

一种反激式开关电源设计

Design of The Flyback Switching Power Supply

沈斌 编译

摘要：文章介绍一种在常规 Buck-Boost 变换器的开关管和续流二极管之间放置一个变压器的反激式开关电源设计，以实现输入和输出间的电气隔离，同时也减小了体积和降低了成本。

关键词：开关电源，反激，开关管，变换器，变压器

中图分类号：TN86 文献标识码：B 文章编号：1606-7517(2016)01-5-130

1 引言

传统的反激式拓扑是如图 1 所示的 Buck-Boost 变换器，本设计的反激式开关电源，是为本部门产品配备的，其各项技术指标没有太高的要求，但同时要求减小体积和降低成本，故选用最常见的反激拓扑，只是在 Buck-Boost 变换器的开关管和续流二极管之间放入一个变压器，以实现输入和输出的电气隔离，就此而言，反激式变换器也就是具有隔离变压器的 Buck-Boost 变换器。图 1 所示 Buck-Boost 变换器的基本工作原理为：开关管在打开的时候，二极管 D_1 反向偏置关断，电流 i_s 流经电感 L ，电感电流 i_L 线性上升， L 储存能量；当开关管关断时，电感中的电流不能突变，电感 L 两端的电压反向变为上负下正，二极管 D_1 正向偏置开通，给电容 C 充电及给负载 R 提供能量。

接着开始下一个周期的运行。

从上述的工作原理可见，Buck-Boost 变换器是先储存能量再释放能量供给负载。电压 V_s 不直接向输出端提供能量，而是在开关管打开时，把能量储存到电感中，开关管关断时，电感向输出端提供能量。

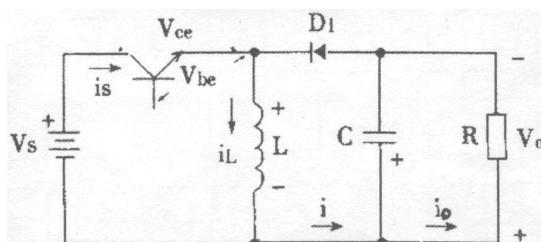


图1 Buck-Boost变换器工作原理图

根据图中所示电流的流向，可以看出其输出电压为负输出。

根据伏秒定律：

$$V_{in} \times T_{on} = V_{out} \times T_{off} \quad (1)$$

$$T_{on} = T \times D, \quad T_{off} = T \times (1-D) \quad (2)$$

整理式 (1)、式 (2)，得到：

$$V_{in} \times D = V_{out} \times (1-D) \quad (3)$$

或

$$V_{out} = V_{in} \times D / (1-D) \quad (3)$$

式 (3) 为输出电压和占空比 (D) 的关系式。其输出电压波形见图 2 所示。从图 2 的波形图中可以看到，开关晶体管和二极管 D_1 所承受的电压应力都是 $V_s + V_o$ (即 $V_{in} + V_{out}$)；

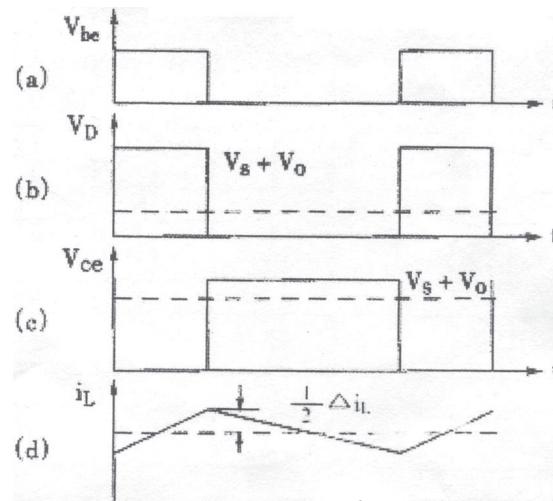


图2

我们注意到图2中最下面的曲线，其示出了电感电流始终没有下降到0，这就表示这种工作模式是电流连续模式（CCM模式）。如果在该状态下把电感器的电感量减小，在其降到一定条件时，其电压波形将变为如图3所示。

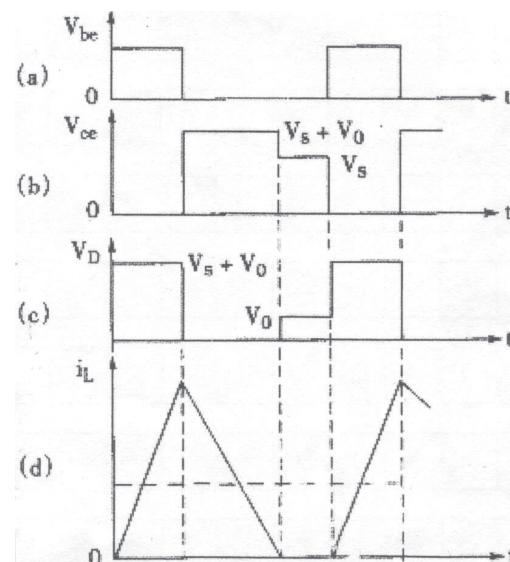


图3

从图3可以看到，电感电流始终是在下降到0以后再升到最大，我们称这种工作模式为不连续工作模式（DCM模式）。

2 带变压器的反激式变换器

将图1所示的Buck-Boost变换器的开关管和续流二极管之间放入一个变压器，就成为本设计的反激式变换器，如图4所示。以上述为例，在此也简要介绍其基本工作原理：当开关管开通，变压器初级电感电流在输入电压的作用下呈线性上升，储存能量。变压器初级电压感应到变压器次级，次级上的二极管D反向偏置关断。当开关被关断，初级电流被关断，由于其电感电流不能突变，电感电压反向（变

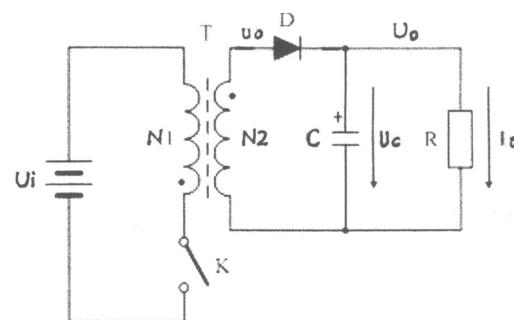


图4

为上负下正），变压器初级感应到次级，使次级二极管正向偏置而导通，给电容C充电并向负载供给能量。

然后开始下一个周期运行。以上阐述是假设了电容器C的电容量足够大，使得在二极管D关断期间（即开关开通期间）给负载提供能量。

图5所示为本设计的反激式变换器在理想工作状态下 的 V_{ds} 波形。从图5可以看到， V_{ds} 是由 V_{in} 和 V_F 组成的， V_{in} 可以看作为输入电压，而 V_F 我们称其为反射电压。这就是说，这里引入了一个关于“反激”的重要参数：简单地说，反射电压 V_F 是指次级的输出电压按照初次级间的匝比反射到初级的电压。 V_F 可以用公式表示为：

$$V_F = V_{out} / (N_S / N_P) \quad (4)$$

这里的分析是理想工作状况，其忽略了整流管的管压降，实际工作状态下，该压降是必须考虑的。

式(4)中， V_F 为反射电压， V_{out} 为输出电压， N_S 为次级匝数， N_P 为初级匝数。

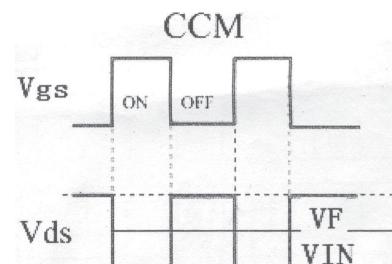


图5

V_F 的计算例：一个反激变换器的匝数比为 $N_P : N_S = 6 : 1$ ，其输出电压为 12V，所以，可以求得其反射电压 $V_F = 12 / (1/6) = 72V$ 。

图5所示的是一个连续模式(CCM)时的理想工作波形。以下图6是一个非连续模式(DCM)的理想工作波形。从图6中，可以看出DCM的 V_{ds} 也就是由 V_{in} 和 V_F 组成的，只是有一段时间内 V_F 为0，这段时间的初级电流降为0，次级电流也降为0。

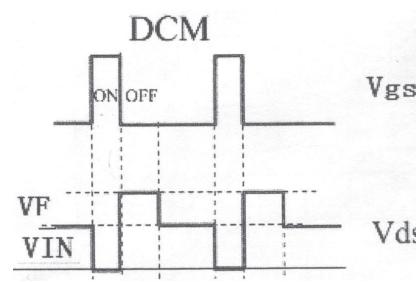


图6

那么，怎么样区分反激式变换器是工作在连续模式 (CCM) 还是工作在非连续模式 (DCM) 呢？其区分的方法是以初级电感电流是否降到 0 为分界线吗？并非如此。反激式变换器是工作在 CCM 还是 DCM，并不是以初级电感电流是否降到 0 为分界，而是以初次级电流是否都降到零来界定的，如图 7 所示。由图 7 可见，只要初级电流和次级电流不是同时为 0，就是连续工作模式 (CCM)；只要初级电流和次级电流同时为 0，就是非连续工作模式 (DCM)；如果是界于这两者之间的过渡状态，则也被称为临界模式 (CRM)。

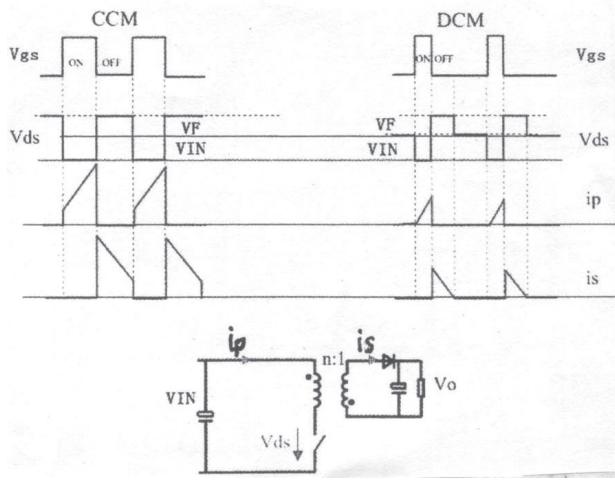


图 7

以上的分析说明是以电路和各元器件都是理想状态为基础的。而在实际应用中，变压器存在漏感，漏感使能量不会被耦合到次级；MOS 管也并不是理想的开关，还有印制电路板 (PCB) 的布局和走线都会带来杂散电感，使得 MOS 管的 V_{ds} 波形往往大于 $V_{in}+V_F$ ，类似于图 8 所示。

图 8 是一个 48V 输入的反激式电源的检测波形。由该波形图可以看出 MOS 管的 V_{ds} 有个很大的尖峰。本设计使用的是 200V MOS 管，其尖峰电压达到了 196V，该尖峰

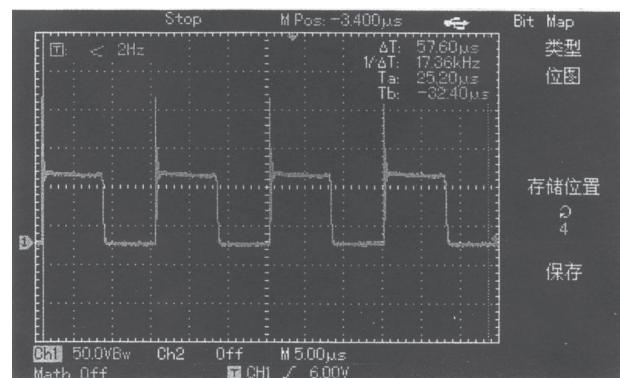


图 8

是由漏感造成的。上面说过，漏感所储存的能量不能耦合到次级，所以，MOS 管关断的时候，漏感电流也不会发生突变，这将产生一个很高值的感应电动势，它又无法耦合到次级，因此而生成了很大值的电压尖峰。该尖峰电压有可能超过 MOS 管的耐压值而造成 MOS 管损坏。所以，设计时在实用电路中的初级增加了一个 RCD 吸收电路，见图 9 所示，以尽可能把电压尖峰吸收至最低值，确保 MOS 管工作在安全电压范围内。

图 9 所示电路的基本工作原理是：当开关管 S 开通时，二极管 D 反向偏置并截止，电感储存能量；当开关 S 关断时，电感电压反向，将漏感能量储存至 C 中，然后通过 R 释放掉。仔细研究图 9 可以发现，当开关 S 关断的时候，其 RCD 电路和次级电路是完全相同的：D 整流，C 滤波，R 则相当于负载。只不过输出电压不是 V_o ，而变成了次级反射到初级的电压 V_F 。所以，应注意到 R 的值不能取得太小，否则会损耗严重，从而影响效率。

图 10 所示为加了 RCD 电路吸收的波形。

3 反激式开关电源的变压器设计

电源变压器设计有多种方法，经验是其重要的方面。

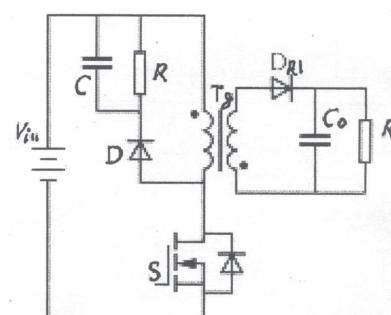


图 9

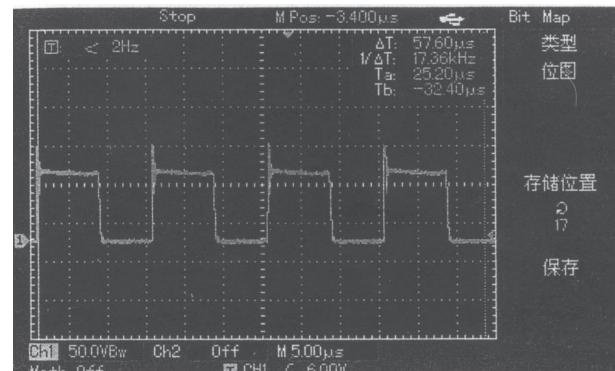


图 10

读者可按照自己的经验选择自己最熟悉的设计方法，笔者的设计方法如下：

3.1 首先确定输入电压

通常是按照最低输入直流电压计算 V_{INmin} :

- a. 若是直流输入，则按直流的最低输入电压来计算；
- b. 若输入电压是交流电，一般对单相交流电的整流用电容滤波，直流电压不会超过交流输入电压有效值的1.4倍，也不会低于1.2倍。

举例：全负载范围用的交流输入电压为85–265V_{ac}电源，此时一般按85V_{ac}计算，为此可得 $V_{INmin}=85 \times 1.2=102V$ ；为便于计算，通常取整数，此处按100V_{dc}计算。

3.2 确定导通时间T_{on}

导通时间 $T_{on}=T \times D$ 。式中，T为工作周期， $T=1/F$ ；D为最大占空比。一般是在最低输入电压时的D值最大，以保证输出稳定。然而，必须注意到，大的占空比可以降低初级的电流有效值和MOS的导通损耗，但是根据伏秒法则，初级占空比大了，次级的D肯定就小了，这样，次级的峰值电流会变大，电流有效值大，这也会导致输出纹波变大。为此，一般情况下，单端反激式拓扑的占空比D的选取不要超过0.5，如果占空比大于0.5，那么，在电流控制模式中，一般就要增加斜率补偿电路了，这样将增大调试的难度。此外，应注意到上面所阐述的占空比还影响变压器的匝比。因为匝比决定反射电压V_F，漏感引起电压电流尖峰，这些都将影响MOS管耐压值的选取。由此可见，占空比越小，反射电压V_F越低，MOS管的电压应力降低。总之，占空比的选择，要保证最高工作电压下，V_{DS}电压在MOS管的规定电压以下。最好是限额使用，能够留出足够的电流余量。例如，所设计电源的开关频率为100kHz，最低输入时的最大占空比为0.4，那么 $T=1/100000=10\mu s$ ， $T_{on}=0.4 \times 10\mu s=4\mu s$ 。

3.3 确定磁芯的有效截面积A_E

磁芯的有效截面积A_E，通常由生产厂商在其磁芯资料中给出。

3.4 计算变压器初级匝数N_P

$$N_p = V_{INmin} \times T_{on} / (\Delta B \times A_E) \quad (5)$$

式中， V_{INmin} 为直流最低输入电压； T_{on} 为导通时间； A_E 为磁芯的有效截面积； ΔB 为磁感应强度变化量，该值与磁

芯材质和温升等有关，一般同经验选取，在0.1~0.3之间，取值越大，余量越小，那将会使变压器在极端情况下产生饱和，本设计案例选0.2。

3.5 计算变压器的次级匝数N_S

$$N_s = (V_o + V_d) \times (1 - D) \times N_p / V_{INmin} \times D \quad (6)$$

式中， V_o 为输出电压； V_d 为二极管的管压降；D 为占空比； N_p 为初级匝数； V_{INmin} 为最低输入电压。

3.6 确定次级整流二极管的应力V_{DR}

在计算得出变压器的初级匝数 N_p 和次级匝数 N_s 后，即可得出次级整流二极管的电压应力：

$$V_{DR} = (V_{INmax} \times N_s / N_p) + V_{out} \quad (7)$$

式中， V_{INmax} 为最大输入电压。为保证在最大输入电压下的二极管电压应力不超标，通常要将计算得出的 V_{DR} 降额使用，总之，二极管的耐压值要高于该计算的 V_{DR} 值。其方法是在整流管上并联一个RC吸收电路，用以降低二极管反向回复时间造成的电压尖峰。在CCM模式时，此方法尤为有效。

3.7 确定初级电感量L_P

在确定该电感量 (L_p) 之前，可以先分析图11所示的两个电流波形。该图是两种工作模式的初级电感电流波形，以 I_{P1} 和 I_{P2} 表示： I_{P1} 对应最低输入电流， I_{P2} 对应最高峰值电流。可以用这两个电流值计算得到平均电流 I_{avg} :

$$I_{avg} = (I_{P1} + I_{P2}) \times D_{max} / 2 \quad (8)$$

式中， D_{max} 为最大占空比。如果输出功率为 P_{out} ，电源效率为 η ，那么：

$$P_{out} / \eta = V_{INmin} \times I_{avg} = V_{INmin} \times (I_{P1} + I_{P2}) \times D_{max} / 2$$

整理得出：

$$I_{P1} + I_{P2} = 2P_{out} / (V_{INmin} \times D_{max} \times \eta) \quad (9)$$

由此即可计算 I_{P1} 和 I_{P2} 之值：对于DCM模式，电流是降到零的，故 $I_{P1}=0$ ；对于CCM模式， I_{P1} 和 I_{P2} 都是未知数，所以，这时要凭经验选取。通常情况下，取 $I_{P2}=(2\sim3)I_{P1}$ ，本设计取 $I_{P2}=3I_{P1}$ 。 I_{P2} 不能取值太小，太小时会出现一个低电流斜率，虽然这有利于减小损耗，但也容易使变压器饱和，故取 $I_{P2}=3I_{P1}$ 较合适。



图11

由 I_{P1} 和 I_{P2} 即可求得初级的电感量。

在 T_{on} 时间内，电流的变化量 $\Delta I = I_{P2} - I_{P1}$ ，

由公式 $(V_{INmin}/L_p) \times T_{on} = l/\Delta I$ 得：

$$L_p = V_{INmin} \times T_{on} \times \Delta I \quad (10)$$

至此，即完成了变压器电参数的计算。

还可以用最常用的 A_p 法来计算初级电感，其公式为：

$$A_p = A_w A_e = \left[\frac{L_p I_{sp}}{B_{max}} \cdot \frac{I_{IL}}{K_1} \right]^{1/3} \quad (11)$$

式中， L_p 为初级电感量， I_{sp} 为初级峰值电流 I_p ，也就是 ΔI ， I_{IL} 为满载时初级电流有效值，人们往往把 I_{sp} 和 I_{IL} 看作同一个初级峰值电流。 B_{max} 为磁感应强度变化量即 ΔB ，该值如果取得太大，可减小磁芯，但磁芯容易饱和；如取值太小，磁芯体积将很大，故必须权衡折衷值，而且， B_{max} 的取值与频率有密切关系，频率高则应取值小一些，因为频率高则损耗大，变压器铁芯大一些有利于散热。在

设计中，一般取铁芯窗口的有效利用率为 0.2~0.4。

$$K_1 = J_{max} \times K_o \times 10^{-4} \quad (12)$$

式中， J_{max} 为最大电流密度，本设计取 $450A/cm^2$ ； K_o 为铁芯窗口面积或称窗口利用率，视绕组结构选值 0.2~0.4； 10^{-4} 表示由“米”为单位变为“cm”为单位，将以上诸式整理后可以得到：

$$A_p = A_w \times A_e = \left(L_p \times I_{p2} \times 10^4 / 450 \times \Delta B \times K_o \right)^{1/3} (CM^4)$$

根据 A_p 即可找到合适的磁芯，并得到 A_e 。又

$$N_p = L_p \times I_p / \Delta B \times A_e$$

式中， L_p 为以上算出的初级电感量； I_p 为初级峰值电流； ΔB 为磁感应强度变化量； A_e 为磁芯的有效截面积。

有关次级匝数 N_s 和次级整流二极管电压应力的确定可按以上计算步骤中的 3.5 和 3.6 执行。

(参考资料略)

上接129页

表1 实验数据表

输入电压 (V _{AC})	输出电压 (V)	输出电流 (A)	输出功率 (W)	功率因数 PF	效率(η)
90	20.0	0.38	7.60	0.92	0.83
120	20.2	0.38	7.68	0.91	0.82
160	20.0	0.40	8.00	0.91	0.82
260	20.3	0.41	8.32	0.90	0.81

5 小结

文章分析了 TRIAC 调光器及单级 PFC 反激变换器的

工作原理，采用飞兆半导体公司的控制芯片 FL7730，设计了一款支持 TRIAC 调光的原边恒流控制的小功率 LED 驱动电源。其有源阻尼电路及线性频率控制电路，有效地抑制了尖峰电压，解决了 LED 灯的闪烁问题。这种原边控制的设计使 LED 驱动电路的结构更为简单，并可与现有多种照明系统相兼容，效率高，成本低，有效地满足了室内 LED 驱动器的实际应用要求。

(参考资料略)