



# 推挽非晶变压器实战心得



电源网

电源网焊接版版主

**DianYuan.com**

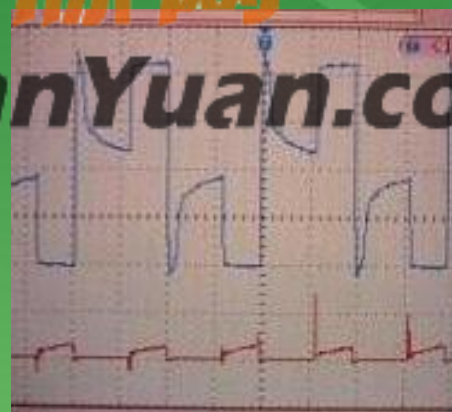
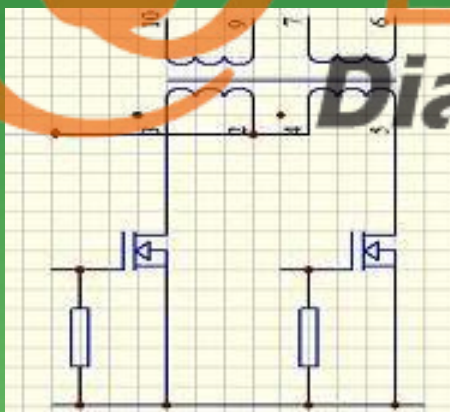
晶熔铁





# 前言

DC/DC升压逆变电路发展到今天，推挽电路仍是最常用的主打拓扑，铁基非晶或超微晶磁环在各类逆变电源中的应用已有好几年的历史，与铁氧体相比，非晶的最大优势是饱和磁通密度与居里温度点都较高，从而可大大提高产品的功率密度，减小产品体积。



电源网

DianYuan.com





在推挽升压拓扑中，非晶磁环的高 $B_s$ 值（一般 达 1.2T），使我们可以提高绕组的每匝伏数来有效降低铜损，减少线包的发热量。这在升压 比较高时，具较高的实用意义的。

在一些采用EE铁氧体变压器的大功率DC/DC逆变电源方案里，我们常常可以看到主升压变压器由2个或多个变压器串并联组合而成，主要原因有：1. 功率分散后有利于变压器的散热，降低长时间持续工作的温升；2. 有效克服在升压比较高时，副边绕组匝数过多时，较大的分布参数引起较大的高频损耗





由于非晶材质的最大饱和磁通密度 $B_s$ 值较高，变压器工作时的 $\Delta B$ 值就可取得大一些，这样在足够升压比时的副边总匝数就可相对减少，从而减少了副边绕组分的布参数，降低副边线包工作时的温升，有效提高整个DC/DC逆变级的效率。

电源网

DianYuan.com

这样对于使用较低电压（如12V）蓄电池供电的800W~1500W以上的大功率逆变器来说，用一个小模型（如50-32-20）非晶磁环形变压器一次升压到位，一样可获得较高的效率与较低的变压器（铁芯与绕组）温升。





当然要获得最终的综合性能优势，用好非晶磁环，在工作参数的设计与变压器的绕制工艺方法上也是有一定讲究的。图1是某知名品牌的超微晶非晶磁环的工作频率—工作磁摆幅 $\Delta B$ 与损耗之间的关系示意图。

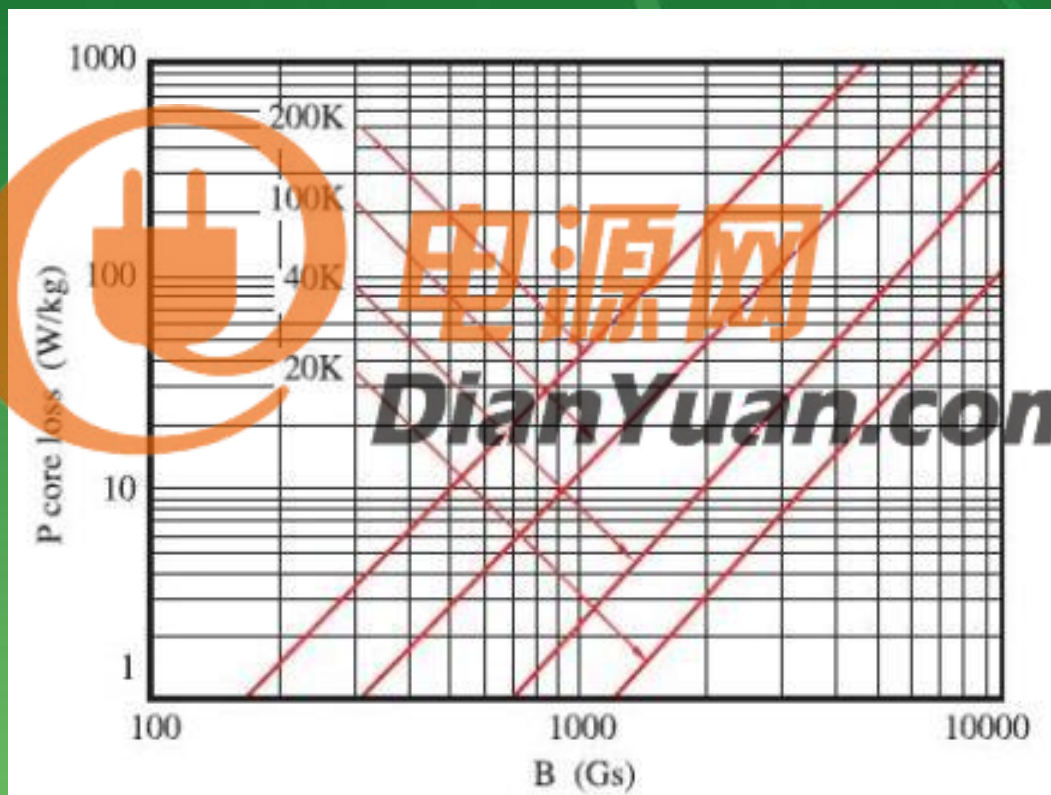


图1





通过这个图可以清楚地了解非晶材料的工作频率、磁密摆幅与铁芯损耗之间的关系，为我们设计变压器的工作参数提供依据与参考。

在推挽升压变压器中，对于匝比 $n=N_p/N_s$ 的确定，主要取决于蓄电池的放电终止电压值与升压目标值之比；而对于 $N_p$ 的确定，则关系到开关频率 $f_s$ 与磁环等效截面积 $A_e$ 、铁芯占空系数的大小及最大工作磁通密度 $B_m$ 的确定。

由于目前在逆变电源中采用的功率开关器件主要是低压大电流MOS管，开关速度已不是主要问题，因此开关频率的选取基本可由磁芯材质的特性来决定。





根据非晶材质的频率-损耗特性，15KHz~35KHz是最常用的频率。当然实际上由于不同厂家、不同生产工艺下的非晶特性还是有一定的差别的，选择多少开关频率最好，需要多次反复比对不同开关频率 $f_s$ 与 $\Delta B$ 时的性能如何，才能确定所选的频率、磁摆幅等工作参数是否合理，其中效率与持续工作的温升是两个需要特别重视与反复试验考量的性能指标。因为工作温升直接会影响到变压器的安全性能，同时效率又与铁芯、线包的工作温升也具有一定的关联。

另一个同样不能忽视的是静态励磁电流，由于非晶材质低电阻率导致的涡流损耗较大，非晶变压器的励磁电流波形已不同于一般的铁氧体变压器的三角波，不再完全符合 $I_{pk}=U*\Delta T/L$ 的变化关系，所以用测得的原边感量与MOS管导通时间去估算励磁电流的大小是误差极大的，即使是用开关频率下测得的感量去估算，实际值与计算值也可能相差较大。而“励磁电流”的大小又关系到逆变器的空载（静态）功耗，因此，探求非晶变压器励磁电流大小与频率的关系，也是选择“合适频率”的依据之一。





需要说明的是前面所说到的“工作温升”，是指在预定的散热条件下，热平衡后变压器可能达到的最高温度。当最大工作磁通密度 $B_m$ 、原边 $N_p$ 的匝数确定后，适当调整开关频率 $f_s$ 的高低，比对不同开关频率 $f_s$ 条件下的变压器温升、MOS管温升、效率等性能，是常用有效的检验所选工作参数是否合理的方法手段。

对于调整开关频率 $f_s$ 后，铁芯温升或绕组温升及效率、D极关断尖峰波形、空载励磁损耗等仍觉不理想时，只有重新修正原边副边的匝数，改变绕组的绕制工艺，换用不同规格类型的漆包线等等方法来改进了提高了。





以上提到的是一些常用有效的改进优化措施，其中非晶环形推挽变压器的绕制工艺也是一个不能轻视的重要环节，无论自己徒手绕制还是厂家定制，一般都会以“即保证性能又工艺简便”为原则，当然这个“原则”是无可非议的，但“简便不得法”时，就会影响到变压器的最终性能。

在磁环推挽变压器的设计中，防止偏磁的重要性我想大家都已比较熟悉，所以保证两个错相工作的原边绕组 $N_{p1}$ 、 $N_{p2}$ 的严格对称性是必需的，否则在大功率（大占空比）输出时，会导致“偏磁”的发生，实测波形如图2所示，蓝色为逆变变压器的电压波，红色为原边电流波，可以看到在 $N_{p1}$ 、 $N_{p2}$ 绕组特性不对称时，为了维持伏秒平衡，两个错相的原边电流波形已相差不少，轻则两组功率MOS管发热不平衡，重则如此时再有电流反馈不及时（如采用平均值模式）就很容易引起炸管。图3是较重“偏磁”时的实测波形，可见正负半周的电流大小不一致已十分严重。



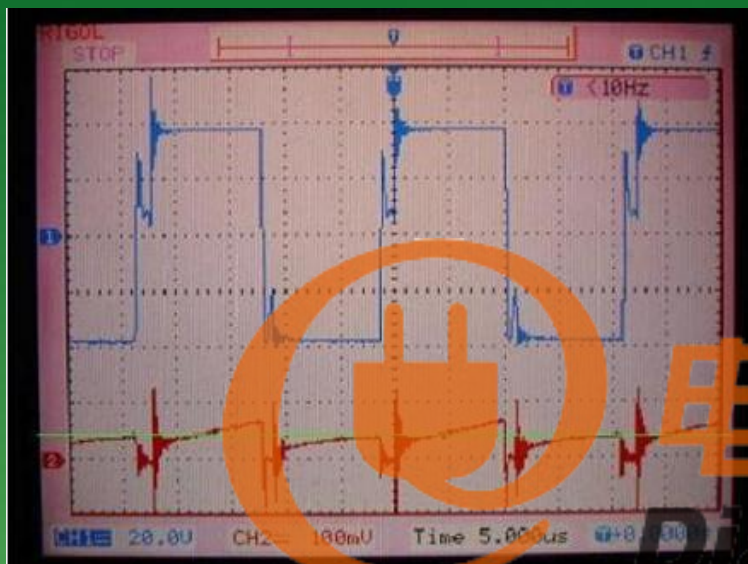


图2

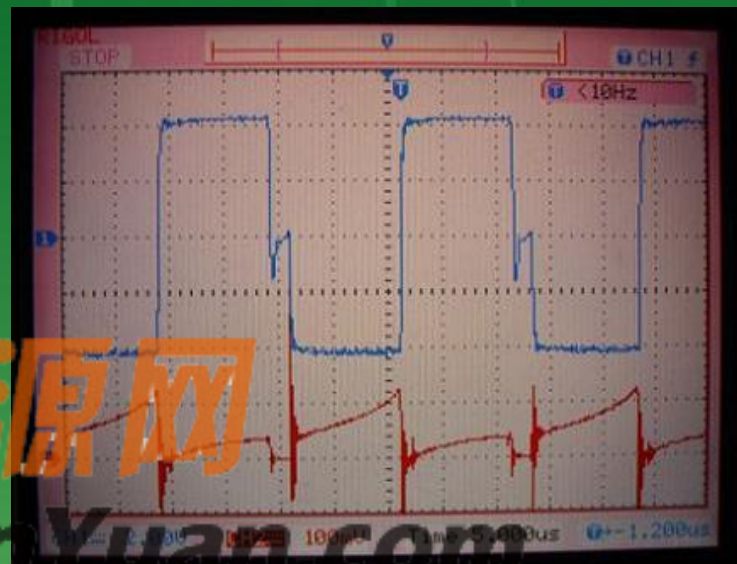


图3

图4所示的实验非晶推挽升压变压器，绕制方法简便易行，两个大电流原边绕组 $N_{p1}$ 、 $N_{p2}$ 分别各占一半磁环的空间，如能做到 $N_{p1}$ 与 $N_{p2}$ 的几何位置与电参数严格一致，使用效果推测是没啥大问题的。然而当绕制工艺马虎粗糙时，就会出现图2、图3就是这种结构时，个别 $N_{p1}$ 与 $N_{p2}$ 离散性过大时变压器重载工作时的的问题波形。所以说，图4结构并非是性能理想的绕制方法。



图4



图5

图5则是图4的改进绕制方式，采用双线并绕4匝，不同绕组的头、尾相接作为中心抽头，另两端做为A相端与B相端，这种绕法的抗“偏磁”效果要远胜于图4绕法，图6是这种绕法的满载实测波形，可见A相与B相的红线电流波形已比较一致，电压波形也上下“对称性”很好。

前面所说到的是推挽变压器的“偏磁”与绕制方法的关系。但还有一个对MOS管关断尖峰有重要影响的因素也不能忽视，那就是 $N_p 1$ 与 $N_p 2$ 之间的漏感问题。对于原边与副边之间的漏感问题大家比较熟悉，但在推挽变压器中， $N_p 1$ 与 $N_p 2$ 之间的漏感问题的重要性过去很少被提及。



图5

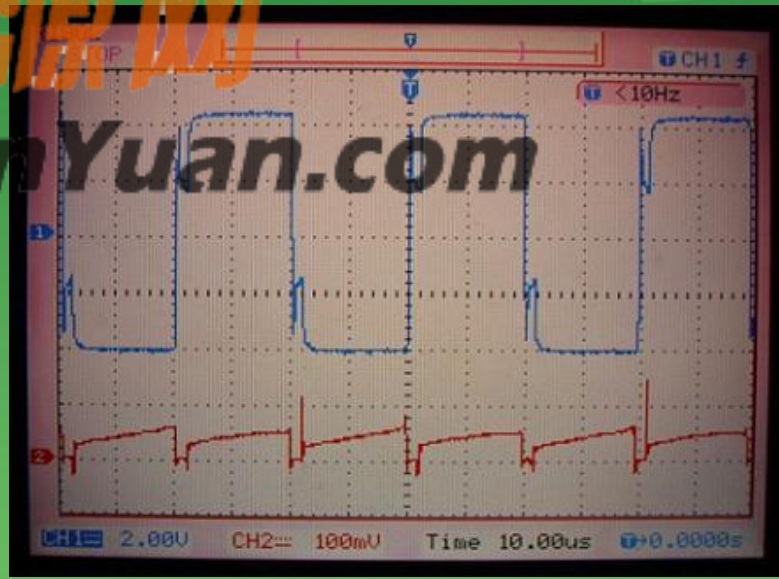


图6



当 $N_{p1}$ 与 $N_{p2}$ 的漏感较大（假设与副边的漏感都一样）时，MOS管的关断尖峰就会较高，这可用图7图8来说明。在任意一相MOS管关断时，另一相MOS管的体二极管复位续流，这在每相MOS管的占空比 $D < 25\%$ 时不难理解。为减小 $N_{p1}$ 与 $N_{p2}$ 的漏感，改进的原边绕法是把两个原边单根（或多股单组）拆分成多根（或多股多组）的铜线，并使之总截面积相等，然后充分交叉换位绕制，此绕法虽工艺复杂，但可获得 $N_{p1}$ 与 $N_{p2}$ 之间最小的漏感，从而有效减小MOS管关断尖峰。

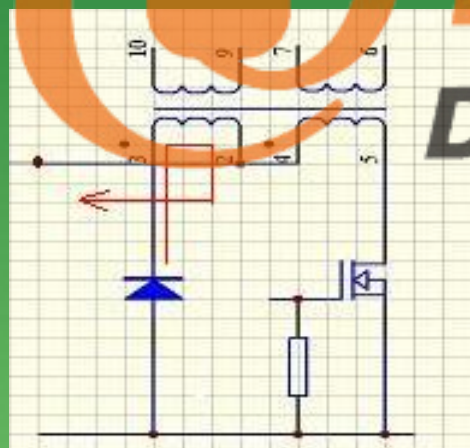


图7

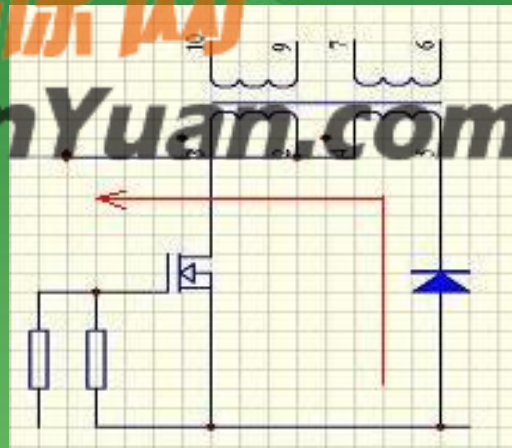


图8

电源网

DianYuan.com





图9所示的是此种绕制结构的两个原边结构示意图， $N_p 1$ 与 $N_p 2$ 由2种不同颜色的漆包线交叉并绕，图10是拆开部分副边的实物图。值得一题的是通过实验对比，此种绕制结构的推挽升压变压器的效率、MOS管关断尖峰要比图5绕法更为优胜。



图9



图10





在说推挽电路时，由其是非晶变压器推挽电路时，有一个不得不说的是“零电流”开通电路技术措施，即在推挽变压器的中心抽头与DC电源之间（主滤波电容到中心抽头之间）串入一个“合适”感量的小电感如图11红圈，可使“开通与关断”时的尖峰大大减小，逆变效率与MOS管温升、EMI等性能明显改善，在同样输出功率时，非晶铁芯的温度也会有所降低。在小功率逆变电路里，这个“小电感”用数uH的空芯电感即可，具体电感值大小最好由实验而定。1KW以上时，在中心抽头导线上套上几个铁硅铝磁环如图12所示，即可见到收效，磁环的多少也可由实验测试结果而定。

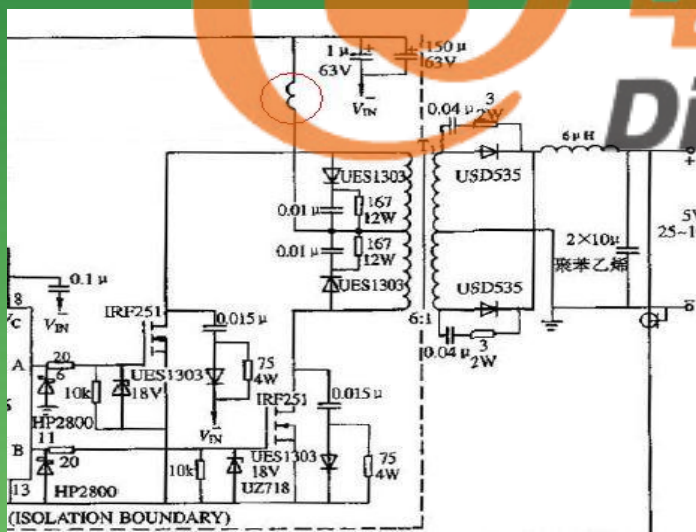


图11



图12

电源网

DianYuan.com





谢谢!  
电源网  
DianYuan.com





**电源网**  
**DianYuan.com**





**电源网**  
**DianYuan.com**

