

# 《逆变电源设计概要》续 —高效逆变电源的设计

2012年电源网逆变/新能源专题会  
演讲稿  
—钟任生

大家知道，逆变电源一般是电池输入的。电池电压一般都比较低而输出电流比较大，还有电池的容量一般都是有限的，怎么提高逆变电源的效率，最大限度地利用好电池有限的储能显得尤为重要，在这里和大家一起来探讨下高效率逆变电源的设计。

# 主要内容

1. 逆变电源的效率损耗分析
  - 1.1 主要损耗估算
    - 1.1.1. MOS管的损耗估算
    - 1.1.2 变压器的损耗估算
    - 1.1.3 高压整流二极管的损耗估算
  2. 其他损耗估算
    - 2.1 保险丝的损耗估算
    - 2.2. PCB布线的损耗估算
3. 提高效率的主要途径

# 1. 逆变电源的效率损耗分析

## 1.1 主要损耗估算：

### 1.1.1. MOS管的损耗估算：

MOS管的损耗包含了导通损耗和开关损耗。导通损耗是由MOS管导通时有一定的内阻 ( $R_{DS(on)}$ )产生的；开关损耗是由MOS管的导通和关断需要一定的时间，MOS管这时间段经过放大区不完全导通产生的。

下面举例说明MOS管的损耗估算

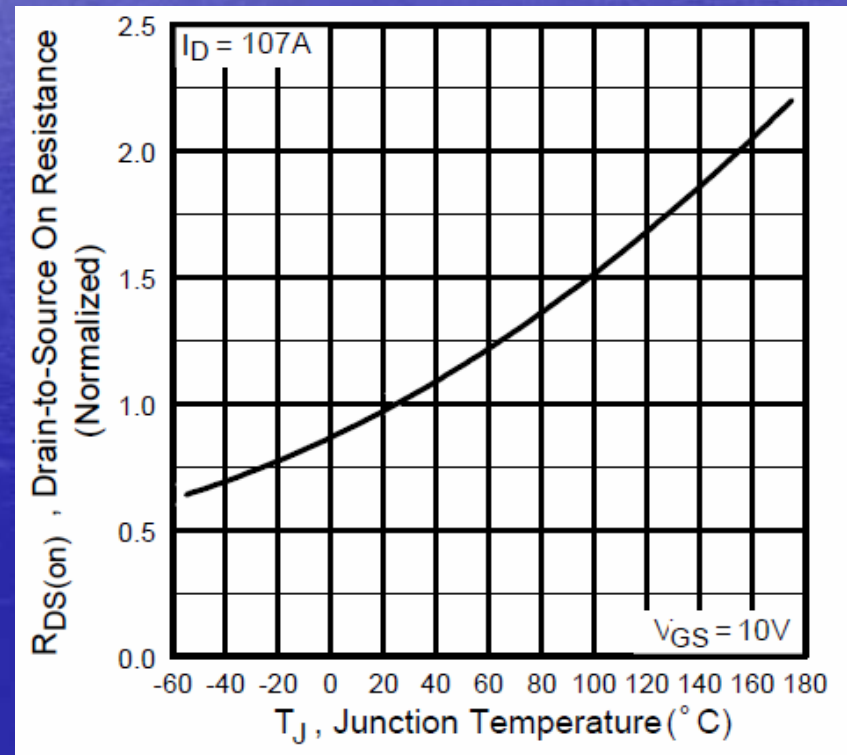
例如一个输入DC12V输出AC220V1000W的正弦波逆变器，前级推挽MOS管每边使用相当于4个IRF3205并联,后级H桥使用4个FQA24N50的MOS管组成全桥.

还要注意一点的是MOS管的温度特性：

例如刚才提到的大家常用的IRF3205导通内阻随温度变化的特性曲线如下：

从图中可以看到，

MOS管的内阻随温度的升高而增大，到结温100度时内阻已经是25度时的1.5倍了，所以在计算损耗时我们一般按结温100度时的内阻计算。



当输入电池电压最低为10.5V时，假设效率为0.9时前级8个IRF3205的总导通损耗估算如下：

输入平均电流 $I_{in} = P_o / U_{min} / \eta = 1000 / 10.5 / 0.9 = 105.8(A)$

100度时8个IRF3205的总导通损耗 $P_{RDSON} = I_{in} * I_{in} R_{DSON} = 105.8 * 105.8 * 1.5 * 0.008 / 4 = 33.6(W)$

可见这个使用传统MOS管的导通损耗还是比较大，虽然推挽每边用到了相当于4只管并联。随着现在新一代Trench工艺的日趋成熟，已经完全可以制造出相比于传统平面工艺低得多的RDSON的同等电流等级的MOS管。所以当我们设计逆变电源时如果效率不能满足要求时我们可以考虑更换更低RDSON的MOS管。

8个IRF3205开关损耗的估算：

下图是IRF3205的开关原理图

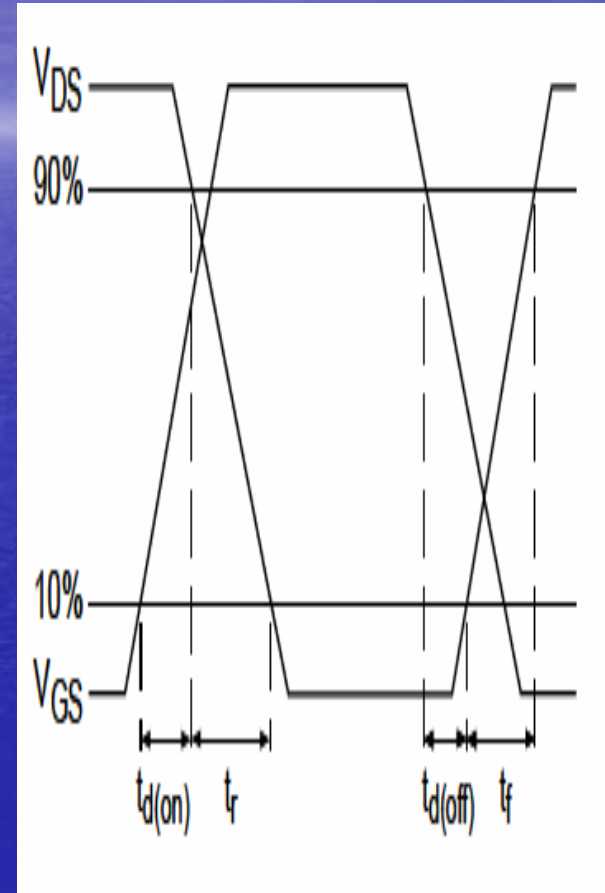
可以看出开关损耗主要发生

$T_r$ 和 $T_f$ 内。粗略地估算损耗

我们可以认为 $T_r$ 和 $T_f$ 各自的

一半被损耗了。实际上 $T_f$ 阶

段的峰值电流已经是平均电  
流的1.4倍左右了，而 $T_r$ 阶段  
由于漏感的存在损耗比较小。





对于IRF3205此类管子，我们把它DS的波形驱动到 $T_r=T_f=250\text{nS}$ 还是比较容易的，如果推挽的开关频率设定为40K的话。其开关损耗可按如下估算：

2路推挽的开关周期 $1/(40*2)=12.5\mu\text{S}$

8个IRF3205总的开关损耗估算为：

$1000/0.9*(0.25+0.25)/12.5/2=22.2(\text{W})$

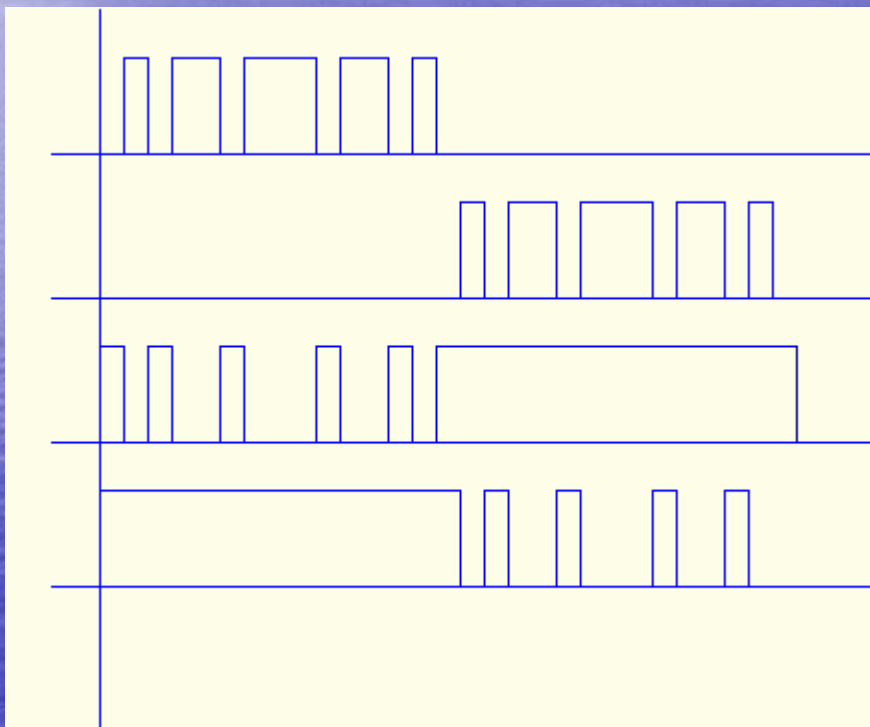
可见，在低压大电流输入的场所，导通损耗还是比开关损耗大的。实际应用中我发现我们很多工程师在设计逆变电源时存在盲目追求高频率的现象，误认为频率越高逆变器的效率越高，体积越小。而实际上对于MOS管而言，频率越低效率才越高，但是频率低了，变压器的功率小了，体积大了，铜损也大了，这个变压器的损耗以后再讲。

现在我们来估算一下后级H桥4个FQA24N50的损耗：先分析一下导通损耗：SPWM调制的全桥电路我们可以认为4个功率管每2个串联，左右两个桥臂轮流完成一个馒头波的电流假设当输入电池电压为10.5V时母线电压为320V,调制度M=1,输出额定功率 $P_o=1000W$ ,我们查的FQA24N50在100度的 $R_{DS(on)}=0.2*1.8(100度时的温度系数) =0.36$  ( $\Omega$ )。

4个FQA24N50的导通损耗估算：

$$(1000/220) * (1000/220) * 0.36 * 2 = 14.9 (W)$$

再分析下4个FQA24N50在典型的双极性调制下的开关损耗，其栅极驱动波形如下：



从上图可以看出如果带阻性负载每半个基波工作时只有一个功率管存在开关损耗，整个基波周期内相当于2个功率管轮流担当开关损耗，如我们把这4个功率管的开关速度驱动到 $T_r=T_f=500\text{nS}$ ，设定载波频率为20K,4个FQA24N50总的开关损耗可以这样估算：

开关周期 $T=1/20=50(\mu\text{s})$

输入总功率 $P_{in}=1000/0.9=1111 \text{ (W)}$

4个FQA24N50总的开关损耗  
 $=0.5*2/2/50*1111=11.1(\text{W})$

## 1.1.2变压器的损耗估算

因为输入最大105.8A的电流很大，我们为了减轻变压器初级和PCB过电流的压力，我们设计4和变压器来分担初级电流和功率。每个变压器输出功率为250W,选用TDKPC40磁芯，型号为：EI40,其AE=1.48cm<sup>2</sup> VE=11.4cm<sup>3</sup>, 计算初级匝数：  
 **$N_{pri} = U_{max} * 100000000 / (4fBA) = 14 * 100000000 / (4 * 40000 * 2000 * 1.48) = 2.97T$** ，实际取3T,因为推挽结构，初级为;3T+3T.

其中：

**U<sub>max</sub>**: 最大输入电压;

**f**:开关频率

**B**:最大输入电压时的工作磁通密度;

**A**:磁芯中柱的截面积

由于4个变压器采用初级等效并联，次级串联的结构，为了保证电池输入最低10.5V时，母线高压还有320V,每个变压器次级必须输出 $320/4=80V$ .所以次级

$$N_{sec}=(N_{pri}/D)(U_{out}/U_{min})=(3/0.95)(80/10.5)=2$$

4T，其中

D:占空比

Uout: 输入最低电压时的输出电压

现在来计算下初级线径，前面说过初级最大电流为**105.8A**,每个变压器初级电流为 **$105.8/4=26A$**

电流密度一般取 **$4-5A/mm^2$** ，还要考虑到趋肤深度，下面是铜导体在**20度**时的穿透深度表：

f(kHz)	1	3	5	7	10	13	15	18	20	23
Δ(mm)	2.089	1.206	0.9346	0.7899	0.6608	0.5796	0.5396	0.4926	0.4673	0.4358
f(kHz)	25	30	35	40	45	50	60	70	80	100
Δ(mm)	0.4180	0.3815	0.3532	0.3304	0.3115	0.2955	0.2697	0.2497	0.2336	0.2089

再综合根据EI40的磁芯骨架参数我们选用0.72MM直径的漆包线，初级每边9根并联，共18根，次级2根并联。初级分3层绕制，每层6根并联绕3圈，接成3T+3T，每边3根并联。次级也分3层绕完24T。绕制工艺为先初后次，或者是按1/3初，2/3次，2/3初，1/3次的顺序。后者工艺比较复杂但效果比较好。现在我们来估算100度时的铜损:根据铜的温度系数，铜在100度时电阻大约是在25度时的1.4倍根据EI40的骨架，初级3T每边的导线长度大约0.2M,次级24T的导线长度大约2M.

初级铜损可以这么估算

初级每边9根0.72的导线面积= $9 \times 3.14 \times (0.72/2) \times (0.72/2) = 3.7(\text{mm}^2)$

初级每边9根0.72的导线在100度时的电阻  
 $= 1.4 \times 0.0167 \times 0.2 / 3.7 = 1.3(\text{m}\Omega)$

初级100度时的铜损= $(105.8/4) \times (105.8/4) \times 1.3 = 0.9(\text{W})$

同理我们可以估算出次级100度时的铜损= $0.6(\text{W})$

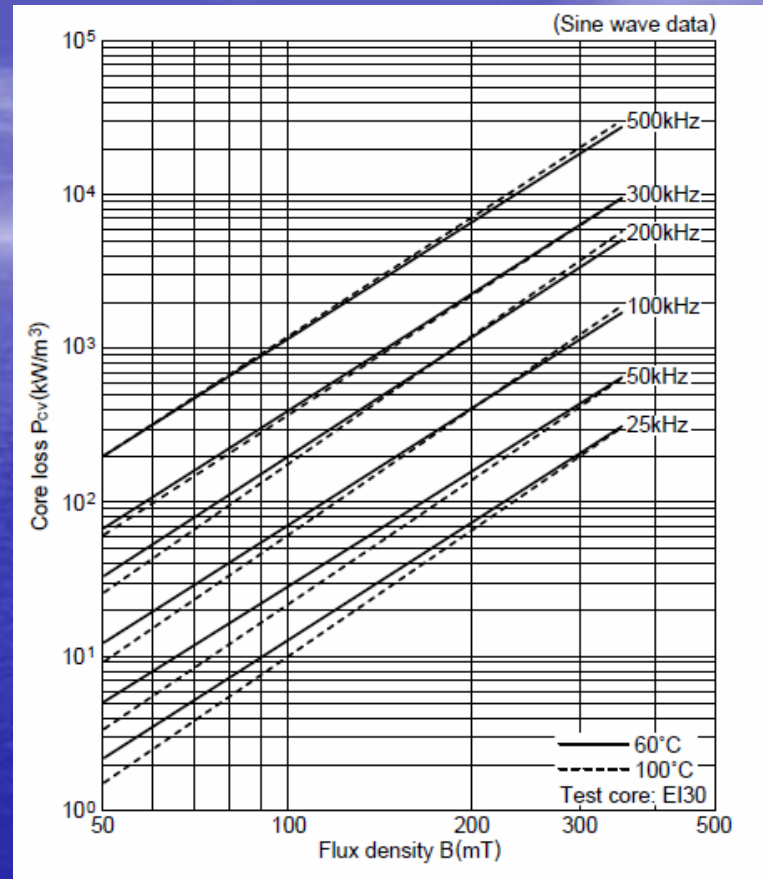
这样如果不计交流损耗的话，每个变压器的铜损就是  
 $0.9 + 0.6 = 1.5\text{W}$ 了，4个总的铜损就是6W了



现在我们来估算变压器的磁芯损耗：

下面是PC40磁芯的损耗曲线：可以看出磁芯在50KHZ,200mT时损耗大约是每立方厘米0.15W  
 $VE=11.4\text{cm}^3$ 。所以

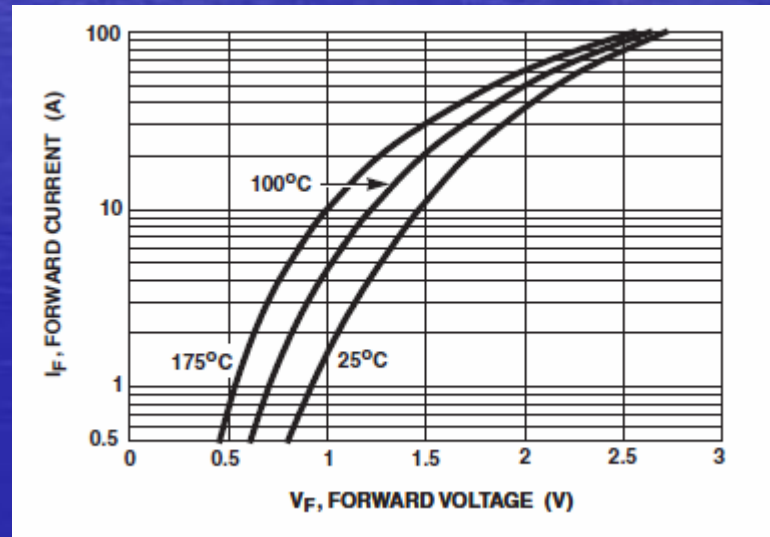
4个变压器总的磁芯损耗估算  
 $=0.15*11.4*4=6.8\text{W}$



### 1.1.3 高压整流二极管的损耗估算

对于1000W的逆变器，母线的平均电流大约在3-4A,例如母线电压在320V时，母线的平均电流约为 $1000/0.9/320=3.5A$ ,如果我们选用RHRP1560做整流管的话，其伏安特性曲线如下;可以看出其在

100度3.5A时 $V_F$ 大约1V,四只管子总导通损耗大约 $3.5*1*2=7 (W)$



从其手册可以查到其Trr最大为40nS我们估算其开关损耗大约为 $(1000/0.9)*40/(1/40*2)=3.6W$   
到这里这个逆变器的主要损耗估算完了总结如下：

前级MOS管导通损耗： 33.6W

前级MOS管导开关通损耗： 22.2W

后级MOS管导通损耗： 14.9W

后级MOS管开关通损耗： 11.1W

变压器铜损： 6W

变压器磁芯损耗： 6.8W

高压整流二极管的导通损耗：7W

高压整流二极管的开关损耗：3.6W

以上总损耗为105.2W

2.其他损耗估算：

2.1保险丝的损耗估算：

也许大家会说，一条小小的保险丝能有多大损耗？确实，如果在市电输入的小功率适配器中，由于输入电压高，输入电流小，损耗可以忽略不计。但是在低压电池输入的逆变器中，保险丝将通过几十几百安的电

流，这个损耗就相当可关了。

前面的例子输入电流就达到**105.8A**,我们一般用中型插片保险丝,假设我们用4个**30A**的保险丝并联,这种保险丝的典型内阻是**2mΩ**那么损耗= $105.8*105.8*2/4=5.6W$ .

## 2.2. PCB布线的损耗估算

到了**100A**以上的电流,就是PCB布线的损耗也不能忽略不计了,如果布线不合理, **PCB**走线太细太长将引起**PCB**的严重发热,甚至烤热元件,影响了整机的稳定性。所以前面讲的,我们可以分为多路来分担这**100多A**的电流,这样**PCB**和变压器过电流的压力就大大减轻了。如果我们每路走线的总长度是**10cm**,线宽为**1cm**,铜皮厚度为**2OZ**.

这路PCB损耗计算出来大概为1.7W,4路就是6.8W了。

### 3. 提高效率的主要途径:

3.1降低前级MOS管的导通损耗。通过前面的估算可以知道，前级MOS管的导通损耗是最大的损耗，达到33.6W,损耗了3%以上的效率。如果我们能够把IRF3205换成电流差不多的内阻又小的MOS管，这样就能把导通损耗大大降低。如果还想降低成本，还可以使用国产的优秀沟槽工艺的MOS管。

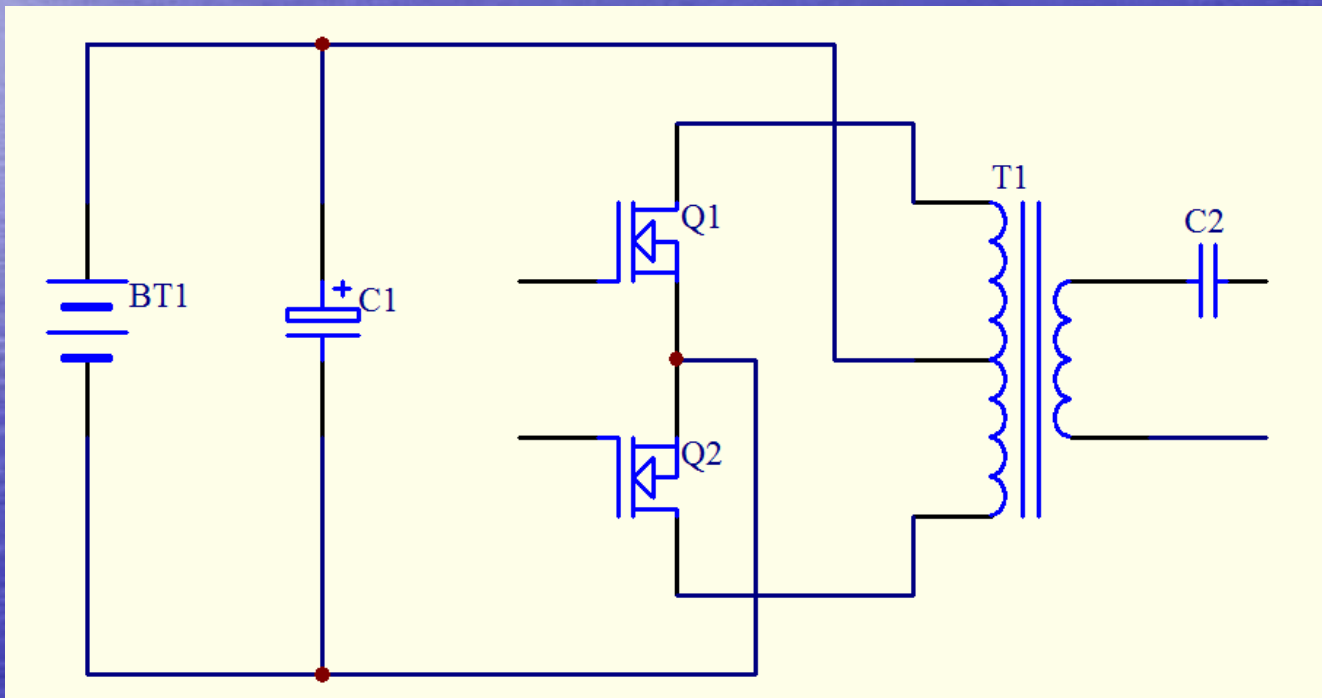
## 3.2降低前级MOS管的开关损耗:

从前面的损耗分析来看，前级MOS管的开关损耗达到22.2W还是比较大的，主要是大电流MOS管不易驱动到开关速度比较快，还有两路推挽开关频率比较高。要想降低前级MOS管的开关损耗可以有如下途径：

3.2.1选用C<sub>ISS</sub>比较小，开关速度比较快的MOS管；

3.2.2提高驱动电路的驱动电流和驱动能力，例如合理选择驱动三极管或MOS管，有条件可以选用MOS管专用驱动器。

3.2.3前级使用0电压或0电流的软开关电路，例如：开环推挽推挽软开关拓扑如下：





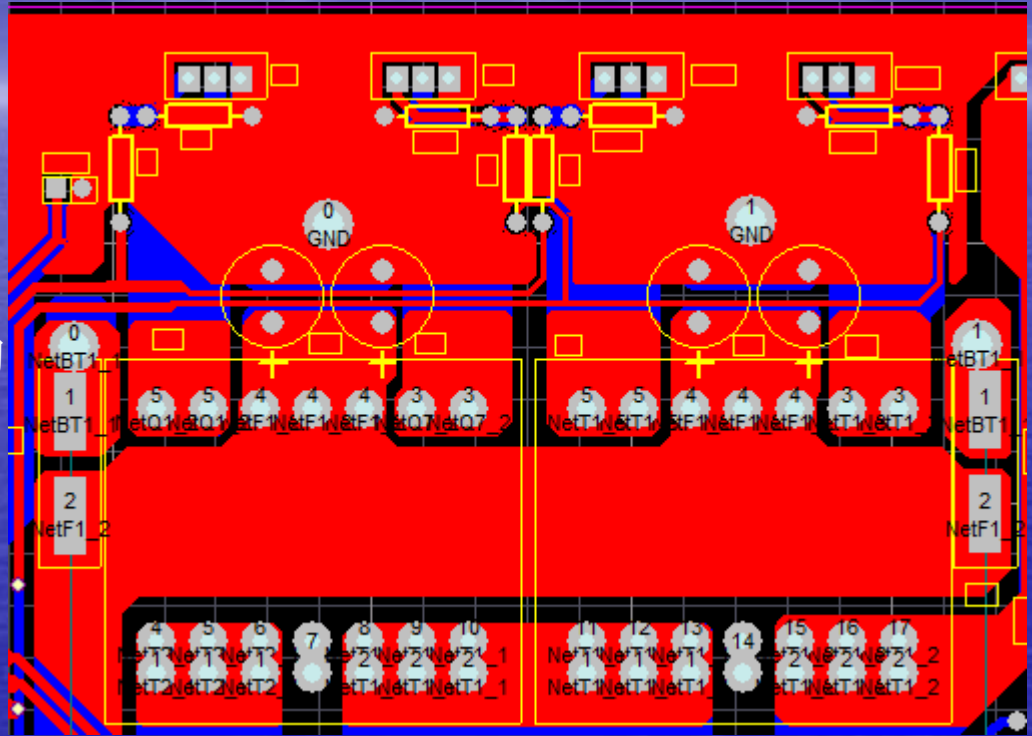
图中变压器的磁芯是开了气隙的，因为其漏感比较大和C2组成准谐振0电流软开关电路，详细请见本人帖子：<http://bbs.dianyuan.com/topic/643859>

**3.2.4合理地选择保险丝：**前级尽量选用内阻小的保险丝，保险丝的容量可以稍稍取大一点儿，使保险丝在故障时能够熔断又有比较低的内阻；

**3.2.5合理地降低布线的内阻，**对于前级的布线原则一般有：让大电流回路最短，铜皮宽度要够，双面板尽量两层都过电流，如果铜皮不足以过大电流一定要加焊锡或者加焊铜排或者粗铜跳线。

现在举例说明前级的布线：

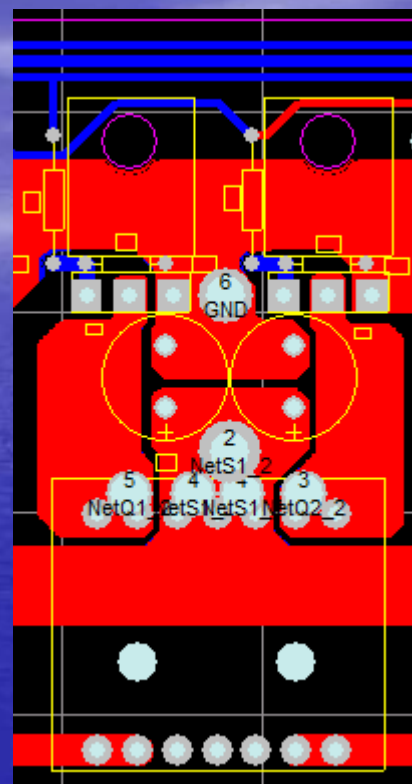
先看下面这个：供电是从BT1和GND两个焊盘引入的，可以看出具有很短的回路。而滤波电容负端离前级MOS管的源极很近，正端离变压器的中心抽头很近，保证了滤波效果，降低了漏感引起的尖峰。两个




漏极走线因为条件限制未能双层走线，设在底层有利于加锡或加焊跳线。

再看下面的布线实例：

这个图只是某大功率逆变器前级的一个单元部分，不同的是客户要求前级保险丝放在外壳便于更换，还有就是这个变压器的初级电流很大，最大可达40A,所以采用了双层一样的电流回路，铜箔厚度采用了6OZ，回路很短，完全免加焊锡。另外变压器初级采用了不经过变压器的骨架引脚而是直接插到了PCB然后焊接。变压器的股价只是起定位作用保证了前级大电流的畅通无阻。



这里，今天要讲的内容就讲完了，谢谢大家！

The background of the slide is a photograph of a bright blue sky with wispy white clouds on the left side, transitioning into a deep blue ocean with gentle ripples on the right side. The sun is visible on the far left edge, creating a bright glow.

The end  
Thank you !