

## 一、DC/DC 部分:

设计功率 10KW。

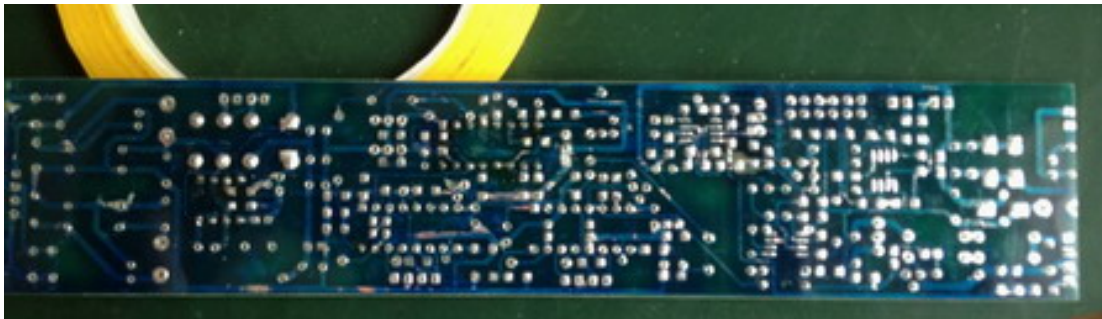
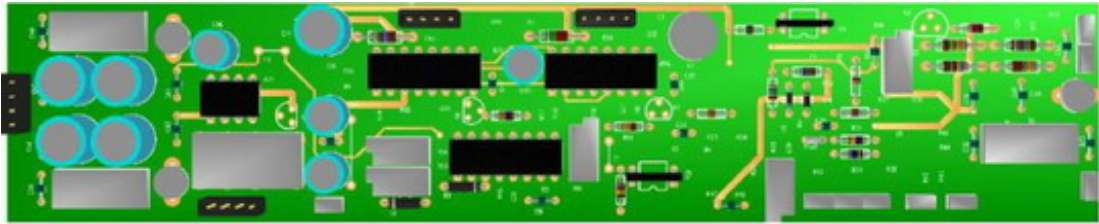
初级电压 48V（有效工作电压范围 43.2—64V），次级输出直流 380V。

2 相交错并联推挽拓扑结构，每相 3 变压器初级并联、次级串联。共使用 6 个 EE55。

环路采用电压外环、电流内环双环控制。

输入过压、欠压保护，输出过压、过流、短路、超温保护，两路温控风扇控制。

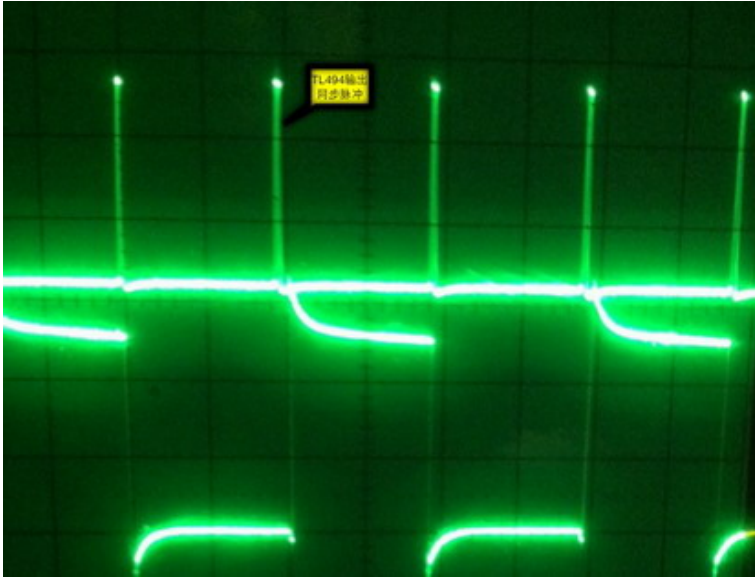
控制部分如图：



### 1、TL494 部分

TL494 产生互补同步脉冲。设置震荡频率 200KHz 左右，即输出 PWM 同步脉冲在 100KHz 左右。同时 TL494 的两个内部误差放大器作为直流输入电压的过压、欠压比较器，3 脚通过两个 IN4148 分别连接 UC3846 的 16 脚，过压和欠压时 3 脚输出高电平关闭 UC3846 PWM 输出。

关键点：1、为了使系统开环时最大限度工作在最大占空比，在确保稳定输出同步脉冲前提下，调整 TL494 的 4 脚电压使输出互补同步脉冲尽量窄。2、TL494 只需要输出同步电压信号即可，所以 9、10 脚对地的射极电阻取得较大，这样可以减小工作电流。



## 2、UC3846 部分

两片 UC3846---U6、U7 提供交错并联的 PWM 输出。

电路参考：

U-100A(UC3842/3/4/5 提供了低成本的电流模式控制)

U-111(电流模式电源的实际考虑)

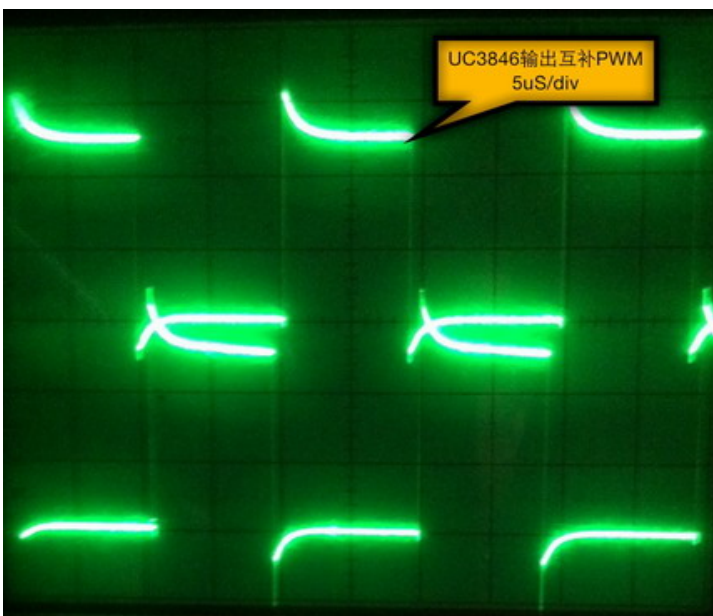
UC3825 datasheet 同步部分。

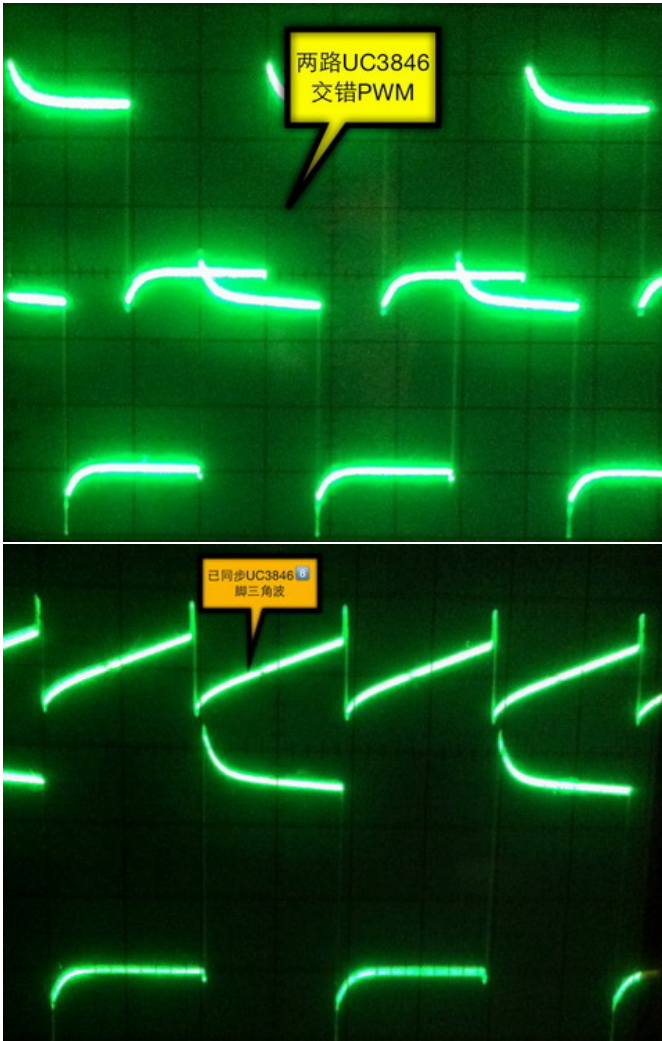
TL494 输出的 100KHz 互补同步脉冲同步 UC3846 使输出 PWM 约 50KHz。实际验证，这种被称为通用同步的同步方式既简单且稳定，同步效果比较好。

曾经为了这个“交错”“同步”费了不少功夫。参考了所有能查到的资料，有用 3 片 SG3525 设计的，经仿真和实际搭焊电路确认实际上输出并不是交错 PWM。有用数字电路产生同步脉冲控制 UC3846 的 CT 脚的，还有用纯数字电路产生交错 PWM 的，都是太复杂，效果也未必好。

斜坡补偿部分采用射随器隔离的常规电路，和上述同步部分完美结合。

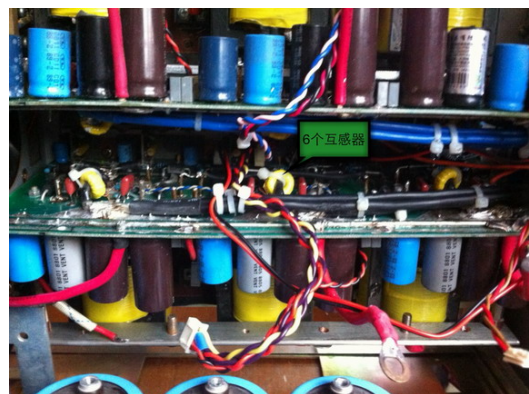
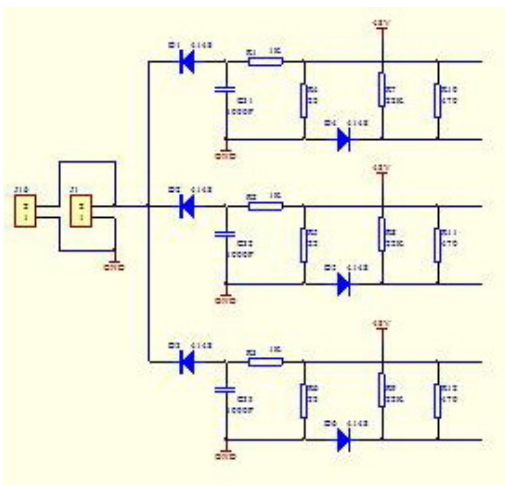
多处资料介绍 UC3846 容易受干扰，实际制作中除了仔细设计 PCB 外，同时将 U6、U7 两路 UC3846 内部误差放大器接成射随器，VFB 通过外部 TL431 直接控制 U6 的 5 脚，U6 的射随输出控制 U7 的 5 脚，从而保证两路 PWM 脉宽一致。



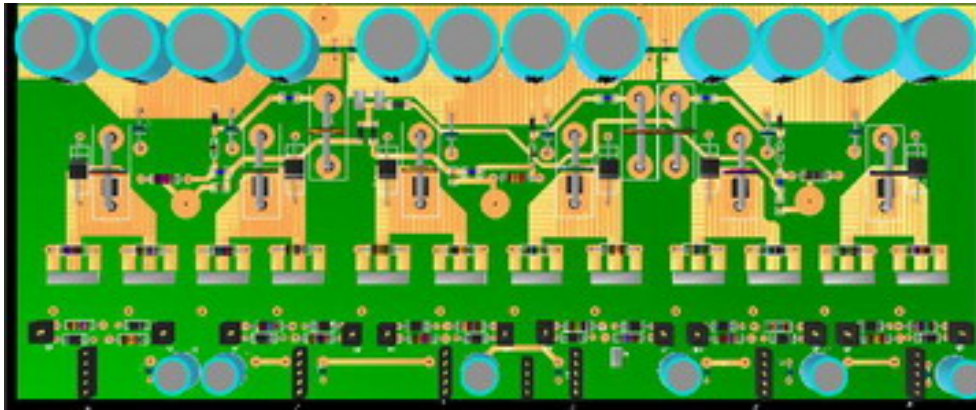


### 3、电流取样部分

对6个EE55分别采用电流互感器采集初级电流。电流互感器用高Bm小磁环绕制，匝比1:300，强制磁复位，电路如图。每相3个互感器并联。



功率输出和驱动部分

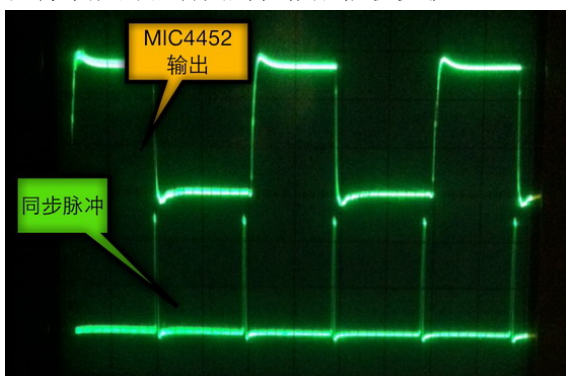


### 1、功率变压器

单个变压器设计功率 1500-2000W，先绕次级  $\Phi 0.8$  漆包线 7 股并绕，内层 5 匝，绕 2 层共 10 匝，再绕初级 0.3\*32 铜皮双线并绕 5 匝，之后再绕次级 3 匝、次级共 13 匝。这样每相等效为初级 5+5 匝，次级 13\*3=39 匝。

2、整机共使用 IRFP90N20 功率管 24 只，驱动每个 EE55 用 4 只，两两并联。驱动采用 12 片 MIC4452，这芯片确实够力度，驱动两个 IRFP90N20 绰绰有余，输出脉冲上升下降沿和输入的 PWM 脉冲比较失真度非常小，感觉用到这里有些大材小用。似乎成本高了些，实际上购买这个片子每片才 2 元多，小算了一下，即使是用图腾柱驱动，成本也低不到哪里去，先这样吧。

我考虑单相若只用两片 MIC4452 驱动，驱动能力应该也可以，但因为这样的话，驱动部分的 PCB 要重新设计，况且因为单边 12 个功率管排列比较远，栅极驱动信号线路比较远，干扰不好处理。作为后期试验方案，驱动部分 PCB 设计中将 MIC4452 设计成小插板，后期有兴趣了的时候可以将常规的驱动图腾柱做成插板更换。



每相 3 个变压器安装在一块单独的 PCB 板上，3 个变压器中间位置安装串联谐振软开关的谐振电容，用接插件方便调整谐振电容大小。每边 600V CBB 并联，最终确定 1.2UF。考虑到功率比较大，谐振回路电流大，单个电容不能满足电流能力，用多个小容量电容并联调整起来也方便。调整谐振电容容量采用观测次级电流比较准确。我是采用观察任一 VDS 波形来调整的，增大或减小谐振电容可以看到 MOS 关断段上有一个不很明显的波形幅度变化点。减小谐振电容这个点反映的周期减小，增大谐振电容则周期增大，调整谐振电容使这个点反映的周期略大于驱动周期，即频率略小于驱动频率即可。本机驱动频率 50KHZ，电容选定 1.2UF，可以反算出漏感约 10uH。

### 关于吸收电路的调试过程

资料【《推挽变换器在软开关与硬开关工作模式下的比较研究》马小林，马皓】一文中观点说谐振软开关推挽可以不需要吸收电路，可能是理想情况下。事实上这种定频串联谐振推挽属于不完全谐振，实际调试中也发现，在不同输入电压和不同负荷时并没有达到完全 ZVS 和 ZCS，推挽功

率管漏极尖峰仍然有，有时甚至很大，安全起见，选择一种低损耗的缓冲吸收电路还是很有必要的，个人倾向于无源的。

为此目的，参考推挽吸收的各种设计方案：

- 1、《CCFL 推挽式缓冲电路》
- 2、《对推挽逆变器中变压器漏感尖峰有源钳位的研究》 xzsdrs (图 3)
- 3、《一种适用于推挽电路的低损耗型 IGBT 吸收回路》(图 4)
- 4、《一种适用于推挽式逆变器的低损耗缓冲吸收器及其对功率电路的影响》(图 5)
- 5、《一种用于推挽式电压型逆变器的低损耗无源吸收电路》(图 6)

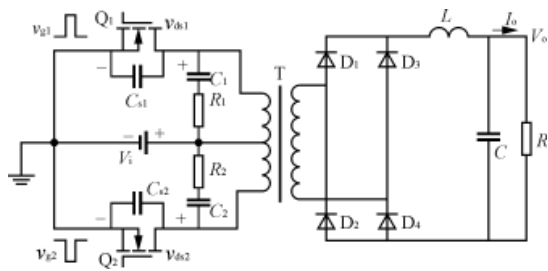


图 1

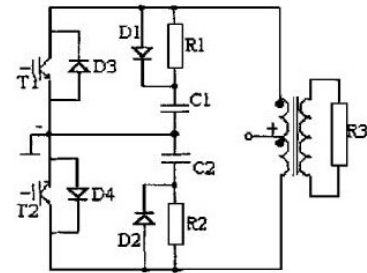


图 2

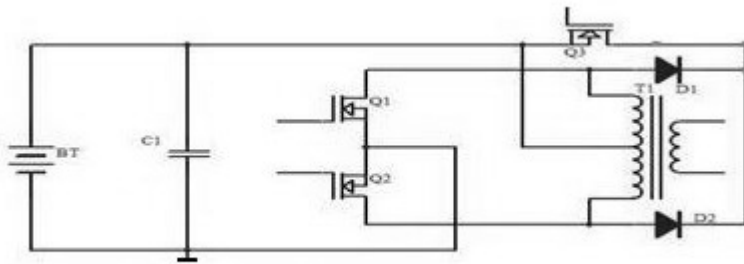


图 3

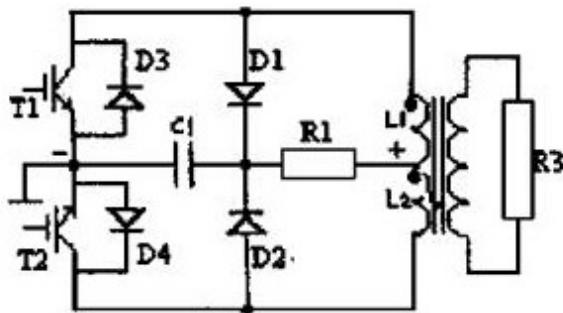


图 4

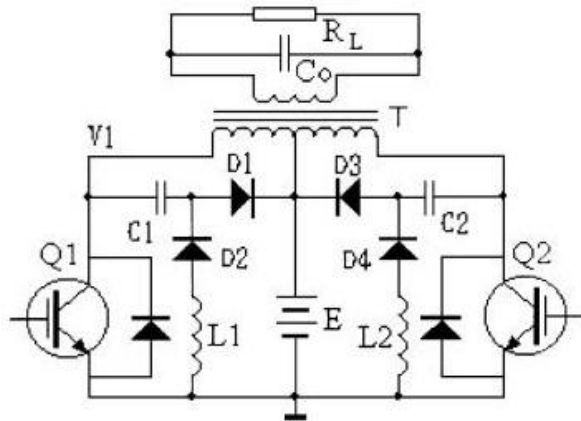


图 5

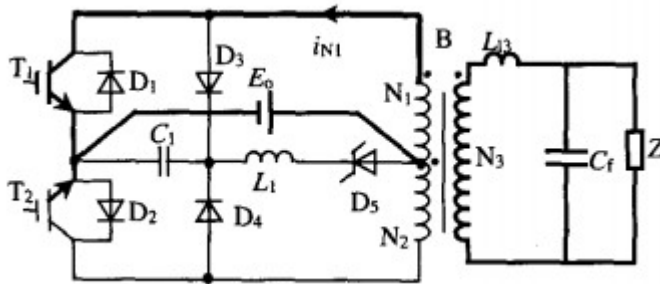


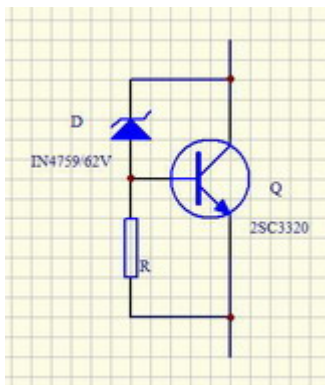
图 6

图 1、图 2 就是较常用的 RC 和 RCD 缓冲电路。对于单个功率变压器的小功率逆变采用这种电路比较简单易行，但用于这个 10KW 机子要用 6 套吸收电路，估计总损耗也很可观，所以没有采用。

图 3 的电路在电源网帖中讨论得很热烈，因为是有源的，实现起来要麻烦些。

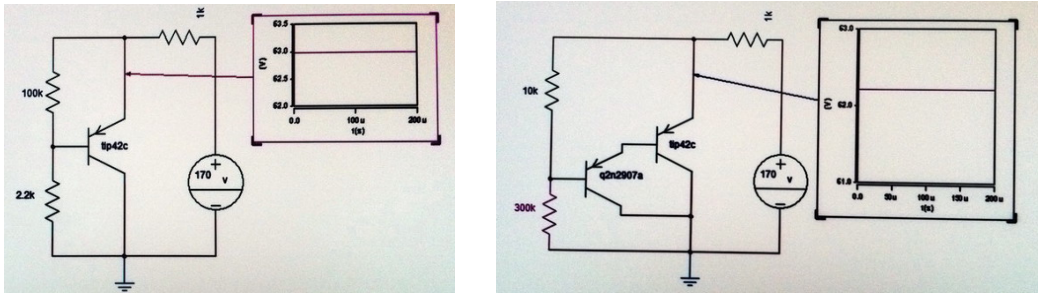
图 5 方案仅有一份资料，感觉介绍得很复杂，分析其吸收原理也很简单。没有试验。

图 4 和图 6 的方案应该说属于同一种方案。图 4 的方案比较简单，D1、D2 用 MUR460，C1 选择 0.2u，这个电容最佳值可以通过测量次级漏感计算，详细参考原文。我再实验中 R1 选择 750 欧姆 5W 功率电阻，吸收尖峰效果还算可以，电阻小些吸收效果会好些，但功耗也相应增大。图 6 的方案是用大功率稳压二极管串联一个几 uH 的电感代替 R1，曾试过采用 1W 的稳压管和 NPN 型大功率三极管接成等效大功率稳压二极管，稳压值稍大于最大电源电压，效果也可以。



另一种用 PNP 型功率管的替代方法应该也可用。

用saber简单仿真这个等效稳压二极管如图。调整分压电阻可以调整稳压值。图示稳压值在63V左右。



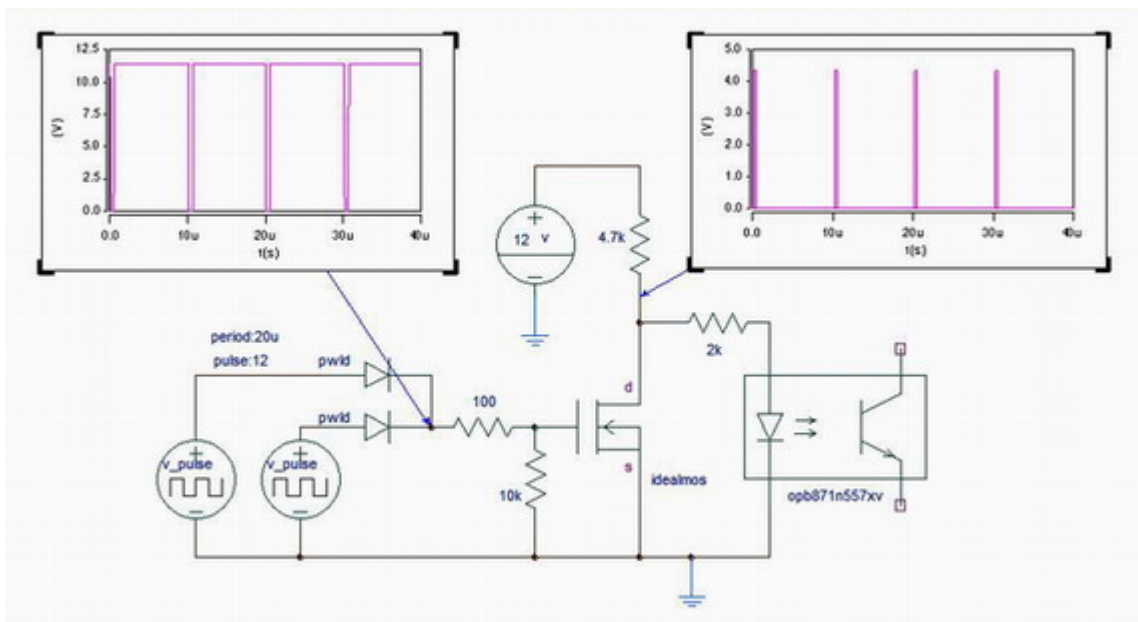
但这种方案对推挽功率管在关断时漏极的尖峰震荡抑制效果不如直接用电阻的方案，R1通过D1、D2跨接在初级绕组上，具有较强的阻尼，用稳压管的方式阻尼作用就弱。但用稳压二极管的方案相当于对C1的电压钳位，间接对漏极尖峰钳位，直接用电阻的钳位效果要差些。

这两种缓冲吸收电路中，C1的电压基本上是直流，电压值稍大于二倍电源电压，只是在双边推挽管关断点上有一个对电容充电的尖峰，因为有D1、D2的隔断，因此我设想将单边3个功率变压器的电容C1并联，然后3个变压器只用一个R1或者稳压二极管应该也是可以的，这个电阻可以用大个头的功率电阻安装在机子合适位置，将R1（热源）单独引出PCB板，可靠性提高，经验证效果很好。并联后的电容C的总容量为0.6uF，增大容量对改善吸收尖峰效果不明显。

实际验证，不论用电阻或者用稳压二极管在该支路上消耗的功率是相同的。因为在该支路上的压差都是稍大于电源电压的一个值，这样说的话，只要控制好尖峰并折中损耗，干脆用电阻是不是又省心又可靠？所以最后采取的是这一种方案，电阻用510欧姆。

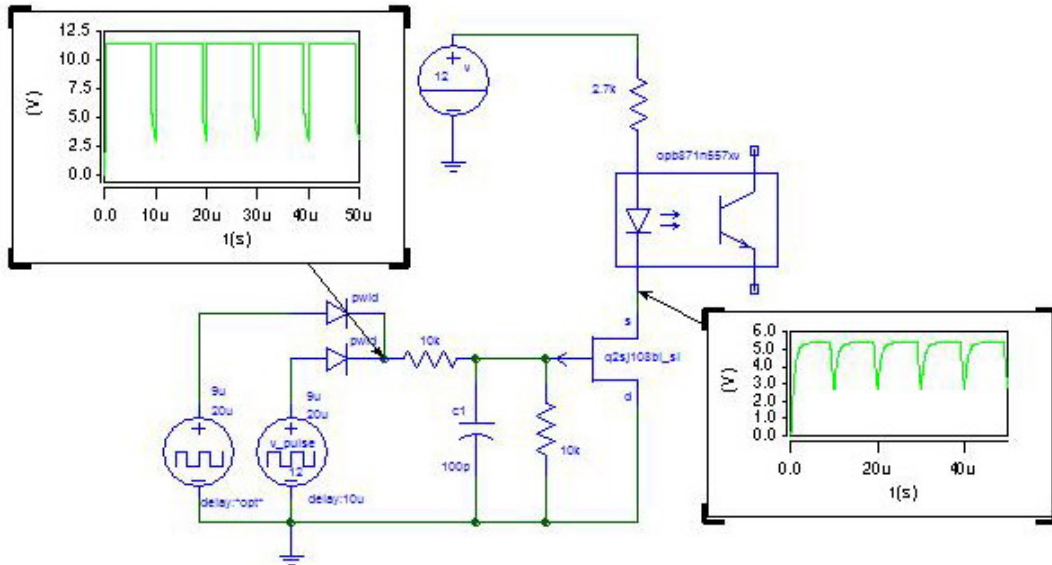
回头再说图3的有源吸收方案，将R1用MOS代替，驱动其在两个推挽管关断时导通，驱动信号就用门电路（或非门）产生，不过要隔离驱动的，相对麻烦些，具体实验后再说。

Saber仿真了简单几个元件组成的或非门电路，可以省去用集成门电路的麻烦，可以一试。

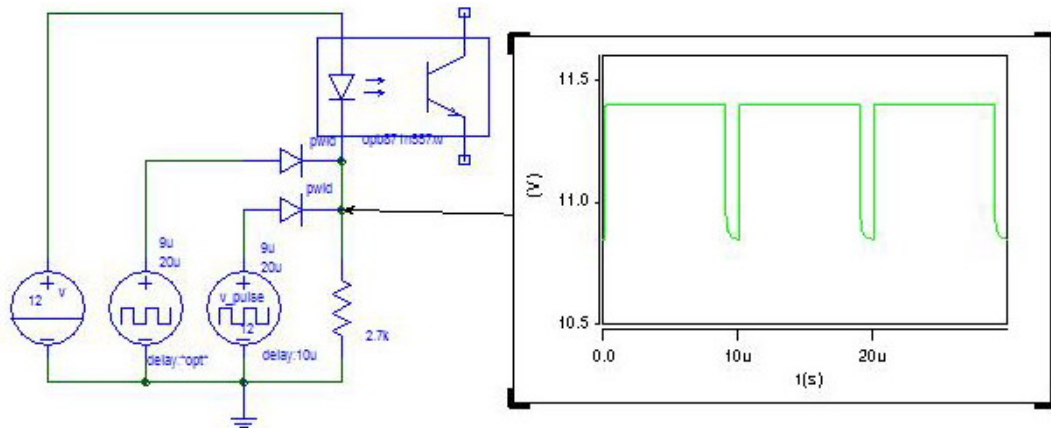


后续：搭了个电路实验失败！MOS管栅极在PWM死区时间仍有很高的幅度，处于导通状态。仿真通过了，为什么实际验证失败？

仿真没有考虑到电路分布电容和 MOS 的  $C_{iss}$ , 实际试验中栅极的 RC 时间常数很大造成的。  
改进方案:



后来想, 既然用了光耦隔离, 其实不必这么费事的, 如下图: 两路 PWM 信号简单用二极管或门隔离合并就可以了。PWM 死区时间输出为低电平, 光耦导通输出对应死区时间的脉冲, 就这么简单。



DC/DC 部分调试中存在问题:

1、初级峰值电流控制和环路补偿问题:

摘录一段资料:【80 年代初期, 第一批电流模式控制 PWM 集成电路(UC3842、UC3846)的出现使得电流模式控制迅速推广应用, 主要用于单端及推挽电路。近年来, 由于大占空比时所必需的同步不失真斜坡补偿技术实现上的难度及抗噪声性能差, 电流模式控制面临着改善性能后的电压模式控制的挑战。 电流模式控制是一种固定时钟开启、峰值电流关断的控制方法。因为峰值电感电流容易传感, 而且在逻辑上与平均电感电流大小变化相一致。但是, 峰值电感电流的大小不能与平均电感电流大小一一对应, 因为在占空比不同的情况下, 相同的峰值电感电流的大小可以对应不同的平均电感电流大小。而平均电感电流大小才是唯一决定输出电压大小的因素。在数学上可以证明, 将电感电流下斜坡斜率的至少一半以上斜率加在实际检测电流的上斜坡上, 可以去除不同占空比对平均电感电流大小的扰动作用, 使



得所控制的峰值电感电流最后收敛于平均电感电流[1]。因而合成波形信号  $U_{\Sigma}$  要有斜坡补偿信号与实际电感电流信号两部分合成构成。当外加补偿斜坡信号的斜率增加到一定程度，峰值电流模式控制就会转化为电压模式控制。因为若将斜坡补偿信号完全用振荡电路的三角波代替，就成为电压模式控制，只不过此时的电流信号可以认为是一种电流前馈信号，见图 4 所示。当输出电流减小，峰值电流模式控制就从原理上趋向于变为电压模式控制。当处于空载状态，输出电流为零并且斜坡补偿信号幅值比较大的话，峰值电流模式控制就实际上变为电压模式控制了。

峰值电流模式控制 PWM 是双闭环控制系统，电压外环控制电流内环。电流内环是瞬时快速按照逐个脉冲工作的。功率级是由电流内环控制的电流源，而电压外环控制此功率级电流源。在该双环控制中，电流内环只负责输出电感的动态变化，因而电压外环仅需控制输出电容，不必控制 LC 储能电路。由于这些，峰值电流模式控制 PWM 具有比起电压模式控制大得多的带宽。

峰值电流模式控制 PWM 的优点：①暂态闭环响应较快，对输入电压的变化和输出负载的变化的瞬态响应均快；②控制环易于设计；③输入电压的调整可与电压模式控制的输入电压前馈技术相媲美；④简单自动的磁通平衡功能；⑤瞬时峰值电流限流功能，即在固有的逐个脉冲限流功能；⑥自动均流并联功能。缺点：①占空比大于 50% 的开环不稳定性，存在难以校正的峰值电流与平均电流的误差；②闭环响应不如平均电流模式控制理想；③容易发生次谐波振荡，即使占空比小于 50%，也有发生高频次谐波振荡的可能性。因而需要斜坡补偿；④对噪声敏感，抗噪声性差。因为电感处于连续储能电流状态，与控制电压编程决定的电流电平相比较，开关器件的电流信号的上斜坡通常较小，电流信号上的较小的噪声就很容易使得开关器件改变关断时刻，使系统进入次谐波振荡；⑤电路拓扑受限制；⑥对多路输出电源的交互调节性能不好。】

UC3846 是电流模式 PWM 电路，用于推挽的初衷主要是充分利用其电流控制优势解决推挽变压器的偏磁问题。实验在启动时遇到两个问题：变压器尖叫且不能进入正常状态。在短路电流反馈输入端（4-3 脚）后测试发现，UC3846 的软启动似乎不是逐步打开脉冲的。示波器观察，在 1 脚电压达到 0.5V 左右时，占空比不是逐步展开而是立即输出最大占空比。很困惑一段时间。

分析：UC3846 的软启动可以认为有两个阶段，一是在 1 脚电压达到 0.5V 之前封锁 PWM 脉冲的延时阶段，二是根据启动时的冲击电流由电流环限制 PWM 脉宽，使得脉宽在启动初期是受限的。这样就明白了前面所说的问题，由于两相 DC/DC 次级没有使用电感且使用高压滤波电容很大，在启动时次级相当于短路态，电压反馈环开环，但初级电流互感器输出的峰值很高，电流环限制了脉宽，这也是电流模式的基本控制原理，即资料介绍：“误差电压信号送至 PWM 比较器后，并不是象电压模式那样与振荡电路产生的固定三角波状电压斜坡比较，而是与一个变化的其峰值代表输出电感电流峰值的三角状波形或梯形尖角状合成波形信号比较，然后得到 PWM 脉冲关断时刻。因此(峰值)电流模式控制不是用电压误差信号直接控制 PWM 脉冲宽度，而是直接控制峰值输出侧的电感电流大小，然后间接地控制 PWM 脉冲宽度。”

恰恰推挽拓扑在闭环状态时有两个问题比较不好处理，一是闭环状态 VDS 波形很差，反峰电压很高，尤其是功率变压器有气隙时功率 MOS 关断时有一个长长的尖峰电压，二是串联谐振软开关不能在闭环状态下工作或说在闭环下效果不好，这个尖峰电压很难抑制。这又直接造成电流互感器输出很高，电流环工作在闭环状态无法开环，在带重负载时启动时更加严重。在 SG3525 等电压模式控制时就没有这个问题，这也是常用的电压模式比较好调试的原因之一。至于看不到软启动过程大概是示波器原因。

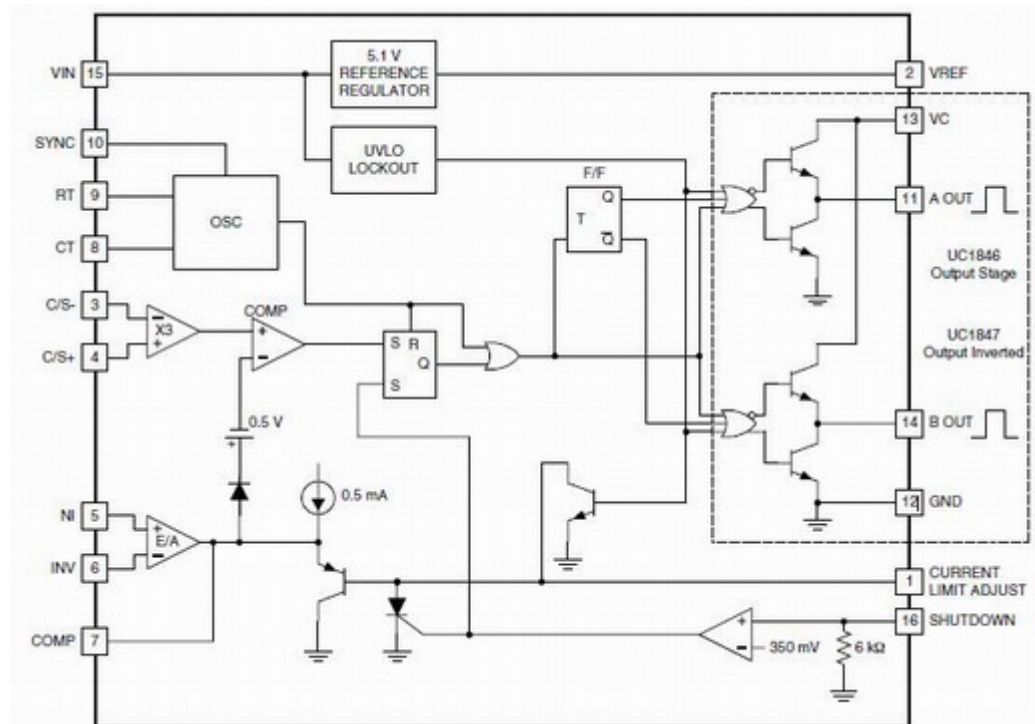
解决思路和办法：

1、功率变压器不能有气隙；2、处理整机线路走向和接地，最大程度减小 EMI；3、减小电流互感器输出阻抗，调整互感器输出幅度，在确保过电流时的限流同时兼顾减小启动时的“干扰”；

4、次级输出增加“浪涌抑制”，刚好利用前级预设的 NE555 加电延时电路控制一个大电流继电器。这些工作都很好做，问题也得到了解决。

但紧接着又出现了一个新的问题，空载和轻载时“打嗝”。观察  $V_{ds}$  波形，占空比开到最大几个周期后关断为零再开到最大，周期性变化---打嗝。但一旦加上合适的负载就正常了。确定不是“次谐波振荡”，因为没有出现大小波，尝试加大斜坡补偿确实没有效果。调整补偿网络也没有效果，只是打嗝的频率变化而已。这个问题很困扰了一段时间（这也是这个 JJ 调试时间比较长的原因之一）。

分析原因：设计电路时个人认为让软启动过程长些避免开机冲击，所以选取的 RC 为 47K 和 47K 并 10UF（即便如此 1 脚电压从 0V 充电到 0.5V 也才 50mS 左右）。在轻载或空载时次级电压升高，电路进入闭环状态，电压反馈环反馈到 5 脚的 VFB 电压下拉到很低的值，作为 PWM 比较器的设定值，虽然此时电流环仅有斜坡补偿的三角波，但比较器仍在斜坡上升初期就输出高电平触发内部 RS 触发器关闭 PWM 输出，同时这个高电平也触发芯片内连接 1 脚的可控硅导通对 1 脚放电，电路进入下一个软启动过程。1 脚外接软启动电路 RC 时间常数过大会造成启动间隔过长，但调小时间常数只是提高了打嗝的频率，没有从根本上解决问题。

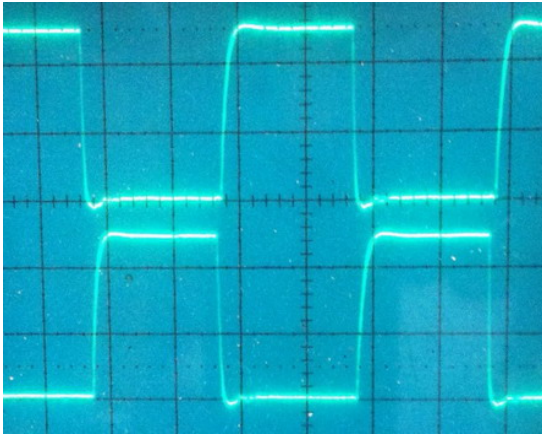


看来，UC3846 的内部设计是错误的。只要反馈不是开环，PWM 比较器在关闭 PWM 脉冲的同时必然要同时对 1 脚放电，电路就必然进入新一轮的软启动过程。这个设计不算高明。

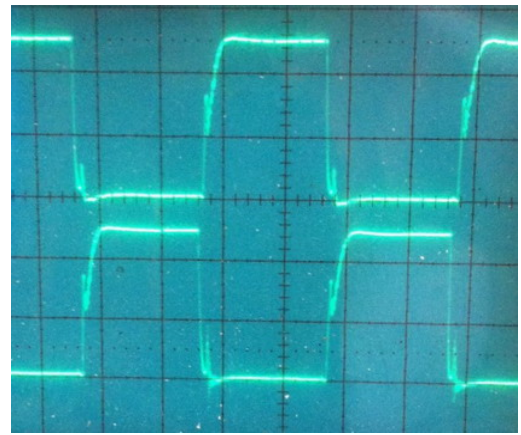
最终这个问题也没有得到解决。轻载和空载时打嗝有些噪声，但不影响工作。先放下。

## 2、交错问题

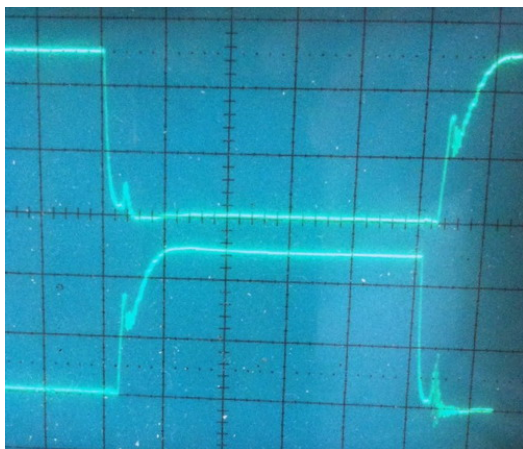
原设计每相采用 6 片 MIC4452 驱动，很奢侈的。初衷是加大驱动能力，同时考虑到每相三个 EE55 并列，功率管排列距离较大，多个驱动芯片可以靠近功率管安装避免驱动干扰。但实际并没有达到预期效果（驱动波形见下图），



图：主电源不加电驱动波形



主电源加电后波形，出现干扰



局部放大

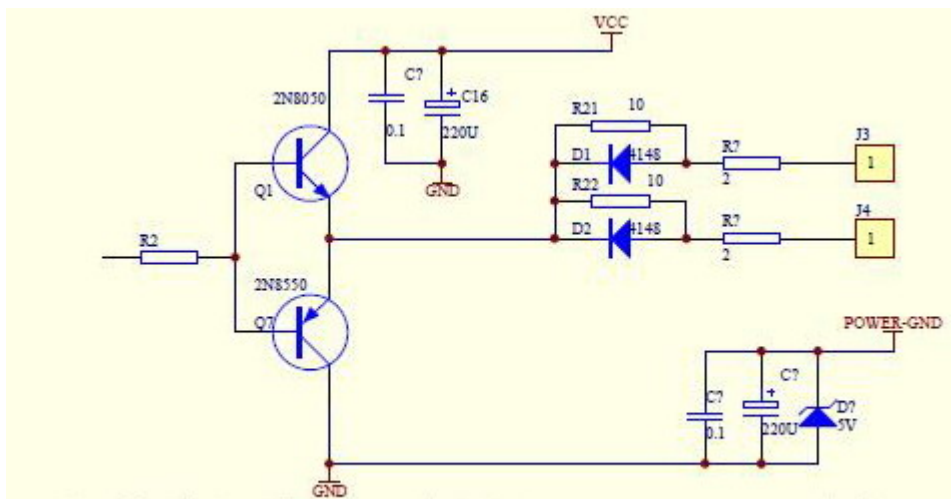
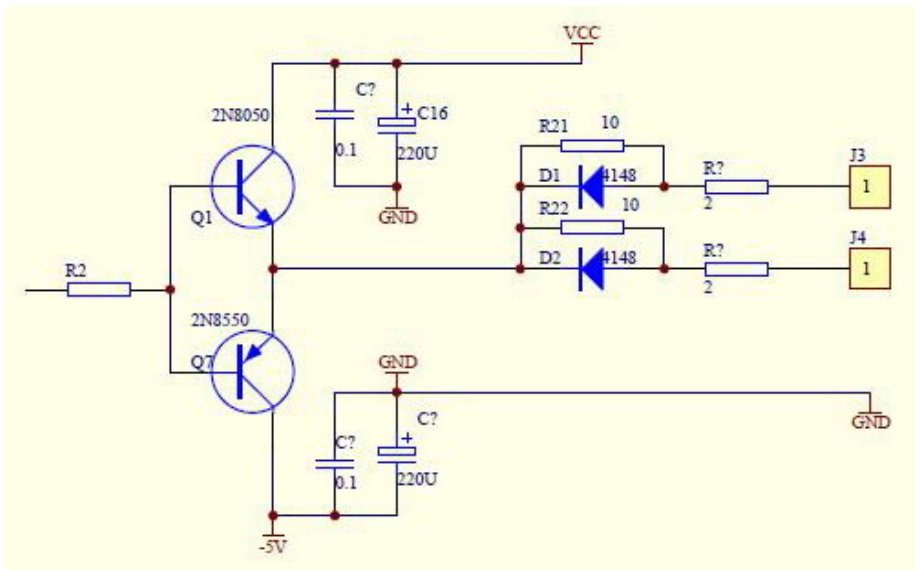
很明显，如果单相工作的话不会有什么问题，但是在交错模式工作时，其中一相在关断时的尖峰干扰会造成另一相关断状态的 MOS 误通，炸机是难免的。刚开始调试时没有注意这个问题，单相工作测试输出 4000 多 W 的功率都很稳定，交错方式还没有加负载就炸了机。通过局部放大的驱动波形可以清楚的看到，在 MOS 关断时，另一边 MOS 开通时由于米勒效应产生的振荡峰值很高，极大可能引起地电位反弹在交错并联时两相之间串扰。

几经调试，重新设计驱动板方案，改为单相只用 2 片 MIC4452，驱动输出到功率管用双绞线连接，驱动能力没说的，但干扰问题仍然存在。后来干脆放弃 MIC4452 驱动，采用 D882/B772 图腾柱驱动，但干扰峰值仍在 4V 左右，仍然有造成误通的可能，折腾了很久！

看来根本问题是结构设计问题。采用现在的框架结构做到最后发现空间余地太小了，改动结构等于全盘否定将近一年的工作，实在不甘心！只能另辟蹊径了，最后总结选定 2 个解决方案：

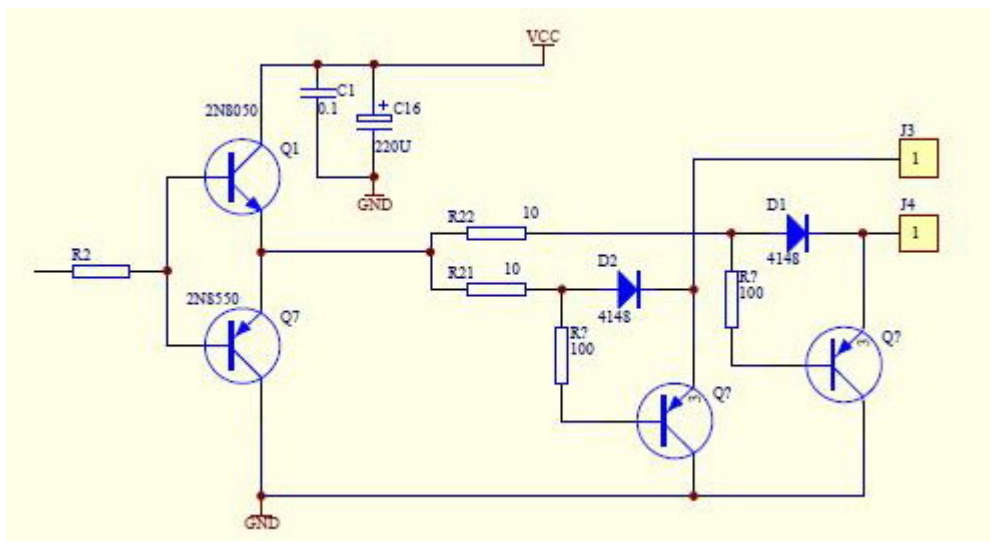
第一方案，驱动加负压。有两种方式，第一种方式要改动辅助电源增加一组负压，相对麻烦些，第二种方式虽然简单，但要考虑接地影响，因为前级利用了 TL494 的 2 个误差放大器，需要接入 48V 主电源做过欠压保护，所以在不能在这里使用。另外考虑到有资料介绍，MOS 并不适宜采用 IGBT 的负压关断方式，因为会造成关断时过大的  $dv/dt$  引起管子内部的寄生三极管导通引起 MOS 过热损坏，说白了，MOS 关断过程过快也有弊端，实际应用中只要米勒效应引起的尖峰干扰足够小于 MOS 开通电压就可以了。

这里使用了第二种方案，贴近 MOS 增加了 PNP 三极管的关断辅助电路。虽然采用图腾柱方式本身就有这个功能，但由于布线原因，图腾柱输出距 MOS 栅极这一段引起的干扰峰值（超过 4V）仍会引起误通，采用这种方案后实测干扰已经降到 2V 以下，可以放心的交错并联了。

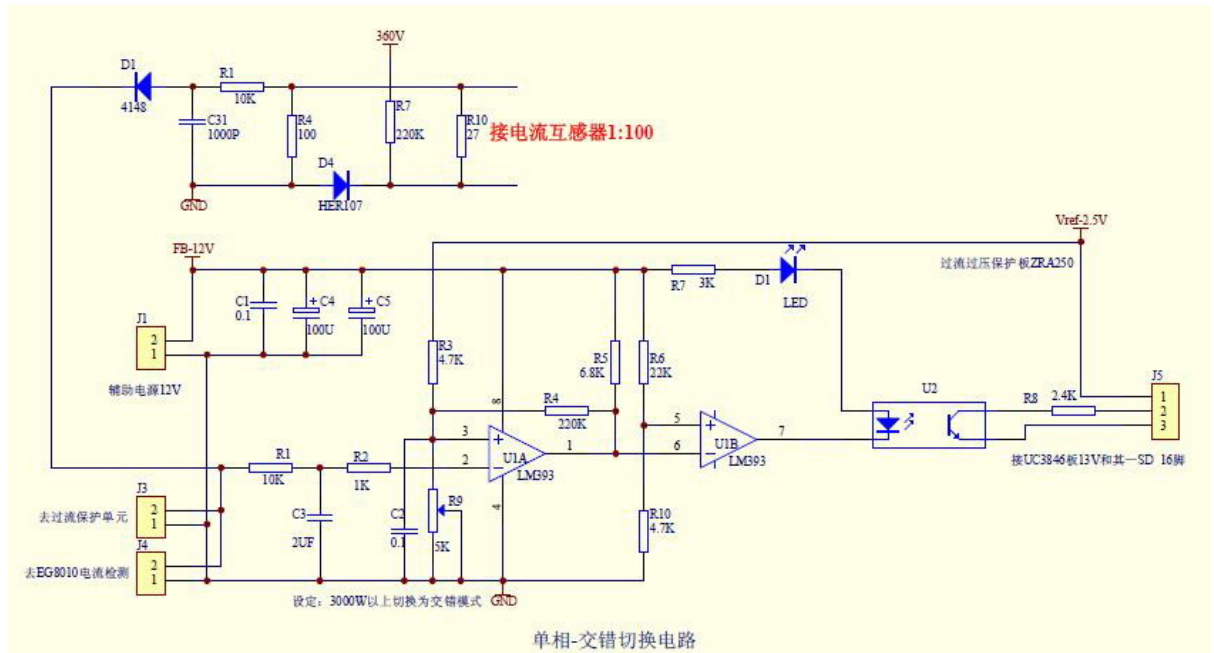


注意：前级主电源过压、欠压保护造成GND和POWERGND短接。

两个地短接应该也没有什么大问题，但设计的 DC-AC 隔离就变成不隔离了，那几个光耦隔离就没有意义了，还不如直接反馈。



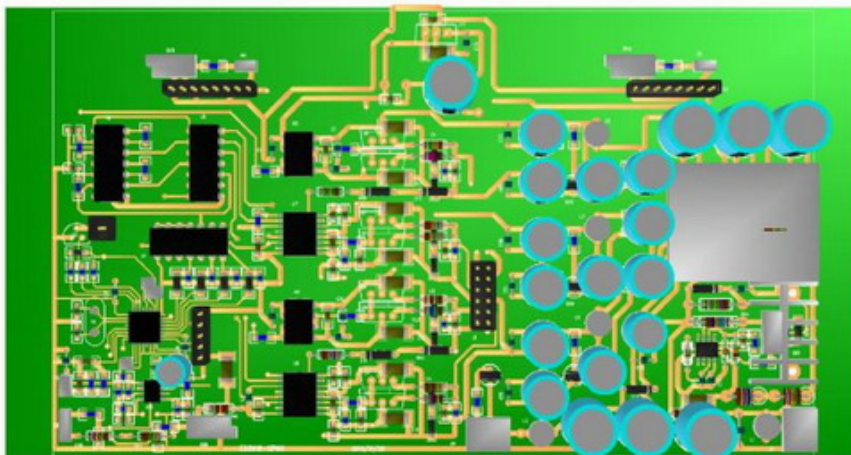
单相-交错控制电路比较简单，如图。

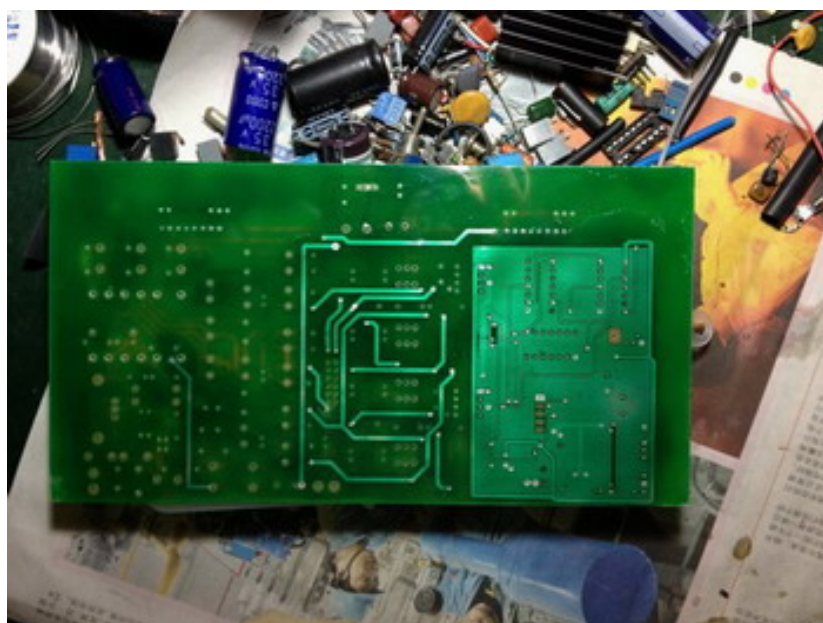
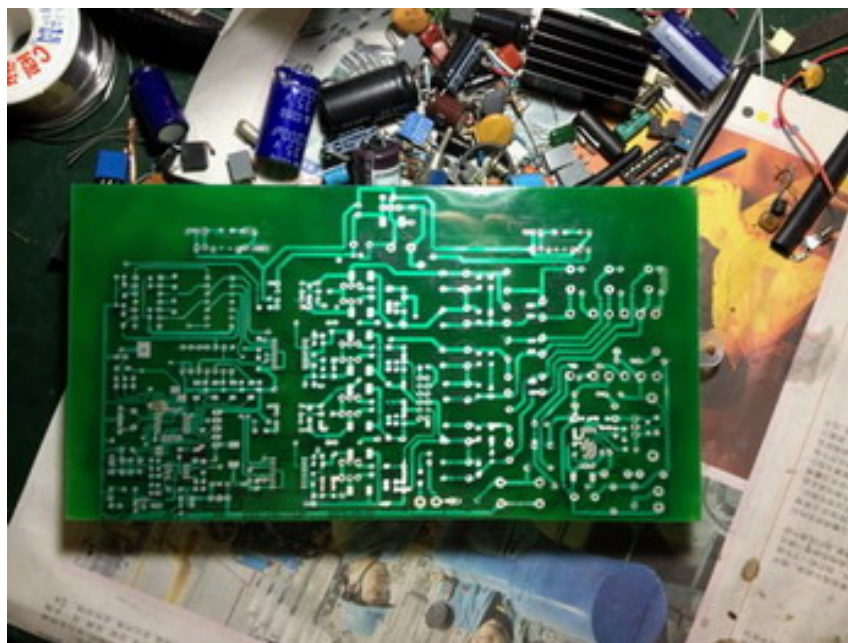


原计划用分流电阻采集后级电流，但实际发现功耗太大。10KW 满功率输出后级高压峰值电流： $I_M=1.414*10000/220$  约等于 65A。360V 采样电阻用 10 毫欧，峰值功耗为 42W。有效值电流也将近 30A,功耗为 9W,关键问题是因为机子空间比较小，采样电阻发热不好处理，所以最终改为电流互感器采样电流方案。单独做了一块小板子贴近互感器安装，切换效果很好，还有个指示灯指示工作状态（LED 亮指示单相）。

## 二、DC/AC 部分

DC/AC 部分采用 EG8010-TL250 和 A-316J 驱动 IGBT 方案。认真学习和研究了萧山老寿的方案，借鉴其部分电路，驱动部分稍有不同，下管驱动采用 A-316J，上管驱动用 TL250，图腾柱加强驱动能力，辅助电源是常规的反激多路输出。PCB 设计上考虑到安装的实际情况，将整机需要的两个数码显示接口画在一个板子上了，即 PCB 板子最上面的两个接口，仅使用辅助电源的 5V 提供数码管供电。



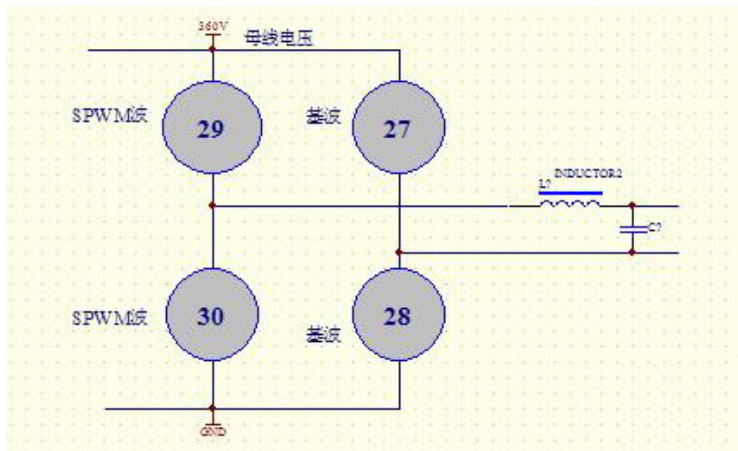


EG8010 驱动输出到 IGBT 插座接线:

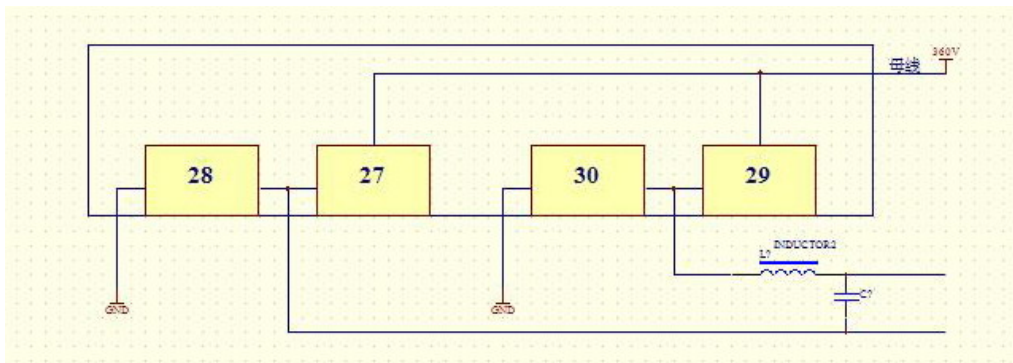




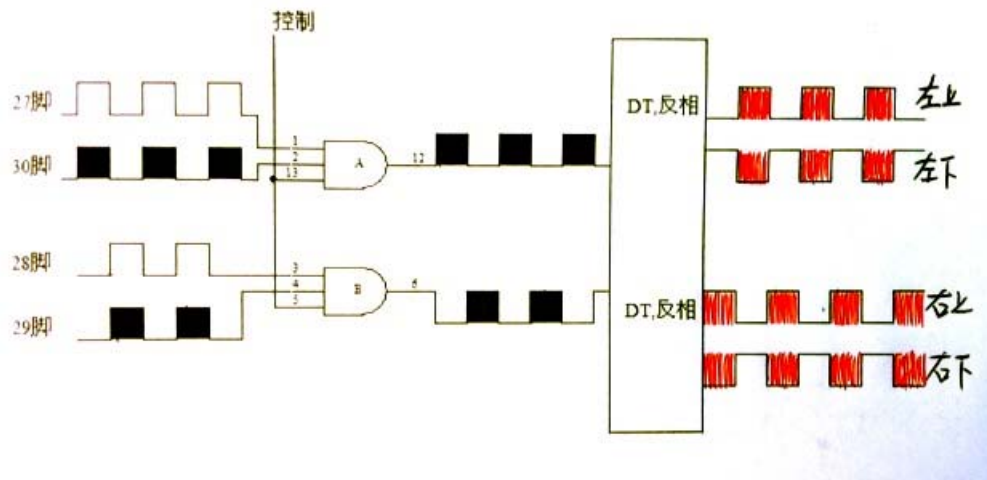
关于 EG8010 输出到 H 桥和 DT 电路对应关系：  
 27脚----右桥臂上管的基波输出； 28脚----右桥臂下管的基波输出；  
 29脚----左桥臂上管SPWM 输出； 30脚----左桥臂下管SPWM 输出；



实际布局：



## SPWM 时序图：



后级 H 桥加电之前测 4 个 SPWM 都正常，时序也正确。调试初期为了避免有问题造成大损失，H 桥电压也从 12V、48V 最后加到 330 左右，功率管也先用 G30N60B，这个管子的  $I_D(25^\circ)=60A$ ， $I_D(100^\circ)=30A$ ， $IDM=220A$ ， $QC=170-250nC$ 。看参数用到 20A 功率出到 3000-4000W 应该不成问题，实验带载 3500W 功率管没有怎么发热，验证了其正确性。

**但整个过程并不顺利。**

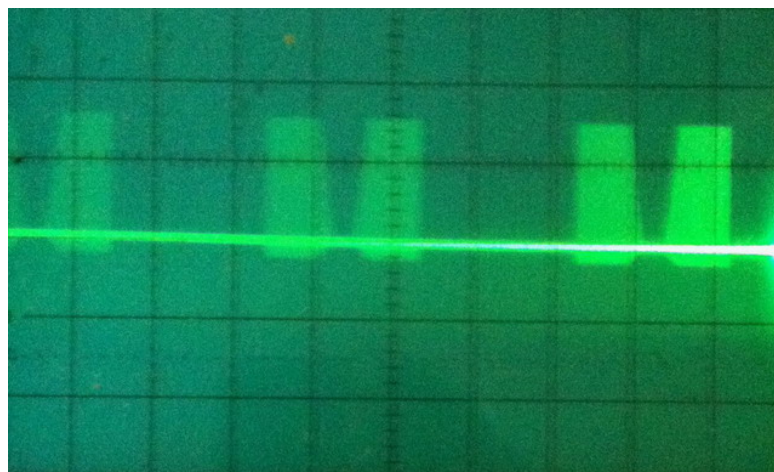
初期，加电后输出时而稳定时而不稳定，忽高忽低没有什么规律，正弦波输出波形反映有丢波现象。检查四个光耦输入 SPWM 很稳定，左桥臂 A316J 输出有丢波现象，比较严重，更换了一片 A316J 后正常，怀疑在网上买的 A316J 不是正品，但总算有可用的吧。

调试 EG8010 温控部分时又出现了不稳定问题。温控风机不启动时比较正常，但加热 NTC 热敏电阻启动风机时输出又有丢波现象，似乎是干扰引发的问题。在 EG8010 电源+5V 和 IFB、VFB、和风机控制输出脚加小电容方法都不管用。按萧山老寿的说法将 7805 换成 LM317（手边没有 LM1117-5.0），并在 LM317 的输入和输出串进小电感，情况没有什么改观。最后一招，抛开辅助电源采用蓄电池直流 12V 接 317，没有丝毫改善！

观测右桥臂 A316J 的 6 脚，其高电平不规律的出现跌落，严重时出现低电平封锁了输出。试试短路两路 A316J 的 14 脚 100P 电容，输出正常。然后逐一恢复，当恢复右桥臂时问题又出现了，右桥臂 A316J 也有问题？但连续更换 2 块问题依旧，比较测量 -7.2V-L-U 和 -7.2V-R-U 两个管压降检测点发现了问题：

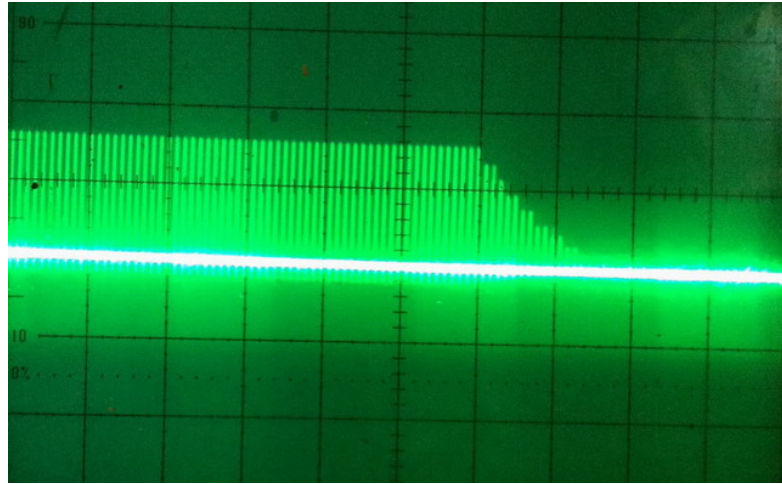
-7.2V-R-U 在后级还没有接 IGBT 时波形不正常，如下图：

高脉冲幅值高达 8V



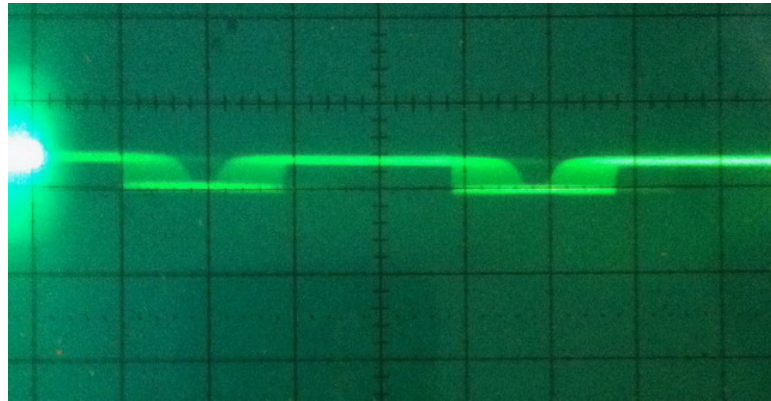


局部放大后如下图：



已替换的的-7.2V-L-U 检测点 14 脚波形，如下图：

按理说，在没有接 IGBT 时，该点应该是零电平的，看来是 A316J 的问题。



再次，连续更换了 4 片 A316J，借此也检测一下芯片，14 脚波形都是如此。百思不得其解！

最后将正常和不正常的两片 A316J 互换位置才发现问题的确出在 A316J 本身。网上买的 10 片 A316J 竟然只有一片能用。不能说芯片是坏的，在 14 脚接入一个较大的电容或者将该脚对地短路还能用，但却失去了短路保护功能。印象中网上有人说过，A316J 现在不常用就是因为短路保护有“点”问题。再买 2 片正品的看看，这是后话。

机器调试时使用的是一组 48V-25AH 的小蓄电池，连续开关机和突然加卸大功率负载表现良好。于是将 IGBT-G30N60B 换成 120N60B，DC/DC 输出电压也调到 400V 正式使用。换成系统的大蓄电池（48V-200AH）启动，正常工作了一天。但第二天重新开机瞬间竟炸了机，检查结果除 H 桥损坏外，其它没有什么额外的异常，更换 IGBT 后再多次观察开、关机过程也正常。在没有彻底确定损坏原因情况下，抱着侥幸重新接上大容量蓄电池组，在使用了一天关机再开机的瞬间又炸了！

分析炸机的原因，辅助电源供电和 H 桥是同时取自 DC/DC 输出高压，在使用小容量蓄电池组时由于电池组内阻大些，DC/DC 输出电压上升特性偏软，而辅助电源在较低电压下已经开始工作，H 桥加电到 400V 前避开了启动瞬间 SPWM 驱动输出不稳定阶段，所以不会炸机；大容量蓄电池组内阻很小，400V 电压上升达到稳定过程很快，启动瞬间驱动输出不稳定造成 H 桥直通？又经过一系列改进，最终问题得到解决。

（见另一篇：介绍两个可保护后级的逆变器开关机电路）

## 2 个教训：

1、外接 12V 在 H 桥有 400V 高压时千万不能断！忘了这点，一声巨响杯具了，右桥臂 2 只 120N60 的 IGBT 和 30A 的保险完蛋了。

2、交流输出 2 个端子不能对机壳短路。这个教训是在另一台 5000W 机子上发生的。

10KW 做好了，这个 5000W 的要送人，原 H 桥使用的是 IRFP40N50，因为功率不能调得很大，一直限定在 3000W 以内使用，已经使用一年多了非常稳定，考虑到 H 桥换成大管子更好，管子换好后急于试机，结果将其中一个 AC 输出线和机壳短路了，2 只 IXFB100N50B 在开机瞬间完蛋了，一只 16.5 元，令人心痛！

都是因为粗心大意！

不说了，晒图



