



【目录】

§ 1 简述	1
§ 2 参数要求	2
§ 3 计算过程	2
§ 4 Ansoft 仿真	6
§ 5 扩展要求	10
§ 5 问题反思	11

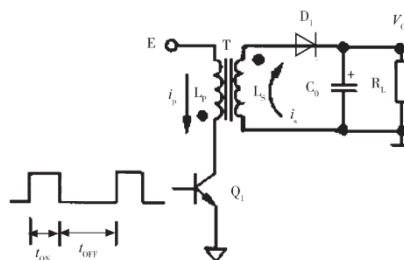
§ 1 简述

1.1 背景

伴随电源技术的不断革新，开关电源技术正朝着小巧、高频、集成化的目标迈进。单端反激式变压器以其所占体积小、造价低廉、效率较高等优势，非常适合各种功率较小的开关电源。但反激式变压器的设计有很多注意点，铁磁内芯、电感量、间隙、绕组的匝数及绕法等等，都需要反复设计修正，且电流连续、断续两种工作形式，也给其参数计算增加了复杂度。在学习了反激变换器的工作原理和设计方法之后，我以大作业的具体题目为例，进行反激式变压器的设计计算和软件仿真，本报告即为整个流程的具体说明。

1.2 反激式变压器的工作原理

本次大作业的设计对象为单端反激式变压器，其原理图如下所示。在开关管导通时，原边绕组电压上正下负，此时副边绕组感应到的电压极性为上负下正，从而二极管 D_1 被关断。直流电压加在变压器原边绕组两端，使电感线圈中的电流增大。由于二极管 D_1 反向偏置阻断了输出负载电流对变压器的影响，因此这个阶段变压器的储能随着输入电流的增加而变大，而输出



电容 C_0 提供维持负载所需的能量。在开关管关断时，输入电流消失。但因原边电感的存在，原边绕组电流无法突变，依旧保持原方向流动，导致开关管漏极输出结电容被快速充电，从而和等效电感产生高频震荡，在开关管漏极产生一个尖峰电压，使得原边绕组两端的电压极性突变为上负下正。从而副边绕组上感应为上正下负，则二极管 $D1$ 导通。原边电感储存的磁能向负载传递释放。可以看出，反激式变压器在开关工作中既起变压隔离作用，又使得电感储能。

§2 参数要求

- 直流输入电压范围为 $U_i = 116V \pm 10V$;
- 直流输出电压为 $U_o = 20V$;
- 额定输出功率为 $P_o = 70W$;
- 效率为 $\eta = 85\%$;
- 开关频率 $f_{sw} = 100kHz$;
- 填充系数需小于0.6;
- 工作模式为 CCM 。

§3 计算过程

3.1 原边电感

由 $U = L \frac{di}{dt}$ 可进一步推出：

$$L_p = \eta * \frac{(U_{i.min} * D_{max})^2}{2 * P_o * f_{sw} * K_{FR}}$$

$$= \eta * \frac{(U_{i.min} * T_{on.max})^2}{2 * P_o * T * K_{FR}}$$

参考资料中显示若要工作在断续模式下，电感量要小于这个值：

【 $\eta * \frac{(U_{i.min} * T_{on.max})^2}{2 * P_o * T}$ 】“若要工作在连续模式下，电感量取这个值的2~4倍”。

查阅资料后发现原因是表达式系数分母中存在纹波系数 K_{FR} ，对于 CCM 工作模式，这一值通常取0.25~0.5，这里取0.4；在进行计算之前，预设此反激式变压器工作的最大占空比 $D_{max} = 0.48$ 。因此计算得最终原边电感值为：

$$L_p = 0.85 * \frac{(106 * 0.48)^2}{2 * 70 * 100 * 10^3 * 0.4} = 393 \mu H.$$

3.2 匝比

根据计算公式：

$$\frac{N_P}{N_S} = \frac{U_{i.min} - V_{DS}}{U_O + V_D} \times \frac{D_{max}}{1 - D_{max}}$$

其中为 V_{DS} 为mos管工作时的漏源电压，这里近似为10V， V_D 为副边二极管的

正向偏置电压，则可以带入数据算得匝比为：

$$\frac{N_P}{N_S} = \frac{106 - 10}{20 + 0.7} \times \frac{0.48}{1 - 0.48} = 4.28.$$

3.3 原副边电流

对于原边电流，分别计算其平均值 I_{AVG} ，峰值 I_P 与有效值 I_{RMS} ，计算公式如下，其中 K_p 为原边电流比例因数，CCM模式下可取值为0.4，代入计算得：

$$I_{AVG} = \frac{P_O}{\eta * U_{i,min}} = \frac{70}{0.85 * 106} = 0.78A$$

$$I_P = \frac{I_{AVG}}{\left[1 - \left(\frac{K_{ap}}{2}\right)\right] * D_{max}} = \frac{0.78}{\left[1 - \left(\frac{0.4}{2}\right)\right] * 0.48} = 2.03A$$

$$I_{RMS} = I_P * \sqrt{D_{MAX} * \left(\frac{K_p^2}{3} - K_p + 1\right)} = 2.03 * \sqrt{0.48 * \left(\frac{0.16}{3} - 0.4 + 1\right)} = 1.64A$$

对于副边电流峰值 I_{SP} 与有效值 I_{SRMS} ，计算同理， K_p 需取相同数值，代入计算公式如下：

$$I_{SP} = I_P \times \frac{N_P}{N_S} = 2.03 \times 4.28 = 8.69A$$

$$I_{SRMS} = I_{SP} * \sqrt{(1 - D_{max}) * \left(\frac{K_p^2}{3} - K_p + 1\right)} = 8.69 * \sqrt{0.52 * \left(\frac{0.16}{3} - 0.4 + 1\right)} = 5.07A$$

3.4 铁芯选择

首先根据功率粗选：如下表所示（60kHz时的功率适用表）

5) TRANSFORMER CORE TYPES

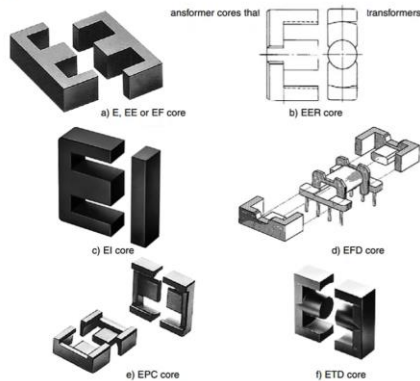


Fig. 9) Transformer Core Types For Flyback Power Supplies

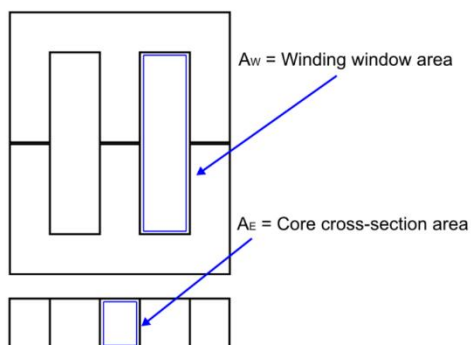
The Core type used depends mainly on size restraints. EFD and EPC cores are used when a low profile is required. E, EE, and EF are good general cores and can usually be used with either vertical or horizontal bobbins (vertical bobbins are good when footprint space is at a premium). ETD and EER cores are usually larger, but have a wide winding area, which makes them particularly good for higher power designs or multiple output designs.

Remember a larger core size will be needed for a margin wound type transformer than for a triple insulated type to allow room for the margins. The core table (table 1) on the next page will help with the core size and

Output Power Level	Recommended Core Types
0-10W	EFD15 SEE16 EF16 EPC17 EE19 EFD20 EPC25 EFD25
10-20W	EE19 EPC19 EFD20 EE or EI22 EFD25 EPC25
20-30W	EI25 EFD25 EPC25 EPC30 EFD30 ETD29 EER28(L)
30-50W	EI28 EER28(L) ETD29 EFD30 EER35
50-70W	EER28L ETD34 EER35 ETD39
70-100W	ETD34 EER35 ETD39 EER40 E21

Table 1) Transformer Core Table

在开关频率为100kHz的条件下，适合的工作频率范围会相应增大，初步选择范围为(PC47)EER40(L), ETD34, EER35(L), ETD39, E21。下面根据 A_p 法进一步筛选。



A_p 表示磁心有效截面积与窗口面积的乘积。计算公式为 $A_p = A_w * A_e$ 。式中, A_p 的单位是 cm^4 ; A_w 为磁心可绕导线的窗口面积 cm^2 ; A_e 磁心有效截面积 cm^2 , 根据计算出的 A_p 值, 即可查表找出所需磁心型号。

A_p 的计算公式如下:

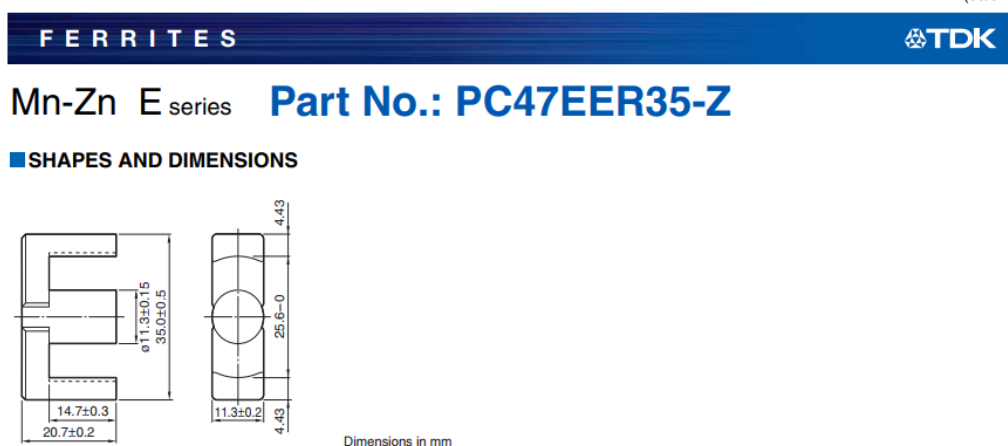
$$A_p = \left(\frac{L_P \times I_P \times I_{RMS}}{B_{MAX} \times 0.0085} \right)^{\frac{4}{3}}$$

其中 B_{MAX} 对于铁氧体磁芯, 一般在0.2T到0.3T之间, 取0.2代入数据计算得:

$$A_p = \left(\frac{393 \times 10^{(-6)} \times 2.03 \times 1.64}{0.2 \times 0.0085} \right)^{\frac{4}{3}} = 0.7053 cm^2$$

综合工作功率以及 A_p 法结果, 选择TDK公司的PC47EER35-Z, 其参数如下图所示:

(39/52)



Based on JIS FEER 35A.

Effective parameter								Electrical characteristics		
Core factor	Effective magnetic path length	Effective cross-sectional area	Effective core volume	Cross-sectional center pole area	Minimum cross-sectional center pole area	Cross-sectional winding area of core	Weight	AL-value *		Core loss
C ₁ (mm ⁻¹)	ℓ _e (mm)	A _e (mm ²)	V _e (mm ³)	A _{cp} (mm ²)	A _{cp min.} (mm ²)	A _{cw} (mm ²)	(g/set)	(nH/N ²) 1kHz 0.5mA	100kHz 200mT	(W)max. 100kHz 200mT 100°C
0.849	90.8	107	9720	100	97.6	218	52	2770±25%	4000 min.	3.18

*其 $A_p = A_e * A_w = 107 * 218 = 23326 mm^2 > 7053 mm^2$

3.5 原副边匝数

已经算出原副边匝比, 那么只用算出原边或者副边的匝数即可, 这里以先计

算原边匝数为例, 公式为: $N_p = \frac{L_P * I_P}{B_{max} * A_e} = \frac{10^4 * U_{i.min} * D_{max}}{f_{sw} * B_{max} * A_e}$

代入计算得： $N_p = \frac{393 \times 10^{(-6)} \times 2.03}{107 \times 10^{(-6)} \times 0.2} = 37.28$, 计算副边匝数（匝数比为4.28）为8.71, 为方便后续计算与仿真并保护电路, 取原边匝数 N_p 为40, 副边匝数 N_s 为8。

3.6 线径

可以根据电流密度定义来计算导线直径

$$D = 2 * \sqrt{\frac{I}{\pi * K_j}}$$

对于铜导线, 其电流密度可取 $4A/mm^2$, 则可算出原边导线直径为 $0.80mm$, 副边导线直径为 $1.66mm$ 。

但是, 现实情况中, 导线直径需符合穿透深度的要求, 一般导线线径要小于两倍的穿透深度, 对于铜导线, 穿透深度的计算如下:

$$\Delta_{20} = \frac{6.6}{\sqrt{f}} = \frac{6.6}{\sqrt{132 * 10^3}} = 0.0182 \text{ cm} = 0.182 \text{ mm}$$

显然, 一开始的线径超过了小于 $0.364mm$ 这一要求, 因此采用并绕的方式, 对于原边电流 $2.03A$, 用10根直径为 $0.36mm$ 的导线(带绝缘面积为 $0.1344mm^2$)并绕代替; 对于副边电流 $10.15A$, 用15根直径为 $0.25mm$ 的导线(带绝缘面积为 $0.071mm^2$)并绕代替, 算得, 原边每组并绕导线截面积 $S_{u1} = 10 * 0.1344 = 1.344mm^2$; 副边每组并绕导线截面积 $S_{u2} = 15 * 0.071 = 1.065mm^2$ 。

在选定了导线面积与铁芯后, 最后来验证窗口填充系数:

$$K_u = \frac{S_{u1} * N_1 + S_{u2} * N_2}{A_e} = \frac{1.344 * 40 + 1.065 * 8}{107} = 0.582 < 0.6$$

符合窗口绕线要求。

3.7 其他参数

1. 为了实现电压调整, 反激式开关变换器会对输出电压采样, 常见做法是加一个偏置绕组, 根据反激式电路的特性, 偏置绕组上得到的电压正比于副边绕组上的电压, 可作为输出电压采样信号, 其计算公式如下:

$$N_B = \frac{V_B + V_{BD}}{V_O + V_D} * N_S$$

这里缺少偏置绕组的工作电压参数 V_B , 因此暂不计算。

2. 为选择合适的MOSFET, 我们需要计算开关必须承受的最大电压:

$$V_{S_{MAX}} = U_{in_{max}} + \frac{D_{max} * U_{i_{min}}}{1 - D_{max}} = 126 + \frac{0.48 * 106}{0.52} = 224V$$

根据此电压来选择合适的MOSFET开关电路。

3. 评估整流二极管。与MOSFET一样, 其目的是确保整流二极管能够处理它可能遇到的最大电压和电流, 利用以下的公式来计算二极管能承受的最大电压:

$$V_{DP} = U_o + \frac{U_{in_{max}}}{\frac{N_p}{N_s}} = 20 + \frac{106}{5} = 41.2V$$

4. 气隙长度。为了防止磁饱和，应将一个合适的气隙置于磁回路中，计算公式如下：

$$L_g = 40 * \pi * A_e * \left(\frac{N_p^2}{1000 * L_p} - \frac{1}{A_L} \right)$$

其中 A_e 与 A_L 均在之前的磁芯材料中提及，代入计算可得：

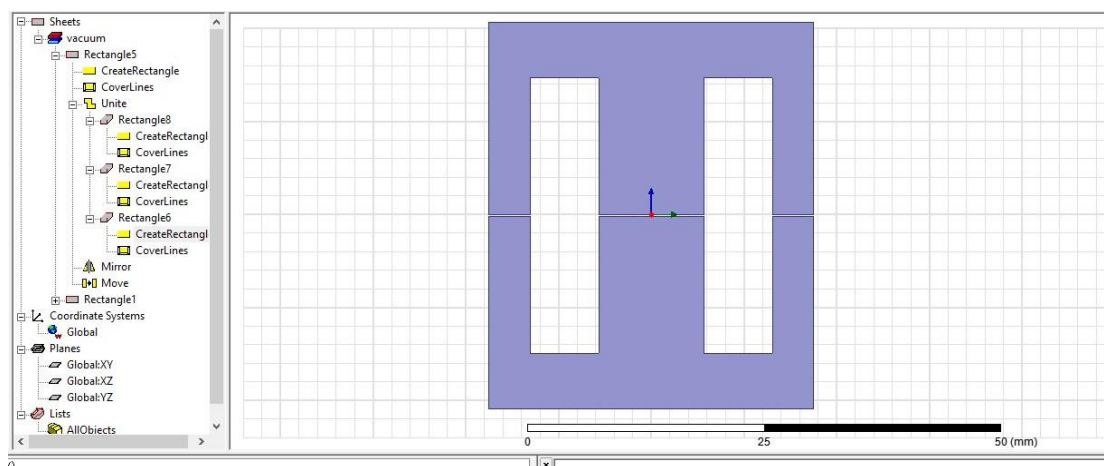
$$L_g = 40 * \pi * 107 * 10^{(-4)} * \left(\frac{40^2}{1000 * 393} - \frac{1}{2770} \right) = 4.98 * 10^{(-3)} \text{ mm}$$

单端式反激变压器的基本参数至此计算完毕。

§4 Ansoft仿真

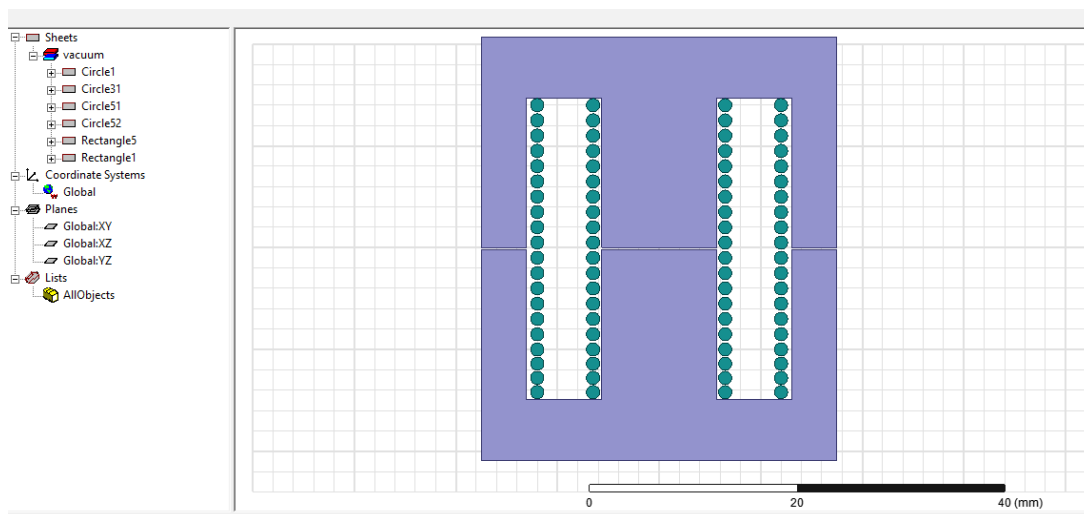
将设计的变压器截面尺寸和绕组绘入 $Maxwell$ 软件，设定磁芯材料参数、电流激励参数和边界条件，通过仿真验证磁场分布、耦合系数、漏磁能量、磁芯材料的工作区域和饱和状态。

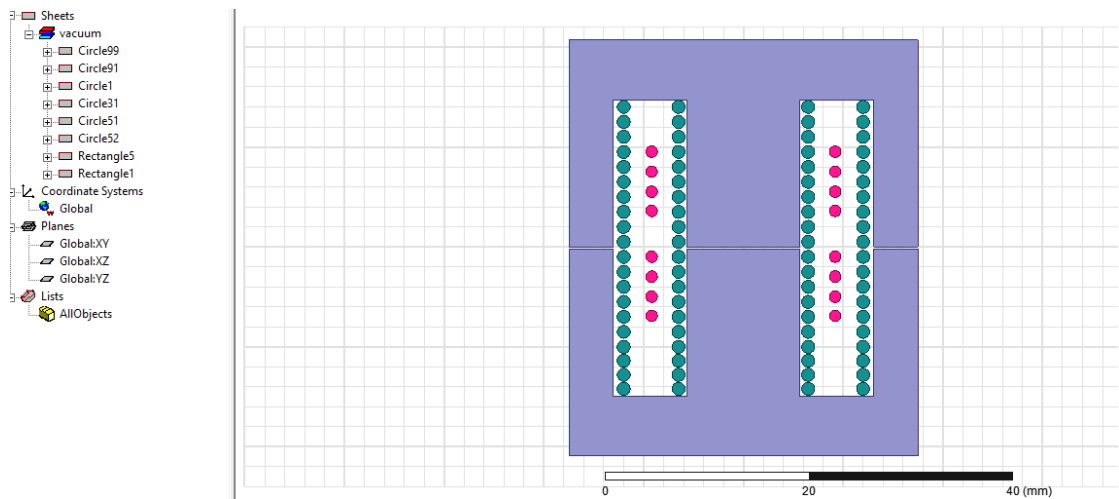
首先根据选定的磁芯画出基础的框架并增加气隙：



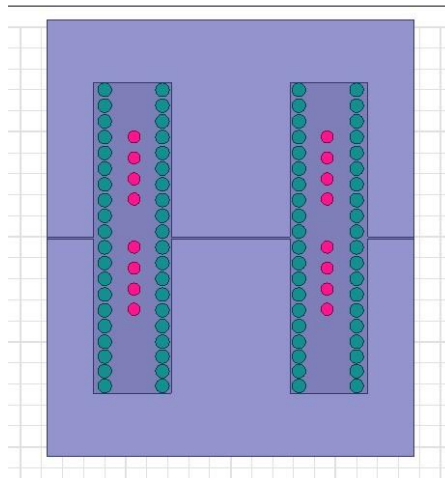
在此基础上增加原副边导线：

(这里将多股导线并绕后的结果近似看做一整根导线)

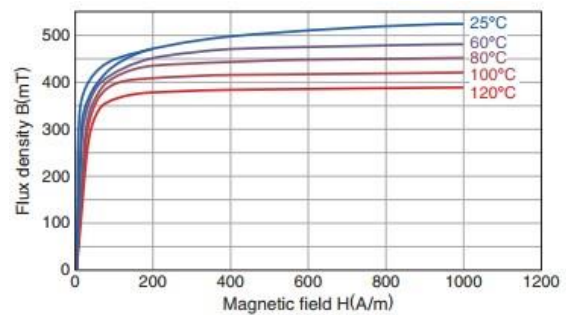
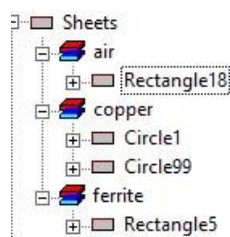




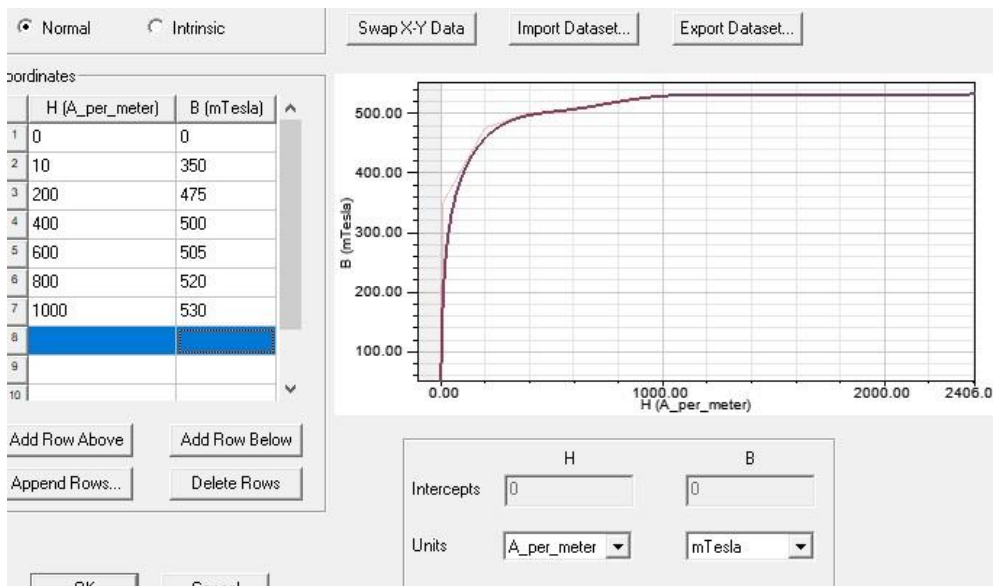
在空白部位添加空气部分，插入一个矩形后，运用图形的布尔运算：



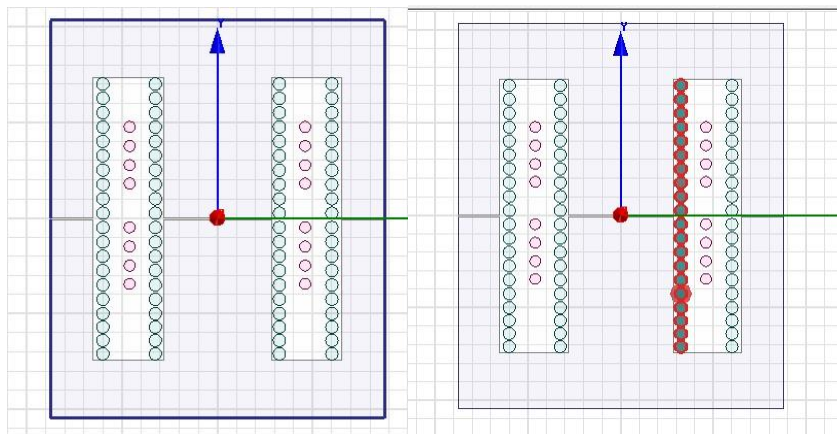
设置材料，将气隙与磁芯中空白区域设置为 air ，导线部分设置为 $copper$ ，磁芯部分选择 $ferrite$ 并导入 pc47 的 $B-H$ 曲线如下图所示：



这里拟合过程相对粗糙一些

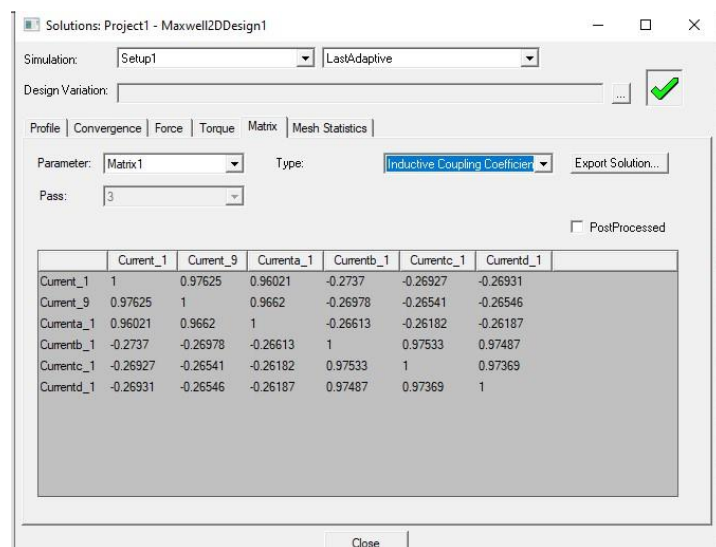


之后依次添加边界条件和电流激励：

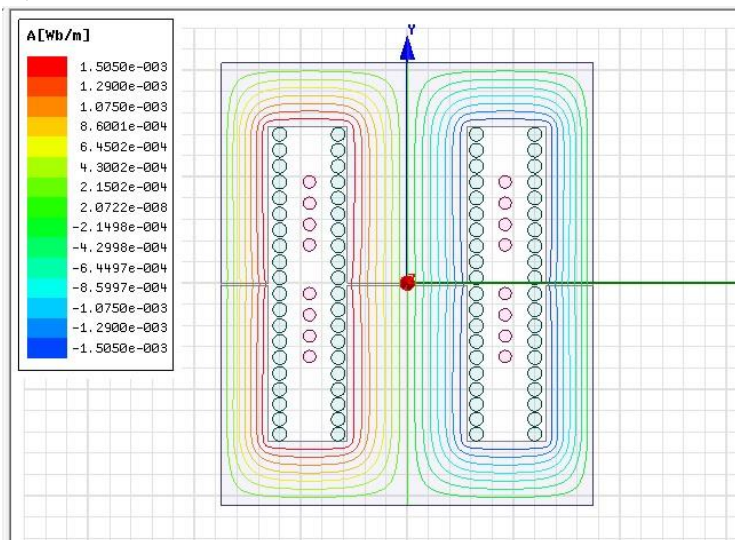


然后增加对原副边各电流的耦合分析矩阵，划分网格，增加分析项目，最后分析渲染得出结果：

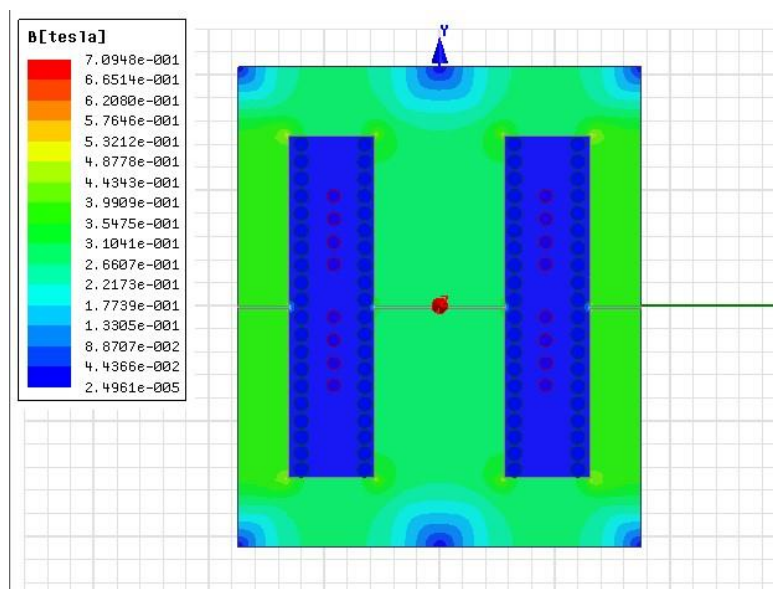
1. 耦合系数。利用软件自带的 $matrix$ 计算各电流间耦合系数，其中大于0的为同侧电流，小于0的为异侧电流。对比现实情况来说这个值相当高。



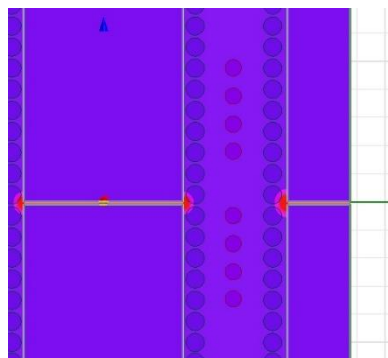
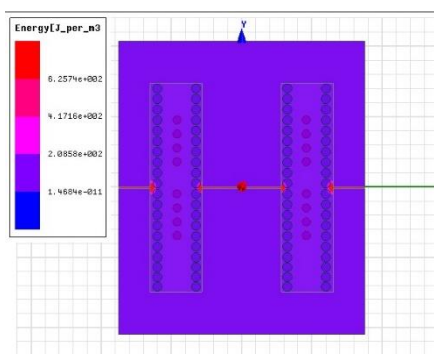
2. 磁力线分布：



3. 磁感应强度云图。可看出最大磁感应强度为 709.5mT ，而大部分区域工作在 $400\sim 440\text{mT}$ 之间，对比之前导入的材料特性曲线可以看出此铁芯工作在非饱和状态：



4. 磁场能量分布图，可见绝大部分能量都聚集在气隙部分，集中在中柱边柱拐角处的一小片区域：

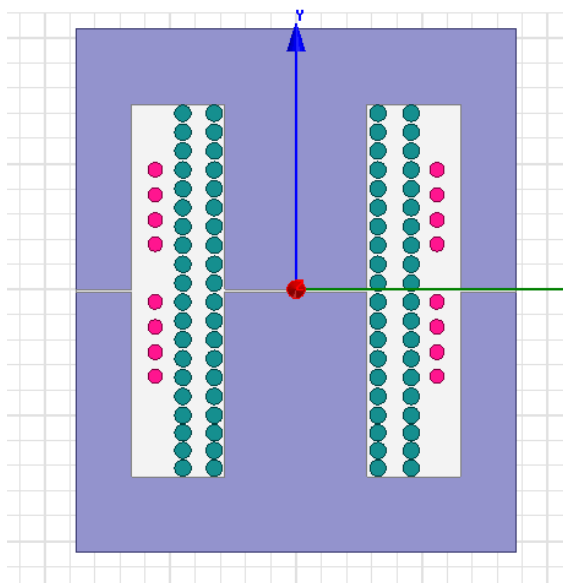


§5 扩展要求

· 交错绕法与非交错绕法

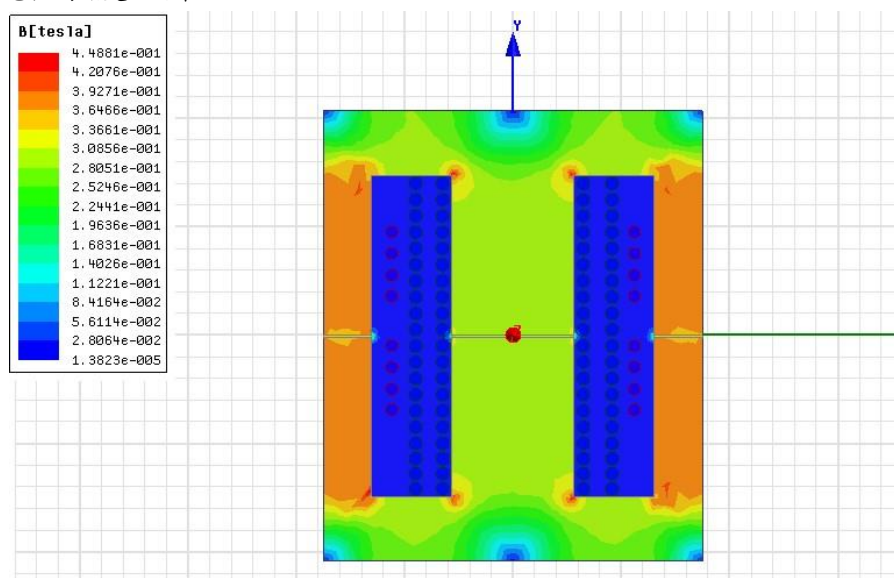
交错绕法：俗称三明治绕法，工艺比较复杂，从中柱向外依次为原边—副边—原边（或者副边—原边—副边），这种绕法有利于原副边的耦合，减少漏感，可以提高绕线的平整度，原边绕组受副边绕组影响小。缺点是原副边有两个接触面，因此绕组耦合电容比较大。本次仿真默认使用交错绕法。

非交错绕法：以EE型铁芯为例，从铁芯中柱向外依次为原边—副边绕组；绕制工艺简单，易于制造，不过吸收回路损耗较大，效率较低，一般功率小于30W采用这种绕法。这里仿真是采用副边包裹原边的绕法：



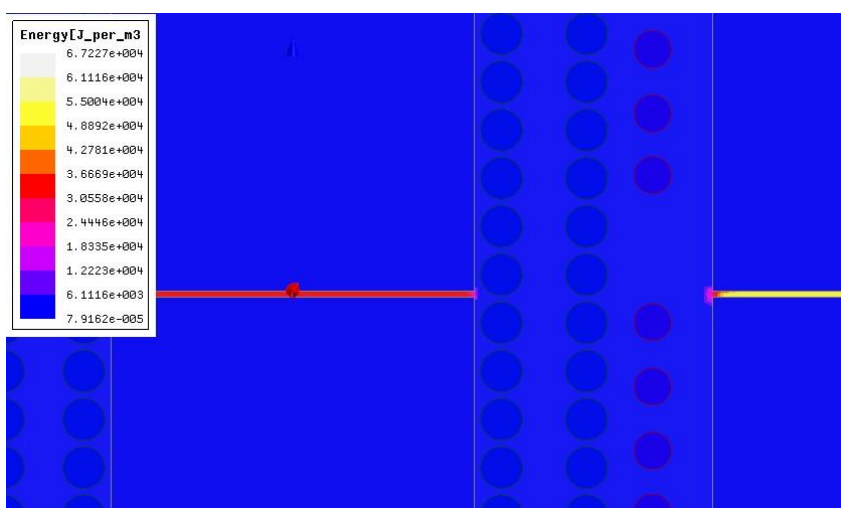
对这种绕法进行仿真，得出结果如下：

1. 磁感应强度云图：



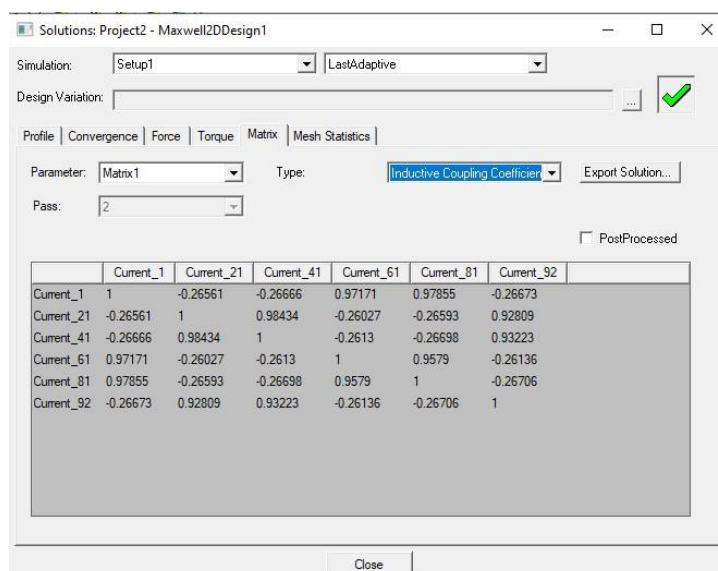
可以看出，相比于交错绕法，非交错绕法的磁感应强度分布不均匀，因为电流较大的副边绕组被放置在了外圈，导致两个边柱上的磁感应强度相对高出很多；不过整体最高磁感应强度为448.1mT，小于交错绕法，整体上还是可以工作在非饱和区域的。

2. 磁场能量分布图：



同理，能量会更集中在边柱之间的间隙里。

3. 耦合系数

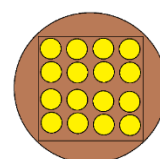


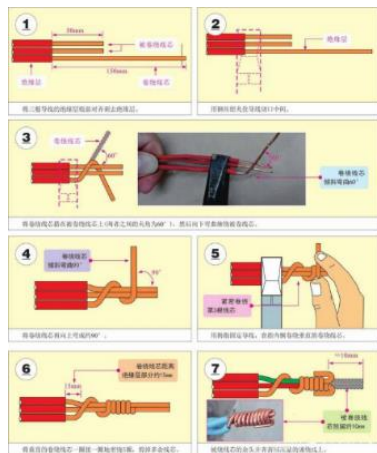
可看出尽管耦合系数依旧很高，对比交错绕法的结果同比有一定程度的下降。

§6 问题反思

· 一开始我将窗口填充系数放置计算的最后一步进行检验，但因为选取的铁芯 A_e 过小导致窗口系数无法满足，然后很多步骤需要重新来过。其实在计算原副边电流的时候是不需要窗口面积参与的，因此可以把校验窗口系数时大致算出绕线面积，将其作为选择铁芯的第三个标准，可以避免一些麻烦。

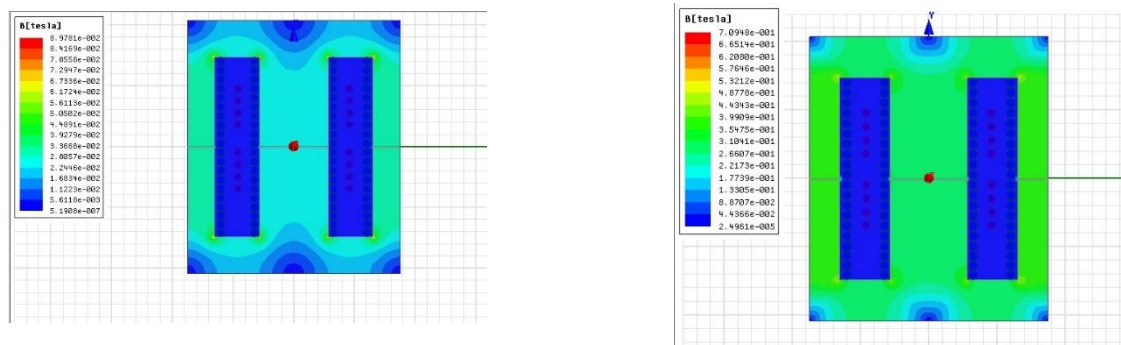
· 为了避免导线线径超过穿透深度的要求，在绕制时采取并绕的方法，采用数根线径较小的导线并绕，解决嵌线困难，代替大电流的大线径要求，所采用的线径较小的导线数，称并绕根数。一开始因为缺乏经验，我想当然地把并绕当成右图的绕制方法：





这种做法仅仅把大电流拆分，满足了穿透深度，但对于整体线径的大小的减小帮助甚微，导致后面校验窗口系数时会出现问题；真实的并绕绕制方法如左图所示，这种绕制方法不仅有效减少了总体线径，也一定程度上使得导线交流阻抗对称，使线圈平衡。

· 在初始绘置绕组时，我过早地把原边和副边绕组各自合并，导致后来添加电流激励时看似添加了全部的绕组（选中某一电流之后整列绕组被选中），实际上只有一匝绕组有电流，导致下面的和真实情况相差很远的结果：（左图为修改前，右图为修改后），后来在对比磁路饱和情况时发现即使是模拟出的磁感应强度的最大值也与磁芯正常工作值相去甚远，于是发现问题并加以改正。



· 这次设计的变压器在中柱和两个边柱的三个位置上各开了一个气隙，使得三者之和等于之前计算得出的气隙长度，而查阅大部分资料发现虽然也存在开三个气隙的EE型磁芯（如下图所示），甚至还有多气隙的结构，但大部分还是只在中柱上开一个气隙，这样仿真出来的结果肯定和原来的差别很大，这样设计的原因可能是磨气隙比较方便吧，经验还是比较欠缺。



· 另外，这次仿真只对磁芯部分的原副边绕组进行仿真，忽略了辅助绕组，偏置绕组的影响，因此在结果上也会有一定程度的偏差。

2022. 6. 10