

設計流程簡介

1 目的

希望以简短的篇幅，将公司目前设计的流程做介绍，若有介绍不当之处，请不吝指教。

2 设计步骤:

2.1 绘线路图、PCB Layout.

2.2 变压器计算.

2.3 零件选用.

2.4 设计验证.

3 设计流程介绍(以 DA-14B33 为例):

3.1 线路图、PCB Layout 请参考知识库中说明.

3.2 变压器计算:

变压器是整个电源供应器的重要核心，所以变压器的计算及验证是很重要的，以下即就 DA-14B33 变压器做介绍.

3.2.1 决定变压器的材质及尺寸:

依据变压器计算公式

$$B(\max) = \frac{L_p I_p}{N_p A_e} \times 100 \text{ Gauss}$$

- B(max) = 铁心饱和的磁通密度(Gauss)
- L_p = 一次侧电感值(uH)
- I_p = 一次侧峰值电流(A)
- N_p = 一次侧(主线圈)圈数
- A_e = 铁心截面积(cm²)
- B(max) 依铁心的材质及本身的温度来决定，以 TDK Ferrite Core PC40 为例，100℃时的 B(max)为 3900 Gauss，设计时应考虑零件误差，所以一般取 3000~3500 Gauss 之间，若所设计的 power 为 Adapter(有外壳)则应取 3000 Gauss 左右，以避免铁心因高温而饱和，一般而言铁心的尺寸越大，A_e 越高，所以可以做较大瓦数的 Power。

3.2.2 决定一次侧滤波电容:

滤波电容的决定，可以决定电容器上的 Vin(min)，滤波电容越大，Vin(win)越高，可以做较大瓦数的 Power，但相对价格亦较高。

3.2.3 决定变压器线径及线数:

当变压器决定后，变压器的Bobbin即可决定，依据Bobbin的槽宽，可决定变压器的线径及线数，亦可计算出线径的电流密度，电流密度一般以 6A/mm²为参考，电流密度对变压器的设计而言，只能当做参考值，最终应以温升记录为准。

3.2.4 决定 Duty cycle (工作周期):

由以下公式可决定 Duty cycle，Duty cycle 的设计一般以 50%为基准，Duty cycle 若超过 50%易导致振荡的发生。

$$\frac{N_s}{N_p} = \frac{(V_o + V_D) \times (1 - D)}{V_{in}(\min) \times D}$$

設計流程簡介

- N_s = 二次側圈數
- N_p = 一次側圈數
- V_o = 輸出電壓
- V_D = 二極管順向電壓
- $V_{in(min)}$ = 濾波電容上的谷點電壓
- D = 工作周期(Duty cycle)

3.2.5 決定 I_p 值:

$$I_p = I_{av} + \frac{1}{2} \Delta I \quad I_{av} = \frac{P_{out}}{V_{in(min)} \times D \times \eta} \quad \Delta I = \frac{V_{in(min)}}{L_p} \times \frac{P}{f}$$

- I_p = 一次側峰值電流
- I_{av} = 一次側平均電流
- P_{out} = 輸出瓦數
- η = 效率
- f = PWM 震蕩頻率

3.2.6 決定輔助電源的圈數:

依據變壓器的圈比關係，可決定輔助電源的圈數及電壓。

3.2.7 決定 MOSFET 及二次側二極管的 Stress(應力):

依據變壓器的圈比關係，可以初步計算出變壓器的應力(Stress)是否符合選用零件的規格，計算時以輸入電壓 264V(電容器上為 380V)為基準。

3.2.8 其它:

若輸出電壓為 5V 以下，且必須使用 TL431 而非 TL432 時，須考慮多一組繞組提供 Photo coupler 及 TL431 使用。

3.2.9 將所得資料代入 $B(max) = \frac{L_p \times I_p}{N_p \times A_e} \times 100 \text{ Gauss}$ 公式中，如此可得出 $B(max)$ ，若 $B(max)$ 值太高或太

低則參數必須重新調整。

3.2.10 DA-14B33 變壓器計算:

◇ 輸出瓦數 13.2W(3.3V/4A)，Core = EI-28，可繞面積(槽寬)=10mm，Margin Tape = 2.8mm(每邊)，剩餘可繞面積=4.4mm。

◇ 假設 $f_t = 45 \text{ KHz}$ ， $V_{in(min)} = 90V$ ， $\eta = 0.7$ ， $P.F. = 0.5(\cos \theta)$ ， $L_p = 1600 \text{ Uh}$

◇ 計算式:

- 變壓器材質及尺寸:

◇ 由以上假設可知材質為 PC-40，尺寸 = EI-28， $A_e = 0.86 \text{ cm}^2$ ，可繞面積(槽寬)=10mm，因 Margin Tape 使用 2.8mm，所以剩餘可繞面積為 4.4mm。

◇ 假設濾波電容使用 47uF/400V， $V_{in(min)}$ 暫定 90V。

- 決定變壓器的線徑及線數:

設計流程簡介

$$I_{in} = \frac{P_{out}}{V_{in(\min)} \times \eta \times \cos \theta} = \frac{13.2}{90 \times 0.7 \times 0.5} = 0.42A$$

✧ 假设 N_p 使用 0.32 ψ 的线

$$\text{电流密度} = \frac{0.42}{3.14 \times \left(\frac{0.32}{2}\right)^2} = \frac{0.42}{3.14 \times 0.1024} = 1.286A$$

$$\text{可绕圈数} = \frac{\text{剩餘可繞面積}}{\text{線徑}} = \frac{4.4}{(0.32 + 0.03)} = 12.57 \text{圈}$$

✧ 假设 Secondary 使用 0.35 ψ 的线

$$\text{电流密度} = \frac{4}{3.14 \times \left(\frac{0.35}{2}\right)^2} = \frac{4}{3.14 \times 0.0289} = 44.07A$$

✧ 假设使用 4P, 则

$$\text{电流密度} = \frac{44.07}{4} = 11.02A$$

$$\text{可绕圈数} = \frac{4.4}{(0.35 + 0.03)} = 11.57 \text{圈}$$

● 决定 Duty cycle:

✧ 假设 $N_p=44T$, $N_s=2T$, $V_D=0.5$ (使用 schottky Diode)

$$\frac{N_s}{N_p} = \frac{(V_o + V_D)(1-D)}{V_{in(\min)}D}$$

$$\frac{2}{44} = \frac{(3.3 + 0.5)(1-D)}{90D} \Rightarrow D = 48.2\%$$

● 决定 I_p 值:

$$I_p = I_{av} + \frac{1}{2} \Delta I$$

$$I_{av} = \frac{P_{out}}{V_{in(\min)} \times \eta \times D} = \frac{13.2}{90 \times 0.7 \times 0.482} = 0.435A$$

$$\Delta I = \frac{V_{in(\min)}}{L_p} \times \frac{D}{f} = \frac{90}{1600\mu} \times \frac{0.482}{45K} = 0.603A$$

$$I_p = 0.435 + \frac{0.603}{2} = 0.737A$$

● 决定辅助电源的圈数:

假设辅助电源=12V

$$\frac{N_s}{N_{A1}} = \frac{3.8}{12} \quad \frac{2}{N_{A1}} = \frac{3.8}{12} \quad N_{A1}=6.3 \text{圈}$$

設計流程簡介

假设使用 0.23 ψ 的线

$$\text{可绕圈数} = \frac{4.4}{(0.23 + 0.02)} = 19.13 \text{圈}$$

若 $N_{A1} = 6T \times 2P$, 则辅助电源 = 11.4V

- 决定 MOSFET 及二次侧二极管的 Stress(应力):

$$\begin{aligned} \text{MOSFET(Q1)} &= \text{最高输入电压}(380V) + \frac{N_p}{N_s}(V_o + V_D) \\ &= 380 + \frac{44}{2}(3.3 + 0.5) \\ &= 463.6V \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{Diode(D5)} &= \text{输出电压}(V_o) + \frac{N_s}{N_p} \times \text{最高输入电压}(380V) \\ &= 3.3 + \frac{2}{44} \times 380 \\ &= 20.57V \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{Diode(D4)} &= \text{輸出電壓}(N_{A2}) + \frac{N_s}{N_p} \times \text{最高輸入電壓}(380V) \\ &= 6.6 + \frac{4}{44} \times 380 = 41.4V \end{aligned}$$

- 其它:

因为输出为 3.3V, 而 TL431 的 V_{ref} 值为 2.5V, 若再加上 photo coupler 上的压降约 1.2V, 将使得输出电压无法推动 Photo coupler 及 TL431, 所以必须另外增加一组线圈提供回授路径所需的电压。

假设 $N_{A2} = 4T$ 使用 0.35 ψ 线, 则

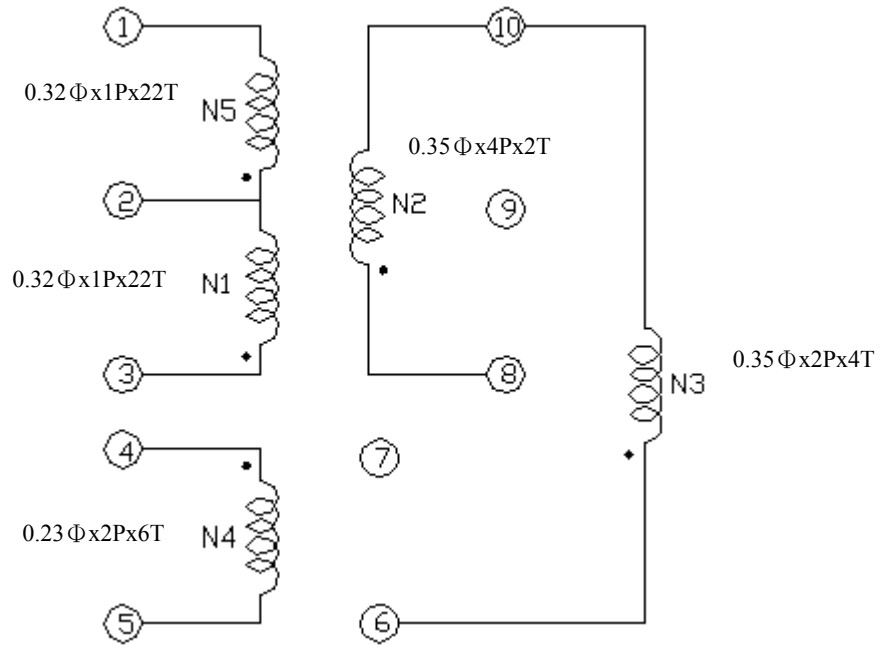
$$\text{可绕圈数} = \frac{4.4}{(0.35 + 0.03)} = 11.58T, \text{ 所以可将 } N_{A2} \text{ 定为 } 4T \times 2P$$

$$\frac{N_s}{N_{A2}} = \frac{3.8}{V_{A2}} \quad \frac{2}{4} = \frac{3.8}{V_{A2}} \Rightarrow V_{A2} = 7.6V$$

- $B(\max) = \frac{L_p \times I_p}{N_p \times A_e} \times 100 \text{ (Gauss)} = \frac{1600 \times 0.737}{44 \times 0.86} \times 100 = 3116.3 \text{ Gauss}$

設計流程簡介

- 变压器的接线图:



3.3 零件选用:

零件位置(标注)请参考线路图: (DA-14B33 Schematic)

3.3.1 FS1:

由变压器计算得到 I_{in} 值, 以此 I_{in} 值(0.42A)可知使用公司共享料 2A/250V, 设计时亦须考虑 $P_{in(max)}$ 时的 I_{in} 是否会超过保险丝的额定值。

3.3.2 TR1(热敏电阻):

电源激活的瞬间, 由于 C1(一次侧滤波电容)短路, 导致 I_{in} 电流很大, 虽然时间很短暂, 但亦可能对 Power 产生伤害, 所以必须在滤波电容之前加装一个热敏电阻, 以限制开机瞬间 I_{in} 在 Spec 之内(115V/30A, 230V/60A), 但因热敏电阻亦会消耗功率, 所以不可放太大的阻值(否则会影响效率), 一般使用 SCK053(3A/5 Ω), 若 C1 电容使用较大的值, 则必须考虑将热敏电阻的阻值变大(一般使用在大瓦数的 Power 上)。

3.3.3 VDR1(突波吸收器):

当雷极发生时, 可能会损坏零件, 进而影响 Power 的正常动作, 所以必须在靠 AC 输入端 (Fuse 之后), 加上突波吸收器来保护 Power(一般常用 07D471K), 但若有价格上的考量, 可先忽略不装。

3.3.4 CY1, CY2(Y-Cap):

Y-Cap 一般可分为 Y1 及 Y2 电容, 若 AC Input 有 FG(3 Pin)一般使用 Y2-Cap, AC Input 若为 2Pin(只有 L, N)一般使用 Y1-Cap, Y1 与 Y2 的差异, 除了价格外(Y1 较昂贵), 绝缘等级及耐压亦不同(Y1 称为双重绝缘, 绝缘耐压约为 Y2 的两倍, 且在电容的本体上会有“回”符号或注明 Y1), 此电路因为有 FG 所以使用 Y2-Cap, Y-Cap 会影响 EMI 特性, 一般而言越大越好, 但须考虑漏电及价格问题, 漏电(Leakage Current)必须符合安规须求(3Pin 公司标准为 750uA max)。

3.3.5 CX1(X-Cap)、RX1:

X-Cap 为防制 EMI 零件, EMI 可分为 Conduction 及 Radiation 两部分, Conduction 规范一般可分为: FCC Part 15J Class B、CISPR 22(EN55022) Class B 两种, FCC 测试频率在 450K~30MHz, CISPR 22 测试频率

設計流程簡介

在 150K~30MHz, Conduction 可在厂内以频谱分析仪验证, Radiation 则必须到实验室验证, X-Cap 一般对低频段(150K ~ 数 M 之间)的 EMI 防制有效, 一般而言 X-Cap 愈大, EMI 防制效果愈好(但价格愈高), 若 X-Cap 在 0.22uf 以上(包含 0.22uf), 安规规定必须要有泄放电阻(RX1, 一般为 1.2M Ω 1/4W)。

3.3.6 LF1(Common Choke):

EMI 防制零件, 主要影响 Conduction 的中、低频段, 设计时必须同时考虑 EMI 特性及温升, 以同样尺寸的 Common Choke 而言, 线圈数愈多(相对的线径愈细), EMI 防制效果愈好, 但温升可能较高。

3.3.7 BD1(整流二极管):

将 AC 电源以全波整流的方式转换为 DC, 由变压器所计算出的 I_{in} 值, 可知只要使用 1A/600V 的整流二极管, 因为是全波整流所以耐压只要 600V 即可。

3.3.8 C1(滤波电容):

由 C1 的大小(电容值)可决定变压器计算中的 $V_{in(min)}$ 值, 电容量愈大, $V_{in(min)}$ 愈高但价格亦愈高, 此部分可在电路中实际验证 $V_{in(min)}$ 是否正确, 若 AC Input 范围在 90V~132V (V_{c1} 电压最高约 190V), 可使用耐压 200V 的电容; 若 AC Input 范围在 90V~264V(或 180V~264V), 因 V_{c1} 电压最高约 380V, 所以必须使用耐压 400V 的电容。

3.3.9 D2(辅助电源二极管):

整流二极管, 一般常用 FR105(1A/600V)或 BYT42M(1A/1000V), 两者主要差异:

1. 耐压不同(在此处使用差异无所谓)
2. V_F 不同(FR105=1.2V, BYT42M=1.4V)

3.3.10 R10(辅助电源电阻):

主要用于调整 PWM IC 的 VCC 电压, 以目前使用的 3843 而言, 设计时 VCC 必须大于 8.4V(Min. Load 时), 但为考虑输出短路的情况, VCC 电压不可设计的太高, 以免当输出短路时不保护(或输入瓦数过大)。

3.3.11 C7(滤波电容):

辅助电源的滤波电容, 提供 PWM IC 较稳定的直流电压, 一般使用 100uf/25V 电容。

3.3.12 Z1(Zener 二极管):

当回授失效时的保护电路, 回授失效时输出电压冲高, 辅助电源电压相对提高, 此时若没有保护电路, 可能会造成零件损坏, 若在 3843 VCC 与 3843 Pin3 脚之间加一个 Zener Diode, 当回授失效时 Zener Diode 会崩溃, 使得 Pin3 脚提前到达 1V, 以此可限制输出电压, 达到保护零件的目的. Z1 值的大小取决于辅助电源的高低, Z1 的决定亦须考虑是否超过 Q1 的 V_{GS} 耐压值, 原则上使用公司的现有料(一般使用 1/2W 即可)。

3.3.13 R2(激活电阻):

提供 3843 第一次激活的路径, 第一次激活时透过 R2 对 C7 充电, 以提供 3843 VCC 所需的电压, R2 阻值较大时, turn on 的时间较长, 但短路时 Pin 瓦数较小, R2 阻值较小时, turn on 的时间较短, 短路时 Pin 瓦数较大, 一般使用 220K Ω /2W M.O. .

3.3.14 R4 (Line Compensation):

高、低压补偿用, 使 3843 Pin3 脚在 90V/47Hz 及 264V/63Hz 接近一致(一般使用 750K Ω ~1.5M Ω 1/4W 之间)。

3.3.15 R3, C6, D1 (Snubber):

此三个零件组成 Snubber, 调整 Snubber 的目的: 1. 当 Q1 off 瞬间会有 Spike 产生, 调整 Snubber 可以确保

設計流程簡介

Spike 不会超过 Q1 的耐压值，2.调整 Snubber 可改善 EMI.一般而言，D1 使用 1N4007(1A/1000V)EMI 特性会较好.R3 使用 2W M.O.电阻，C6 的耐压值以两端实际压差为准(一般使用耐压 500V 的陶质电容)。

3.3.16 Q1(N-MOS):

目前常使用的为 3A/600V 及 6A/600V 两种，6A/600V 的 $R_{DS(ON)}$ 较 3A/600V 小，所以温升会较低，若 I_{DS} 电流未超过 3A，应该先以 3A/600V 为考量，并以温升记录来验证，因为 6A/600V 的价格高于 3A/600V 许多，Q1 的使用亦需考虑 V_{DS} 是否超过额定值。

3.3.17 R8:

R8 的作用在保护 Q1，避免 Q1 呈现浮接状态。

3.3.18 R7(R_s 电阻):

3843 Pin3 脚电压最高为 1V，R7 的大小须与 R4 配合，以达到高低压平衡的目的，一般使用 2W M.O.电阻，设计时先决定 R7 后再加上 R4 补偿，一般将 3843 Pin3 脚电压设计在 0.85V~0.95V 之间(视瓦数而定，若瓦数较小则不能太接近 1V，以免因零件误差而顶到 1V)。

3.3.19 R5, C3(RC filter):

滤除 3843 Pin3 脚的噪声，R5 一般使用 1K Ω 1/8W，C3 一般使用 102P/50V 的陶质电容，C3 若使用电容值较小者，重载可能不开机(因为 3843 Pin3 瞬间顶到 1V);若使用电容值较大者，也许会有轻载不开机及短路 Pin 过大的问题。

3.3.20 R9(Q1 Gate 电阻):

R9 电阻的大小，会影响到 EMI 及温升特性，一般而言阻值大，Q1 turn on / turn off 的速度较慢，EMI 特性较好，但 Q1 的温升较高、效率较低(主要是因为 turn off 速度较慢);若阻值较小，Q1 turn on / turn off 的速度较快，Q1 温升较低、效率较高，但 EMI 较差，一般使用 51 Ω -150 Ω 1/8W。

3.3.21 R6, C4(控制振荡频率):

决定 3843 的工作频率，可由 Data Sheet 得到 R、C 组成的工作频率，C4 一般为 10nf 的电容(误差为 5%)，R6 使用精密电阻，以 DA-14B33 为例，C4 使用 103P/50V PE 电容，R6 为 3.74K Ω 1/8W 精密电阻，振荡频率约为 45 KHz。

3.3.22 C5:

功能类似 RC filter，主要功用在于使高压轻载较不易振荡，一般使用 101P/50V 陶质电容。

3.3.23 U1(PWM IC):

3843 是 PWM IC 的一种，由 Photo Coupler (U2) 回授信号控制 Duty Cycle 的大小，Pin3 脚具有限流的作用(最高电压 1V)，目前所用的 3843 中，有 KA3843(SAMSUNG) 及 UC3843BN(S.T.) 两种，两者脚位相同，但产生的振荡频率略有差异，UC3843BN 较 KA3843 快了约 2KHz， f_T 的增加会衍生出一些问题(例如:EMI 问题、短路问题)，因 KA3843 较难买，所以新机种设计时，尽量使用 UC3843BN。

設計流程簡介

3.3.24 R1、R11、R12、C2(一次側回路增益控制):

3843 内部有一个 Error AMP(误差放大器), R1、R11、R12、C2 及 Error AMP 组成一个负回授电路, 用来调整回路增益的稳定度, 回路增益, 调整不恰当可能会造成振荡或输出电压不正确, 一般 C2 使用立式积层电容(温度特性较好)。

3.3.25 U2(Photo coupler)

光耦合器(Photo coupler)主要将二次侧的信号转换到一次侧(以电流的方式), 当二次侧的 TL431 导通后, U2 即会将二次侧的电流依比例转换到一次侧, 此时 3843 由 Pin6 (output)输出 off 的信号(Low)来关闭 Q1, 使用 Photo coupler 的原因, 是为了符合安规需求(primacy to secondary 的距离至少需 5.6mm)。

3.3.26 R13(二次側回路增益控制):

控制流过 Photo coupler 的电流, R13 阻值较小时, 流过 Photo coupler 的电流较大, U2 转换电流较大, 回路增益较快(需要确认是否会造成振荡), R13 阻值较大时, 流过 Photo coupler 的电流较小, U2 转换电流较小, 回路增益较慢, 虽然较不易造成振荡, 但需注意输出电压是否正常。

3.3.27 U3(TL431)、R15、R16、R18

调整输出电压的大小,
$$V_o = V_{ref} \times \frac{(R13 // R16) + R18}{(R15 // R16)}$$
, 输出电压不可超过 38V(因为 TL431 V_{KA} 最大

大为 36V, 若再加 Photo coupler 的 V_F 值, 则 V_o 应在 38V 以下较安全), TL431 的 V_{ref} 为 2.5V, R15 及 R16 并联的目的使输出电压能微调, 且 R15 与 R16 并联后的值不可太大(尽量在 2K Ω 以下), 以免造成输出不准。

3.3.28 R14, C9(二次側回路增益控制):

控制二次侧的回路增益, 一般而言将电容大会使增益变慢; 电容放小会使增益变快, 电阻的特性则刚好与电容相反, 电阻放大增益变快; 电阻放小增益变慢, 至于何谓增益调整的最佳值, 则可以 Dynamic load 来量测, 即可取得一个最佳值。

3.3.29 D4(整流二极管):

因为输出电压为 3.3V, 而输出电压调整器(Output Voltage Regulator)使用 TL431($V_{ref}=2.5V$)而非 TL432($V_{ref}=1.25V$), 所以必须多增加一组绕组提供 Photo coupler 及 TL431 所需的电源, 因为 U2 及 U3 所需的电流不大(约 10mA 左右), 二极管耐压值 100V 即可, 所以只需使用 1N4148(0.15A/100V)。

3.3.30 C8(滤波电容):

因为 U2 及 U3 所需的电流不大, 所以只要使用 1u/50V 即可。

3.3.31 D5(整流二极管):

输出整流二极管, D5 的使用需考虑:

- a. 电流值
- b. 二极管的耐压值

以 DA-14B33 为例, 输出电流 4A, 使用 10A 的二极管(Schottky)应该可以, 但经点温升验证后发现 D5 温度偏高, 所以必须换为 15A 的二极管, 因为 10A 的 V_F 较 15A 的 V_F 值大。耐压部分 40V 经验证后符合, 因此最后使用 15A/40V Schottky。

3.3.32 C10, R17(二次側 snubber):

D5 在截止的瞬间会有 spike 产生, 若 spike 超过二极管(D5)的耐压值, 二极管会有被击穿的危险, 调整 snubber 可适当的减少 spike 的电压值, 除保护二极管外亦可改善 EMI, R17 一般使用 1/2W 的电阻, C10

設計流程簡介

一般使用耐压 500V 的陶质电容，snubber 调整的过程(264V/63Hz)需注意 R17,C10 是否会过热，应避免此种情况发生。

3.3.33 C11, C13(滤波电容):

二次侧第一级滤波电容，应使用内阻较小的电容(LXZ, YXA...), 电容选择是否恰当可依以下三点来判定:

- 输出 Ripple 电压是符合规格
- 电容温度是否超过额定值
- 电容值两端电压是否超过额定值

3.3.34 R19(假负载):

适当的使用假负载可使线路更稳定，但假负载的阻值不可太小，否则会影响效率，使用时亦须注意是否超过电阻的额定值(一般设计只使用额定瓦数的一半)。

3.3.35 L3, C12(LC 滤波电路):

LC 滤波电路为第二级滤波，在不影响线路稳定的情况下，一般会将 L3 放大(电感量较大)，如此 C12 可使用较小的电容值。

4 设计验证:(可分为三部分)

- 设计阶段验证
- 样品制作验证
- QE 验证

4.1 设计阶段验证

设计实验阶段应该养成记录的习惯，记录可以验证实验结果是否与电气规格相符，以下即就 DA-14B33 设计阶段验证做说明(验证项目视规格而定)。

4.1.1 电气规格验证:

4.1.1.1 3843 PIN3 脚电压(full load 4A):

90V/47Hz	=	0.83V
115V/60Hz	=	0.83V
132V/60Hz	=	0.83V
180V/60Hz	=	0.86V
230V/60Hz	=	0.88V
264V/63Hz	=	0.91V

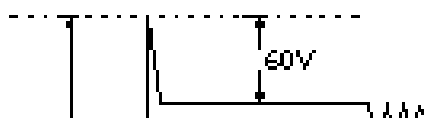
4.1.1.2 Duty Cycle, f_T :

$$90V / 47Hz \left\{ \begin{array}{l} f_T = 46.8KHz \\ ton = 10.15us \\ T = 21.35us \\ Duty\ Cycle = 47.5\% \end{array} \right. \quad 264V / 60Hz \left\{ \begin{array}{l} f_T = 46.8KHz \\ ton = 3.25us \\ t = 21.35us \\ Duty\ Cycle = 15.2\% \end{array} \right.$$

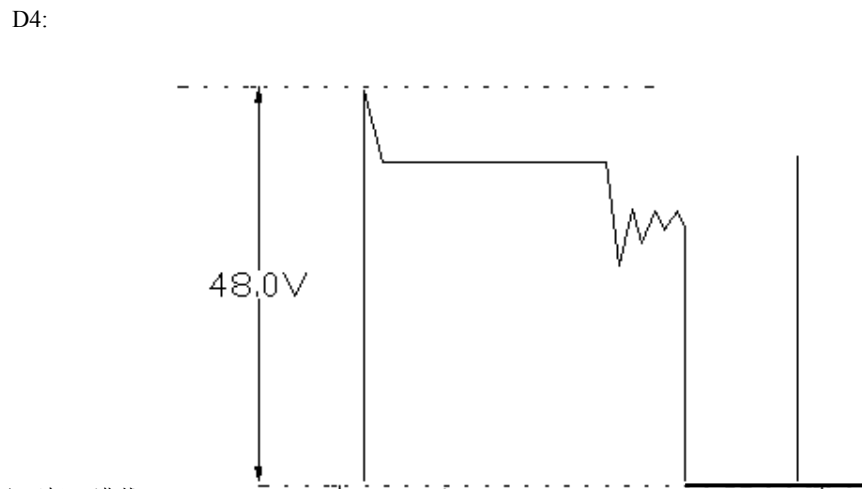
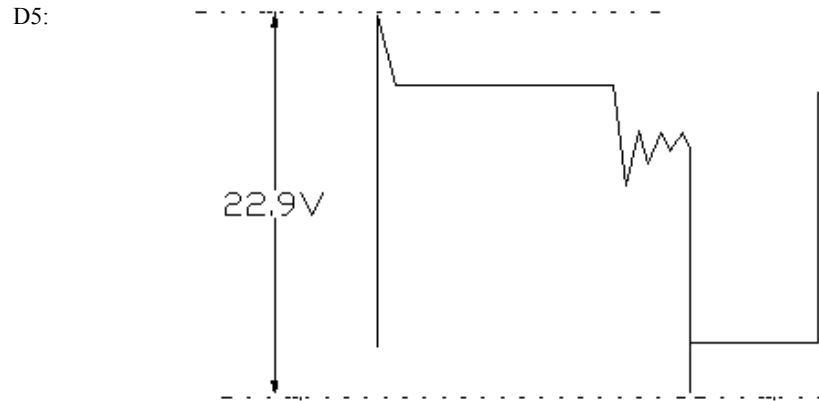
4.1.1.3 $V_{in(min)} = 100V$ (90V / 47Hz full load)

4.1.1.4 Stress (264V / 63Hz full load):

Q1 MOSFET:



設計流程簡介



4.1.1.5 辅助电源(开机, 满载)、 $\Delta V_{in(max)}$

90V / 47Hz { 開機 = 0.18A(8.4V)
 滿載 = 11.26V(4A)
 短路 = 1.2W(max.)

264V / 63Hz { 開機 = 0.13A(8.4V)
 滿載 = 11.26V(4A)
 短路 = 8.8W(max.)

4.1.1.6 Static (full load)

	Pin(w)	Iin(A)	Iout(A)	Vout(V)	P.F.	Ripple(mV)	Pout(w)	eff
90V/47Hz	18.7	0.36	4	3.30	0.57	32	13.22	70.7
115V/60Hz	18.6	0.31	4	3.30	0.52	28	13.22	71.1
132V/60Hz	18.6	0.28	4	3.30	0.50	29	13.22	71.1
180V/60Hz	18.7	0.21	4	3.30	0.49	30	13.23	70.7

設計流程簡介

230V/60Hz	18.9	0.18	4	3.30	0.46	29	13.22	69.9
264V/60Hz	19.2	0.16	4	3.30	0.45	29	13.23	68.9

4.1.1.7 Full Range 负载(0.3A-4A)
(验证是否有振荡现象)

$\left\{ \begin{array}{l} 90V/47Hz = OK \\ 115V/60Hz = OK \\ 132V/60Hz = OK \\ 180V/60Hz = OK \\ 230V/60Hz = OK \\ 264V/63Hz = OK \end{array} \right.$

4.1.1.8 回授失效(输出轻载)

90V/47Hz \square Vout = 8.3V

264V/63Hz \square Vout = 6.03V

4.1.1.9 O.C.P.(过电流保护)

90V/47Hz = 7.2A

264V/63Hz = 8.4A

4.1.1.10 Pin(max.)

90V/47Hz = 24.9W

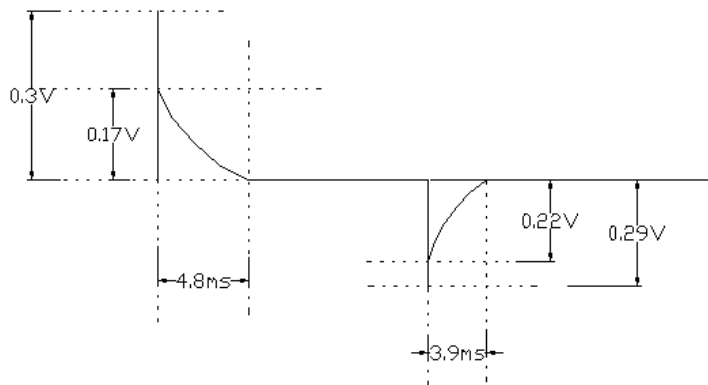
264V/63Hz = 27.1W

4.1.1.11 Dynamic test

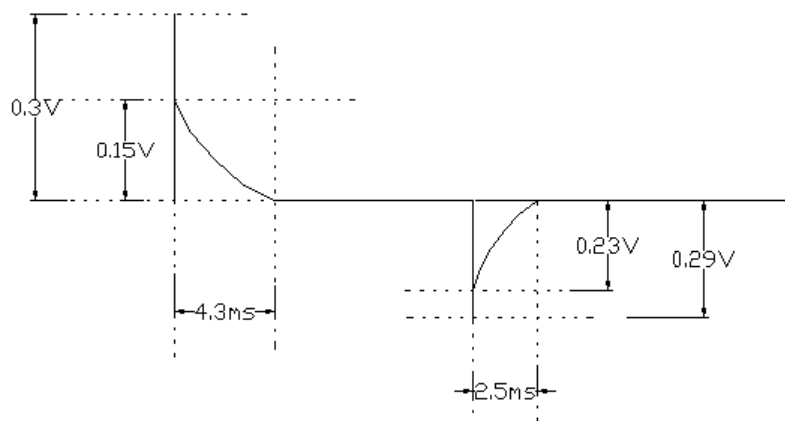
H=4A, t1=25ms, slew Rate = 0.8A/ms (Rise)

L=0.3A, t2=25ms, slew Rate = 0.8A/ms (Full)

90V/47Hz



264V/63Hz



設計流程簡介

4.1.1.12 HI-POT test:

HI-POT test 一般可分为两种等级:

- 输入为 3 Pin(有 FG 者), HI-POT test 为 1500Vac/1 minute。Y-CAP 使用 Y2-CAP
 - 输入为 2 Pin(无 FG 者), HI-POT test 为 3000Vac/1 minute。Y-CAP 使用 Y1-CAP
- DA-14B33 属于输入 3 PIN HI-POT test 为 1500Vac/1 minute。

4.1.1.13 Grounding test:

输入为 3 Pin(有 FG 者), 一般均要测接地阻(Grounding test), 安规规定 FG 到输出线材(输出端)的接地电阻不能超过 100m Ω (25A/3 Second)。

4.1.1.14 温升记录

设计实验定案后(暂定), 需针对整体温升及 EMI 做评估, 若温升或 EMI 无法符合规格, 则需重新实验。温升记录请参考附件, D5 原来使用 BYV118(10A/40V Schottky), 因温升较高改为 PBYR1540CTX(15A/40V)。

4.1.1.15 EMI 测试:

EMI 测试分为二类:

- Conduction(传导干扰)
- Radiation(幅射干扰)

前者视规范不同而有差异(FCC : 450K - 30MHz, CISPR 22 :150K - 30MHz), 前者可利用厂内的频谱分析仪验证; 后者(范围由 30M - 300MHz, 则因厂内无设备必须到实验室验证, Conduction, Radiation 测试数据请参考附件)。

4.1.1.16 机构尺寸:

设计阶段即应对机构尺寸验证, 验证的项目包括 : PCB 尺寸、零件限高、零件禁置区、螺丝孔位置及孔径、外壳孔寸....., 若设计阶段无法验证, 则必须在样品阶段验证。

4.1.2 样品验证:

样品制作完成后, 除温升记录、EMI 测试外(是否需重新验证, 视情况而定), 每一台样品都应经过验证(包括电气及机构尺寸), 此阶段的电气验证可以以 ATE(Chroma)测试来完成, ATE 测试必须与电气规格相符。

4.1.3 QE 验证:

QE 针对工程部所提供的样品做验证, 工程部应提供以下文件及样品供 QE 验证。

設計流程簡介

