

实验报告

姓 名：_____ 学 号：_____

实验台号：_____ 实验日期：_____

课程名称：_____

实验名称：_____ 实验 3 反激变换器的设计与仿真分析

实验室名称：_____

同 组 人：_____

报告总分数：_____

教师评语：

助教签字：_____

教师签字：_____

日 期：_____

一、实验目的

二、实验预习

- 1、 查阅文献和书本，阐述反激变换器处于连续导通模式（CCM）和断续导通模式（DCM）时的工作原理。

反激变换器电路图如图 1 所示：

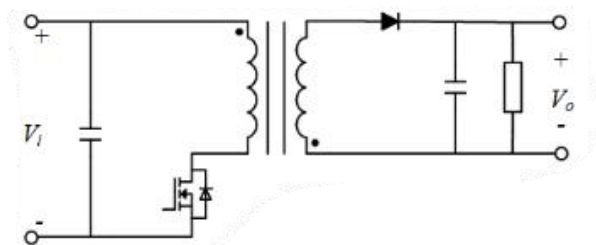


图 1 反激变换器电路图

针对开关加入 RCD 缓冲电路的反激变换器的电路图如下：

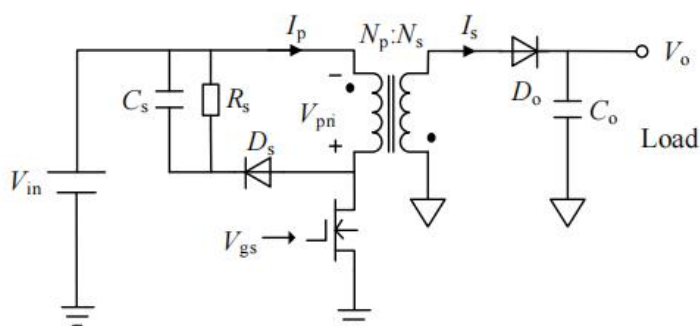


图 2 加入 RCD 缓冲电路的反激变换器电路图

上图中的 C_s , R_s 和 D_s 构成 RCD 缓冲电路。

反激变换器本质是一个加入了隔离变压器的 Buck-Boost 电路（升降压斩波电路），隔离变压器可以视为一个耦合电感，因此针对于变压器上的电流是否连续，可以将反激变换器的导通模式分为连续电流模式（CCM）和断续电流模式（DCM）。

假设变压器的电抗非常大，流过的电流只能线性变化；滤波电容非常大，使得负载电压不变。

一、连续电流模式（CCM）

反激变换器处于连续电流模式时，在一个开关周期存在两个开关状态，如下图所示：

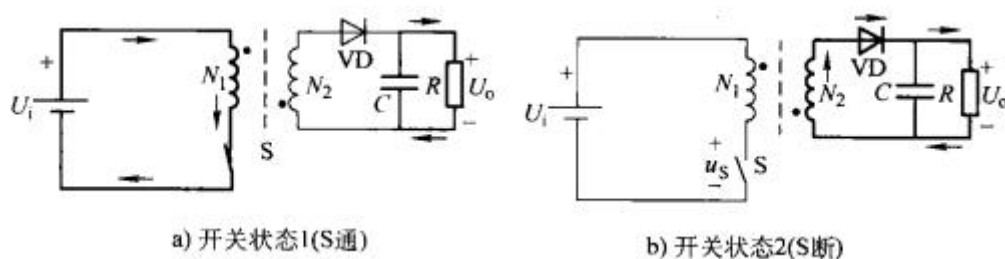


图 3 反激变换器处于 CCM 工作状态下的开关模式

$t_0 \sim t_1$ 时，S 开通后，VD 处于断态，流过 N_1 绕组的电流线性增长，电感储能增加；

$t_1 \sim t_2$ 时，S 关断后，由于 N_1 绕组的电流瞬间变为 0，使得 N_2 绕组产生感应电动势，使得 VD 导通，变

变压器的磁场能量通过 N_2 绕组和 VD 向负载一侧释放。

开关 S 承受电压，变压器一次侧流通电流 i_s ，变压器二次侧流通电流 i_D 波形如下图所示：

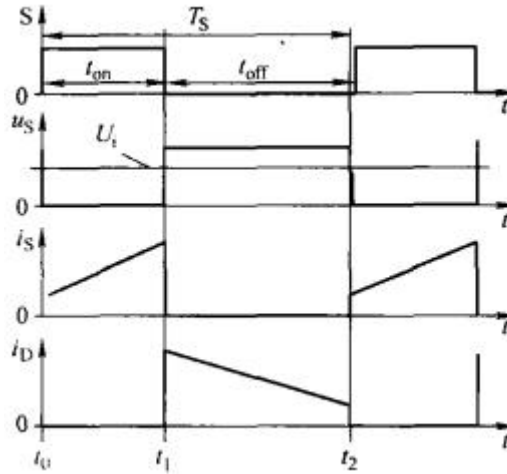


图 4 反激变换器处于 CCM 工作状态下的开关 S 承受电压，变压器一次侧流通电流 i_s ，变压器二次侧流通电流 i_D 波形

上图中，S 关断时承受的电压为：

$$u_s = U_i + \frac{N_1}{N_2} U_o$$

可以看到，在开关 S 关断时，二次侧的电流不会在 $t_1 \sim t_2$ 内下降到 0，即变压器内的磁场能量不会下降到 0，因此称该工作模式为连续电流模式（CCM）。

CCM 模式下的输入输出电压比为：

$$\frac{U_o}{U_i} = \frac{N_2}{N_1} \frac{D}{1-D}$$

输入输出电压间不成线性关系。

二. 断续电流模式（DCM）

反激变换器处于断续电流模式时，在一个开关周期存在三个开关状态，如下图所示：

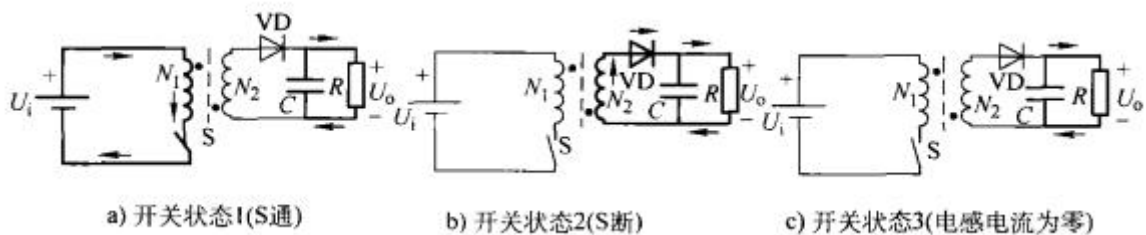


图 5 反激变换器处于 DCM 工作状态下的开关模式

$t_0 \sim t_1$ 时，S 开通后，VD 处于断态，流过 N_1 绕组的电流线性增长，电感储能增加；

$t_1 \sim t_2$ 时，S 关断后，由于 N_1 绕组的电流瞬间变为 0，使得 N_2 绕组产生感应电动势，使得 VD 导通，变压器的磁场能量通过 N_2 绕组和 VD 向负载一侧释放。

$t_2 \sim t_3$ 时，变压器内的磁场能量释放完毕，二次侧电流下降到 0，VD 关断，由电容 C 向负载提供能量。

开关 S 承受电压，变压器一次侧流通电流 i_s ，变压器二次侧流通电流 i_D 波形如下图所示：

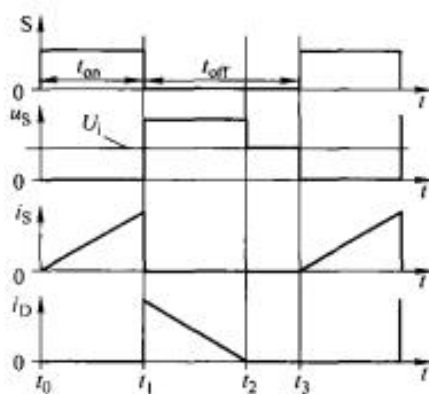


图 6 反激变换器处于 DCM 工作状态下的开关 S 承受电压，变压器一次侧流通电流 i_s ，变压器二次侧流通电流 i_D 波形

可以看到，在开关 S 关断时，二次侧的电流在 $t_1 \sim t_2$ 内下降到 0，即变压器内的磁场能量下降到 0，因此称该工作模式为断续电流模式（DCM）。

DCM 模式下的输入输出电压比为：

$$\frac{U_o}{U_i} = \frac{N_2}{N_1} \sqrt{\frac{1}{K}}$$

其中：

$$K = \frac{2L}{D^2 T_S R}$$

此时输入输出电压的比例不仅取决于占空比，还取决于电路的参数。

2、 工程中反激变换器常采用 DCM 工作模态，请进行调研并说明原因。

反激变换器变压器内的磁通密度取决于绕组电流的大小，磁通密度在 CCM 和 DCM 工作模式下的波形如下图所示：

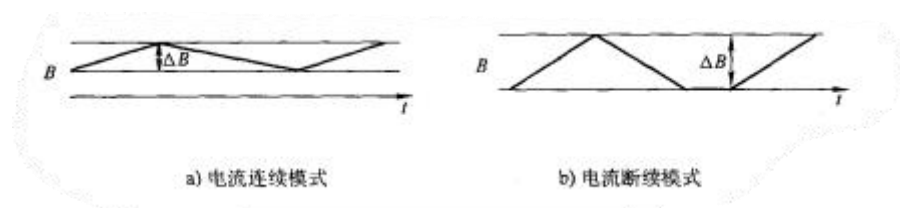


图 7 CCM 和 DCM 工作状态下反激变换器变压器内的磁通密度波形

在最大磁通密度相同时，CCM 工作模式下的磁通密度变化范围 ΔB 小于 DCM 工作模式；同时， ΔB 正比于一次侧绕组承受的电压乘以开关 S 处于通态的时间 t_{on} ，在 U_i 和 t_{on} 相同时，较大的 ΔB 意味着变压器需要较小的匝数或者较小尺寸的磁心，因此，反激变换器处于 DCM 模式时，磁心的利用率较高，通常设计反激变换器使得其工作于 DCM 模式。

同时，DCM 模式下的反激变换器在初级开关管 S 开通前，次级整流二极管 VD 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，动态好，过冲也不会太高。

从效率方面看，在 DCM 模式下，由于二极管上没有反向恢复损耗且 MOSFET 为软导通，其效率要高于 CCM 模式。

三、实验数据分析和结论

根据测试数据，绘制实验指导书要求的各特性曲线图；根据实验指导书中实验报告的要求，绘制波形图，由实验数据，计算和分析实验数据得出实验结论（可加页）。

1. 对电路参数进行计算，完成电路设计。

(1) 首先选择开关管的额定电压，这里选用 100V 耐压的 MOSFET，型号为 IRF520，开关管的最大耐压值留出 30% 的安全裕量，则本设计中 MOSFET 的漏极电压不能超过 70V，考虑关断瞬间开关管上值为开关管应力的 25% 的漏感尖峰，因此副边反射电压最大值为：

$$V_{OR}^{max} = 70V - V_{in}^{max} - 20V = 20V$$

取 $V_{OR} = 20V$ 。

(2) 计算线圈匝数比：

$$n = \frac{N_p}{N_s} = \frac{V_{OR}}{V_O + V_F} = 1.504 \approx 1.5$$

取初级线圈匝数为 3，次级线圈匝数为 2。

(3) 计算最大导通时间和占空比：

$$T_{on} = \frac{(V_O + V_F) \times n \times 0.8T}{(V_{in}^{min} - V_{MOS-on}) + (V_O + V_F) \times n} = 3.658\mu s$$

$$D_{max} = \frac{T_{on}}{T} = 0.439$$

(4) 计算初级励磁电感量，假设反激变换器的效率为 80%，由能量守恒得到：

$$L_p = \frac{((V_{in}^{min} - V_{MOS-on}) \times T_{on})^2}{2.5T \times P_O} = 14.395\mu H$$

(5) 计算初级峰值电流/开关管峰值电流：

$$I_{p-PK} = (V_{in}^{min} - V_{MOS-on}) \frac{T_{on}}{L_p} = 4.176A$$

初级电流有效值：

$$I_{p-rms} = I_{p-PK} \sqrt{\frac{D_{max}}{3}} = 1.598A$$

复位时间：

$$t_r = 0.8T - T_{on} = 3.008\mu s$$

次级电流有效值：

$$I_{s-rms} = I_{p-PK} n \sqrt{\frac{t_r}{3T}} = 2.173A$$

(6) 整流二极管反向电压：

$$V_{F-reverse} = V_O + V_{in}^{max} n = 24V$$

(7) 输出滤波电容：

$$C_O = \frac{I_O D}{f \Delta V_{out}} = 6.94\mu F$$

(8) 额定负载电阻：

$$R_L = \frac{V_o^2}{P_o} = 12\Omega$$

(9) RCD 吸收电路：

电容：RCD 吸收电路中电容需要足够大，一般取 $100\text{pF} \sim 4.7\text{nF}$ ；

变压器漏感：制作较好时，变压器漏感约为 $2\% \sim 4\%$ 初级电感值，此处取 5% ，即：

$$L_{leak} = 5\%L_p = 0.72\mu\text{H}$$

电阻取值：

$$R = \frac{4V_{OR}^2}{L_{leak} \times I_{p-PK}^2 \times f} = 1062.27\Omega$$

仿真电路如下图所示，其中 V_{in} 为 24V ，输出滤波电容 C_o 为 $15\mu\text{F}$ ，RCD 缓冲电路中 C_s 为 100nF ：

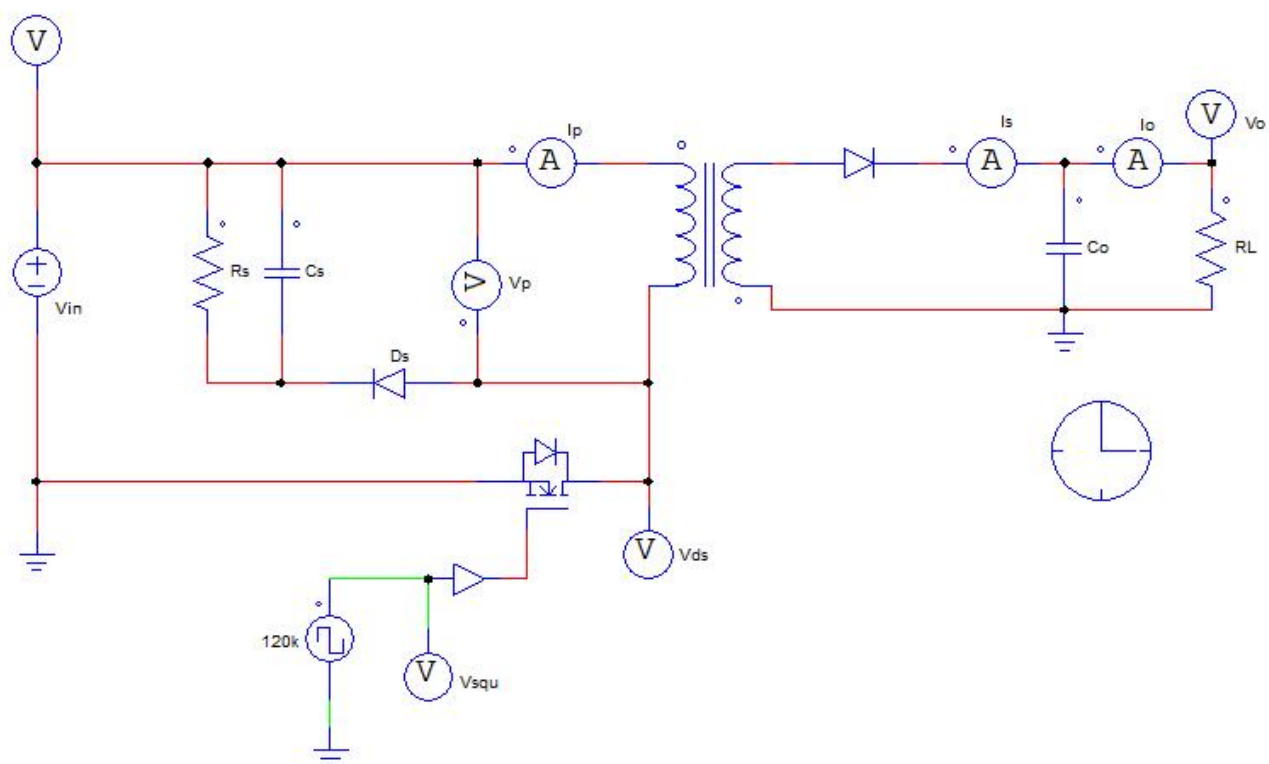


图 8 反激变换器仿真电路图

2. 对实验电路进行仿真，分析波形。

调节开关管的占空比，得到 12V 输出均值电压：

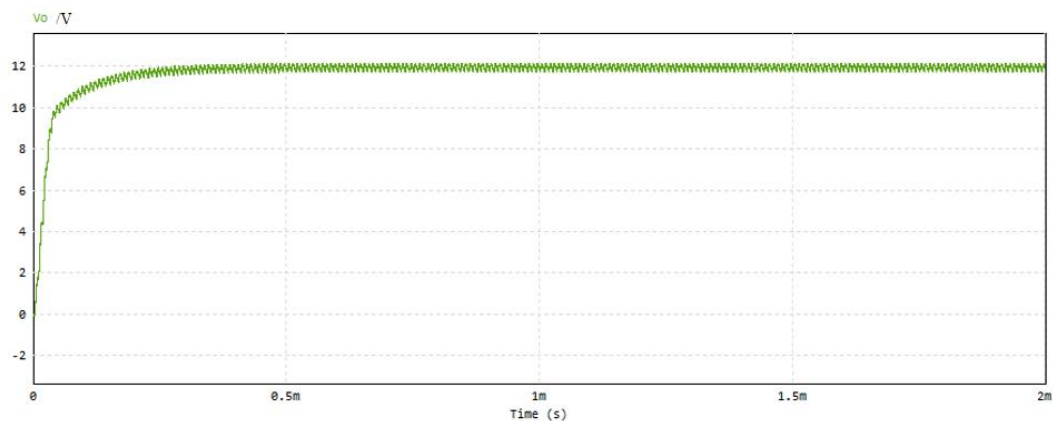


图 9 反激变换器的输出电压 V_o 波形

此时占空比为 0.32，输出电压均值为 11.98V.

输出电压纹波波形如下：

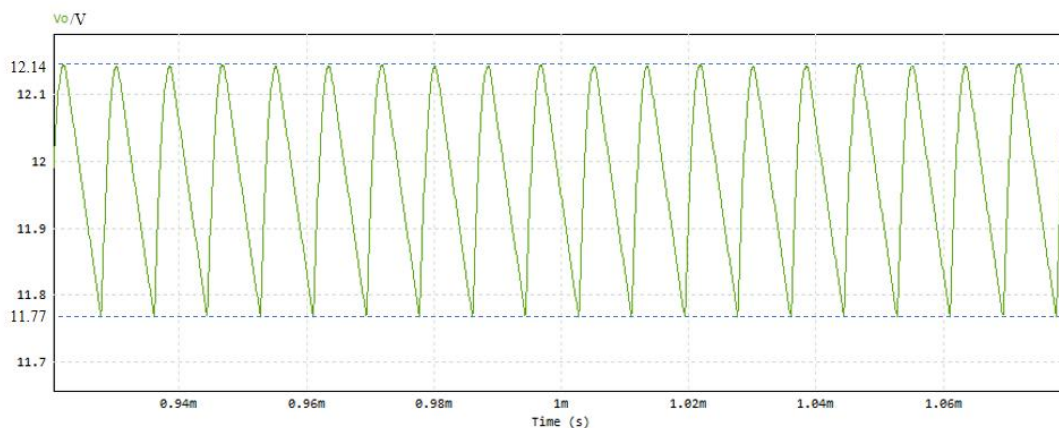


图 10 反激变换器的输出电压 V_o 纹波波形

输出电压纹波为 0.37V，稳态纹波率为 3.09%，符合设计要求。

输出电流波形如下图所示：

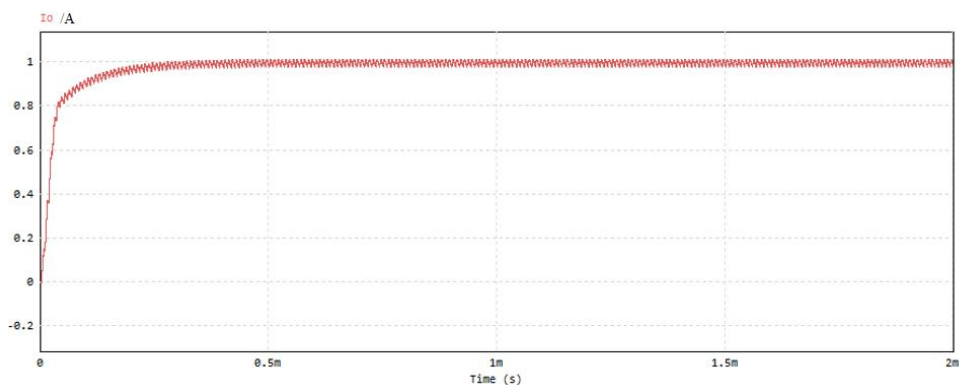


图 11 反激变换器的输出电流 I_o 波形

电流均值为 0.998A，输出功率约为 12W，符合输出功率要求。

变压器原边电流和副边电流波形如下：

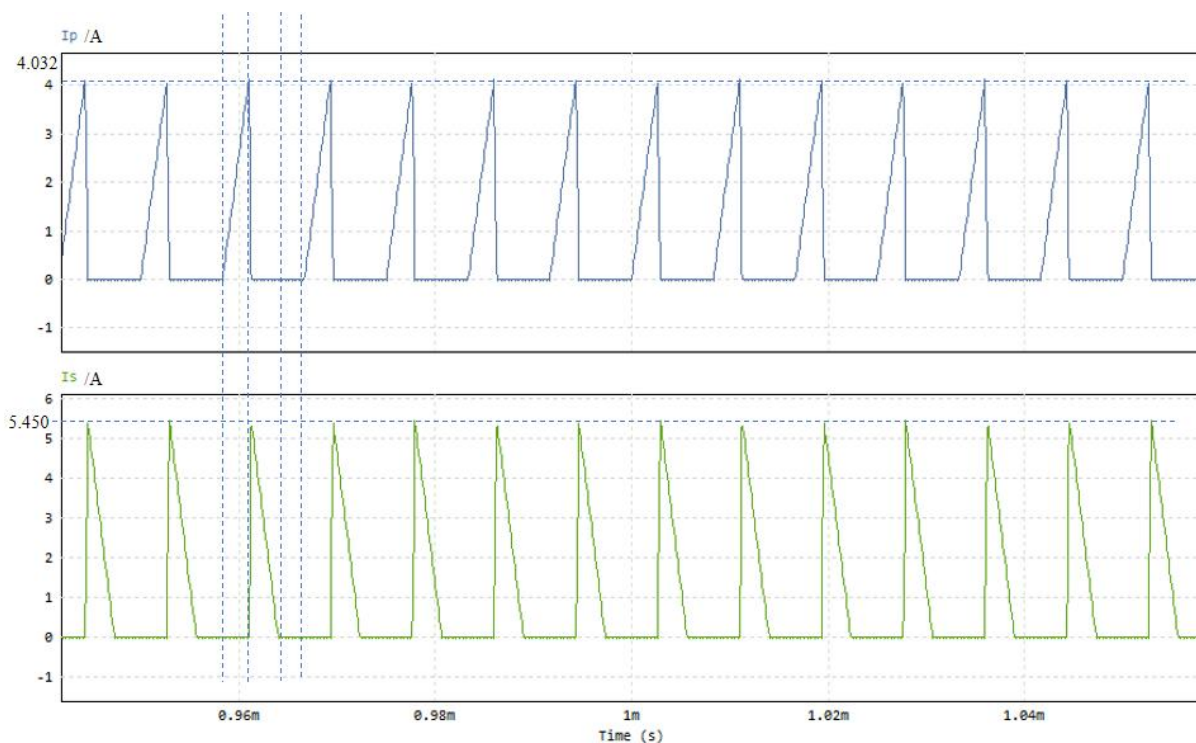


图 12 变压器原边电流 I_p 和副边电流 I_s 波形

可以看到，此时反激变换器处于断续电流模式，原边电流最大值为 4.032A，和计算得到的原边电流最大值 4.176A 相差不大，副边电流最大值为 5.450A，由电流计算得到的变比为 1.35，略小于设计变比；原边电流有效值为 1.4118A，和计算得到的原边电流有效值 1.598A 相差不大。

MOSFET 电压应力波形如下图：

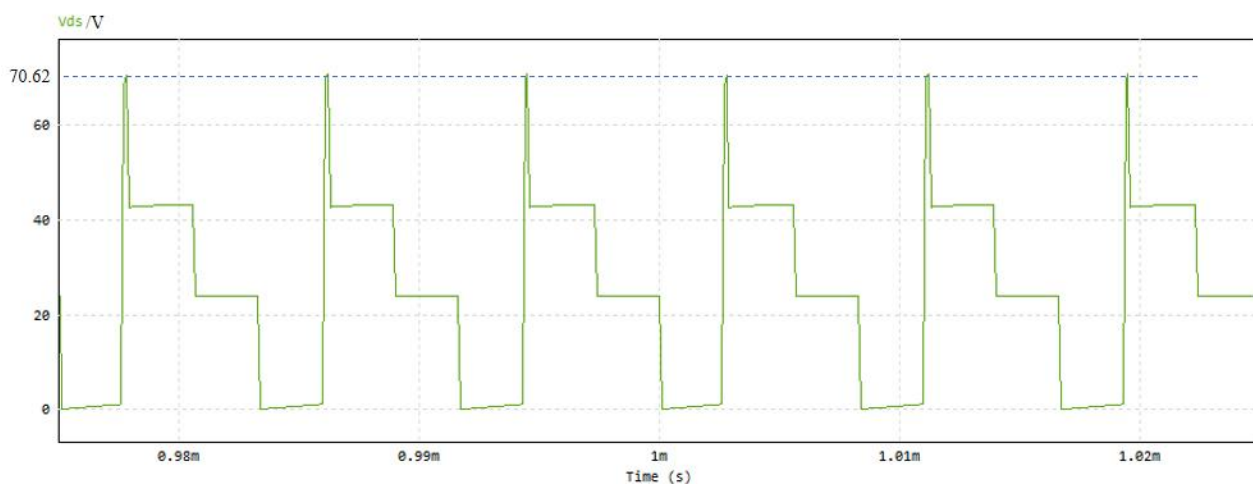


图 13 MOSFET 电压应力 V_{ds} 波形

MOSFET 最大电压应力为 70.62V，基本符合 MOSFET 的耐压要求。

变压器原边电压波形如下图：

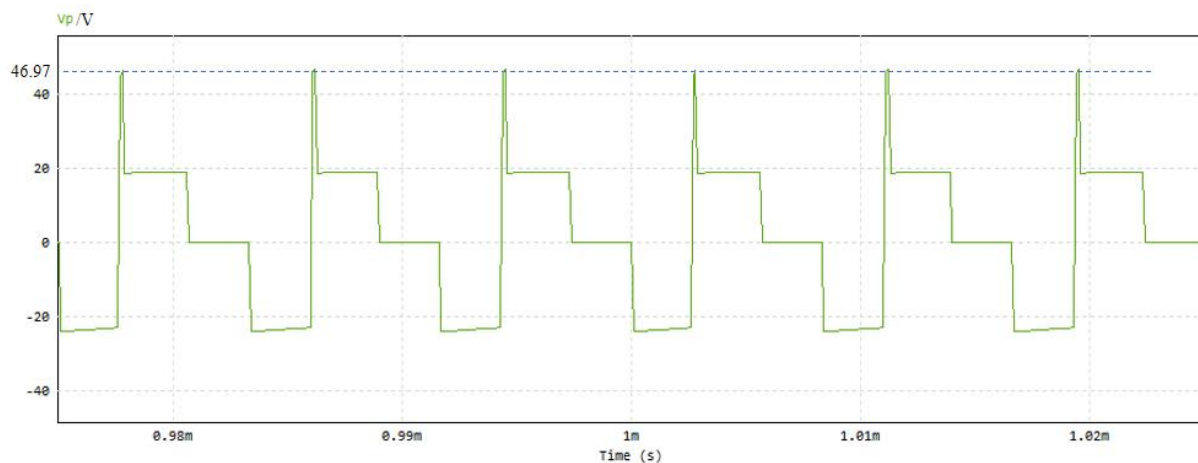


图 14 变压器原边电压 V_p 波形

变压器原边电压波形基本符合理论波形，但是在开关关断时存在一个尖峰，峰值为 46.97V。
输入驱动信号波形如下图：

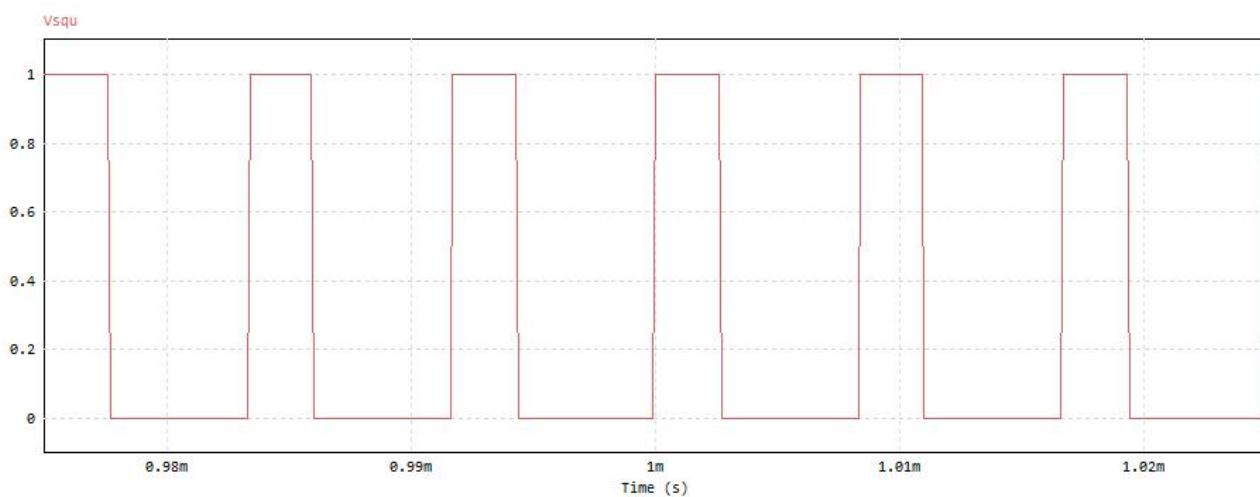


图 15 MOSFET 输入驱动信号 U_{gs} 波形

3. 研究电路中各主要元器件对电路性能的影响。

（1）缓冲电路对 MOSFET 电压应力的影响

缓冲电路主要用于吸收 MOSFET 关断时变压器原边产生的电流冲击。通过 R_s 和 C_s 减少该冲击对 MOSFET 造成的电压应力。

R_s 减小能够使得电流冲击快速释放，从而减少 MOSFET 的电压应力。

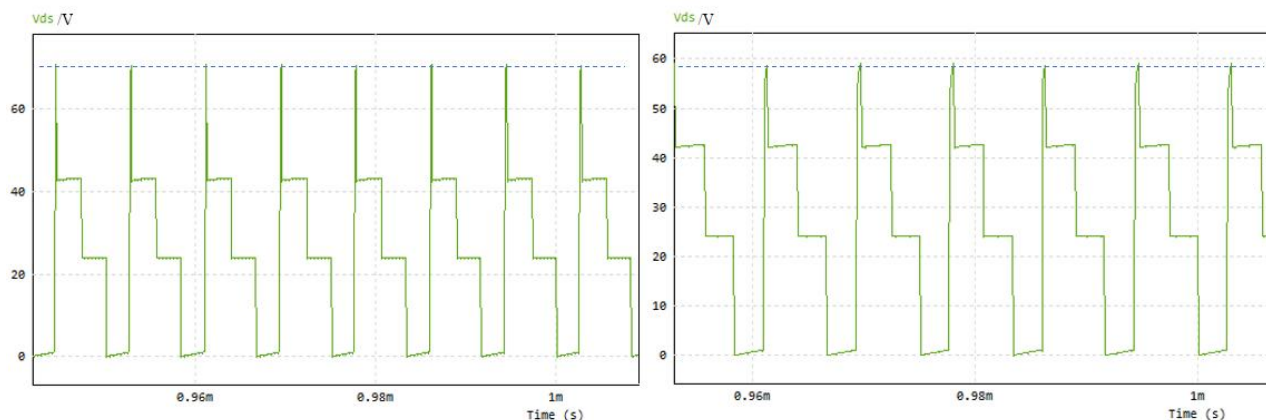


图 16 R_s 减小对 MOSFET 电压应力的影响(左图 $R_s=1062\Omega$ ，右图 $R_s=300\Omega$)

C_s 增大能够使得电流冲击快速释放，从而减少 MOSFET 的电压应力。

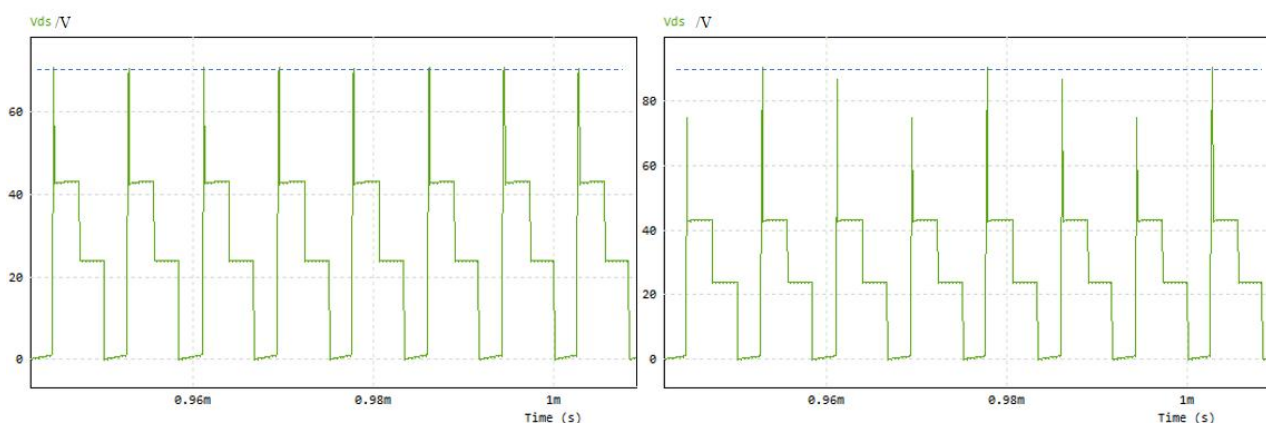


图 17 C_s 减小对 MOSFET 电压应力的影响(左图 $C_s=100\text{nF}$ ，右图 $C_s=4.7\text{nF}$)

（2）变压器漏感对 MOSFET 电压应力的影响

变压器漏感越大，MOSFET 的电压应力越大，选择变压器漏感时，应尽量减小漏感。

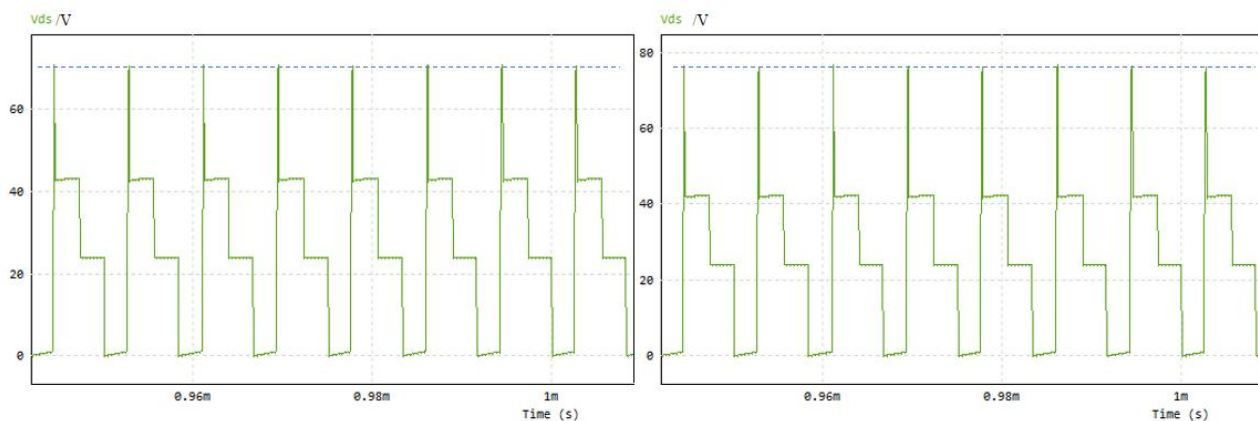


图 18 变压器漏感对 MOSFET 电压应力的影响(左图 $L_{\text{peak}}=0.72\mu\text{H}$ ，右图 $L_{\text{peak}}=1\mu\text{H}$)

（3）滤波电容对输出纹波的影响

滤波电容越大，输出电压或者电流的纹波越小。

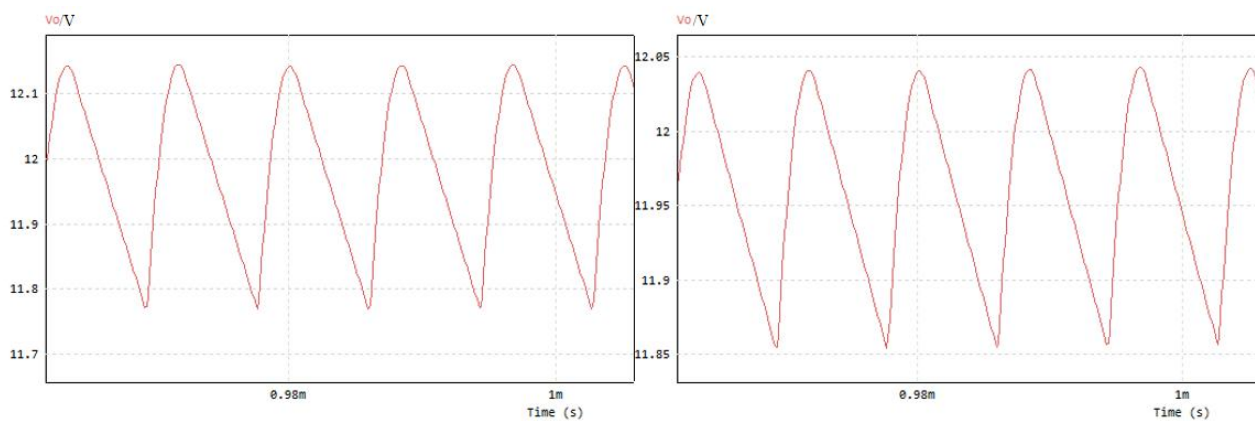


图 19 滤波电容对输出电压纹波的影响(左图 $C_o=15\mu\text{F}$ ，纹波 0.37V，右图 $C_o=30\mu\text{F}$ ，纹波 0.186V)

实验原始记录

姓名: _____ 学号: _____

实验日期: _____

实验室名称: _____

实验名称: _____

同组人: _____

实验老师签字: _____

实验原始数据和过程记录

(1) 输入电压取 18V~30V 中任意值, 调节占空比, 使输出电压满足设计要求, 记录此时:

输入电压 V_{in} = _____ V,

占空比 D = _____,

稳态输出电压 V_{out} = _____ V,

输出滤波电容取值 C_o = _____,

输出电压纹波 ΔV_{out} = _____ V,

稳态纹波率为 _____,

变压器原边绕组电压最大值 V_{pri_max} = _____ V,

MOSFET 最大电压应力 V_{ds_max} = _____ V。

(2) 记录关键仿真波形：驱动信号 V_{gs} 、MOSFET 电压应力波形 V_{ds} 、输出电压 V_{out} 、输出电流 I_o 、变压器初级电流 I_p 、变压器次级电流 I_s 和变压器初级绕组端电压 V_{pri} 的波形，并与参数设计中所计算数值进行比较分析。

所得波形如下图所示：

