

变压器激磁电感对双正激变换器正常工作影响的研究

陈 敏, 马 皓, 徐德鸿

(浙江大学 电气工程学院, 浙江 杭州 310027)

摘 要: 分析了双正激 DC/DC 变换电路中的高频变压器的激磁电感对电路正常运行的影响, 导出了高频变压器能正常复位时的高频变压器的激磁电感、电路工作占空比、开关频率和开关寄生电容之间的关系, 并在 3.5kW 双正激变换器中得到验证。

关键词: 双正激; DC/DC 变换器; 激磁电感

1 前 言

双管正激变换器较单管正激变换器有很多优点, 在电压应力方面, 变换器中每个功率器件只需要承受电源电压, 而单管正激变换器则要承受两倍的电源电压。此外, 与半桥或全桥直流变换器相比, 它不存在桥臂直通的危险。

但是双管正激变换器的工作占空比应小于 0.5, 以实现变压器的磁复位。当双晶体管正激变换器用于大功率场合时, 其主开关需要多个功率 MOSFET 并联。导致主开关上漏极和源极之间的总寄生电容 C 增大, 此时需要更多的时间来复位变压器, 这就进一步限制了电路的最大工作占空比, 影响变换器的效率。当双管正激变换器的工作占空比接近 0.5 时, 每个开关周期内变压器能否正常复位会影响电路的正常工作。这就需要合理设计变压器的激磁电感。

本文首先分析了双晶体管正激变换器的两种可能的工作方式, 进一步分析了实现高频变压器正常复位时的高频变压器激磁电感与工作占空比、工作频率之间的关系, 并比较了主开关用两个 IRFP460, 三个 IRFP460 和四个 IRFP460 并联时激磁电感限制值的变化, 最后通过仿真和实验加以了验证。

2 工作过程分析

理想双正激变换器的等效电路图, 如图 1 所示。C₁ 和 C₄ 为 MOSFET 两端的寄生电容。在下面的分析中, 假设寄生电容 C₁ = C₄; 变压器的漏感忽略不计; 半导体器件是理想开关与电容并联构成; 输出电感足够大, 电感中电流可认为是一个恒流源; 变压器原副边匝比为 n。

双正激变换器在一个开关周期内有两种可能的稳定工作状态。

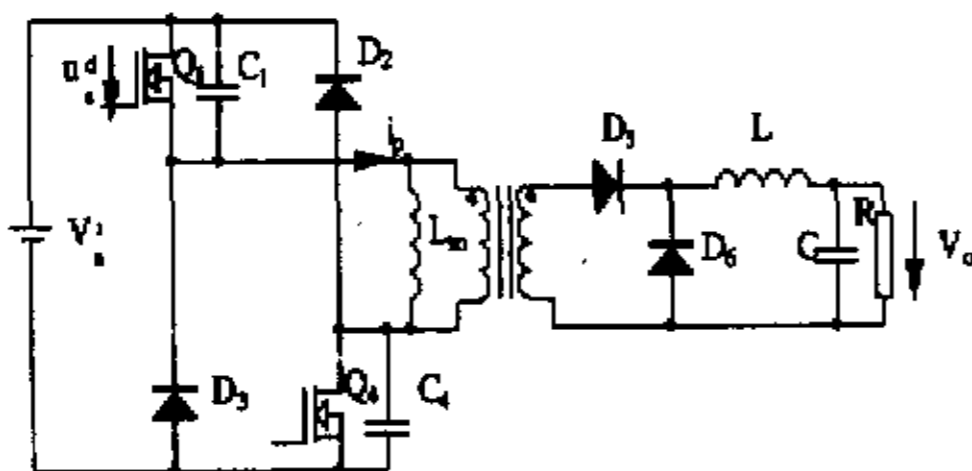


图 1 双正激变换器电路图

2.1 稳定工作状态一

在稳定工作状态一的一个开关周期中有六个工作阶段, 如图 2 所示。其工作波形如图 3(a)所示。

工作区间一: [t₀ ~ t₁]。在 t₀ 时刻, 开关 Q₁ 和开关 Q₄ 关断。此后, 电流值为 I₀/n 的恒定电流给寄生电容 C₁ 和 C₄ 充电, 开关 Q₁ 和开关 Q₄ 上的电压线性上升。这个阶段到源极和漏极之间的寄生电容上的电压充电到 $\frac{V_m}{2}$ 时结束。这个阶段持续的时间记为 T₁:

$$T_1 = t_1 - t_0 = \frac{nC_1 V_m}{2I_0} \quad (1)$$

其中 V_m 是输入电压, I₀ 为输出电感电流平均值。

工作区间二: [t₁ ~ t₂]。在 t₁ 时刻, 变压器副边电流从副边二极管 D₃ 换到 D₄。接着激磁电感 L_m、寄生电容 C₁ 和寄生电容 C₄ 之间谐振。原边电流 i_p 继续下降。这个阶段到开关管 Q₁ 和 Q₄ 上的电压谐振到 V_m 时结束。这个阶段持续的时间记为 T₂:

$$T_2 = t_2 - t_1 = \frac{1}{\beta} \arcsin\left(\frac{V_m}{L_m I_m \beta}\right) \quad (2)$$

其中 $\beta = \sqrt{\frac{2}{L_m C_1}}$, L_m 是变压器的激磁电感, I_m 是在 t₁ 时刻的激磁电流。

当激磁电感 L_m 较大时, 由于 T₂ 相对整个周期来说很小, 激磁电流可近似表示为: $I_m = \frac{V_m}{L_m} DT$, 其中 D 是工作占

空比, $D = \frac{V_o}{V_1} n$, T 是开关周期。

工作区间三: [t₂ ~ t₃]。在 t₂ 时刻, 开关管 Q₁ 和 Q₄ 上的电压达到 V_m。变压器原边续流二极管 D₂ 和 D₃ 导通, 此后激磁电流线性下降。这个阶段到激磁电流降到零时结束。这个阶段持续的时间记为 T₃:

$$T_3 = t_3 - t_2 = \sqrt{1 - \left(\frac{V_m}{L_m I_m \beta}\right)^2} \cdot \frac{L_m I_m}{V_m} \quad (3)$$

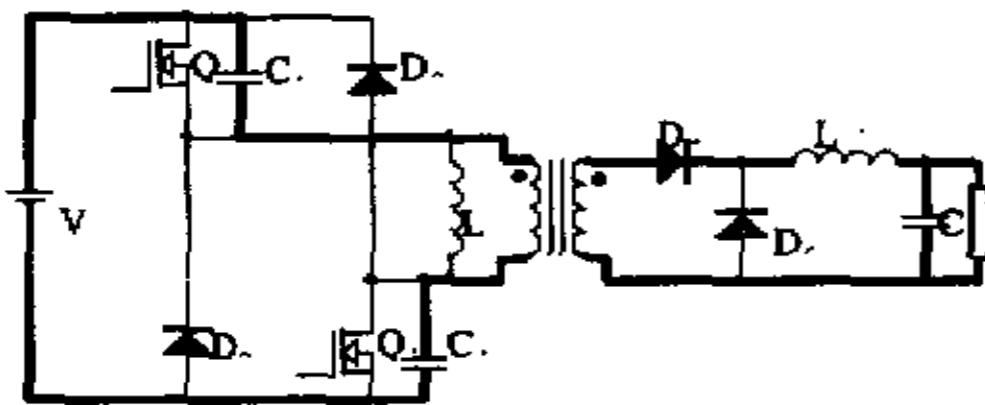
工作区间四: [t₃ ~ t₄]。在 t₃ 时刻, 激磁电流降至零,

原边续流二极管 D_2 和 D_3 截止。此后，激磁电感 L_m 和开关管上的寄生电容 C_1 和 C_4 谐振。这个阶段当 C_1 和 C_4 上的电压谐振到 $\frac{V_{in}}{2}$ 时结束。这个阶段持续的时间记为 T_4 ：

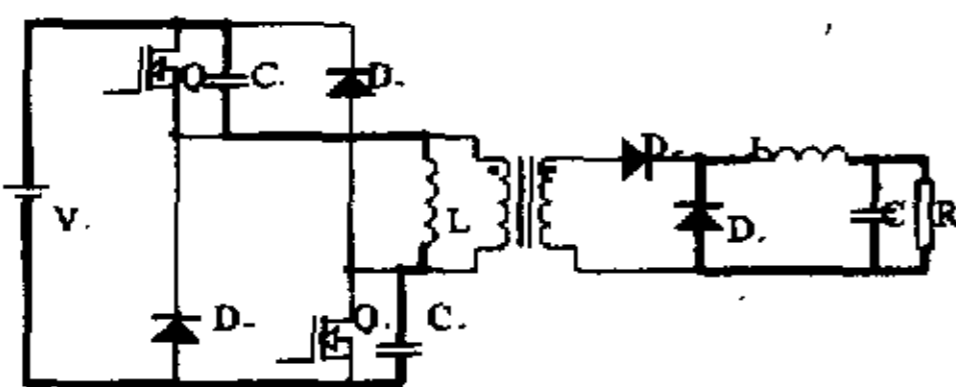
$$T_4 = t_4 - t_3 = \frac{\pi}{2\beta}$$

工作区间五： $[t_4 \sim t_5]$ 。在 t_4 时刻，副边二极管 D_3 导通，高频变压器的原边电压被钳位至零。并且在这个阶段中一直保持为零。这个阶段到开关管 Q_1 和 Q_2 再次导通时结束。持续时间 T_5 由工作占空比和开关周期决定。

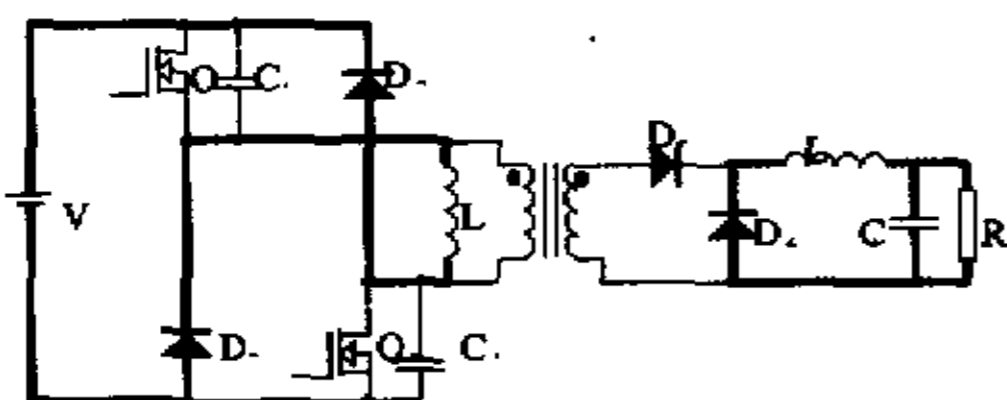
工作区间六： $[t_5 \sim t_6]$ 。在 t_5 时刻，开关管 Q_1 和 Q_2 导通，副边续流二极管 D_6 中的电流换流到 D_5 。这个阶段到开关管 Q_1 和 Q_2 再次关断时结束。这个阶段的持续时间记为 T_6 ： $T_6 = t_6 - t_5 = DT$ (4)



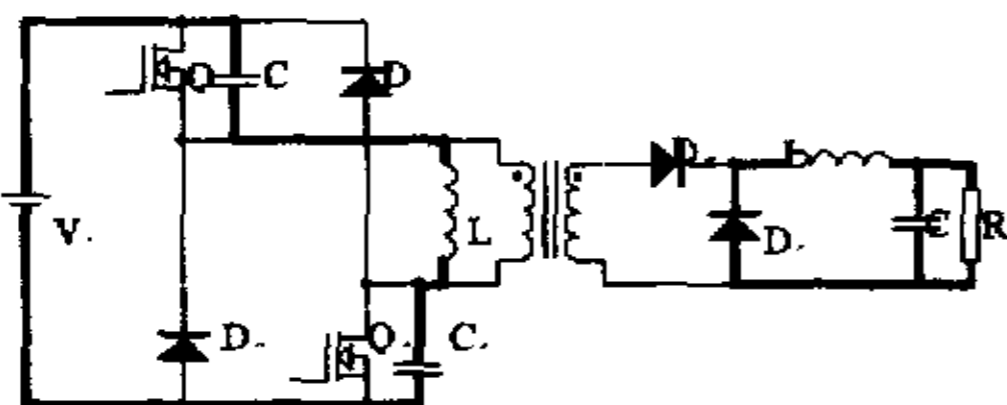
(a) 工作区间一



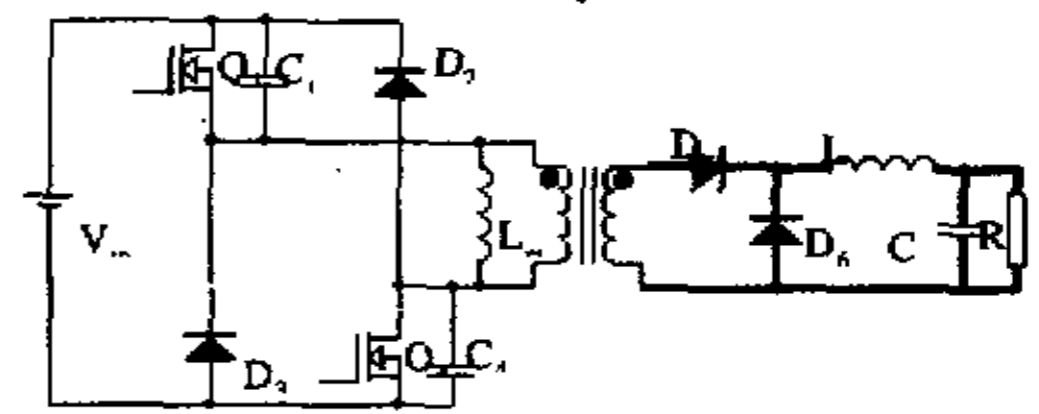
(b) 工作区间二



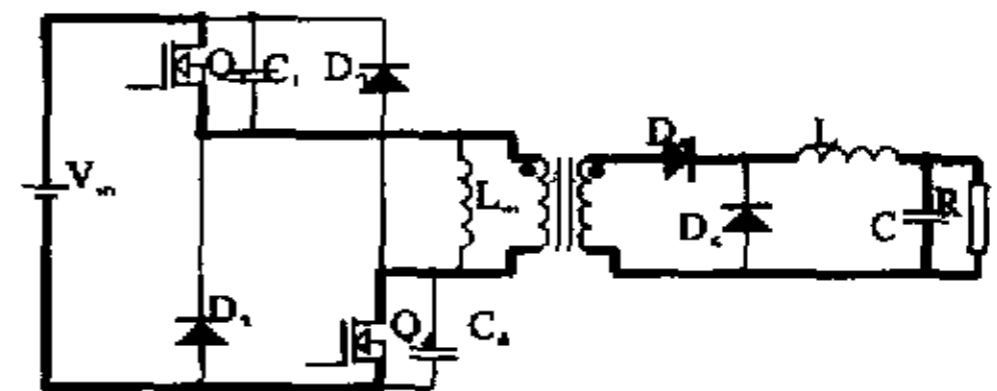
(c) 工作区间三



(d) 工作区间四



(e) 工作区间五



(f) 工作区间六

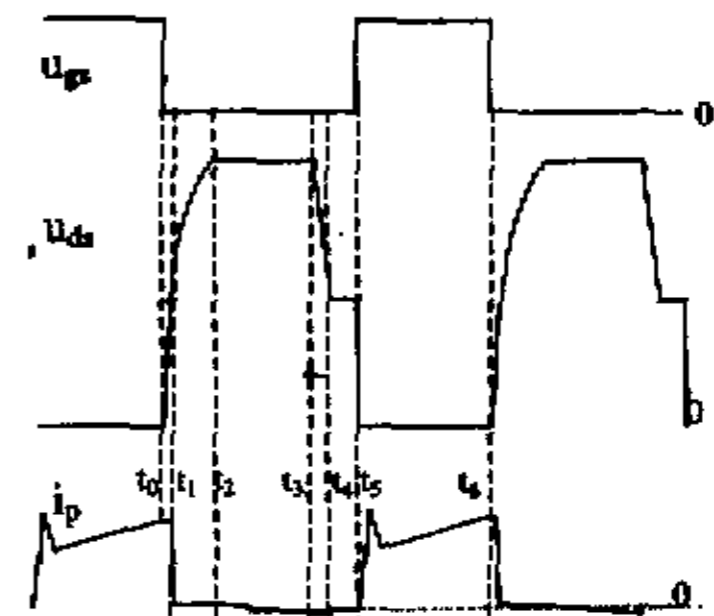
图 2 双正激变换器的工作阶段 (稳定工作状态一)

2.2 稳定工作状态二

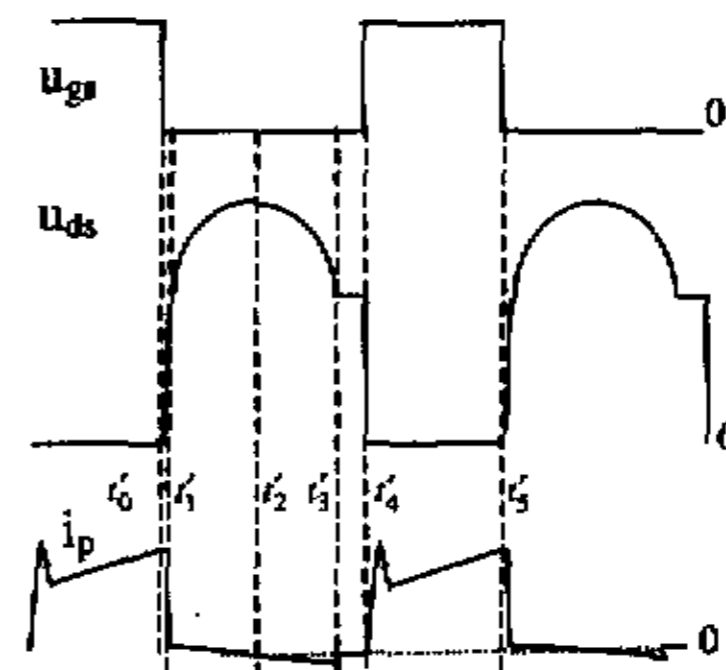
在稳定工作状态二的一个周期中有五个工作阶段，见图 4。其工作波形见图 3 (b)。

工作区间一： $[t'_0 \sim t'_1]$ 。这个阶段的工作过程同阶段 $[t_0 \sim t_1]$ ，持续时间记为 T'_1 ：

$$T'_1 = t'_1 - t'_0 = \frac{nC_1 V_m}{2I_o} \quad (5)$$

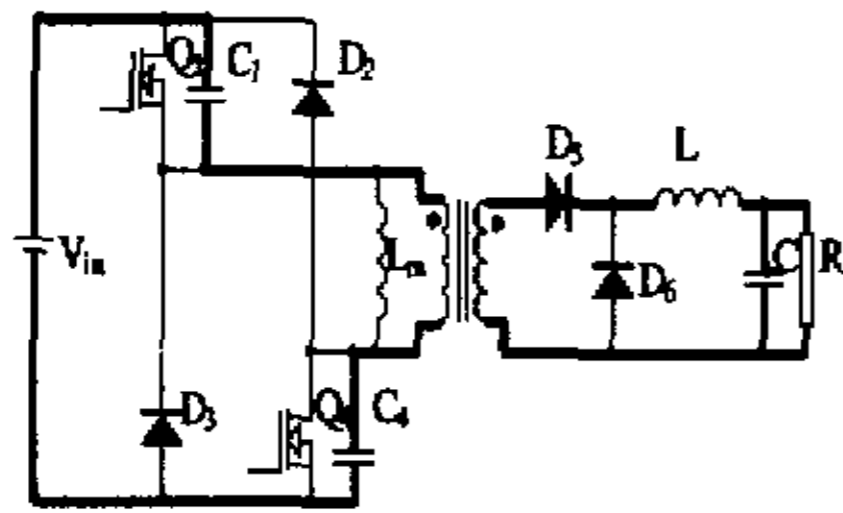


(a) 稳定工作状态一

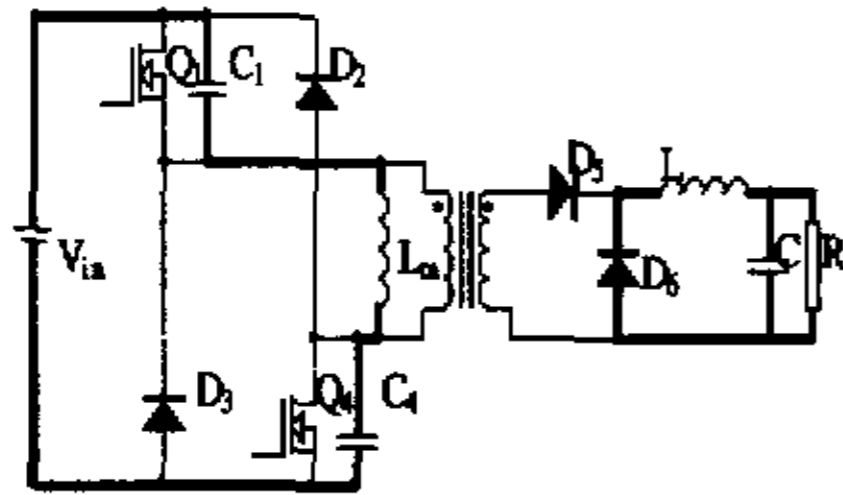


(b) 稳定工作状态二

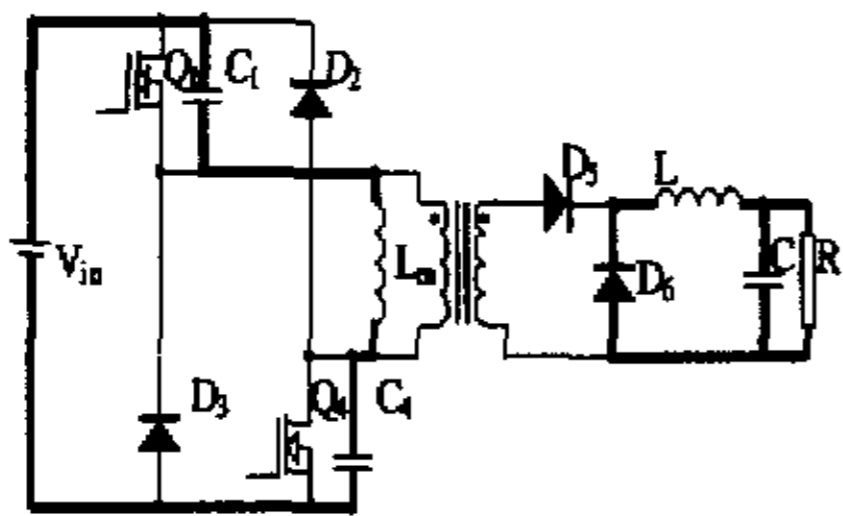
图 3 双正激变换器的工作波形



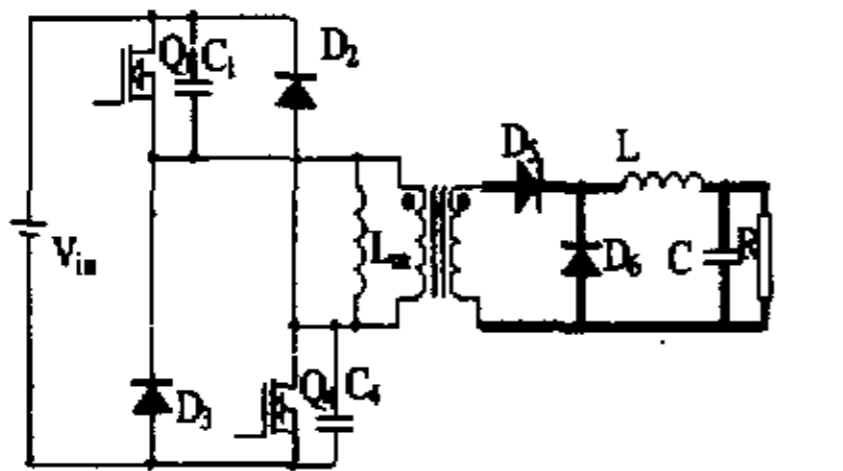
(a) 工作区间一



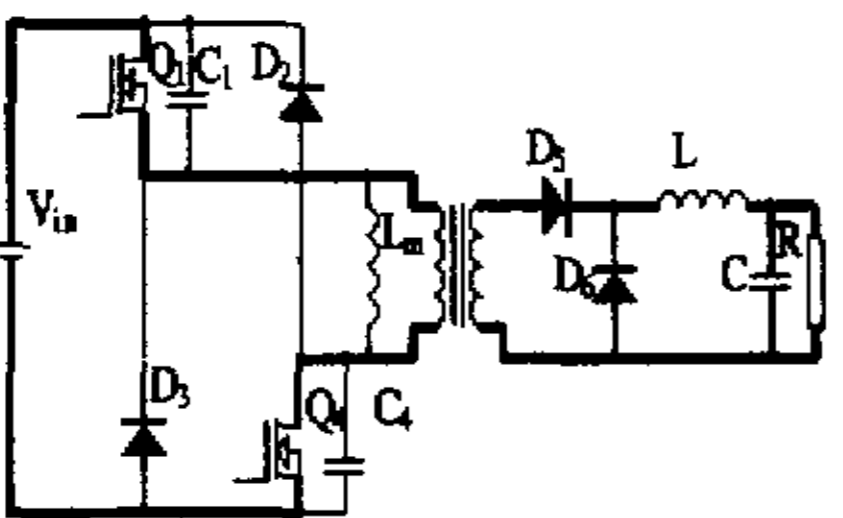
(b) 工作区间二



(c) 工作区间三

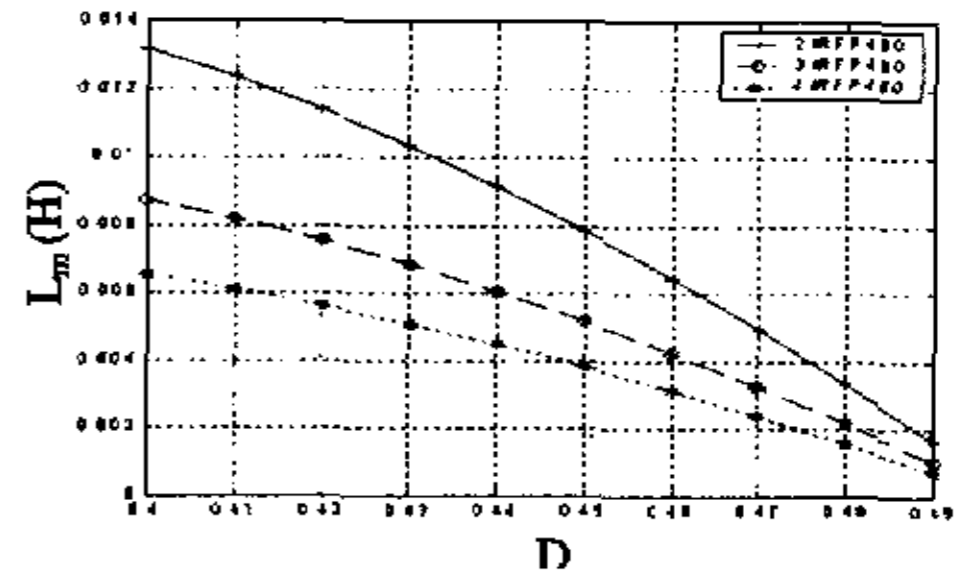


(d) 工作区间四

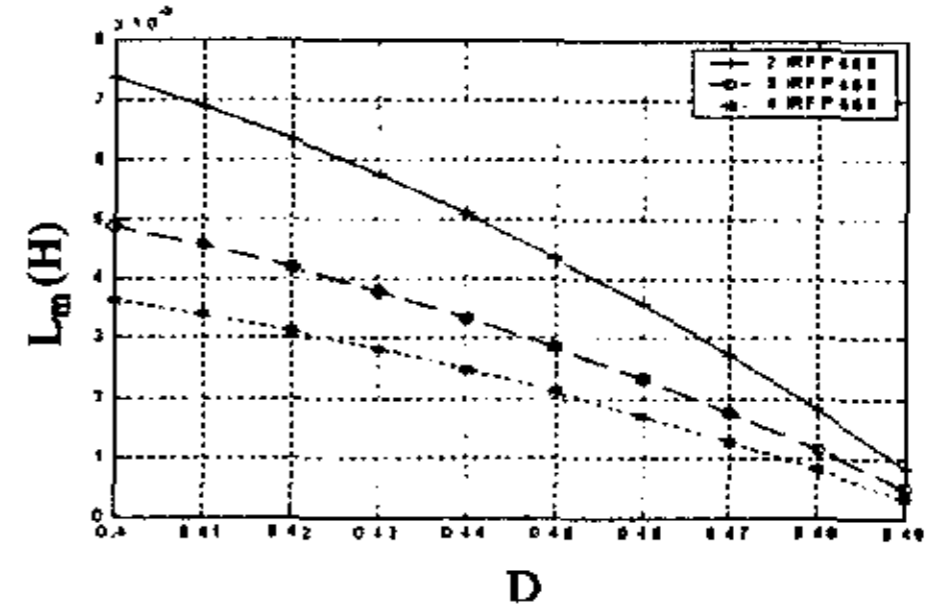


(e) 工作区间五

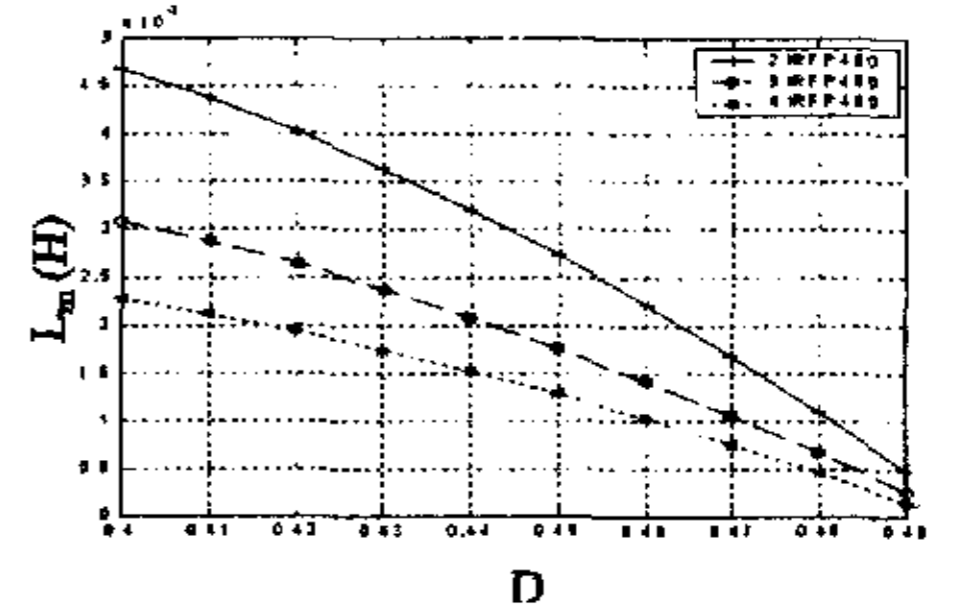
图4 双正激变换器的工作阶段 (稳定工作状态二)



(a) $f=60\text{kHz}$

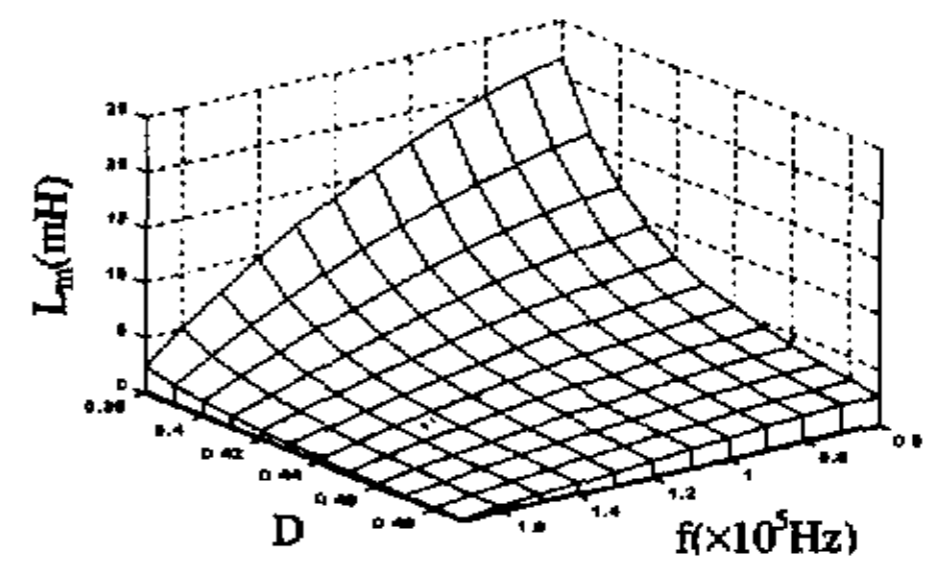


(b) $f=80\text{kHz}$

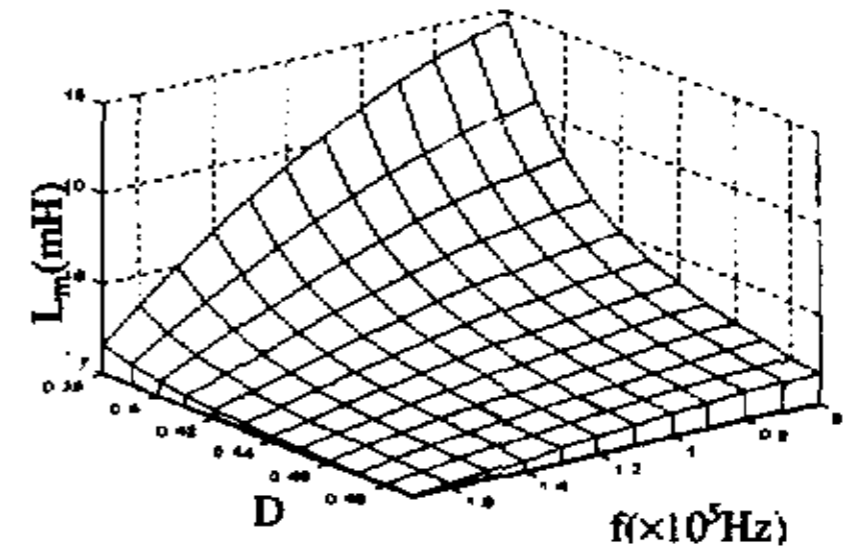


(c) $f=100\text{kHz}$

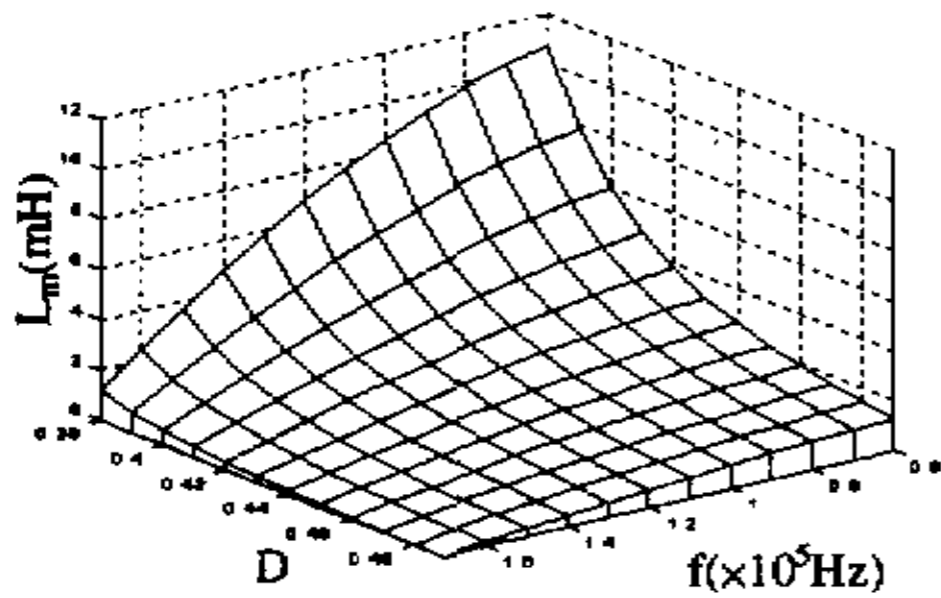
图5 开关频率固定时的变压器激磁电感、工作占空比和总的开关管漏源间寄生电容之间的关系



(a) 两个 IRFP460 并联



(b) 3个 IRFP460 并联



(c) 4 个 IRFP460 并联

图 6 开关管漏源间电容固定时的变压器激磁电感、工作占空比和开关频率之间的关系

工作区间二: $[t'_1 \sim t'_2]$ 。在 t'_1 时刻, 变压器副边电流从 D_5 换到 D_6 。此后, 高频变压器激磁电感 L_m 、寄生电容 C_1 和寄生电容 C_4 谐振。直到 t'_2 时刻, 由于 C_1 和 C_4 上的电压小于 V_m , 原边续流二极管 D_2 和 D_3 仍然反偏。这个阶段到激磁电流降至零时结束。持续时间记为 T'_2 :

$$T'_2 = t'_2 - t'_1 = \frac{\pi}{2\beta} \quad (6)$$

工作区间三: $[t'_2 \sim t'_3]$ 。在 t'_2 时刻, 激磁电感 L_m 仍然在和寄生电容 C_1 、 C_4 谐振。此后 C_1 和 C_4 上的电压开始下降。这个阶段到寄生电容 C_1 和 C_4 上的电压降至 $\frac{V_m}{2}$ 时结束。

持续时间记为 T'_3 : $T'_3 = t'_3 - t'_2 = \frac{\pi}{2\beta}$

工作区间四: $[t'_3 \sim t'_4]$ 。这个阶段的工作过程同稳定工作状态一中的阶段 $[t_4 \sim t_5]$ 。持续时间 T'_4 由工作占空比和开关周期决定。

工作区间五: $[t'_4 \sim t'_5]$ 。这个阶段的工作过程同稳定工作状态一中的阶段 $[t_5 \sim t_6]$ 。持续时间记为 T'_5 :

$$T'_5 = t'_5 - t'_4 = DT \quad (7)$$

双正激变换器当式 (8) 成立时工作于稳定工作状态一, 否则就工作于稳定工作状态二。

$$\frac{L_m C_1 f^2}{2D^2} < 1 \quad (8)$$

3 工作条件

为了使高频变压器正常复位, 开关管的关断时间应该大于变压器的复位时间。

3.1 稳定工作状态一

在这个状态下, 当原边续流二极管 D_2 和 D_3 关断时, 高频变压器复位。即为了使变压器正常复位应满足如下条件:

$$T > T_1 + T_2 + T_3 + T_6 \quad (9)$$

将式(1), (2), (3), (4)代入不等式(9), 得到双正激变换器中高频变压器磁复位的条件为:

$$\frac{1-D}{f} > \frac{nC_1 V_m}{2I_0} + \sqrt{\frac{L_m C_1}{2}} \cdot \arcsin\left(\frac{f}{D} \cdot \sqrt{\frac{L_m C_1}{2}}\right) + \frac{1}{f} \sqrt{\frac{2D^2 - f^2 L_m C_1}{2}}$$

且 $\frac{L_m C_1 f^2}{2D^2} < 1$

3.2 稳定工作状态二

在这个状态下, 原边续流二极管将不会导通。当激磁电流到零时, 变压器复位。变压器完全复位的条件为:

$$T > T'_1 + T'_2 + T'_5 \quad (10)$$

将式(5), (6), (7)代入不等式(10), 得到高频变压器磁复位的条件为:

$$\frac{1-D}{f} > \frac{nC_1 V_m}{2I_0} + \frac{\pi}{2} \sqrt{\frac{L_m C_1}{2}}$$

从上面的分析中, 可得双正激变换器正常工作的条件为:

$$\begin{cases} \frac{1-D}{f} > \frac{nC_1 V_m}{2I_0} + \sqrt{\frac{L_m C_1}{2}} \cdot \arcsin\left(\frac{f}{D} \cdot \sqrt{\frac{L_m C_1}{2}}\right) + \frac{1}{f} \sqrt{\frac{2D^2 - f^2 L_m C_1}{2}} & \left(\frac{L_m C_1 f^2}{2D^2} < 1\right) \\ \frac{1-D}{f} > \frac{nC_1 V_m}{2I_0} + \frac{\pi}{2} \sqrt{\frac{L_m C_1}{2}} & \left(\frac{L_m C_1 f^2}{2D^2} > 1\right) \end{cases}$$

图 5 (a)、图 5 (b)和图 5 (c)为当开关频率分别为 60kHz、80kHz 和 100kHz 时的变压器激磁电感、最大工作占空比和源漏间总的寄生电容之间的关系。在实际的应用中, 开关频率和并联的 MOSFET 数目首先确定。从图 5 (a)、图 5 (b)和图 5 (c)可知, 激磁电感值设计得越大, 变压器正常复位所能工作的最大占空比就越小。这就会影响变换器的变换效率。为了增加变换器工作的最大占空比, 在高频变压器中加入一个小的气隙来减小变压器的激磁电感。从图 5 (a)、图 5 (b)和图 5 (c)亦可知, 当工作占空比和开关频率一定时, 为了实现变压器的磁复位, 设计的激磁电感值应该随着并联的 MOSFET 数目的增加而减小。

图 6 (a)、图 6 (b)和图 6 (c)为主开关并联的 MOSFET 数目为两个 IRFP460、三个 IRFP460 和四个 IRFP460 时的变压器激磁电感、工作占空比和开关频率之间的关系。从图 6 (a)、图 6 (b)和图 6 (c)可知, 当工作占空比和并联的 MOSFET 数目一定时, 为了实现变压器的磁复位, 设计的高频变压器的激磁电感值应该随着开关频率的增加而减少。

当开关频率、并联的 MOSFET 数目和最大工作占空比确定之后, 从图 5 (a)、图 5 (b)、图 5 (c)或图 6(a)、图 6 (b)、图 6 (c)中很容易得到激磁电感的限制值。例如, 当 $f=80\text{kHz}$ 、 $D=0.4$ 且并联的 MOSFET 数目为四个 IRFP460 时, 激磁电感 L_m 应该小于 3.5mH。

4 仿真和实验结果

电路仿真和实验中的参数为输入电压 $V_m=300\text{V}$, 主开关并联的 IRFP460 的数目为 4 个 (每个 IRFP460 的源漏间等效

电容为 680pF), 输出电感为 $L=400\mu\text{H}$, 输出电容为 $C=220\mu\text{F}$, 开关频率为 $f=80\text{kHz}$, 工作占空比为 $D=0.4$, 高频变压器原副边匝比为 $n=1:3$, 输出电流为 $I_o=15\text{A}$ 。

图 7 (a) 为开关管的驱动波形。图 7 (b)、图 7 (c) 和图 7 (d) 为激磁电感值分别取 $L_m=1\text{mH}$, $L_m=2\text{mH}$ 和 $L_m=3.6\text{mH}$ 时的开关管源漏之间的电压波形。从图 7 (b) 中得, $T_1+T_2=1.25\mu\text{s}$ 。从图 7 (c) 中得, $T_1+T_2=2.92\mu\text{s}$ 。从图 7 (d) 中得, $T_1+T_2=5.4\mu\text{s}$ 。可见当激磁电感增加时, T_1+T_2 在增加, 变压器复位需要的总的时间 ($T_1+T_2+T_3$) 呈增加的趋势。一旦 $T_1+T_2+T_3$ 大于关断时间时, 双正激变换器将不能正常工作。

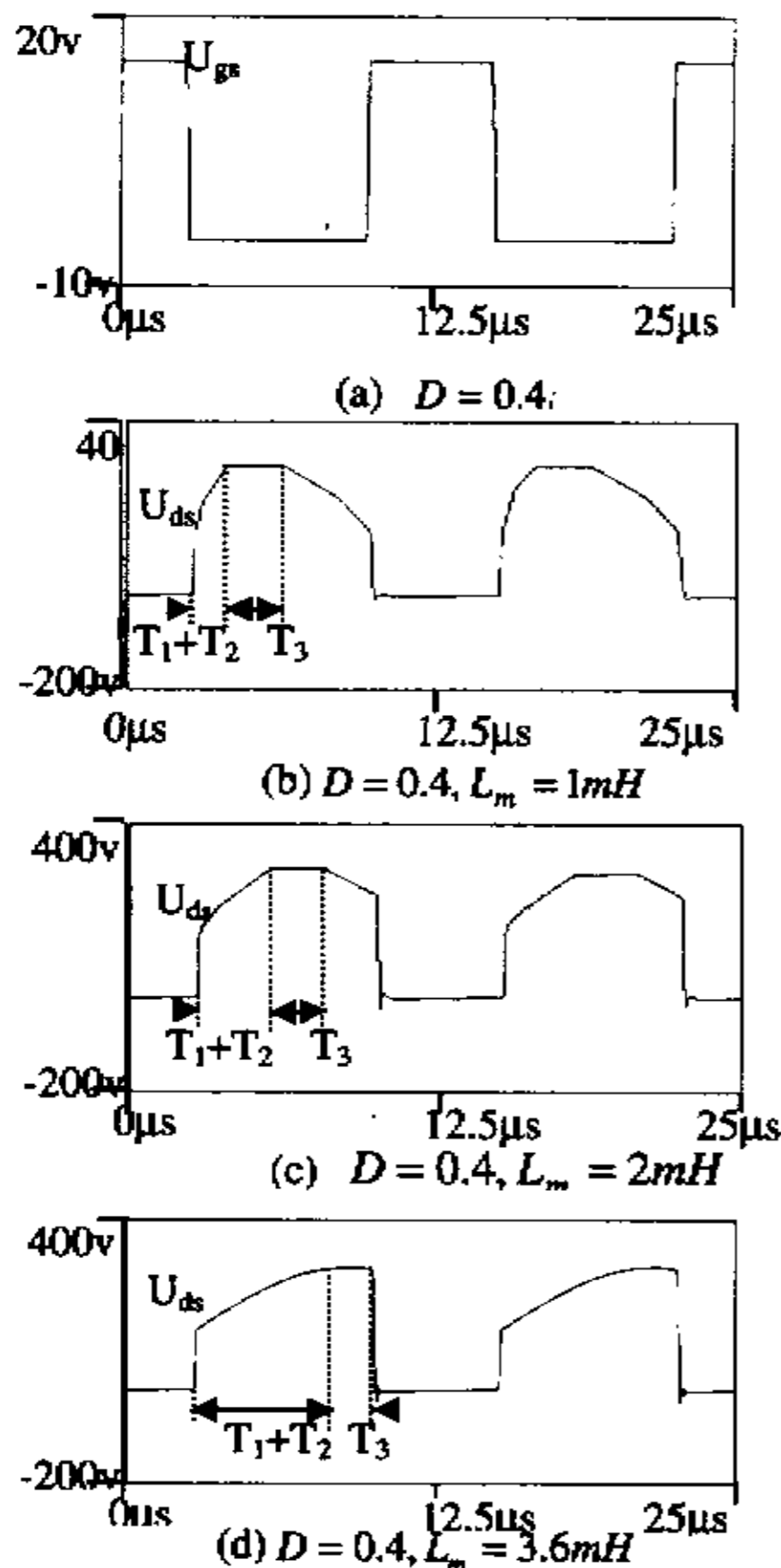


图 7 不同的激磁电感对关断时的开关管源漏间电压的影响 (仿真结果)

图 8 (a) 和图 8 (c) 为占空比分别取 $D=0.3$ 和 $D=0.2$ 时的开关管驱动波形。图 8 (b) 和图 8 (d) 为占空比分别取 $D=0.3$ 和 $D=0.2$ 时的开关管源漏之间的电压波形。从图 8 中可知当开关频率和并联 MOSFET 数目一定时, 随着占空比变化时, 变换器将可能在两种不同的工作状态。图 8 (a) 和图 8 (b) 对应工作状态一。图 8 (c) 和图 8 (d) 对应工作状态二。

图 9 (a) 和图 9 (c) 为激磁电感值分别为 $L_m=1\text{mH}$ 和 $L_m=2\text{mH}$ 时的实验中的主开关上的电压波形。图 9 (b) 和图 9 (d) 为激磁电感值分别为 $L_m=1\text{mH}$ 和 $L_m=2\text{mH}$ 时的仿真中的主开关上的电压波形。在图 9 (a) 中, $T_1+T_2=1.4\mu\text{s}$ 。在图 9 (c) 中, $T_1+T_2=2.2\mu\text{s}$ 。从图 9 中可见随着激磁电感值得增加, T_1+T_2 在增加, 变压器复位需要的总的时间 ($T_1+T_2+T_3$) 呈增加的趋势。由于实际电路中变压器中存在着漏感, 使得实验中得出的主开关的电压波形在关断瞬间有尖峰。

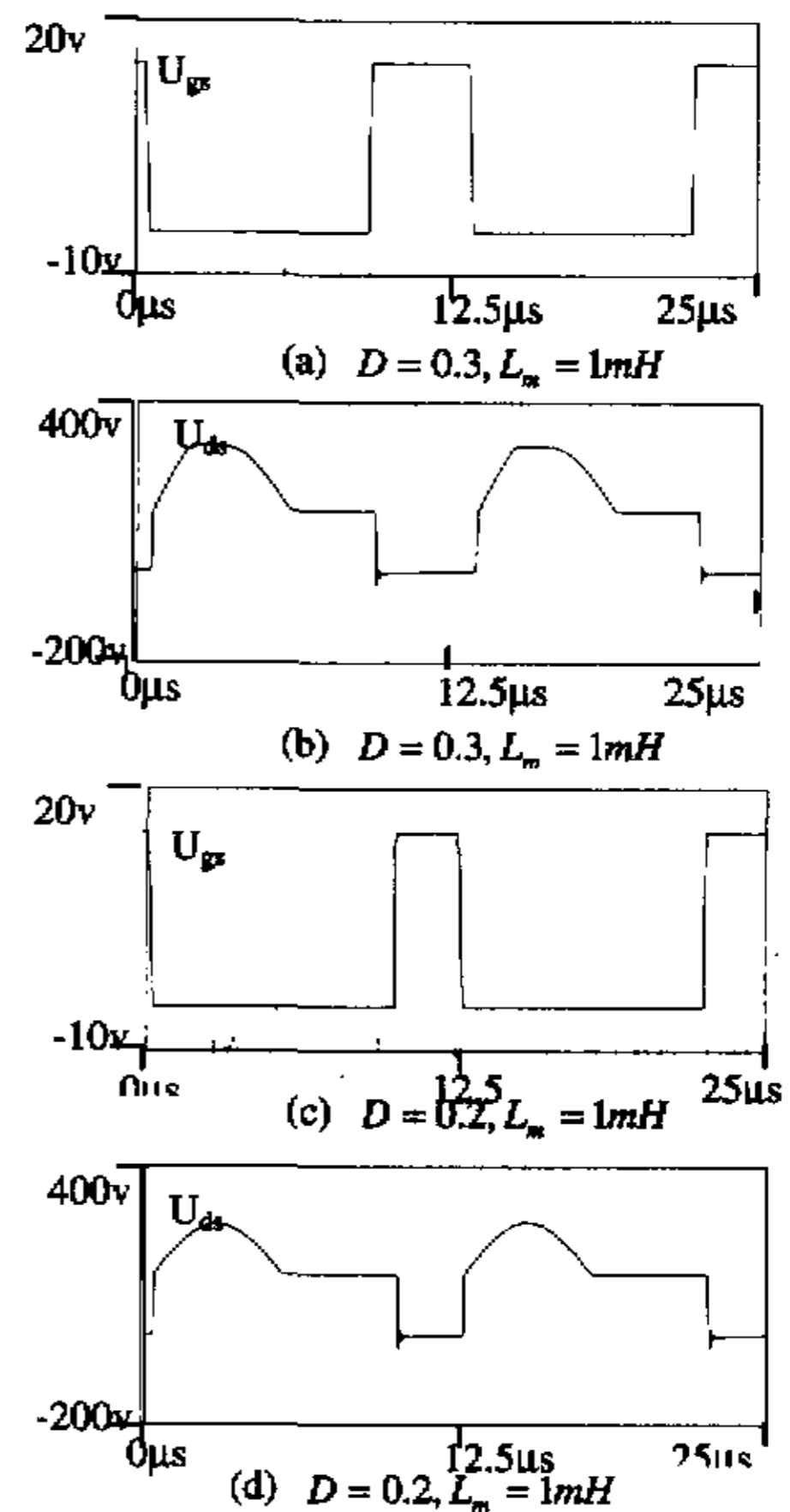


图 8 不同的工作占空比对关断时开关管源漏间电压的影响

5 结论

本文分析了双正激变换器的两种稳定工作状态, 得出了在不同数目 MOSFET 并联下, 高频变压器能正常复位时的高频变压器的激磁电感、电路工作占空比和开关频率之间的关系。结果表明, 当主开关由多个 MOSFET 并联时, 激磁电感值应合理设计以实现变压器的正常复位。

致谢

本项目得到教育部留学回国人员科研启动基金资助项

目的支持。

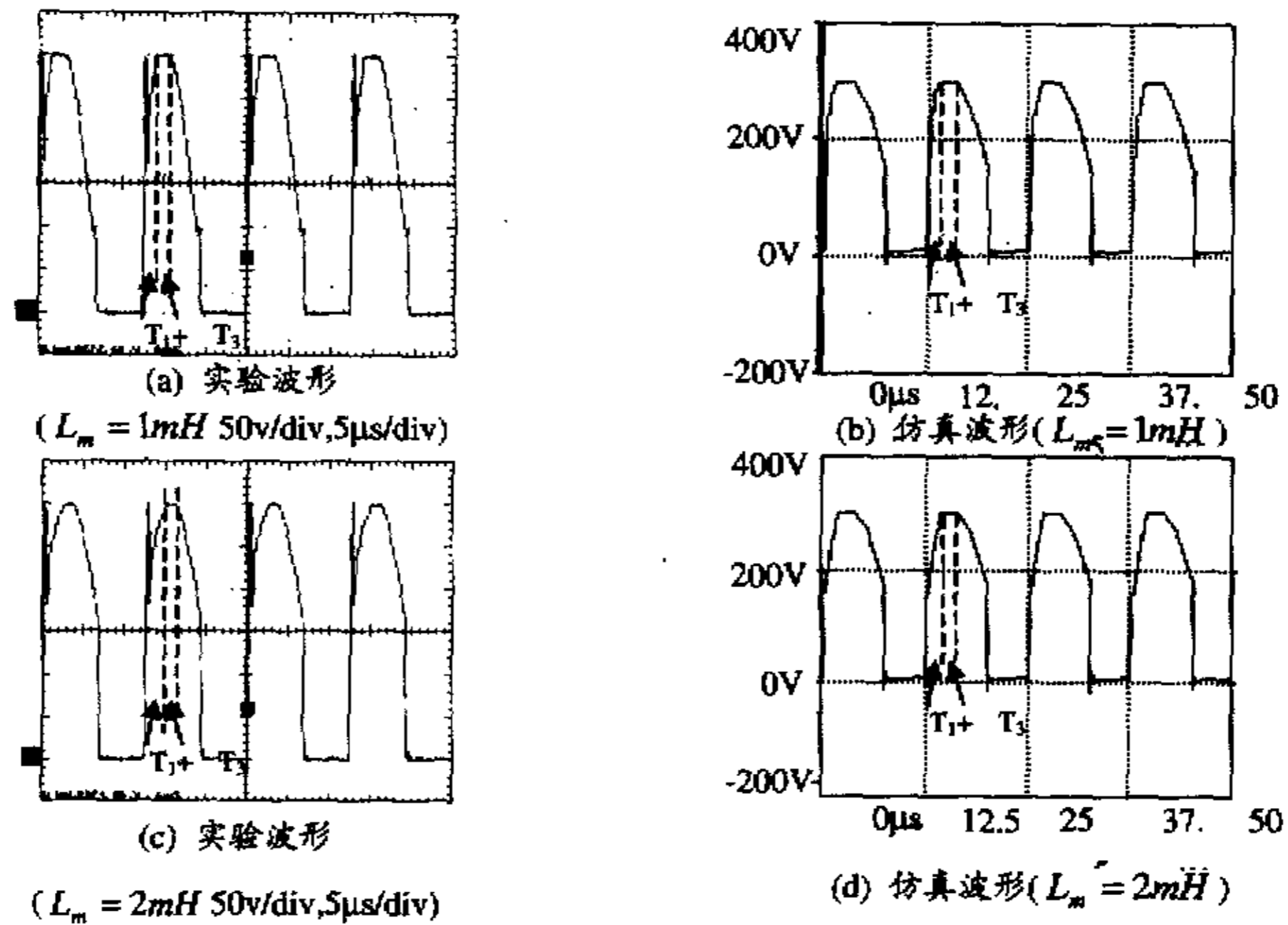


图 9 不同的激磁电感对关断时的开关管漏源间电压的影响

参考文献

- [1] Han Feng, Dehong Xu and Y.S.Lee, "Comparison of Interleaving Methods of Two-Transistor Forward Converter", PEDS'99, July 1999.
- [2] Feng Han, Xu Dehong and Mikihiro Matsui, "A Novel ZVT Circuit for Interleaving Two-transistor Forward Converter", Apec'2000.
- [3] C.H.G Treviso, A.A.Pereira, etal, "A 1.5kw operation with 90% efficiency of a two transistor forward conveter with non-disspative snubber", PESC'98, P696-700.
- [4] Michael T. Zhang; Milan M, Jovanovic and F.C. Lee, "Analysis and evaluation of interleaving Techniques in forward converters", IEEE Trans. on PE. , July 1995, 13(4)