

反激式开关电源

广东易事特电源股份有限公司

新能源事业部

陈书生

电源的重要性

电源犹如人的心脏，是所有电力设备的动力。

一般由电网供电的电子设备都会有电源模块，可以说，只要从事电子方面的工作，或多或少的都会用到或接触到电源，了解或学习一些电源方面的知识是很有必要的

反激式开关电源

开关电源的种类很多，这里主要与大家一起讨论一下反激式开关电源。

这种电路结构比较简单，在小功率电路中应用非常广泛。

在15kw光伏逆变器中用到的两个电源都是这种结构。

反激式开关电源有三种工作模式: 连续模式 (CCM)，非连续模式 (DCM) 及临界模式 (BCM)。

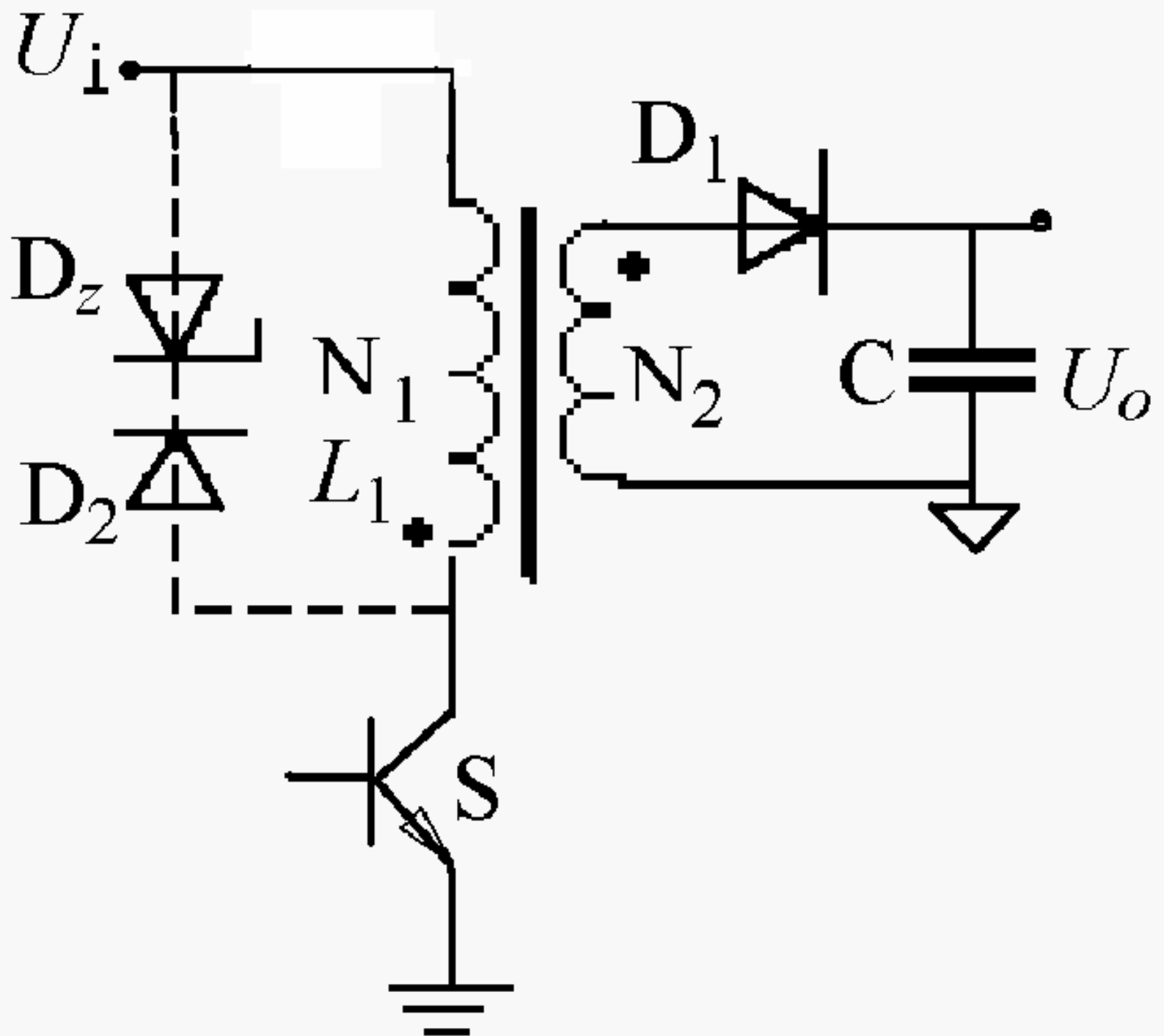
非连续工作模式中，功率管零电流开通，开通损耗小。而副边二极管零电流关断，可以不考虑反向恢复问题，对EMC会有一些好处。但峰值电流较大，原边关断损耗较大。

内容:

Ω 基本原理

Ω 设计要点

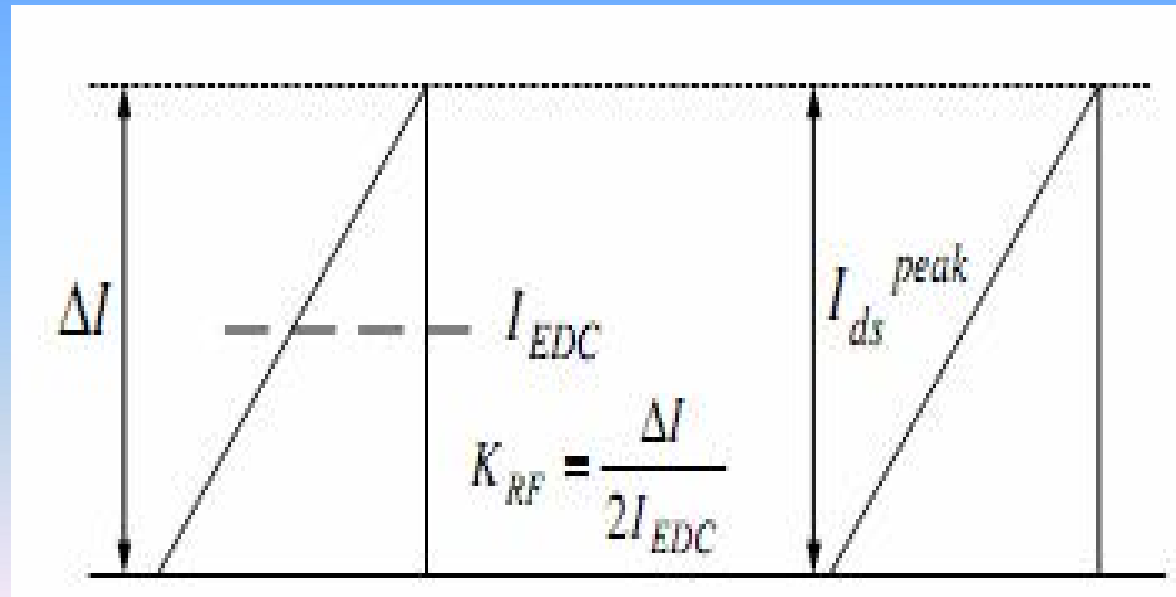
Ω 典型波形及回顾



反激变换器基本电路

基本原理

- 在开关S导通时，输入电压 V_i 加在变压器初级线圈上，同名端 ‘•’ 相对异名端为负，次级二极管D反偏截止。初级电流线性上升（线性电感），变压器作为电感运行。
- 变压器储存能量，此阶段没有能量传到次级，电容单独向负载供电。



初级电流线性上升，斜率为

$$\frac{di_1}{dt} = \frac{V_i}{L_p}$$

在开关管关断时，初级电流 I_p 达到最大值：

$$I_p = \frac{V_i \cdot t_{on}}{L_p}$$

变压器在开关管一个导通周期储存的能量为：

$$E = \frac{1}{2} \cdot L_p \cdot I_p^2$$

开关管关闭后，能量传递给次级。若工作在非连续模式，在开关管再次导通前，初级储存的能量将全部传给次级。输入功率P（即1s内传递的能量）为：

$$P = \frac{1}{2} \cdot L_p \cdot I_p^2 \cdot f$$

将

$$I_p = \frac{V_i \cdot t_{on}}{L_p}$$

代入上式

得到:

$$P = \frac{(V_i \cdot t_{on})^2 \cdot f}{2 \cdot L_p}$$

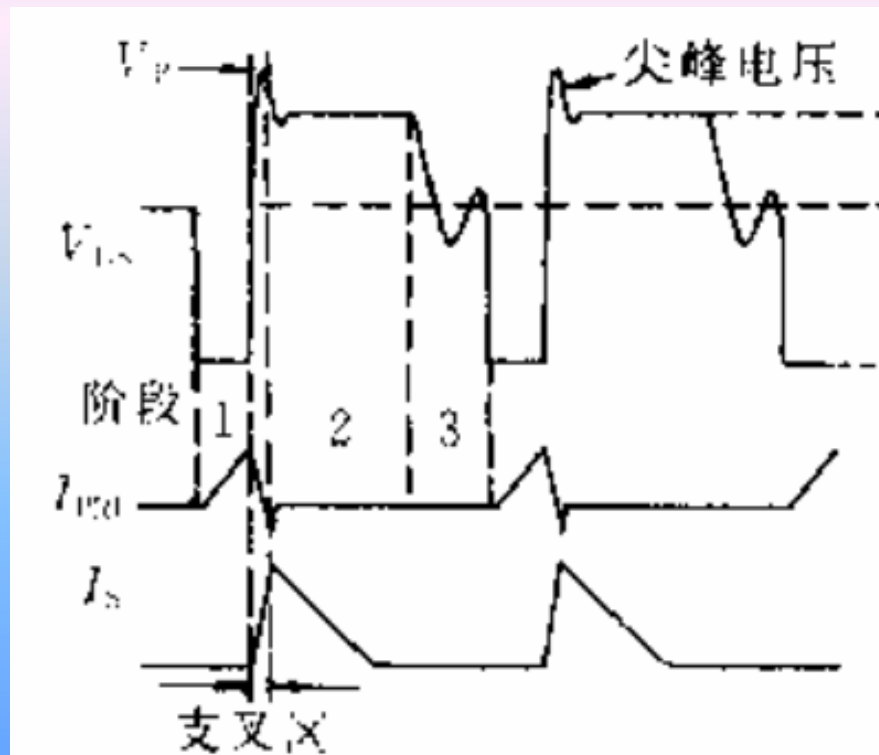
由上式可转化为:

$$L_p = \frac{(V_i \cdot t_{on})^2 \cdot f}{2 \cdot P}$$

该式就是计算反激式变压器初级电感量的基本公式。

当功率管关断时，次级二极管D正偏导通，次级电流会经历一个从小到大（原边电流过渡到副边电流），又从大到小（副边电流对负载供电）的过程。

$$i_{2p}N_2 = N_1I_{1p}$$



电路特点

Ω 结构简单。不需要输出滤波电感。

Ω 输出电压尖峰较大

次级峰值电流较大， $I_{2p}=n*I_{1p}$ ，该峰值电流加在电容ESR会产生较高的尖峰电压，宽度通常小于0.5us。为滤除该尖峰，通常要在主电容后加小型LC滤波器。

Ω 需要大容量电容

由于在开关管开通时，只有滤波电容向负载提供电流，因此电容容量必须足够大。

辅佐电源电压精度约为6%，若需较高精度，需附加线性调整器。

漏感影响—不可避免

Ω a. 多路输出交叉调节问题。

Ω 理论上反激变换器没有输出滤波电感，只有输出电容，相当于电压源，只要一路稳定，多路输出也稳定。但实际反激电源的多路输出交叉调整率比正激电源更难做。这主要是因为正激后面加了个耦合电感，而反激的漏感不是零。

Ω 一路输出稳定性非常好，但多路输出时没有接反馈的支路电压会随其他路的负载变化而剧烈变化。

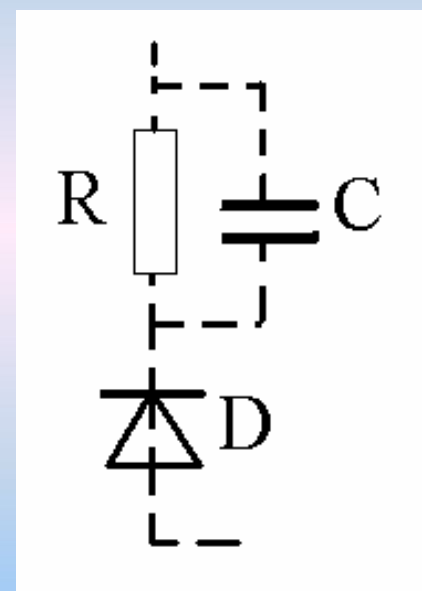
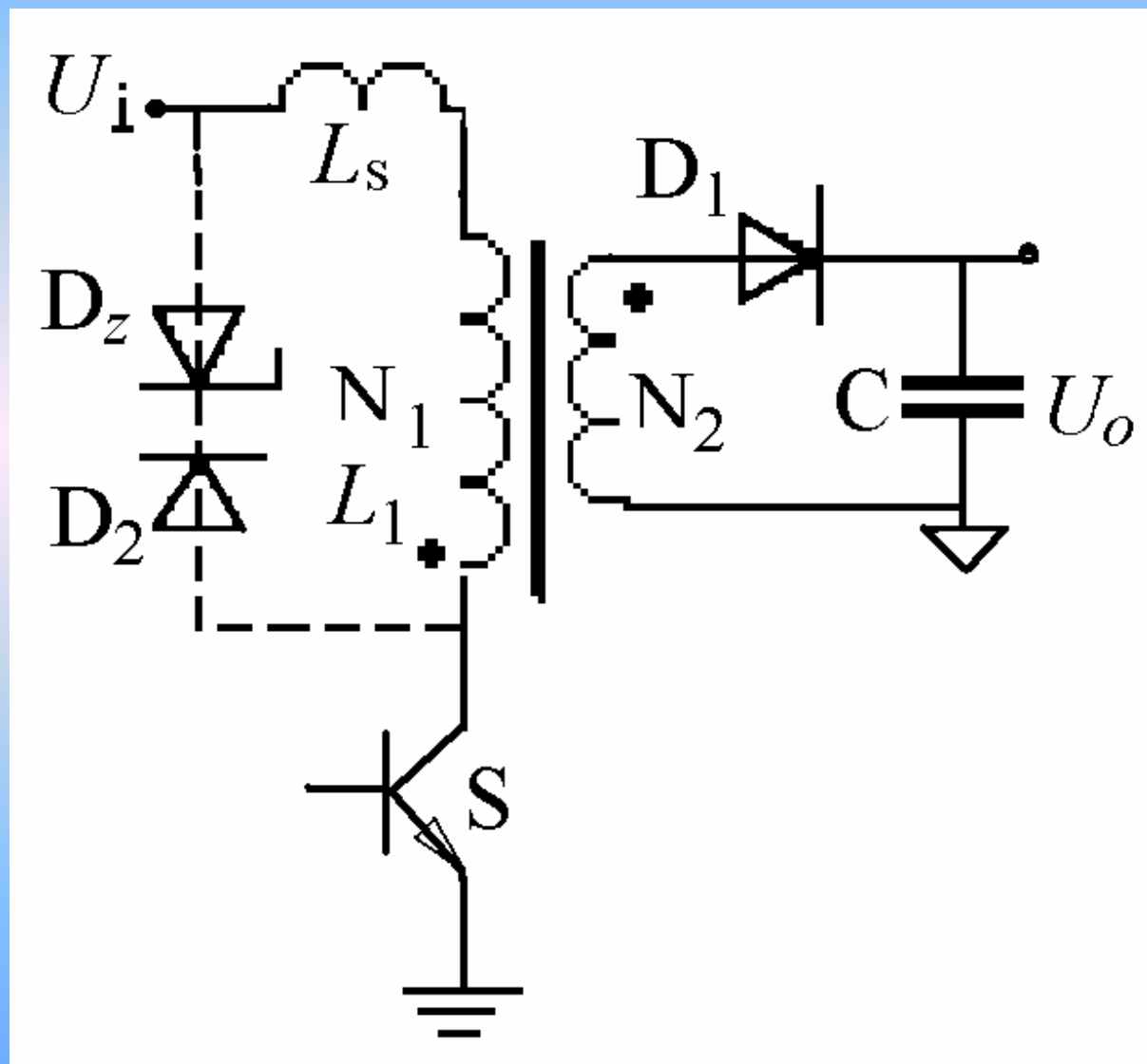
原因:

开关管关断时, 次级输出时的能量分配是有规律的, 是按漏感的大小来分配, 如5V 3匝, 漏感1uH, 12V 7匝, 如果漏感为 $(7/3)^2 * 1 = 5.4\text{uH}$, 则两路输出的电流变化率是一样的, 没有交叉调整率的问题, 但如果漏感不匹配时, 就会出现交叉调整率问题。

改进方法:

1. 注意变压器工艺 让功率较大，电压比较低的绕组最靠近初级，其漏感最小，电压比较高，功率比较小的远离初级，增加其漏感。
2. 输出电压较高的绕组在整流管前面增加一个小磁珠或小电感，人为增加其漏感，这样电流的变化率就接近于其主输出，电压就稳定。
3. 采用层叠法，保证其漏感比。如12V和5V共用一部分绕组。

- ⌚ b. 由于变压器漏感的存在及其它分布参数的影响，反激电源在开关管关断瞬间会产生很的尖峰电压，这个尖峰电压严重威胁着开关管的正常工作，必须采取措施对其进行抑制。目前，有很多方法可使实现这个目的，其中RCD钳位法以其结构简单，成本低廉的特点而得以广泛使用。
- ⌚ 由于RCD钳位电路的钳位电压会随着负载的变化而变化，如果参数设计不合理，会降低系统效率或达不到钳位要求而使开关管损坏。



钳位电路损耗计算

$$L_s \frac{di_1}{dt} + V_{or} = V_z$$

$$V_{or} = n \cdot V_o$$

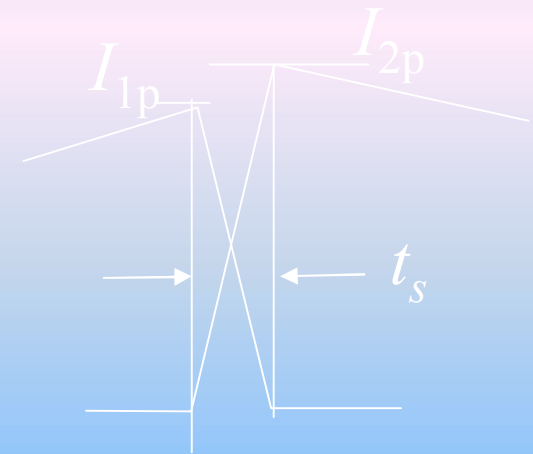


从 I_{1p} 下降到零的时间为

$$t_s = \frac{L_s I_{1p}}{V_z - V_{or}}$$

在稳压管在 t_s 期间损耗功率为

$$P_z = \frac{1}{2} I_{1p} U_z \times \frac{t_s}{T} = \frac{L_s I_{1p}^2}{2} \cdot \frac{U_z}{U_z - U'_o}$$



上式为原边绕组吸收电路的功耗，可见，原边绕组的峰值电流越大，副边反射到原边的电压越高，原边电流过渡到副边电流的时间越长，频率越高，则损耗越大，整体效率下降的就越多。

电路参数选择

1) 确定最大占空比

当输入电压最低，输出功率最大时，占空比D最大。对原边开关管来讲，当输入电压最高时，开关管关断期间开关管承受的电压越高。

$$D_{Max} = \frac{V_{or}}{V_{i\min} + V_{or}}$$

对上式有两个限制条件：

1. 对次级反射电压的限制，在最高输入电压时， $V_{imax}+V_{or}$ 对开关管的Vds击穿电压留有足够的裕量

2. 对Dmax的限制，一般取0.3-0.45

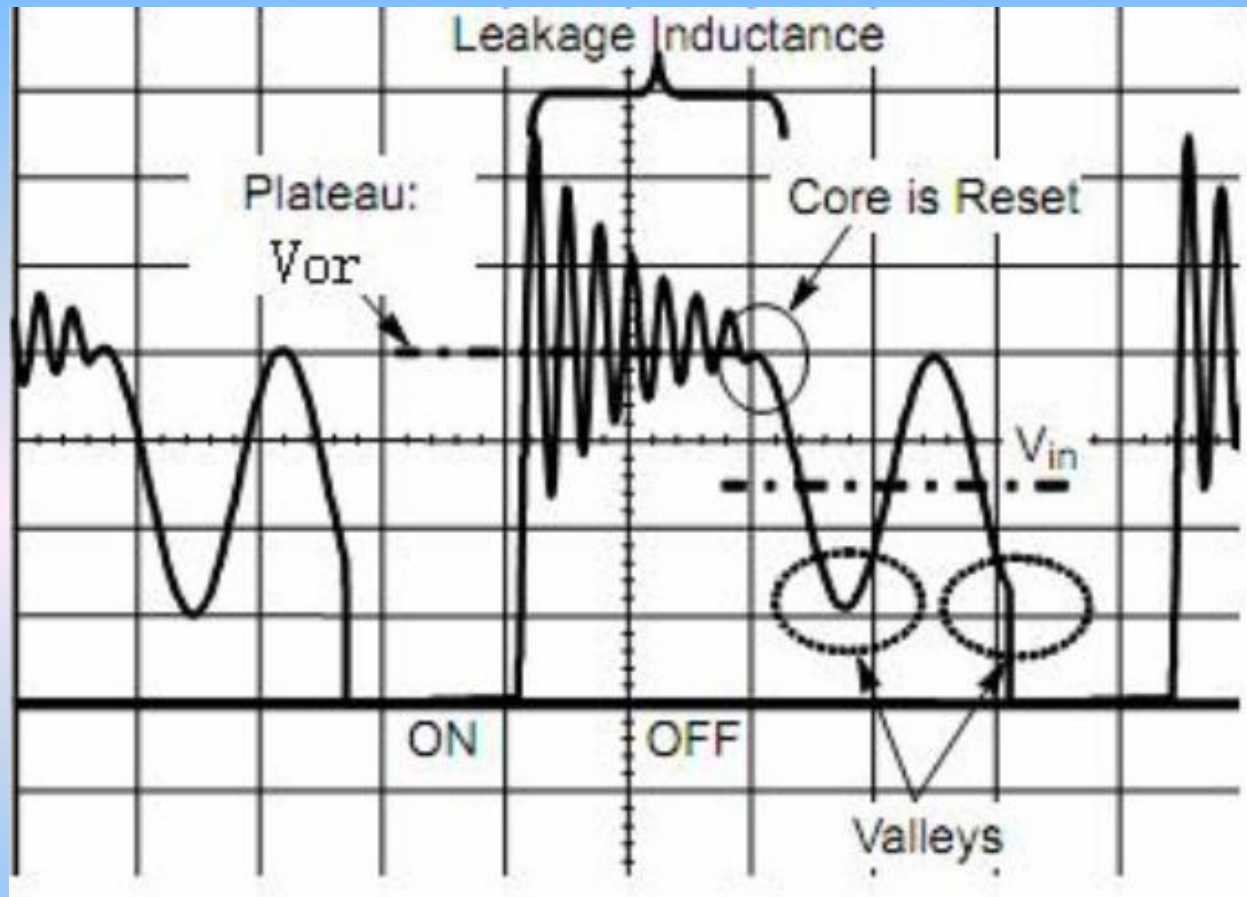
V_{or} 为开关管关断期间，变压器副边电压根据电磁感应定律，反射到原边绕组两端的电压。 V_{or} 越高，吸收回路上消耗的功率就会越高，效率就会降低。同时， V_{or} 越高，开关管的应力也越大。

V_{or} 低，则副边二极管的反向电压应力变高，二极管吸收损耗增大。

要根据实际情况，综合选择 V_{or} 。

实践证明600V管子反射电压不要大于100V，650V管子反射电压不要大于120V，把漏感尖峰电压值钳位在50V时管子还有50V的工作余量。现在由于MOS管制造工艺水平的提高，一般反激电源都采用700V或750V甚至800-900V的开关管。像这种电路，抗过压的能力强一些开关变压器反射电压也可以做得比较高一些，最大反射电压在150V比较合适，能够获得较好的综合性能。

V_{ds} 波形



$$V_{ds} = V_{i\max} + V_{or} + V_{lk}$$



2). 确定变压器初级侧电感量

$$L_p = \frac{(V_i \cdot t_{on})^2 \cdot f}{2 \cdot P_i}$$

反激式开关电源初级电感量是个重要参数，其决定着电源的工作模式。

无论是设计连续模式还是非连续模式的反激电源，一般均临界模式计算，当以最大负载设计临界模式，则正常工作时为非连续模式。当以一定的比例额定功率（如30%）设定为临界模式，在正常工作时为连续工作模式。

正激、推挽等其他形式的电源一般都希望初级电感量尽量大。

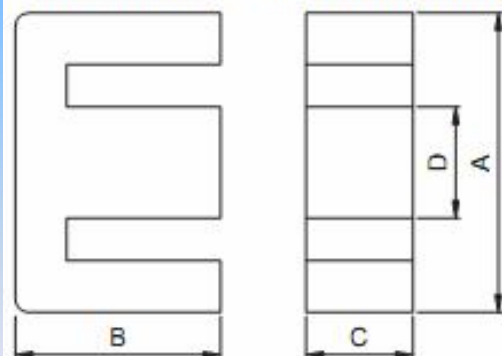
3). 确定合适的磁芯和初级线圈的最少匝数

实际上，磁芯的初始选择一般是很粗略的，因为变量太多了，一般情况是参考以前的案例初步选择磁芯。

Core	Features	Typical Applications
EE EI	-Low cost	Aux. power Battery charger
EFD EPC	-Low profile	LCD Monitor
EER	-Large winding window area -Various bobbins for multiple output	CRT monitor, C-TV DVDP, STB
PQ	-Large cross sectional area -Relatively expensive	

Output Power	EI core	EE core	EPC core	EER core
0-10W	EI12.5 EI16 EI19	EE8 EE10 EE13 EE16	EPC10 EPC13 EPC17	
10-20W	EI22	EE19	EPC19	
20-30W	EI25	EE22	EPC25	EER25.5
30-50W	EI28 EI30	EE25	EPC30	EER28
50-70W	EI35	EE30		EER28L
70-100W	EI40	EE35		EER35
100-150W	EI50	EE40		EER40 EER42
150-200W	EI60	EE50 EE60		EER49

CORE SHAPES AND DIMENSIONS/CHARACTERISTICS



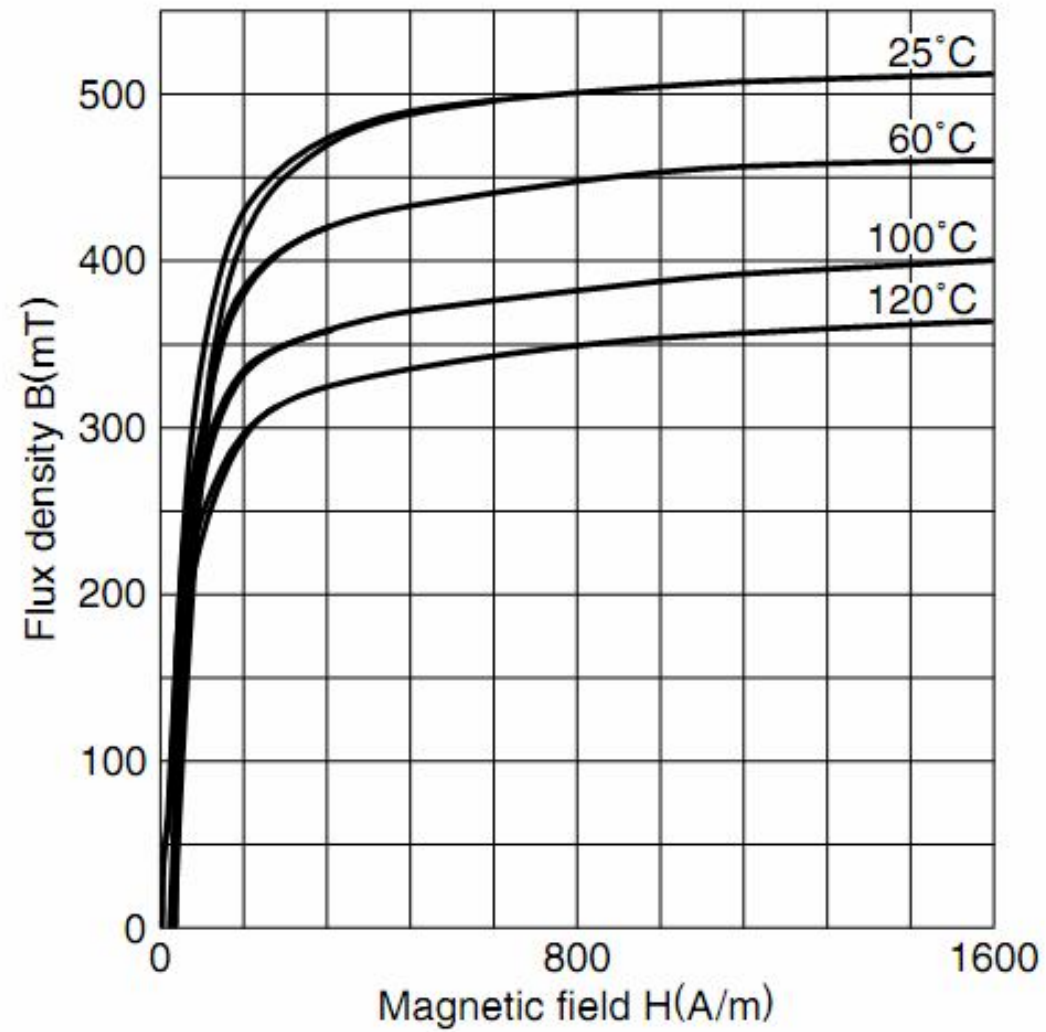
Type	Dimensions (mm)				Ae (mm ²)	le (mm)	Weight (g)
	A	B	C	D			
EE8	8.3±0.2	4±0.1	3.6±0.2	1.85±0.15	7	19.2	0.7
EE10/11	10.2±0.2	5.5±0.1	4.75±0.15	2.45±0.15	12.1	26.1	1.5
EF12.6	12.7±0.4	6.4±0.1	3.6±0.2	3.65±0.15	13	29.6	2
EE13	13±0.2	6±0.15	6.15±0.15	2.75±0.15	17.1	30.2	2.7
EE16	16±0.3	7.2±0.1	4.8±0.2	4±0.2	19.2	35	3.3
SEE16	16±0.3	7.15±0.15	6.8±0.2	3.175±0.175	21.7	36.6	4.1
EF16	16.1±0.6	8.05±0.15	4.5±0.2	4.55±0.15	20.1	37.6	3.9
EE19	19.1±0.3	7.95±0.15	5±0.2	4.55±0.15	23	39.4	4.8
EE19/16	19.29±0.32	8.1±0.18	4.75±0.13	4.75±0.08	22.4	39.1	4.8
EE20/20/5	20.15±0.55	10±0.2	5.1±0.2	5±0.2	31	43	7.5
EF20	20±0.4	9.9±0.2	5.65±0.25	5.7±0.2	33.5	44.9	7.4
EE22	22±0.3	9.35±0.15	5.75±0.25	5.75±0.25	41	39.6	8.8
EE25/19	25.4±0.5	9.46±0.19	6.29±0.19	6.35±0.25	40	48.7	9.1
EF25	25.05±0.75	12.55±0.25	7.2±0.3	7.25±0.25	51.8	57.8	15
EE25.4	25.4±0.76	9.66±0.15	6.35±0.25	6.35±0.25	40.3	48.7	10
EE30	30±0.5	13.15±0.15	10.7±0.3	10.7±0.3	109	57.7	32

选定磁芯型号后，就可以根据磁芯手册查得磁芯有效截面 A_e ，单位为 cm^2 。根据选用的磁芯材质型号确定最大磁通密度变化量 ΔB ，单位为Gs。由下式得出为变压器初级侧为避免发生磁芯饱和而应具有的最少匝数：

$$N_{p\min} = \frac{V_i \cdot T_{on}}{\Delta B \cdot A_e} \times 10^8$$

Magnetization Curves (Typical)

Material: PC40



4).确定输出匝数

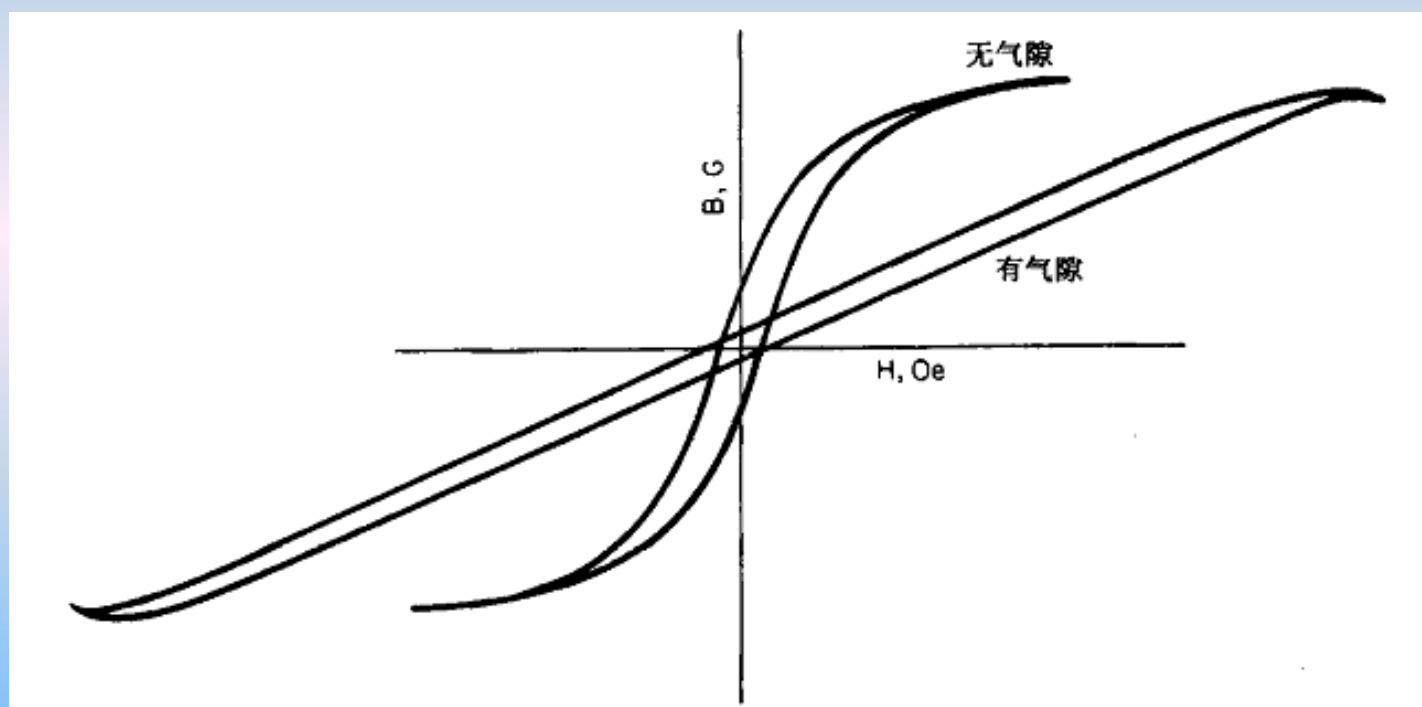
$$n = \frac{N_p}{N_{s1}} = \frac{V_{or}}{V_{o1} + V_{F1}}$$

N_p 和 N_s 分别为初级侧和次级侧输出匝数。
选定正确的次级匝数值，使 N_p 大于
 N_{pmin} ,

6) : 变压器气隙

反激电源变压器磁芯在工作在单向磁化状态，所以磁路需要开气隙，其一是传递更多能量，其二防止磁芯进入饱和状态。

反激电源的变压器不仅要通过磁耦合传递能量，还担负电压变换输入输出隔离的多重作用。所以气隙的处理需要非常小心，气隙太大可使漏感变大，磁滞损耗增加，铁损、铜损增大，影响电源的整机性能。气隙太小有可能使变压器磁芯饱和，导致电源损坏



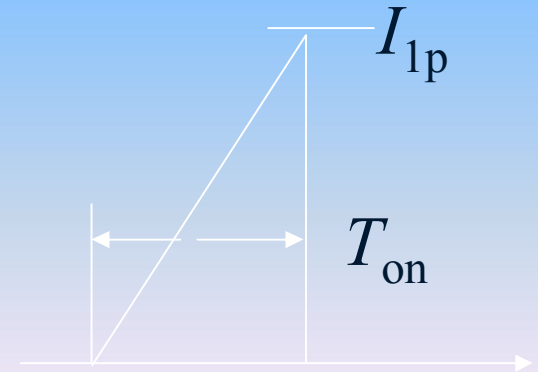
5) 线圈导线尺寸

初级电流峰值

$$I_{1p} = \frac{V_{i\min} D_{\max}}{L_p f}$$

初级电流有效值

$$I_1 = I_{1p} \sqrt{\frac{D_{\max}}{3}}$$



导线尺寸：截面
积：

$$A_{cu1} = 0.144 I_{1p} \sqrt{D_{\max}} \quad (j=4\text{A/mm}^2)$$

次级电流峰值

$$I_{2p} = n I_{1p}$$

次级电流持续占空比

$$D_R = \frac{L_2 I_{2p} f}{V_O}$$

次级导线尺寸：截面
积：

$$A_{cu2} = 0.144 I_{2p} \sqrt{D_R}$$

说明：电流密度可以取 $5-10\text{A/mm}^2$ ，应避免使用大于1mm的导线，大电流可以采用多股细铜线、利兹线或铜带。

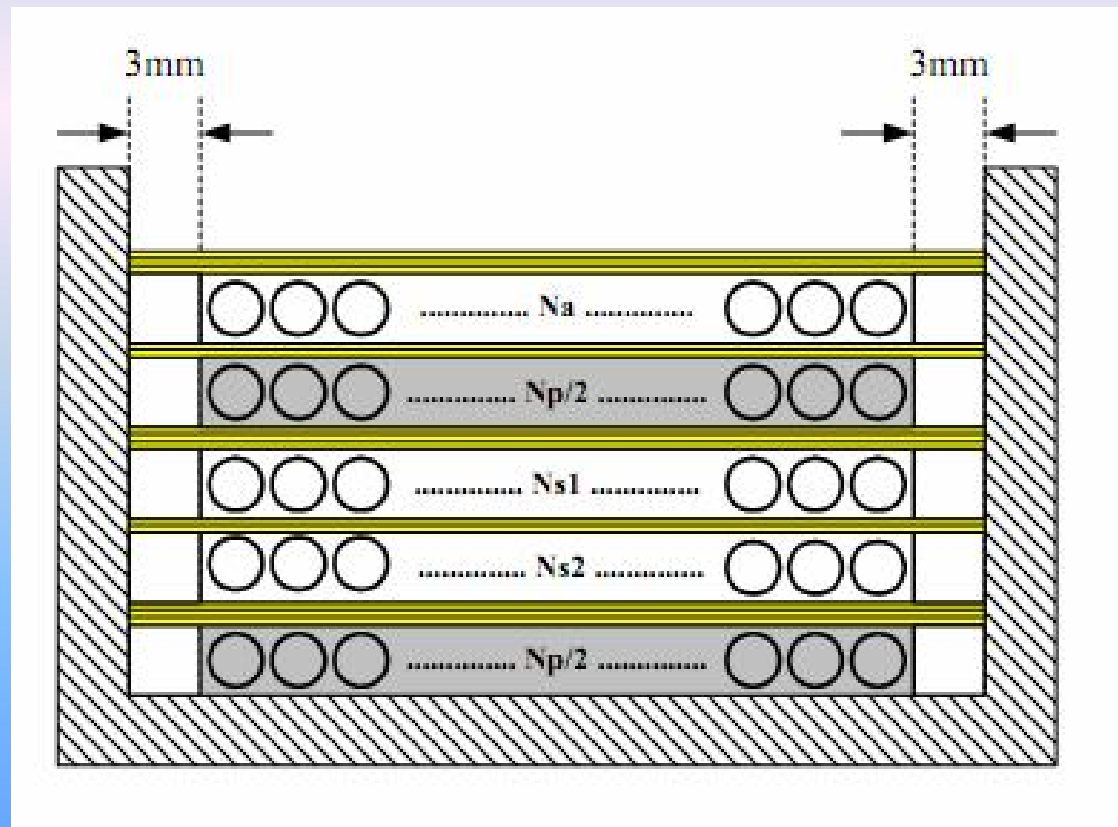
计算出的导线直径只是作为参考，确定是否合适要靠温升测试，其温升要满足其相应的温度等级。

如 glass105，线圈温升要小于65度（热电偶法）

6) 线圈结构

为减少漏感，常采用三明治绕法。常

用 $N_1/2 \Rightarrow N_2 \Rightarrow N_1/2$



1) 功率器件选择

功率管电流定额 $I_D > (1.6 \sim 2) I_p$

功率管电压定额 $U_{(BR) CER} > (1.3 U_{imax} + U_z)$

采用开关二极管，选用较小的 t_{rr}

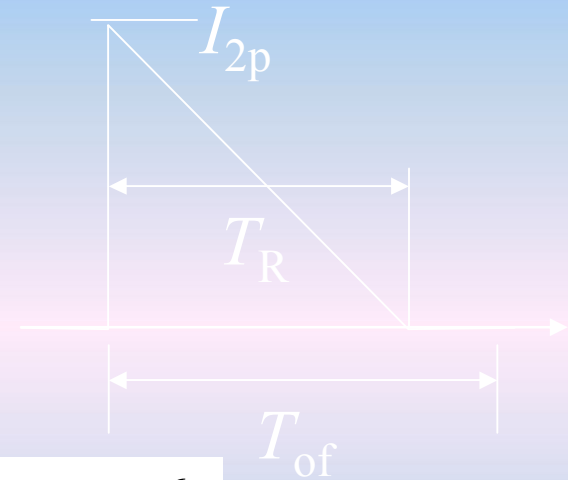
电流定额 $I_D > (2 \sim 3) I_o$

电压定额 $U_{DR} > 2(V_o + V_{imax}/n)$

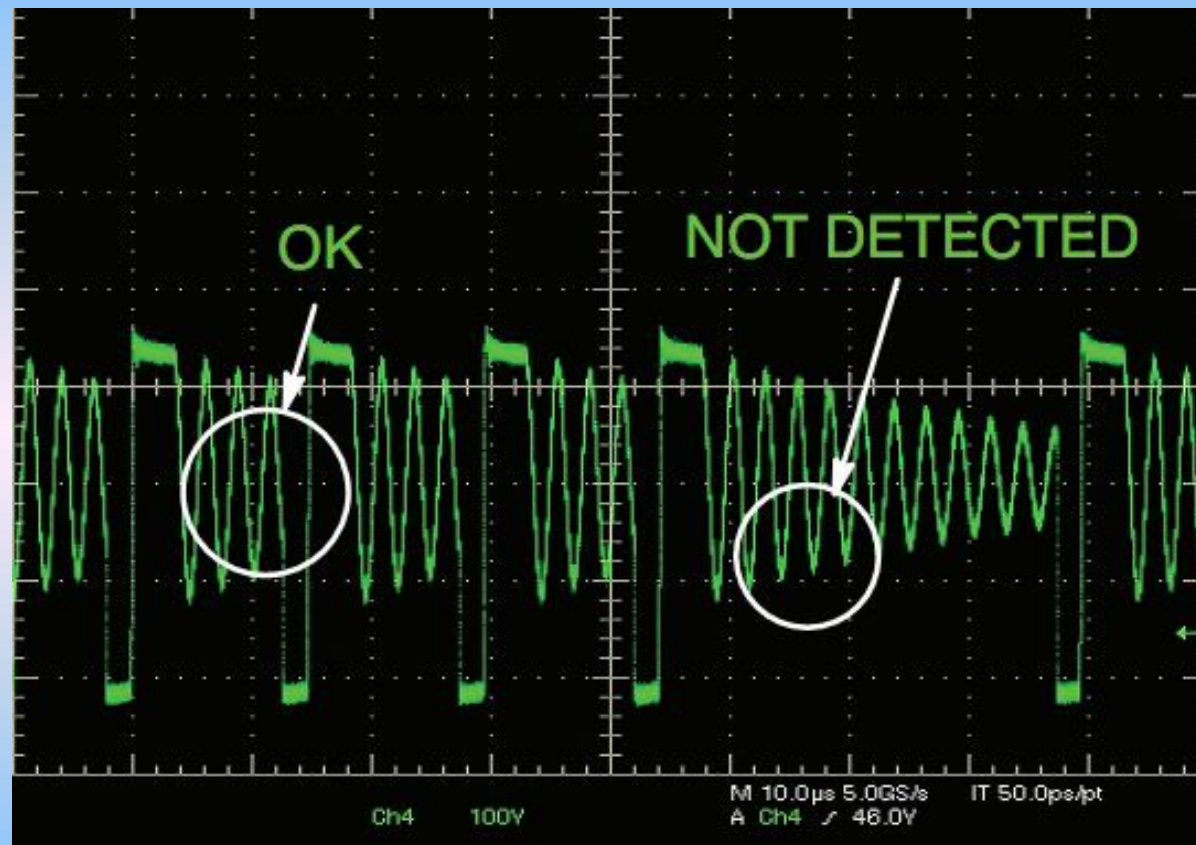
输出滤波电容选择

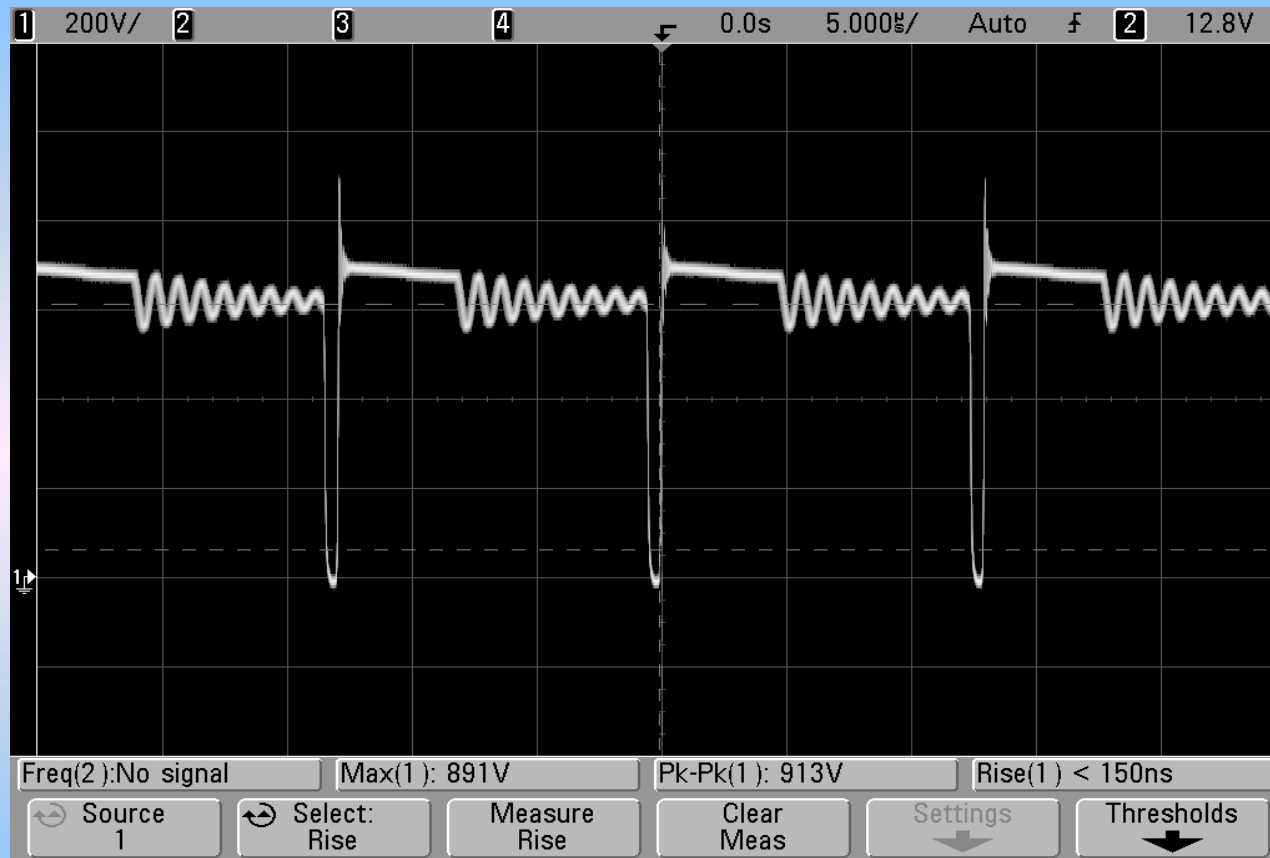
$$C = \frac{I_{2p} \times 65 \times 10^{-6}}{\Delta V_{pp}}$$

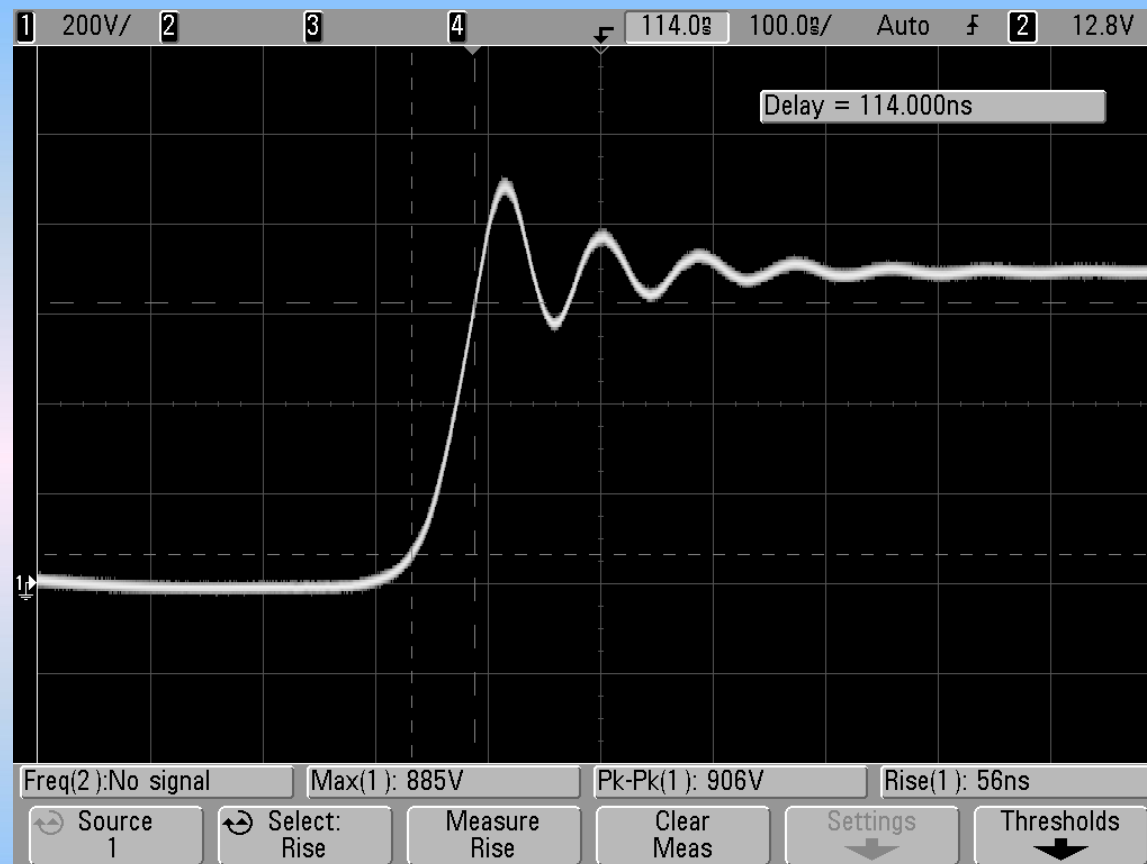
应当检查电容在该频率有效值 $I_C > \sqrt{I_2^2 - I_o^2}$ 。不满足时，采用多个并联，或加LC滤波。



典型波形



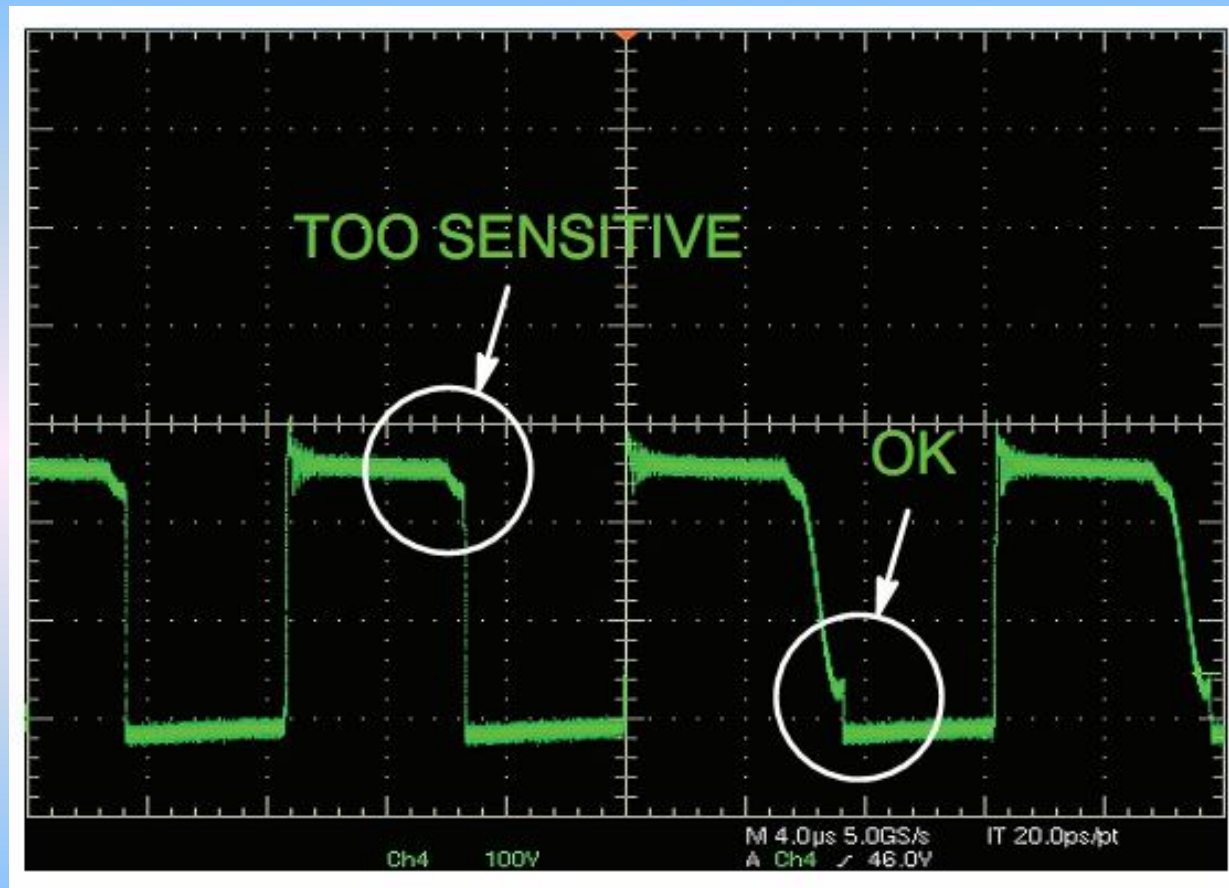




开关过程分析

MOS管关断后，初级电流给MOS管输出电容和变压器杂散电容充电（实际杂散电容放电），然后DS端电压谐振上升，由于电流很大，谐振电路Q值很小，所以基本上是线性上升，当DS端电压上升到次级电压达到输出电压加整流管电压后，次级本应该就导通，但由于次级漏感的影响，电压还会上升一些来克服次级漏感的影响，这样反映到初级的电压也高于正常的反射电压，在这样条件下，次级电流开始上升，初级电流开始下降，但不要忘记初级的漏感，它由于不能耦合，所以它的能量要释放，

漏感偏和MOS管输出电容，变压器杂散电容谐振，电压冲高，形成几个震荡，能量在嵌位电路消耗，这里要注意一点，漏感的电流始终是和初级电流串联，所以漏感电流的下降过程就是次级电流的上升过程，而漏感电流的下降过程是由嵌位电路电容上的电压和反射电压的差决定的，此差越大，下降越快，转换过程越快，转换的过程就是电压电流叠加的过程。



高频率：降低磁芯元件体积
增加电路损耗

– 开关损耗 Switching losses:

$$P_{loss(sw)} = \frac{1}{2} \cdot C_{DRAIN} \cdot V_{DRAIN(turn-off)}^2 \cdot F_{SW}$$

– 降低关闭时的漏极电压 Lower the Drain voltage at turn-off → 谷底开关 valley switching

Q&A



谢谢