

一、正激式开关电源高频变压器：

No	待求参数项	详细公式
1	副边电压Vs	$V_s = V_p * N_s / N_p$
2	最大占空比 θ_{onmax}	$\theta_{onmax} = V_o / (V_s - 0.5)$
	1、 θ_{onmax} 的概念是指：根据磁通复位原则，其在闭环控制下所能达到的最大占空比。 2、0.5是考虑输出整流二极管压降的调整值，以下同。	
3	临界输出电感Lso	$L_{so} = (V_s - 0.5) * (V_s - 0.5 - V_o) * \theta_{onmax}^2 / (2 * f * P_o)$
	1、由能量守恒： $(1/T) * \int_0^{\theta_{on}} \{V_s * [(V_s - V_o) * t / L_{so}]\} dt = P_o$ 2、 $T_{on} = \theta_{on} / f$	
4	实际工作占空比 θ_{on}	如果输出电感 $L_s \geq L_{so}$ ： $\theta_{on} = \theta_{onmax}$ 否则： $\theta_{on} = \sqrt{\{2 * f * L_s * P_o / [(V_s - 0.5) * (V_s - 0.5 - V_o)]\}}$
	1、由能量守恒： $(1/T) * \int_0^{\theta_{on}} \{V_s * [(V_s - V_o) * t / L_s]\} dt = P_o$ 2、 $T_{on} = \theta_{on} / f$	
5	导通时间Ton	$T_{on} = \theta_{on} / f$
6	最小副边电流Ismin	$I_{smin} = [P_o - (V_s - 0.5) * (V_s - 0.5 - V_o) * \theta_{on}^2 / (2 * f * L_s)] / [(V_s - 0.5) * \theta_{on}]$
	1、由能量守恒： $(1/T) * \int_0^{\theta_{on}} \{V_s * [(V_s - V_o) * t / L_s + I_{smin}]\} dt = P_o$ 2、 $T_{on} = \theta_{on} / f$	
7	副边电流增量 ΔI_s	$\Delta I_s = (V_s - 0.5 - V_o) * T_{on} / L_s$
8	副边电流峰值Ismax	$I_{smax} = I_{smin} + \Delta I_s$
9	副边有效电流Is	$I_s = \sqrt{[(I_{smin}^2 + I_{smin} * \Delta I_s + \Delta I_s^2 / 3) * \theta_{on}]}$
	1、 $I_s = \sqrt{[(1/T) * \int_0^{\theta_{on}} (I_{smin} + \Delta I_s * t / T_{on})^2 dt]}$ 2、 $\theta_{on} = T_{on} / T$	
10	副边电流直流分量Isdc	$I_{sdc} = (I_{smin} + \Delta I_s / 2) * \theta_{on}$
11	副边电流交流分量Isac	$I_{sac} = \sqrt{(I_s^2 - I_{sdc}^2)}$
12	副边绕组需用线径Ds	$D_s = 0.5 * \sqrt{I_s}$
	电流密度取5A/mm ²	
13	原边励磁电流Ic	$I_c = V_p * T_{on} / L_p$
14	最小原边电流Ipmin	$I_{pmin} = I_{smin} * N_s / N_p$
15	原边电流增量 ΔI_p	$\Delta I_p = (\Delta I_s * N_s / N_p + I_c) / \eta$
16	原边电流峰值Ipmax	$I_{pmax} = I_{pmin} + \Delta I_p$

17	原边有效电流 I_p	$I_p = \sqrt{[(I_{pmin}^2 + I_{pmin} \cdot \Delta I_p + \Delta I_p^2 / 3)] \cdot \theta_{on}}$
	1、 $I_p = \sqrt{[(1/T) \cdot \int_0^{ton} (I_{pmin} + \Delta I_p \cdot t / Ton)^2 dt]}$ 2、 $\theta_{on} = Ton / T$	
18	原边电流直流分量 I_{pdc}	$I_{pdc} = (I_{pmin} + \Delta I_p / 2) \cdot \theta_{on}$
19	原边电流交流分量 I_{pac}	$I_{pac} = \sqrt{(I_p^2 - I_{pdc}^2)}$
20	原边绕组需用线径 D_p	$D_p = 0.55 \cdot \sqrt{I_p}$
	电流密度取 $4.2A/mm^2$	
21	最大励磁释放圈数 N_p'	$N_p' = \eta \cdot N_p \cdot (1 - \theta_{on}) / \theta_{on}$
22	磁感应强度增量 ΔB	$\Delta B = V_p \cdot \theta_{on} / (N_p \cdot f \cdot S_c)$
23	剩磁 B_r	$B_r = 0.1T$
24	最大磁感应强度 B_m	$B_m = \Delta B + B_r$
25	标称磁芯材质损耗 P_{Fe} (100KHz 100°C KW/m ³)	磁芯材质PC30: $P_{Fe} = 600$ 磁芯材质PC40: $P_{Fe} = 450$
26	选用磁芯的损耗系数 ω	$\omega = 1.08 \cdot P_{Fe} / (0.2^{2.4} \cdot 100^{1.2})$
	1.08为调节系数	
27	磁芯损耗 P_c	$P_c = \omega \cdot V_c \cdot (\Delta B / 2)^{2.4} \cdot f^{1.2}$
28	气隙导磁截面积 S_g	方形中心柱: $S_g = [(a + \delta' / 2) \cdot (b + \delta' / 2) / (a \cdot b)] \cdot S_c$ 圆形中心柱: $S_g = \{\pi \cdot (d / 2 + \delta' / 2)^2 / [\pi \cdot (d / 2)^2]\} \cdot S_c$
29	有效磁芯气隙 δ'	$\delta' = \mu_0 \cdot (N_p^2 \cdot S_c / L_p - S_c / AL)$
	<p>1、根据磁路欧姆定律: $H \cdot l = I \cdot N_p$ 有空气隙时: $H_c \cdot l_c + H_o \cdot l_o = I_p \cdot N_p$ 又有: $H = B / \mu$ $I_p = V_p \cdot Ton / L_p$ 代入上式得: $\Delta B \cdot l_c / \mu_c + \Delta B \cdot \delta' / \mu_o = V_p \cdot Ton \cdot N_p / L_p$ 式中: l_c为磁路长度, δ'为空气隙长度, N_p为初级圈数, L_p为初级电感量, ΔB为工作磁感应强度增量; μ_o为空气中的磁导率, 其值为$4\pi \times 10^{-7}H/m$;</p> <p>2、$\Delta B = V_p \cdot Ton / N_p \cdot S_c$</p> <p>3、$\mu_c$为磁芯的磁导率, $\mu_c = \mu_e \cdot \mu_o$</p> <p>4、$\mu_e$为闭合磁路(无气隙)的有效磁导率, μ_e的推导过程如下: 由: $H_c \cdot l_c = I_p \cdot N_p$ $H_c = B_c / \mu_c = B_c / \mu_e \cdot \mu_o$ $I_p = V_p \cdot Ton / L_p$ 得到: $B_c \cdot l_c / (\mu_e \cdot \mu_o) = N_p \cdot V_p \cdot Ton / L_p$ 又根据: $B_c = V_p \cdot Ton / N_p \cdot S_c$ 代入上式化简得: $\mu_e = L_p \cdot l_c / \mu_o \cdot N_p^2 \cdot S_c$</p> <p>5、$L_p$为对应$N_p$下闭合磁芯的电感量, 其值为: $L_p = AL \cdot N_p^2$</p> <p>6、将式步骤5代入4, 4代入3, 3、2代入1得: $L_p = N_p^2 \cdot S_c / (S_c / AL + \delta' / \mu_o)$</p>	

30	实际磁芯气隙 δ	如果 $\delta' / l_c \leq 0.005$: $\bar{\delta} = \delta'$ 如果 $\delta' / l_c > 0.03$: $\bar{\delta} = \mu_o * N_p^2 * S_c / L_p$ 否则 $\bar{\delta} = \delta' * S_g / S_c$
31	穿透直径 ΔD	$\Delta D = 132.2 / \sqrt{f}$
32	开关管反压 U_{ceo}	$U_{ceo} = \sqrt{2} * V_{inmax} + \sqrt{2} * V_{inmax} * N_p / N_p'$
33	输出整流管反压 U_d	$U_d = V_o + \sqrt{2} * V_{inmax} * N_s / N_p'$
34	副边续流二极管反压 U_d'	$U_d' = \sqrt{2} * V_{inmax} * N_s / N_p$



二、双端开关电源高频变压器设计步骤:

No	待求参数项	详细公式
1	副边电压Vs	如果为半桥: $V_s = V_p * N_s / (2 * N_p)$ 否则: $V_s = V_p * N_s / N_p$
2	最大占空比 θ_{onmax}	$\theta_{onmax} = V_o / (V_s - 0.5)$
	1、 θ_{onmax} 的概念是指: 根据磁通复位原则, 其在闭环控制下所能达到的最大占空比。 2、0.5是考虑输出整流二极管压降的调整值, 以下同。	
3	临界输出电感Lso	$L_{so} = (V_s - 0.5) * (V_s - 0.5 - V_o) * \theta_{onmax}^2 / (4 * f * P_o)$
	1、由能量守恒: $(1/T) * \int_0^{1/2\theta_{on}} \{V_s * [(V_s - V_o) * t / L_{so}]\} dt = 1/2P_o$ 2、 $T_{on} = \theta_{on} / f$	
4	实际工作占空比 θ_{on}	如果输出电感 $L_s \geq L_{so}$: $\theta_{on} = \theta_{onmax}$ 否则 $\theta_{on} = \sqrt{\{4 * f * L_s * P_o / [(V_s - 0.5) * (V_s - 0.5 - V_o)]\}}$
	1、由能量守恒: $(1/T) * \int_0^{1/2\theta_{on}} \{V_s * [(V_s - V_o) * t / L_s]\} dt = 1/2P_o$ 2、 $T_{on} = \theta_{on} / f$	
5	导通时间Ton	$T_{on} = \theta_{on} / f$
6	最小副边电流Ismin	$I_{smin} = [P_o - (V_s - 0.5) * (V_s - 0.5 - V_o) * \theta_{on} / (4 * f * L_s)] / [(V_s - 0.5) * \theta_{on}]$
	1、由能量守恒: $(1/T) * \int_0^{1/2\theta_{on}} \{V_s * [(V_s - V_o) * t / L_s + I_{smin}]\} dt = 1/2P_o$ 2、 $T_{on} = \theta_{on} / f$	
7	副边电流增量 ΔI_s	$\Delta I_s = (V_s - 0.5 - V_o) * T_{on} / (2 * L_s)$
8	副边电流峰值Ismax	$I_{smax} = I_{smin} + \Delta I_s$
9	副边有效电流Is	$I_s = \sqrt{\{[1 + (V_s - V_o - 0.5) / (V_o + 0.5)] * (I_{smin}^2 + I_{smin} * \Delta I_s + \Delta I_s^2 / 3) * \theta_{on}\}}$
	1、 $I_s = \sqrt{\{(2/T) * [\int_0^{1/2\theta_{on}} (I_{smin} + \Delta I_s * t / (T_{on}/2))^2 dt + \int_0^{1/2T_{off}} (I_{smin} + \Delta I_s * t / (T_{off}/2))^2 dt]\}}$ 2、当工作在断流模式时, 上式中的 T_{off} 不能采用 $T - T_{on}$ 计算, 因磁能会在未达到 T_{off} 終了前释放完毕, 造成计算错误, 这里的 T_{off} 应由磁通复位原则求得: $T_{off} = (V_s - V_o - 0.5) * T_{on} / (V_o + 0.5)$ 3、 $\theta_{on} = T_{on} / T$	
10	副边电流直流分量Isdc	$I_{sdc} = [1 + (V_s - V_o - 0.5) / (V_o + 0.5)] * (I_{smin} + \Delta I_s / 2) * \theta_{on}$
	1、 $I_{sdc} = (I_{smin} + \Delta I_s / 2) * T_{on} / T + (I_{smin} + \Delta I_s / 2) * T_{off} / T$ 2、如前述: $T_{off} = (V_s - V_o - 0.5) * T_{on} / (V_o + 0.5)$ 3、上述计算假设初级电感量足够大, 从而忽略其对负载的影响。	
11	副边电流交流分量Isac	$I_{sac} = \sqrt{(I_s^2 - I_{sdc}^2)}$
12	副边绕组需用线径Ds	$D_s = 0.5 * \sqrt{I_s}$
	电流密度取 $5A/mm^2$	
13	原边励磁电流Ic	如果 $\theta_{on} < 0.5$: $I_c = V_p * T_{on} / (2 * L_p)$

		否则 $I_c = V_p / (4 * L_p * f)$
	<p>1、对于双端电路，当$\theta_{on} < 0.5$，即每个管导通占空比小于0.25时，磁通会每次在截止时间T_{off}内回到0，所以，励磁电流增量$I_c = (V_p / L_p) * (T_{on} / 2)$</p> <p>2、$\theta_{on} \geq 0.5$时，$T_{off} < T_{on}$，磁通在截止时间$T_{off}$内不能回到0，故每次$T_{on}$初始时励磁电流$I_c < 0$，然后上升至最大值，假设$T_{off}$时间内磁通的回降曲线与$T_{on}$时间内磁通的上升曲线一致，则： $I_c = (V_p / L_p) * (T / 4) = V_p / (4 * L_p * f)$</p>	
14	最小原边电流 I_{pmin}	$I_{pmin} = I_{smin} * N_s / N_p$
15	原边电流增量 ΔI_p	$\Delta I_p = (\Delta I_s * N_s / N_p + I_c) / \eta$
16	原边电流峰值 I_{pmax}	$I_{pmax} = I_{pmin} + \Delta I_p$
17	原边有效电流 I_p	$I_p = \sqrt{[(I_{pmin}^2 + I_{pmin} * \Delta I_p + \Delta I_p^2 / 3) * \theta_{on}]}$
	<p>1、忽略初级电感量的影响(磁能很小或不在T_{off}时间内经初级回授)，流过初级的电流为三角波或梯形波(I_{pmin}大于0时)，故：$I_p = \sqrt{\{(2/T) * \int_0^{1/2 * T_{on}} [I_{pmin} + \Delta I_p * t / (T_{on} / 2)]^2 dt\}}$</p> <p>2、$\theta_{on} = T_{on} / T$</p>	
18	原边电流直流分量 I_{pdc}	$I_{pdc} = (I_{pmin} + \Delta I_p / 2) * \theta_{on}$
19	原边电流交流分量 I_{pac}	$I_{pac} = \sqrt{I_p^2 - I_{pdc}^2}$
20	原边绕组需用线径 D_p	$D_p = 0.55 * \sqrt{I_p}$
	电流密度取 $4.2 A / mm^2$	
21	磁感应强度增量 ΔB	如果 $\theta_{on} < 0.5$: $\Delta B = V_p * \theta_{on} / (2 * N_p * f * S_c)$ 否则 $\Delta B = V_p / (4 * N_p * f * S_c)$
	<p>1、对于双端电路，当$\theta_{on} < 0.5$，即每个管导通占空比小于0.25时，磁通会每次在截止时间T_{off}内回到0，所以，$\Delta B = [V_p / (N_p * S_c)] * (T_{on} / 2) = V_p * \theta_{on} / (2 * N_p * f * S_c)$</p> <p>2、$\theta_{on} \geq 0.5$时，$T_{off} < T_{on}$，磁通在截止时间$T_{off}$内不能回到0，故每次$T_{on}$初始时励磁电流$I_c < 0$，然后上升至最大值，假设$T_{off}$时间内磁通的回降曲线与$T_{on}$时间内磁通的上升曲线一致，则： $\Delta B = [V_p / (N_p * S_c)] * (T / 4) = V_p / (4 * N_p * f * S_c)$</p>	
22	最大磁感应强度 B_m	$B_m = \Delta B$
23	标称磁芯材质损耗 P_{Fe} (100KHz 100°C KW/m ³)	磁芯材质PC30, $P_{Fe} = 600$ 磁芯材质PC40, $P_{Fe} = 450$
24	选用磁芯的损耗系数 ω	$\omega = 1.08 * P_{Fe} / (0.2^{2.4} * 100^{1.2})$
	1.08为调节系数	
25	磁芯损耗 P_c	$P_c = \omega * V_c * \Delta B^{2.4} * f^{1.2}$
26	气隙导磁截面积 S_g	方形中心柱 $S_g = [(a + \delta' / 2) * (b + \delta' / 2) / (a * b)] * S_c$ 圆形中心柱 $S_g = \{\pi * (d / 2 + \delta' / 2)^2 / [\pi * (d / 2)^2]\} * S_c$
27	有效磁芯气隙 δ'	$\delta' = \mu_o * (N_p^2 * S_c / L_p - S_c / A_L)$

	<p>1、根据磁路欧姆定律：$H \cdot l = I \cdot N_p$ 有空气隙时：$H_c \cdot l_c + H_o \cdot l_o = I_p \cdot N_p$</p> <p>又有：$H = B/\mu$ $I_p = V_p \cdot T_{on}/L_p$ 代入上式得：$\Delta B \cdot l_c/\mu_c + \Delta B \cdot \delta/\mu_o = V_p \cdot T_{on} \cdot N_p /L_p$</p> <p>式中：$l_c$为磁路长度，$\delta$为空气隙长度，$N_p$为初级圈数，$L_p$为初级电感量，$\Delta B$为工作磁感应强度增量；$\mu_o$为空气中的磁导率，其值为$4\pi \times 10^{-7}H/m$；</p> <p>2、$\Delta B = V_p \cdot T_{on}/N_p \cdot S_c$</p> <p>3、$\mu_c$为磁芯的磁导率，$\mu_c = \mu_e \cdot \mu_o$</p> <p>4、$\mu_e$为闭合磁路（无气隙）的有效磁导率，$\mu_e$的推导过程如下：</p> <p>由：$H_c \cdot l_c = I_p \cdot N_p$ $H_c = B_c/\mu_c = B_c/\mu_e \cdot \mu_o$ $I_p = V_p \cdot T_{on}/L_{p0}$ 得到：$B_c \cdot l_c/(\mu_e \cdot \mu_o) = N_p \cdot V_p \cdot T_{on}/L_{p0}$</p> <p>又根据：$B_c = V_p \cdot T_{on}/N_p \cdot S_c$ 代入上式化简 得：$\mu_e = L_{p0} \cdot l_c/\mu_o \cdot N_p^2 \cdot S_c$</p> <p>5、$L_{p0}$为对应$N_p$下闭合磁芯的电感量，其值为：$L_{p0} = AL \cdot N_p^2$</p> <p>6、将式步骤5代入4，4代入3，3、2 代入1得：$L_p = N_p^2 \cdot S_c/(S_c/AL + \delta/\mu_o)$</p>	
28	实际磁芯气隙 δ	<p>如果$\delta' / l_c \leq 0.005$: $\delta = \delta'$</p> <p>如果$\delta' / l_c > 0.03$: $\delta = \mu_o \cdot N_p^2 \cdot S_c / L_p$</p> <p>否则 $\delta = \delta' \cdot S_g / S_c$</p>
29	穿透直径 ΔD	$\Delta D = 132.2 / \sqrt{f}$
30	开关管反压 U_{ceo}	<p>如果为半桥：$U_{ceo} = \sqrt{2} \cdot V_{inmax}$</p> <p>否则 $U_{ceo} = \sqrt{2} \cdot V_{inmax} \cdot 2$</p>
31	输出整流管反压 U_d	$U_d = 2 \cdot V_{smax}$
	一般考虑到效率，输出整流不会采用全桥。如采用全桥整流，则： $U_d = V_{smax}$	
<p>注：1、对于双端电路，变压器初级电感量要足够大（一般磁芯不留气隙），否则，初级在T_{on}时间内储存的磁能足够大而不能忽略，因磁能会在T_{off}时间内传递给负载，从而影响占空比θ_{on}，这样在做电路分析时，就需要兼顾其影响而变得复杂。</p> <p>2、在本设计程序中，未考虑初级电感量对负载和占空比θ_{on}的影响。</p>		

三、反激式开关电源高频变压器设计步骤:

No	待求参数项	详细公式
1	最大占空比 θ_{onmax}	$\theta_{onmax} = (V_o * N_p / N_s) / [V_p + (V_o * N_p / N_s)]$
	<p>1、θ_{onmax}的概念是指: 根据磁通复位原则, 其在闭环控制下所能达到的最大占空比。</p> <p>2、由: $V_p * T_{on} = n * V_o * T_{off}$ 且 $T_{on} + T_{off} = T_s$ $T_{off} = T_s - T_{on}$ $n = N_p / N_s$</p> <p>得: $V_p * T_{on} = n * V_o * T_s - n * V_o * T_{on}$ 则: $T_{on} = n * V_o * T_s / (V_p + n * V_o)$</p> <p>于是: $\theta = T_{on} / T_s = n * V_o / (V_p + n * V_o) = (V_o * N_p / N_s) / [V_p + (V_o * N_p / N_s)]$</p> <p>3、这里未考虑输出整流二极管压降。</p>	
2	临界电感 L_{po}	<p>如果为PWM式: $L_{po} = \eta * \theta_{onmax}^2 * V_p^2 / (2 * f * P_o)$</p> <p>如果为自激式: $L_{po} = L_p$</p>
	<p>1、所谓临界电感量, 是指在 T_{on} 时间内, 变压器初级积聚的能量刚好满足输出功率的要求, 对于自激式电路中, 假定在理想状态下, T_{off} 时间储能释放完毕后开关管立即导通, 则初级选择任何电感量值, 也是该电路的临界电感量 L_{po}。</p> <p>2、根据能量守恒: $(1/2) * L * I^2 / T = P_o / \eta$ 而 $I = V_p * T_{on} / L_p$ 或由: $(1/T) * \int_0^{t_{on}} (V_p * V_p * t / L_p) dt = P_o / \eta$</p> <p>得: $V_p^2 * T_{on}^2 / (2 * T * L_p) = P_o / \eta$ 即: $L_p = \eta * \theta^2 * V_p^2 / (2 * P_o * f)$</p>	
3	自激式电路工作频率 f	$f = (\eta * V_p^2 * \theta^2) / (2 * L_p * P_o)$
	<p>对于自激式电路, 我们假定 T_{off} 时间储能释放完毕后开关管立即导通, 根据能量守恒定律, 在 T_{on} 时间内, 变压器初级积聚的能量应刚好足够满足输出功率的要求, 即: $(1/T) * \int_0^{t_{on}} (V_p * V_p * t / L_p) dt = P_o / \eta$</p> <p>得: $V_p^2 * T_{on}^2 / (2 * T * L_p) = P_o / \eta$ $T_{on}^2 = 2 * T * L_p * P_o / (\eta * V_p^2) = 2 * L_p * P_o / (\eta * V_p^2 * f)$</p> <p>而: $T_{on} = \theta / f$ 代入上式化简得: $f = (\eta * V_p^2 * \theta^2) / (2 * L_p * P_o)$</p>	
4	实际工作占空比 θ_{on}	<p>如为PWM式且 $\theta_{onmax}^2 * V_p^2 / (2 * f * L_p) > P_o / \eta$: $\theta_{on} = \sqrt{[2 * f * L_p * P_o / (\eta * V_p^2)]}$</p> <p>否则 $\theta_{on} = \theta_{onmax}$</p>
	<p>1、当PWM电路在 T_{on} 时间内, 变压器初级积聚的能量增量小于或等于满足输出功率要求时, 电路工作在连续或临界状态, $\theta_{on} = \theta_{onmax}$。</p> <p>2、自激式电路工作在临界状态, 故 $\theta_{on} = \theta_{onmax}$。</p> <p>3、当PWM电路在 T_{on} 时间内, 变压器初级积聚的能量增量大于满足输出功率要求时, 电路工作在断流状态, 故根据能量守恒: $(1/T) * \int_0^{t_{on}} (V_p * V_p * t / L_p) dt = P_o / \eta$ 得: $V_p^2 * T_{on}^2 / (2 * T * L_p) = P_o / \eta$</p> <p>即: $L_p = \eta * \theta^2 * V_p^2 / (2 * P_o * f)$ 推出: $\theta_{on} = \sqrt{[2 * f * L_p * P_o / (\eta * V_p^2)]}$</p>	
5	导通时间 T_{on}	$T_{on} = \theta_{on} / f$
6	最小原边电流 I_{pmin}	$I_{pmin} = P_o / (\eta * \theta_{onmax} * V_p) - \theta_{onmax} * V_p / (2 * f * L_p)$
	<p>1、根据能量守恒 $P_i = \int_0^{t_{on}} V_p * (I_{pmin} + V_p * t / L_p) dt / T_s$ 得: $P_i = V_p * (I_{pmin} + V_p * T_{on} / 2 L_p) * \theta = P_o / \eta$</p> <p>即: $I_{pmin} = P_o / (\eta * V_p * \theta) - V_p * \theta / (2 L_p * f)$</p>	

	2、如电路工作在断流状态，则计算值会小于0，这时应取Ipmin=0	
7	原边电流增量 ΔI_p	$\Delta I_p = T_{on} * V_p / L_p$
8	原边电流峰值Ipmax	$I_{pmax} = I_{pmin} + \Delta I_p$
9	原边有效电流Ip	$I_p = \sqrt{[(I_{pmin}^2 + I_{pmin} * \Delta I_p + \Delta I_p^2 / 3) * \theta_{on}]}$
	1、 $I_p = \sqrt{[(1/T) * \int_0^{t_{on}} (I_{pmin} + \Delta I_p * t / T_{on})^2 dt]}$ 2、 $\theta_{on} = T_{on} / T$	
10	原边电流直流分量Ipdc	$I_{pdc} = (I_{pmin} + \Delta I_p / 2) * \theta_{on}$
11	原边电流交流分量Ipac	$I_{pac} = \sqrt{(I_p^2 - I_{pdc}^2)}$
12	原边绕组需用线径Dp	$D_p = 0.55 * \sqrt{I_p}$
	电流密度取4.2A/mm ²	
13	最小副边电流Ismin	$I_{smin} = I_{pmin} * N_p / N_s$
14	副边电流增量 ΔI_s	$\Delta I_s = \Delta I_p * N_p / N_s$
15	副边有效电流Is	$I_s = \sqrt{[\theta_{on} * (I_{smin}^2 + I_{smin} * \Delta I_s + \Delta I_s^2 / 3) * V_p * N_s / (V_o * N_p)]}$
	1、由： $I_s = \sqrt{[(1/T) * \int_0^{t_{off}} (I_{smin} + \Delta I_s * t / T_{off})^2 dt]}$ 得： $I_s = \sqrt{[(I_{smin}^2 + I_{smin} * \Delta I_s + \Delta I_s^2 / 3) * (T_{off} / T)]}$ 2、当工作在断流模式时，上式中的T _{off} 不能采用T-T _{on} 计算，因磁能会在未达到T _{off} 终了前释放完毕，造成计算错误，这里的T _{off} 应由磁通复位原则求得： $V_p * T_{on} = n * V_o * T_{off}$ $n = N_p / N_s$ 得： $T_{off} = V_p * T_{on} * N_s / (N_p * V_o)$ 3、如将I _{smin} =I _{pmin} *N _p /N _s ， $\Delta I_s = \Delta I_p * N_p / N_s$ ， $\Delta I_p = T_{on} * V_p / L_p$ 代入公式得： $I_s = \sqrt{\{[\theta_{on} * V_p * N_p / (N_s * V_o)] * [I_{pmin}^2 + I_{pmin} * V_p * \theta_{on} / (L_p * f) + V_p^2 * \theta_{on}^2 / (3L_p^2 * f^2)]\}}$	
16	副边电流直流分量Isdc	$I_{sdc} = I_o$
17	副边电流交流分量Isac	$I_{sac} = \sqrt{(I_s^2 - I_{sdc}^2)}$
18	副边绕组需用线径Ds	$D_s = 0.5 * \sqrt{I_s}$
	电流密度取5A/mm ²	
19	磁感应强度增量 ΔB	$\Delta B = V_p * \theta_{on} / (N_p * f * S_c)$
20	剩磁Br	$B_r = 0.1T$
21	标称磁芯材质损耗P _{Fe} (100KHz 100℃ KW/m ³)	磁芯材质PC30, P _{Fe} = 600 磁芯材质PC40, P _{Fe} = 450
22	选用磁芯的损耗系数 ω	$\omega = 1.08 * P_{Fe} / (0.2^{2.4} * 100^{1.2})$
	1.08为调节系数	
23	磁芯损耗Pc	$P_c = \omega * V_c * (\Delta B / 2)^{2.4} * f^{1.2}$

24	气隙导磁截面积Sg	方形中心柱 $S_g = [(a+\delta')/2] * (b+\delta')/2 / (a*b)] * S_c$ 圆形中心柱 $S_g = \{\pi * (d/2 + \delta')/2\}^2 / [\pi * (d/2)^2] * S_c$
25	有效磁芯气隙 δ'	$\delta' = \mu_o * (N_p^2 * S_c / L_p - S_c / AL)$
	1、根据磁路欧姆定律： $H * l = I * N_p$ 有空气隙时： $H_c * l_c + H_o * l_o = I_p * N_p$ 又有： $H = B / \mu$ $I_p = V_p * T_{on} / L_p$ 代入上式得： $\Delta B * l_c / \mu_c + \Delta B * \delta' / \mu_o = V_p * T_{on} * N_p / L_p$ 式中： l_c 为磁路长度， δ' 为空气隙长度， N_p 为初级圈数， L_p 为初级电感量， ΔB 为工作磁感应强度增量； μ_o 为空气中的磁导率，其值为 $4\pi * 10^{-7} H/m$ ； 2、 $\Delta B = V_p * T_{on} / N_p * S_c$ 3、 μ_c 为磁芯的磁导率， $\mu_c = \mu_e * \mu_o$ 4、 μ_e 为闭合磁路（无气隙）的有效磁导率， μ_e 的推导过程如下： 由： $H_c * l_c = I_p * N_p$ $H_c = B_c / \mu_c = B_c / \mu_e * \mu_o$ $I_p = V_p * T_{on} / L_{p0}$ 得到： $B_c * l_c / (\mu_e * \mu_o) = N_p * V_p * T_{on} / L_{p0}$ 又根据： $B_c = V_p * T_{on} / N_p * S_c$ 代入上式化简得： $\mu_e = L_{p0} * l_c / \mu_o * N_p^2 * S_c$ 5、 L_{p0} 为对应 N_p 下闭合磁芯的电感量，其值为： $L_{p0} = AL * N_p^2$ 6、将式步骤5代入4，4代入3，3、2代入1得： $L_p = N_p^2 * S_c / (S_c / AL + \delta' / \mu_o)$	
26	实际磁芯气隙 δ	如果 $\delta' / l_c \leq 0.005$: $\delta = \delta'$ 如果 $\delta' / l_c > 0.03$: $\delta = \mu_o * N_p^2 * S_c / L_p$ 否则 $\delta = \delta' * S_g / S_c$
27	直流 I_{pmin} 产生的磁感应强度 B_o	$B_o = I_{pmin} * N_p / (l_o / \mu_o + S_c / AL)$
	1、 $I_{pmin} * N_p = H_o * l_o + H_c * l_c = B_o * l_o / \mu_o + B_o * l_c / \mu_c$ $\mu_c = \mu_e * \mu_o$ 2、由： $B_c * l_c / (\mu_e * \mu_o) = N_p * V_p * T_{on} / L_{p0}$ $B_c = V_p * T_{on} / N_p * S_c$ 得： $\mu_e = L_{p0} * l_c / \mu_o * N_p^2 * S_c$ 3、 $L_{p0} = N_p^2 * AL$	
28	最大磁感应强度 B_m	$B_m = \Delta B + B_r + B_o$
29	穿透直径 ΔD	$\Delta D = 132.2 / \sqrt{f}$
30	开关管反压 U_{ceo}	$U_{ceo} = \sqrt{2} * V_{inmax} + (V_o + 0.5) * N_p / N_s$
	1、未考虑漏感。 2、0.5是考虑输出整流二极管压降的调整值	
31	输出整流管反压 U_d	$U_d = V_o + \sqrt{2} * V_{inmax} * N_s / N_s$