

反激变压器工程设计



电源网深圳电源技术交流会

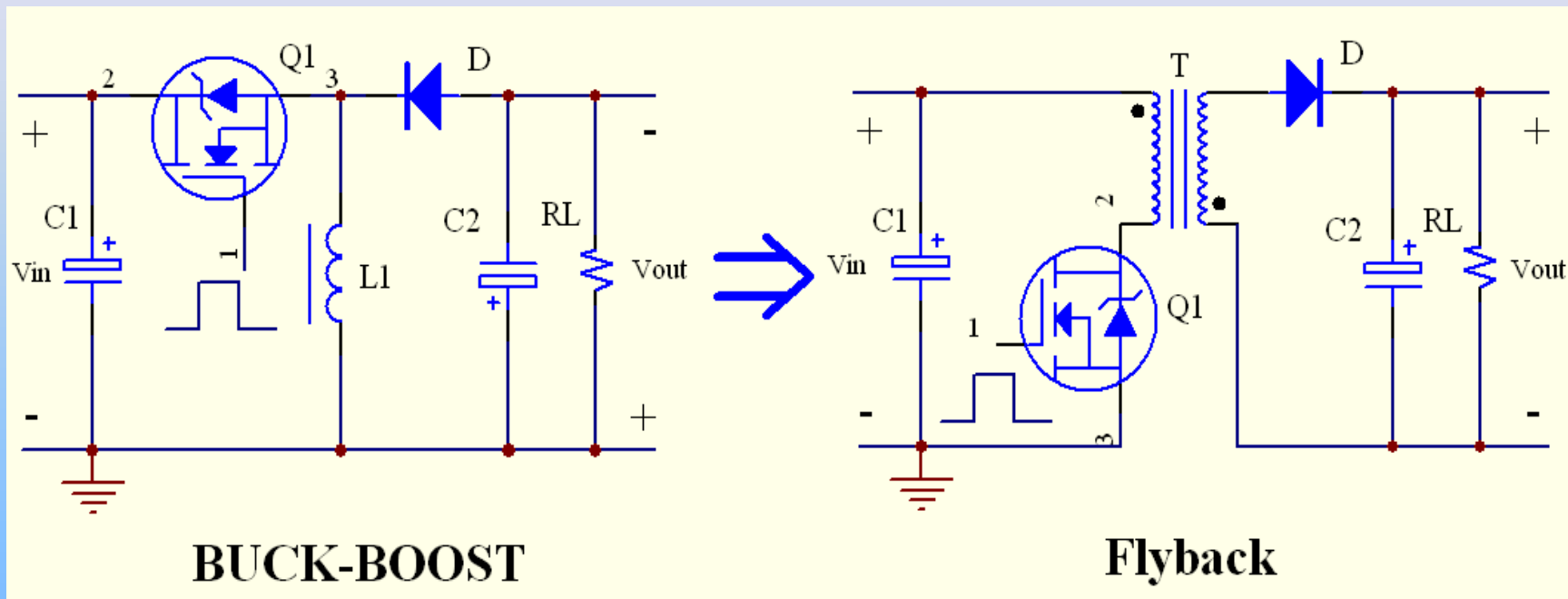
2011年11月

邹超洋

内容提要

- 反激电源的结构与应用
- 匝比的选取
- DCM或CCM工作模式
- 漏感与分布电容
- 气隙的作用与选取
- 变压器的绕制技术
- 安规与EMI的考虑
- 变压器的验证与优化

反激电源的结构与应用



- Flyback是Buck-boost的隔离版本，Flyback中变压器T的功能跟Buck-boost中 $L1$ 的作用基本相同，但多了一个隔离初、次级电压的功能。
- 但变压器的设计比电感却复杂得多，需要有很强的理论知识与丰富的实践经验，才能很好的平衡各个参数，达到设计规格的要求

反激电源的结构与应用

- 反激式开关电源因为其简单的结构，低廉的成本，在小功率电源中，特别在多路输出的辅助电源中被广泛采用。
- 由于反激变换器有较大的纹波电流流过变压器跟输出元件（DCM模式时纹波电流更大），这会降低整体效率，所以反激不适合大功率特别是大电流的输出场合，一般应用在小于150W的场合。
- 反激电源中的变压器由于集三大功能（储能电感，电气隔离，电压与电流变换）于一身，而且在CCM模式工作时，变压器还需要承受较大的直流成分，所以其工作状态较其他单端正激类，双端正激类拓扑（push-pull, half-bridge, full-bridge及相关衍生拓扑）的变压器要复杂得多，很多电源工程师喜欢用纯数学理论的方法去计算与设计，往往很难得到满意的结果。其原因是因为变压器的实际模型中有很多分布参数很难估算，所以，工程应用设计中往往需要将很多的参数作折衷考虑，以便获得更优的整体性能。

匝比的选取

- 匝比的选取跟电源的占空比息息相关

$$n = [V_{in(min)} / (V_o + V_f)] * [D_{max} / (1 - D_{max})]$$

或 $D_{max} = n * (V_o + V_f) / [V_{in(min)} + n * (V_o + V_f)]$

由上式可以看出， $D_{max} \propto n$

- 反激电源中，如果采用电流控制模式，为了避免出现次谐波振荡，建议最大占空比不要超过0.5，否则需要采用斜坡补偿

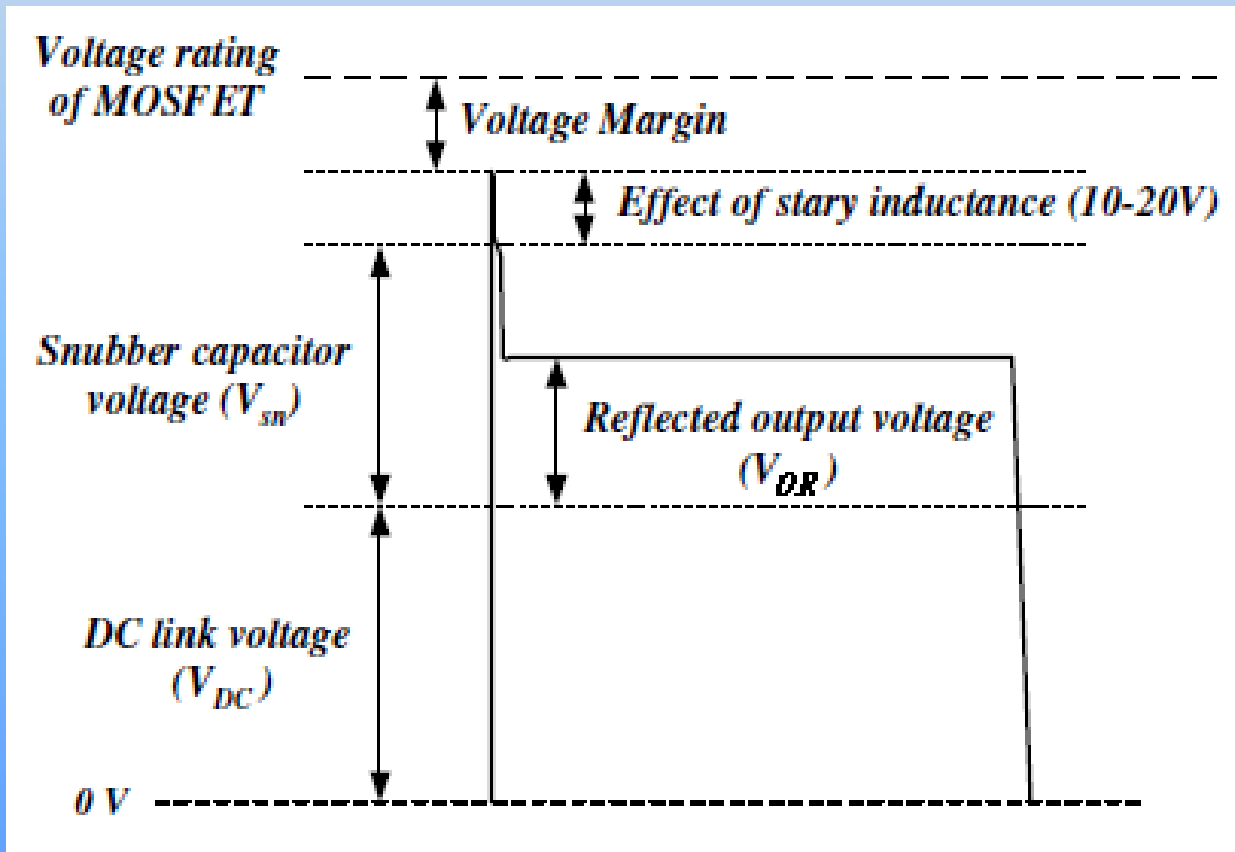
- 匝比还决定这次级整流二极管的反向耐压值

$$V_d = V_o + V_{in(max)} / n$$

匝比的选取

- 匝比决定着初级的MOSFET的电压应力

$$V_{\text{mos}} = V_{\text{in(max)}} + n^*(V_o + V_f)$$



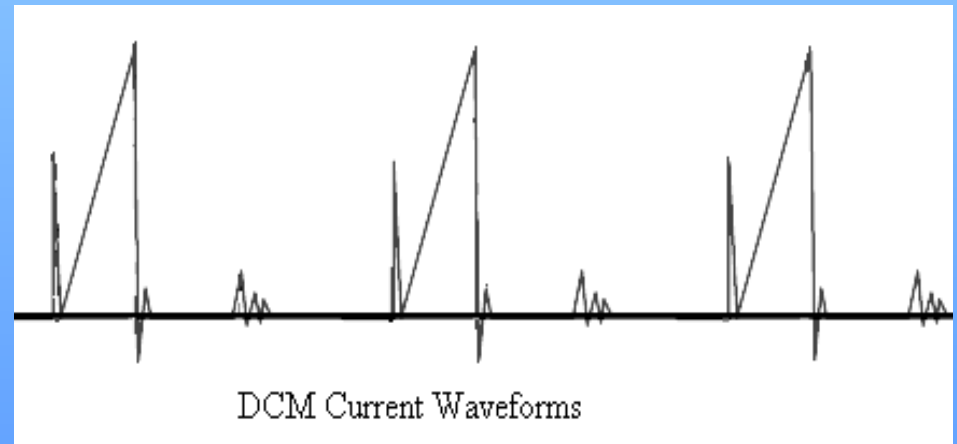
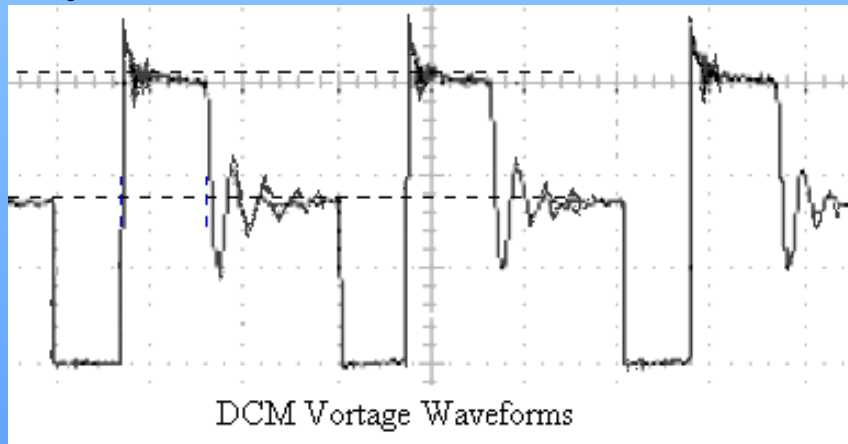
- 由左图可知，增大匝比会使开关MOSFET的Vds电压应力增大，Snubber电路的损耗也加大，从而影响电源的整体效率。

DCM或CCM工作模式

DCM的优缺点：

所有功率元器件承受的峰值电流较大，电流的有效值也大，在一定程度上会影响电路的效率；大的 di/dt 会带来EMI问题；因为占空比跟输出的电流大小有关，要得到稳定的输出，必定有个最小负载的问题；对次级输出的电容要求也更高，否则会有很大的纹波问题。

因为初级开关管开通前，次级整流二极管就已经关闭，所以不存在反向恢复的问题；反馈补偿容易，不存在右半面零点的问题，所以负载电流突变引起的瞬态响应更快，过冲也不会太高。

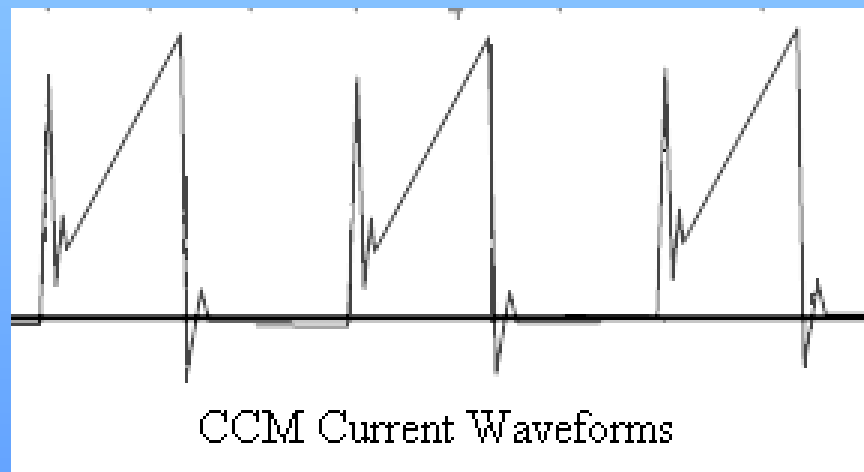
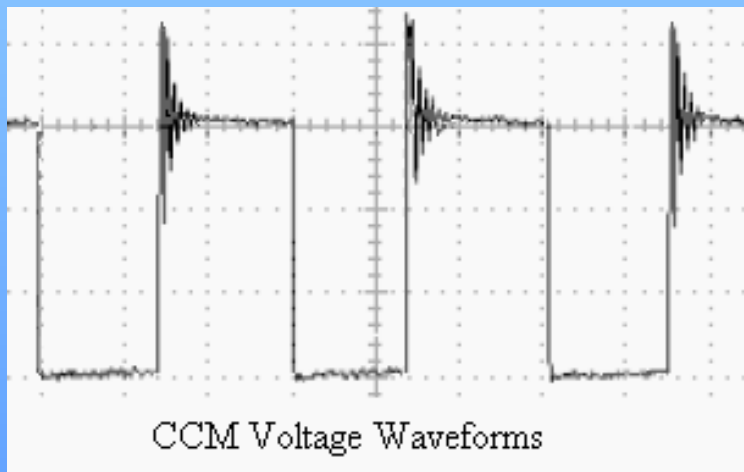


DCM或CCM工作模式

CCM的优缺点：

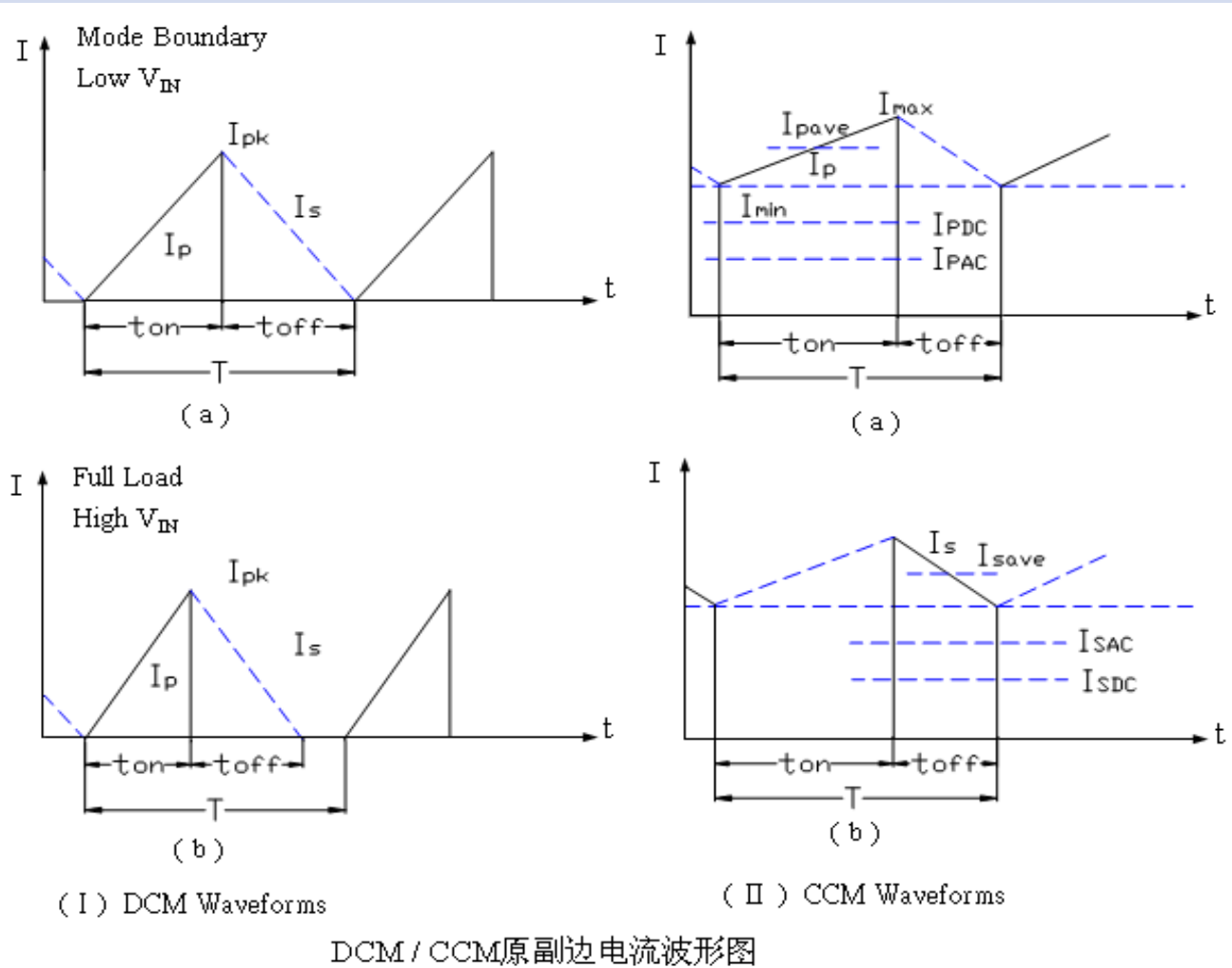
初级峰值电流相对较小，但会叠加较大的直流成分，需要增加气隙以防止变压器饱和；占空比跟输出的电流大小无关，故适合于负载电流变化较大的场合；对次级输出的电容要求相对较低，有利于降低电容的容量与体积。

次级整流二极管存在反向恢复的问题，从而引起发热与EMI问题；反馈补偿复杂，存在右半面零点的问题；需要较大的磁芯与较多的初级匝数。



DCM或CCM工作模式

- 决定电路工作模式的参数是初级励磁电感与负载电流。
- 输出功率小或输出电流小的电源适合采用DCM模式，相反输出大电流或大功率的电源适合采用CCM模式。
- 对于一个确定功率的电源，低压CCM，高压DCM是较理想的选择。



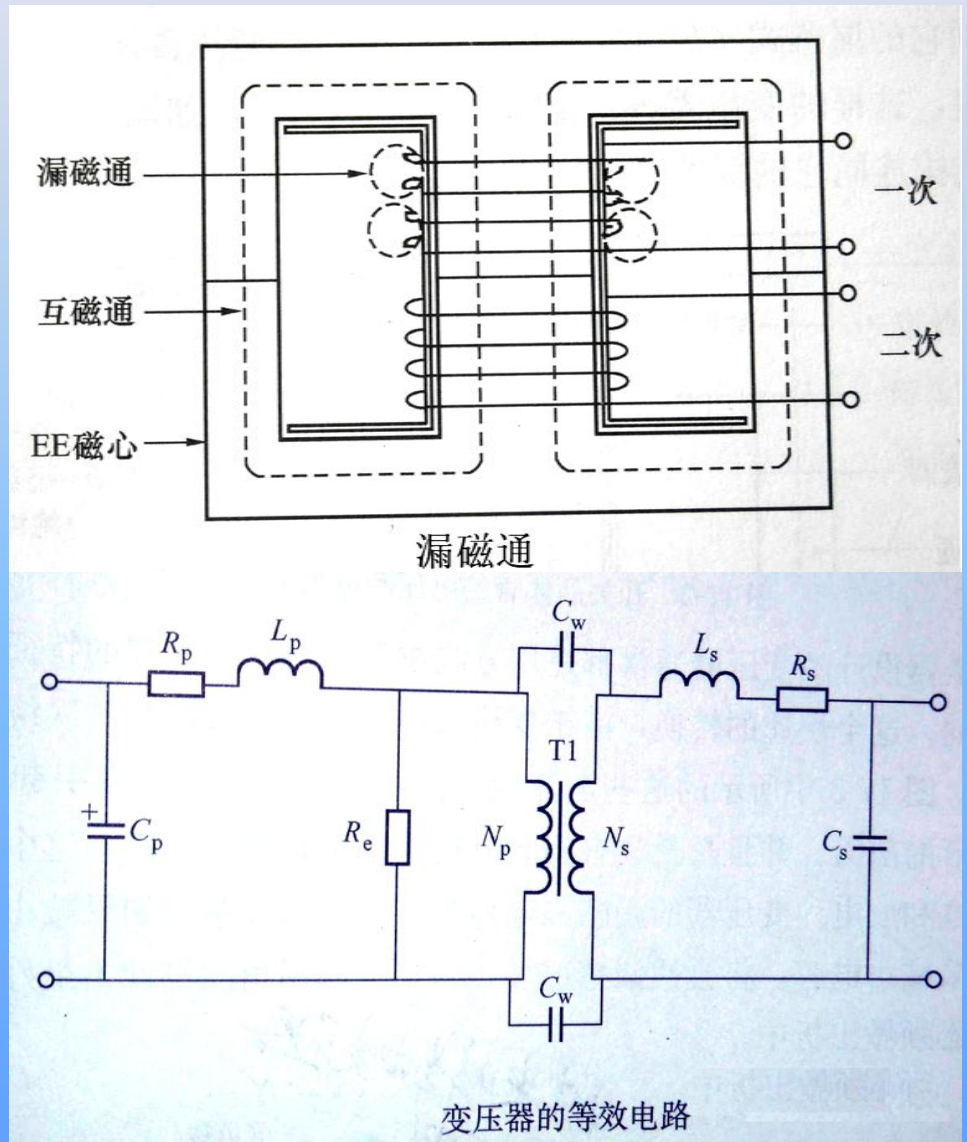
漏感与分布电容

■ 漏磁通：

耦合电感或变压器中，由一次绕组产生，且不能匝链到二次绕组的部分磁通。（如右图）

■ 漏感：

不能耦合到二次侧的电感，分布在变压器的整个线圈中，跟绕组是串联关系，因能量不能向二次侧释放，所以在开关管关断时刻会产生较大电压尖峰。



漏感与分布电容

■ 漏感的真实值：

对反激变压器工作过程有影响的漏感，不仅仅包含初级不能耦合到次级的电感，还包含变压器二次绕组的漏感通过匝比折算到初级的漏感，以及布线所产生的电感，通过匝比折算到初级的电感

$$\text{即} \quad L_{lk} = L_{lkp} + n^2 * L_{lks} + n^2 * L_{lzs}$$

在输出低电压大电流的电源中，次级折算过来的电感可能比一次电感还要大，这将大大降低电源的整体效率。

■ 真实漏感的测量：

将待测变压器焊接到没有装元器件的实际PCB上，将初级绕组开路，并将所有二次绕组的整流二极管以及滤波电容短路，然后测量初级绕组的电感，得到的值就是漏感的真实值。

漏感与分布电容

■ 数学估算真实漏感：

根据经验，在1oz的FR-4的PCB上，每英寸的布线电感约为20nH。

在估算时，必须要将高频电流流过的通路进行合理的等效，最后得到的电感要按照匝比的平方折算到初级。

■ 漏感电路的影响：

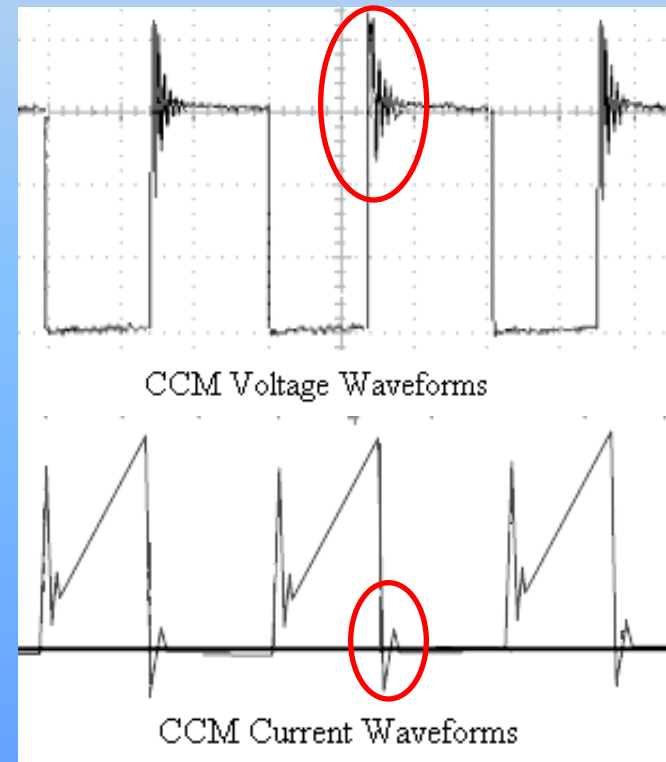
如右图，漏感将使电路波形产生振荡，增加MOSFET的电压应力与发热，使电源的整体EMI性能变差。

■ 解决措施：

增加Snubber电路，钳位峰值电压，并将部分的损耗转移。

优化变压器的绕制工艺，调整PCB Layout，达到漏感最小化的目的。

选用窗口面积宽的磁芯骨架。



漏感与分布电容

■ 变压器分布电容的危害：

A： 可能使变压器谐振（主要是LC振荡）

B： 在方波驱动的变压器中，会产生很大的一次电流尖峰

C： 可能与其他的电路产生静电耦合，影响EMI

分布电容的种类

匝间电容：绕组匝与匝之间的等效电容

层间电容：绕组层与层之间的等效电容

绕组间电容：各绕组之间的等效电容

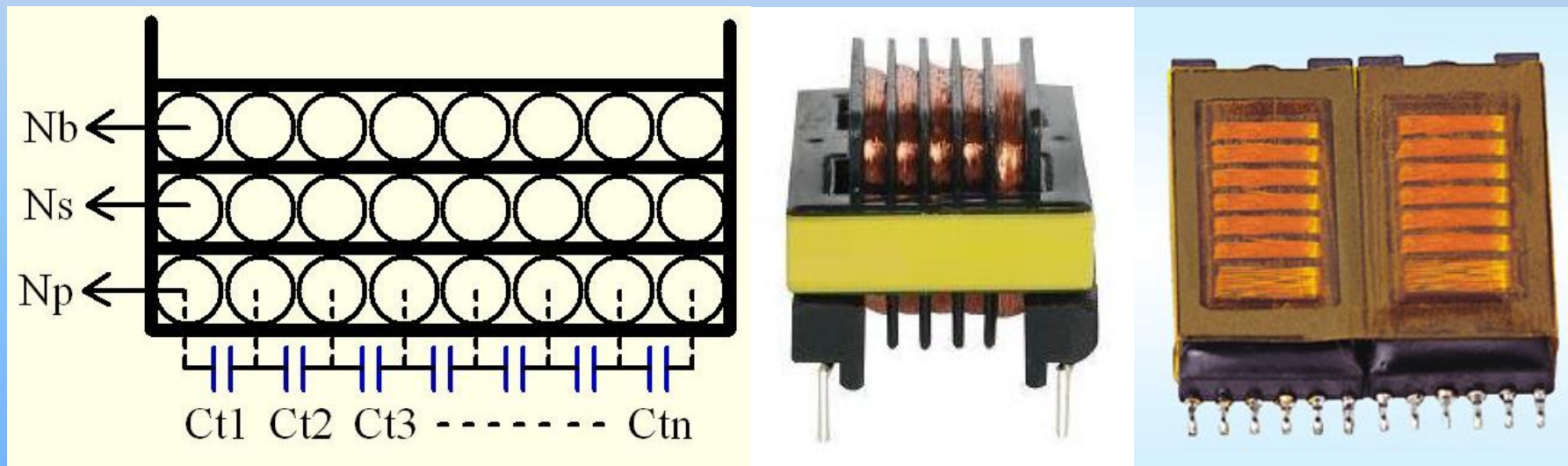
杂散电容：绕组与磁芯，外部散热片，PCB之间的等效电容

可用一个等效参数 C_p 来表示总的分布电容，变压器浸凡立水之后，或电源整体灌胶之后，此参数将发生改变。

漏感与分布电容

■ 匝间电容

- 如左下图，匝间电容在高压输出时，可能改变绕组间的绝缘强度，特别在单槽骨架中，严重时会引起匝间击穿短路

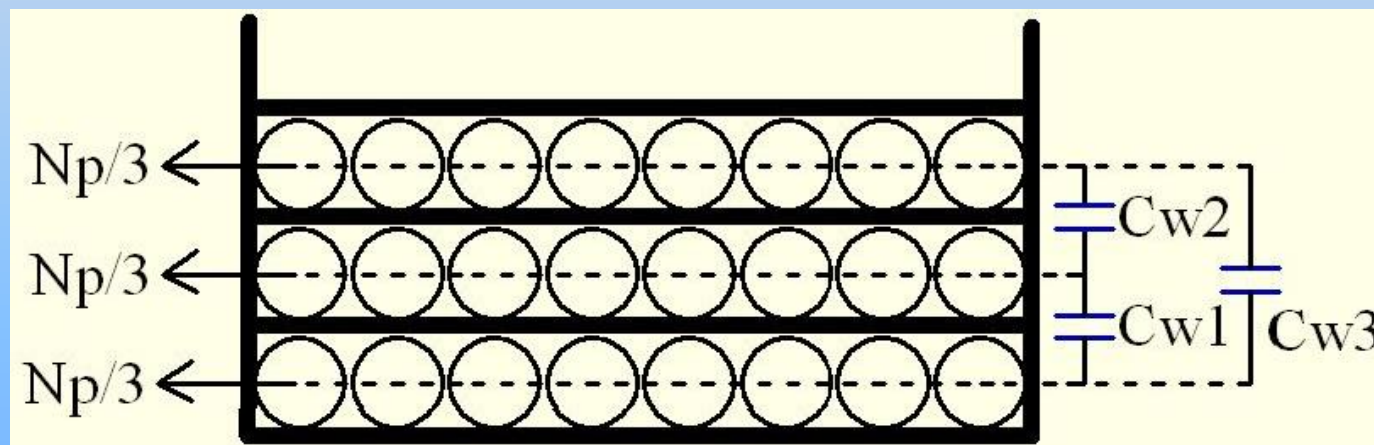


- 改进方法如右边的图纸，一般采用多槽的骨架进行分段绕制，减少匝间电容的影响

漏感与分布电容

■ 层间电容

- 层间电容占变压器总分布电容的比例相当大，是引起电路中电压振荡与电流尖峰的元凶

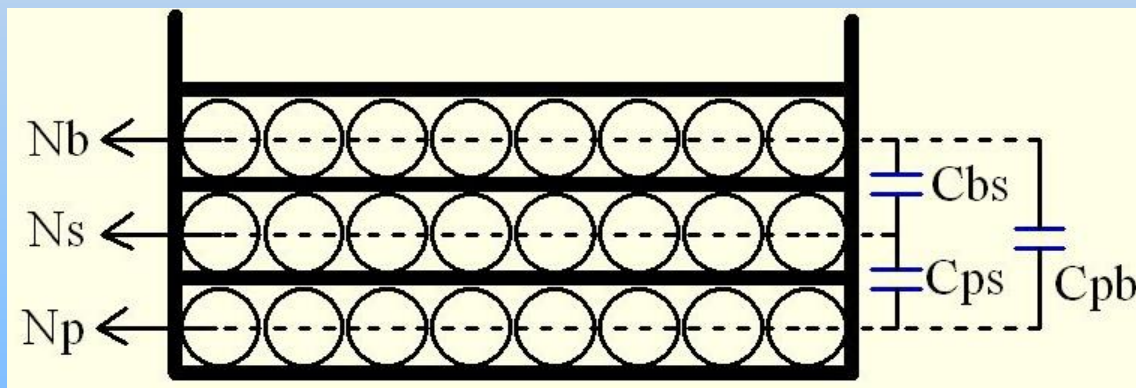


- 一般采用优选变压器磁芯骨架，改善变压器绕制方法，如Z形绕法，U形绕法，累进式绕法等，来降低分布电容对电路中电压与电流的影响

漏感与分布电容

■ 绕组与绕组间的电容

- 绕组间电容是共模信号耦合的重要通路；一般采用增加绝缘厚度，增加法拉第屏蔽层等方法来减少绕组间电容



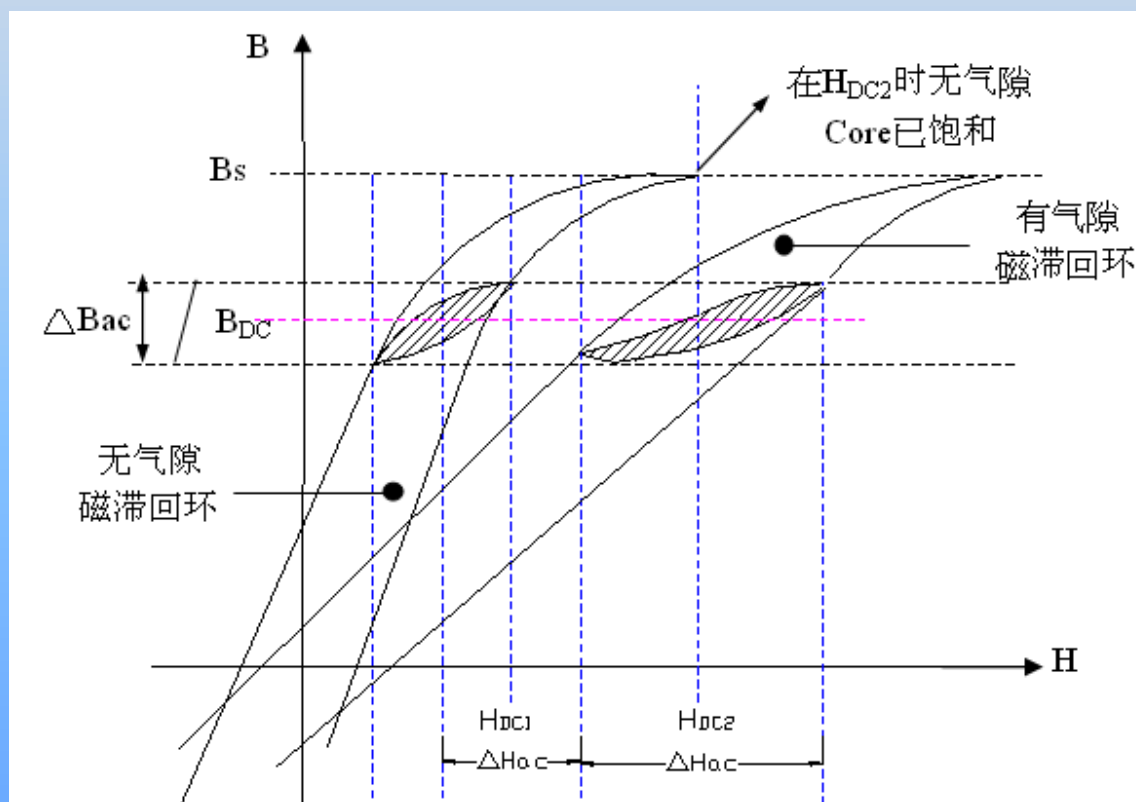
■ 杂散电容

- 是将开关噪音与共模干扰信号耦合到其他电路中的通道；一般采用接地或增加屏蔽，将干扰接地等措施来改善

气隙的作用与选取

■ 开气隙的目的与作用：

- 气隙能使磁芯的等效磁路长度增加，减少剩余磁感应强度。
- 气隙虽不能对磁通的直流成分进行完全的修正，但是能使磁通的直流成份基本维持不变，因气隙增加了磁路中的磁阻，在磁动势一定时，可以控制磁芯的磁通密度，从而平衡直流成分的影响。



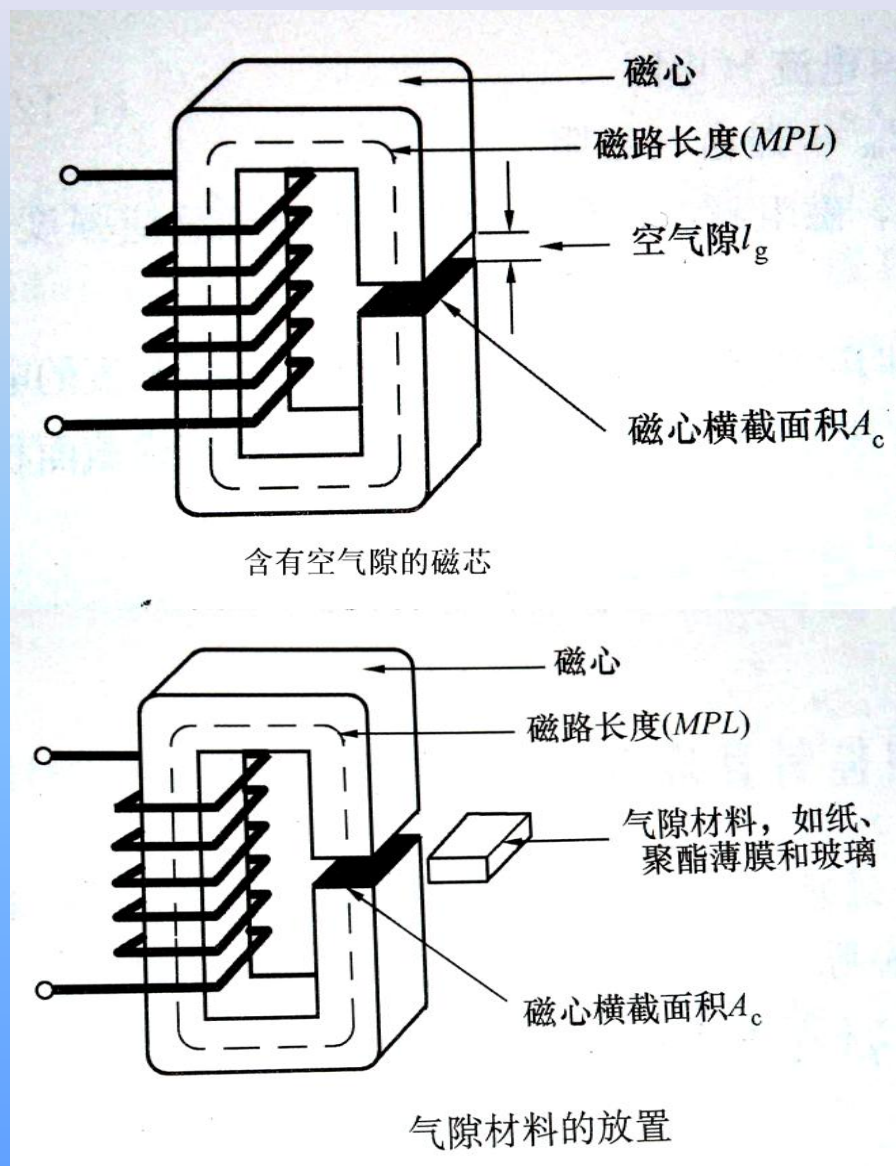
有无气隙时反激变压器磁芯第一象限磁滞回路

气隙的作用与选取

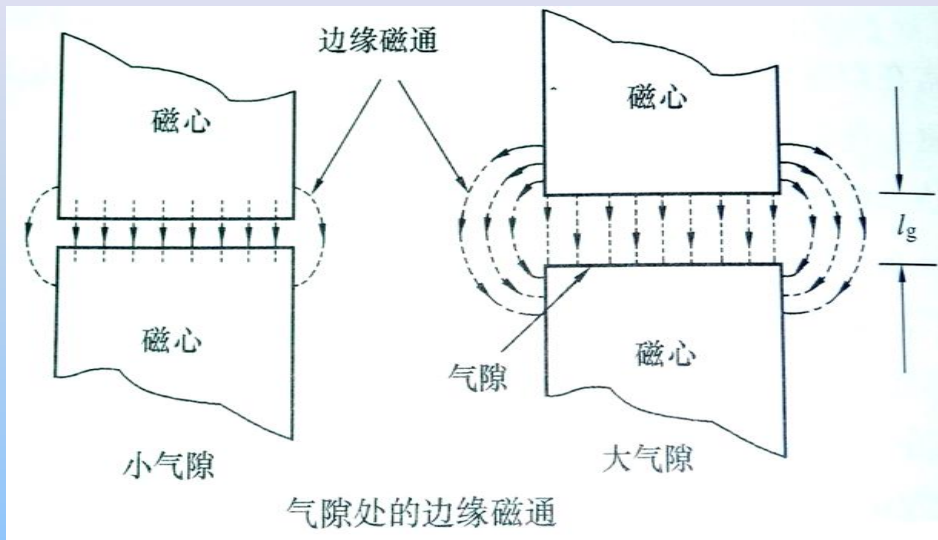
- 气隙为何储存变压器的大部分能量？
- 简单讲就是气隙的磁阻比磁芯大得多，导致大部分的磁动势都降落在气隙上，气隙跟磁通密度成反比。



- 注意：
- 气隙处的填充材料必须为逆磁性的材料，否则可能会造成气隙短路现象，达不到开气隙的本来目的；而且需要保持结构上的平衡，以使边沿磁通噪声最小化。



气隙的作用与选取

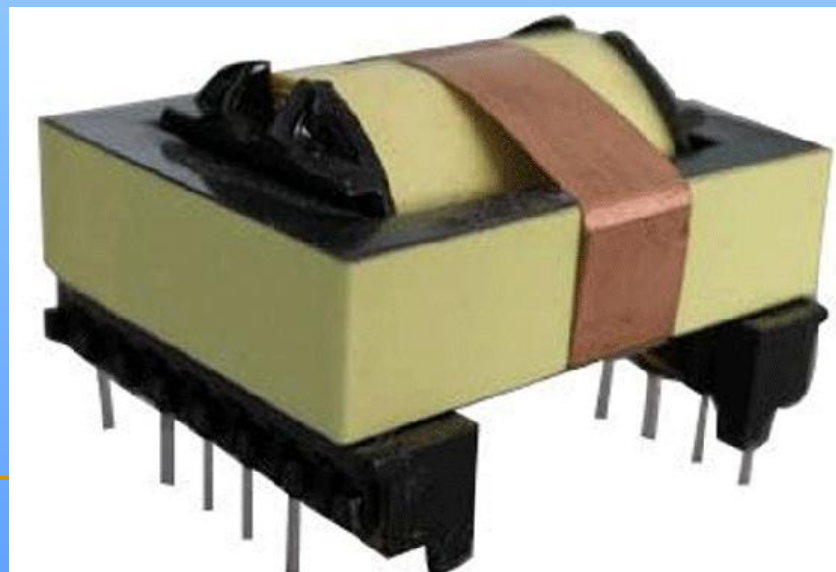


■ 边缘磁通

- 磁力线在气隙处由于失去了磁芯的约束，在气隙的周围，部分磁力线以高损失的路径重新进入磁芯，这就引起了磁芯在气隙处的发热问题

■ 气隙处的散磁

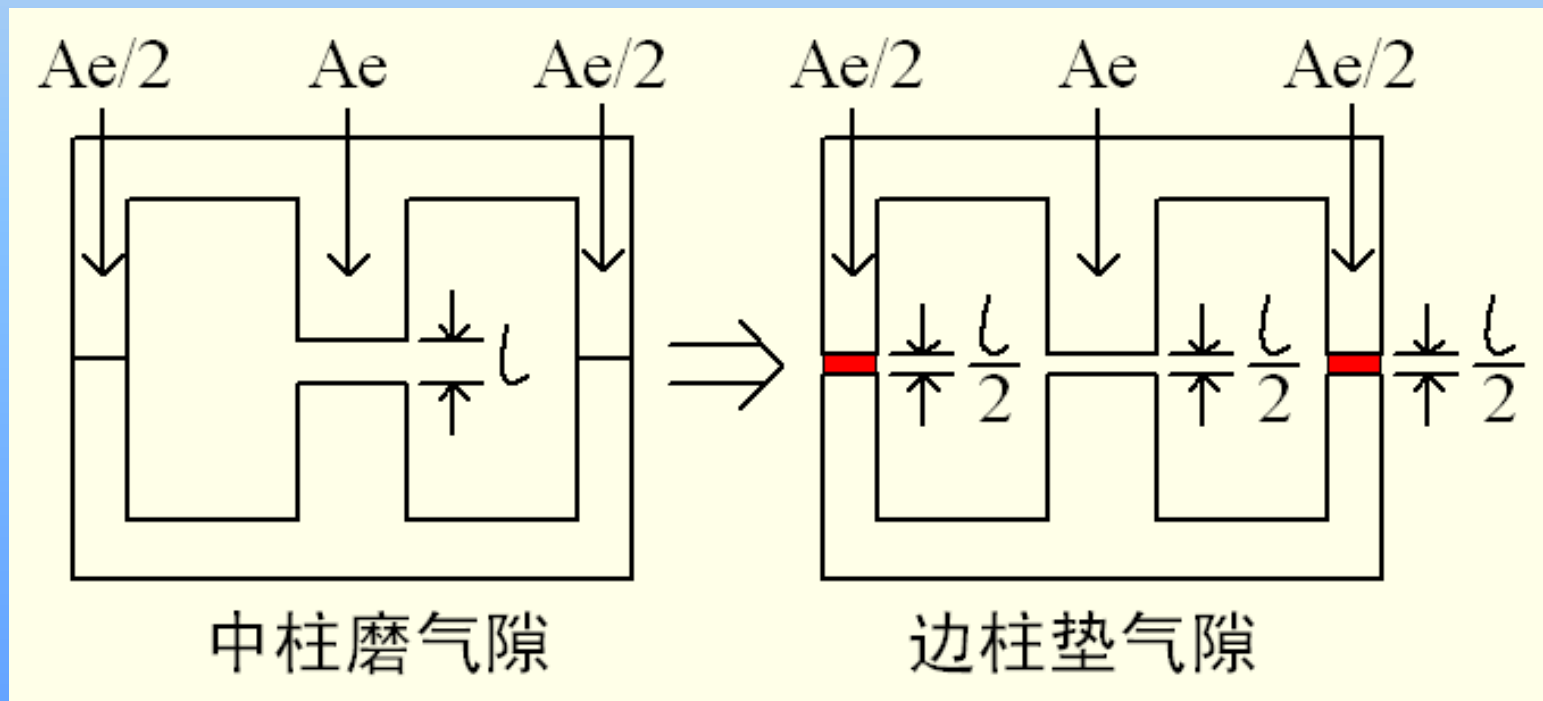
- 由于边缘磁通的存在，部分散磁会被靠近变压器的元器件拾取，从而干扰其他器件的工作；解决方法就是在气隙处外包一层屏蔽层，如下图。



气隙的作用与选取

■ 开气隙的方法：

- 磨气隙：加工简单，量产一致性好；中柱处由于边缘磁通影响易发热
- 垫气隙：工艺复杂，不易控制一致性，易散磁；磁通分布均匀



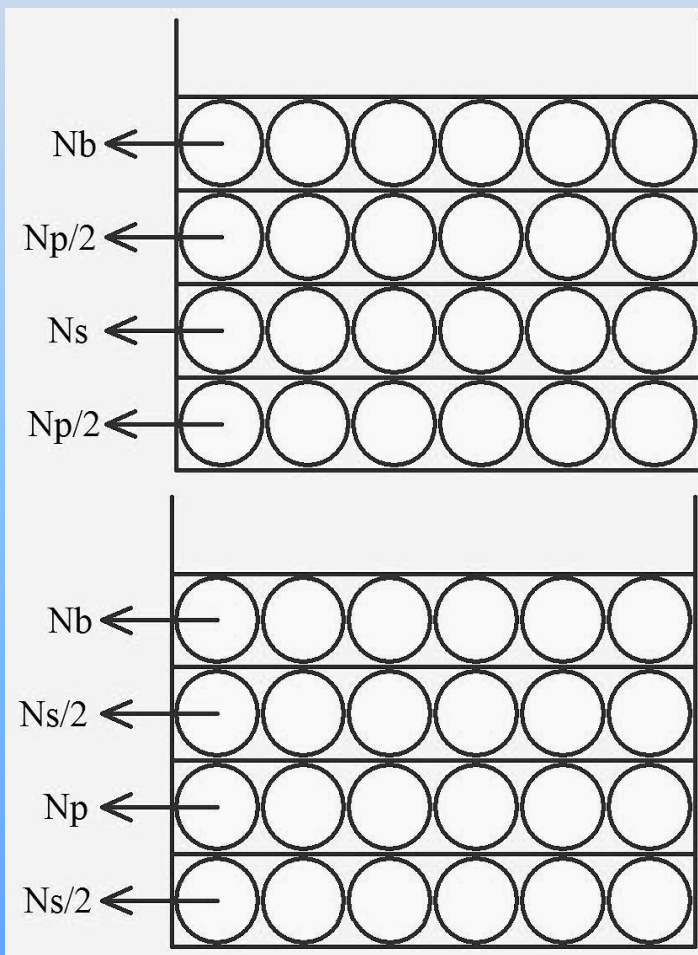
变压器的绕制技术

■ 三明治绕法的是与非

- 三明治绕法的好处主要是增加初次级的耦合面积，降低漏感，从而可以降低MOSFET关断时的漏感尖峰电压，降低MOSFET的电压应力，在低压输出时可以提升效率。

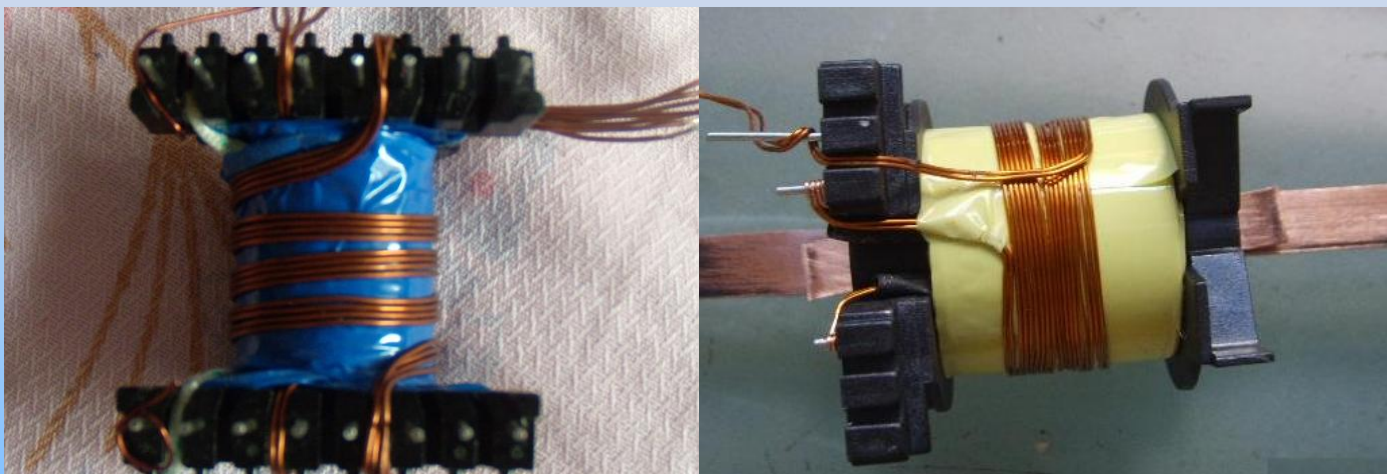
但在增加耦合面积的同时，使绕组间的分布电容加大，而绕组间电容是共模干扰信号主要的传递路径，故三明治绕法会使EMI性能变差。

- 采用初级包次级还是次级包初级的绕法，主要是从EMI(du/dt)与散热(大电流流过绕组)两个方面来考虑的。



变压器的绕制技术

■ 疏绕跟密绕：



■ 疏绕（匀绕）

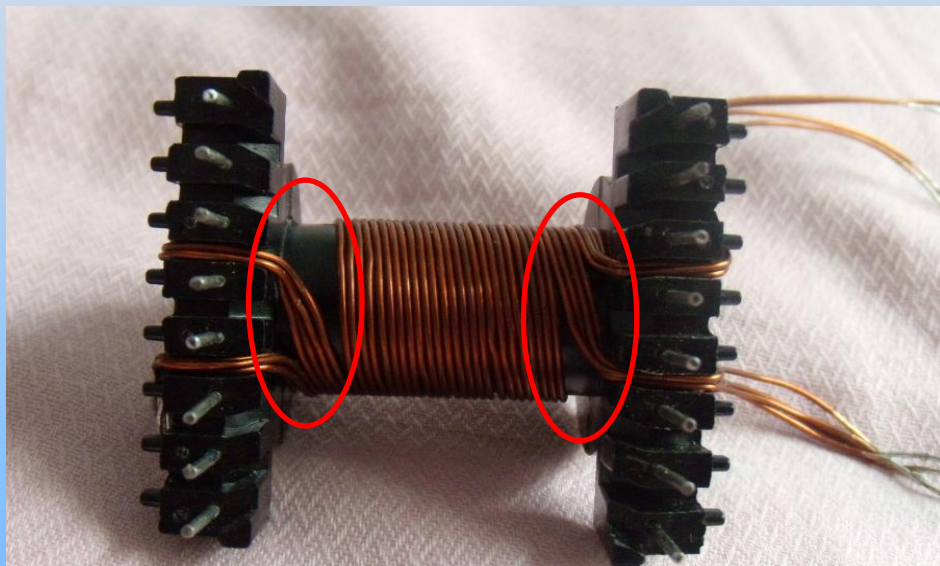
- 绕组均匀分布在变压器窗口中；绕组的匝间电容影响小，跟其他的绕组耦合程度高，漏感小，有利于输出电压的稳定性。但绕制工艺不好控制。

■ 密绕

- 绕组紧密的绕制在变压器的中间或两边；绕制工艺简单，有利于后续绕组的平整度控制。但匝间电容与漏感稍大，在输出电压较低，电流小的场合对输出电压有一定影响。

变压器的绕制技术

■ 单层圈数的计算：



■ 注意：

在进线与出线的边沿，特别是多股线同时绕制时，由于漆包线的折弯，造成占用的空间比正常绕组一圈时大

- 在计算单层圈数时，是通过骨架宽度除以漆包线的外径，得到的值需要将小数点以后的数值舍去，并需要减去一圈作为进出线的余量。

例：EFD30的幅宽是20mm，假如初级线径是0.5mm(外径则为0.55mm)，那么可以绕制最多的圈数是

$$20\text{mm}/0.55\text{mm}-1=35.36$$

取整之后为35T

变压器的绕制技术

■ 尽量绕满整数层

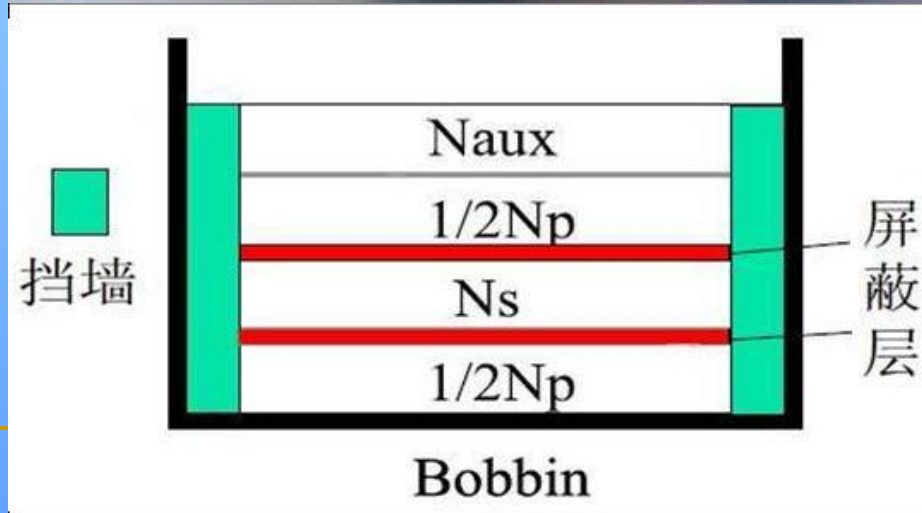
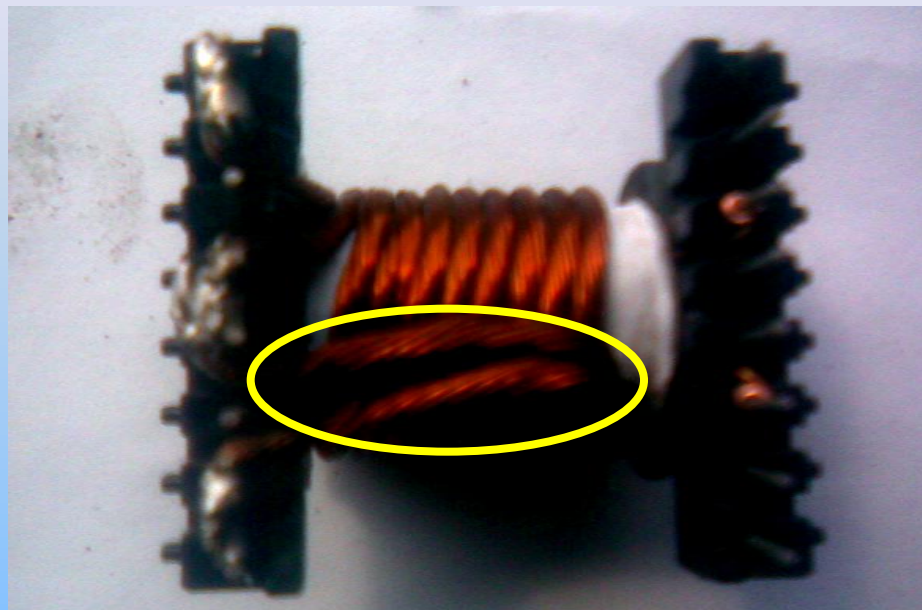


- 在计算好变压器匝数与线径直之后，接下来需要根据骨架宽度与深度验算是否能容纳下所有的绕组，此时需要考虑漆包线的外径，挡墙宽度，绝缘胶带厚度，折线厚度等因素。
- 当发现绕组不是整数层时，就需要调整匝数或线径以满足单个绕组为整数层的要求，因为小数层绕组(特别处在最里层时)容易造成后续的绕组不平整，从而影响绕线的分布参数与绝缘强度。

变压器的绕制技术

■ 绕组的绝缘

- 当绕完一个绕组之后，绕组需要将线折回到进线端的骨架定位脚时，需要先包1-2层胶带进行绝缘，然后将线折过来。
- 且线尽量以90度左右的角度折弯，以尽量满足对匝数精度的要求。
- 绕线为了满足安规对绝缘的要求，一般加挡墙或使用三重绝缘线，且各绕组之间加高强度的绝缘胶带。



安规与EMI的考虑

■ 关于安规标准

一般用途的Adapter :

IEC/EN61558-2-6

一般用途的Charger :

IEC/EN60335-2-29

IT类专用的Adapter :

IEC/EN60590

音响视讯类专用的Adapter :

IEC/EN60065

医疗仪器类专用的Adapter :

IEC/EN60601

量测仪器类专用的Adapter :

IEC/EN61010

■ 关于安规的一些要求

如果次级绕组不能跟铁芯保持安规的距离要求时，那么铁芯就被当成次级元件，必须跟初级保持足够的安规距离。

注意：

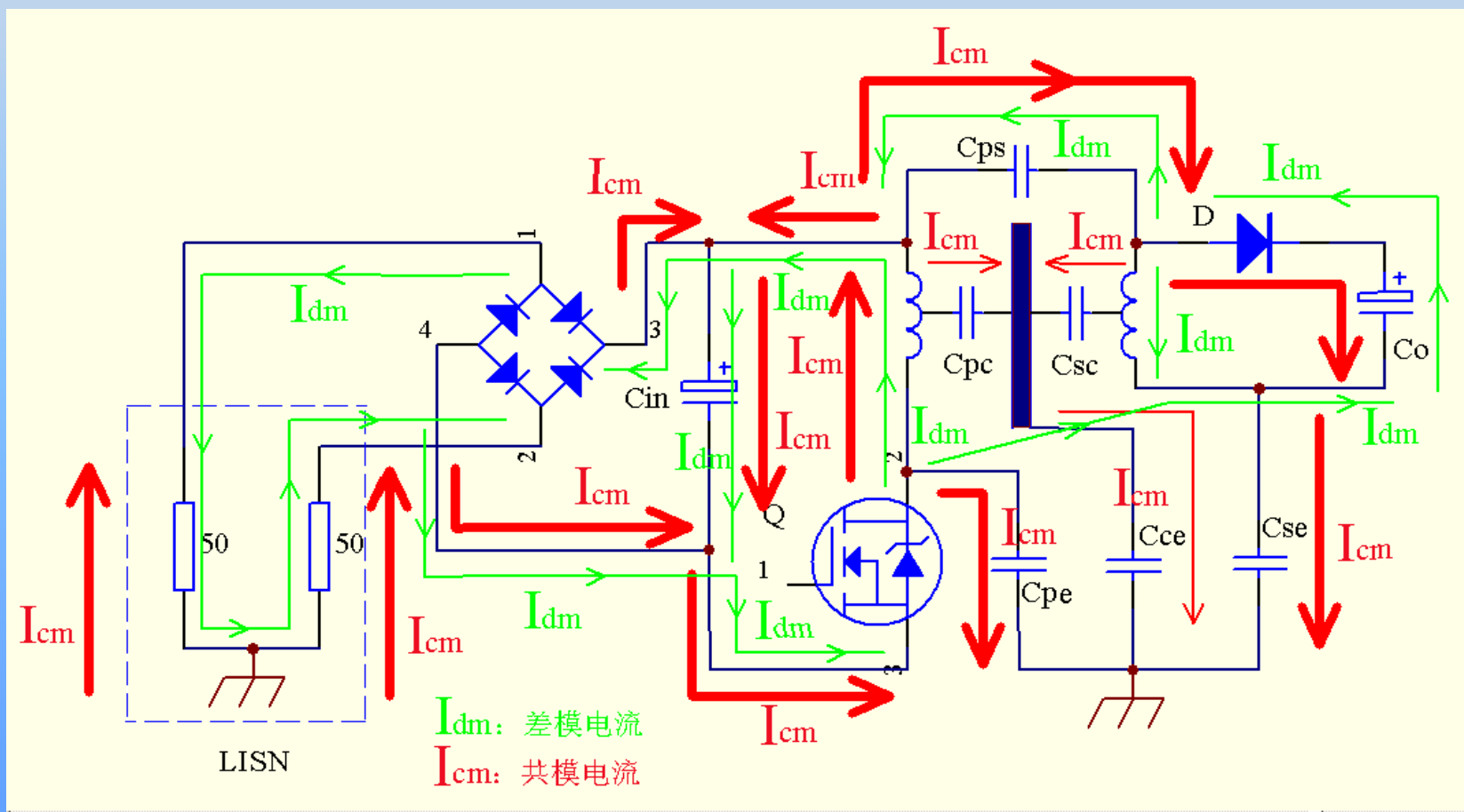
IEC/EN60335-2-29的初、级侧绕组跟铁芯的爬电距离是4.0mm，初次级元件之间的距离是8.0mm

BOBBIN厚度的要求：

IEC/EN61558-2-6与IEC/EN60335-2-29规定要大于1.0mm，其余的为0.4mm

安规与EMI的考虑

- 变压器是怎样影响EMI的？
- 变压器的分布电容，是引起初级到次级的共模与差模干扰的根本原因



安规与EMI的考虑

■ 变压器的EMI处理

从原理上来说，最有利于EMI的绕法是减少初次级之间的耦合电容，也就是说要加大初次级之间的距离，但这又会增大漏感，反而会增大电路损耗与EMI强度，所以需要综合考虑。

一般常见的方法是在初次级之间增加一个Y电容，将返回地线的共模电流直接短路到初级地线，减少通过地线返回的电流。

还有一种方法是在初次级绕组之间加入法拉第屏蔽层（静电屏蔽），将初次级之间的共模信号直接短路到初级地，有加铜箔（0.9T或1.1T）与加绕组（绕组的感应电压与被屏蔽绕组电压相反）两种方法。

对于辐射一般是在变压器最外层加入一个短路的屏蔽铜箔，将辐射的电磁能量以涡流的形式消耗掉，且涡流的磁场方向跟原变压器的干扰磁场相互抵消。

变压器的验证与优化

■ 经常碰到的棘手问题：

- 接线（多股线，铜箔，飞线）
- 进线与出线交叉，影响EMI
- 破皮(线径，绝缘强度)
- 多线并绕（绞合，绕线平整度）
- 骨架窗口的有效利用率（安规挡墙，接线端口）
- 绕组的趋肤效应与临近效应
- 变压器的损耗温升考虑
- 变压器设计的折中（体积，效率，温升，成本，工艺）

.....

待续



Thank you !