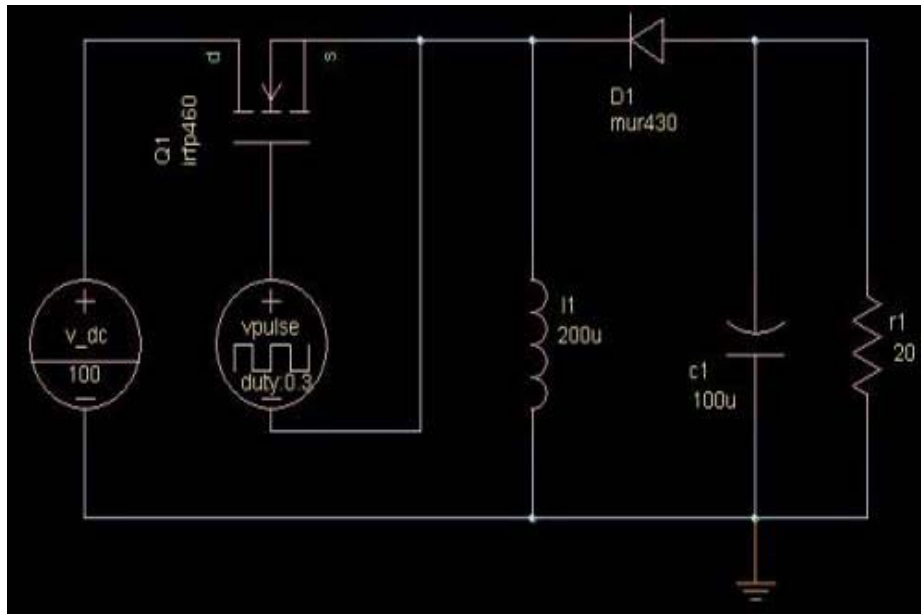


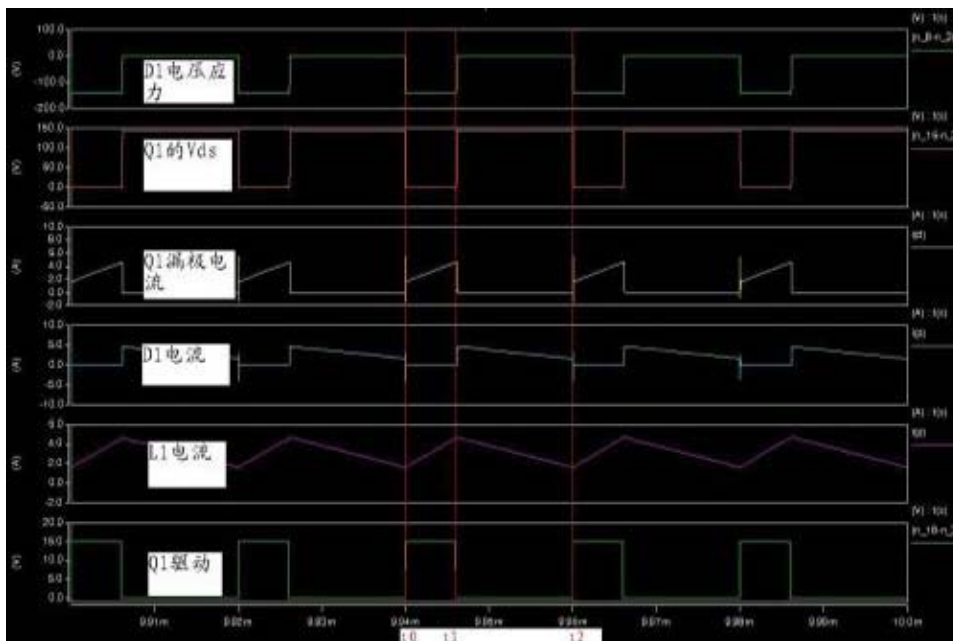
反激电源及变压器设计

纵观电源市场，没有哪一个拓扑能像反激电路那么普及，可见反激电源在电源设计中具有不可替代的地位。说句不算夸张的话，把反激电源设计彻底搞透了，哪怕其他的拓扑一点不懂，在职场上找个月薪 10K 的工作也不是什么难事。

提纲

1、反激电路是由 buck-boost 拓扑演变而来，先分析一下 buck-boost 电路的工作过程。





工作时序说明：

t_0 时刻，Q1 开通，那么 D1 承受反向电压截止，电感电流在输入电压作用下线性上升。

t_1 时刻，Q1 关断，由于电感电流不能突变，所以，电感电流通过 D1，向 C1 充电。并在 C1 两端电压作用下，电流下降。

t_2 时刻，Q1 开通，开始一个新的周期。

从上面的波形图中，我们可以看到，在整个工作周期中，电感 L1 的电流都没有到零。所以，这个工作模式是电流连续的 CCM 模式，又叫做能量不完全转移模式。因为电感中的储能没有完全释放。

从工作过程我们也可以知道，这个拓扑能量传递的方式是，在 MOS 管开通时，向电感中储存能量，MOS 管关断时，电感向输出电容释放能量。MOS 管不直接向负载传递能量。整个能量传递过程是先储存再释放的过程。整个电路的输出能力，取决于电感的储存能力。我们还要注意，根据电流流动的方向，可以判断出，在输入输出共地的情况下，输出的电压是负电压。

MOS 管开通时，电感 L1 承受的是输入电压，MOS 关断时，电感 L1 承受的是输出电压。那么，在稳态时，电路要保证电感不进入饱和，必定要保证电感承受的正向和反向的伏秒积的平衡。那么：

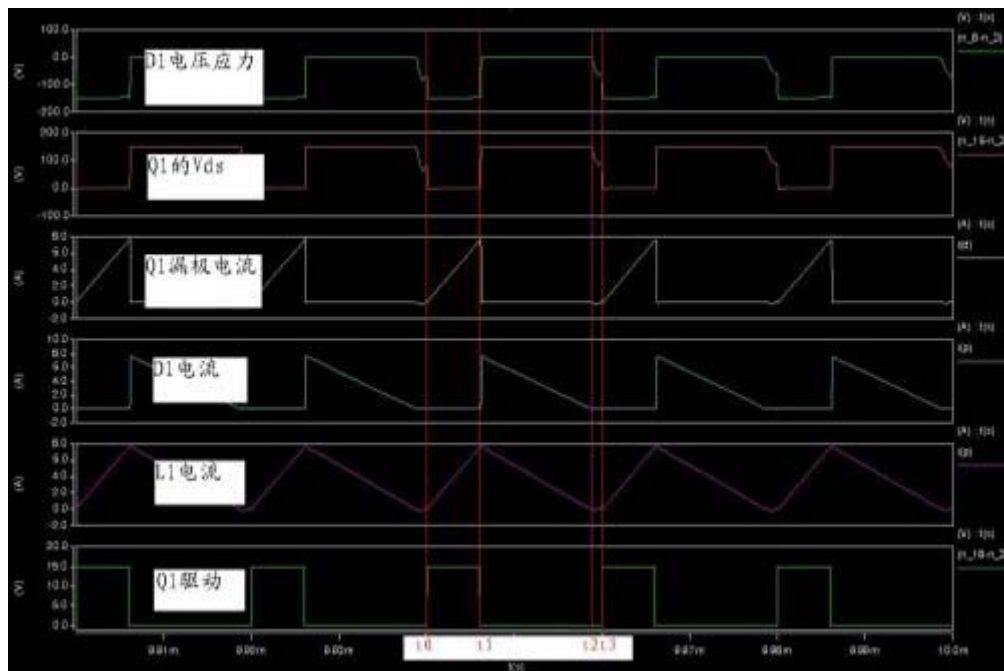
$V_{in} \times (t_1 - t_0) = V_{out} \times (t_2 - t_1)$ ，假如整个工作周期为 T ，占空比为 D ，那么就是： $V_{in} \times D = V_{out} \times (1 - D)$

那么输出电压和占空比的关系就是： $V_{out} = V_{in} \times D / (1 - D)$

同时，我们注意看 MOS 管和二极管 D1 的电压应力，都是 $V_{in} + V_{out}$

另外，因为是 CCM 模式，所以从电流波形上可以看出来，二极管存在反向恢复问题。MOS 开通时有电流尖峰。

上面的工作模式是电流连续的 CCM 模式。在原图的基础上，把电感量降低为 $80\mu\text{H}$ ，其他参数不变，仿真看稳态的波形如下：



t_0 时刻，Q1 开通，那么 D1 承受反向电压截止，电感电流在输入电压作用下从 0 开始线性上升。

t_1 时刻，Q1 关断，由于电感电流不能突变，所以，电感电流通过 D1，向 C1 充电。并在 C1 两端电压作用下，电流下降。

t_2 时刻，电感电流和二极管电流降到零。D1 截止，MOS 的结电容和电感开始发生谐振。所以可以看见 MOS 的 V_{ds} 电压出现周期性的振荡。

t_3 时刻，Q1 再次开通，进入一个新的周期。

在这个工作模式中，因为电感电流会到零，所以是电流不连续的 DCM 模式。有叫做能量完全转移模式，因为电感中储存的能量完全转移到了输出端。而二极管因为也工作在 DCM 状态，所以没有反向恢复的问题。但是我们应该注意到，DCM 模式的二极管、电感和 MOS 漏极的峰值电流是大于上面的 CCM 模式的。

需要注意的是在 DCM 下的伏秒积的平衡是：

$$V_{in} \times (t_1 - t_0) = V_{out} (t_2 - t_1)$$

只是个波形的正反问题。就好象示波器的探头和夹子如果反过来，那么波形就倒过来。

你注意看图的右边，看波形具体的定义是什么。有的波形是两个点相减出来的。

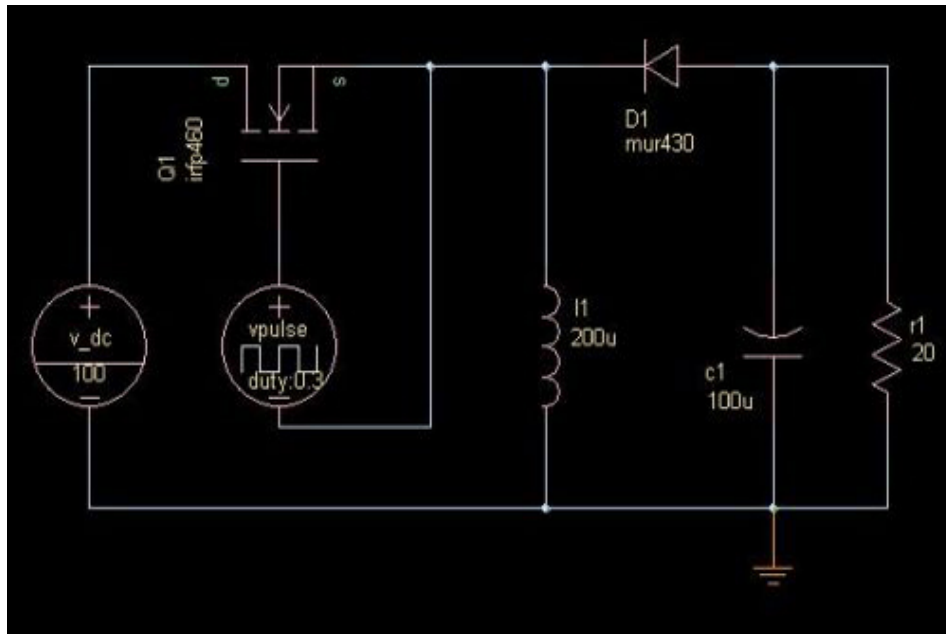
看波形图也要配合这原理图来看的。

当 MOS 开通的时候，二极管 D1 承受着反压，是一个负的电压。MOS 关断的时候，二极管导通，正向压降很低二极管的反向恢复，和其工作时 PN 结的载流子的运动有关系。DCM 时，因为二极管已经没有电流流过了，内部载流子已经完成了复合过程。所以不存在反向回复问题。会有一点点反向电流，不过那是结电容造成的。

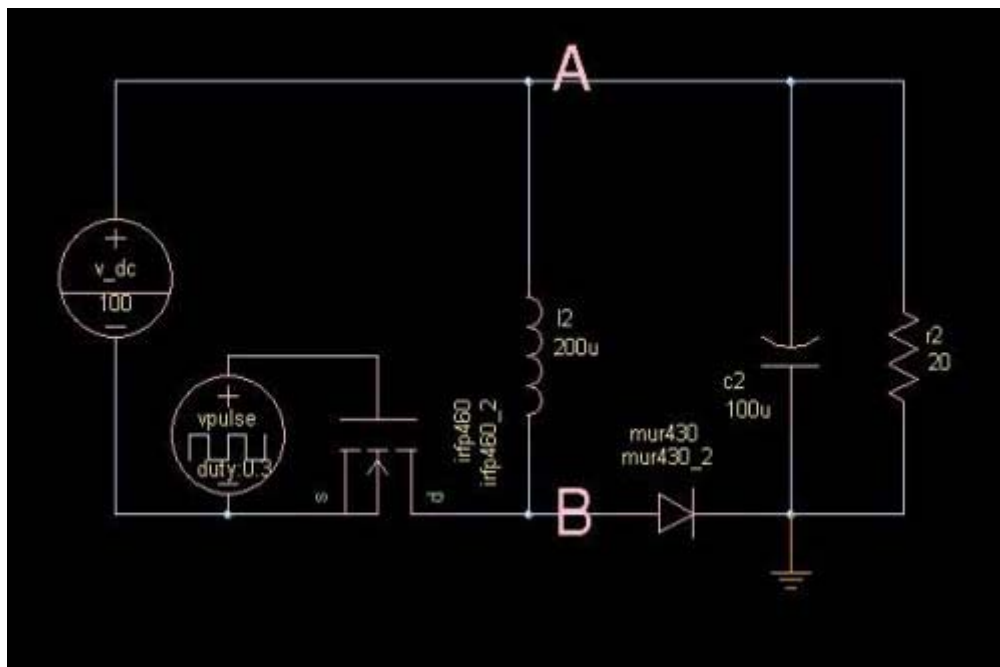
在 CCM 和 DCM 模式有个过渡的状态，叫 CRM，就是临界模式。这个模式就是电感电流刚好降到零的时候，MOS 开通。这个方式就是 DCM 向 CCM 过渡的临界模式。CCM 在轻载的时候，会进入 DCM 模式的。CRM 模式可以避免二极管的反向恢复问题。同时也能避免深度 DCM 时，电流峰值很大的缺点。要保持电路一直工作在 CRM 模式，需要用变频的控制方式。

我还注意到，在 DCM 模式，电感电流降到零以后，电感会和 MOS 的结电容谐振，给 MOS 结电容放电。那么，是不是可以有种工作方式是当 MOS 结电容放电到最低点的时候，MOS 开通进入下一个周期，这样就可以降低 MOS 开通的损耗了。答案是肯定的。这种方式就叫做准谐振，QR 方式。也是需要变频控制的。不管是 PWM 模式，CRM 模式，QR 模式，现在都有丰富的控制 IC 可以提供用来设计。

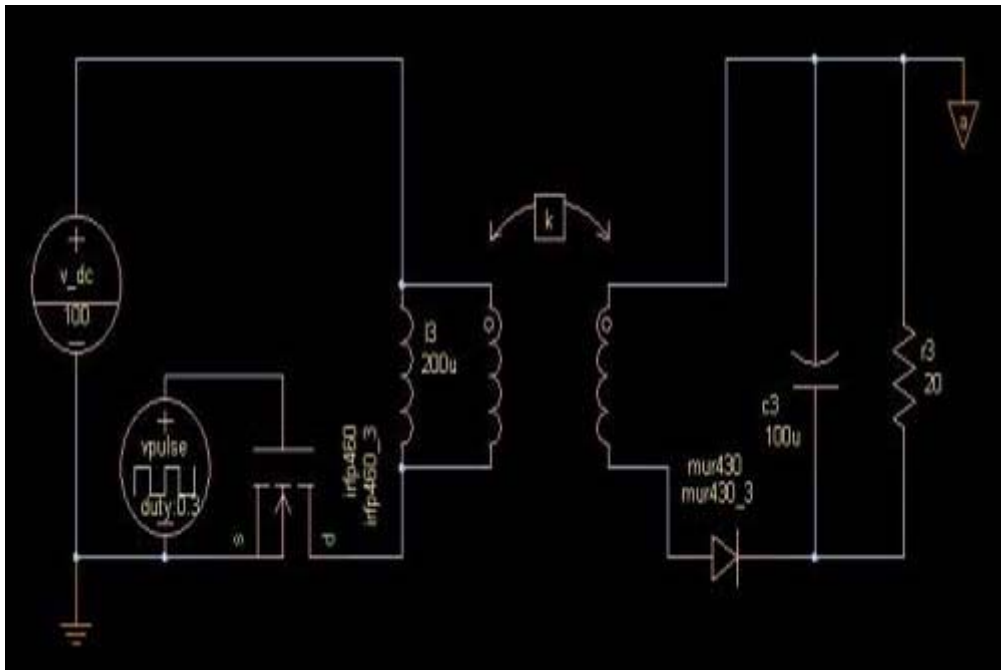
2、那么我们常说，反激 flyback 电路是从 buck-boost 电路演变而来，究竟是如何从 buck-boost 拓扑演变出反激 flyback 拓扑的呢？请看下面的图：



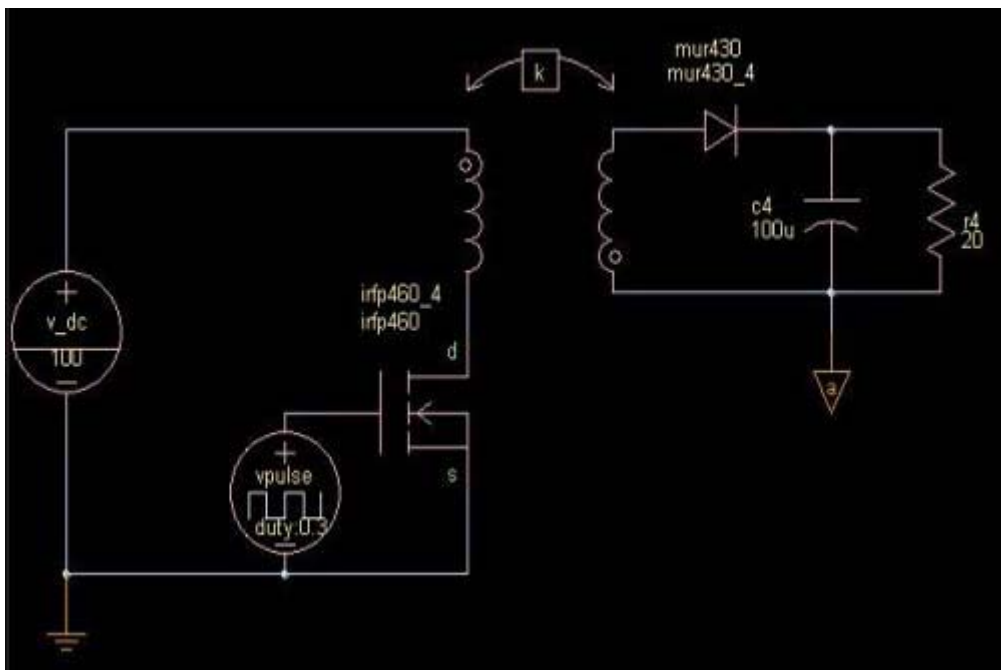
这是基本的 buck-boost 拓扑结构。下面我们把 MOS 管和二极管的位置改变一下，都挪到下面来。变成如下的电路结构。这个电路和上面的电路是完全等效的。



接下来，我们把这个电路，从 A、B 两点断开，然后在断开的地方接入一个变压器，得到下图：

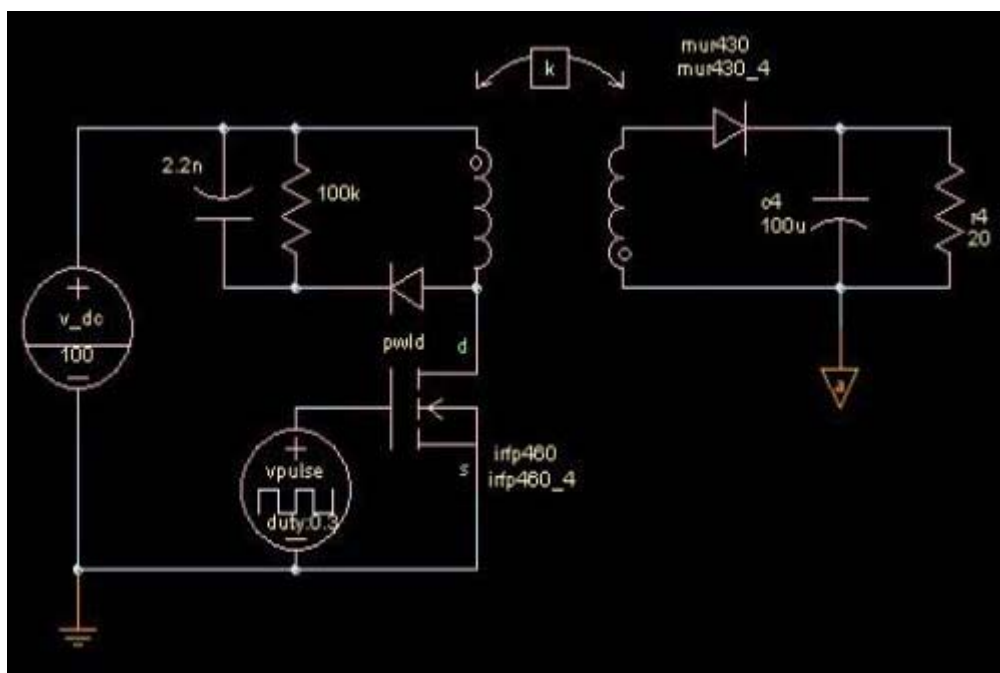


为什么变压器要接在这个地方？因为 buck-boost 电路中，电感上承受的双向伏秒积是相等的，不会导致变压器累积偏磁。我们注意到，变压器的初级和基本拓扑中的电感是并联关系，那么可以将变压器的励磁电感和这个电感合二为一。另外，把变压器次级输出调整一下，以适应阅读习惯。得到下图：

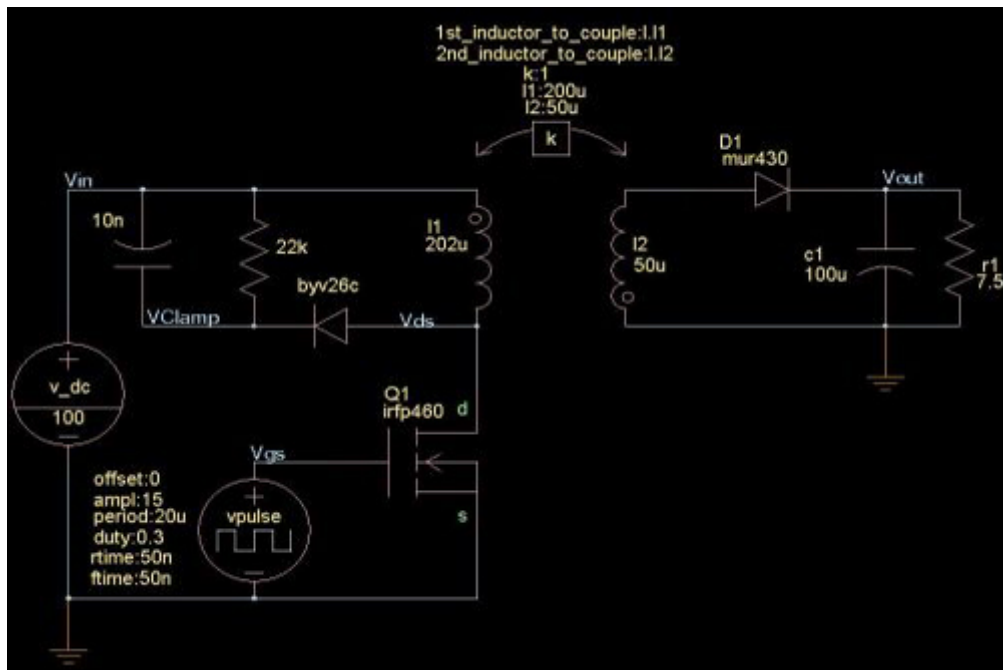


这就是最典型的隔离 flyback 电路了。由于变压器的工作过程是先储存能量后释放，而不是仅仅担负传递能量的角色。故而这个变压器的本质是个耦合电感。采用这个耦合电感来传递能量，不仅可以实现输入与输出的隔离，同时也实现了电压的变换，而不是仅仅靠占空比来调节电压。

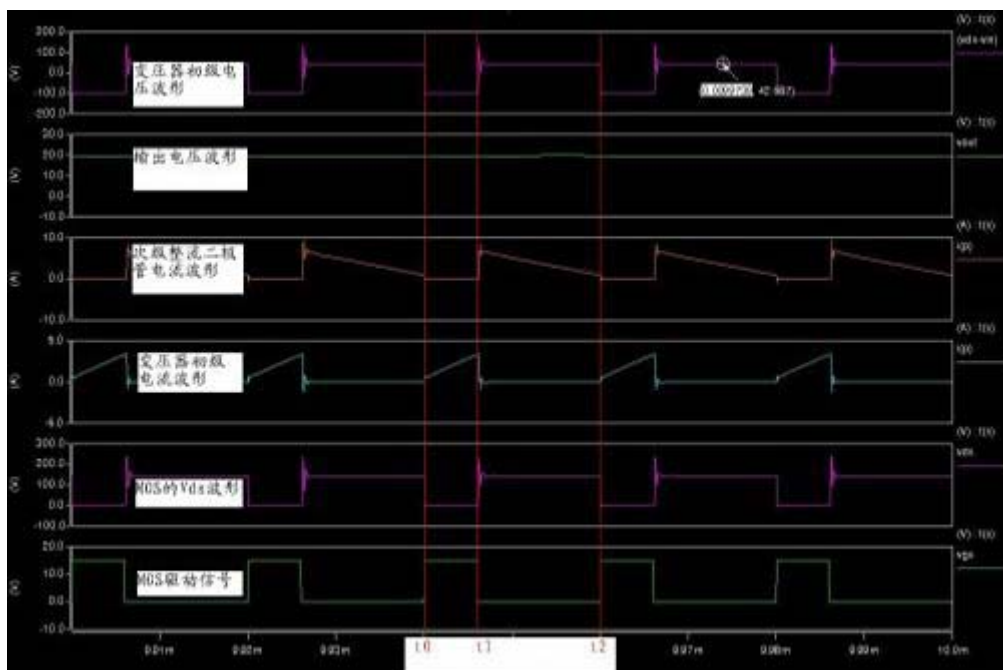
由于此耦合电感并非理想器件，所以存在漏感，而实际线路中也会存在杂散电感。当 MOS 关断时，漏感和杂散电感中的能量会在 MOS 的漏极产生很高的电压尖峰，从而会导致器件的损坏。故而，我们必须对漏感能量进行处理，最常见的就是增加一个 RCD 吸收电路。用 C 来暂存漏感能量，用 R 来耗散之。



下面先让我们仿真一下反激 flyback 电路的工作过程。在使用耦合电感仿真的时候，我们需要知道 saber 中，耦合电感怎么用。简单的办法，就是选择一个理想的线性变压器，然后设置其电感量来仿真。还有一个办法，就是利用耦合电感 K 这个模型来仿真。下图是我们用来仿真的电路图，为了让大家能看到元件参数的设置，我把所有元件的关键参数都显示出来了。还有，因为仿真的需要，我把输入和输出共地，实际电路当然是隔离的。



细心的朋友可能会注意到，变压器的初级电感量是 202uH，参与耦合的却只有 200uH，那么有 2uH 是漏感。次级是 50uH，没有漏感。变压器的电感比是 200:50，那么意味着变压器的匝比 $N_P/N_S=2:1$ 设定瞬态扫描，时间 10ms，步长 10ns，看看稳态时的波形吧：



下面先简单叙述其工作原理：

t_0 时刻, MOS 开通。变压器初级电流在输入电压的作用下, 线性上升, 上升速率为 V_{in}/l_1 。变压器初级电压感应到次级, 整流二极管反向截止。二极管承受反压为 $V_{in}/(N_P/N_S) + V_{out}$ 。

t_1 时刻, MOS 关断。变压器初级电流被强制关断。我们知道电感电流是不能突变的, 而现在 MOS 要强制关断初级电流, 那么初级电感就会在 MOS 关断过程中, 在初级侧产生一个感应电动势。根据电磁感应定律, 我们知道, 这个感应电动势在原理图中是下正上负的。这个感应电动势通过变压器的绕组耦合到次级, 由于次级的同名端和初级是反的。所以次级的感应电动势是上正下负。当次级的感应电动势达到输出电压时, 次级整流二极管导通。初级电感在 MOS 开通时储存的能量, 通过磁芯耦合到次级电感, 然后通过次级线圈释放到次级输出电容中。在向输出电容中转移能量的过程中, 由于次级输出电容容量很大, 电压基本不变, 所以次级电压被箝位在输出电压 V_{out} , 那么因为磁芯绕组电压是按匝数的比例关系, 所以此时初级侧的电压也被箝位在 $V_{out}/(N_S/N_P)$, 这里为了简化分析, 我们忽略了二极管的正向导通压降。

现在我们引入一个非常重要的概念, 反射电压 V_f 。反射电压 V_f 就是次级绕组在向次级整流后的输出电容转移能量时, 把次级输出电压按照初次级绕组的匝数比关系反射到初级侧绕组的电压, 数值为: $V_f = (V_{out} + V_d) / (N_S/N_P)$, 式中, V_d 是二极管的正向导通压降。在本例中, V_{out} 约为 20V, V_d 约为 1V, $N_P/N_S=2$, 那么反射电压约为 42V。从波形图上可以证实这一点。那么我们从原理图上可以知道, 此时 MOS 的承受的电压为 $V_{in} + V_f$ 。

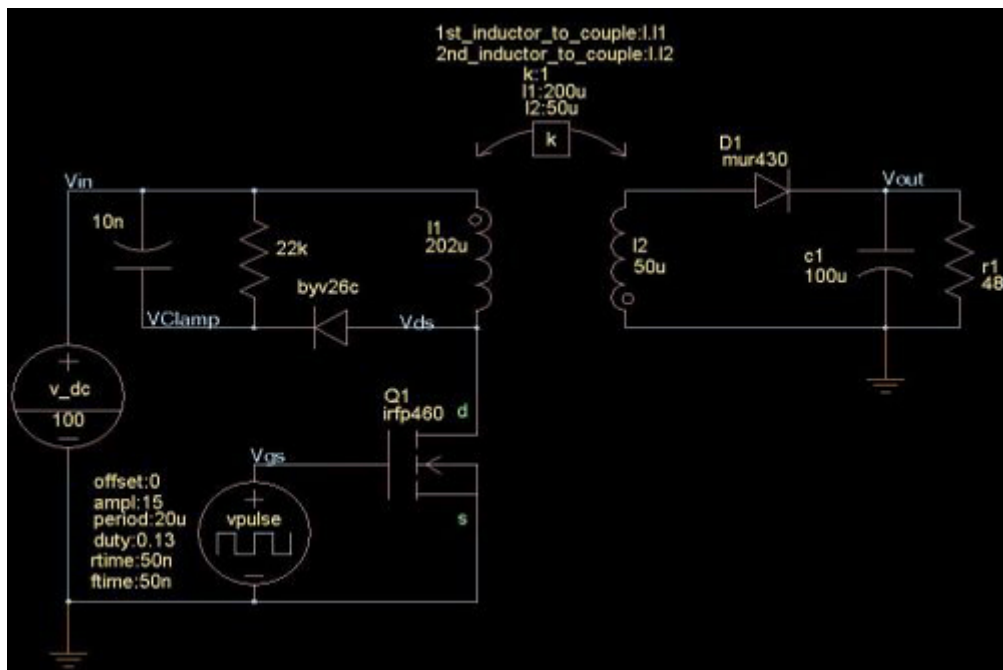
也有朋友注意到了, 在 MOS 关断的时候, V_{ds} 的波形显示, MOS 上的电压远超过 $V_{in} + V_f$! 这是怎么回事呢? 这是因为, 我们的这个例子中, 变压器的初级有漏感。漏感的能量是不会通过磁芯耦合到次级的。那么 MOS 关断过程中, 漏感电流也是不能突变的。漏感的电流变化也会产生感应电动势, 这个感应电动势因为无法被次级耦合而箝位, 电压会冲的很高。那么为了避免 MOS 被电压击穿而损坏, 所以我们在初级侧加了一个 RCD 吸收缓冲电路, 把漏感能量先储存在电容里, 然后通过 R 消耗掉。当然, 这个 R 不仅消耗漏感能量。因为在 MOS 关断时, 所有绕组都共享磁芯中储存的能量。其实, 留意看看, 初级配上 RCD 吸收电路, 和次级整流滤波后带一个电阻负载, 电路结构完全是相同的。故而初级侧这时候也像一个输出绕组似的, 只不过输出的电压是 V_f , 那么 V_f 也会在 RCD 吸收回路的 R 上产生功率。因此, 初级侧的 RCD 吸收回路的 R 不要取值太小, 以避免 V_f 在其上消耗过多的能量而降低效率。 t_3 时刻, MOS 再次开通, 开始下一个周期。那么现在有一个问题。在一个工组周期中, 我们看到, 初级电感电流随着 MOS 的关断是被强制关断的。在 MOS 关断期间, 初级电感电流为 0, 电流是不连续的。那么, 是不是我们的这个电路是工作在 DCM 状态的呢?

在 flyback 电路中, CCM 和 DCM 的判断, 不是按照初级电流是否连续来判断的。而是根据初、次级的电流合成来判断的。只要初、次级电流不同是为零, 就

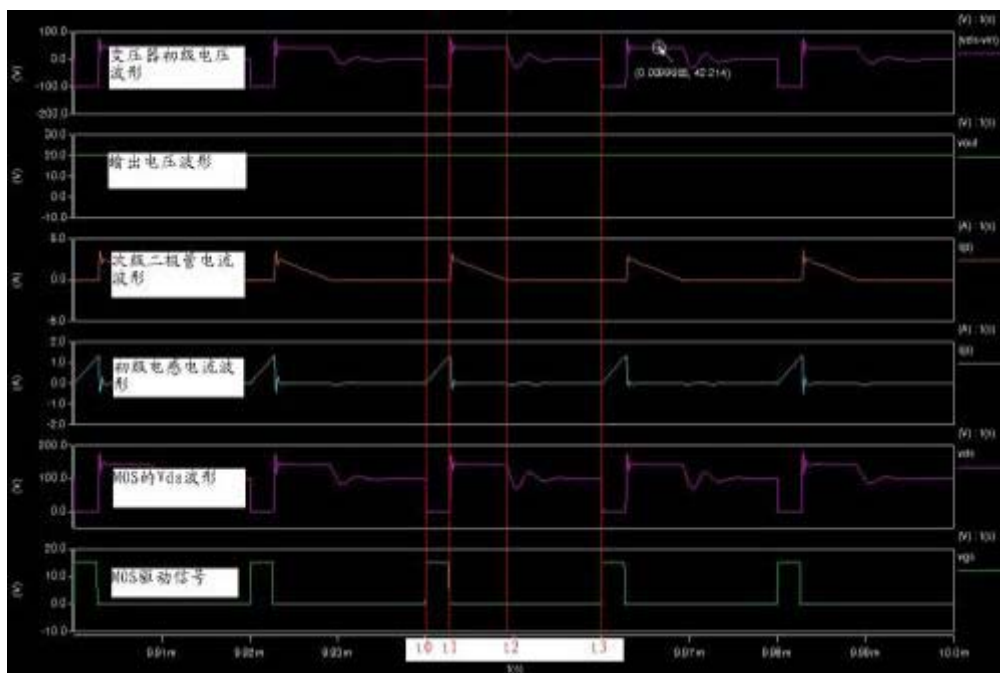
是 CCM 模式。而如果存在初、次级电流同时为零的状态，就是 DCM 模式。介于二者之间的就是 CRM 过渡模式。

所以根据这个我们从波形图中可以看到，当 MOS 开通时，次级电流还没有降到零。而 MOS 开通时，初级电流并不是从零开始上升，故而，这个例子中的电路是工作在 CCM 模式的。我们说过，CCM 模式是能量不完全转移的。也就是说，储存在磁芯中的能量是没有完全释放的。但进入稳态后，每周期 MOS 开通时新增储存能量是完全释放到次级的。否则磁芯会饱和的。

在上面的电路中，如果我们增大输出负载的阻值，降低输出电流，可以是电路工作模式进入到 DCM 状态。为了使输出电压保持不变，MOS 的驱动占空比要降低一点。其他参数保持不变。



同样，设定瞬态扫描，时间 10ms，步长 10ns，看看稳态时的波形吧：



t_0 时刻，MOS 开通，初级电流线性上升。

t_1 时刻，MOS 关断，初级感应电动势耦合到次级向输出电容转移能量。漏感在 MOS 上产生电压尖峰。输出电压通过绕组耦合，按照匝比关系反射到初级。这些和 CCM 模式时是一样的。这一状态维持到 t_2 时刻结束。

t_2 时刻，次级二极管电流，也就是次级电感电流降到了零。这意味着磁芯中的能量已经完全释放了。那么因为二极管电流降到了零，二极管也就自动截止了，次级相当于开路状态，输出电压不再反射回初级了。由于此时 MOS 的 V_{ds} 电压高于输入电压，所以在电压差的作用下，MOS 的结电容和初级电感发生谐振。谐振电流给 MOS 的结电容放电。 V_{ds} 电压开始下降，经过 $1/4$ 一个谐振周期后又开始上升。由于 RCD 箝位电路的存在，这个振荡是个阻尼振荡，幅度越来越小。

t_2 到 t_3 时刻，变压器是不向输出电容输送能量的。输出完全靠输出的储能电容来维持。

t_3 时刻，MOS 再次开通，由于这之前磁芯能量已经完全释放，电感电流为零。所以初级的电流是从零开始上升的。

从 CCM 模式和 DCM 模式的波形中我们可以看到二者波形的区别：

- 1，变压器初级电流，CCM 模式是梯形波，而 DCM 模式是三角波。
- 2，次级整流管电流波形，CCM 模式是梯形波，DCM 模式是三角波。

3, MOS 的 V_{ds} 波形, CCM 模式, 在下一个周期开通前, V_{ds} 一直维持在 $V_{in}+V_f$ 的平台上。而 DCM 模式, 在下一个周期开通前, V_{ds} 会从 $V_{in}+V_f$ 这个平台降下来发生阻尼振荡。

所以, 只要有示波器, 我们就可以很容易从波形上看起来反激电源是工作在 CCM 还是 DCM 状态。

另外, 从 DCM 的工作波形上, 我们也可以得到一些有意义的提示。

例如, 假如我们控制使次级绕组电流降到零的瞬间, 开通 MOS 进入下一个周期。这样可以有效利用占空比, 降低初级电流峰值和 RMS 值。

这种工作方式就是叫做 CRM 方式。可以用变频带电流过零检测的 IC 来控制。例如 L6561MC34262 等。

还有一种方式, 就是次级电流过零后, MOS 结电容和初级电感谐振放电, 我们假如让 MOS 在 V_{ds} 降到最低点的时候开通, 那么可以有效降低容性开通造成的能量损失。这种就是前面提到过的 QR 准谐振模式。这样的控制 IC 现在也有很多。