

# 两路输出连续电流模式反激变压器设计

## Design of Flyback Transformer with Continuing Current Model

作者： 刘承玉

**摘要:** 本文根据视在功率揭示变压器初级励磁电流初、终值比自动平衡在1/3的原理。利用初、次级安匝平衡和次级各绕组能量占总传输能量比确定次级各绕组反激期间电流初值和终值。

**关键词:** 连续电流模式(不完全能量传递方式)、不连续电流模式(完全能量传递方式)。励磁电流初、终值比, 视在功率自动平衡。安匝分配次级电流。

**Keywords:** Continuing Current Model、Discontinuing Current Model、virtual value、peak value.

### 一.序言

反激式变换器以其电路结构简单, 成本低廉广泛应用于150W 之内的中、小功率电源以及各种电源适配器。

CCM 模式下:反激变压器初级电流有直流  $I_{p1}$  初始值和励磁电流  $\Delta I_p$  组成, 终值为  $I_{p2} = I_{p1} + \Delta I$ 。  $\Delta I_p$  能量传给负载, 直流  $I_{p1}$  不能给负载传递能量。  $I_{p1}/I_{p2}$  之比变压器自动调节在1/3。  $I_s$  是次级电流的初值,  $I_e$  是次级电流的终值。变压器初、次级线圈在  $T_{on}$  和  $T_{off}$  总有电流连续流通, 而且互为初、终值。次级多组输出, 各组初、终值由安匝平衡按各组输出能量来分配。各组长次级电流终值理论上是各自负载的直流电流。由此可以看出在反激期间始终有电流给电容和负载供电, 在反激结束的那一刻给各自电容、负载供电电流很接近各自负载直流电流是 CCM 模式的精髓。次级各组电流初值远高于终

值，且单调下降。高于各自负载直流电流的能量存在电容中以弥补励磁期间次级无电流输出。在 CCM 模式下有充足的能量提供，输出电压纹波也就小些。CCM 的  $\Delta I_p$  比较 DCM 的  $\Delta I_p$  要小些，这样变压器磁损，铜损都要小些是 CCM 的又一个好处。

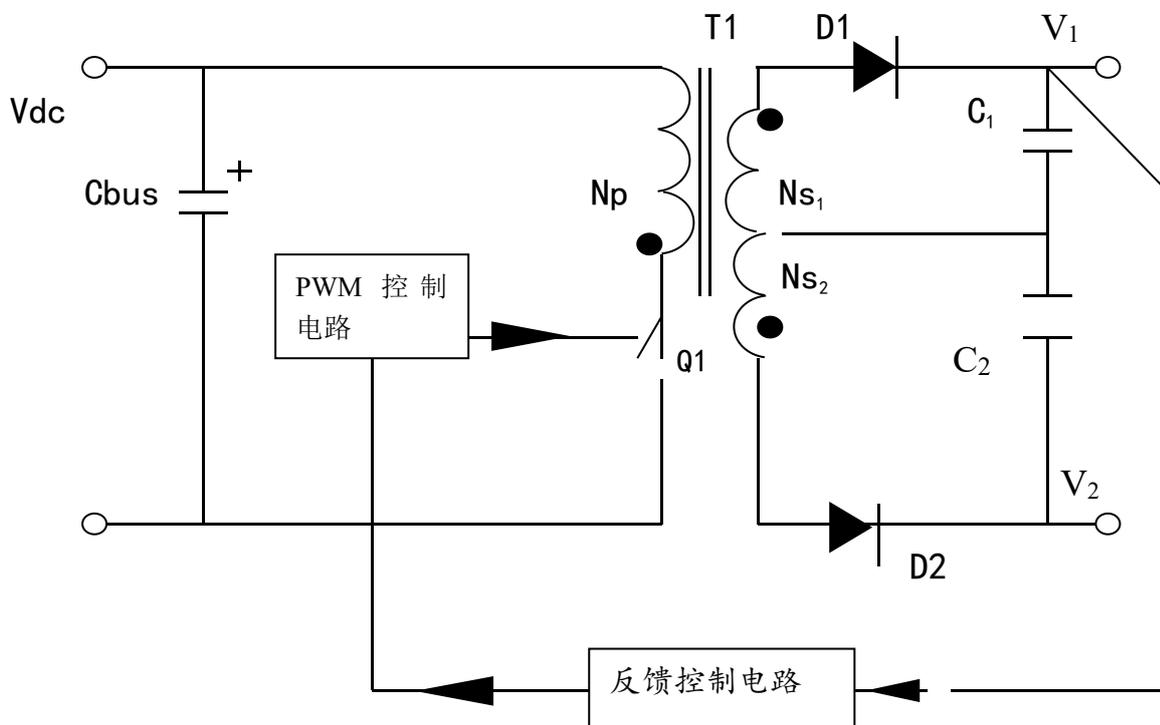
DCM 模式： $I_{p1}=0$ ，反激期间次级电流早已小于各自负载的直流电流。因此纹波较大。但在一些要求不高的场合仍有广泛的应用。

本文重点讨论 CCM 模式变压器的设计。

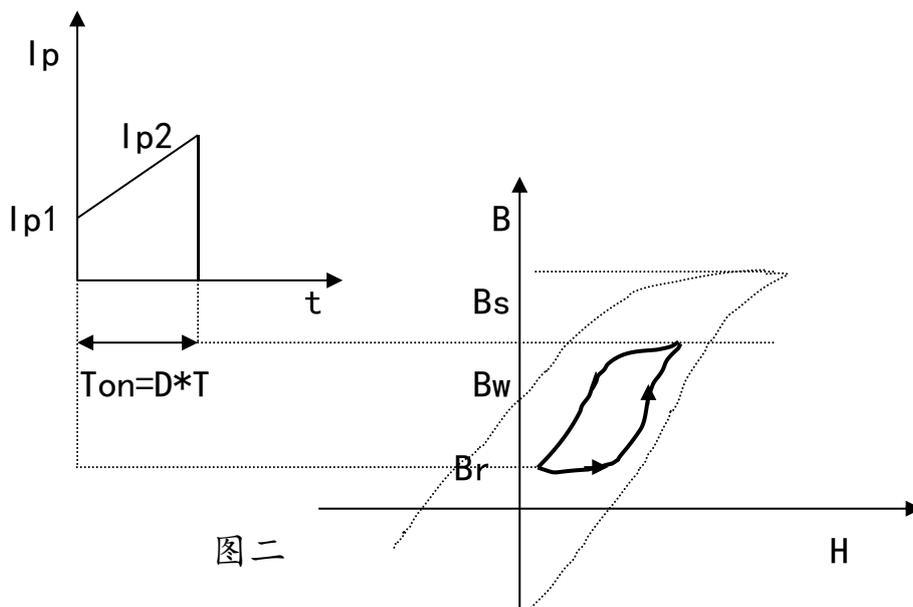
## 二. 反激式变换器 (Flyback Converter) 的工作原理

- 1). 反激式变换器的电路结构如图一。
- 2). 图二显示导通期间初级电流波形和励磁曲线。

图三显示截止期间次级电流波形和去磁曲线。



图一



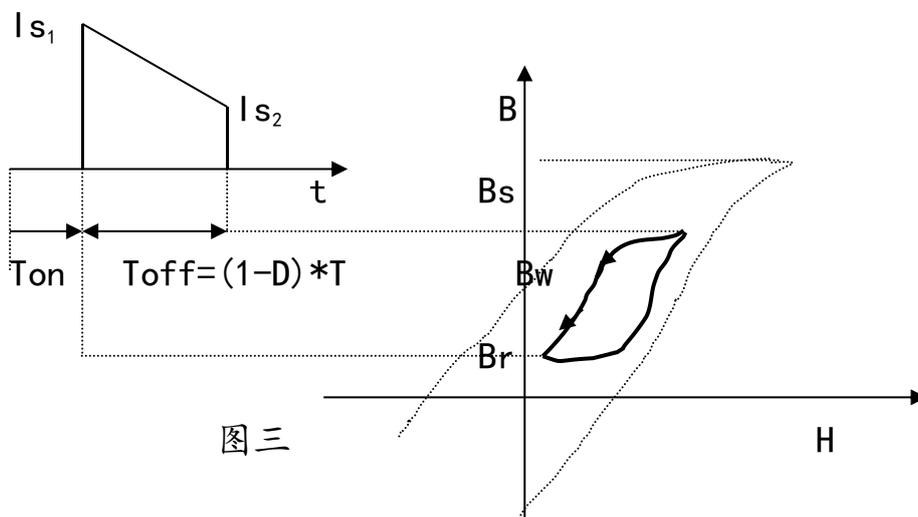
图二

当 Q1 导通, T1 之初级线圈渐渐地会有初级电流流过, 能量就会储存在其中。由于变压器初级与次级侧之线圈极性是相反的, 因此二极管 D1、D2 不会导通, 输出功率则由 C1、C2 来提供。此时变压器相当于一个串联电感  $L_p$ , 初级线圈电流  $i_p$  可以表示为:

$$i_p(t) = \frac{1}{L_p} \int_0^{T_{on}} U_{dc} * dt \qquad V_{dc} = L_p * di_p / dt$$

此时变压器磁芯之磁通密度会从剩磁  $B_r$  增加到工作峰值  $B_w$ 。

当 Q1 截止时, 次级电流波形, 去磁曲线如图三



图三

当 Q1 截止时, 变压器之安匝数 (Ampere-Turns NI) 不会改变, 因为  $\Delta B$  并没有相对的改变. 当  $\Delta B$  向负的方向改变时 (即从  $B_w$  降低到  $B_r$ ), 在变压器所有线圈之电压极性将会反转, 并使 D1、D2 导通, 也就是说储存在变压器中的能量会经 D1、D2, 传递到 C1、C2 和负载上.

此时次级线圈两端电压为:  $V_s(t) = V_o + V_f$  ( $V_f$  为二极管 D1 的压降).

储存于变压器初级电感的能量可以完全转移, 也可以没有完全转移。

在下一次导通时, 还有能量储存在变压器中, 次级电流并没有降低到 0 值, 称为连续电流模式或不完全能量传递模式, 或者称为 CCM 模式。

在下一次导通时, 没有有能量储存在变压器中, 次级电流降低到 0 值, 称为不连续电流模式或完全能量传递模式, 或者称为 DCM 模式。

### 三. CCM 模式下反激变压器设计的步骤

#### 1. 确定电源规格.

- 1). 输入电压范围  $V_{in} = 85 \sim 265 \text{Vac}$ ;
- 2). 输出电压/负载电流:  $V_{out_1} = 5\text{V}/10\text{A}$ ,  $V_{out_2} = 12\text{V}/1\text{A}$ ;
- 3). 变压器的效率  $\eta = 0.90$

#### 2. 工作频率和最大占空比确定.

取: 工作频率  $f_{osc} = 100\text{KHz}$ , 最大占空比  $D_{max} = 0.45$ .

$$T = 1/f_{osc} = 10\mu\text{s}. \quad T_{on}(\text{max}) = 0.45 * 10 = 4.5\mu\text{s}$$

$$T_{off} = 10 - 4.5 = 5.5\mu\text{s}.$$

#### 3. 计算变压器初与次级匝数比 $n$ ( $N_p/N_s = n$ ).

最低输入电压  $V_{in}(\text{min}) = 85 * \sqrt{2} - 20 = 100\text{Vdc}$  (取低频纹波为 20V).

根据伏特-秒平衡, 有:  $V_{in}(\min) * D_{max} = (V_{out} + V_f) * (1 - D_{max}) * n$ .

$$n = [V_{in}(\min) * D_{max}] / [(V_{out} + V_f) * (1 - D_{max})]$$

$$n = [100 * 0.45] / [(5 + 1.0) * 0.55] = 13.64$$

#### 4. 变压器初级峰值电流的计算.

设+5V 输出电流的过流点为 120%; +5v 和+12v 整流二极管的正向压降均为

1.0V.

$$+5V \text{ 输出功率 } P_{out_1} = (V_{o1} + V_f) * I_{o1} * 120\% = 6 * 10 * 1.2 = 72W$$

$$+12V \text{ 输出功率 } P_{out_2} = (V_{o2} + V_f) * I_{o2} = 13 * 1 = 13W$$

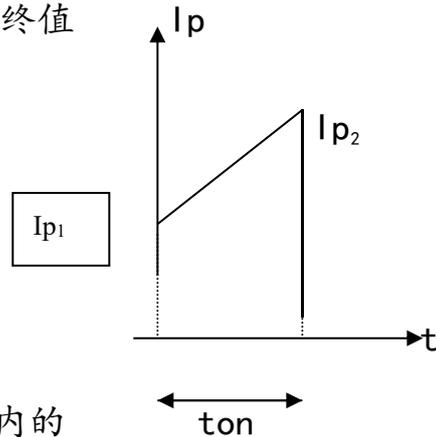
$$\text{变压器次级输出总功率 } P_{out} = P_{out_1} + P_{out_2} = 85W$$

如图四, 设  $k = \frac{I_{p1}}{I_{p2}}$  励磁电流初值比励磁电流终值

$$i_p(t) = \frac{I_{p2} - I_{p1}}{T_{on}} t + I_{p1} \quad (1)$$

$$\int_0^{T_{on}} U_{in}(\min) * i_p(t) dt = \frac{P_{out} * T}{\eta}$$

(2)



上式为稳态后左边视在功率在  $T_{on}$  时间内的

能量包含传递给右边有用功率在  $T$  时间内

(图四)

的能量和储存在变压器的直流功率产生的能量的平衡。

视在功率=励磁有用功率+直流无用功率

直流无用功率和励磁有用功率在电源启动时第一个脉冲就同时传递给了变压器。稳态时本次脉冲只传递有用功率, 变压器内的直流无用功率是前次脉冲传递后的遗留。这也意味着直流无用功率的损耗, 当次的脉冲中予以补充。这一点和震荡电路 L、C 间能量交换和能量损耗是一样的。

将 (1) 代入 (2) 式, 得

$$\int_0^{T_{on}} U_{in(\min)} * \left( \frac{I_{p_2} - I_{p_1}}{T_{on}} * t + I_{p_1} \right) dt = \frac{P_{out} * T}{\eta}$$

展开此式得: 
$$U_{in(\min)} * \frac{I_{p_2} - I_{p_1}}{2} * T_{on} + U_{in(\min)} I_{p_1} * T_{on} = \frac{P_{out} * T}{\eta}$$

变形一下:

$$U_{in(\min)} * (I_{p_2} - I_{p_1}) * T_{on} - U_{in(\min)} * \frac{I_{p_2} - I_{p_1}}{2} * T_{on} + U_{in(\min)} I_{p_1} * T_{on} = \frac{P_{out} * T}{\eta}$$

左边的第一项的能量就是右边所需的能量:

$$U_{in(\min)} * (I_{p_2} - I_{p_1}) * T_{on} = \frac{P_{out} * T}{\eta} \quad (3)$$

由此可以导出:

变压器直流能量  $U_{in(\min)} I_{p_1} * T_{on}$  自我平衡:

$$-U_{in(\min)} * \frac{I_{p_2} - I_{p_1}}{2} * T_{on} + U_{in(\min)} I_{p_1} * T_{on} = 0$$

$$\text{得: } -\frac{I_{p_2} - I_{p_1}}{2} + I_{p_1} = 0 \quad ; \quad 3I_{p_1} = I_{p_2}$$

$$k = \frac{I_{p_1}}{I_{p_2}} \quad ; \quad k = \frac{I_{p_1}}{I_{p_2}} = \frac{1}{3} \quad (4)$$

这是个重要的结论: 变压器直流能量自我平衡的结果将励磁电流的终值

$I_{p_2}$  锁定初值  $I_{p_1}$  的 3 倍。

$$I_{p_2} = 3 * I_{p_1} \quad (5)$$

再将  $U_{in(\min)}=100V$ ;  $P_{out}=85W$ ;  $T=10 \text{ us}$ ;  $T_{on}=4.5 \text{ us}$ ;  $\eta=0.9$ ;

代入 (3) 式得:

$$100 * (3I_{p_1} - I_{p_1}) * 4.5 = \frac{85 * 10}{0.9}$$

$$I_{p_1} = \frac{85 * 10}{0.9 * 4.5 * 100 * 2} = 1.05A$$

$$I_{p2} = 3 * 1.05A = 3.15A$$

5. 变压器初级电感量的计算.

由式子  $V_{dc} = L_p * di/dt$ , 得:

$$L_p = V_{in}(\min) * T_{on}(\max) / [I_{p1} - I_{p2}]$$

$$= 100 * 4.5 / [3.15 - 1.05] = 214\mu H$$

6. 变压器铁芯的选择.

$$AP = A_w A_c = \left[ \frac{L I_{sp}}{B_{\max}} \cdot \frac{I_{IL}}{K_1} \right]^{1/3} \text{ cm}^4$$

根据式子  $A_w * A_e = P_t * 10^6 / [2 * k_o * k_c * f_{osc} * B_m * j * \eta]$ , 其中:

$$L (\text{变压器的初级电感量}) = 214\mu H$$

$$K_1 (\text{窗口的铜填充系数}) = 0.0085$$

$$\text{变压器磁通密度 } B_{\max} = 3500 \text{ G} = 0.35T$$

( $I_{IL}$  (初级电流有效值)):

$$\text{方法 1: } I_{prms} = I_{p1} \sqrt{D \left( \frac{K_{rp}^2}{3} + K_{rp} + 1 \right)} \quad \text{其中 } K_{rp} = \frac{I_{p2} - I_{p1}}{I_{p1}}, \quad D = 0.45$$

$$\text{方法 2: } I_{prms} = I_{p2} \sqrt{D \left( \frac{K_{rp}^2}{3} - K_{rp} + 1 \right)} \quad \text{其中 } K_{rp} = \frac{I_{p2} - I_{p1}}{I_{p2}}, \quad D = 0.45$$

方法 2:

$$K_{rp}(P) = \frac{3.15 - 1.05}{3.15} = 0.6666$$

$$I_{prms} = 3.15 \sqrt{0.45 \left( \frac{0.6666^2}{3} - 0.6666 + 1 \right)} = 1.47A$$

$I_{sp}$  (短路的最大峰值电流, 通常取初级正常工作峰值的 1.5~2 倍):  $I_{sp} = 2 * 3 = 6A$

$$A_w * A_e = \Delta B_m = \frac{1}{2} B_m = 0.659 \text{cm}^4$$

考虑到绕线空间, 选择窗口面积大的磁芯, 查表:

EER2834S 铁氧体磁芯的有效截面积  $A_e = 0.854 \text{cm}^2$

它的窗口面积  $A_w = 148 \text{mm}^2 = 1.48 \text{cm}^2$

EER2834S 的功率容量乘积为

$$A_p = A_e * A_w = 1.48 * 0.854 = 1.264 \text{cm}^4 > 0.659 \text{cm}^4$$

故选择 EER2834S 铁氧体磁芯.

7. 变压器初级匝数及气隙长度的计算.

1). 由  $N_p = L_p * (I_{p1} - I_{p2}) / [A_e * B_m]$ , 得:

方法 1:  $N_p = 214 * (3.15 - 1.05) / [85.4 * 0.15] = 35.08$  取  $N_p = 36$

方法 2: 铁氧体磁芯  $B_m = 0.3 \text{T}$ ,  $\Delta B_m = \frac{1}{2} B_m = 0.15 \text{T}$

$$N_p = \frac{U_{in(\min)} * T_{on}}{A_e * \Delta B} = \frac{100 * 4.5}{85.4 * 0.15} = 35.12$$

取  $N_p = 36$

由  $L_p = \mu_0 * \mu_r * N_p^2 * A_e / l_g$ , 得:

气隙长度  $l_g = \mu_0 * \mu_r * A_e * N_p^2 / L_p$

$$= 4 * 3.14 * 10^{-7} * 1 * 85.4 \text{mm}^2 * 36^2 / (250.0 * 10^{-3} \text{mH})$$

$$= 0.556 \text{mm} \quad \text{取 } l_g = 0.6 \text{mm}$$

2). 当 +5V 限流输出,  $I_p$  为最大时 ( $I_p = I_{p1} = 3.00 \text{A}$ ), 检查  $B_{\max}$ .

$$B_{\max} = L_p * I_p / [A_e * N_p]$$

$$= 250 * 10^{-6} * 3.00 / [85.4 \text{mm}^2 * 36]$$

$$= 0.2440 \text{T} = 2440 \text{Gs} < 3000 \text{Gs}$$

因此选择此变压器磁芯。

#### 8. 变压器次级匝数的计算.

$$N_{s1}(5v) = N_p/n = 36/13.64 = 2.64 \quad \text{取 } N_{s1} = 3$$

$$N_{s2}(12v) = (12+1) * N_{s1} / (5+1) = 6.50 \quad \text{取 } N_{s2} = 7$$

$$\text{故初次级实际匝比: } n = 36/3 = 12$$

由于初次级线圈取整数, 变压器自动伏秒平衡, 占空比、 $I_{p1}$ 、 $I_{p2}$ 、 $\Delta I$ 、 $\Delta B$  都发生了变化。需要重新计算。

#### 9. 重新核算占空比 $D_{max}$ 和 $D_{min}$ .

1). 当输入电压为最低时:  $V_{in}(\min) = 100V_{dc}$ .

由  $V_{in}(\min) * D_{max} = (V_{out} + V_f) * (1 - D_{max}) * n$ , 得:

$$\begin{aligned} D_{max} &= (V_{out} + V_f) * n / [(V_{out} + V_f) * n + V_{in}(\min)] \\ &= 6 * 12 / [6 * 12 + 100] = 0.418 \end{aligned}$$

2). 当输入电压为最高时:  $V_{in}(\max) = 265 * 1.414 = 374.7V_{dc}$ .

$$\begin{aligned} D_{min} &= (V_{out} + V_f) * n / [(V_{out} + V_f) * n + V_{in}(\max)] \\ &= 6 * 12.00 / [6 * 12.00 + 374.7] = 0.16 \end{aligned}$$

#### 10. 重新核算变压器初级电流的峰值 $I_p$ 和有效值 $I_p(\text{rms})$ .

$$+5V \text{ 输出功率 } P_{out_1} = (V_{o1} + V_f) * I_{o1} * 120\% = 6 * 10 = 60W$$

$$+12V \text{ 输出功率 } P_{out_2} = (V_{o2} + V_f) * I_{o2} = 13 * 1 = 13W$$

$$\text{变压器次级输出总功率 } P_{out} = P_{out_1} + P_{out_2} = 73W$$

$$T_{on} = T * D_{max} = 10 * 0.418 = 4.18$$

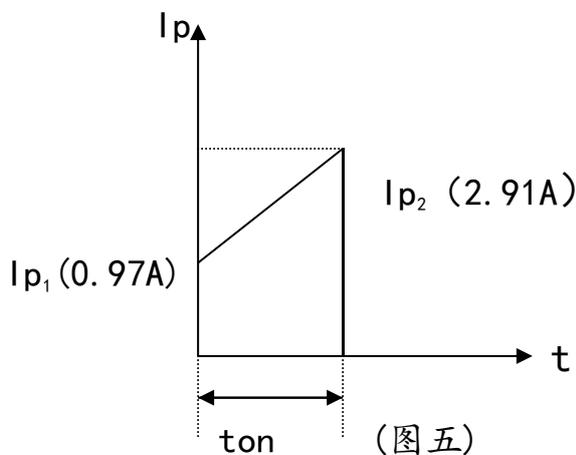
$$U_{in}(\min) * (I_{p_2} - I_{p_1}) * T_{on} = \frac{P_{out} * T}{\eta}$$

$$I_{p1} = \frac{73 * 10}{0.9 * 4.18 * 100 * 2} = 0.97A$$

$$I_{p2} = 3 * 0.97 = 2.91A \quad (\text{如图五})$$

$$\text{初级电流有效值 } K_{rp} = \frac{I_{p2} - I_{p1}}{I_{p2}} = \frac{2.91 - 0.97}{2.91} = 0.6666, \quad D = 0.418$$

$$I_{prms} = I_{p2} \sqrt{D \left( \frac{K_{rp}^2}{3} - K_{rp} + 1 \right)} = 2.91 \sqrt{0.418 * \left( \frac{0.6666^2}{3} - 0.6666 + 1 \right)} = 1.66A$$



11. 次级线圈的峰值电流和有效值电流计算：

当开关管截止时，变压器之安匝数 (Ampere-Turns NI) 不会改变，因为  $\Delta B$  并没有相对的改变。因此开关管截止时，初级峰值电流与匝数的乘积等于次级各绕组匝数与峰值电流乘积之和

初级能量以安匝值来表现。次级各组能量也以各自安匝值来表现。

次级各组安匝值占初级安匝值比与各组获得能量与传递总能量比相等。

设：+5V 次级电流初始点为  $I_{s1s}$ ，终止点为  $I_{s1e}$ 。

$$+5V \text{ 端在次级占总能量比为 } P(+5V) = \frac{P_{out1}}{P_{out}} = \frac{60}{73}$$

+12V 次级电流初始点为  $I_{s2s}$ ，终止点为  $I_{s2e}$ 。

$$+12V \text{ 端在次级占总能量比为 } P(+12V) = \frac{P_{out2}}{P_{out}} = \frac{13}{73}$$

(1) 在初始电流起始点对应次级终止点:

$$N_p * I_{p1} = N_{s1} * I_{s1e} + N_{s2} * I_{s2e}$$

初级安匝值按能量比值分配给次级安匝值

$$N_p * I_{p1} * \frac{P_{out1}}{P_{out}} = N_{s1} * I_{s1e}; \quad I_{s1e} = N_p * I_{p1} * \frac{P_{out1}}{P_{out} * N_{s1}} = 36 * 0.97 * \frac{60}{73 * 3} = 9.56A$$

$$N_p * I_{p1} * \frac{P_{out2}}{P_{out}} = N_{s2} * I_{s2e}; \quad I_{s2e} = N_p * I_{p1} * \frac{P_{out2}}{P_{out} * N_{s2}} = 36 * 0.97 * \frac{13}{73 * 7} = 0.89A$$

由上述结果可以看出:  $I_{s1e} = 9.56A$  近似 10A  $I_{s2e} = 0.89A$  近似 1A

在反激结束时次级线圈结束电流都以各自直流电流在给各自电容充电, 纹波当然就会小。这是一个重要的概念。

(2) 在初始电流终止点对应次级电流初始点:

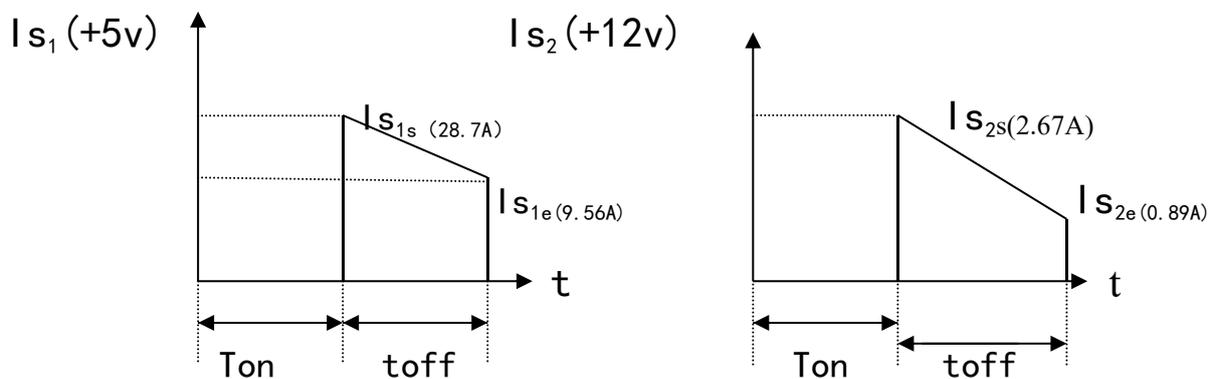
$$N_p * I_{p2} = N_{s1} * I_{s1s} + N_{s2} * I_{s2s}$$

$$N_p * I_{p2} * \frac{P_{out1}}{P_{out}} = N_{s1} * I_{s1s}; \quad I_{s1s} = N_p * I_{p2} * \frac{P_{out1}}{P_{out} * N_{s1}} = 36 * 2.91 * \frac{60}{73 * 3} = 28.7A$$

$$N_p * I_{p2} * \frac{P_{out2}}{P_{out}} = N_{s2} * I_{s2s}; \quad I_{s2s} = N_p * I_{p2} * \frac{P_{out2}}{P_{out} * N_{s2}} = 36 * 2.91 * \frac{13}{73 * 7} = 2.67A$$

在反激开始时次级线圈初始电流都是接近直流 3 倍给电容充电。

如图六、图七所示。



(图六)

(图七)

+5V 输出回路次级线圈的有效值电流计算:

$$K_{rp}(+5V) = \frac{I_{s1s} - I_{s1e}}{I_{s1s}} = \frac{28.7 - 9.56}{28.7} = 0.6668 ; \quad \text{Doff} = 0.582$$

$$I_{rms}(+5v) = 28.7 \sqrt{0.582 \left( \frac{0.6668^2}{3} - 0.6668 + 1 \right)} = 15.19A$$

+12V 输出回路次级线圈的有效值电流:

$$K_{rp}(+12V) = \frac{I_{s2s} - I_{s2e}}{I_{s2s}} = \frac{2.67 - 0.89}{2.67} = 0.6666 ; \quad \text{Doff} = 0.582$$

$$I_{rms}(+12v) = 2.67 \sqrt{0.582 \left( \frac{0.6666^2}{3} - 0.6666 + 1 \right)} = 1.41A$$

#### 四. 验证变压器磁芯是否工作在安全区

确定了变压器的初、次级线圈圈数, 励磁电流大小, 确定了气隙长度, 就要验证变压器磁芯是否工作在安全区。

$$B_{dc} = uH = \frac{u_0 * N_p * I_{p1}}{l_g * 10^{-3}} = \frac{4\pi * 10^{-7} * 36 * 0.97}{0.6 * 10^{-3}} = 73.1mT = 731GS$$

$$\Delta B = \frac{U_{in(min)} * T_{on}}{N_p * A_e} = \frac{100 * 4.18}{36 * 85.4} = 135mT = 1350GS$$

$$B_m = B_{dc} + \Delta B = 73.1mT + 135mT = 208.1mT = 2081GS < 3000GS$$

3000GS 是饱和磁感应强度, 3000-2081=919GS 余量很大。设计通过。

#### 五. 变压器初级线圈和次级线圈的线径计算.

(1). 导线横截面积:

前面已提到, 取电流密度  $j=5A/mm^2$

变压器初级线圈: 导线截面积 =  $I_p(rms) / j = 1.66A / 5A/mm^2 = 0.332mm^2$

变压器次级线圈:

$$(+5V) \text{ 导线截面积} = I_{s_1}(\text{rms})/j = 15.19A/5A/\text{mm}^2 = 3.04 \text{ mm}^2$$

$$(+12V) \text{ 导线截面积} = I_{s_2}(\text{rms})/j = 1.41A/5A/\text{mm}^2 = 0.282\text{mm}^2$$

(2). 线径及根数的选取.

考虑导线的趋肤效应, 因此导线的线径建议不超过穿透厚度的 2 倍.

穿透厚度 =  $66.1 * k / (f)^{1/2}$       $k$  为材质常数, Cu 在  $20^\circ\text{C}$  时  $k=1$ .

$$= 66.1 / (100 * 10^3)^{1/2} = 0.20$$

因此导线的线径不要超过 0.4mm. 选裸线 0.38mm, 加漆皮为 0.44 mm

由于 EER2834S 骨架宽度为 22mm, 除去 6.0mm 的挡墙宽度, 只剩下 16.0mm 的线包宽度. 因此所选线径必须满足每层线圈刚好绕满.

(3). 变压器初级线圈线径: 查表 0.38mm 线的截面积为  $0.114\text{mm}^2$

线圈根数 =  $0.332 / 0.114 = 2.9$      取 0.38mm 线 3 根品字形一层并绕 18 圈, 分两层串联绕线到 36 圈。

一层绕线长度为  $18 * 2 * 0.44 = 15.84$ , 约 16mm, 满足骨架宽度。

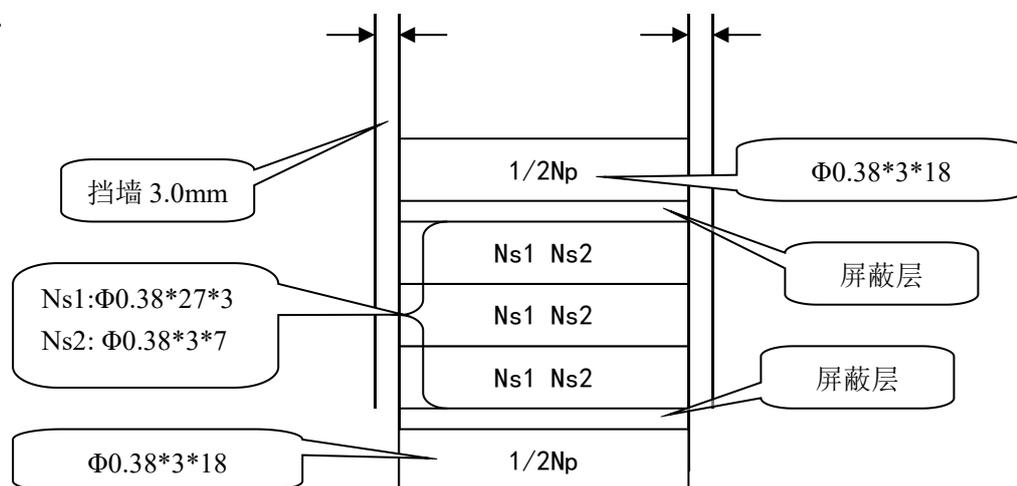
(4). 变压器次级线圈线径:

+5V: 线圈根数 =  $3.04 / 0.114 = 26.6$      取 0.38mm 线 27 根并绕 3 圈。

+12V: 线圈根数 =  $0.282 / 0.114 = 2.47$      取 0.38mm 线 3 根并绕 7 圈。

(5). 变压器绕线结构及工艺.

为了减小变压器的漏感, 建议采取三明治绕法, 而且采取该绕法的电源 EMI 性能比较好.



2014年3月21日春分子深圳