

连续电流模式反激变压器的设计

Design of Flyback Transformer with Continuing Current Model

作者：深圳市核达中远通电源技术有限公司 - 万必明

摘要:本文首先介绍了反激变换器(Flyback Converter)的工作原理,然后重点介绍一种连续电流模式反激变压器的设计方法以及多路输出各次级电流有效值的计算.

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)、有效值、峰值.

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

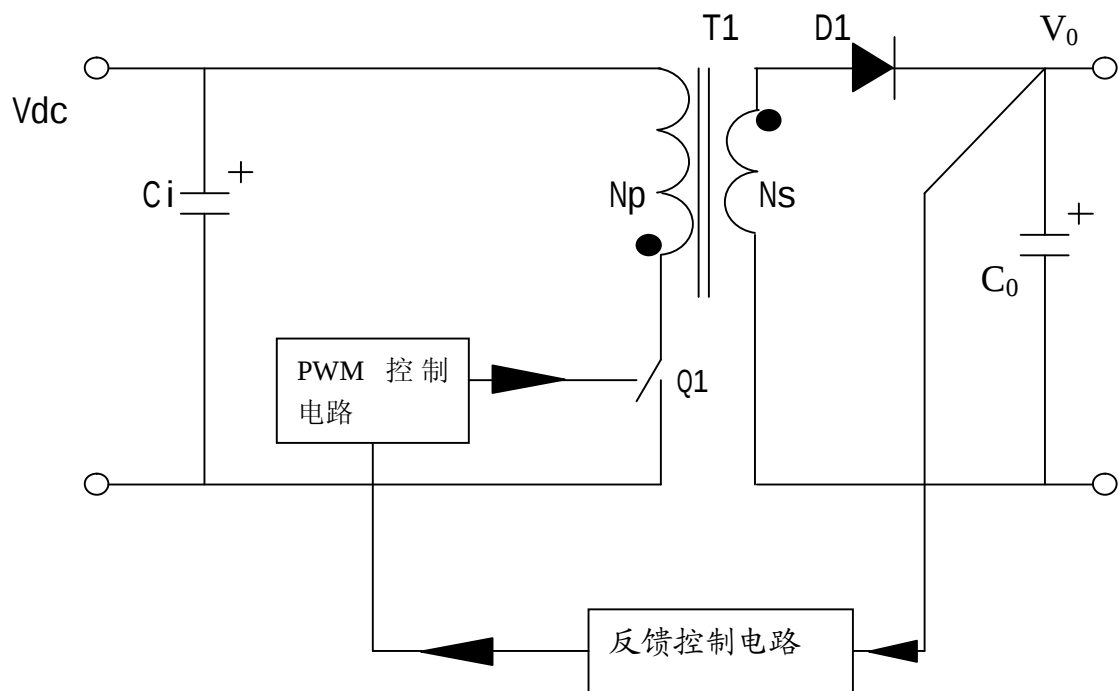
一.序言

反激式变换器以其电路结构简单,成本低廉而深受广大开发工程师的喜爱,它特别适合小功率电源以及各种电源适配器.但是反激式变换器的设计难点是变压器的设计,因为输入电压范围宽,特别是在低输入电压,满负载条件下变压器会工作在连续电流模式(CCM),而在高输入电压,轻负载条件下变压器又会工作在不连续电流模式(DCM);另外关于 CCM 模式反激变压器设计的论述文章极少,在大多数开关电源技术书籍的论述中,反激变压器的设计均按完全能量传递方式(DCM 模式)或临界模式来计算,但这样的设计并未真实反映反激变压器的实际工作情况,变压器的工作状态可能不是最佳.因此结合本人的实际调试经验和心得,讲述一下不完全能量传递方式(CCM)反激变压器的设计.

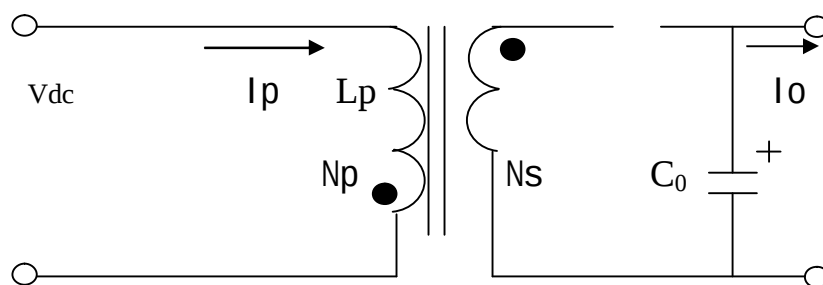
二.反激式变换器(Flyback Converter)的工作原理

1).反激式变换器的电路结构如图一.

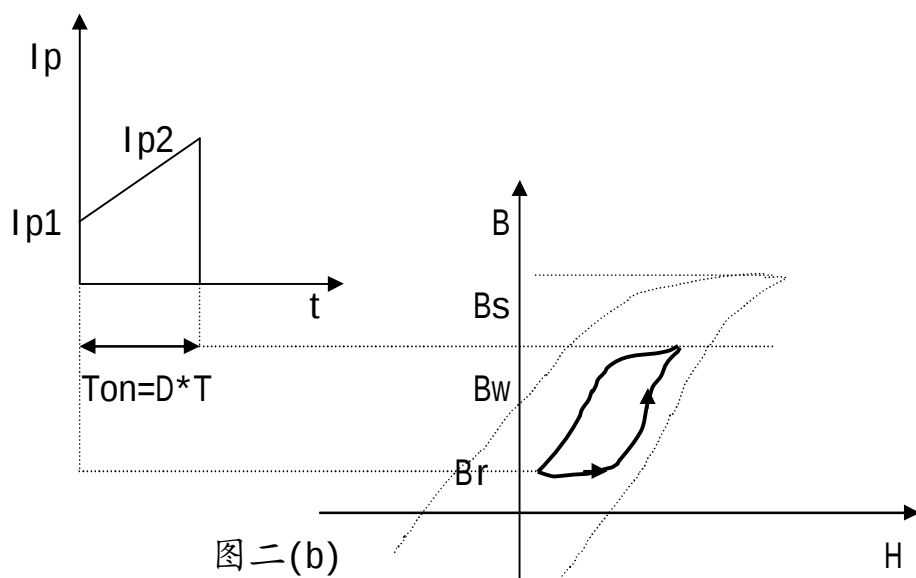
2).当开关管 Q1 导通时,其等效电路如图二(a)及在导通时初级电流连续时的波形,磁化曲线如图二(b).



图一



图二(a)



图二(b)

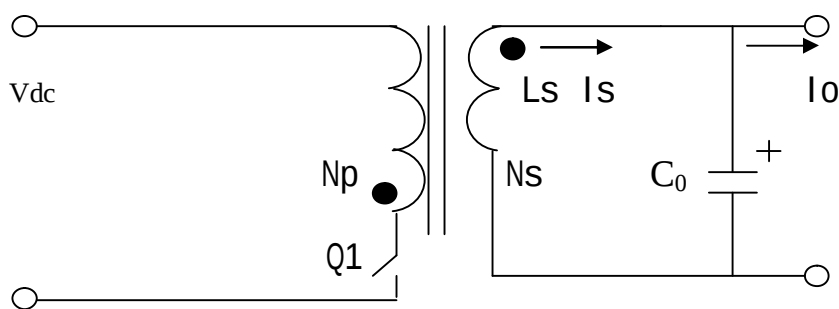
当 Q1 导通, T1 之初级线圈渐渐地会有初级电流流过, 能量就会储存在其中. 由于变压器初级与次级侧之线圈极性是相反的, 因此二极管 D1 不会导通, 输出功率则由 C_0 来提供. 此时变压器相当于一个串联电感 L_p , 初级线圈电流 I_p 可以表示为:

$$i_p(t) = i_p(0) + 1/L_p \cdot \int_0^{DT} V_{dc} \cdot dt$$

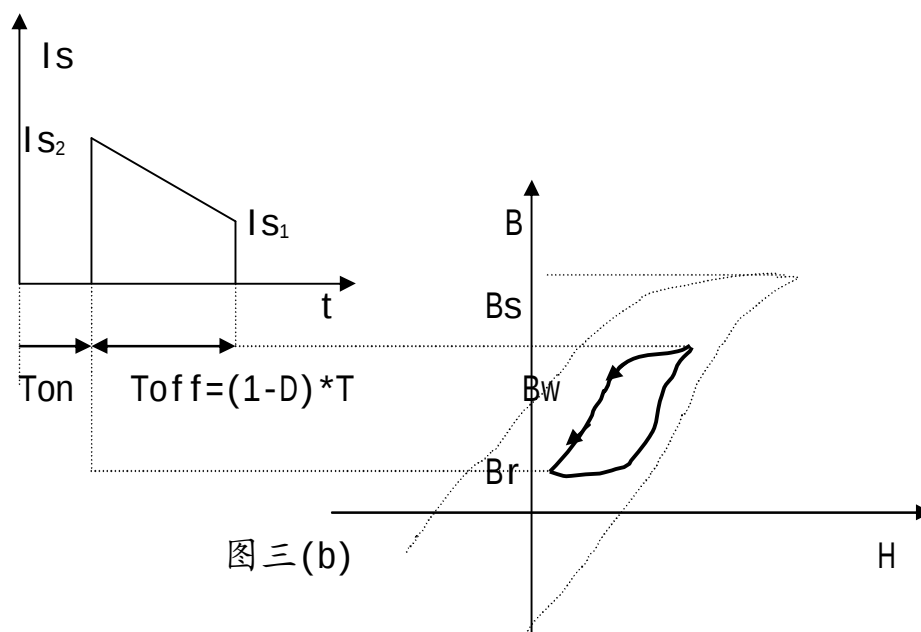
$$V_{dc} = L_p \cdot di_p/dt$$

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 .

3. 当 Q1 截止时, 其等效电路如图三(a)及在截止时次级电流波形, 磁化曲线如图三(b).



图三(a)



图三(b)

当 Q1 截止时,变压器之安匝数(Ampere-Turns NI)不会改变,因为 ΔB 并没有相对的改变.当 ΔB 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 导通,也就是说储存在变压器中的能量会经 D1,传递到 Co 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).

次级线圈电流: $i_s(t)=i_s(DT)-1/L_s*\int_{DT}^T V_s(t)*dt$

$$L_p=(N_p/N_s)^2*L_s \quad (L_s \text{ 为次级线圈电感量})$$

由于变压器能量没有完全转移,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,因此称为连续电流模式或不完全能量传递模式(CCM).

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 $V_{in}=85\text{—}265\text{Vac}$;

2).输出电压/负载电流: $V_{out1}=5\text{V}/10\text{A}$, $V_{out2}=12\text{V}/1\text{A}$;

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 $D_{max}=0.45$.

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

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

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

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

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

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.

$$+5\text{V 输出功率 } P_{out1} = (V_{o1} + V_f) * I_{o1} * 120\% = 6 * 10 * 1.2 = 72\text{W}$$

$$+12\text{V 输出功率 } P_{out2} = (V_{o2} + V_f) * I_{o2} = 13 * 1 = 13\text{W}$$

$$\text{变压器次级输出总功率 } P_{out} = P_{out1} + P_{out2} = 85\text{W}$$

如图四, 设 $I_{p2} = k * I_{p1}$, 取 $k=0.4$

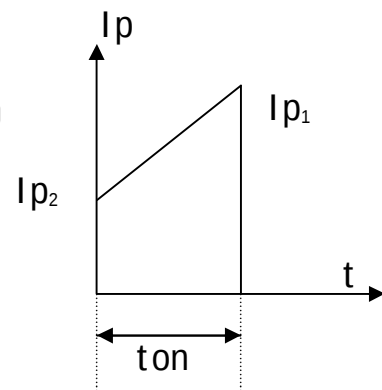
$$1/2 * (I_{p1} + I_{p2}) * V_{in}(\text{min}) * T_{on}(\text{max}) / T = P_{out} / \eta$$

$$I_{p1} = 2 * P_{out} / [\eta(1+k) * V_{in}(\text{min}) * D_{max}]$$

$$= 2 * 85 / [0.90 * (1+0.4) * 100 * 0.45]$$

$$= 3.00\text{A}$$

$$I_{p2} = 0.4 * I_{p1} = 1.20\text{A}$$



(图四)

5. 变压器初级电感量的计算.

由式子 $V_{dc}=L_p \cdot di/dt$, 得:

$$\begin{aligned} L_p &= V_{in(min)} \cdot T_{on(max)} / [I_{p1} - I_{p2}] \\ &= 100 \cdot 4.5 / [3.00 - 1.20] \\ &= 250 \mu H \end{aligned}$$

6. 变压器铁芯的选择.

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

P_t (变压器的标称输出功率) = $P_{out} = 85W$

K_o (窗口的铜填充系数) = 0.4

K_c (磁芯填充系数) = 1 (对于铁氧体),

变压器磁通密度 $B_m = 1500 \text{ Gs}$

j (电流密度): $j = 5A/mm^2$;

$$\begin{aligned} A_w \cdot A_e &= 85 \cdot 10^6 / [2 \cdot 0.4 \cdot 1 \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 1500 \text{Gs} \cdot 5 \cdot 0.90] \\ &= 0.157 \text{cm}^4 \end{aligned}$$

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

$$A_p = A_e \cdot A_w = 1.48 \cdot 0.854 = 1.264 \text{cm}^4 > 0.157 \text{cm}^4$$

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 $N_p = L_p \cdot (I_{p1} - I_{p2}) / [A_e \cdot B_m]$, 得:

$$N_p = 250 * (3.00 - 1.20) / [85.4 * 0.15] = 35.12 \quad \text{取 } N_p = 36$$

由 $L_p = u_o * u_r * N_p^2 * A_e / I_g$, 得:

$$\begin{aligned} \text{气隙长度 } I_g &= u_o * u_r * A_e * N_p^2 / L_p \\ &= 4 * 3.14 * 10^{-7} * 1 * 85.4 \text{ mm}^2 * 36^2 / (250.0 * 10^{-3} \text{ mH}) \\ &= 0.556 \text{ mm} \quad \text{取 } I_g = 0.6 \text{ mm} \end{aligned}$$

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

$$\begin{aligned} B_{\max} &= L_p * I_p / [A_e * N_p] \\ &= 250 * 10^{-6} * 3.00 / [85.4 \text{ mm}^2 * 36] \\ &= 0.2440 \text{ T} = 2440 \text{ Gs} < 3000 \text{ Gs} \end{aligned}$$

因此变压器磁芯选择通过.

8. 变压器次级匝数的计算.

$$\begin{aligned} N_{s1}(5\text{v}) &= N_p / n = 36 / 13.64 = 2.64 \quad \text{取 } N_{s1} = 3 \\ N_{s2}(12\text{v}) &= (12+1) * N_{s1} / (5+1) = 6.50 \quad \text{取 } N_{s2} = 7 \\ \text{故初次级实际匝比: } n &= 36 / 3 = 12 \end{aligned}$$

9. 重新核算占空比 $D_{\max}$ 和 $D_{\min}$.

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

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: $V_{in}(\max) = 265 * 1.414 = 374.7 \text{ Vdc}$.

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

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

1). 在输入电压为最低 $V_{in}(\text{min})$ 和占空比为 D_{max} 条件下, 计算 I_p 值和 K 值. (如图五)

设 $I_{p2}=k \cdot I_{p1}$. 实际输出功率 $P_{\text{out}}'=6 \cdot 10+13 \cdot 1=73\text{W}$

$$1/2 \cdot (I_{p1}+I_{p2}) \cdot V_{in}(\text{min}) \cdot T_{\text{on}}(\text{max})/T = P_{\text{out}}'/\eta \quad (1)$$

$$K=1-[V_{in}(\text{min}) \cdot T_{\text{on}}(\text{max})]/(I_{p1} \cdot L_p) \quad (2)$$

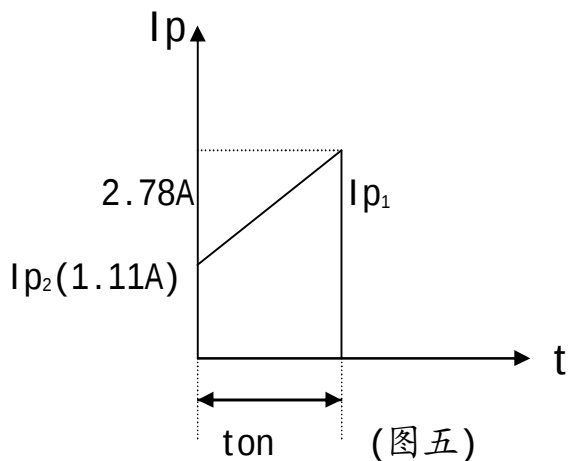
由(1)(2)得:

$$\begin{aligned} I_{p1} &= 1/2 \cdot \{ 2 \cdot P_{\text{out}}' \cdot T / [\eta \cdot V_{in}(\text{min}) \cdot T_{\text{on}}(\text{max})] + \\ &\quad V_{in}(\text{min}) \cdot T_{\text{on}}(\text{max}) / L_p \} \\ &= 0.5 \cdot \{ 2 \cdot 73 \cdot 10 / [0.90 \cdot 100 \cdot 4.18] + 100 \cdot 4.18 / 250.0 \} \\ &= 2.78\text{A} \end{aligned}$$

$$K=1-100 \cdot 4.18 / [2.78 \cdot 250]=0.40$$

$$I_{p2}=k \cdot I_{p1}=2.78 \cdot 0.40=1.11\text{A}$$

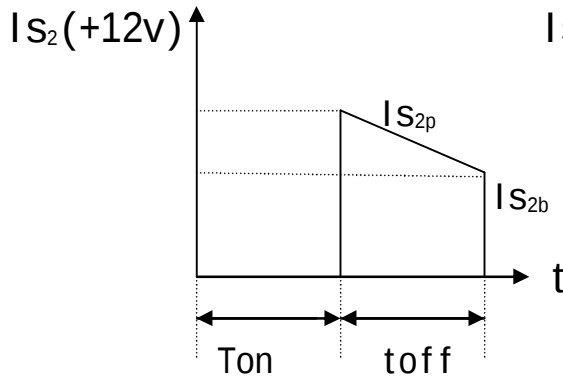
$$\begin{aligned} 2). \text{初级电流有效值 } I_p(\text{rms}) &= [T_{\text{on}} / (3T) \cdot (I_{p1}^2 + I_{p2}^2 + I_{p1} \cdot I_{p2})]^{1/2} \\ &= [0.418 / 3 \cdot (2.78^2 + 1.11^2 + 2.78 \cdot 1.11)]^{1/2} \\ &= 1.30\text{A} \end{aligned}$$



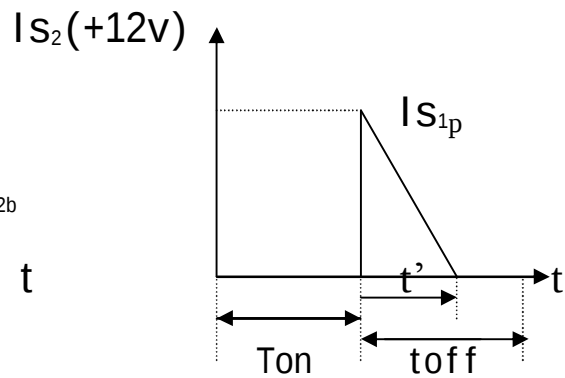
11. 次级线圈的峰值电流和有效值电流计算:

当开关管截止时, 变压器之安匝数(Ampere-Turns NI)不会改变, 因为 ΔB 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 ($N_p \cdot I_p = N_{s1} \cdot I_{s1p} + N_{s2} \cdot I_{s2p}$). 由于多路输出的次级电流波形是随各组负载电流的不同而不同, 因而次级电流的有效值也不同. 然而次级负载电流小的回路电流波形, 在连续时接近梯形波, 在不连续时接近三角波, 因此为了计算方便, 可以先计算负载电流小的回路电流有效值.

1). 首先假设+12V 输出回路次级线圈的电流波形为连续, 电流波形如下(图一):



(图六)



(图七)

$$1/2 * [I_{s2p} + I_{s2b}] * t_{off} / T = I_{o2} \quad (3)$$

$$L_{s1} * [I_{s2p} - I_{s2b}] / t_{off} = V_{o2} + V_f \quad (4)$$

$$L_{s2} / L_p = (N_{s2} / N_p)^2 \quad (5)$$

由(3)(4)(5)式得:

$$\begin{aligned} I_{s2p} &= 1/2 * \{ 2 * I_{o2} / [1-D] + [V_{o2} + V_f] * [1-D] * T * N_p^2 / [N_{s2}^2 * L_p] \} \\ &= 0.5 * \{ 2 * 1 / [1-0.418] + [12+1] * [1-0.418] * 10 * 36^2 / [7^2 * 250] \} \end{aligned}$$

$$=5.72A$$

$$\begin{aligned} I_{S_{2b}} &= I_{01} / [1-D] - 1/2 * [V_{01} + V_f] * [1-D] * N_p^2 / [N_{S_2}^2 * L_p] \\ &= 1/0.582 - 0.5 * 13 * 0.582 * 10 * 36^2 / [7^2 * 250] \\ &= -2.28A < 0 \end{aligned}$$

因此假设不成立. 则+12V 输出回路次级线圈的电流波形为不连续, 电流波形如上(图七).

令+12V 整流管导通时间为 t' .

将 $I_{S_{2b}}=0$ 代入(3)(4)(5)式得:

$$1/2 * I_{S_{2p}} * t' / T = I_{02} \quad (6)$$

$$L_{S_1} * I_{S_{2p}} / t' = V_{02} + V_f \quad (7)$$

$$L_{S_2} / L_p = (N_{S_2} / N_p)^2 \quad (8)$$

由(6)(7)(8)式得:

$$\begin{aligned} I_{S_{2p}} &= \{ (V_{02} + V_f) * 2 * I_{02} * T * N_p^2 / [L_p * N_{S_2}^2] \}^{1/2} \\ &= \{ 2 * 1 * [12 + 1] * 10 * 36^2 / [7^2 * 250] \}^{1/2} \\ &= 5.24A \end{aligned}$$

$$t' = 2 * I_{02} * T / I_{S_{2p}} = 2 * 1 * 10 / 5.24 = 3.817\mu s$$

2). +12V 输出回路次级线圈的有效值电流:

$$\begin{aligned} I_{S_2}(rms) &= [t' / (3T)]^{1/2} * I_{S_{2p}} \\ &= [3.817 / 3 * 10]^{1/2} * 5.24 \\ &= 1.87A \end{aligned}$$

3). +5v 输出回路次级线圈的有效值电流计算:

$$I_{S_1}(rms) = I_{S_2}(rms) * I_{01} / I_{02} = 1.87 * 10 / 1 = 18.7A$$

12. 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= $I_p(rms)/j=1.3A/5A/mm^2=0.26mm^2$

变压器次级线圈:

(+5V)导线截面积= $I_{s1}(rms)/j=18.7A/5A/mm^2=3.74 mm^2$

(+12V)导线截面积= $I_{s2}(rms)/j=1.87A/5A/mm^2=0.374mm^2$

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℃ 时 $k=1$.

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

因此导线的线径不要超过 0.40mm.

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:

线圈根数= $0.26*4/[0.4*0.4*3.14]=0.26/0.1256=2$

取 $\Phi 0.40*2$ 根并绕 18 圈,分两层串联绕线.

4). 变压器次级线圈线径:

+5V: 线圈根数= $3.74/0.1256=30$

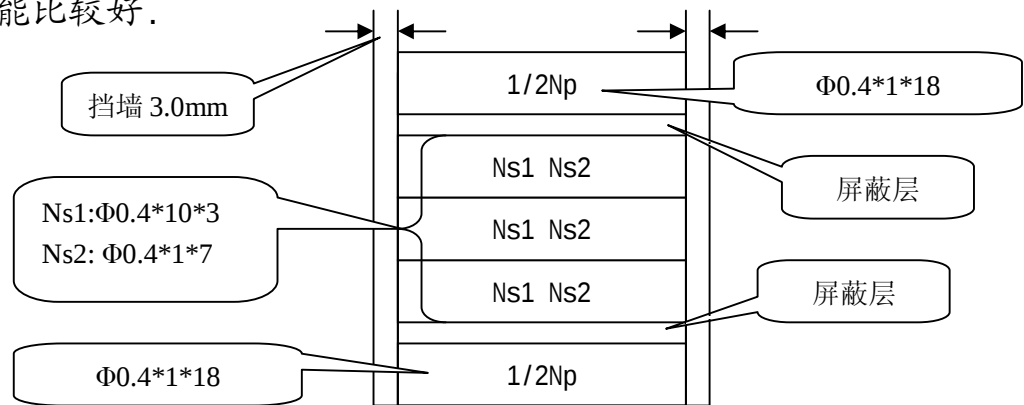
取 $\Phi 0.40*10$ 根并绕 3 圈,分三层并联绕线.

+12V: 线圈根数= $0.374/0.1256=3$

取 $\Phi 0.40 \times 1$ 根并绕 7 圈，分三层并联绕线。

5). 变压器绕线结构及工艺。

为了减小变压器的漏感,建议采取三文治绕法,而且采取该绕法的电源 EMI 性能比较好。



四. 结论.

由于连续模式下电流峰值比不连续模式下小,开关管的开关损耗较小,因此在功率稍大的反激变换器中均采用连续模式,且电源的效率比较高。

由于反激式变压器的设计是反激变换器的设计重点,也是设计难点,如果参数不合理,则会直接影响到整个变换器的性能,严重者会造成磁芯饱和而损害开关管,因此在设计反激变压器时应小心谨慎,而且变压器的参数需要经过反复试验才能达到最佳。