

利用正激有源钳位技术设计 DC-DC电源

黄军辉 2008.10.10

目的:

- 1、给刚入电源行业的朋友提供一种设计思路和方法
- 2、为**COST DOWN**提供一种依据
- 3、给调试提供一种指导

说明:

- 1、只作为一种初步估算方法
- 2、估算时，采用的是较理想方法
- 3、估算方法不是唯一

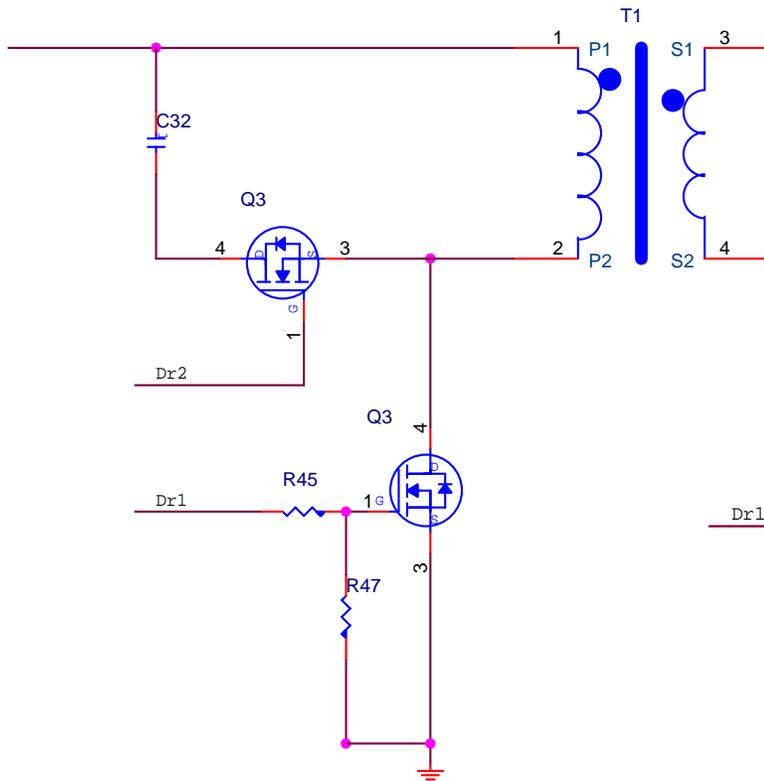
参考文献:

- 1、《开关电源原理与设计》
- 2、TI的设计文献

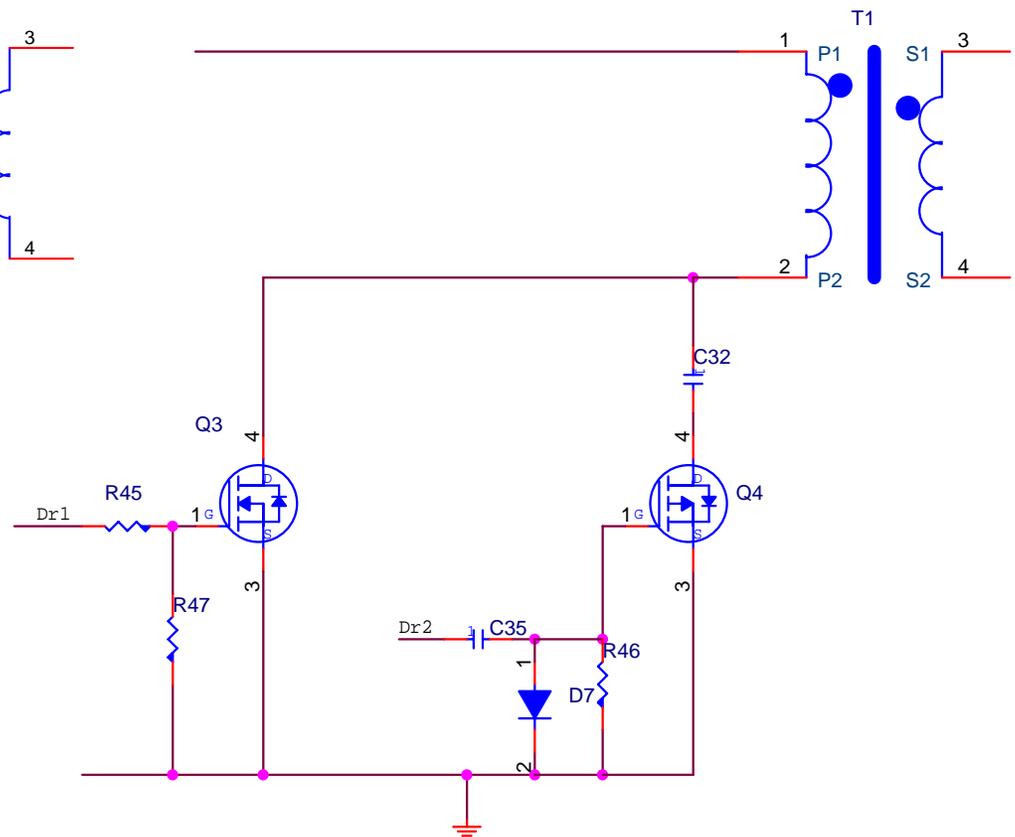
备注：计算过程中，有不对的地方，希望各位同行和老师不吝赐教！！！！

有源钳位的两种方式:

方式1



方式2



方式1的工作原理，我在上次交流会上已经讲过，这次我们只对方式2工作原理进行简单地讲一下

步骤1: T0-T1: 变压器传递能量

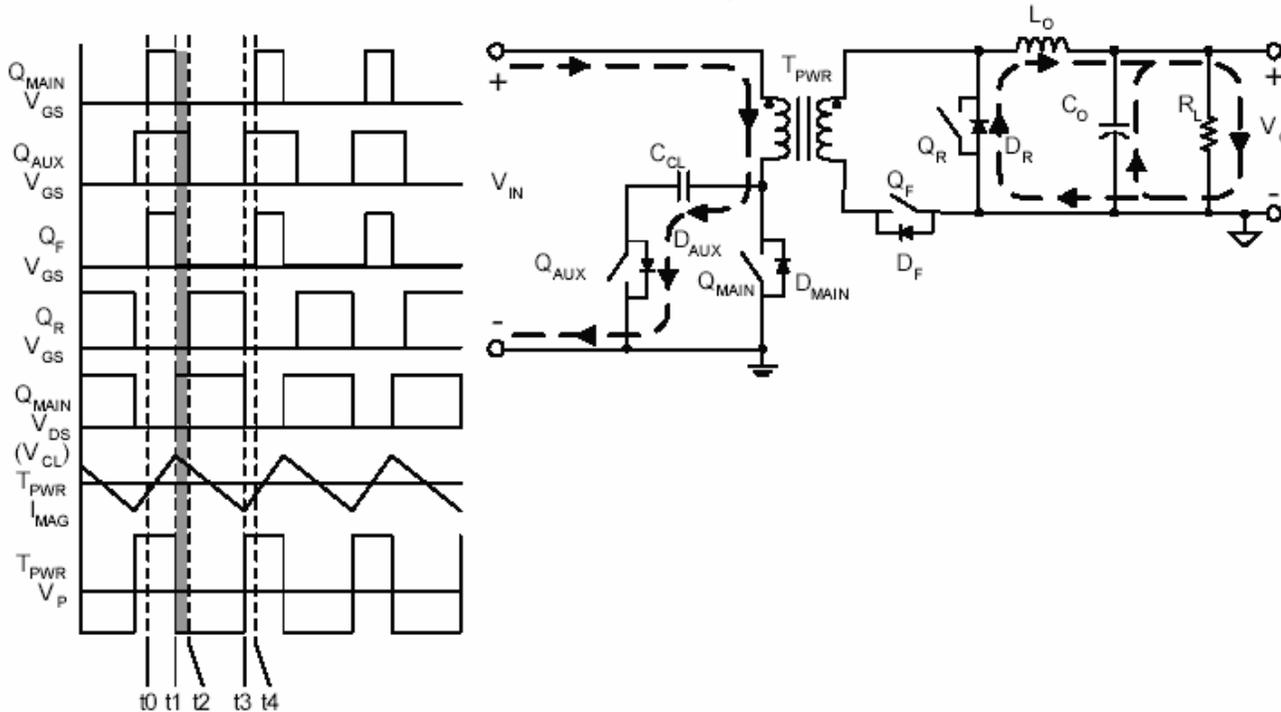


Figure 2. $t_1 \rightarrow t_2$: Resonant Interval

- 步骤2: T1-T2: 谐振

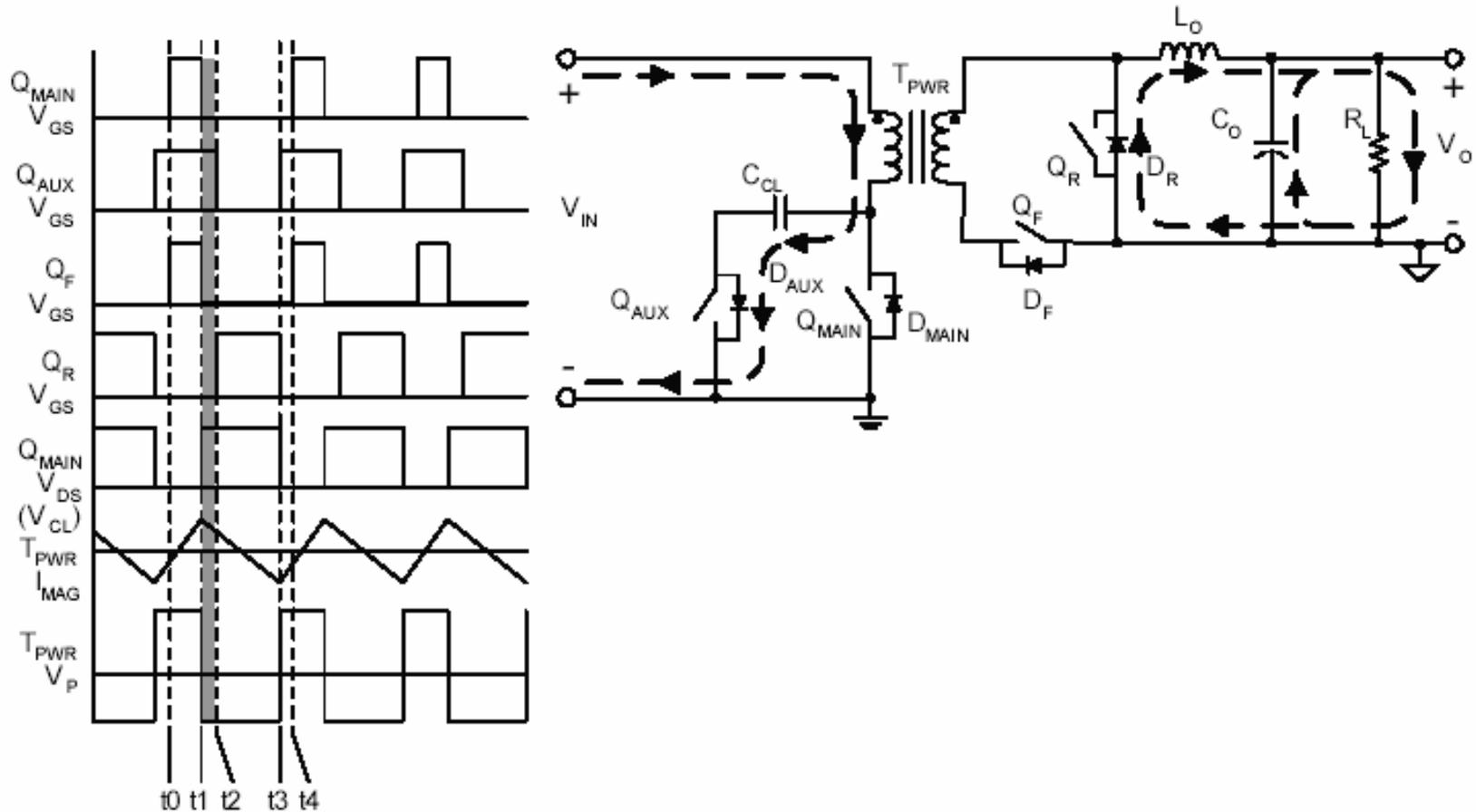


Figure 2. $t_1 \rightarrow t_2$: Resonant Interval

步骤3: T2-T3: 磁芯复位过程

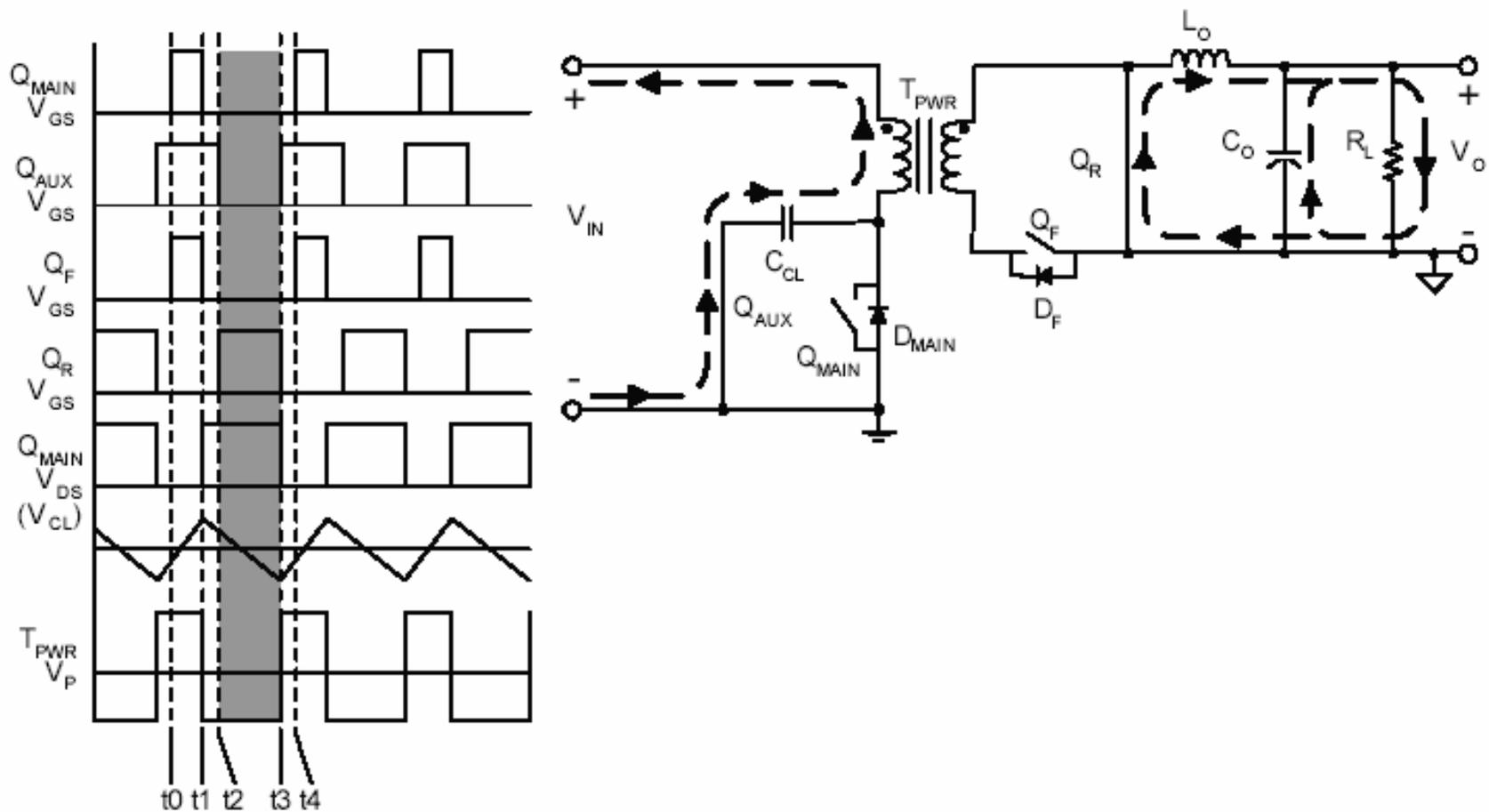


Figure 3. $t_2 \rightarrow t_3$: Active Clamp Reset Interval

- 步骤4: T3-T4: 谐振过程

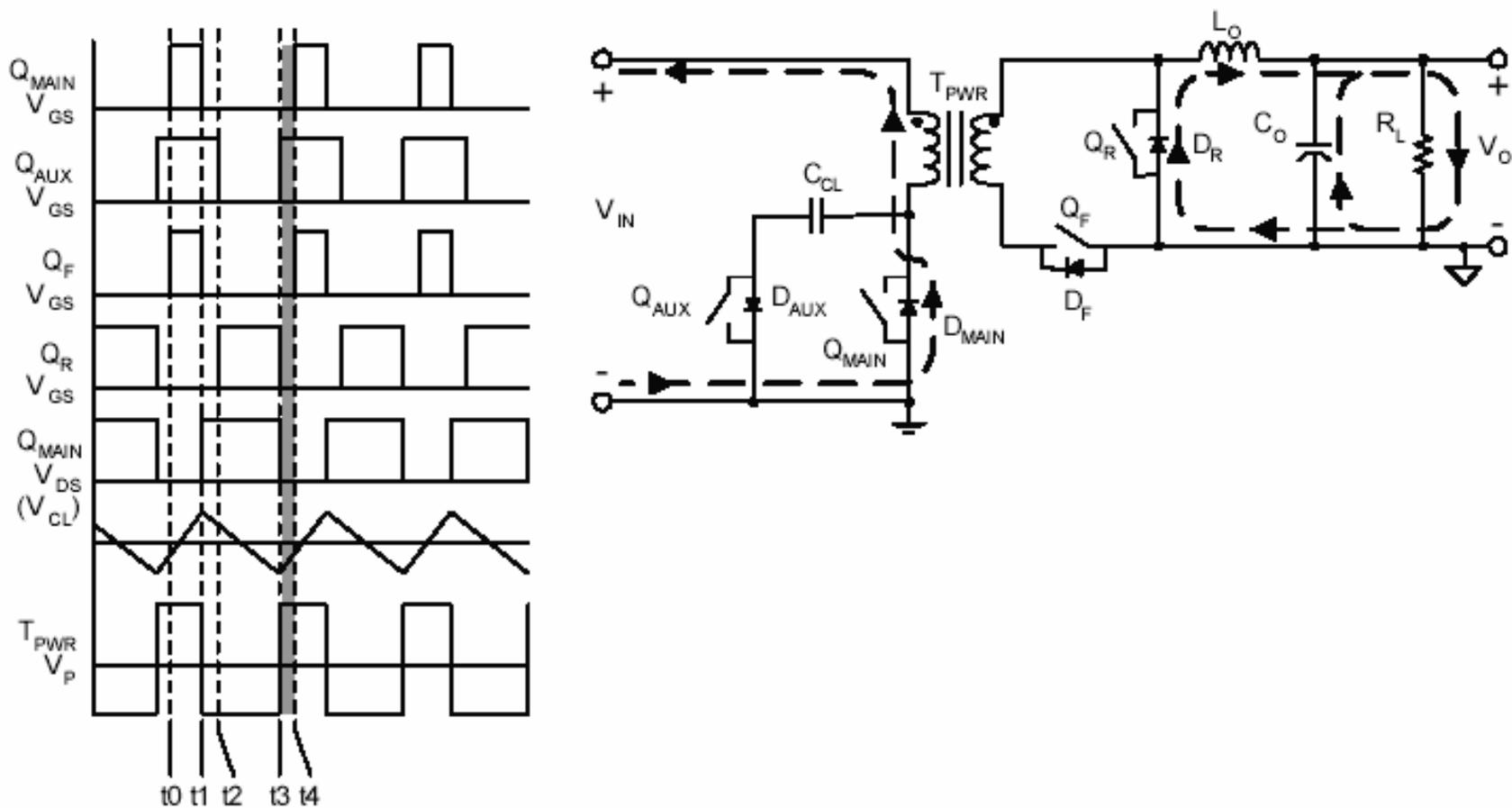
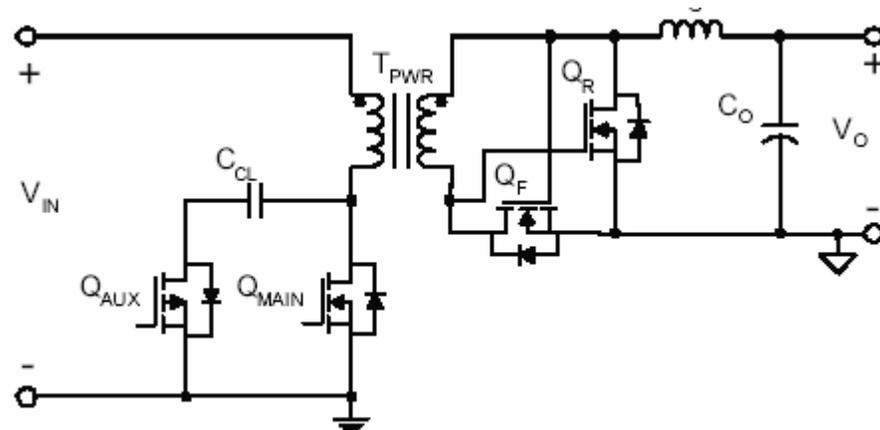


Figure 4. $t_3 \rightarrow t_4$: Resonant Interval

设计一款DC/DC电源

- 1、输入48V，范围36-72V
- 2、输出3.3V/30A，功率100W
- 3、输出纹波小于33MV
- 4、典型效率大于90%
- 5、尺寸：半砖

- 第一步：首先选择拓扑结构
- 考虑因素：尺寸，效率、功率.....
- 1、根据功率大小我们需要选择正激式电路
- 2、根据尺寸我们需要把频率设到300K
- 3、根据效率我们要求采用同步整流和有源钳位电路
-所以我们选定正激有源钳位+自驱同步整流电路



第二步:确定占空比和工作频率

选择占空比时,主要需要考虑变压器的磁复位方式,一般正激式电路有RCD复位、绕组复位、谐振复位和有源钳位, 1: 1的绕组复位占空比小于0.5,RCD和谐振复位可以超过0.5,但也不宜超的太多.而有源钳位一般到0.7都问题不大,一般设在0.6左右比较合适.

上面的有些数据,属于经验值

这次我们需要设计的电源,在低端36V输入的时候,最大占空比定在0.6左右

但一般欠压保护会设到33V左右,考虑一些线路压降,准确地定义应该是在33V输入时,占空比定为0.6(Dmax)

我们再反推72V输入时,占空比在0.3左右(Dmin)

工作频率选择: 半砖尺寸,相对尺寸较小,一般把频率设在300K左右

- 第二步:确定输出续流电感
- 输出电路,就是一个**BUCK**电路,我们可以按**BUCK**电路要计算所有参数
- 首先确认电感的纹波电流,需综合考虑纹波电流和动态。一般在选择时,电感的纹波电流设定在**10%~30%I_o**.
- 根据法拉定律计算电感量

$$L = \frac{(V_{IN} - V_O) \times V_O}{V_{IN} \times \Delta I \times f_{SW}} \quad (\text{Henries})$$

- 在公式中,**V_{IN}**取最大值,即最小占空比,电感纹波电流取**15%**,把公式变换一下:

第二步:确定续流电感电感量

$$L_o = \left(\frac{V_o}{0.15 \times I_{O(MAX)} \times F_{sw}} \right) \times (1 - D_{MIN})$$

$$L = (3.3V / (0.15 * 30A * 300K)) * (1 - 0.3) = 1.7\mu H$$

对于模块电源,输出电感尽量选标准品,用平板
变压器绕制,非线绕电感.现选择**PULSE**电感,
标准是**2UH**,带副边绕组

重新反算电感的纹波电流和电感的**RMS**值电
流

- $\Delta I = (V_o / (L * f)) * (1 - D_{min})$
- $= (3.3 / (2 * 0.3)) * (1 - 0.3)$
- $= 3.85A$
- 12.8%的纹波电流
- 再计算一下电感的有效值电流



$$I_{LO(RMS)} = \sqrt{I_o^2 + \frac{\Delta I_{LO}^2}{3}}$$

$I(RMS)=30.1A$,该值跟电感的饱和电流应该留有一定的裕量
 确定了电感量和电感电流后,我们就可以从**DATASHEET**上找到合适的电感了,从资料上我们可以找到其它参数,如匝数,损耗计算等,该电感的匝数为1匝

如果我们选择电感的辅助绕组进行为IC供电，这时，我们就要计算电感的辅助绕组了。

假如说，我们IC的供电范围是8-15V.我们取12V左右，保证电感续流时辅助绕组为整流，即保证同名端，即有：

$$V_o \times (1 - D) = \frac{V_{BOOT} + V_{D(BOOT)}}{N_{BOOT}} \times (1 - D)$$

$N = (V_{CC} + V_d) / V_o = (12 + 0.7) / 3.3 = 3.85$ ，取整数匝为4匝，反推VCC电压为12.5V，符合要求，这时电感变成了1:4匝比的电感了。同样，有标准供选择

第三步:计算VCC供电电容大小

$$V_o \times (1 - D) = \frac{V_{BOOT} + V_{D(BOOT)}}{N_{BOOT}} \times (1 - D)$$

计算一下,最小电容为10nF

一般在实际用时,此电容会选大于计算值,是因为考虑温度,实际情况而定的,一般经验值会在10UF~22UF之间,

第四步:确定输出电容

回到之前**BUCK**电路的计算

输出电容由两个因素确定,输出纹波值和动态响应要求

可以从如下公式计算

$$R_{ESR(OUT)} \leq \frac{\Delta V_{O(RIP)}}{\Delta I_{LO}}$$

$$R_{ESR(OUT)} \leq \frac{33 \times 10^{-3} V_{PP}}{4.2 A_{PP}} = 8 m\Omega$$

$$C_O = \frac{L_O \times I_{STEP}^2}{V_{OS}^2} = \frac{L_O \times (I_{STEP(MAX)}^2 - I_{STEP(MIN)}^2)}{(V_{OS(MAX)}^2 - V_{OS(MIN)}^2)}$$

$$C_O = \frac{L_O \times I_{STEP}^2}{V_{OS}^2} = \frac{(2 \times 10^{-6} H) \times (15 A^2 - 0 A^2)}{(3.4 V^2 - 3.3 V^2)} = 672 \mu F$$

确定了电容的**ESR**值和容值,下一步就是选择电容了.基于尺寸考虑,我们要选择贴片,小型,低**ESR**的电容,同时需要它的容量也高,所以我们选择**POSCAP**类型电容,**SANYO**的**6.3V/330UF**的电容,**ESR**是**10mR**,纹波电流为**4.4A**,我们选用两个符合我们的要求,考虑到输出有一些噪声,我们可以加一些**MLCC**电容进行滤波,经验组合为**10UF+0.1UF**

第五步:选择同步整流管

现在我们选择的自驱同步整流形式， V_{gs} 驱动电压就是变压器次级电压，一般低压MOS， $5V < V_{gs} < 20V$ ，所以在确定变压器匝比时，这个也要考虑进行，这也是为什么超宽范围输入时，自驱动形式不太适合用的问题。

首先我们计算次级电压最小值，根据输出电感的伏秒值平衡，可以推出

$$V_o = D_{max} * V_{smin}$$

现在我们要考虑MOS的上升、下降及延时时间，那么在计算 V_{smin} 时，公式就得变换一下：

$$V_{S(MIN)} = \frac{V_o}{D_{MAX} - \left(\frac{t_{R(QMAIN)} + t_{F(QMAIN)} + t_{DELAY}}{T_{SW}} \right)}$$

对于我们现在，MOS还没有选定，对于MOS的上升、下降及延迟时间，都没有办法得到，所以我们可以根据一个经验值，这三个时间的总和约为总周期的3%，按公式计算一下 V_{Smin}

$$V_{S(MIN)} = \frac{3.3V}{0.6 - \left(\frac{109 \times 10^{-9} s}{3.64 \times 10^{-6} s} \right)} = 5.79V$$

次级电压已经算出来了，实际变压器匝比就可以算出来了

$$N = \frac{N_P}{N_S} = \frac{V_{IN(MIN)}}{V_{S(MIN)}} = \frac{36V}{5.79V} = 6.2 \approx 6$$

匝比确定后,我们的反推同步整流MOS的VGS压降,整流MOS跟输入电压和匝比成正比,反推一下,在6-12V之间,符合要求,续流管的VGS跟嵌位电压和匝比成正比.反推一下,在8-5V之间,符合要求.

$$V_{RESET} = \left(\frac{D}{1-D} \right) \times V_{IN}$$

计算出MOS的VGS电压后,再回忆一下自驱同步整流的原理图,整流管的VGS就是续流管的VDS,续流管的VGS就是整流管的VDS,这样,我们就确认了MOS的VDS电压了

下一步我们要计算MOS所需的电流了

在计算电感时,我们已经知道电感的纹波电流是4.2A左右,所以,流过电感的峰值电流为:

$$I_{LO(PK)} = I_{O(MAX)} + \frac{\Delta I_{LO}}{2} = 30A + \frac{4.2A}{2} = 32.1A_{PK}$$

流过整流MOS的有效值电流为:

$$I_{QF(RMS)} = I_{O(MAX)} \times \sqrt{D_{MAX}} = 30A \times \sqrt{0.6} = 23.24A_{RMS}$$

流过续流MOS的有效值电流为:

$$I_{QR(RMS)} = I_{O(MAX)} \times \sqrt{1 - D_{MIN}} = 30A \times \sqrt{1 - 0.3} = 25.1A_{RMS}$$

确定MOS的电压电流后,我们在选择是,要选择高温下也能符合要求的MOS,并且再留点裕量,一般大家习惯选择并联MOS方法达到要求并降低功耗,目的是要低RDS(on),Qg也要尽量低,我们先按以上方法选择MOS.选择了一个30V,55A的MOS,它的RDS(on)是0.0025R,Qg=80nc,它是POWER-PAK封装,热阻系数是60度/W,结温Tj=150度

我们想设计成尽量不用散热器散热,所有我们的控制各个功率器件的功耗

$$P_{QF(LIMIT)} = \frac{T_{j(MAX)} - T_A}{\theta_{jA}} = \frac{(0.75 \times 150^\circ C) - 40^\circ C}{60^\circ C/W} = 1.25W / MOSFET$$

现在我们就需要计算一下,单个**MOS**的情况下,整流管和续流管的损耗各个多少,从而来决定因为选择多少**MOS**并联

- 整流管损耗计算:
- 计算原则:最严酷工作条件:最小输入,最大占空比,最大输出电流,有些不太好确定的参数就略等于.
- 先大概确定MOS的GATE电阻,此时GATE电阻包括了加在MOS栅极的电阻和变压器次级绕组的直流电阻,此设计是为3R,整流管ZVS关断(ZVS关断后面有讲)

- 开通延迟时间:
$$t_{R(QF)} \approx \frac{Q_G \times R_{QF}}{V_{GS(QF)}} = \frac{80nC \times 3\Omega}{6V} = 40ns$$

- 开通损耗:

$$P_{SW(QF)} = \frac{V_{DS(MAX)} \times \left(I_{O(MAX)} - \frac{\Delta I_{LO}}{2} \right) \times t_{R(QF)} \times F_{SW}}{2}$$

$$P_{SW(QF)} = \frac{5V \times \left(30A - \frac{4.2A}{2} \right) \times (40 \times 10^{-9}s) \times (300 \times 10^3 Hz)}{2} = 837mW$$

就算我们设计的非常好,整流管确实实现了ZVS,但做为体二极管来说,关断还是有损耗的

$$P_{BD(QF)} = V_F \times I_{QF(RMS)} \times F_{SW} \times t_{BD(QF)} = 1V \times 23.24A \times (300 \times 10^3 Hz) \times (50 \times 10^{-9} s) = 350mW$$

开通损耗:

$$P_{C(QF)} = I_{QF(RMS)}^2 \times R_{DS(ON)} = 23.24A^2 \times (2.5 \times 10^{-3} \Omega) = 1.35W$$

总体损耗:

$$P_{QF(MAX)} = P_{SW(QF)} + P_{BD(QF)} + P_{C(QF)}$$

$$P_{QF(MAX)} = 837mW + 350mW + 1.35W = 2.54W$$

根据上面我们计算的单个MOS最大允许功耗,我们可以计算,做为整流管,需要MOS的个数:

$$QF_{NUM} = \frac{P_{QF(MAX)}}{P_{QF(LIMIT)}} = \frac{2.54W}{1.25W} = 2.03 \approx 2$$

当然,采用MOS并联后,Rds(on)是减少了,但Qg有增加,增个功耗可能会增加,这时就要求我们再倒回去算,简单方法是再加大一些MOS的散热PAD

- 计算续流管时,我们也要按严酷方法去计算,最高输入,最小占空比,最大电流时计算,续流管在开关时,实现了ZVS,所以开关损耗不计,但要计算体二极管的损耗.计算方法同整流管,当然,假如说,我们设计的不好,两个MOS都没有实现ZVS,此时我们就把开关损耗算进去就可以了.

$$P_{BD(QR)} = V_F \times I_{QR(RMS)} \times F_{SW} \times t_{BD(QR)}$$

$$= 1V \times 25.1A \times (300 \times 10^3 Hz) \times (150 \times 10^{-9} s) = 1.13W$$

$$P_{C(QR)} = I_{QR(RMS)}^2 \times R_{DS(ON)} = 25.1A^2 \times (2.5 \times 10^{-3} \Omega) = 1.58W$$

$$P_{QR(MAX)} = P_{BD(QR)} + P_{C(QR)}$$

$$P_{QR(MAX)} = 1.13W + 1.58W = 2.71W$$

$$QR_{NUM} = \frac{P_{QR(MAX)}}{P_{QR(LIMIT)}} = \frac{2.71W}{1.25W} = 2.17 \approx 3$$

第六步:变压器设计

这次因为时间关系,对于变压器和电感,只是简单介绍一下,计算出一些关键参数从而选择标准品,对于设计一个全新变压器,不是我们这次分享的内容,下次有机会再分享.



- 🔌 **Power Rating:** up to 140W
- 🔌 **Height:** 8.6mm to 9.7mm Max
- 🔌 **Footprint:** 23.4mm x 21.6mm Max
- 🔌 **Frequency Range:** 200kHz to 700kHz
- 🔌 **Isolation (Primary to Secondary & Core):** 1750VDC

Electrical Specifications @ 25°C — Operating Temperature -40°C to +125°C

Part ³ Number	Turns			Schematic	Primary ¹ Inductance (μH MIN)	Leakage ² Inductance (μH MAX)	DCR (mΩ MAX)			Maximum Height (mm)
	Primary A	Primary B	Secondary				Primary A	Primary B	Secondary	
PA0801NL	4T	4T	4T (1T:1T:1T:1T)	A1	153	0.45	17.5	17.5	7	8.6
PA0802	4T	5T			194	0.45	17.5	20	7	8.6
PA0803NL	5T	5T			240	0.55	20	20	7	8.6
PA0804NL	5T	6T			290	0.60	20	25	7	8.6
PA0805NL	6T	6T			345	0.65	25	25	7	8.6
PA0806NL	4T	4T	1T & 1T	A2	153	0.45	17.5	17.5	.875 & .875	8.6
PA0807	4T	5T			194	0.45	17.5	20	.875 & .875	8.6
PA0808NL	5T	5T			240	0.55	20	20	.875 & .875	8.6
PA0809NL	5T	6T			290	0.60	20	25	.875 & .875	8.6
PA0810NL	6T	6T			345	0.65	25	25	.875 & .875	8.6

如上图所示,为标准品

匝比之前我们已经确认了,需要**6:1**,该产品已经说明了,能做到**140W**功率,所以我们也没必要计算需要多大的磁芯,但必须设计初级多少匝.

保证一个正常范围内的 ΔB 是变压器正常工作的一个基本条件
由变压器厂家提供的资料:

$$\Delta B = \frac{179211.46 \times V_{IN(MIN)} \times D_{MAX}}{F_{SW(kHz)} \times N_P}$$

一般我们在设计变压器时, ΔB 设计在**0.2**左右,代入上面公司,取整可得
Np=6匝

这样就选定变压器了,再估算一下变压器损耗

$$P_{CORE} = 1.59 \cdot 10^{-13} \times \Delta B^{2.5} \times F_{SW(kHz)}^{1.8} = 1.59 \cdot 10^{-13} \times 2150^{2.5} \times 300^{1.8} = 0.98W$$

再计算一下初级绕组的峰值电流和有效值电流

$$I_{MAG} = \frac{V_{IN(MIN)} \times D_{MAX}}{F_{SW} \times L_{MAG}} = \frac{36V \times 0.6}{(300 \times 10^3 Hz) \times (65 \times 10^{-6} H)} = 1.1A$$

$$I_{PRI(PK)} = \left(\frac{I_{LO(PK)}}{N} \right) + I_{MAG} = \left(\frac{32.1A}{6} \right) + 1.1A = 6.45A_{PK}$$

$$I_{PRI(RMS)} = \frac{I_{QF(RMS)}}{N} + \frac{I_{MAG}}{2} = \frac{23.24A}{6} + \frac{1.1A}{2} = 4.42A$$

再根据厂家提供的次初绕组的直流电阻,计算一下直流损耗

$$P_{CU} = \left(I_{PRI(RMS)}^2 \times R_{DC(PRI)} \right) + \left(I_{QF(RMS)}^2 \times R_{DC(SEC)} \right)$$

$$P_{CU} = \left(4.42 A^2 \times 11.25 \times 10^{-3} \Omega \right) + \left(23.24 A^2 \times 0.875 \times 10^{-3} \Omega \right) = 0.69 W$$

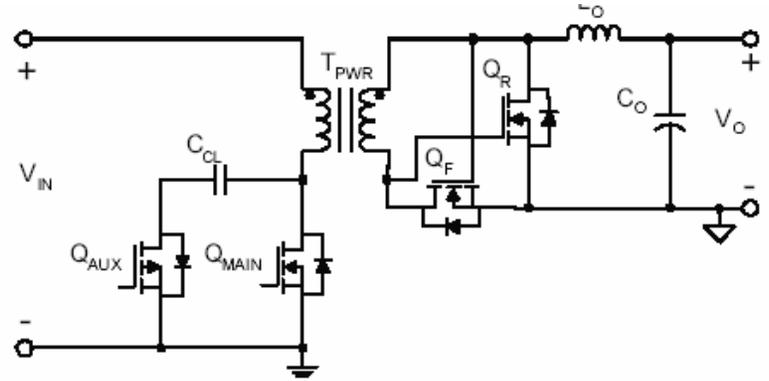
变压器总损耗估算:

$$P_{T(PWR)} = P_{CORE} + P_{CU} = 0.98 W + 0.69 W = 1.67 W$$

再估算一下环境温度**为40度**时的温度(热阻厂家有给出)

$$T_{T(PWR)} = \Delta T_{T(PWR)} + T_A = 40^\circ C + 40^\circ C = 80^\circ C$$

第七步:有源钳位电路 首先确认关键点电压



计算时我们先忽略漏感的影响,那么,根据变压器的伏秒值平衡

$$D \times V_{IN} = (1 - D) \times V_{CL} - (1 - D) \times V_{IN}$$

简化一下:

$$V_{RESET} = \left(\frac{D}{1 - D} \right) \times V_{IN}$$

这个公式一看,其实就是BOOST电路的升压公式,所以这种LOW-SIDE钳位模式也可以理解成升压钳位模式

主MOS的VDS压降: $V_{ds} = V_{CL}$

复位电压: $V_{RESET} = V_{CL} - V_{IN}$ 换算一下 $V_{CL} = \left(\frac{1}{1 - D} \right) \times V_{IN}$

- 再反推:
$$D = \left(\frac{V_O}{V_{IN}} \right) \times N$$

- 代入再推算

$$V_{DS(QMAIN)} = V_{CL} = \frac{V_{IN}^2}{V_{IN} - N \times V_O}$$

$$V_{RESET} = \frac{V_O \times V_{IN} \times N}{V_{IN} - N \times V_O}$$

- 通过上面这个公式,我们可以得到两者之前的曲线,是一种抛物线关系
下一步,我们就要计算钳位电容的大小:

以下原则:电容大,VDS上的纹波会小,相当电压应力就小,但影响动态变差

电容小,VDS上的纹波会大,相对电压应力就大,但动态较好

我们计算或调试时,中和一下就可以.我们对他进行估算一下

$$2 \times \pi \times \sqrt{L_{MAG} \times C_{CL}} > t_{OFF(MAX)} \quad \text{变换一下} \quad C_{CL} > 10 \times \left(\frac{(1 - D_{MIN})^2}{L_{MAG} \times (2 \times \pi \times F_{SW})^2} \right)$$

根据公式,我们计算一下钳位电容大小

$$C_{cl} > \frac{10 \times (1 - 0.3)^2}{(65 \times 10^{-6} H) \times (2 \times \pi \times (300 \times 10^3 Hz))^2} = 21.22 \times 10^{-9} F \approx 22 nF$$

可以看出,跟我们经验取值还是有些偏差的,一般我的经验值都在**100nF~220nF**左右,所以,这个电容的大小是可以调节的了,调节的范围还是比较高的,但最终是要满足主**MOS**的电压应力和综合动态等因素了

第八步:确认初级MOS

前面在计算其它过程中,已经算出了VDS电压,变压器的有效值电流,我们在选择是,要综合考虑MOS高温下工作,电流值是会减少的.选择电流太大的MOS,Qg也相对会比较大,并且成本也会比较高,各个因素综合考虑,选择一个比较合适的MOS.这次设计,我们选择了一个6.7A,150V的MOS,它的Qg是35nC,Rds(on)是41mR.

计算一下MOS的损耗:

$$\text{开通损耗: } P_{C(QMAIN)} = I_{PRI(RMS)}^2 \times R_{DS(QMAIN)} = 4.42A^2 \times (41 \times 10^{-3} \Omega) = 0.8W$$

前面讲达,我们主开关管是能实现软关断的,开通是否软开关,跟负载情况有关,相对来说,把开通损耗算一下就可以,在整个负载段,我们按经验在40%负载情况出现最大开能损耗,我们计算如下:

$$P_{SW(QMAIN)} = \frac{V_{CL} \times \left(0.4 \times \left(I_{PRI(PK)} - \frac{I_{MAG}}{2} \right) \right) \times F_{SW} \times Q_{G(QMAIN)}}{2 \times I_{G(QMAIN)}}$$
$$P_{SW(QMAIN)} = \frac{110V \times \left(0.4 \times \left(6.45A - \frac{1.1A}{2} \right) \right) \times 300 \times 10^3 Hz \times 35 \times 10^{-9} C}{2 \times 2A} = 0.68W$$

这里我们需要注意的问题:

- 1、我们是假设主开关管是实现了ZVS才这样计算，如果没有实现，就要把开关损耗全部损进去
- 2、刚才在算开通损耗时，是计算的在40%负载情况下，更大时我们是认为它实现了软开通，如果没能，损耗会更大

还有一部分损耗，就是主开关管寄生Cds的充放电损耗，在很多低压应用场合，我们把它忽略了，但在高压场合，我们还是把它估算进去：

$$P_{COSS(QMAIN)} = \frac{C_{OSS(QMAIN)} \times V_{CL}^2 \times F_{SW}}{2} = \frac{(150 \times 10^{-12} F) \times 110V^2 \times 300 \times 10^3 Hz}{2} = 0.27W$$

Cds电容值，可以查MOS的DATASHEET，没有正好对应电压的，我们也只能估算一下大概值。

开关管的总损耗：

$$P_{QMAIN(MAX)} = P_{C(QMAIN)} + P_{SW(QMAIN)} + P_{COSS(QMAIN)} = 0.8W + 0.68W + 0.27W = 1.75W$$

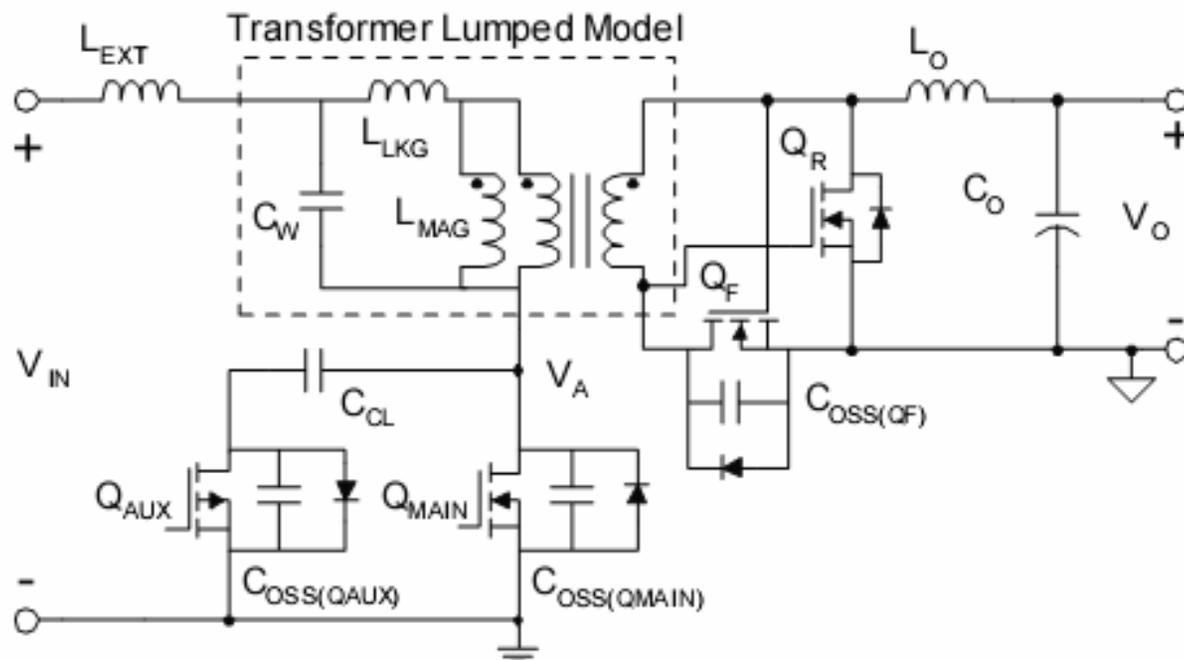
确认一下温升：

$$T_j = (R_{\theta JA} \times P_{QMAIN(MAX)}) + T_A = (52^\circ C / W \times 1.75W) + 40^\circ C = 131^\circ C$$

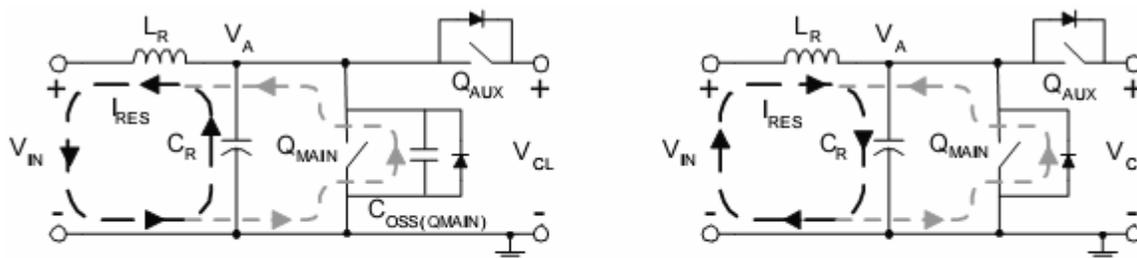
我们设计的是无散热器的，一般设计时，用到MOS结温的75%-80%就可以，这个MOS已经超过了，因为MOS是POWERPAK封装，所以我们尽量加大PCB的铜皮给它散热了，以满足我们的要求

第九步:确认电路是否能实现软开关

示意图:



工作段示意:



t1→t2: Q_{MAIN} turn-off

t3→t4: Q_{MAIN} turn-on

- 条件:

$$\frac{1}{2} \times L_{MAG} \times I_{MAG}^2 + \frac{1}{2} \times L_{LKG} \times \left(\frac{I_O}{N} \right)^2 > \frac{1}{2} \times C_R \times (V_{IN} + V_{CL})^2$$

- 简单的说:谐振电感要有足够能量给谐振电容放电
- 总的谐振电感

$$L_R = L_{LKG} + L_{MAG} + L_{EXT}$$

$$L_R = (190 \times 10^{-9} H) + (65 \times 10^{-6} H) + 0 = 65.19 \mu H$$

- 总的谐振电容

$$C_R = \frac{4}{3} \times \left(C_{OSS(QMAIN)} + C_{OSS(QAUX)} + \frac{C_{OSS(QF)}}{N^2} \right) + C_W$$

$$C_R = \frac{4}{3} \times \left((150 \times 10^{-12} F) + (30 \times 10^{-12} F) + \frac{2 \times (1200 \times 10^{-12} F)}{6^2} \right) + (90 \times 10^{-12} F) = 420 pF$$

- 按最上面公式，我们估算一下空载时，是否满足要求

$$I_{MAG} > \sqrt{\frac{C_R \times (V_{IN} + V_{CL})^2}{L_{MAG}}} \quad I_{MAG} > \sqrt{\frac{(420 \times 10^{-12} F) \times (72V + 110V)^2}{65 \times 10^{-6} H}} = 0.463 A$$

按公式估算，是可以实现ZVS的。

还有一种方法实现ZVS,就是再串联一个附加电感,这种方法用的比较多的就是在变压器次级绕组串入一个电感的形式了。

满足条件还是一样:

$$\frac{1}{2} \times L_{MAG} \times I_{MAG}^2 + \frac{1}{2} \times L_{LKG} \times \left(\frac{I_O}{N}\right)^2 + \frac{1}{2} \times L_{EXT} \times \left(\frac{I_O}{N}\right)^2 > \frac{1}{2} \times C_R \times (V_{IN} + V_{CL})^2$$
$$L_{EXT} > \frac{C_R \times (V_{IN} + V_{CL})^2 - L_{MAG} \times I_{MAG}^2}{\left(\frac{I_O}{N}\right)^2} - L_{LKG}$$

电感要以串原边,也可以串副边

第十步:计算输入电容

类似于**BUCK**输入电容一样,我们可以估算如下:

先确认电容所需的纹波电流

$$I_{C(IN)} = \sqrt{\left[\left(I_{IN} - I_{PRI(RMS)} \right) \times D \right]^2 + \left[\left(I_{IN} + I_{MAG} \right) \times (1 - D) \right]^2}$$

$$I_{IN} = \frac{V_O \times I_{O(MAX)}}{\eta \times V_{IN}}$$

$$I_{PRI(RMS)} = \frac{I_{O(MAX)}}{N} \times \sqrt{D} = I_{O(MAX)} \times \sqrt{\frac{V_O \times N}{V_{IN}}}$$

$$I_{C(IN)} = \sqrt{\left(\left(\frac{V_O \times I_{O(MAX)}}{\eta \times V_{IN}} - \left(\frac{I_{O(MAX)}}{N} \times \sqrt{\frac{V_O \times N}{V_{IN}}} \right) \right) \times \left(\frac{V_O \times N}{V_{IN}} \right) \right)^2 + \left(\left(\frac{V_O \times I_{O(MAX)}}{\eta \times V_{IN}} + I_{MAG} \right) \times \left(1 - \frac{V_O \times N}{V_{IN}} \right) \right)^2}$$

确定容量

$$C_{IN(MIN)} = \frac{I_{IN} + I_{MAG}}{0.05 \times V_{IN}} \times t_{OFF} = \frac{I_{IN} + I_{MAG}}{F_{SW} \times (0.05 \times V_{IN})} \times (1 - D)$$

$$C_{IN(MIN)} = \frac{V_O \times I_{O(MAX)} + I_{MAG} \times \eta \times V_{IN(MIN)}}{\eta \times V_{IN(MIN)} \times F_{SW} \times (0.05 \times V_{IN(MIN)})} \times (1 - D_{MAX})$$

$$C_{IN(MIN)} = \frac{1.25 \times (3.3V \times 30A + 1.1A \times 0.85 \times 36V)}{0.85 \times 36V \times 300 \times 10^3 \text{ Hz} \times (0.05 \times 36V)} \times (1 - 0.6) = 4 \mu F$$

计算ESR值

$$R_{ESR(IN)} < \frac{0.05 \times V_{IN(MIN)}}{\left(I_{PRI(PK)} + \left(\frac{I_{MAG}}{2} \right) \right)} = \frac{0.05 \times 36V}{\left(6.45A + \left(\frac{1.1A}{2} \right) \right)} = 257m\Omega$$

确认这三个参数后,我们就可以选择电容了,选择MLCC(multilayer ceramic)电容,100V/2.2UF*3

- 到这里,一个正激主拓扑的元件计算和选择基本完成
- 下一步我们就要进行控制IC,根据控制IC我们设计一些外围元件,包括反馈,环路补偿,电流取样等等,这些要按具体情况而定了.

有问题可以发以下邮箱交流:

Bcaskoubai3@tom.com



THE END

谢谢