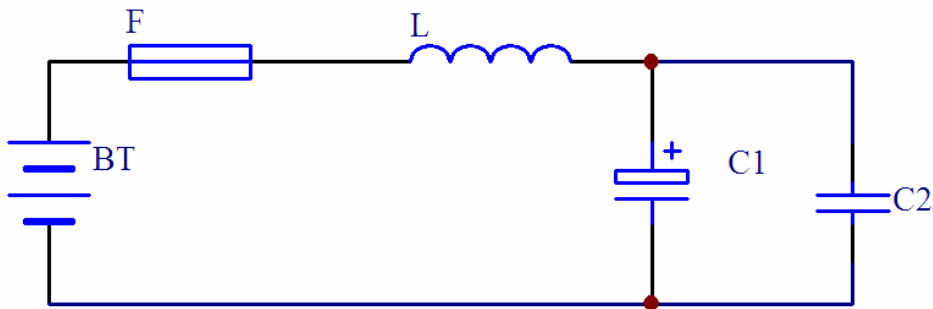


逆变电源设计概要

大家知道，市电或其他交流电可以通过二极管或可控硅的单向导电性整流成直流电供给需要使用直流电的场合。这种把交流电转换成直流电的过程我们叫做整流，也叫做顺变。那么逆变呢？我们自然地就会想到，应该就是把直流电转换成交流电的过程。逆变电源就是相对于整流器而言通过半导体功率开关器件的开通和关断把直流电转换成交流电的这么一个装置。逆变电源也叫做逆变器，下面分单元地讲一下逆变器主要的单元电路。主要内容为：

- 一. 电池输入电路
- 二. 辅助电源电路
 1. 12V 电池输入的辅助电源电路
 2. 24V-48V 电池输入的辅助电源电路
 3. 多路隔离辅助电源电路
- 三. 高频逆变器前级电路的设计
 1. 闭环前级变压器匝数比的设计
 2. 准开环前级变压器匝数比的设计
- 四. 高频逆变器后级电路的设计
 1. 米勒电容对高压 MOS 管安全的影响及其解决办法
 2. IR2110 应用中需要注意的问题
 3. 正弦波逆变器 LC 滤波器的参数
- 五. 逆变器的部分保护电路
 1. 防反接保护电路
 2. 电池欠压保护
 3. 逆变器的过流短路保护电路的设计
 4. IGBT 的驱动和短路保护

一. 电池输入电路



逆变器大多用在车载上，利用汽车上的蓄电池和发电机组成的低压直流供电系统供电。这个系统上往往还给其他的用电器供电，所以有必要在逆变器的输入端设计一个输入电路保证能滤除大部分来自直流供电系统的纹波和干扰，同时也滤除逆变器对直流供电系统上其他用电器的干扰。输入电路一般由 LC 构成，如上图所示：

输入电路设计中需要注意的是 L 要能过足够的电流不会饱和和过热。LC 的参数还要能起到滤波效果。

在实际的电路中也往往在节省成本或要求不高时省去 L。

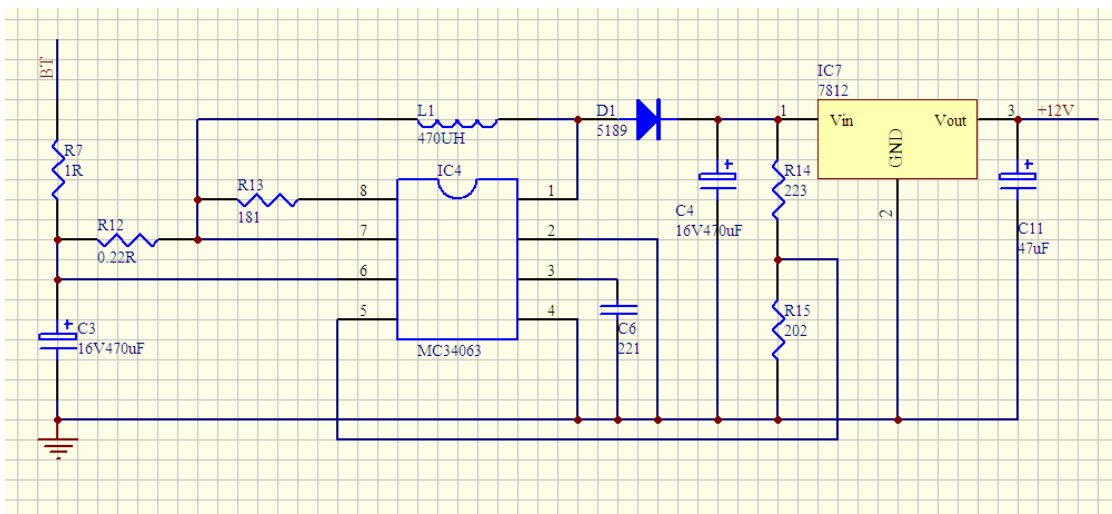
二. 辅助电源电路。

逆变器除了功率变换回路外，还包含了小信号部分的供电，例如 PWM 信号芯片的 12V 供电，运放的单电源或双电源供电，单片机的 5V 或 3.3V 供电等。对上述电路提供一个稳定的纯净的电源供电在逆变器中也显得很重要。

1. 12V 电池输入的辅助电源电路

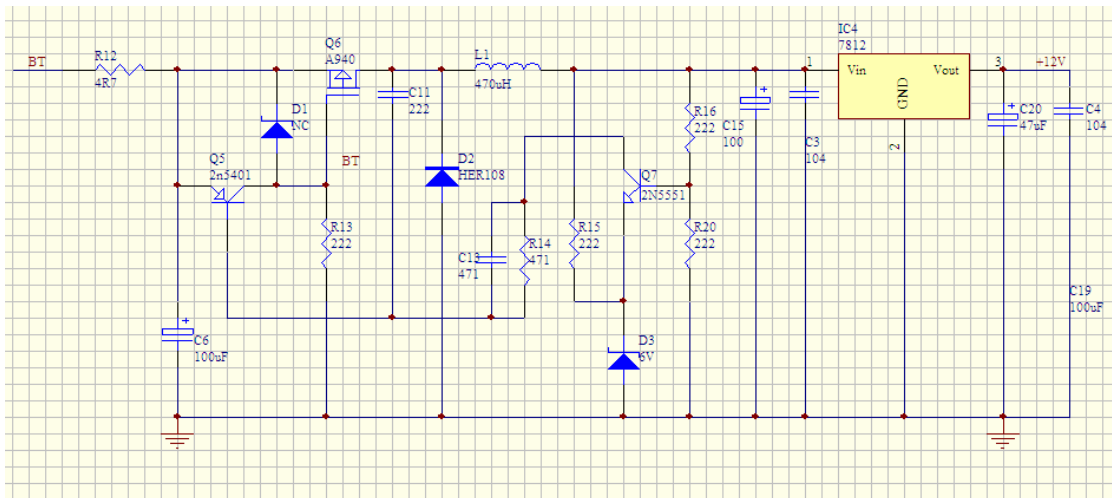
对于 12V 电池供电的逆变器，一般经过一级 RC 滤波给 PWM 芯片如 TL494,SG3525 等供电即可。需要注意的是 R 的压降控制在 0.5V-1V 比较合适，因为一般 PWM 芯片最低工作电压在 8V 左右，为了使电池在 10V 电压时还能工作，R 上的压降不能过大。还有 PWM 芯片供电电压过低容易引起不工作或对功率 MOS 管驱动不足。

在要求比较高的情况下可以先把 10-15V 的电池电压升到 15V,再用 L7812 降压到稳定的 12V 给 PWM 芯片供电，电路如下：



上图中 BT 为来自 12V 电池，电压变动范围为 10-15V.采用了 MC34063 单片 DCDC 芯片比较简单经济地实现了上述功能。

2. 24V-48V 电池输入的辅助电源电路



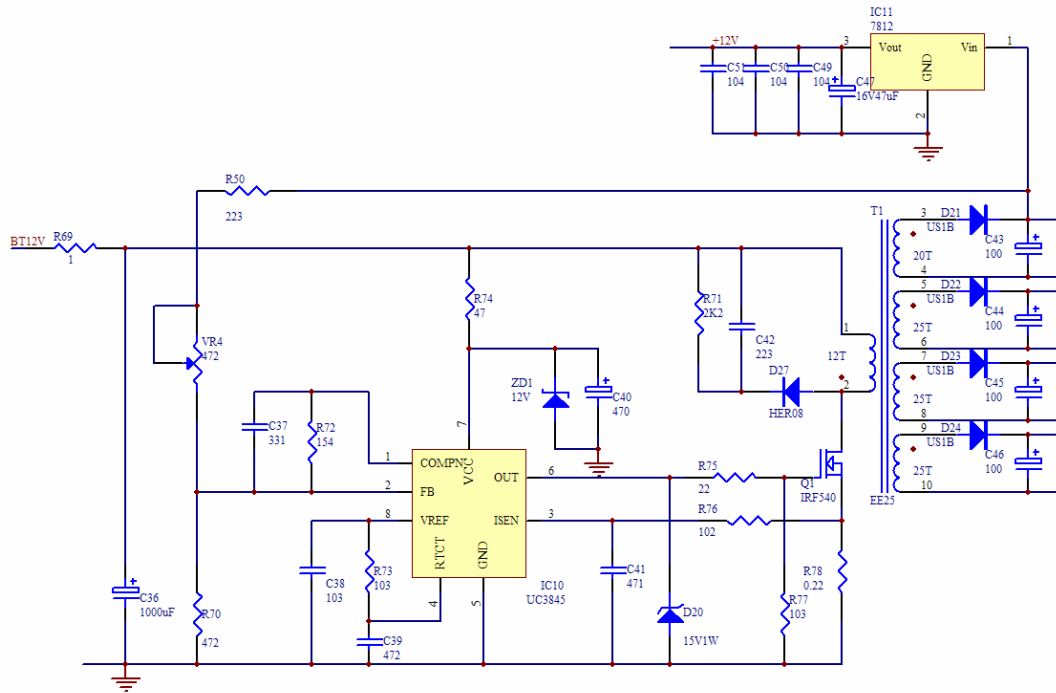
在输入 24V 以上的逆变器中，要是用 L7812,LM317 之类的线性降压会造成比较大的发热损耗，因此本人设计了一个自激开关式降压电路，现在介绍给大家：

在这个电路中，BT 输入电压范围可以达到 15-60V,而输出稳定在 12V.Q6 也可以用 P 型的 MOS 管。

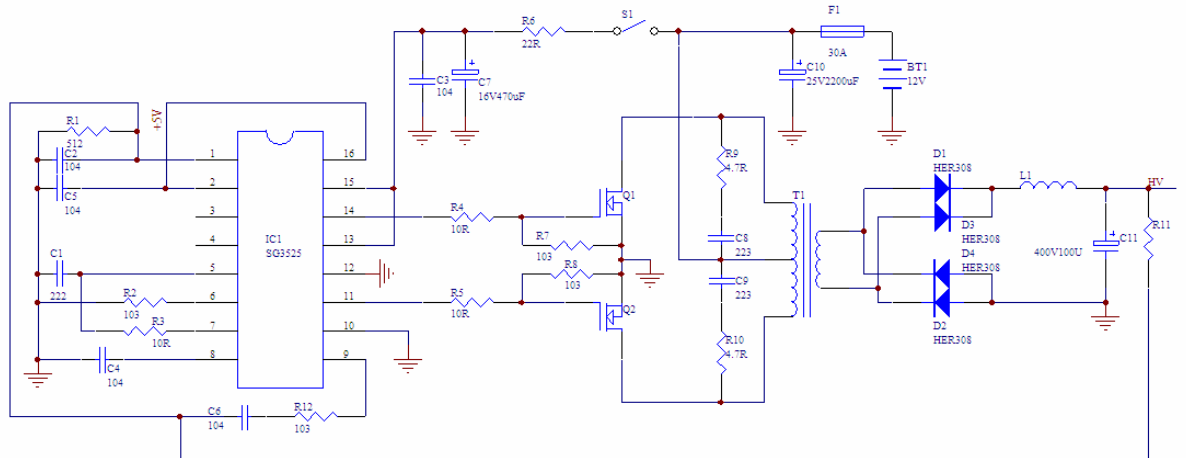
下面来讲一下这个电路的工作原理，电路起动的瞬间，电源通过 R13 提供 Q6 足够大的基极电流，Q6 饱和导通，其集电极电流一部分通过 L1 给 C15 充电供给负载，一部分储存在 L1 里。当 C15 两端的电压超过 15V 时 Q7 导通，Q5 也导通导致 Q6 的基极电位上升，电流减小，C11 的上端的电位下降，由于 C11 两端的电压不能突变，Q5 基极的电位继续迅速下降，Q6 的基极电位迅速上升直到快速关断，Q6 关断后 L1 的储能通过续流二极管 D2 释放给 C15 和负载，然后开始下一个周期的循环。

3. 多路隔离辅助电源电路

对于需要一路或多路隔离辅助电源供电的时候，一般采用反激式开关电源供电比较好实现，如下图，这里就不详细介绍了。



三. 高频逆变器前级电路的设计



逆变器前级电路一般采用推挽结构，这里主要讲解下开环和闭环的问题。供分析的电路如下：

1. 闭环前级变压器匝数比的设计

逆变器前级无论是开环还是闭环只是变压器的匝比和反馈环路的参数不同而已。比如需要设计一个输入 12V,变化范围为 10.5-15V,输出电压为交流 220V50Hz 的高频修正方波逆变器。如果前级采用闭环结构，12V 升压后的直流电压稳定在 270V 比较好，这样为了使输入 10.5V 时还能输输出 270V,则变压器的变比大约为 $(270+2VD)/(10.5-VDS)/D$,其中 VD 为高压整流管的压降，VDS 为前级 MOS 管的压降，D 为最大占空比。计算出来的结果大约是 28。特别注意的是当前级工作在闭环状态时，比如输入电压比较高的话，D1,D3 正端整流出来的脉冲的峰值将超过 270V,占空比小于 1 需要 L1,C11 平滑滤波，所以 L1 不能省略，还要足够大，否则 MOS 管发热损耗很大。具体计算可根据正激类开关电源输出滤波电感的计算，这里就不再赘述了。

2. 准开环前级变压器匝数比的设计

实际中的逆变器前级往往省略 L1，从电路上看还是闭环稳压，电压也是通过 R1 进行反馈，又是怎么回事呢？从上面闭环稳压的计算中可以看出，为了保持输出的稳定，变压器的变比设计的比较大。逆变器前后级都稳压当然比较好，但也可以只是后级稳压，后级稳压在 AC220V,我们可以把前级直流高压设计在最低 220V 就可以了，此时占空比为 50%。如果前级直流高压大于 220V 我们可以自动把占空比调小点，这样输出交流电也稳定在 220V 了。用这种方式的话我们的变压器变比可以按输入 10.5V 时输出 220V 设计，计算结果变比大约是 22.这样输入 10.5-15V 变化时，前级高压的变动范围大约是 220-320V.

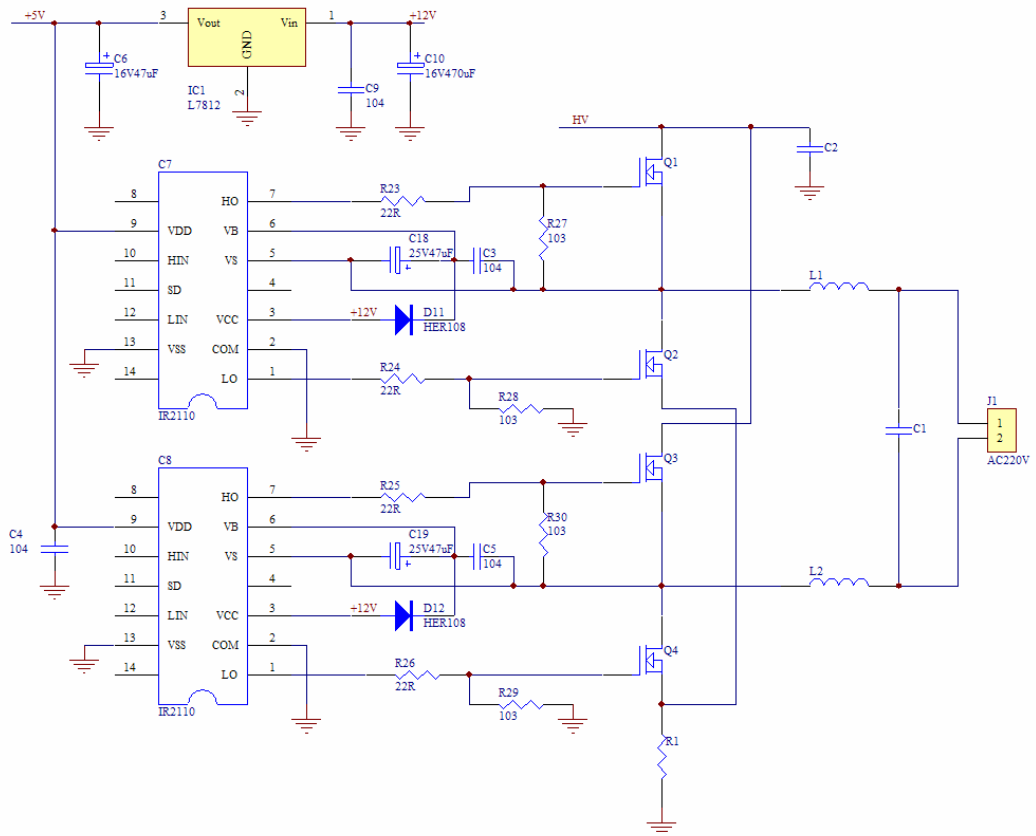
如果 L1 直接短路，R1 去掉，这样就是一个纯开环的电路，只是有于变压器漏感尖峰的存在，在逆变器空载时，前级输出的直流高压会虚高，对高压滤波电容和后级高压 MOS 管的安全不利。我们可以也接上 R1 做一个浅闭环反馈，限制空载高压在 320V,超过 320V 时，占空比会被控制到很小，这样高压滤波电容和后级高压 MOS 管的安全得到了保证，空载电流也减小了。前级这样设计的话，只要带很小的负载，前级占空比立刻拉到最大，前级直流高压降到 320V 以下。

在正弦比逆变器的前级电路中也可以这样设计，对于输入 12V 输出 220V 的逆变器来说可以把变压器的变比设计在 32 左右，这样前级直流高压的变化范围大约在 320-420V,通过改变后级 SPWM 的调制度也可以保证后级输出 220V 电压的稳定。

四. 高频逆变器后级电路的设计：

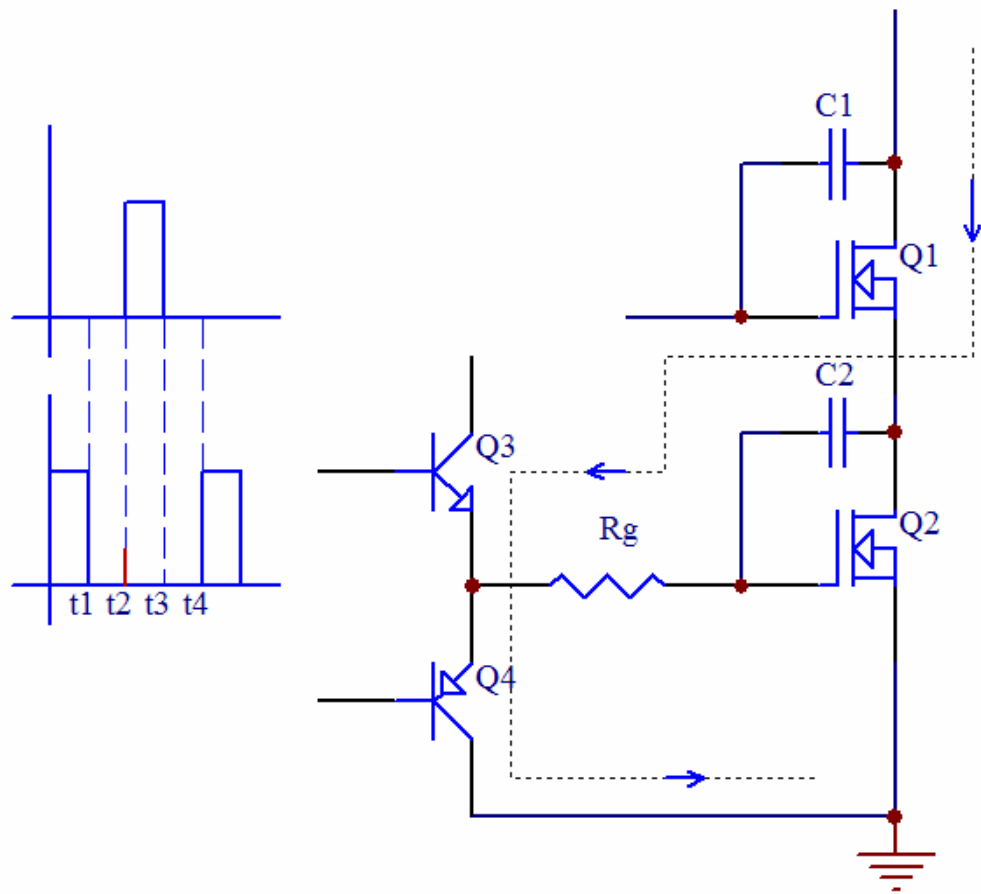
后级电路的基本功能就是把前级升压的高压直流电逆变成交流电。从结构来说全桥结构用得最多。

下面以单相正弦波逆变器的后级电路为例讲解下，部分电路如下图：



1. 米勒电容对高压 MOS 管安全的影响及其解决办法

我记得以前很多网友提到 IR2110 推动全桥 MOS 非常不稳定，经常莫名其妙地炸管，往往在低压试验时好好的，母线电压一调高就炸了，这确实是个令人非常头疼的问题。我们先来分析一下 MOS 管 GD 结电容，也叫米勒电容对半桥上下两管开关的影响。供分析的电路如下：



图中 C1,C2 分别是 Q1,Q2 的 GD 结电容，左边上下两个波形分别是 Q1,Q2 的栅极驱动波形。我们先从 t1-t2 死区时刻开始分析，从图中可以看出这段时间为死区时间，也就是说这段时间内两管都不导通，半桥中点电压为母线电压的一半，也就是说 C1,C2 充电也是母线电压的一半。当驱动信号运行到 t2 时刻时，Q1 的栅极变为高电平，Q1 开始导通，半桥中点的电位急剧上升，C2 通过母线电压充电，充电电流通过驱动电阻 Rg 和驱动电路放电管 Q4，这个充电电流会在驱动电阻 Rg 和驱动电路放电管 Q4 上产生一个毛刺电压，请看图中 t2 时刻那条红色的竖线。如果这个毛刺电压的幅值超过了 Q2 的开启电压 Q_{th} ，半桥的上下两管就共通了。有时候上下两管轻微共通并不一定会炸管，但会造成功率管发热，在母线上用示波器观察也会看到很明显的干扰毛刺。只有共通比较严重的时候才会炸管。还有一个特性就是母线电压越高毛刺电压也越高，也越会引起炸管。

大家知道了这个毛刺电压产生的原理，我想就很容易解决这个问提了，主要有三种解决办法：

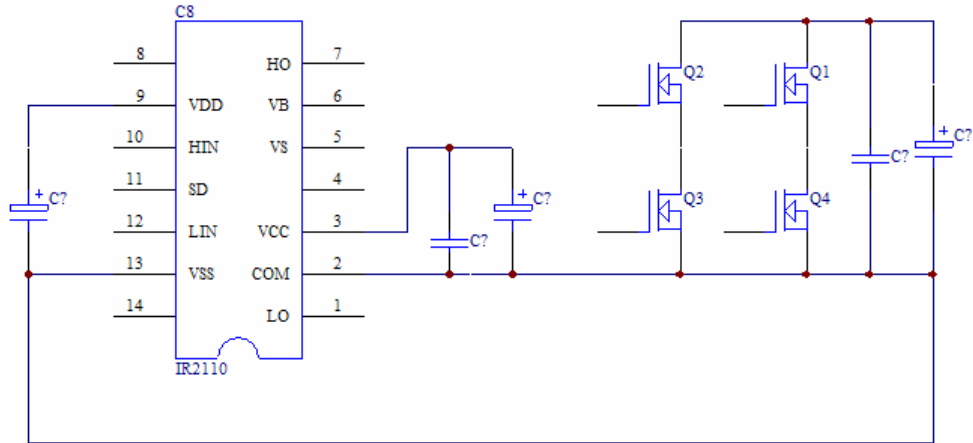
- 1) 采用栅极有源钳位电路。可以在 MOS 管的栅极直接用一个低阻的 MOS 管下拉，让它在死区时导通；
- 2) 采用 RC 或 RCD 吸收电路；
- 3) 栅极加负压关断，这是效果最好的办法，它可以通过电平平移使毛刺电压平移到源极电平以下，但电路比较复杂。

2. IR2110 应用中需要注意的问题

IR2110 是 IR 公司早期推出的半桥驱动器，具有功耗小，电路简单，开关速度快等优点，广泛应用于逆变器的全桥驱动中。对于 DIP16 封装的 IR2110 在正弦波逆变器的应用中主要

要注意以下几点：

1). 13 脚的逻辑地和 2 脚的驱动地在布线时要分开来走，逻辑地一般要接到 5V 滤波电容的负端，再到高压滤波电容的负端，驱动地一般要接到 12-15V 驱动电源的滤波电容的负端，再到两个低端高压 MOS 管中较远的那个 MOS 的源极。如下图：



2). 在正弦波逆变器中因为载波的频率较高，母线电压也较高，自举二极管要使用高频高压的二极管。因为载波占空比接近 100%，自举电容的容量要按照基波计算，一般需要取到 47-100uF，最好并一个小的电容。

3. 正弦波逆变器 LC 滤波器参数的计算

要准确计算正弦波逆变器 LC 滤波器的参数确实是件繁琐的事，这里我介绍一套近似的简便计算方法，在实际的检验中也证明是可行的。我的想法是 SPWM 的滤波电感和正激类的开关电源的输出滤波电感类似，只是 SPWM 的脉宽是变化的，滤波后的电压是正弦波不是直流电压。如果在半个正弦周期内我们按电感纹波电流最大的一点来计算我想是可行的。

下面以输出 1000W220V 正弦波逆变器为例进行 LC 滤波器的参数的计算，先引入以下几个物理量：

U_{dc}:输入逆变 H 桥的电压，变化范围约为 320V-420V;

U_o:输出电压，0-311V 变化，有效值为 220V;

D:SPWM 载波的占空比，是按正弦规律不断变化的;

f_{sw}: SPWM 的开关频率，以 20kHz 为例;

I_o:输出电流，电感的峰值电流约为 1.4 I_o;

T_{on}: 开关管的导通时间，实际是按正弦规律不断变化的;

L: LC 滤波器所需的电感量;

R: 逆变器的负载电阻。

于是有：

$$L = (U_{dc} - U_o) T_{on} / (1.4 I_o) \quad (1)$$

$$D = U_o / U_{dc} \quad (2)$$

$$T_{on} = D / f_{sw} = U_o / (U_{dc} * f_{sw}) \quad (3)$$

$$I_o = U_o / R \quad (4)$$

综合(1),(3),(4)有：

$$L = (U_{dc} - U_o) * U_o / (1.4 I_o * U_{dc} * f_{sw}) = R(1 - U_o / U_{dc}) / (1.4 f_{sw})$$

例如，一台输出功率 1000W 的逆变器，假设最小负载为满载的 15% 则，

$$R=220*220/(1000*15\%)=323\ \Omega$$

从 $L= R(1-U_o/U_{dc})/(1.4\ fsw)$ 可以看出， $U_o=U_{dc}$ 的瞬间 $L=0$ ，不需要电感； U_o 越小需要的 L 越大我们可以折中取当 $U_o=0.5U_{dc}$ 时的 $L=323*(1-0.5)/(1.4 *20000)=5.8\ mH$

这个值是按照输出 15% I_o 时电感电流依然连续计算的，所以比较大，可以根据逆变器的最小负载修正，如最小负载是半载 500W， L 只要 1.7 mH 了。

确定了滤波电感我们就可以确定滤波电容 C 了，滤波电容 C 的确定相对就比较容易，基本就按滤波器的截止频率为基波的 5-10 倍计算就可以了。其计算公式为

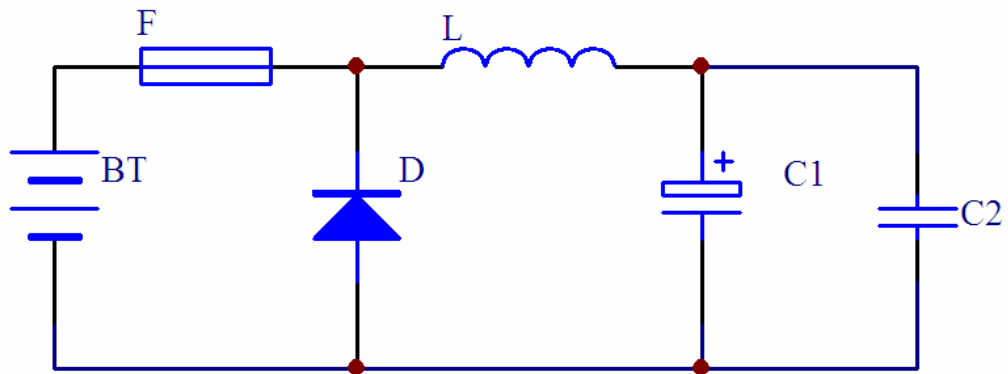
$$f = 1/2\pi\sqrt{LC}$$

五. 逆变器的部分保护电路

1. 防反接保护电路：

如果逆变器没有防反接电路，在输入电池接反的情况下往往会造成灾难性的后果，轻则烧毁保险丝，重则烧毁大部分电路。在逆变器中防反接保护电路主要有三种：

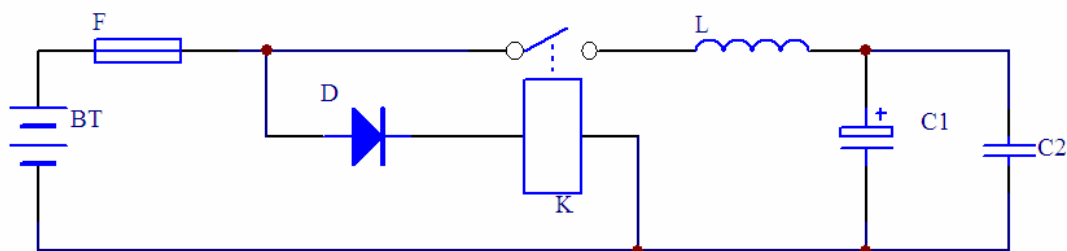
1). 反肖特基二极管组成的防反接保护电路,基本电路如下图：



由图中可以看出，当电池接反时，肖特基二极管 D 导通， F 被烧毁。如果后面是推挽结构的主变换电路，两推挽开关 MOS 管的寄生二极管的也相当于和 D 并联，但压降比肖特基大得多，耐瞬间电流的冲击能力也低于肖特基二极管 D ，这样就避免了大电流通过 MOS 管的寄生二极管，从而保护了两推挽开关 MOS 管。

这种防反接保护电路结构简单，不会影响效率，但保护后会烧毁保险丝 F ，需要重新更换才能恢复正常工作。

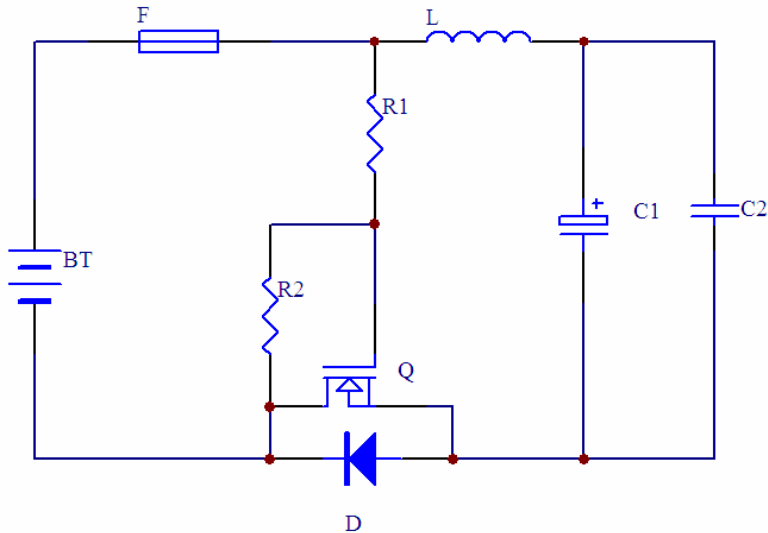
2). 采用继电器的防反接保护电路,基本电路如下图：



由图中可以看出，如果电池接反， D 反偏，继电器 K 的线圈没有电流通过，触点不能吸合，逆变器供电被切断。

这种防反接保护电路效果比较好，不会烧毁保险丝 F，但体积比较大，继电器的触点的寿命有限。

3). 采用 MOS 管的防反接保护电路,基本电路如下图:



图中 D 为防反接 MOS 的寄生二极管，便于分析原理画出来了。当电池极性未接反时，D 正偏导通，Q 的 GS 极由电池正极经过 F,R1,D 回到电池负极得到正偏而导通。Q 导通后的压降比 D 的压降小得多，所以 Q 导通后会使得 D 得不到足够的正向电压而截至；

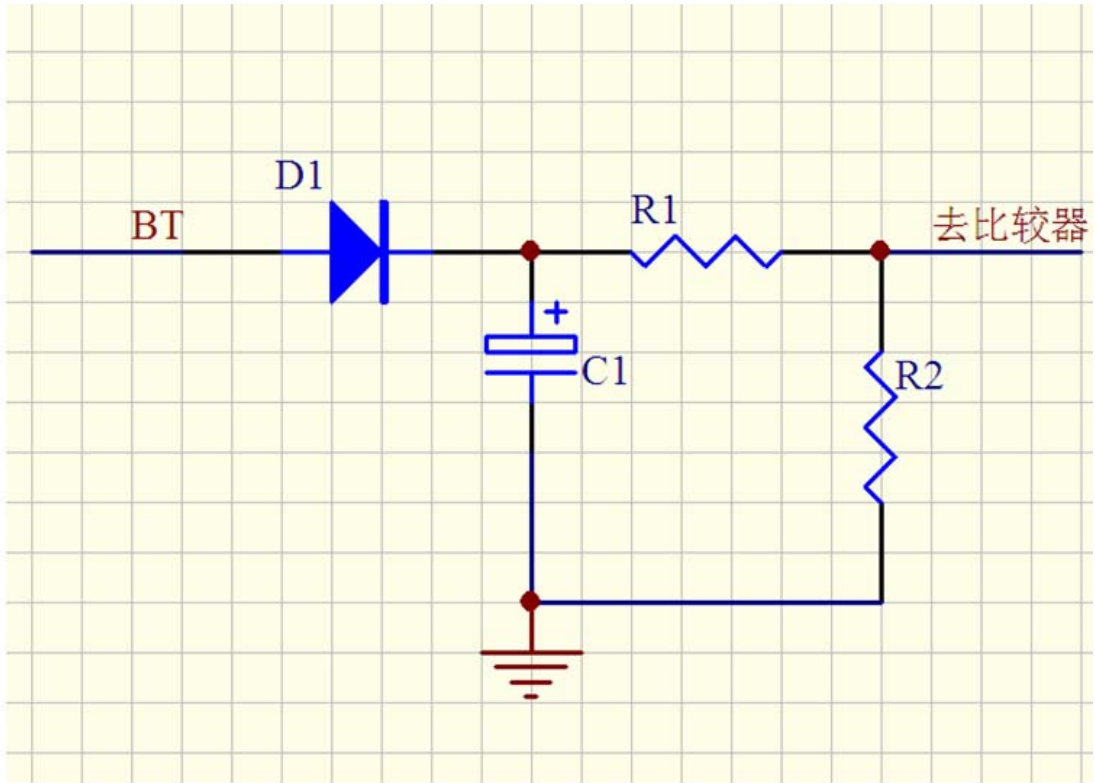
当电池极性接反时，D 会由于反偏而截至，Q 也会由于 GS 反偏而截至，逆变器不能启动。

这种防反接保护电路由于没有采用机械触点开关而具有比较长的使用寿命，也不会像反肖特基二极管组成的防反接保护电路那样烧毁保险丝 F.因而得到广泛应用，缺点是 MOS 导通时具有一定的损耗。但是随着半导体技术的发展，低导通内阻的 MOS 管层出不穷，像我们锐骏半导体新出的 RU4099,40V 的耐压，200A 的电流容量，低到 $2.8\text{m}\Omega$ 的导通内阻，足够畅通无阻地通过比较大的电流还保持比较低的损耗。

2. 电池欠压保护:

为了防止电池过度放电而损坏电池，我们需要让电池在电压放电到一定电压的时候逆变器停止工作，需要指出的一点是，电池欠压保护太灵敏的话会在启动冲击性负载时保护。这样逆变器就难以启动这类负载了，尤其在电池电量不是很充足的情况下。请看下面的电池欠压保护电路。

可以看出这个电路由于加入了 D1,C1 能够使电池取样电压快速建立，延时保护。

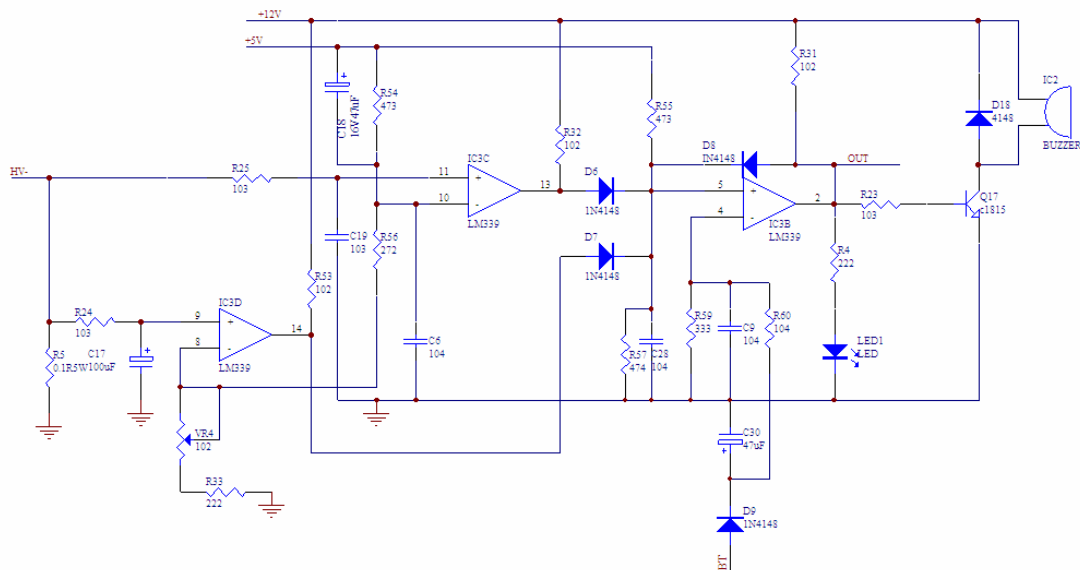


3. 逆变器的过流短路保护电路的设计：

大家知道，逆变器的过流短路保护电路在逆变器的安全中是至关重要的，如果没有过流短路保护逆变器很可能会因为过流短路而烧毁。

下面先来分析一下负载的特性，现实生活中的负载大多数是冲击性负载，例如炽灯泡，在冷态时的电阻要比点亮时低很多，像电脑，电视机等整流性负载，由于输入的交流电经过整流后要用一个比较大的电容滤波，因而冲击电流比较大。还有冰箱等电机感性负载，电机从静止到正常转动也需要用电力产生比较大的转矩因而起动力也比较大。

如果我们的逆变器只能设定一个能长期工作的额定输出功率的话，在起动力大于这个额定输出功率的负载就不能启动了，这就需要按照起动力来配备逆变器了，这显然是一种浪费。实际中，我们在设计过流短路保护电路时我们会设计两个保护点，额定功率和峰值功率。一般峰值功率设定为额定功率 2-3 倍。时间上额定功率是长时间工作不会保护的，峰值功率一般只维持到几秒就保护了。下面以本人设计的过流短路保护电路为例讲解下：



R5 为全桥高压逆变 MOS 管源极的高压电流取样电阻，我们可以这么理解，高压电流的大小基本上决定了输出功率的大小，所以我们用 R5 检测高压电流的大小。图中 LM339 的两个比较器单元我们分别用来做过流和短路检测。

先看由 IC3D 及其外围元件组成的过流保护电路，IC3D 的 8 脚设定一个基准电压，由 R33,VR4,R56,R54 分压决定其值 $U_8=5 \cdot (R_{33}+VR_4) / (R_{33}+VR_4 + R_{56}+R_{54})$ 。当 R5 上的电压经过 R24,C17 延时后超过 8 脚电压 14 脚输出高电平通过 D7 隔离到 IC3B 的 5 脚。4 脚兼做电池欠压保护，正常时 5 脚电压低于 4 脚，过流后 5 脚电压高于 4 脚，2 脚输出高电平控制后级的高压 MOS 关断，当然也可以控制前级的 MOS 一起关断。D8 的作用是过流短路或电池欠压后正反馈锁定 2 脚为高电平。

再看 IC3C 组成的短路保护电路，原理和过流保护差不多，只是延时的时间比较短，C19 的容量很小，加上 LM339 的速度很快，可以实现短路保护在几个微秒内关断，有效地保护了高压 MOS 管的安全。顺便说的一点是短路保护点要根据 MOS 管的 ID，安全区域和回路杂散电阻等参数设计。一般来说电流在 ID 以内，动作时间在 30 微秒以内是比较安全的。

4. IGBT 的驱动和短路保护：

IGBT 作为一种新型的功率器件，具有电压和电流容量高等优点，开关速度远高于双极型晶体管而略低于 MOS 管，因而广泛地应用在各种电源领域里，在中大功率逆变器中也得到广泛应用。

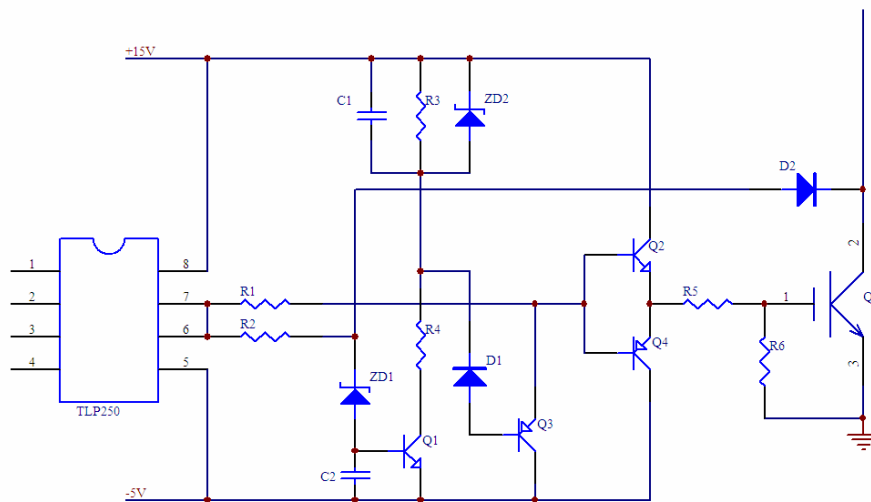
IGBT 的缺点，一是集电极电流有一个较长时间的拖尾——关断时间比较长，所以关断时一般需要加入负电压加速关断；二是抗 DI/DT 的能力比较差，如果像保护 MOS 管一样在很大的短路电流的时候快速关断 MOS 管极可能在集电极引起很高的 DI/DT，使 UCE 由于引脚和回路杂散电感的影响感应出很高的电压而损坏。

IGBT 的短路保护一般是检测 CE 极的饱和压降实现，当集电极电流很大或短路时，IGBT 退出饱和区，进入放大区。上面说过这时我们不能直接快速关断 IGBT,我们可以降低栅极电压来减小集电极的电流以延长保护时间的耐量和减小集电极的 DI/DT。如果不采取降低栅极电压来减小集电极的电流这个措施的话一般 2V 以下饱和压降的 IGBT 的短路耐量只有 $5 \mu S$ ；3V 饱和压降的 IGBT 的短路耐量大约 $10-15 \mu S$ ，4-5 V 饱和压降的 IGBT 的短路耐量大约是 $30 \mu S$ 。

还有一点，降栅压的时间不能过快，一般要控制在 $2 \mu S$ 左右，也就是说为了使集电极

电流从很大的短路电流降到过载保护的 1.2-1.5 倍一般要控制在 $2\mu\text{S}$ 左右，不能过快，在过载保护的延时之内如果短路消失的话是可以自动恢复的，如果依然维持在超过过载保护电流的话由过载保护电路关断 IGBT。

所以 IGBT 的短路保护一般是配合过载保护的，下面是一个 TLP250 增加慢降栅压的驱动和短路保护的应用电路图：



上图中电路正常工作时，ZD1 的负端的电位因 D2 的导通而使 ZD1 不足以导通，Q1，截止；D1 的负端为高电平所以 Q3 也截止。C1 未充电，两端的电位为 0。IGBTQ3 短路后退出饱和状态，集电极电位迅速上升，D2 由导通转向截止。当驱动信号为高电平时，ZD1 被击穿，C2 能够使 Q1 的开通有一小段的延时，使得 Q3 导通时可以有一小段的下降时间，避免了正常工作时保护电路的误保护。ZD1 被击穿后 Q1 由于 C2 的存在经过一段很短的时间后延时导通，C1 开始通过 R4, Q1 充电，D1 的负端电位开始下降，当 D1 的负端电位开始下降到 D1 与 Q3be 结的压降之和时 Q3 开始导通，Q2, Q4 基极电位开始下降，Q3 的栅极电压也开始下降。当 C1 充电到 ZD2 的击穿电压时 ZD2 被击穿，C1 停止充电，降栅压的过程也结束，栅极电压被钳位在一个固定的电平上。Q3 的集电极电流也被降低到一个固定的水平上。

今天要讲的问题就讲完了，谢谢！