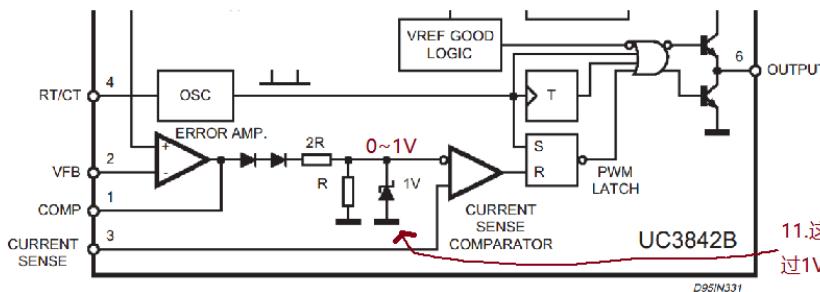
以上高压输入的 BUCK 电路分析流程如下：



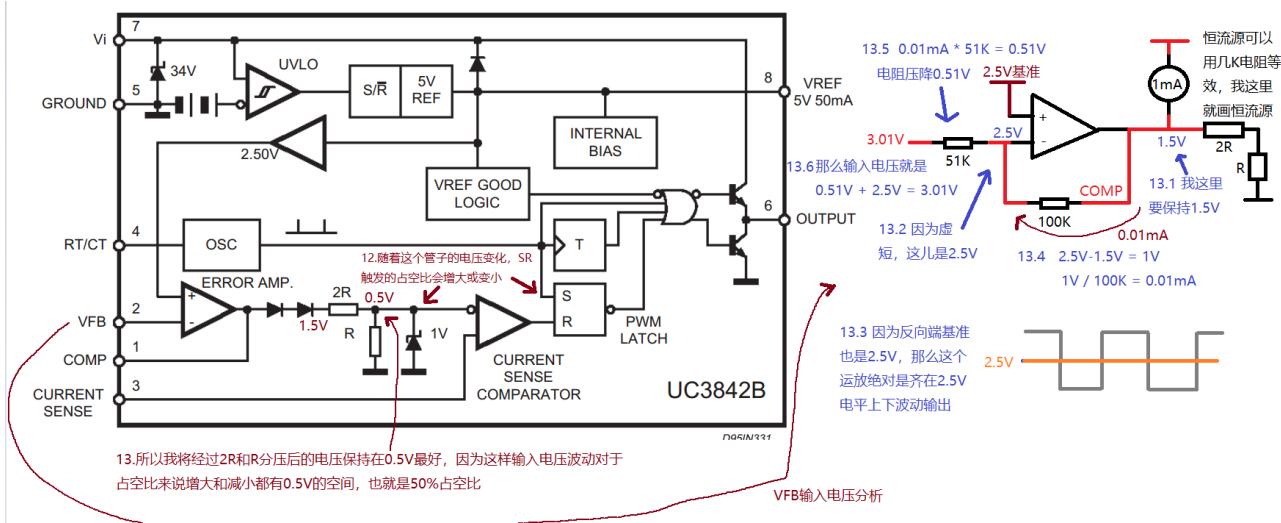




9. 这个电压环采集1K电阻是如何选取的?

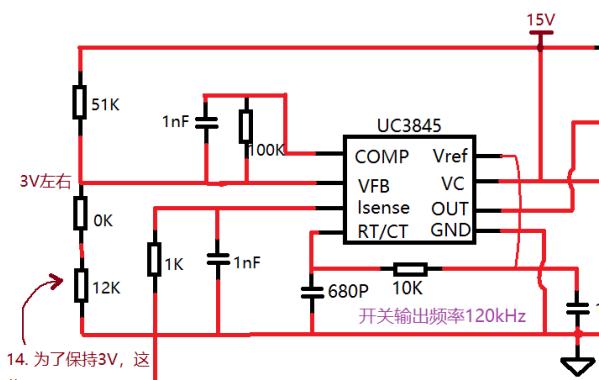


11. 这个稳压管接收分压之后的电压最多不能超过1V，超过1V会被钳位在1V



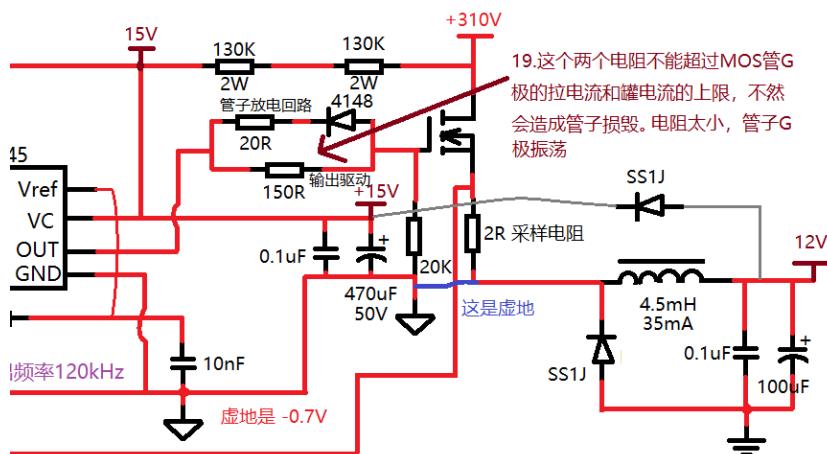
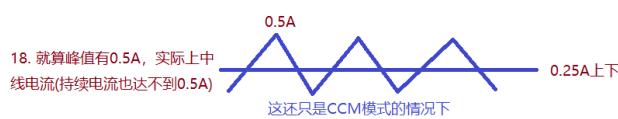
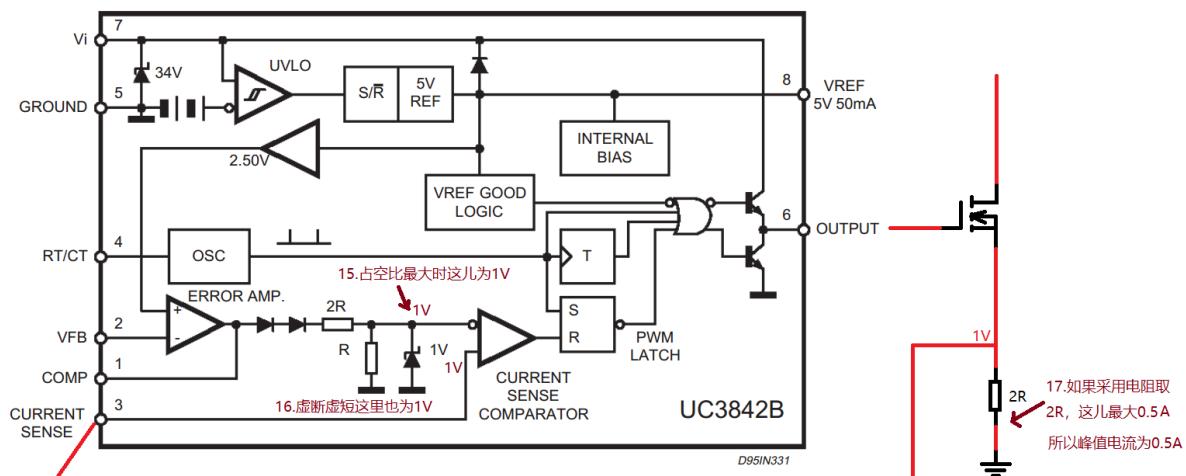
13. 所以我将经过2R和R分压后的电压保持在0.5V最好，因为这样输入电压波动对于占空比来说增大和减小都有0.5V的空间，也就是50%占空比

VFB输入电压分析

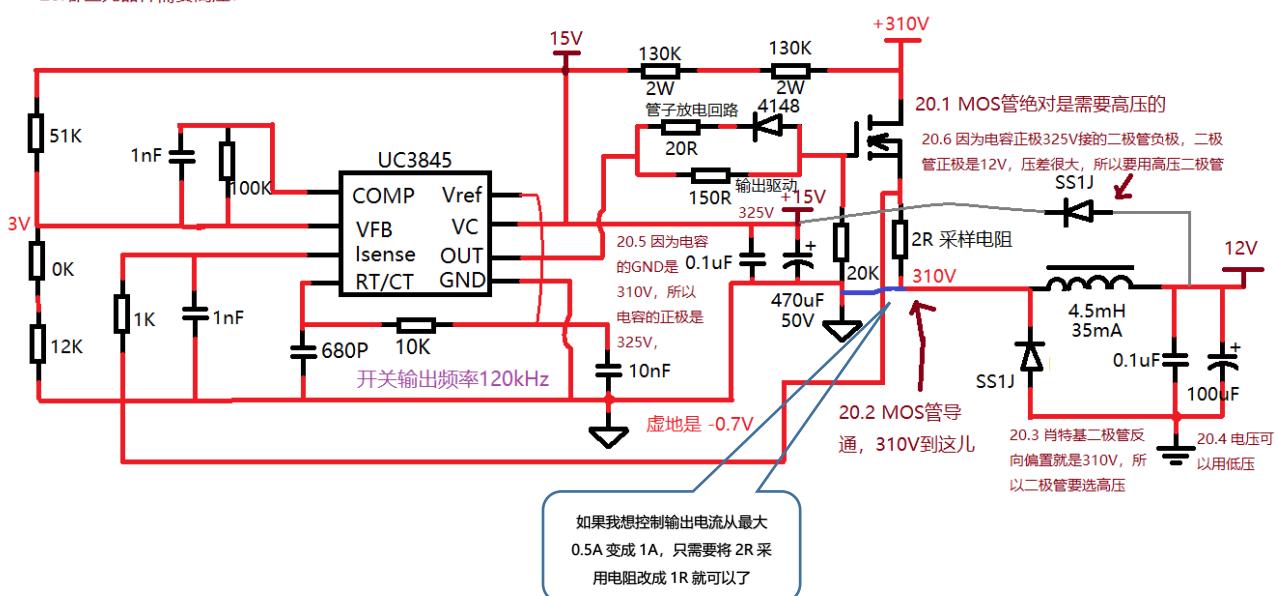


这样算下来，我运放内部的2R, R分压出来在0.5V

正好在稳压管控制的占空比中间位置。

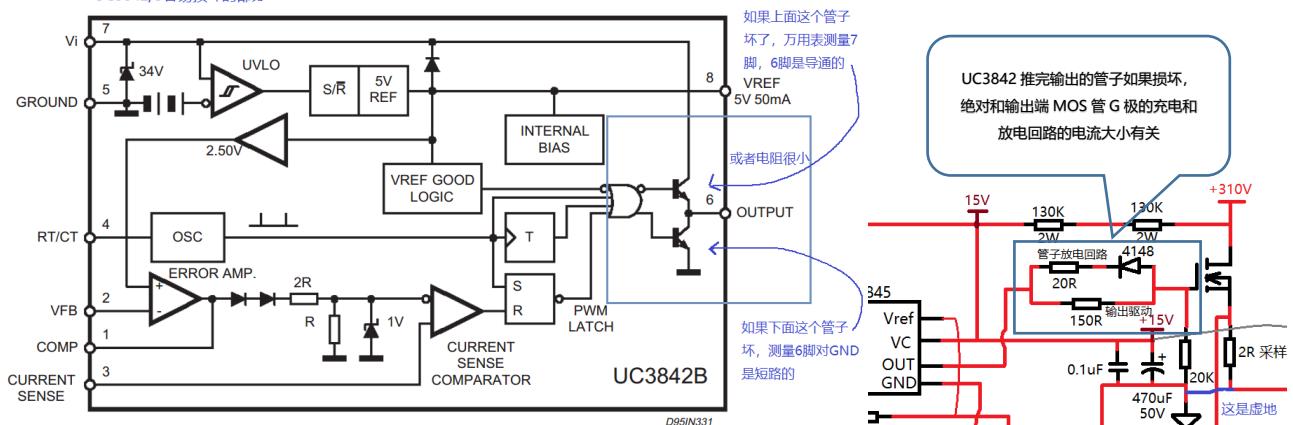


20. 哪些元器件需要高压?

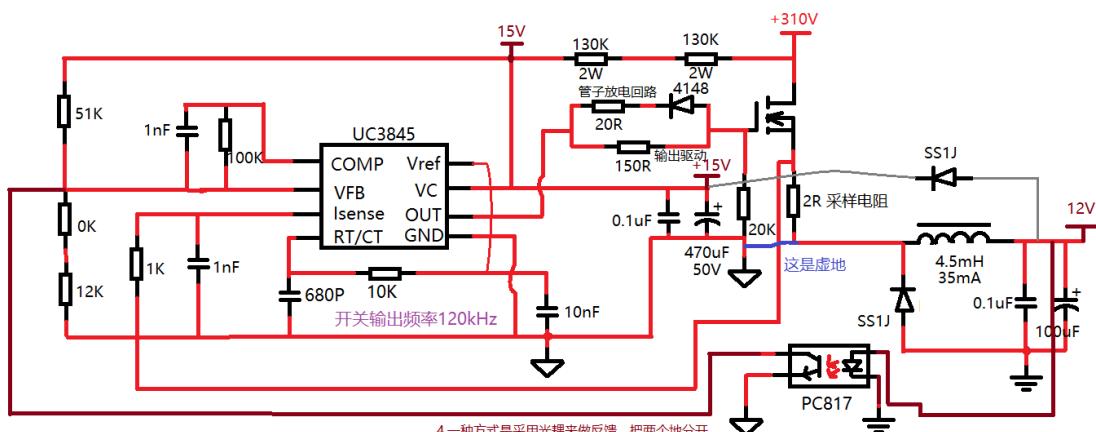
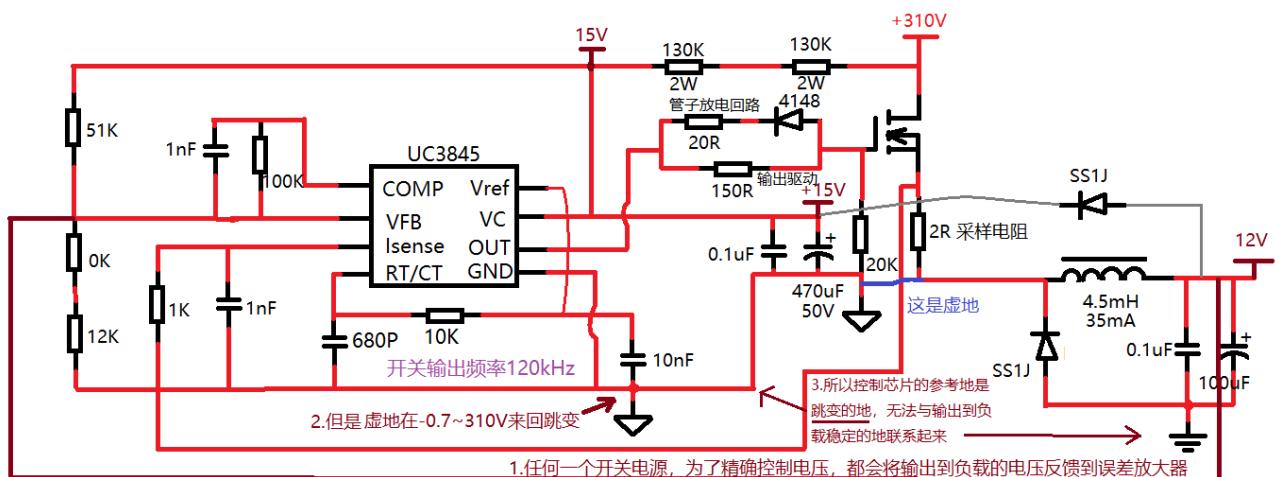


UC3842 损坏判断

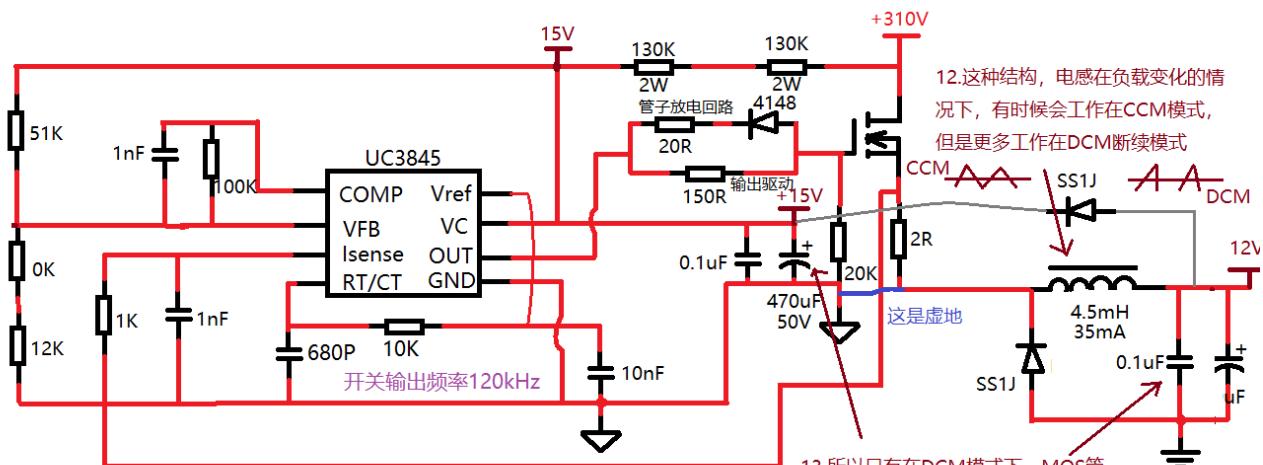
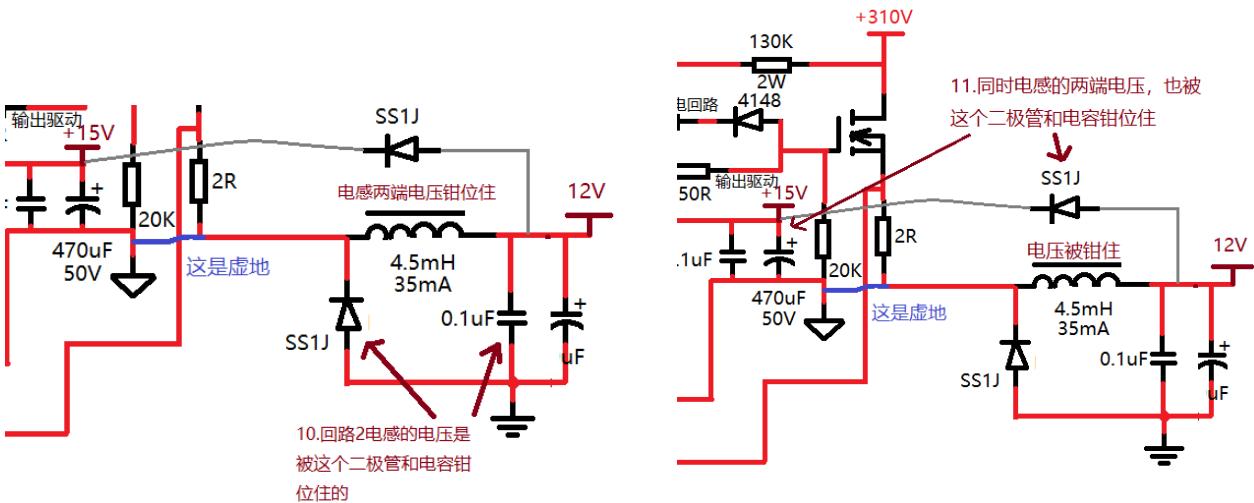
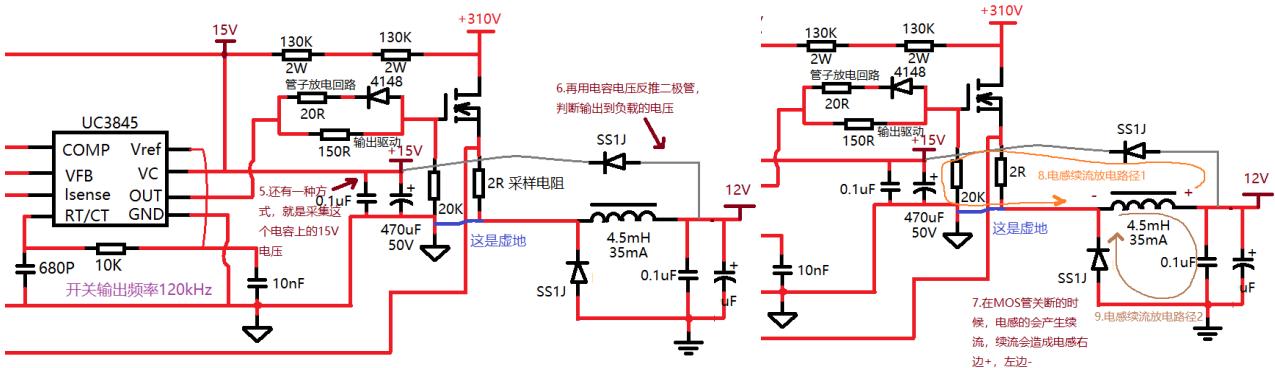
UC3842/5容易损坏的部分



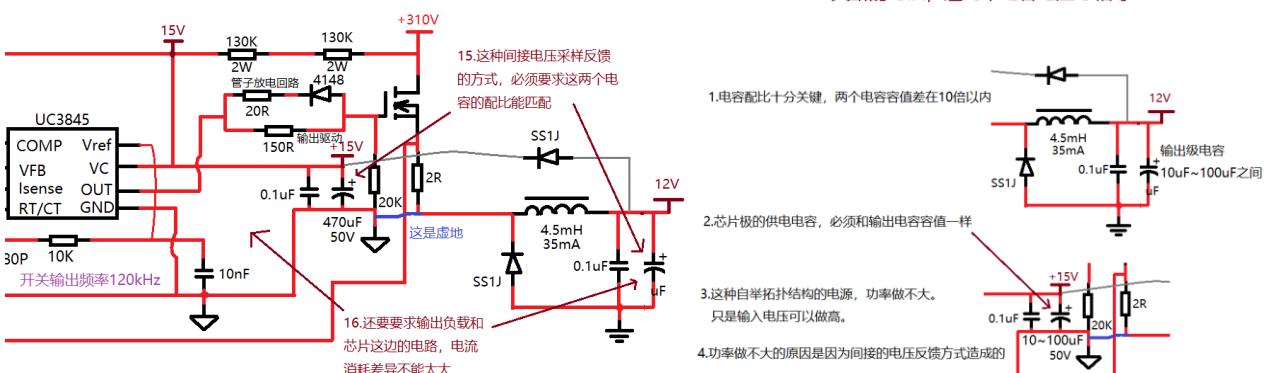
输出电压能否精确控制?



这种加入光耦的方式还有搭配 TL431,搞得太复杂。

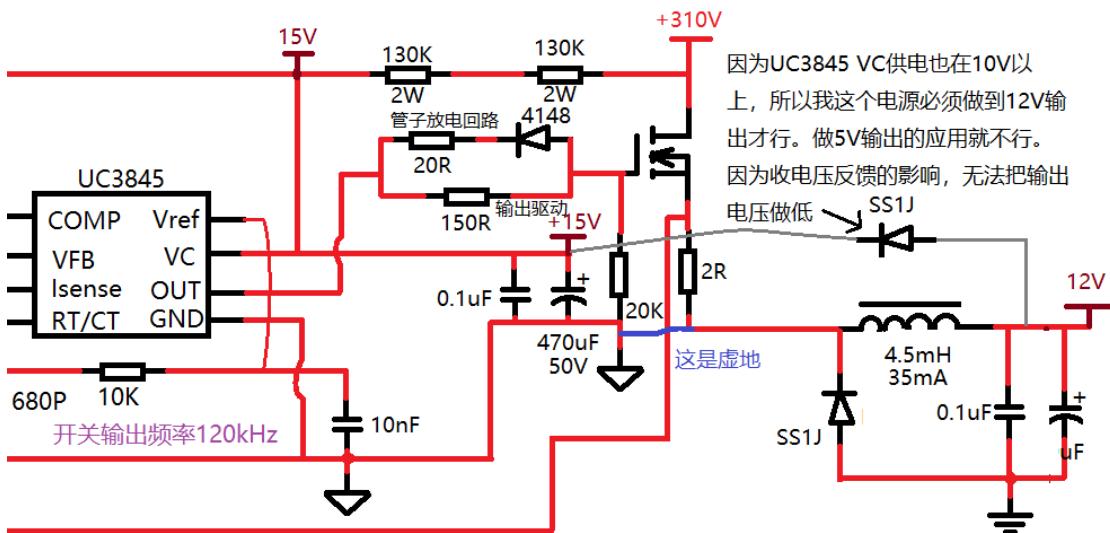


14. 到MOS管导通，那么这两个电容电压是不相等的，这时候两个电容没有任何关系的



1. 电容配比十分关键，两个电容容值差在10倍以内

人是能够自己生产自己的产品。



内置 MOSFET 高压输入方案，电源芯片

LNK302 集成 MOSFET 电源控制芯片

LNK302/304-306
LinkSwitch™-TN Family

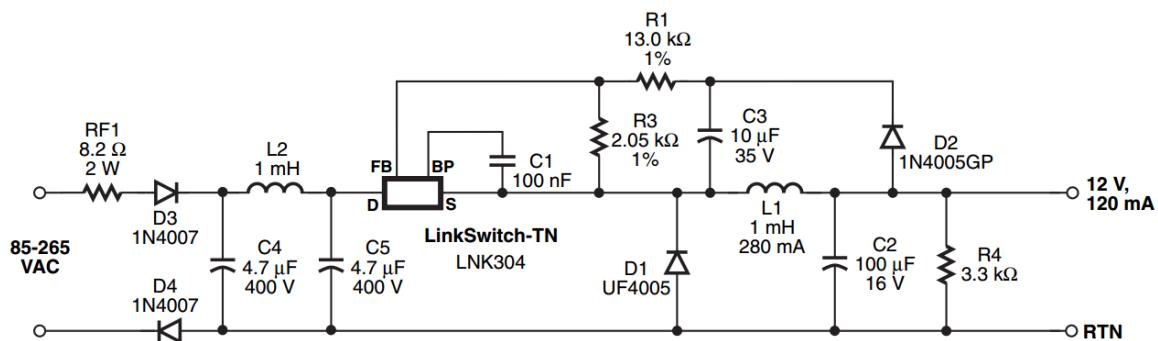
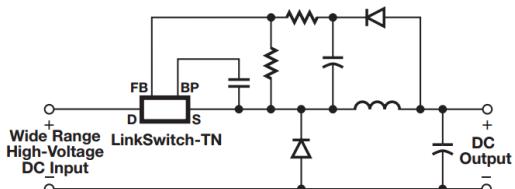


Lowest Component Count, Energy-Efficient
Off-Line Switcher IC

Product Highlights

Cost Effective Linear/Cap Dropper Replacement

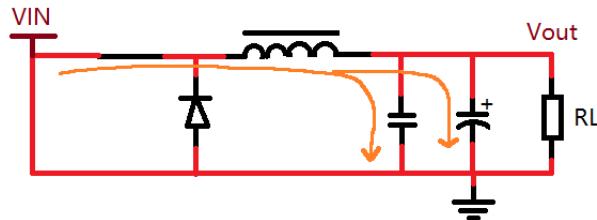
- Lowest cost and component count buck converter solution
- Fully integrated auto-restart for short-circuit and open loop fault protection – saves external component costs
- LNK302 uses a simplified controller without auto-restart for very low system cost



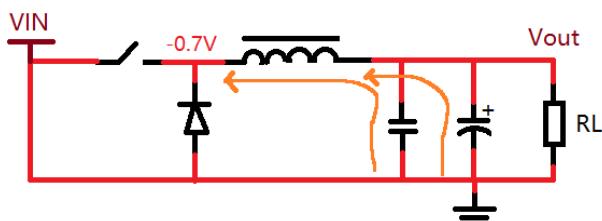
这就是交流输入转直流输出电路

PI-3757-041509

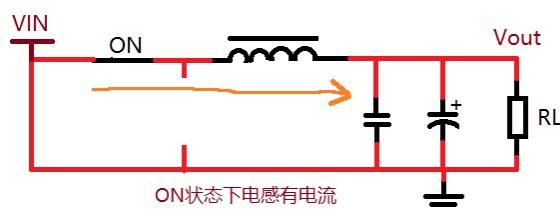
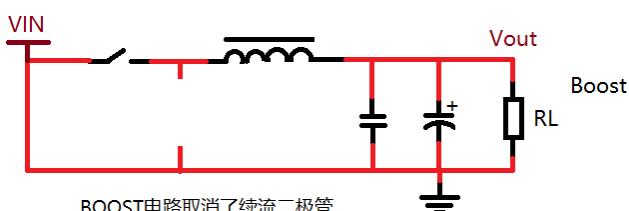
BOOST 升压电路



BUCK电路为什么降压?这就跟二极管摆放的位置有关系了
开关导通,输入电流给电感充电,同时也给输出电容充电



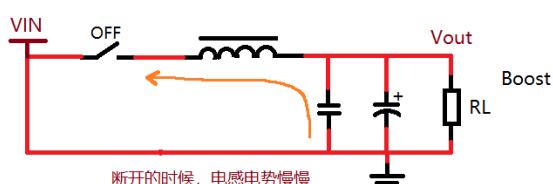
开关断开,电容向二极管负端放电,这样就造成了电容储存的电荷上不去,电容电压又在慢慢下降
所以这种拓扑结构只能做BUCK降压电源



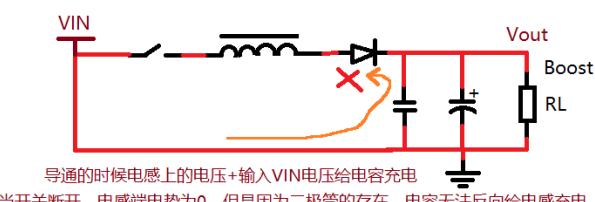
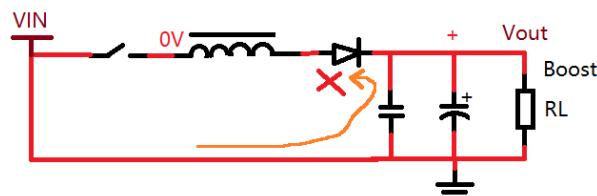
ON状态下电感有电流

流过,电流给电感充电

电感上的电压+输入VIN电压给电容充电



断开的时候,电感电势慢慢为0,因为输出电容反过来
给电感放电 最后输出电压变成0
这种电感电压被中和掉的方式是我们不愿意看到的



导通的时候电感上的电压+输入VIN电压给电容充电

当开关断开,电感端电势为0,但是因为二极管的存在,电容无法反向给电感充电

因为开关的时候,电容无法给电感充电,电感这端电压是0V,所以就形成了输出电压高于输入电压

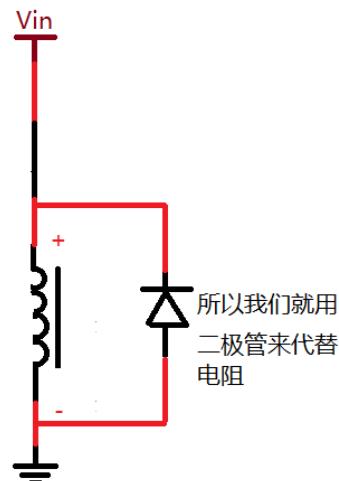
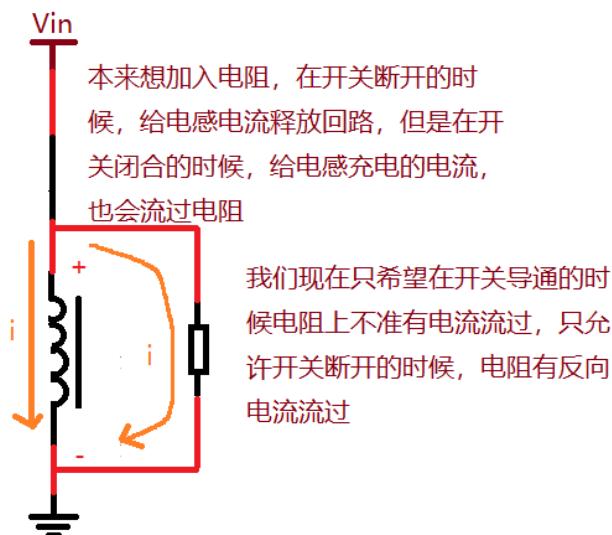
$U = L \cdot \frac{di}{dt}$

开关导通 电容被充
电,电感内部存储了
最大电流 di 值最大
在导通的时候, di 值
不变, dt 值也在变大
(因为导通时间长
嘛),这样 di/dt 值就
很小, $L \cdot di/dt$ 得到的
是很小的U值

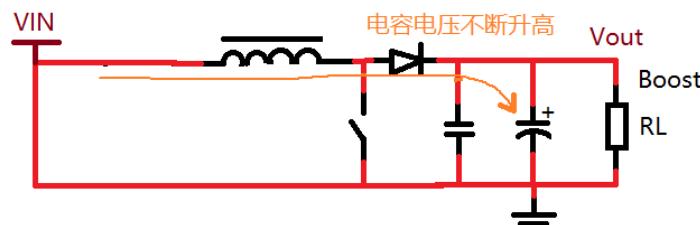
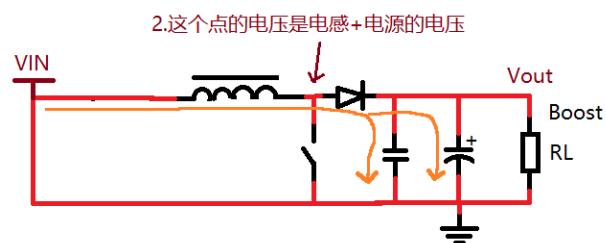
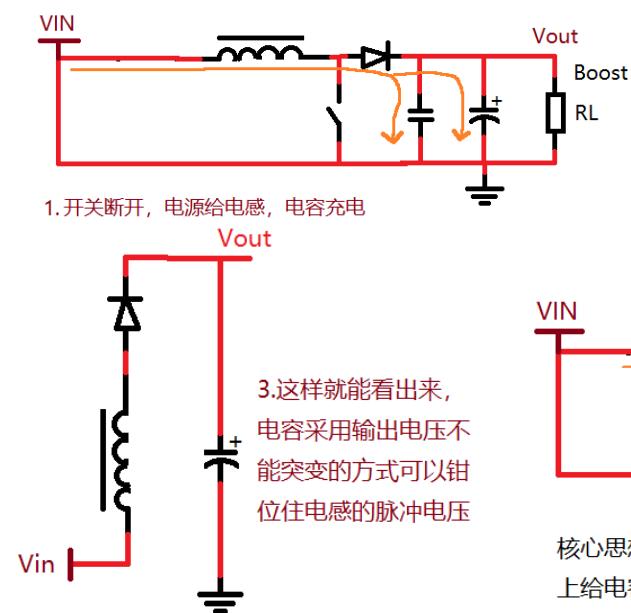
$U = L \cdot \frac{di}{dt}$ 电流暂时没变
当开关断开一瞬间
电感的电流没有马上变化
但是 dt 瞬间变很小,那么
 $di(不变)/dt(很小)$ 就得到很
大的值,再 $\cdot L$ = 很大的U
这个U就是反向电动势,容
易烧开关

$U = L \cdot \frac{di}{dt}$

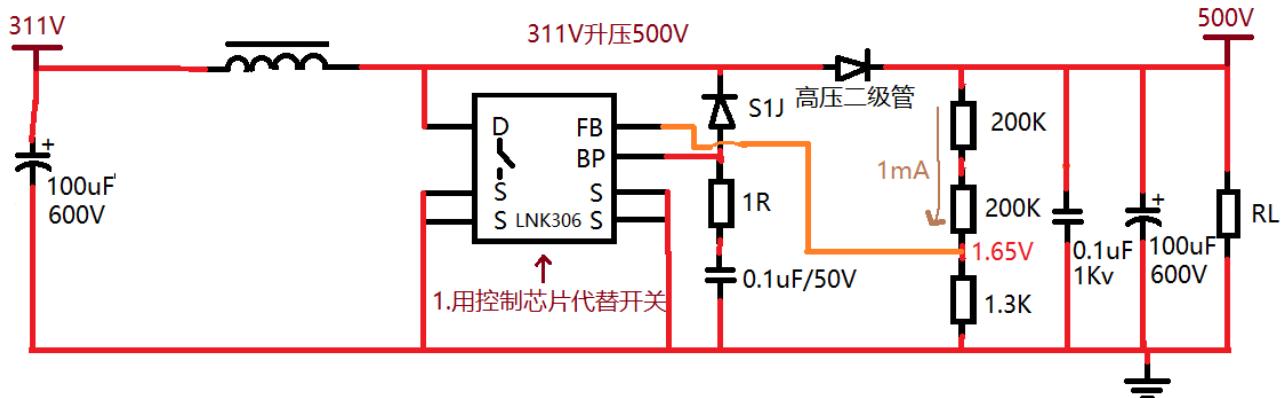
开关断开的时候因为
电感电压是下正上
负,所以需要给电感
提供电流释放回路



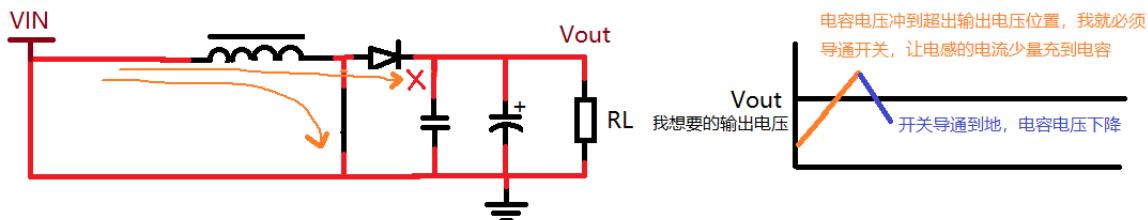
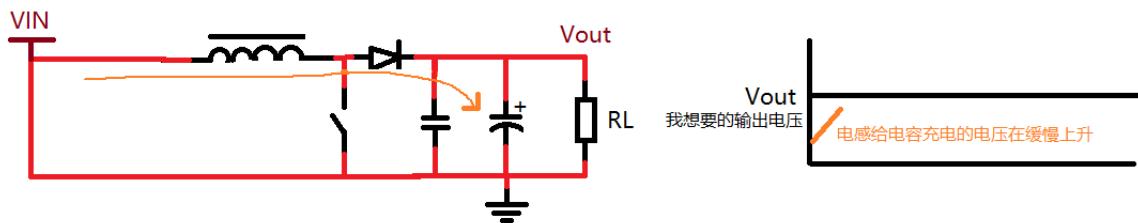
我们将以上理论用在 Boost 电源拓扑中



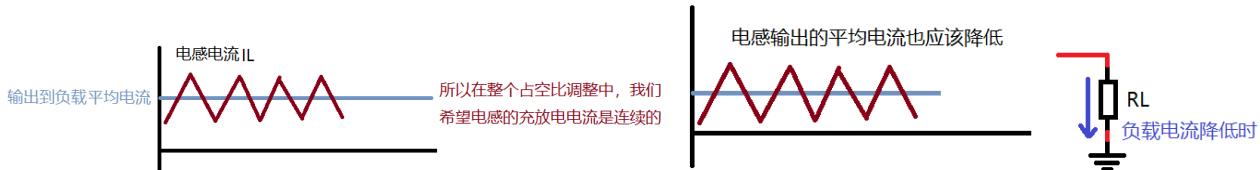
下面我们用芯片来代替 boost 电路的开关



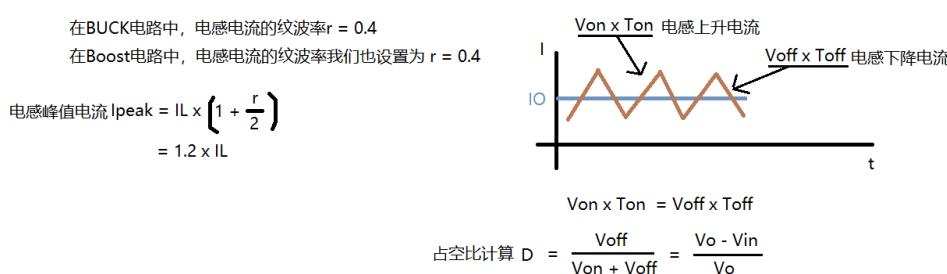
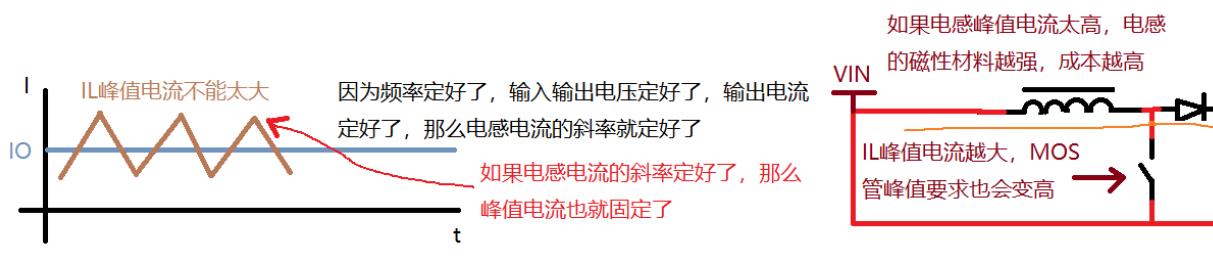
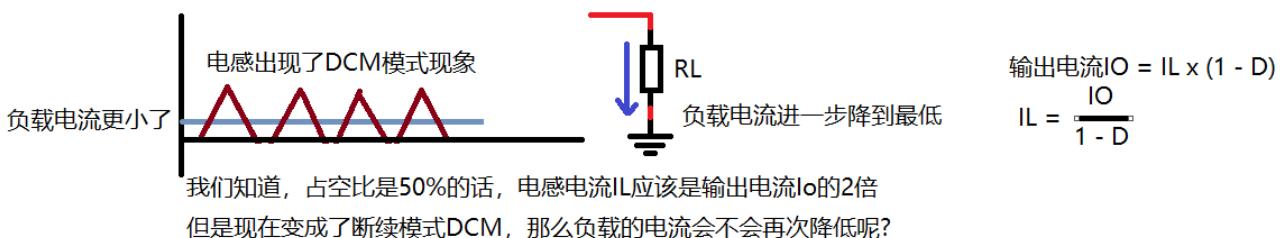
下面来计算电感参数，在计算之前我们要理解电感处于 CCM 模式和 DCM 模式的区别



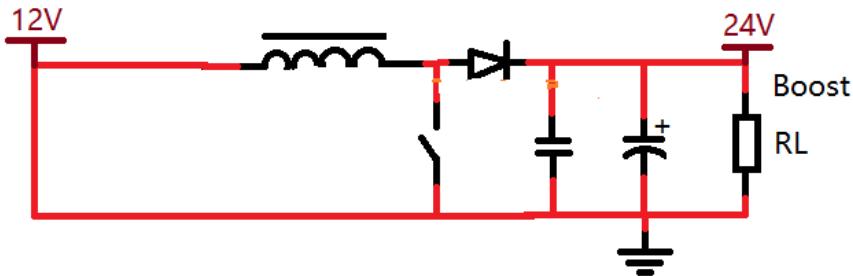
所以控制这个开关导通或者关断就是占空比
boost和buck电路不一样的是，开关断开是电感给电容充电。
开关导通到地是电感断开给电容充电



如果负载电流降低了，电感平均电流不降低，用同样的平均电流给电容充电，就会导致电容电压不停升高，烧坏掉负载。



我们以输入电压12V升压到24V输出为例，
输出电流1A，开关频率100K 计算元件参数



计算方式，按照，效率100%，最大输出电流，电感工作在CCM连续模式预估

$$\text{占空比 } D = \frac{V_o - V_{in}}{V_o} = \frac{24V - 12V}{24V} = 0.5 \text{ 实际工作的时候如果效率不是100%，我们就把占空比提高，从0.5提高到0.6,0.7}$$

$$I_L = \frac{I_O(\text{输出电流})}{1 - D} = \frac{1A}{1 - 0.5} = 2$$

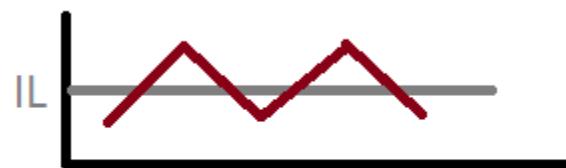
$$L = \frac{V_{on} \times D}{r \times I_L \times f} = \frac{12V \times 0.5}{0.4 \times 2 \times 100000(100K)} = 0.00075H(75\mu H)$$

↑ 纹波率自定义为0.4

所以改变开关频率，就是改变电感大小，频率越高，电感值越小，电感电流上升沿就越快
如果是mH级别的电感，那电感电流上升沿就越小



75uH 电感电流上升斜率



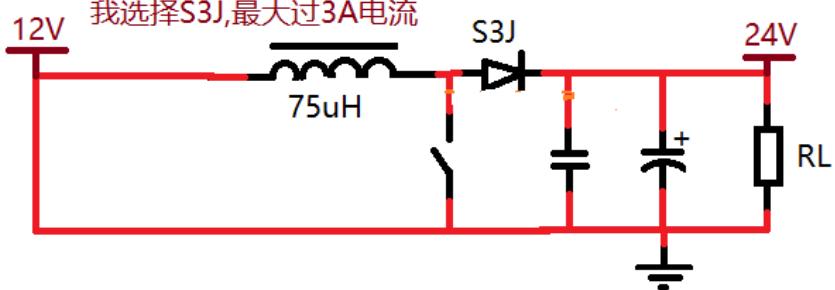
1mh 电感电流上升斜率

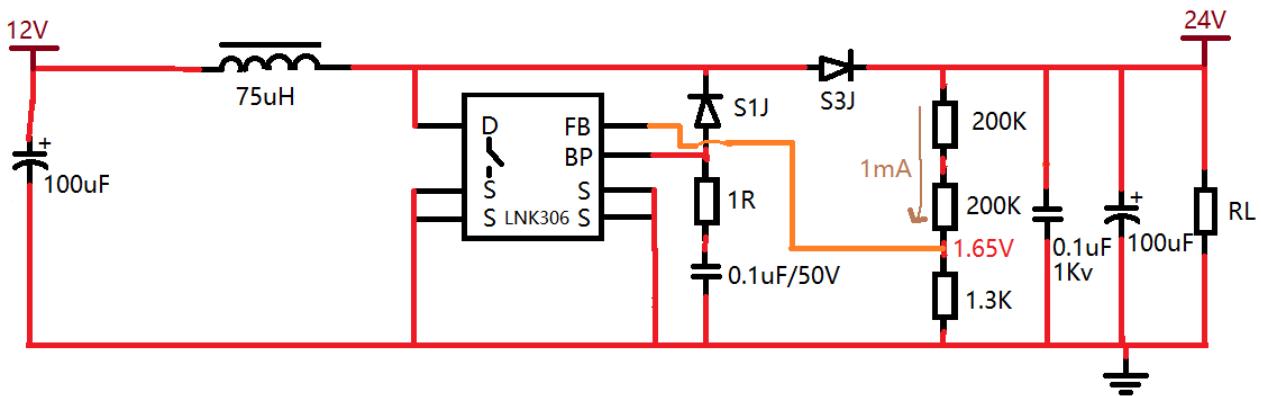
如果我电感量不变，我改变了输入电压，电感电流的斜率也会发生改变。

我们选择二极管要选择大于Ipeak电流的规格，

我选择S3J,最大过3A电流

$$\begin{aligned} \text{电感峰值电流 } I_{peak} &= 1.2I_L \\ &= 1.2 \times 2 \\ &= 2.4A \end{aligned}$$



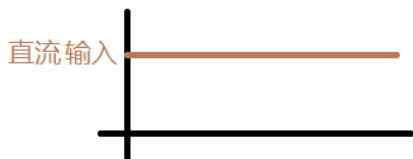


所以根据以上公式，我们知道升压也是有范围限制的，如果我想将 12V 升压到 120V，那我就需要大电感，而且电感的峰值电流也很大。如果非要升压 10 倍的方式设计，就必须要求输出电流变小，来解决电感体积和峰值电流问题。

PFC 功率因数校正

PFC 就是针对开关电源在功率大的使用场景中做校正。开关电源功率小就无所谓。

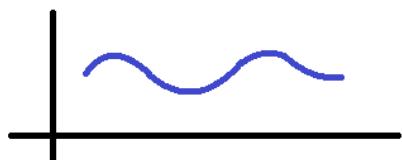
PFC 主要用于输入电压为交流的场景。



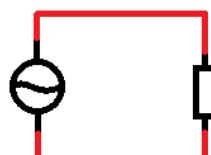
电压直流输入 PFC 没有任何需要做的



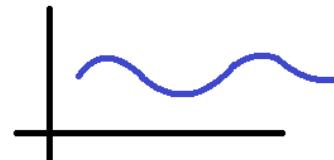
直流输出，不管是感性负载，容性负载，阻性负载都没有功率因数问题



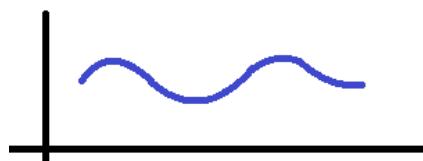
输入交流



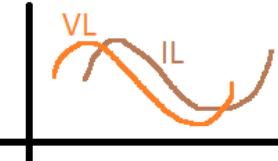
如果是交流输入，电压经过阻性负载没有问题



到阻性负载的交流



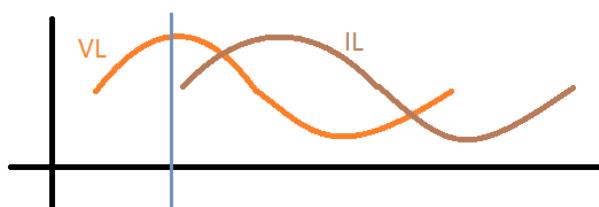
输入交流



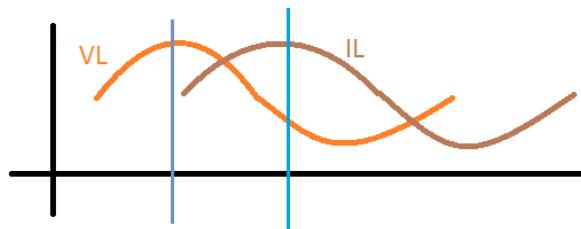
再得到交流电压。相位差 90 度，并不像电阻那样同时得到交流电压电流

$$\text{功率因数} = \frac{\text{有功功率 (负载得到的有效功率)}}{\text{视在功率}} = 1 \text{ 功率因数为1才是合理的也就是开关电源的效率100\%}$$

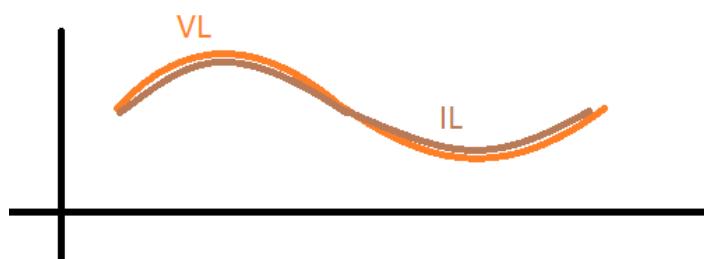
例如：交流控制一个电机（电机是感性负载），还是以上图为例



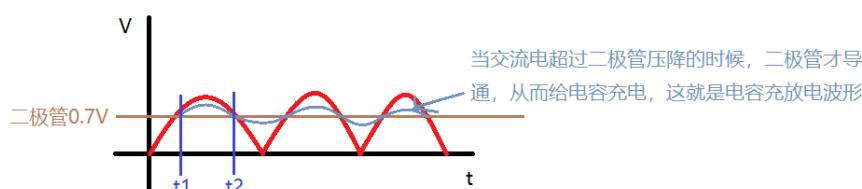
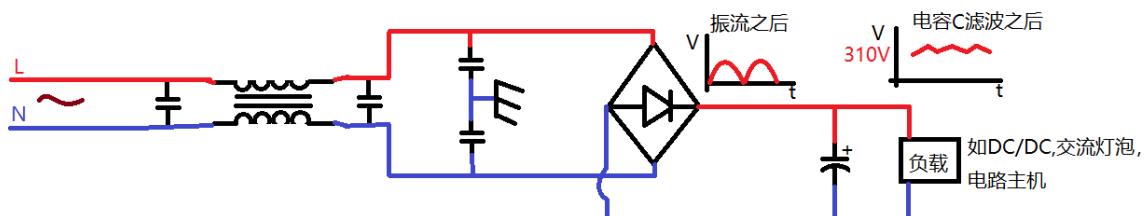
在电机接收到最大电压的时候，发现给电机的电流很小，导致无法达到电压电流最大化，根据P=UI，功率很低



然后再电机电流输出最大的时候，电压又很低，导致功率还是很小



所以功率因数校正，就是让感性负载得到的电压相位和电流相位都一致，达到重合最理想

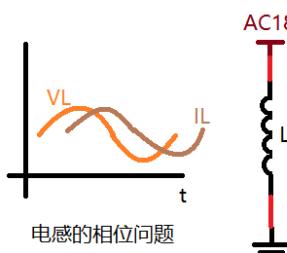


t1 到 t2 的这段时间为导通角，也就是电容充电的时间

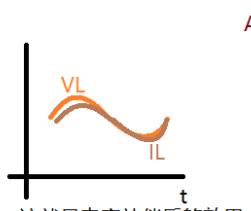
所以电容C充电的过程，并不是我们理解的电压慢慢上升
电容在交流输入中充电的过程是崎变的，是突然导通角导通，马上充电

这种崎变就是交流输入电压遇到容性负载造成的，也就是电流达到电容了，电压还没有到电容

这种崎变的电容充电方式，导致功率因数下降。而且电容产生的崎变波形会产生很大的谐波。



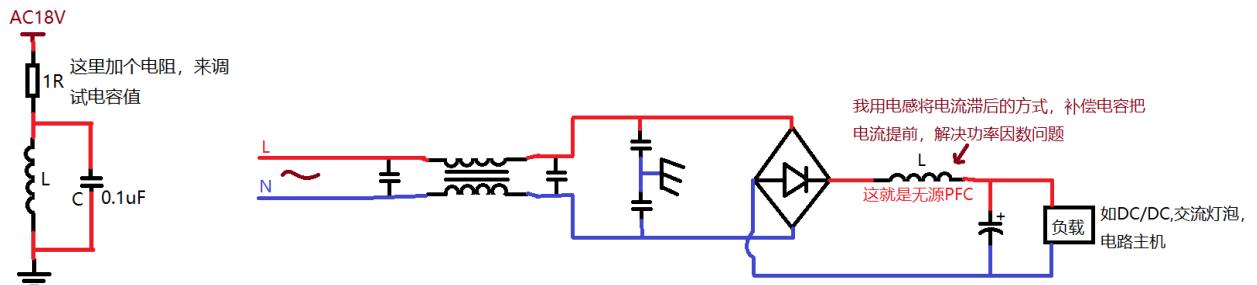
电感的相位问题



这就是电容补偿后的效果

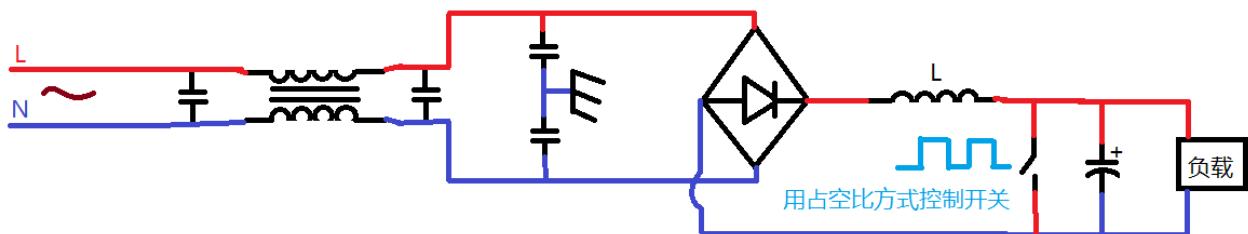


电容的取值要和电感值匹配
电容值太小，电容的超前电流去背电感背不动，电容值太大，电流又超前太多。
所以就用普通的容抗，感抗公式进行计算。

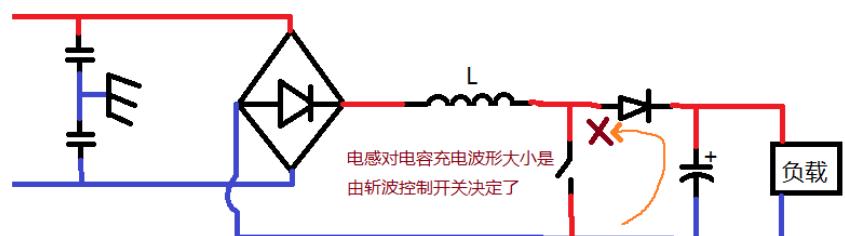


这种直接加电感的方式，电感要和负载匹配，如果负载电流要求很大，那么设计时固定的电感值有可能会出现不合适的情况。所以对于负载电流大，动态负载需要用有源 PFC 来解决。

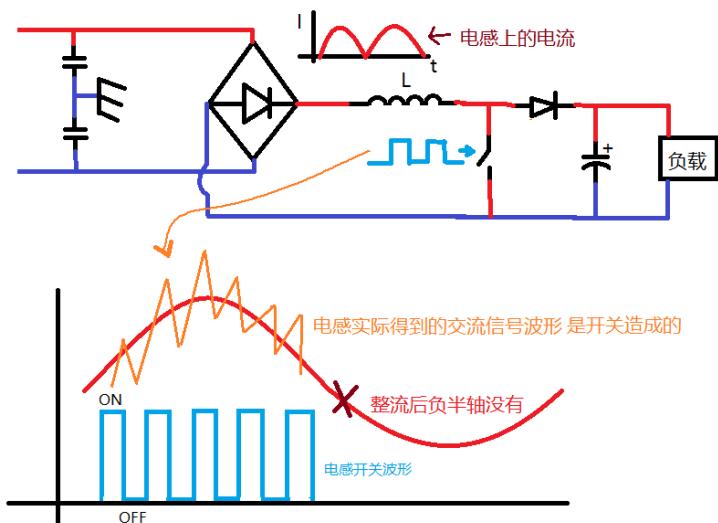
下面讲解有源 PFC



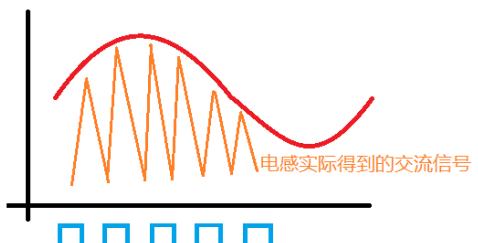
就是用占空比控制开关导通和断开时间
开关导通时间越长，电感对电容充电时间就长。



为了防止开关闭合时，电容向电感放电，用二极管隔离



这是让电感工作在CCM模式下

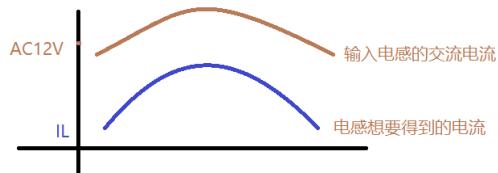
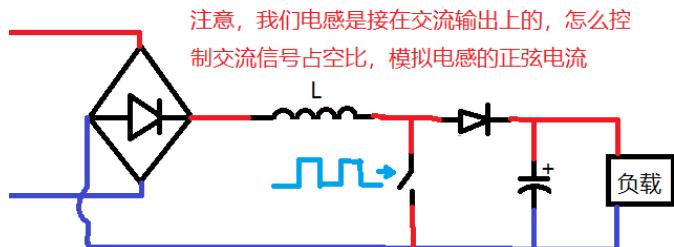
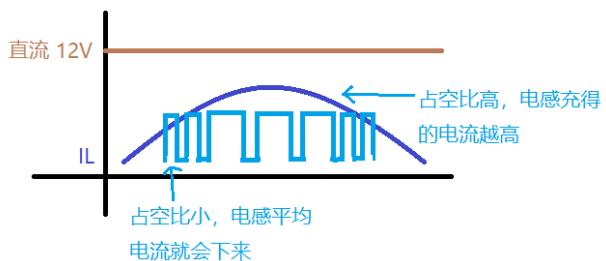
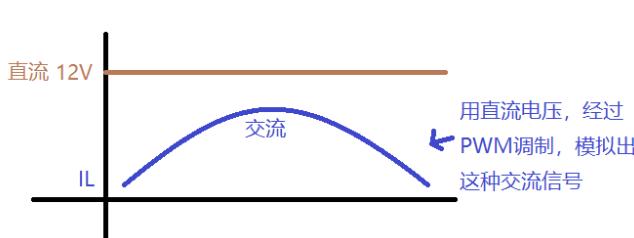


电感工作在DCM

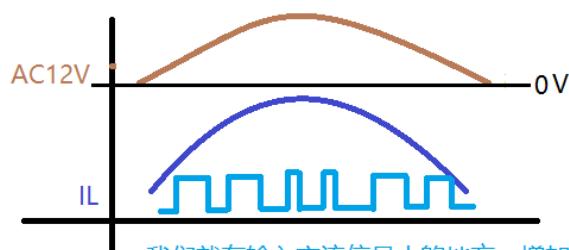
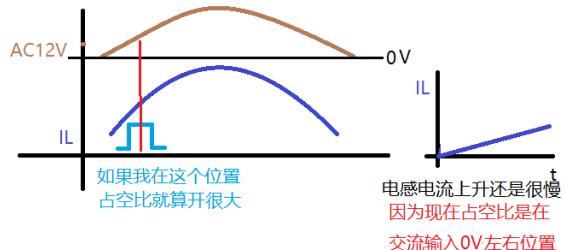
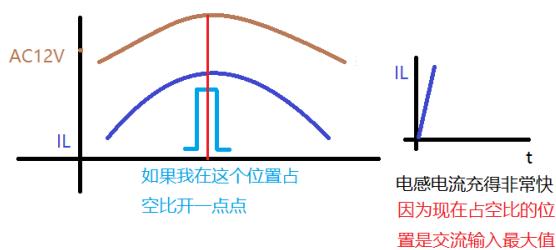


IL 电感在DCM模式有效 电流取中间

DCM 模式下很明显电感 EMI 就要高很多，所以我们还是用 CCM 模式来设计。



我用 AC12V 为例，假设为整流之后的电压，输入到电感。

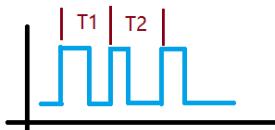


那么我们如何根据交流输入信号确定开关给电感充电的占空比呢？

开关调制方式有两种：

1. 调制占空比方法
2. 调频方法

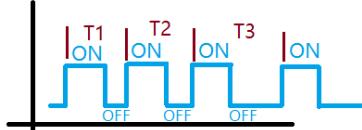
调制占空比方法：



T1宽度和T2宽度一样
虽然T2是低电平宽度长，但是频率和T1是一样的
所以调制占空比是定频的方式
定频率，定周期，改变占空比

力减小白尘

调制频率方法：

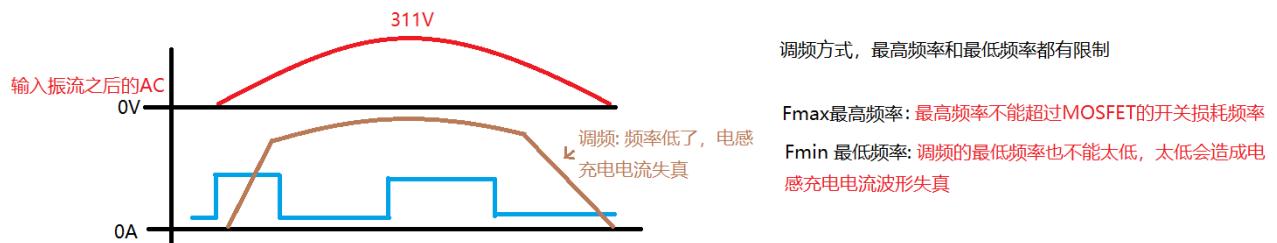


调频方式，就是先定死单脉宽，比如我要求ON脉宽长度不变，只改变OFF低电平长度
你看，我T1,T2,T3周期长度都不一样，这就是调频率



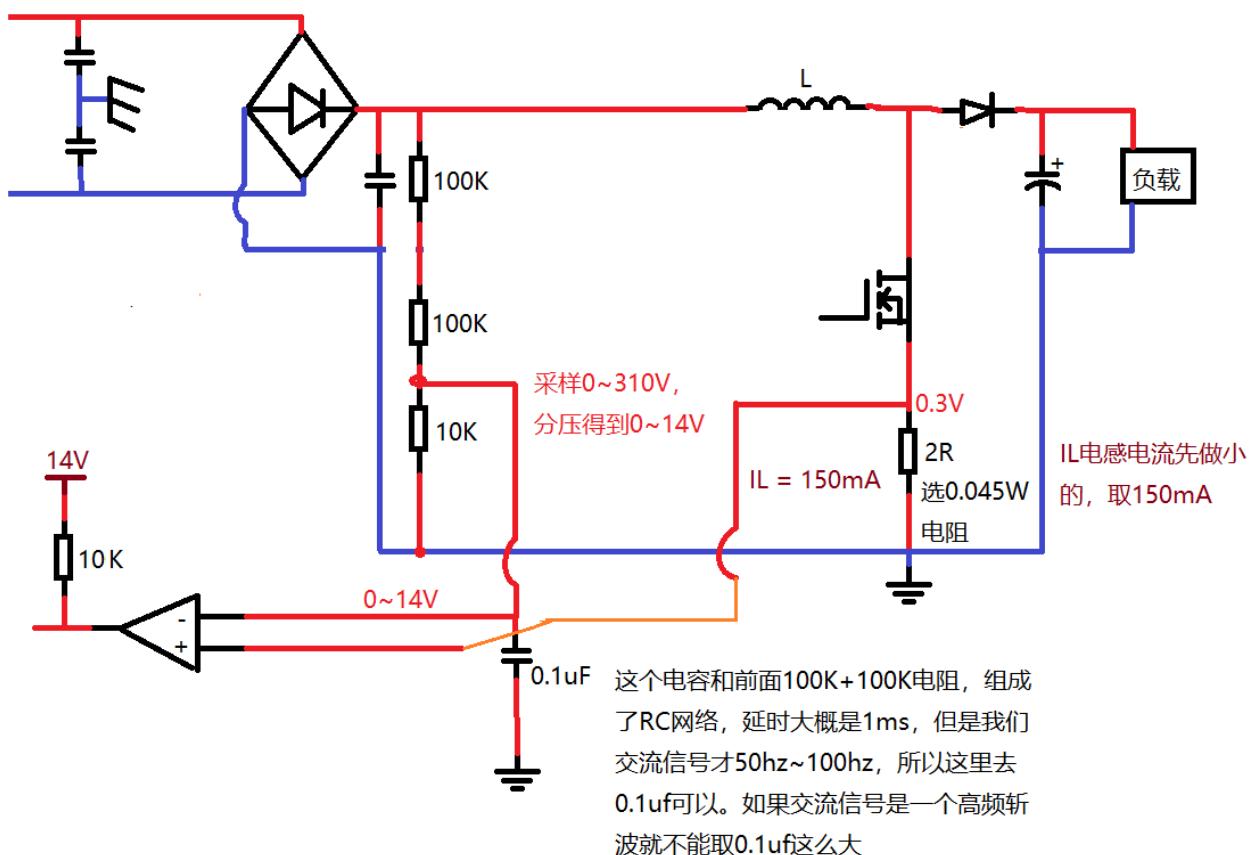
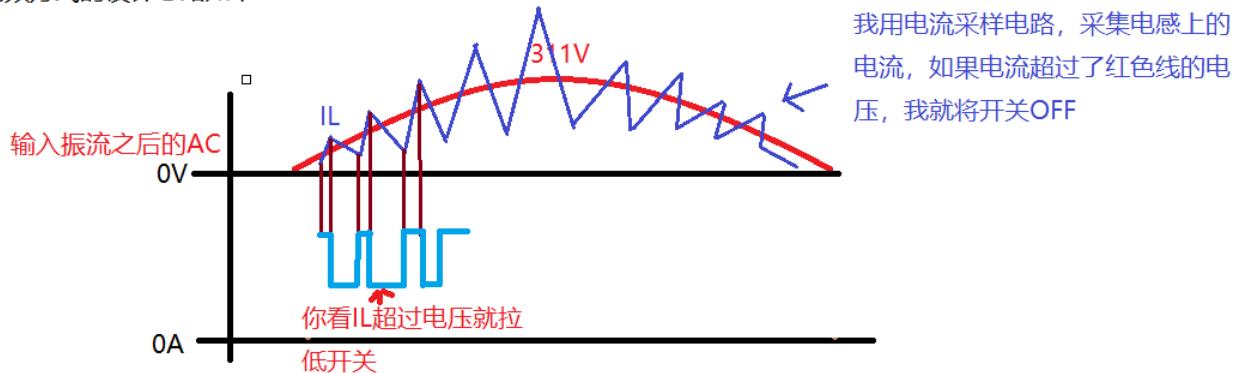
我也可以OFF宽度定死，调整ON宽度，也是调频

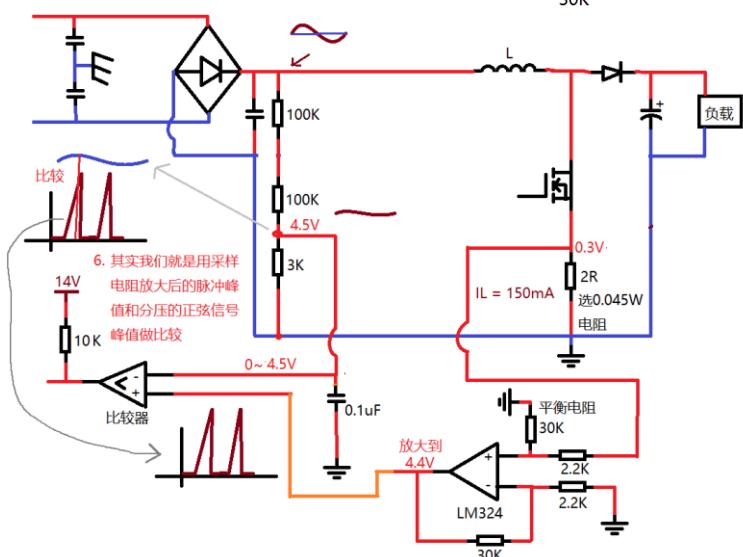
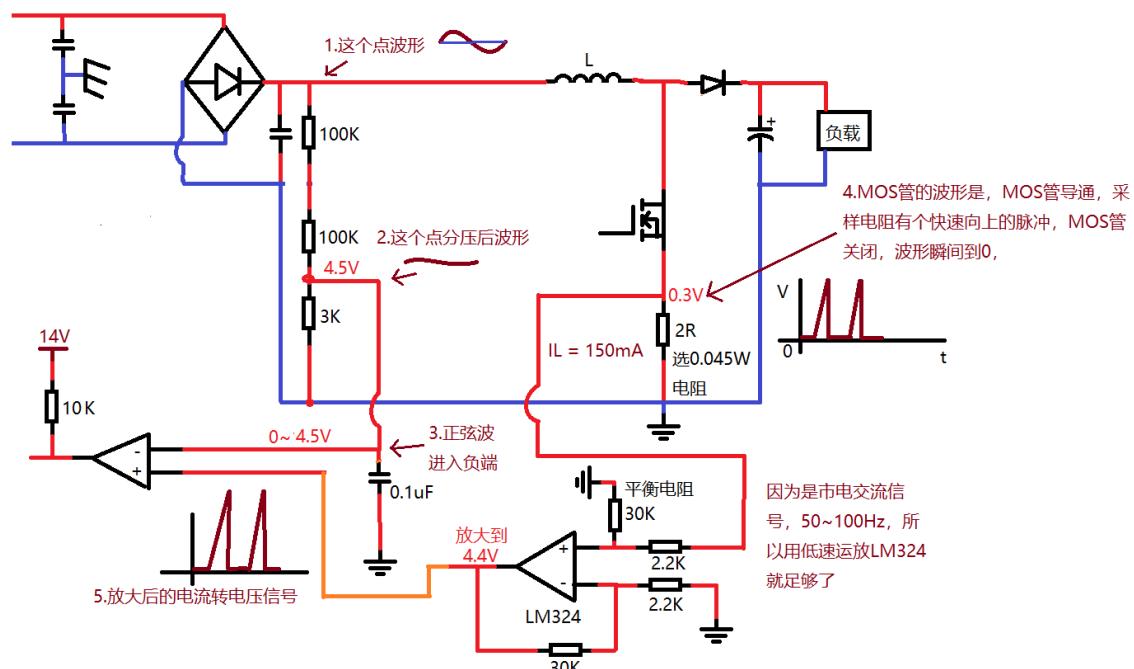
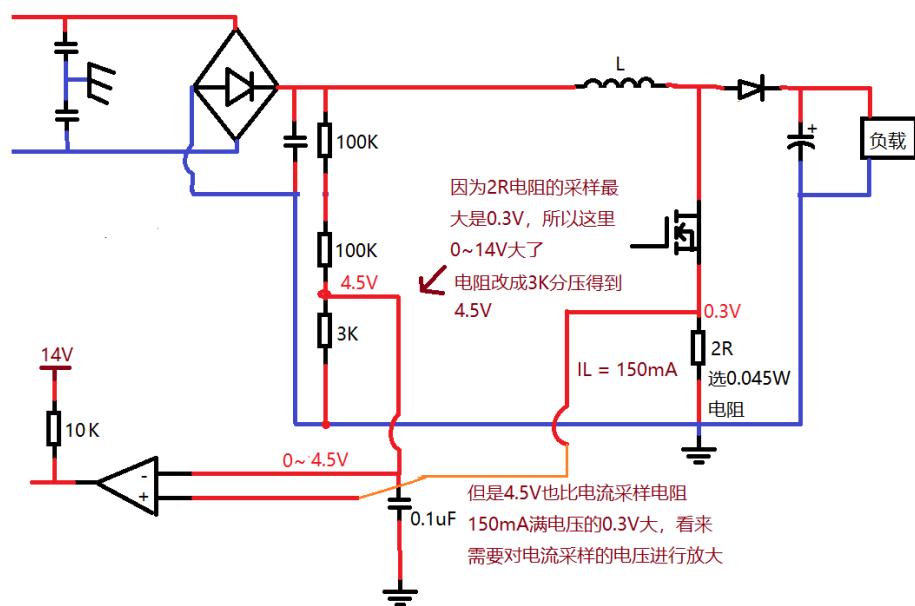
我们先看看调频方式能否控制电感充电波形

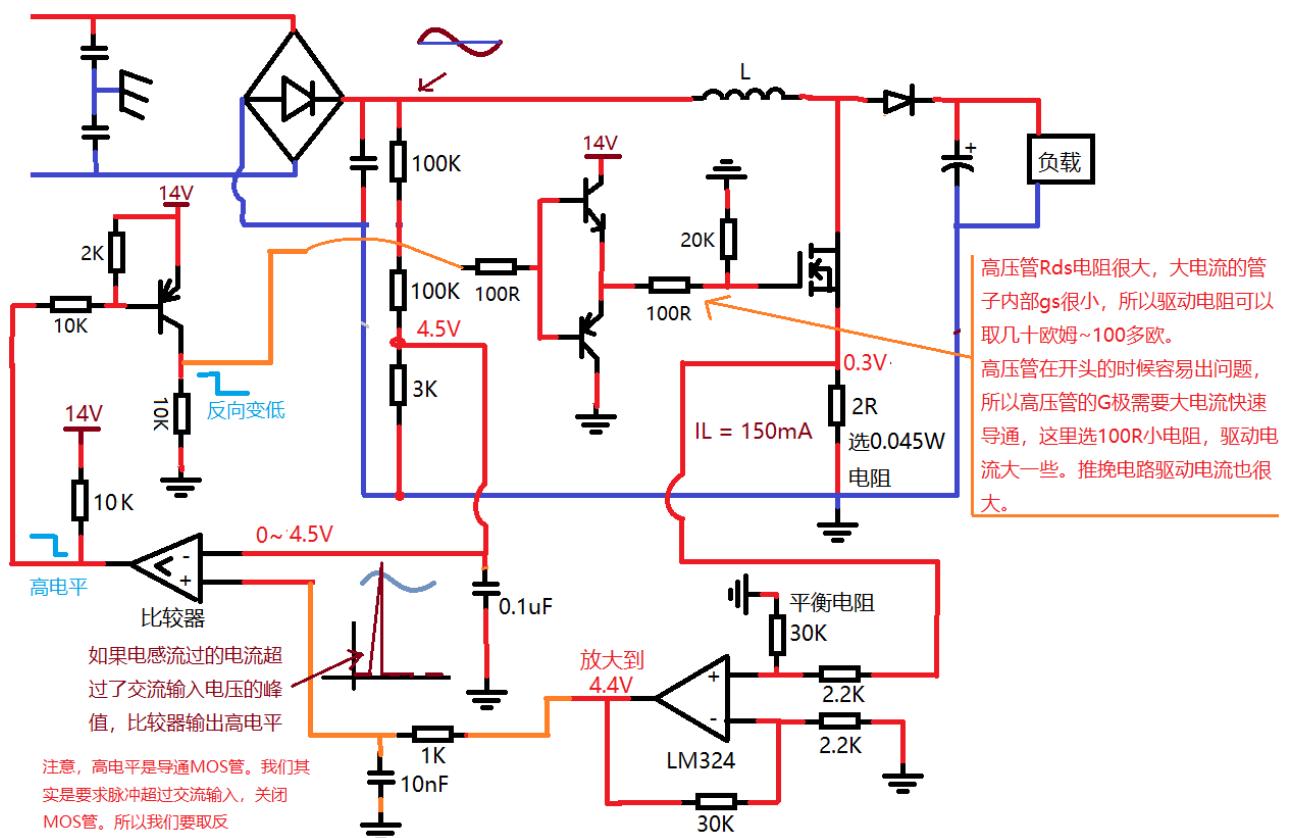
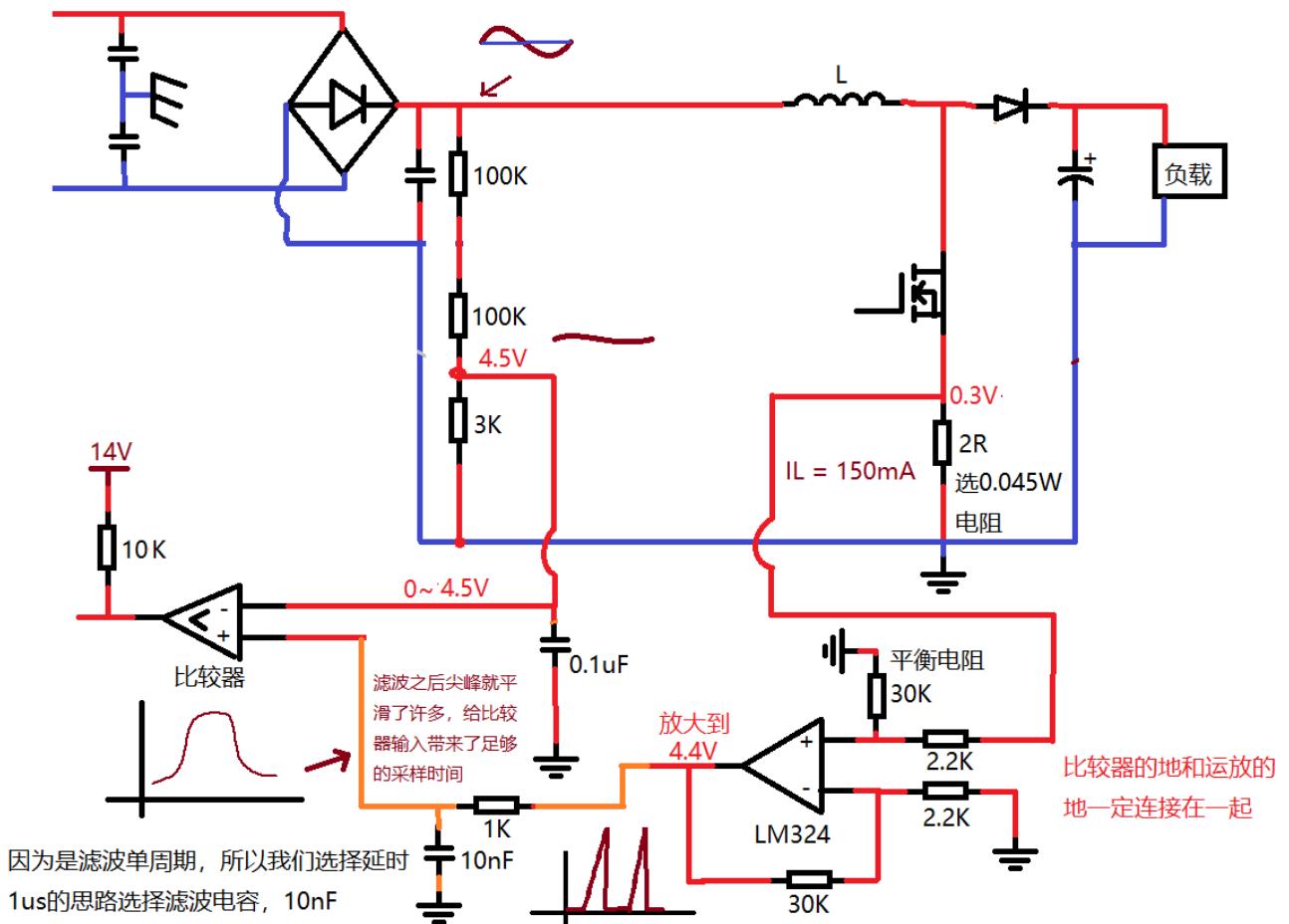


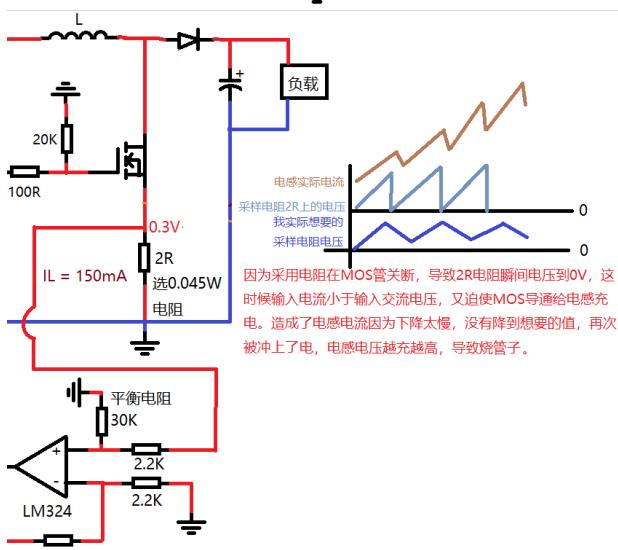
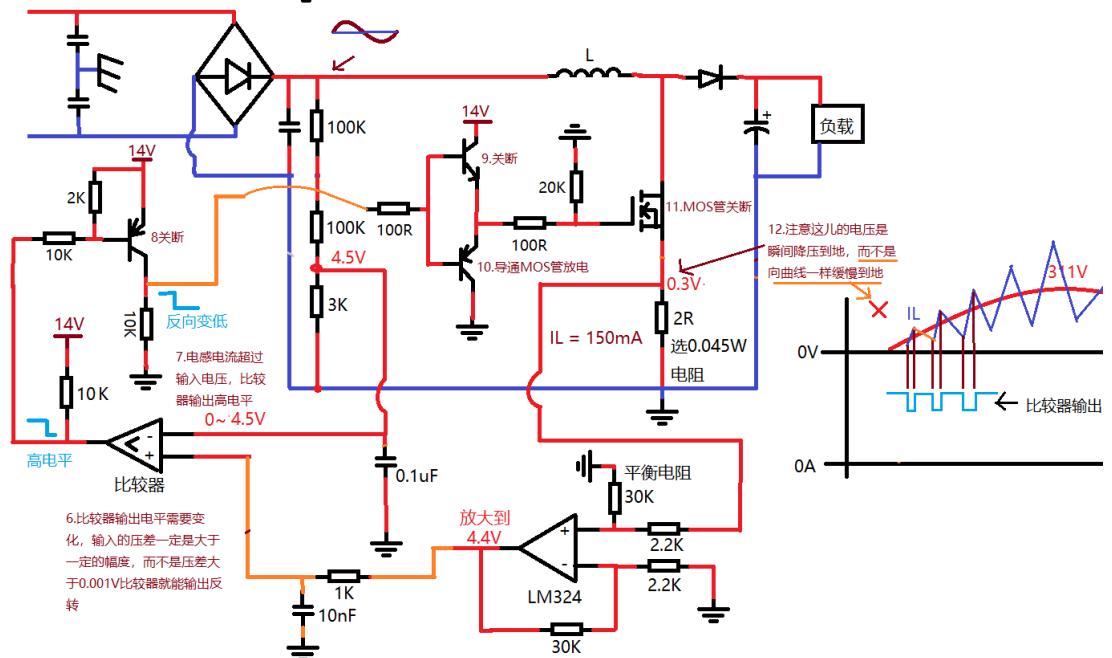
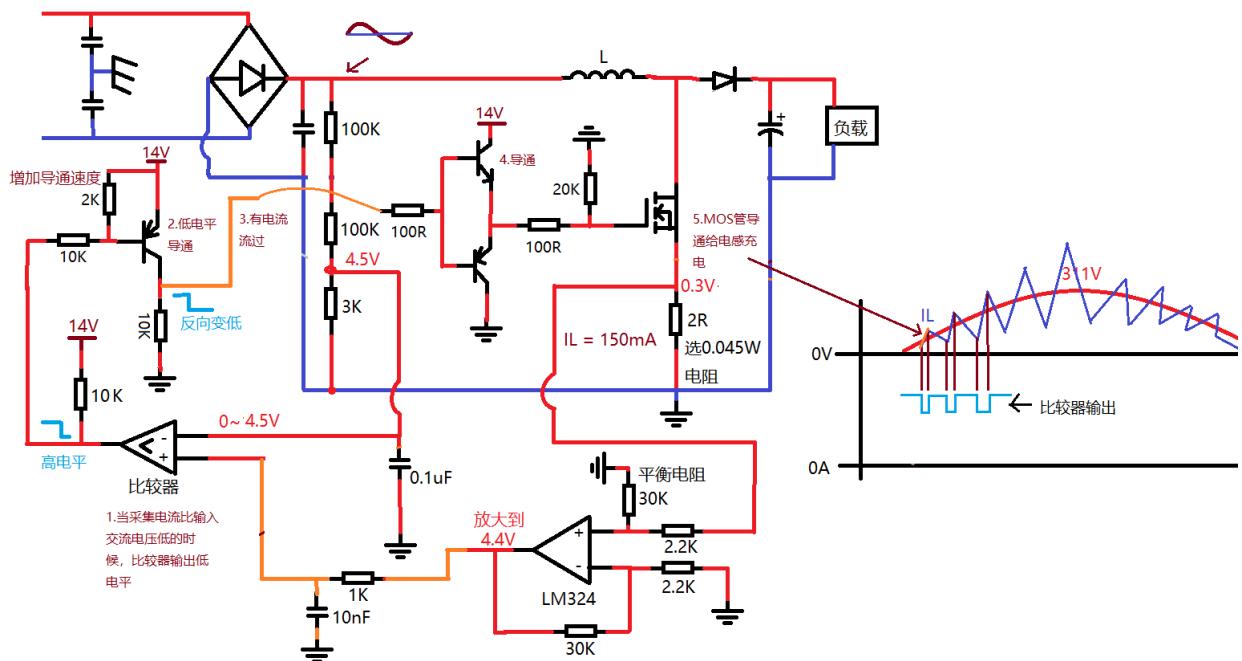
所以我们要选择合适的频率, 合适的占空比。还要选择合适的电感量。

调频方式的设计思路如下:









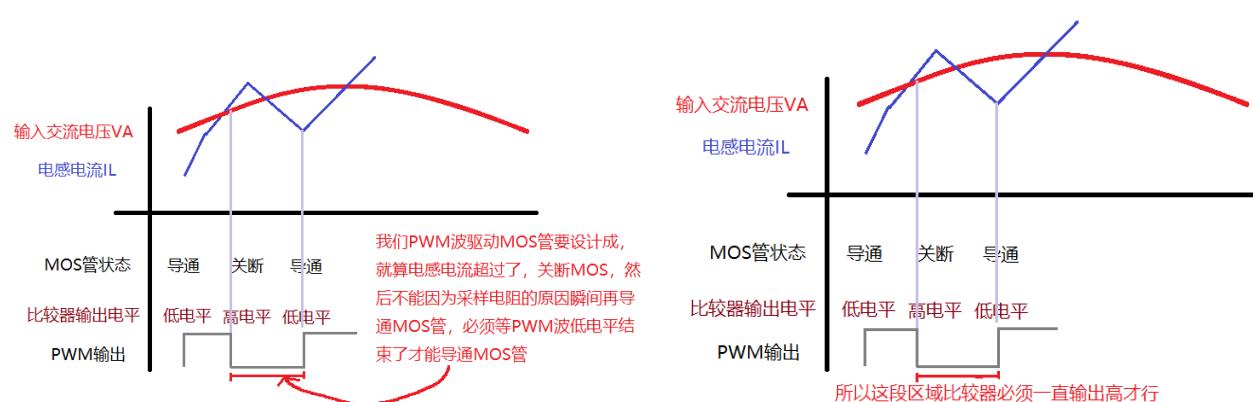
所以要引入一个固定的频率控制，就是电感电流充电超过了输入交流，MOS 管关闭，这时候就算采样电

阻瞬间到 0V，我 MOS 管也不会马上导通，一定要等频率到了下一个周期，才导通。

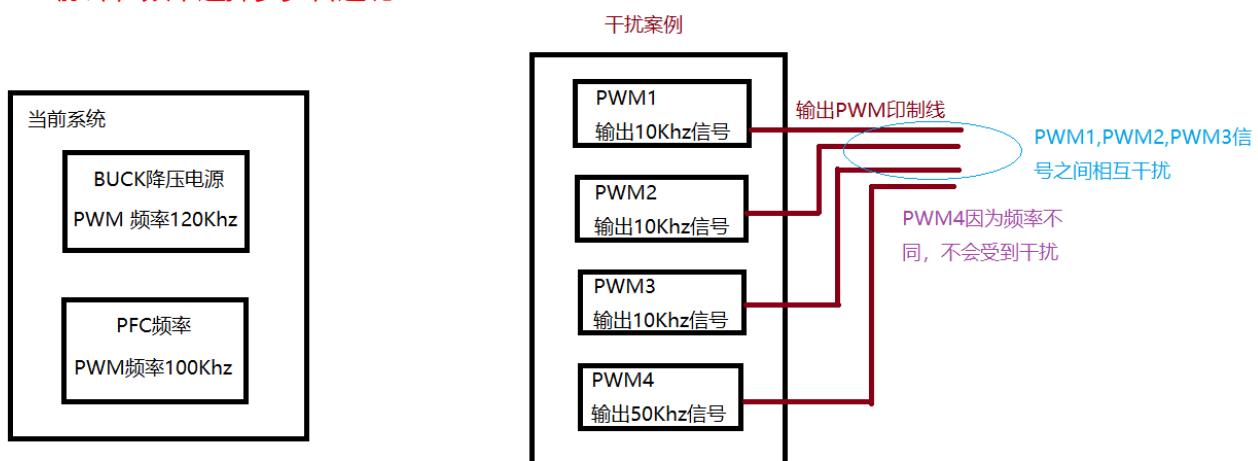
PWM 驱动设计思路：



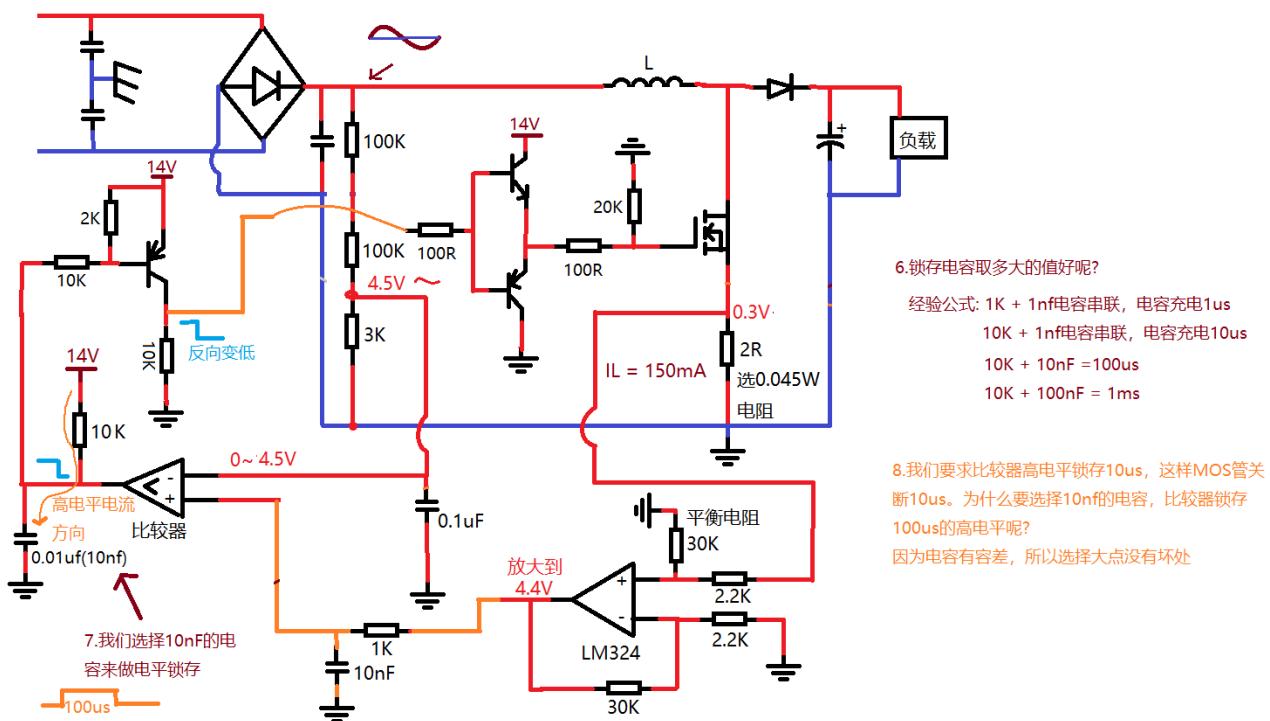
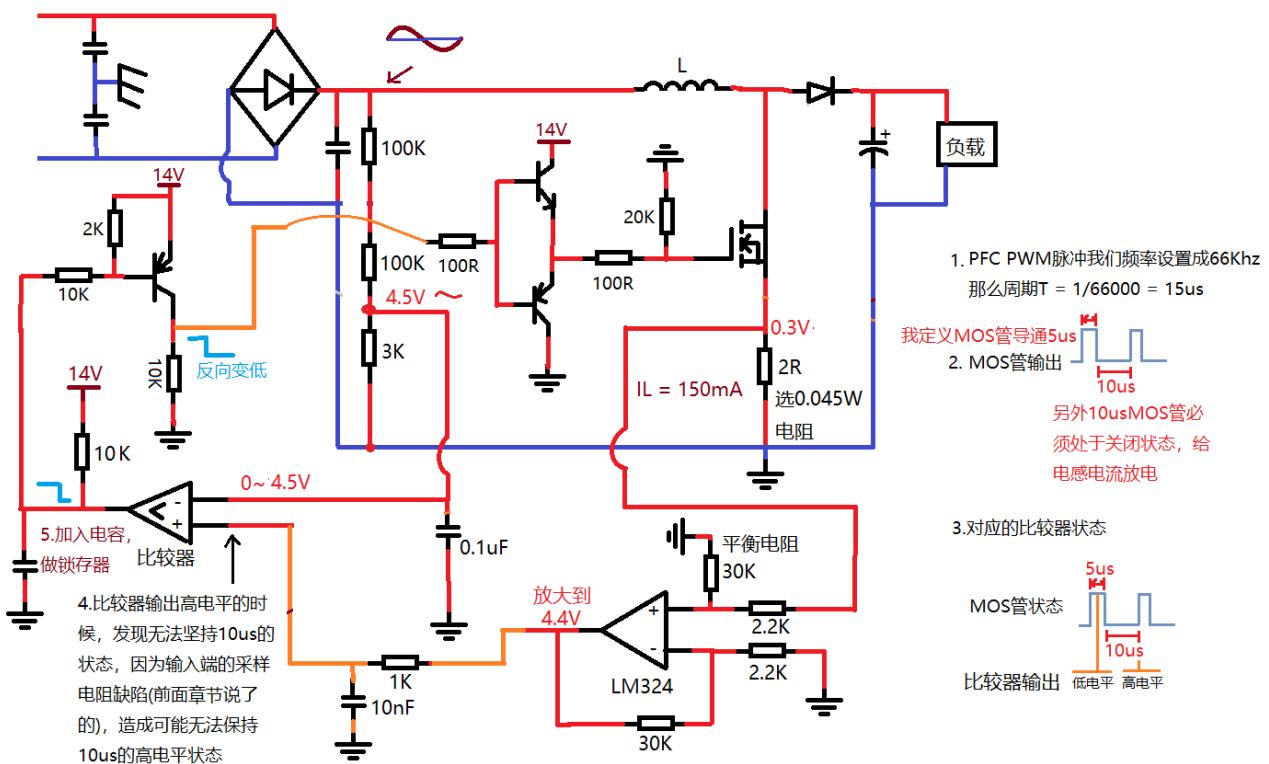
所以采样电阻的电压无法完全反应出电感电流状态。

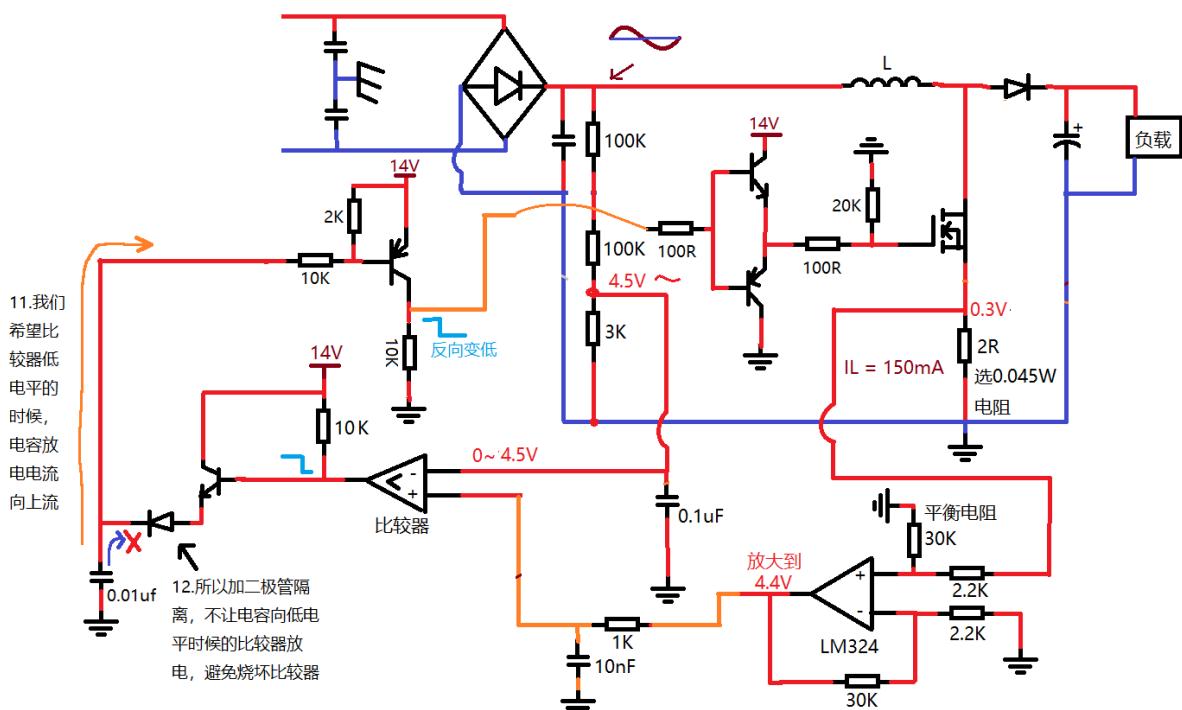
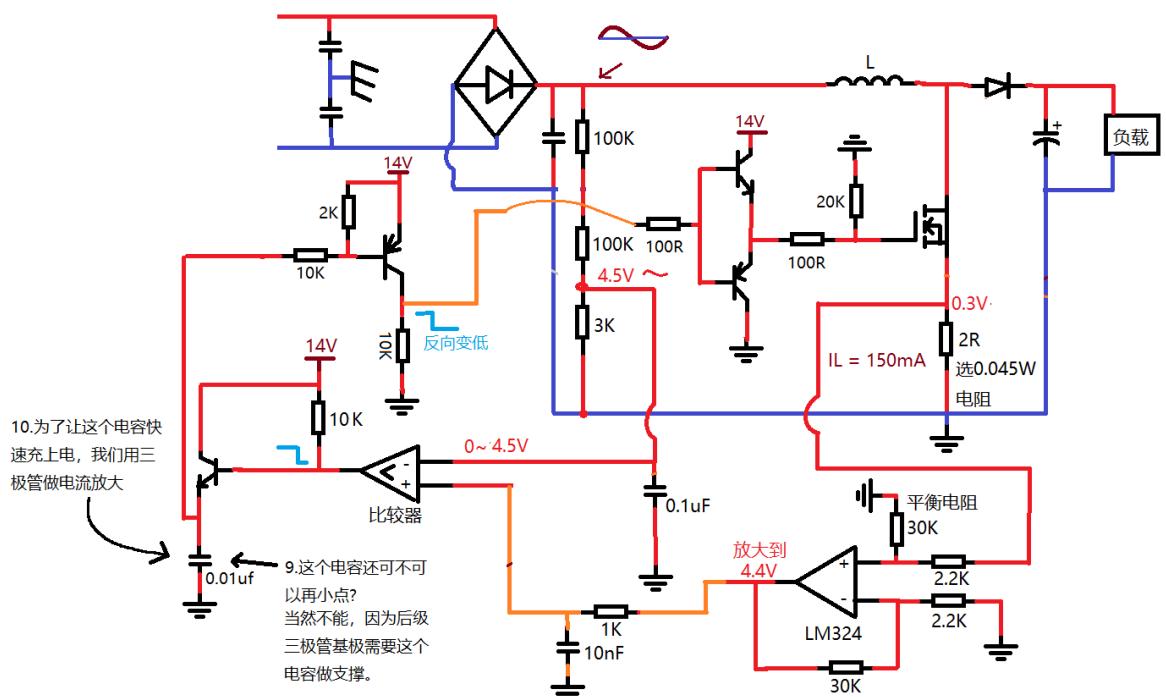


PWM 脉冲，频率选择多少合适呢？

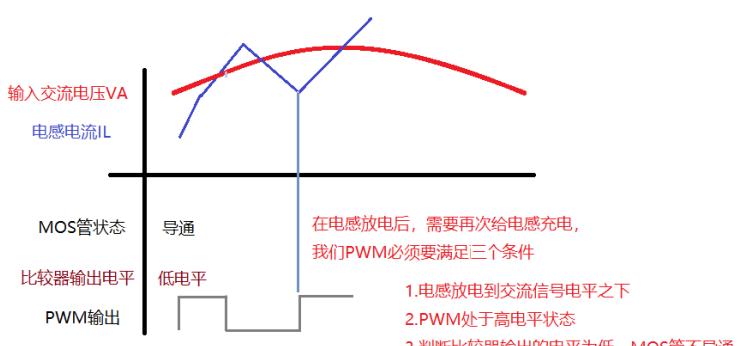


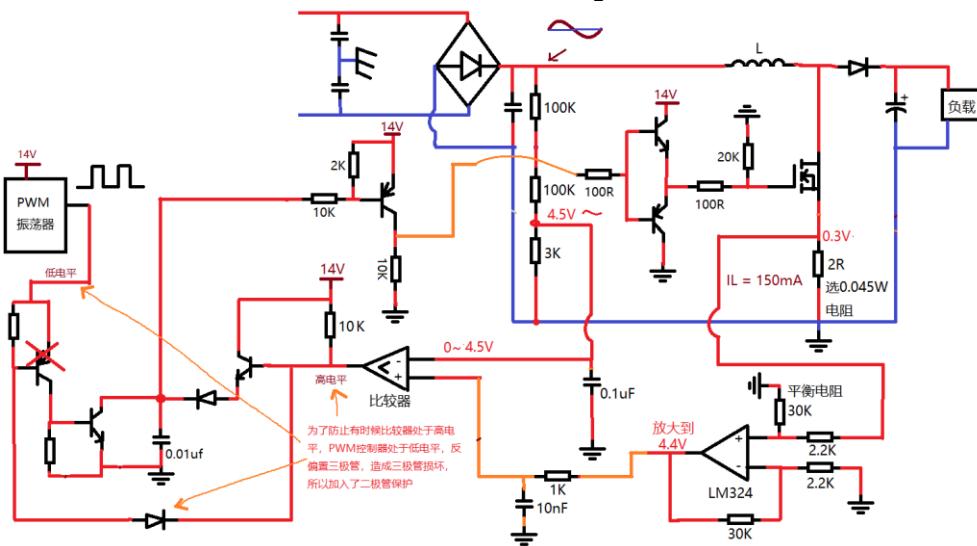
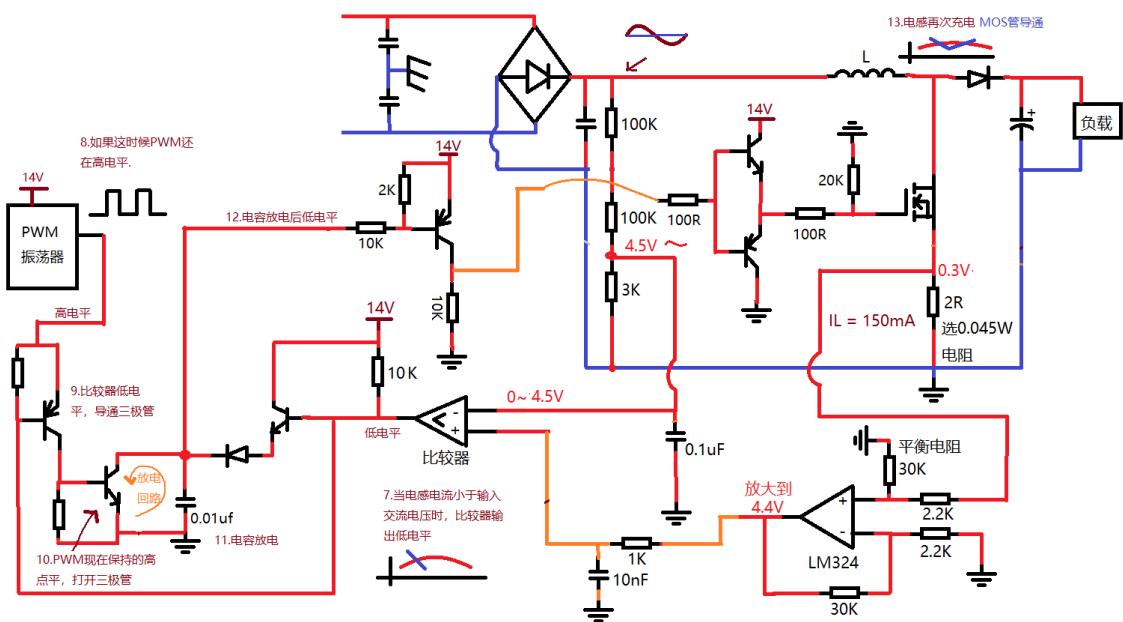
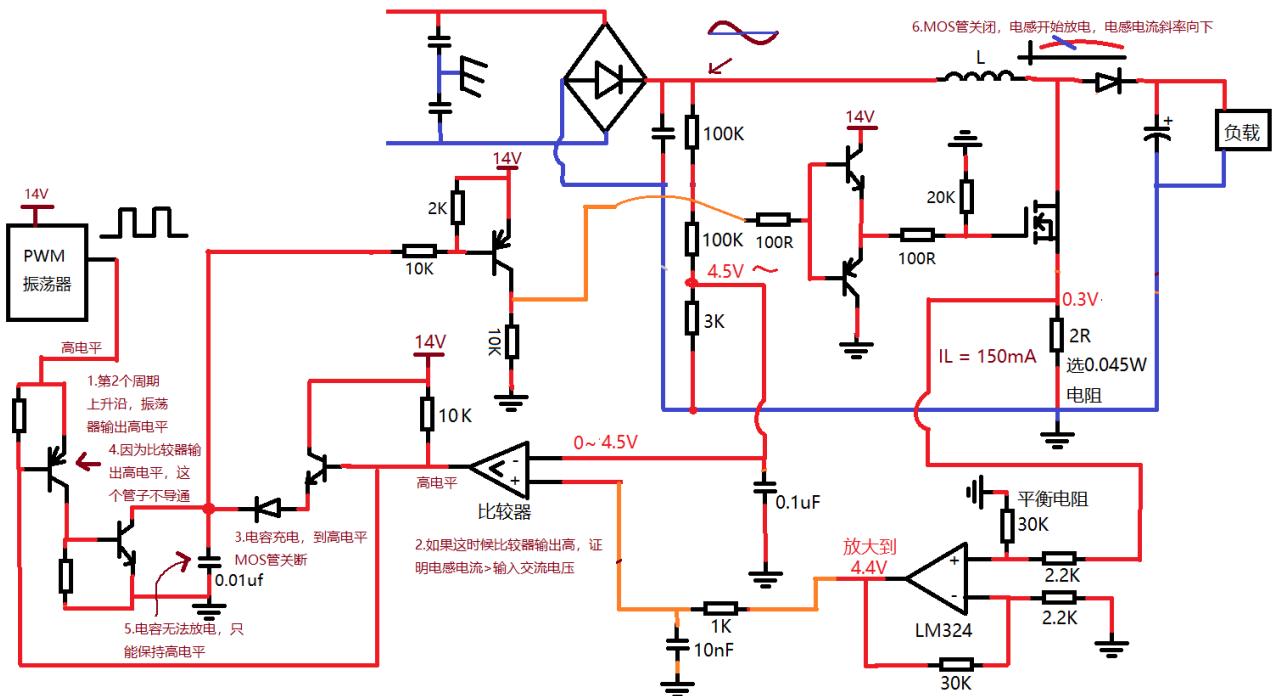
在一个系统中，已经有电源或者晶振在使用120kHz频率了，比如我的降压BUCK电源就是120Khz开关频率。如果你的PFC也选择120Khz的话，就和BUCK电源发生同频干扰。如果我将PFC改成100Khz，这样就不会和BUCK的120Khz发生干扰。但是为了安全起见，频率间隔越大越好，所以我建议PFC 取66Khz的PWM脉冲频率



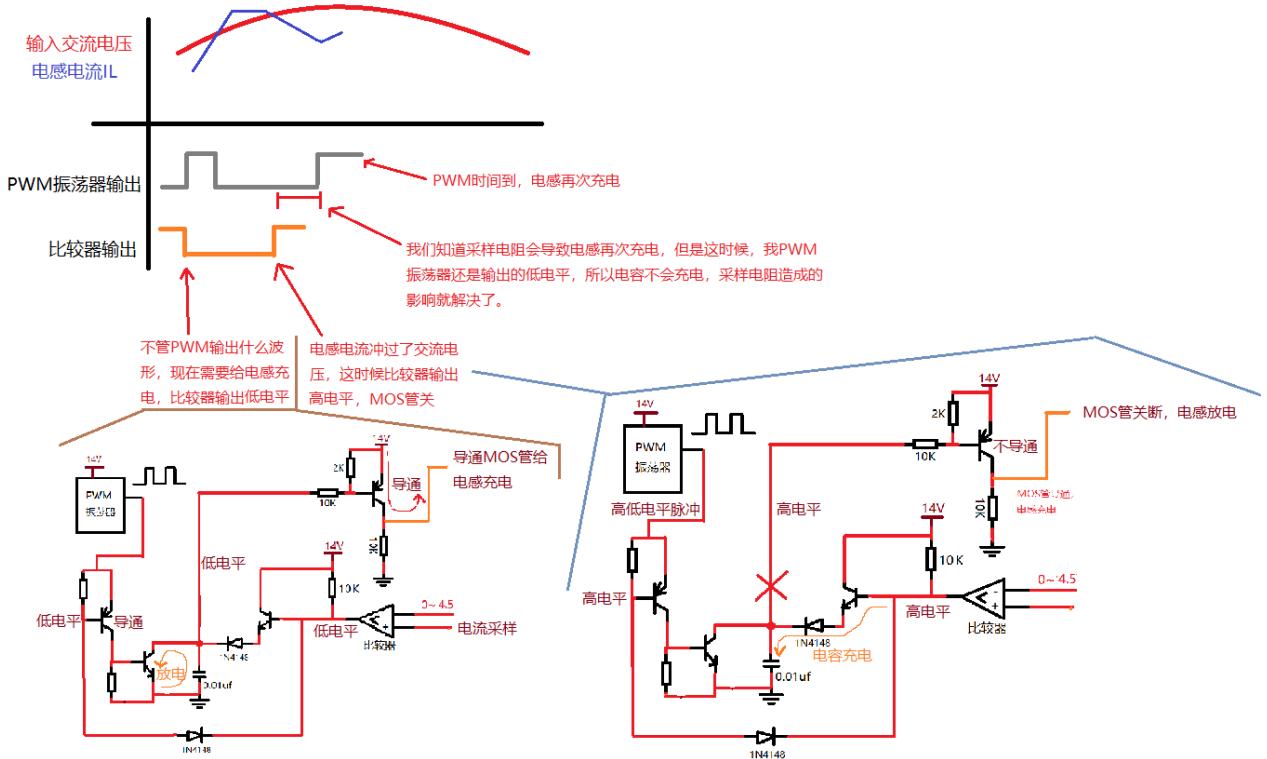


下面进行 PWM 驱动设计

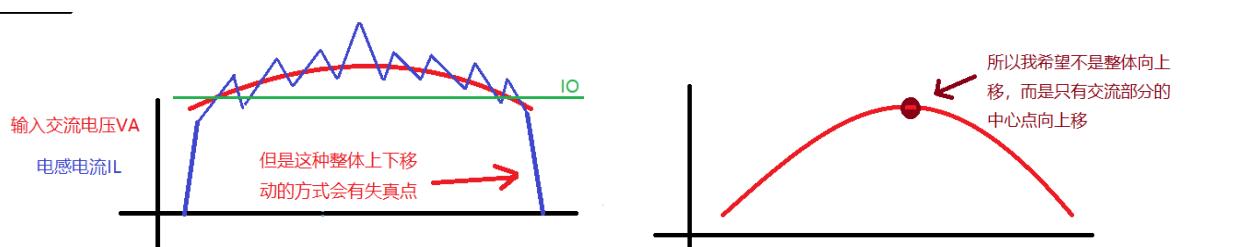
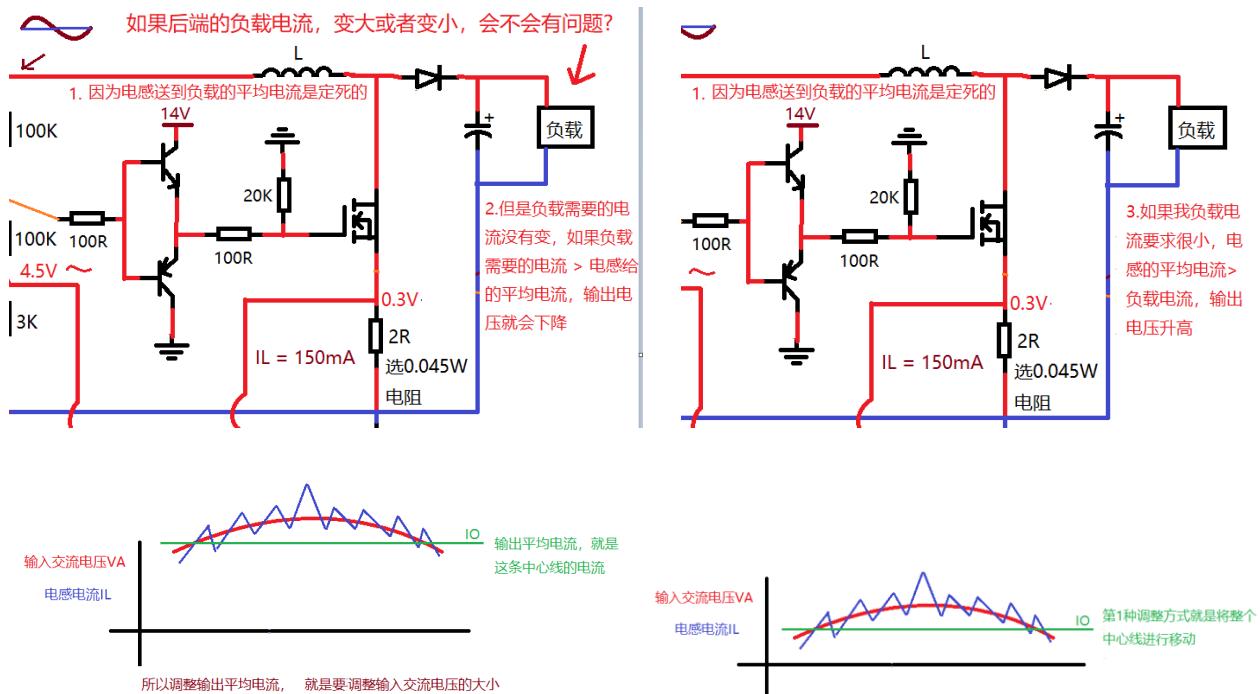


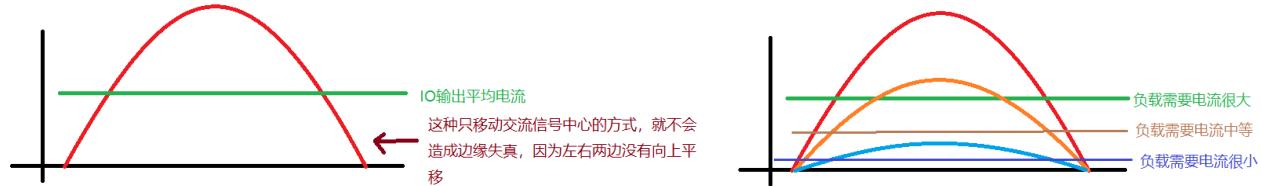


PFC 电路设计完成

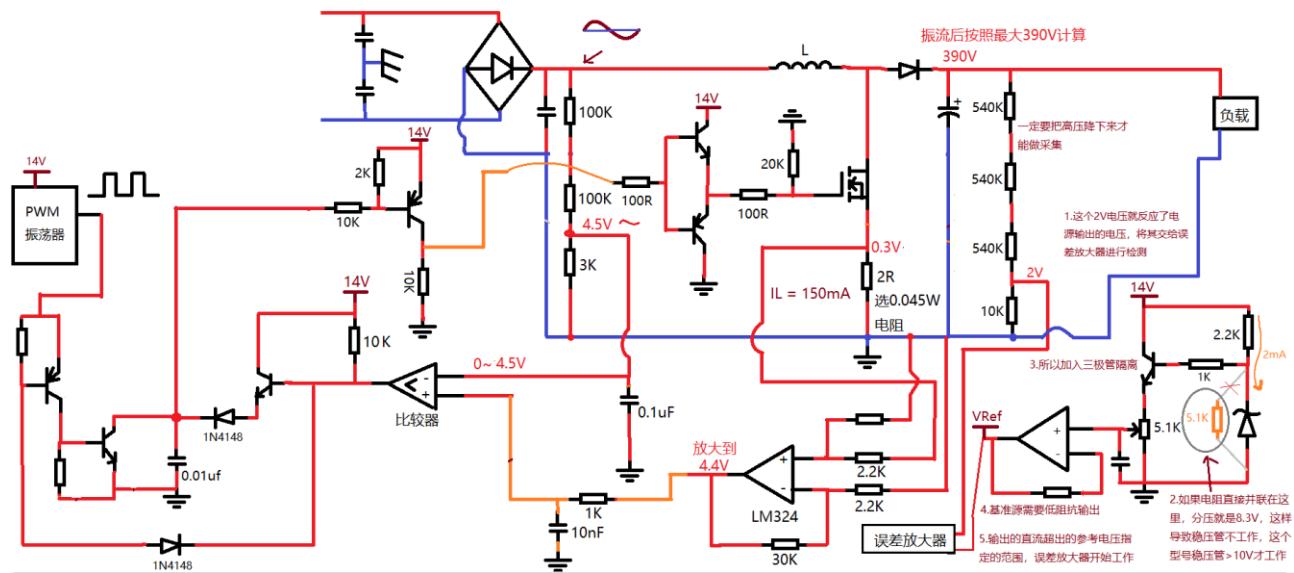


输出电压监控

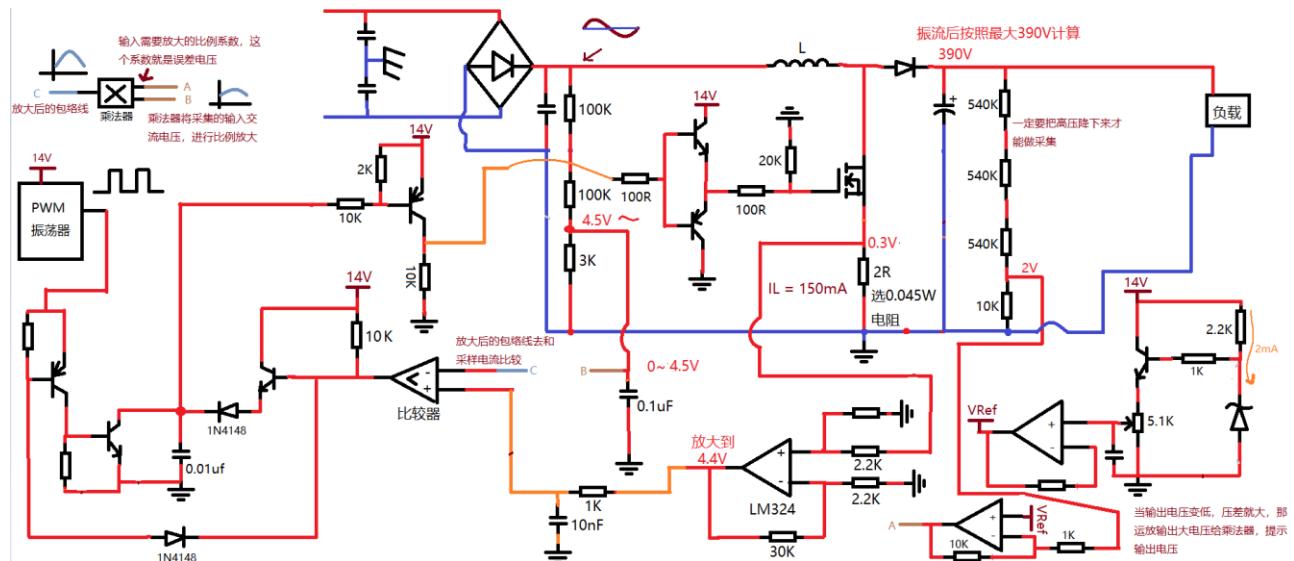




所以我们调制输入交流电压大小，需要用乘法器来做。



误差放大器设计方法如下：



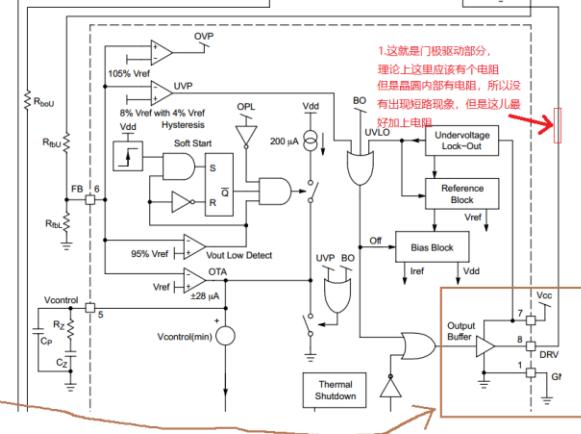
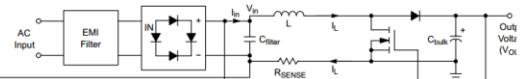
PFC 电路大概就是这种设计方式。乘法器的设计和细节，自行查找资料。

基于 NCP1654 PFC 电源

NCP1654 采用 OOC 单周期控制电压和电流的相位关系

NCP1654				
Symbol	Rating	Min	Typ	Max
GATE DRIVE SECTION 门极驱动部分				
R_{OH}	Source Resistance @ $I_{source} = 100 \text{ mA}$	-	9.0	20 Ω
R_{OL}	Sink Resistance @ $I_{sink} = -100 \text{ mA}$	-	6.6	18 Ω
T_r	Gate Drive Voltage Rise Time from 1.5 V to 13.5 V ($C_L = 2.2 \text{ nF}$)	-	60	- ns
T_f	Gate Drive Voltage Fall Time from 13.5 V to 1.5 V ($C_L = 2.2 \text{ nF}$)	-	40	- ns

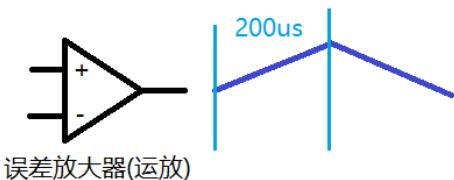
门极从1.5V上升到13.5V需要的时间是60ns
门极从13.5V下降到1.5V需要的时间是40ns



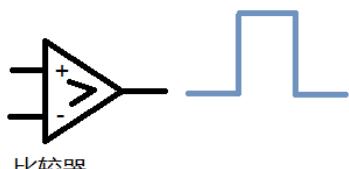
REGULATION BLOCK

V_{REF}	Voltage Reference	2.425	2.5	2.575	V
I_{EA}	Error Amplifier Current Capability	-	± 28	-	μA
G_{EA}	Error Amplifier Gain 误差放大器为什么反应这么慢，居然是微妙级别	100	200	300	μs
I_{BPin6}	Pin 6 Bias Current @ $V_{FB} = V_{REF}$	-500	-	500	nA
$V_{control}$ $V_{control(max)}$ $V_{control(min)}$ $\Delta V_{control}$	Pin5 Voltage Maximum Control Voltage @ $V_{FB} = 2 \text{ V}$ Minimum Control Voltage @ $V_{FB} = 3 \text{ V}$ $\Delta V_{control} = V_{control(max)} - V_{control(min)}$	-	3.6 0.6 2.7	- - 3.0	V
V_{OUTL} / V_{REF}	Ratio ($V_{OUT} \text{ Low Detect Threshod} / V_{REF}$)	94	95	96	%
H_{OUTL} / V_{REF}	Ratio ($V_{OUT} \text{ Low Detect Hysteresis} / V_{REF}$)	-	0.5	-	%
I_{BOOST}	Pin 5 Source Current when ($V_{OUT} \text{ Low Detect}$) is activated	190	228	260	μA

为什么误差放大器反应时间这么慢?



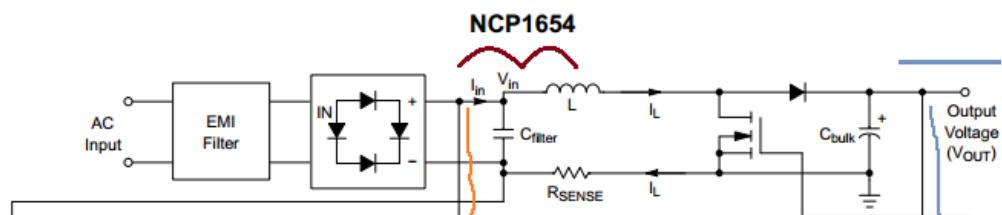
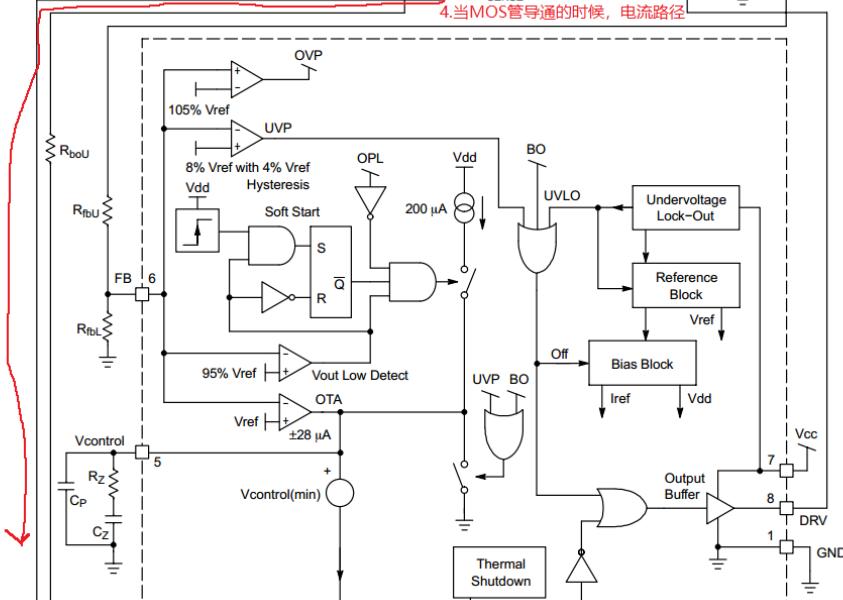
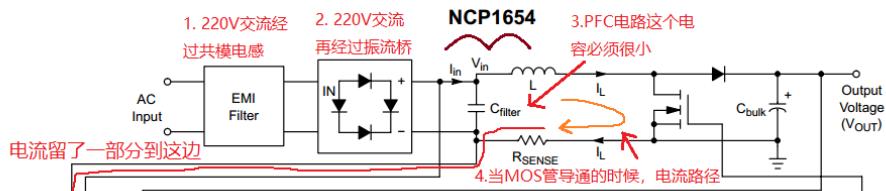
误差放大器其实就是运放，就是要输出缓慢上升，不能像比较器那样那么陡峭



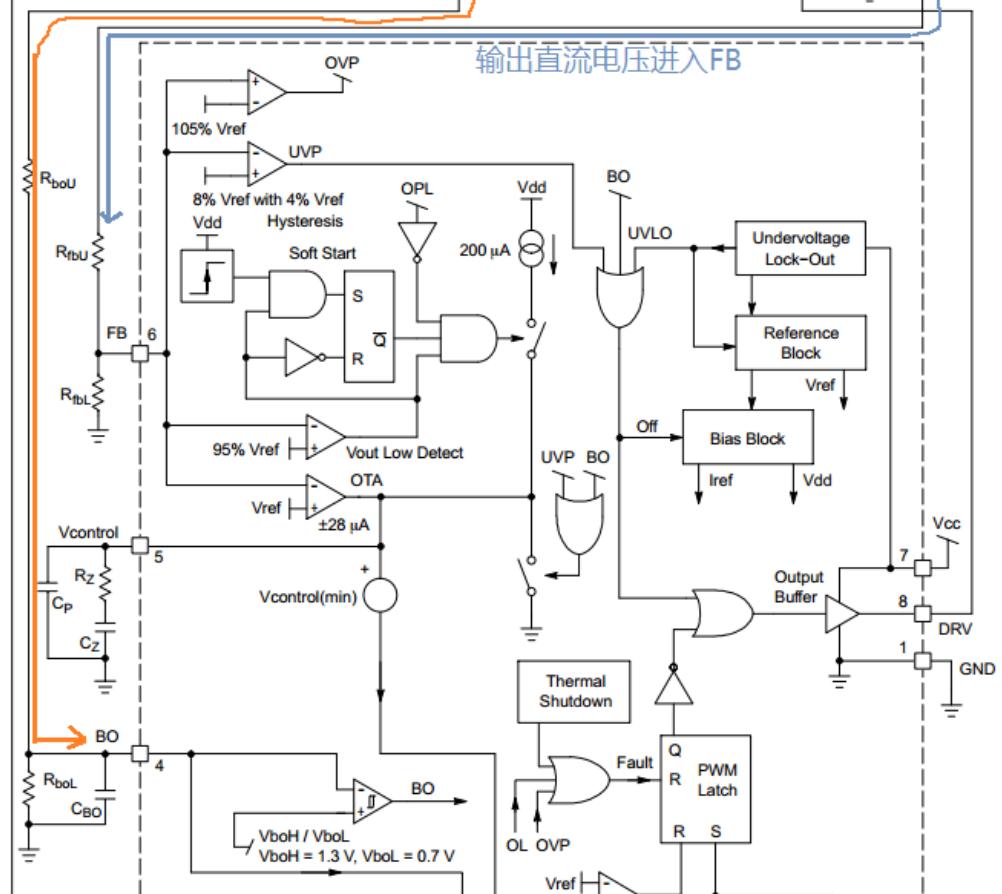
比较器输出就很陡峭，转换时间很快

比较器

因为这个芯片的PWM频率是66khz，那么周期就是15us
那么误差放大器的200us区间内都有时间来处理15us的电压变化。如果是比较器，直接上升沿都是几us或者级ns，根本没法处理周期信号，反而会造成振荡



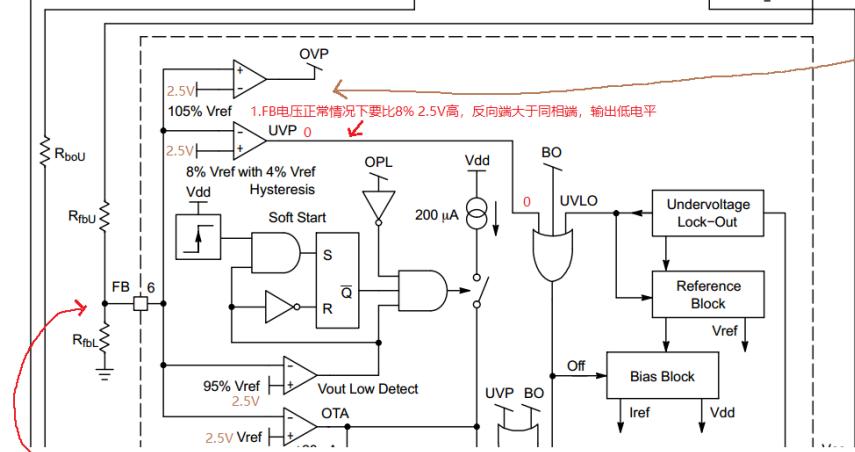
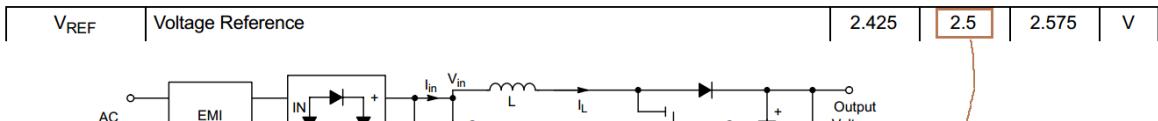
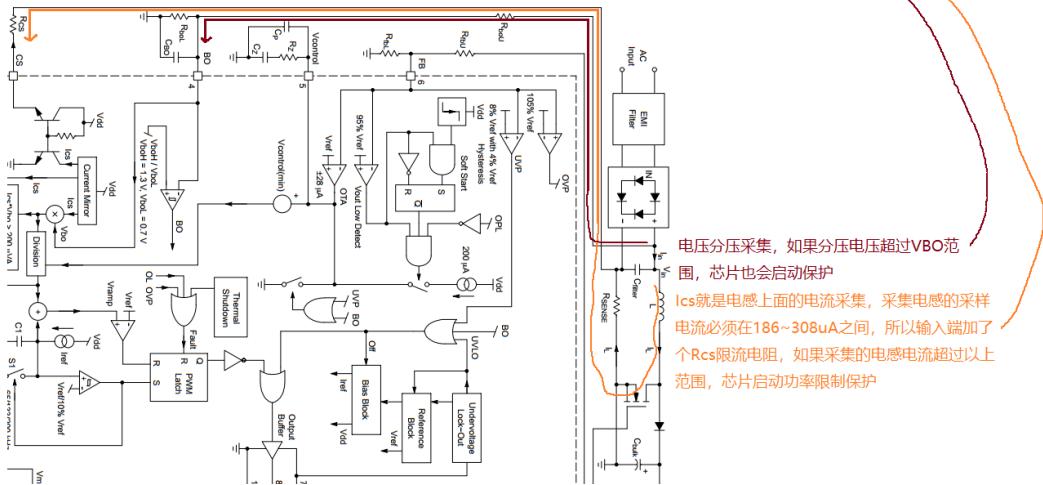
输入馒头
波的电压
进入BO



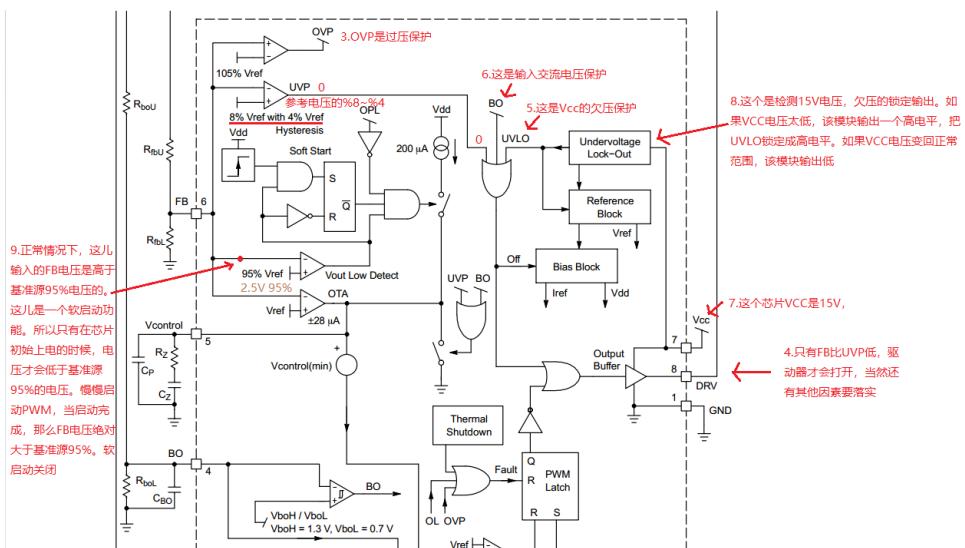
POWER LIMITATION BLOCK 功率限制保护

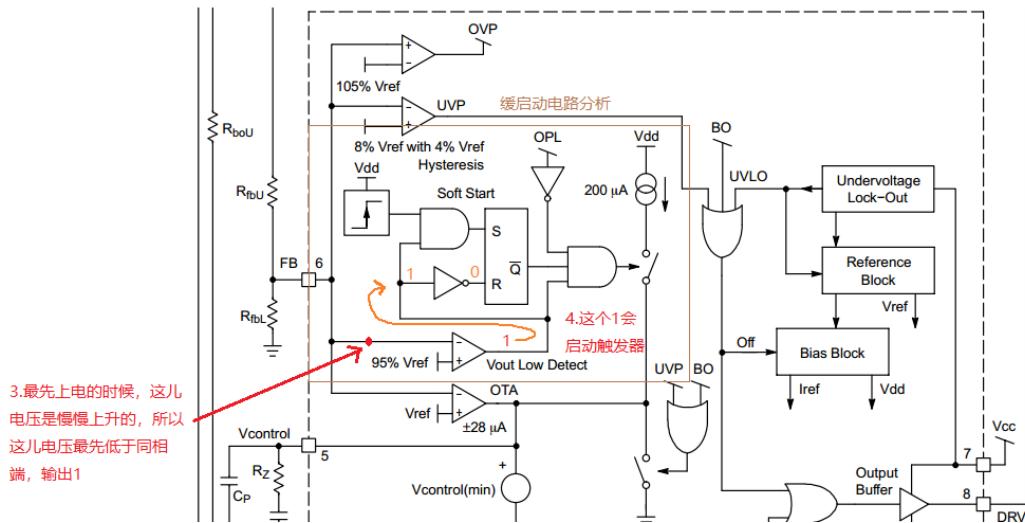
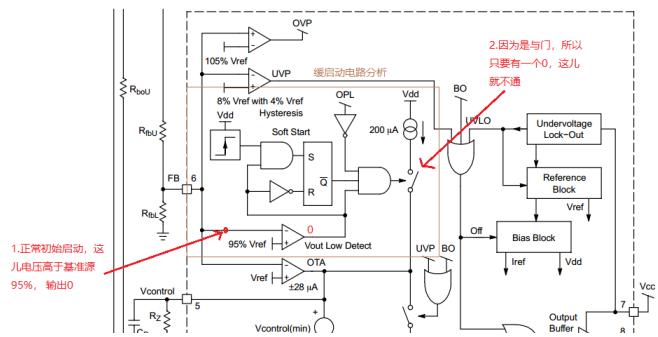
$I_{CS} \times V_{BO}$	Overpower Limitation Threshold	-	200	-	μA
$I_{CS(OPL1)}$	Overpower Current Threshold ($V_{BO} = 0.9 V, V_M = 3 V$)	186	222	-	
$I_{CS(OPL2)}$	Overpower Current Threshold ($V_{BO} = 2.67 V, V_M = 3 V$)	62	75	308	μA

这个值就是，不管电流还是电压，反正相乘之后大于这个值，芯片就会保护

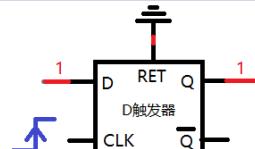
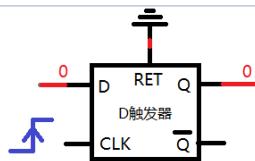
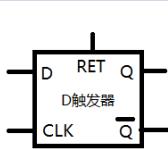


输出电压反馈的分压电阻选择，应该是在2.5V上下去匹配，因为我们FB是与2.5V基准源进行比较。





RS 触发器, D 触发器回顾



CLK

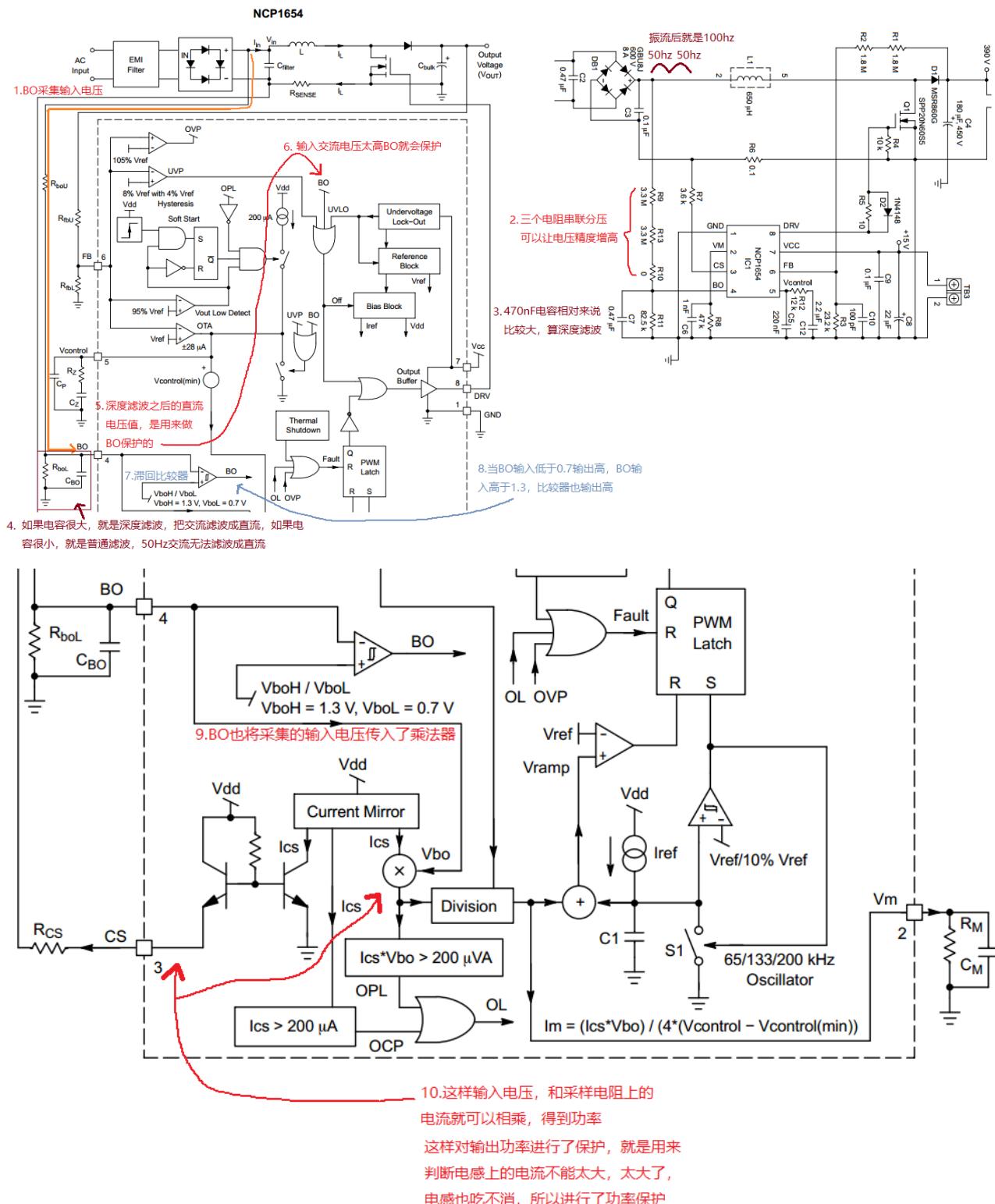
当时CLK处于波形上升沿的时候，
Q输入的值 = D输出的值
(前提是RET要接地)

在CLK下降沿阶段，就是D输入的值改变了，Q还是保持上一次上升沿的值

D触发器真置表

CLK	D	RET	Q	\bar{Q}
第1个上升沿 ↑	1	0	1	0
↓	0	0	1	0
第2个上升沿 ↑	0	0	0	1

芯片内部框图继续讲解



NCP1654 未讲解完成.....