

反激变换器辅助电源基本设计关系

反激变换器是辅助电源通常采用的电路拓扑.它的优点在于可以工作在非常广阔的输入电压范围,电路简单,元件少,但效率一般在 75%左右.一般工程师对反激变换器设计比较茫然.本文试图找到 MIP162 和 TOPswitch 系列组成的辅助电源的较合理的设计方法.

1.原理

反激变换器电路如图 1 所示.它是由功率开关S、变压器T、输出整流管 D_2 和输出滤波电容组成。 D_1 和 D_2 组成尖峰抑制电路。电路可以工作在电感安匝连续或/和断续.为讨论方便，首先研究电感安匝连续模式。

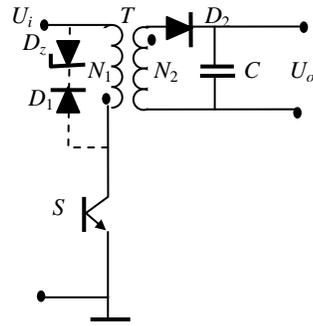


图 1 反激变换器原理电路

一、安匝连续

原理

所谓安匝连续是整个开关周期内，磁芯总安匝没有停留在零安匝时间。电路进入稳态,初级电流波形如图 2(a)所示。当晶体管 S 导通时，初级电流线性增长，有

$$\Delta i_1 = (i_{1\max} - i_{1\min}) = \frac{U_i}{L_1} T_{on} \quad (1)$$

电源 U_i 向电感储能，由输出电容向负载供电。

晶体管 S 关断时，电感能量不能突变，变压器各线圈感应电势反号，同名端为负，迫使二极管 D_2 导通，电感能量转为电场能量向负载放电和向电容充电。设电容电压变化很小，次级电流变化量

$$\Delta i_2 = (i_{2\max} - i_{2\min}) = \frac{U_o}{L_2} T_{of} \quad (2)$$

在稳态时，转换瞬间变压器应满足

$$i_{1\max} N_1 = i_{2\max} N_2 \text{ 和 } i_{1\min} N_1 = i_{2\min} N_2$$

因此

$$\Delta i_1 N_1 = \Delta i_2 N_2 \quad (3)$$

式中 N_1 、 N_2 分别为变压器初、次级匝数； L_1 和 L_2 分别为初、次级电感量。设变压器没有漏感，应有

$$L_1 = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 L_2 = n^2 L_2 \quad (4)$$

由式(1)和式(2)联解,考虑到式(3)和式(4)得到

$$U_o = \frac{T_{on}}{nT_{of}} \cdot U_i$$

或

$$U_o = \frac{D}{(1-D)n} \cdot U_i \quad (5)$$

式中 $n = N_1 / N_2$ 为变压器变比. $D = T_{on} / T$ 为占空度。电感电流(安匝)连续时,输出电压与输入电压的关系如式(5),输出电压与负载无关。

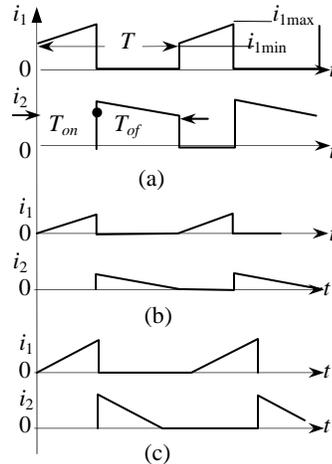


图 2 安匝连续(a)、和临界连续(b)和断续(c)电流波形

器件选择

在电路设计时，首先应当知道变压器的电感量。电感由临界连续电流决定。临界连续时，在晶体管关断瞬时，次级电流刚好下降到零。临界连续是连续的特例。临界电流为

$$I_G = \frac{\Delta i_2 T_{of}}{2T} = \frac{U_o T_{of}^2}{2L_2 T} = \frac{U_i n}{2fL_1} D(1-D)$$

一般取临界电流 $I_G = 0.1I_o$ ，即额定输出电流的10%，考虑到效率、 $P_o = I_o \times U_o$ 和式(5)，则电流连续需要的电感量为

$$L_1 \geq \frac{U_i n D(1-D)\eta}{0.2fI_o} = \frac{U_i^2 D^2 \eta}{0.2fP_o} \quad (6)$$

输入电流平均值

$$I_i = \frac{P_o}{\eta U_i} \quad (7)$$

当电感电流连续时(图2(a)),晶体管流过电流的峰值

$$I_{QP} = I_{ip} = \frac{P_o}{\eta D U_i} + \frac{U_i T}{2L_1} D \quad (8)$$

次级峰值电流,即二极管峰值电流

$$I_{DP} = I_{2p} = \frac{I_o}{1-D} + \frac{U_o T}{2L_2} (1-D) \quad (9)$$

一般选取脉动分量时脉冲中值的1/5，有效值忽略脉动分量。变压器初级电流的有效值为

$$I_1 = \frac{P_o}{\eta D U_i} \sqrt{D} = \frac{P_o}{\eta U_i \sqrt{D}} = \frac{P_o \sqrt{D}}{\eta k} \quad (10)$$

次级电流有效值

$$I_2 = \frac{I_o}{\sqrt{1-D}} \quad (11)$$

次级交流电流有效值

$$I_{2ac} = \sqrt{I_2^2 - I_o^2} \quad (12)$$

晶体管在截止时承受的电压(式(5))

$$U_{DS} = U_i + nU_o = U_i + n \frac{D}{(1-D)n} U_i = \frac{U_i}{1-D} \quad (13)$$

由式(5)可见，输入电压变化时，通过调节占空比达到输出电压的稳定。输入电压最低 $U_{i\max}$ 时，最小占空比为

$$D_{\min} = \frac{nU_o}{nU_o + U_{i\max}} \quad (14)$$

由式(13)可以看到晶体管承受的电压应当小于其击穿电压。一般反激变压器漏感较大，尽管采用缓冲和箝位措施，还可能有杂散电感引起的尖峰，通常选择晶体管的耐压

$$U_{(BR)DS} \geq (1.2 \sim 1.4) \frac{U_{i\max}}{1 - D_{\min}} \quad (15)$$

如果已经选择了晶体管，击穿电压已知，因此在最高输入电压时由式（8）得到最小占空比必须满足

$$D_{\min} \leq 1 - \frac{(1.2 \sim 1.4)U_{i\max}}{U_{(BR)DS}} \quad (16)$$

如果空载进入断续状态，开关管承受的电压为

$$U_{(BR)DS} = U_{i\max} + nU_o \quad (16a)$$

如果在额定输入电压时选择D在0.5左右，由式（13）可见，要求晶体管的耐压接近3倍。如果晶体管选定，选择最小占空比 D_{\min} 应当大于芯片的最小占空比 $D_{c\min}$ 。因此，变压器变比

$$n \leq \frac{D_{\min}U_{i\max}}{(1 - D_{\min})U_o} \quad (17)$$

一般根据输出功率决定开关频率 f ；选择额定输入电压时占空度 D ；根据输入或输出最低电压估计效率。根据这些参数就可以选择元器件参数。

次级峰值电压

$$U_{2p\max} = \frac{U_{i\max}}{n} + U_o \quad (18)$$

如要求输出纹电压为 U_{pp} ，要求滤波电容的 R_{esr} (ESR)为

$$R_{esr} = \frac{\Delta U_{pp}}{I_{2p}} \quad (19)$$

根据式（6）选择初级电感；由式（8）和（13）选择功率开关管；由式（11）的 $I_2/1.57$ 和式（18）选择输出整流管；根据式（19）和（12）选择电解电容。

同时如果已知PWM芯片最大占空度，就可以由式（5）求得最低可能的输入电压 $U_{i\min}$ 。

占空比

一般选择 $D=0.5$ 左右。如果占空度大于0.5，变比 n 加大（式（5）），初级电感加大（式（6）），初级峰值电流减少（式（8）），功率管电流定额下降，但电压定额提高（式（15））；次级峰值电流（式（9））和有效值电流（式（11））增大，引起输出二极管，输出电容体积加大；但二极管电压定额降低（式（18））。反之，以上结果也相反。有时最大占空度受芯片最大占空度限制。权衡利弊，一般选择 $D=0.5$ 。

二、安匝断续

恒频安匝连续模式的反激变换器输出电流继续下降就进入断续模式。断续模式次级电流持续时间小于开关管截止时间。晶体管零电流导通，输出整流二极管零电流关断。与连续模式比较，功率开关管关断电流比连续模式大许多倍，关断损耗增大，同时漏感引起的损耗也加大。但断续模式需要较小的电感，动态响应好，是小功率电源中经常采用的拓扑。

输出电流的平均值（图2(c)）

$$I_o = \frac{1}{T} \cdot \frac{\Delta i_2}{2} T_R \quad (20)$$

式中 $T_R (< T_{of})$ 为次级电流流通时间。当晶体管S截止时，二极管流通期间

$$U_o = L_2 \frac{\Delta i_2}{T_R}$$

将式(20)代入上式,经化简得到

$$T_R = \sqrt{\frac{2T I_o L_2}{U_o'}} \quad (21)$$

可见,如果输出电压 U_o 、 L_2 和 $i_2=n i_1$ 均恒定(式(21)), T_R 也恒定。如果 T_R 小于 T_{of} ,则电感电流断续;如出现大于 T_{of} ,实际上等于 T_{of} ,电感电流连续。如果电感电流断续, T_R 在整个输入电压范围内基本不变。

将式(21)代入式(20),并考虑式(3)和(4)得到

$$I_o = \frac{\Delta i_1^2 n^2}{2T} \cdot \frac{L_2}{U_o} = \frac{\Delta i_1^2 L_1}{2TU_o} \quad (22)$$

又因

$$\Delta i_1 = \frac{U_i}{L_1} T_{on} = \frac{U_i D}{fL_1} \quad (23)$$

如果输出功率不变, $U_i D$ 为常数, i_1 也为恒值。所以式(18)可以写为

$$I_o = \frac{U_i T D^2}{2L_1} \cdot \frac{U_i}{U_o} \quad (24)$$

由式(24)可见,在断续时,输出电压与输出电流成反比,并考虑到效率 η 。即

$$U_o = \frac{U_i^2 T D^2 \eta}{2L_1 I_o} = \frac{U_i^2 D^2 \eta}{2L_1 f I_o} \quad (25)$$

则初级电感

$$L_1 \leq \frac{U_i^2 D^2 \eta}{2f U_o I_o} = \frac{U_i^2 D^2 \eta}{2f P_o} \quad (26)$$

则最大输出功率

$$P_o = \frac{U_i^2 D^2 \eta}{2f L_1} \quad (27a)$$

或

$$P_o = \frac{1}{2} L_2 I_{2pk}^2 f = \frac{U_o^2 (1-D)^2}{2f L_2} \quad (27b)$$

电流断续时,如果漏感为零,晶体管耐压应当大于承受的最高电压为

$$U_{(BR)DS} \geq U_i + n(U_o + U_D) \quad (28)$$

前面分析时初级电流转换到次级电流是瞬时完成的,实际变压器是有漏感的。在晶体管关断瞬时,初级和次级线圈上感应电势反号,由于漏感使初级电流不能立即为零,否则将损坏晶体管,为此在初级线圈上一个稳压二极管(图1中虚线所示),将漏感产生的尖峰电

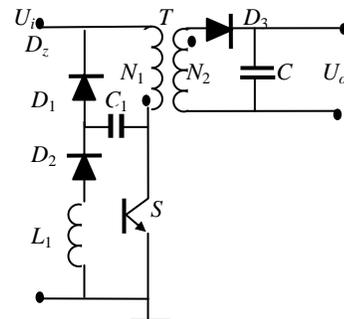


图3 反激变换器的无损缓冲电路

压箝位，或加一个无损缓冲电路（图3），将漏感能量返回电源。

如果采用稳压管箝位，当晶体管关断瞬时，变压器各线圈电势反号，次级二极管导通，同时漏感能量迫使箝位稳压管（ U_z ）导通，漏感上电压为

$$U_s = U_z - n(U_o + U_{d2})$$

所以初级电流变化率为

$$\frac{di_1}{dt} = -\frac{U_z - n(U_o + U_{d2})}{L_s}$$

当输出功率一定时，初级峰值电流一定，因此漏感 L_s 越小和 U_z 越大，初级电流下降到零点时间越短。因为在箝位（漏感恢复时间）时间内，磁路总安匝基本不变，次级电流线性上升，初级电流也流进箝位电路，在导通时间存储在磁场中的能量有一部分消耗在箝位电路中。箝位时间为

$$t_c = \frac{L_1 I_{1pk}}{U_z - n(U_o + U_{d2})} \quad (29)$$

可见，如果 U_z 越高， t_c 越短。一般箝位电压是次级反射电压的 1.2~1.5 倍。受功率管击穿电压限制：

$$U_{(BR)DS} \geq U_z + U_{i\max} \quad (30)$$

消耗在箝位稳压管上的能量为

$$P_z = \frac{1}{2} I_{1pk} U_z \times \frac{t_c}{T} = \frac{L_s I_{1pk}^2}{2} \cdot \frac{U_z}{U_z - n(U_o + U_{d2})} \quad (31)$$

其中初级因 t_s 损失的功率和漏感损失的功率分别为

$$P_1' = \frac{1}{2} I_{1p} n U_o \cdot \frac{T_s}{T} = \frac{L_s I_{1p}^2 f}{2} \cdot \frac{n U_o}{U_z - n U_o} \text{ 和 } P_s = \frac{1}{2} L_s I_{1p}^2 f$$

由式（31）可见， L_s 越大，损耗越大，则效率越低。如果 U_z 越高， t_c 越小，则损耗也越小。

由式(27a) (27b) 可见，输出功率反比于电感量和开关频率。如果输入或输出电压很低（例如 5V 以下），要提高输出功率，必须降低开关频率和电感量。但是在生产线上要制造 1 μ H 以下电感是无法保证较小误差，因为杂散电感和漏感与你需要的电感可以比较。一般在 3 μ H 以上，因此必须降低开关频率。所以，低电压反激一般功率限制在 50W 以下。

在要求适应输入电压从交流 85V ~ 264V（直流 92V ~ 370V）的反激变换器中，无法决定额定工作电压。如果初级电感 L_1 、输出功率 P_o 和工作频率决定之后，由式（27a）可见， $U' = U_i D = U_{i\max} D_{\min}$ 为常数，如果芯片的最大占空度为 D_{\max} ，最低输入电压 $U_{i\min}$ 时为临界连续，则有

$$U' = U_{i\min} D_{\max} \quad (32)$$

于是初级与次级匝比为

$$n = \frac{D_{\max} U_{i\min}}{(1 - D_{\max})(U_o + U_{d2})} \quad (33)$$

器件选择

输入电流平均值

$$I_i = \frac{P_o}{\eta U_i} \quad (34)$$

当电感安匝断续时(图2(c)),晶体管流过电流的峰值

$$I_{QP} = I_{ip} = I_{1p} = \frac{U_i T}{L_1} D = \frac{U'}{fL_1} \quad (35)$$

可见,初级峰值电流在工作范围内是一个常数。初级线圈电流有效值为

$$I_1 = I_{1p} \sqrt{\frac{D}{3}} \quad (36)$$

输出电流为

$$I_o = \frac{T_R}{2T} \Delta i_2 = \frac{U'}{2nU_o} \cdot \frac{nU'}{fL_1} = \frac{U'^2}{2fL_1 U_o} \quad (37)$$

次级峰值电流,即二极管峰值电流

$$I_{DP} = I_{2p} = nI_{1p} \quad (38)$$

次级线圈电流有效值考虑到式(37), (38)为

$$I_2 = I_{2p} \sqrt{\frac{T_R}{3T}} \quad (39)$$

3. 电路参数设计

由前面分析可以看到,反激变换器设计既是很随便而又是困难的。出发点不一样结果也不一样。如果器件已经选定,则不允许超过器件的极限参数来设计电感参数;如果最大效率是重要的,选择额定电压时占空比接近0.5,可以考虑采用连续模式。然后决定器件的定额;如果功率较小,效率不是追求的目标,要求体积小,采用断续模式;如果要求适应很大输入电压范围,一般采用断续模式等等。以下用两个例子来说明设计的基本方法。

例1 器件选择MIP162,断续模式。输入电压AC90V~264V/50Hz。输出电压15V,输出电流1A。输出纹波小于100mV。工作频率100kHz。芯片最高电压700V。占空度 $D_{max}=0.67$, $D_{min}=0.02$ 。

1. 考虑到有一定余量,最低电压小于输入最低电压,选择交流85V,直流94V(85 × 1.1)保证在实际生产的公差,不致调试困难。由式(32)选择

$$U' = D_{max} U'_{min} = 0.67 \times 94 = 63 \text{ V}$$

最高输入电压的占空度 $D_{min} = U' / U_{i_{max}} = 63 / (1.41 \times 264) = 0.17$, 大于芯片最小占空度(0.02)。

2. 由式(26)确定初级电感量

$$L_1 \leq \frac{U_i^2 D^2 \eta}{2fP_o} = \frac{U'^2 \eta}{2fP_o} = \frac{63^2 \times 0.75}{2 \times 10^5 \times 15 \times 0.5} = 1.98 \text{ mH}$$

3. 由式(33)确定变比 n ,最低交流电压90V,直流100V,占空度为0.63,

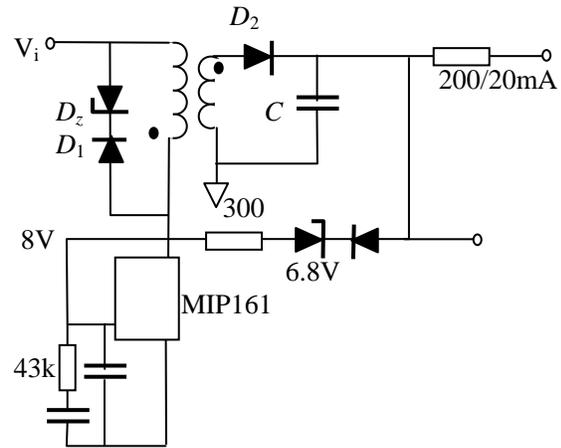


图4 辅助电源

$$n = \frac{D_{\max} U_{i\min}}{(1-D_{\max})(U_o + U_{d2})} = \frac{63}{(1-0.63)(15+0.6)} = 10.9 \quad \text{取} n=10$$

4. 根据式(4)得到次级电感

$$L_2 = \frac{L_1}{n^2} = \frac{3.97}{10^2} = 19.8 \mu\text{H}$$

5. 次级电流持续占空度

$$D_R = \sqrt{\frac{2fL_2}{U_o'}} = \sqrt{\frac{2 \times 10^5 \times 0.5 \times 19.8 \times 10^{-6}}{15.6}} = 0.356 < 0.37$$

6. 次级平均电流为0.25A, 求峰值电流、有效值电流和交流有效值

$$i_{2pk} = \frac{U_o' T_R}{L_2} = \frac{15.6 \times 10 \times 10^{-6} \times 0.356}{19.8} = 2.8 \text{ A}$$

$$I_2 = i_{2pk} \sqrt{\frac{D_R}{3}} = 2.8 \sqrt{\frac{0.356}{3}} = 0.97 \text{ A}$$

$$I_{2ac} = \sqrt{I_2^2 - I_o^2} = \sqrt{0.97^2 - 0.5^2} = 0.83 \text{ A}$$

7. 二极管定额

$$\text{平均电流为 } I_d = I_2 / 1.57 = 0.62 \text{ A}$$

$$\text{击穿电压 } U_{DR} \geq \frac{U_{i\max}}{n} + U_o = \frac{264 \times 1.414}{10} + 15 = 52.3 \text{ V}$$

选择肖特基二极管 2A, 75V

8. 初级峰值电流、有效值电流和平均电流

$$i_{1pk} = \frac{i_{2pk}}{n} = \frac{2.8}{10} = 0.28 \text{ A}$$

$$I_1 = i_{1pk} \sqrt{\frac{D}{3}} = 0.28 \sqrt{\frac{0.63}{3}} = 0.128 \text{ A}$$

$$I_{dc} = \frac{i_{1pk}}{2} D_{\max} = \frac{0.28}{2} \times 0.63 = 78.75 \text{ mA}$$

核算器件耐压：如果选择箝位稳压管击穿电压为 $1.3nU_o' = 1.3 \times 10 \times 15.6 = 202.8 \text{ V}$, 选择200V稳压管。于是

$$U_{(BR)DS} \geq U_z + U_{i\max} = 200 + 264 \times 1.414 = 573 \text{ V} < 700 \text{ V}$$

根据峰值电流和承受的电压核对期间的应力或选择适当的器件。

9. 变压器设计。参数：初级电感1.98mH, 次级19.8 μH, 输入直流电压94V~373V; 输出电流 $I_o=0.5 \text{ A}$, 输出电压 $U_o=15 \text{ V}$ (功率0.75W)。

选择磁芯材料3F3 预留气隙磁芯E13/7/4-3F3 气隙分别为0.005, 0.015, 0.050cm的 A_L 分别为245, 110, 45nH。从最少匝数算起。

$$L = N_2^2 A_L$$

达到19.8μH需要的匝数分别为

$$N_2 = \sqrt{\frac{L_2}{A_L}} = 9,14,21 \text{ 匝}$$

根据预留气隙长度求磁通密度

$$B_\delta = \frac{\mu_0 N_2 i_{2pk}}{\delta} = 6330,3282,1477 \text{Gs}$$

其中只有气隙为0.05cm (0.5mm) 的磁芯中 $B < 3000 \text{Gs}$ 。于是初级匝数

$$N_1 = nN_2 = 10 \times 21 = 210 \text{ 匝}$$

为减少漏感, 初级分成105 × 2组。电流密度选择5A/mm², 100kHz在100 的集肤深度

$$\Delta = \frac{7.6}{\sqrt{f}} = \frac{7.6}{\sqrt{100 \times 10^3}} = 0.024 \text{cm}$$

初级线圈导线截面积 $A_{1r} = I_1 / 5 = 0.128 / 5 = 0.064 \text{mm}^2$ $d = 0.29 \text{mm}$ 单股导线

次级线圈导线截面积 $A_{2r} = I_2 / 5 = 0.97 / 5 = 0.194 \text{mm}^2$ 多股导线

10. 选择输出滤波电容

根据输出纹波和次级峰值电流得到 要求的电容ESR

$$R_{esr} = \frac{\Delta U_{pp}}{i_{2pk}} = \frac{100 \text{mV}}{2.8 \text{A}} = 35.7 \text{m}\Omega$$

根据经验公式得到要求的电容量

$$C = \frac{65 \times 10^{-6}}{0.0357} = 1820 \mu\text{F} \text{ 取 } 2 \times 1000 \mu\text{F} / 25 \text{V}$$

4. 临界连续 - 自激式反激变换器

在功率很小时, 例如10W以下, 为了节省成本, 一般不用控制芯片, 而采用自激模式。

原理

图4为自激临界模式控制示意图。接通电源后输入电压经 R_s 给 S_1 提供基极电流, S_1 开始导通, 在变压器初级 N_1 感应电压, 同时在上感应一个电压, 此电压正反馈促使 S_1 完全饱和导通。输入电流线性增加。

S_1 电流增加导致 R_e 上压降增大, 如果没有光耦负反馈, 当 R_e 压降大于 S_2 的 U_{be} 时, S_2 开始导通, 将反馈到 S_1 基极的电流分流, 当 I_{b1} 接近 I_{c1} 时, 电流增长减少, 反馈线圈电压下降, 基极电流进一步减少, S_1 退出饱和, 初级感应电势反号, 正反馈使得完全截止, 次级二极管导通, 次级线圈电压为输出电容电压箝位。反馈线圈使得 S_1 的B-E结反偏。存储在磁芯中的能量提供电容充电和负载, 次级电流线性下降。

当次级电流下降到零时, 即存储在磁芯中的能量消失, 各线圈上感应电势消失, 反馈线圈提供的反偏电压消失, S_1 又通过 R_s 从 U_i 取得基极电流, 新的一个周期重新开始。

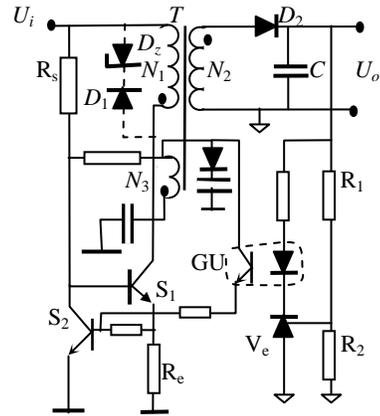


图4 自激反激变换器原理电路

如果加入反馈电路，由 R_1 和 R_2 组成取样电路，与LM431基准比较，经光耦隔离，光耦输出提供 S_2 的基极电流。当输出电压升高时，光耦输出电流增大， S_2 集电极增大， S_1 在较小的集电极电流下提前退出饱和。反之亦然，保证了输出电压的稳定。

可见，电路工作在临界连续模式。

基本关系

临界连续是断续和连续的特例。根据断续能量传递关系得到输出功率式(27a)和(27b)，这里仍适用。即

$$P_o = \frac{U_i^2 D^2 \eta}{2fL_1} \text{ 或 } P_o = \frac{U_o^2 (1-D)^2}{2fL_2}$$

额定输出电压(U_o)和负载(I_o)，截止时间为

$$T_{of} = \sqrt{\frac{2L_2 I_o}{fU_o}} \quad (40)$$

可见，输出电流不变时，截止时间也不变。输出电流减少时，截止时间缩短。导通时间为

$$T_{on} = \sqrt{\frac{2L_1 I_i}{fU_i}} \quad (41)$$

由式(40)和(41)可见，输入电压降低时，导通时间加长，周期加长，频率降低，使得关断、导通时间都加长。因此以最低输入电压、最大功率输出时开关频率最低。一般输出电压为恒定值，截止时间变化小。但如果用于宽输入电压场合，导通时间变化大。一般设定最低输入电压时开关频率和最大占空度来决定电路参数。选择了频率和占空度以后，其它关系和断续相似。

因为临界连续是断续和连续特例，同样存在

$$U_o = \frac{D}{(1-D)n} \cdot U_i \text{ 和 } P_o = \frac{U_i^2 D^2 \eta}{2fL_1} \quad (42)$$

例：输入电压为50Hz交流85V ~ 264V；输出为5.2V，输出电流为650mA。纹波小于80mV。

1. 决定开关频率 $f=100\text{kHz}$ ，输入电压为85VAC，直流为94V，占空度为0.6(0.5)，即 $6\mu\text{s}$ 。
2. 根据式(27a)得到

$$L_1 = \frac{U_i^2 D^2 \eta}{2fP_o} = \frac{(94 \times 0.6)^2 \times 0.75}{2 \times 10^5 \times 5.2 \times 0.65} = 3.53 \text{ mH} (2.45)$$

3. 由式(决定变比

$$n = \frac{D_{\max} U_{i\min}}{(1-D_{\max})(U_o + U_{d2})} = \frac{94 \times 0.6}{(1-0.6)(5.2 + 0.6)} = 24.3 (16.2) \text{ 取} 24 (16)$$

4. 次级电感为

$$L_2 = \frac{L_1}{n^2} = \frac{3.53}{24^2} = 6.2 \mu\text{H} (9.57)$$

5. 核算最高输入电压时最小占空度、频率

由式 (42) 得到

$$D_{\min} = \frac{nU_o'}{U_{o\max} + nU_o'} = \frac{24 \times 5.8}{1.2 \times 264 + 24 \times 5.8} = 0.305 \quad (0.2)$$

$$f = \frac{(U_{i\max} D_{\min})^2 \eta}{2L_1 P_o} = \frac{(370 \times 0.305)^2 \times 0.75}{2 \times 3.53 \times 10^{-3} \times 5.2 \times 0.65} = 400 \text{ kHz} \quad (248 \text{ kHz})$$

5. 双端反激变换器

在输入电压很高时，例如三相整流输入时，整流后最高输入电压达600V以上。功率器件耐压超过1000V。小功率集成电路较难达到这样高的电压定额。通常采用双端电路。如图5所示。由于两个二极管导通箝位作用，两个晶体管仅承受最大输入电源电压。代价是需要两个晶体管 S_1 、 S_2 和两个箝位二极管 D_1 、 D_2 。

图中两个功率开关同时导通和截止。导通时与单端电路一样，输入电源加在初级电感上，点端为负，次级 D_3 反偏，没有次级电流流通，因此初级作为电感运行，电流以斜率 $di_1/dt=U_i/(L_1+L_s)$ 线性增长，电源向电感输入能量，其中 L_1 - 初级磁化电感； L_s - 漏感。

当晶体管 S_1 、 S_2 同时关断时，和单端反激变换器一样，所有初级和次级线圈端电压改变极性，点端为正， D_3 正偏导通，存储在磁场能量 $(L_1 i_1^2/2)$ 传输到负载。如果输出电容足够大，并经过了若干周期，输出电压为常数，则次级电流以斜率 $di_2/dt=-U_o/L_2$ 下降，其中 $L_2=L_1/n^2$ 。

在变压器中初级磁化伏秒必然等于次级去磁伏秒。由于漏感 L_s 存在，存储在漏感中的能量要释放出来，迫使二极管 D_1 、 D_2 导通，将存储在漏感中能量返回电源。所以两个晶体管上承受的电压决不会大于电源电压。实际上，截止时初级激磁电感上电电压为次级反射电压 $n(U_o+U_{D3})$ ，因互感和漏感串联，实际漏感上电压为 $U_s=U_i-n(U_o+U_{D3})$ 。

在关断瞬时， L_s 保持初级电流不变，也流过初级线圈， D_3 也导通，当 D_1 、 D_2 导通以后，初级电流以 $di_1/dt=(U_i - n(U_o-U_{D3}))/L_s$ 线性下降。从关断到初级电流下降到零之前(假定恢复时间比较可忽略不计)，为保持总安匝为常数，次级电流在此期间线性增长($i_2=n(I_{1p}-i_1)$)。如果选择匝比 n 很大，或漏感较大，初级电流下降缓慢，即次级电流上升延迟较长，也就是说，导通时存储在磁场中的能量有一部分不是传输到负载，而是返回电源了。为了使存储的能量尽量多地传输到负载，应当选择较小的匝比，使初级电流迅速衰减到零。一般选择 $nU_o=2U_i/3$ ，则 $U_s=U_i/3$ 。如果 U_s 太低，回复时间过长，占据了有效导通时间，减少林输出功率。因此，一般匝比选择

$$n = \frac{3U_i}{2(U_o + U_d)}$$

其余参数 T_{on} 、 L_m 、 I_p 计算参看单端反激电路。

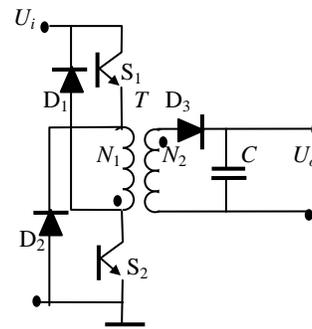


图5 反激变换器原理电路