

SD7530

反激 PFC 控制电路应用指导

LED 驱动方案应用

士兰微电子

目 录

一、概述	4
1.1 芯片的主要特点:	4
1.2 芯片的管脚描述	4
二、DEMO 设计指导	5
2.1 设计规格	5
2.2 电路原理图.....	5
2.3 PCB Layout	6
2.4 元件清单	6
2.5 DEMO照片.....	8
2.6 反激PFC电路的工作原理.....	8
2.7 变压器设计步骤	9
2.7.1 磁芯的选择.....	9
2.7.2 计算副边最大峰值电流.....	10
2.7.3 计算原边峰值电流	10
2.7.4 计算初级电感量.....	10
2.7.5 计算初级匝数	10
2.7.6 计算次级匝数	11
2.7.7 计算原副边辅助供电绕组	11
2.7.8 根据实际选择的匝比, 重新计算:.....	11
2.7.9 变压器绕法.....	12
2.7.10 变压器安规要求.....	12
2.7.11 DEMO的变压器详细规格:	13
2.8 电参数设计.....	13
2.8.1 F1 (保险丝)	13
2.8.2 TR1 (热敏电阻)	14
2.8.3 VR1 (突波吸收器)	14
2.8.4 CY1 (Y-CAP)	14
2.8.5 输入EMI滤波器.....	14
2.8.6 DB1 整流桥	14
2.8.7 C1 (输入滤波电容)	14
2.8.8 D6 D12 (辅助电源二极管)	14
2.8.9 R1、R2 (启动电阻)	15
2.8.10 C16 (VCC滤波电容)	15
2.8.11 R8 (辅助电源电阻)	15

2.8.12	C5、R13、D2（浪涌吸收回路）	15
2.8.13	R4 R5 R6（线电压采样电阻）与Rs1—Rs5（原边电流采样电阻）	15
2.8.14	R3(ZCD输入电阻)选择和短路保护的实现	16
2.8.15	C3(反馈电容).....	16
2.8.16	U2（光耦合器）	16
2.8.17	R8 R23 (反馈增益电阻设计).....	17
2.8.18	输出过压控制	17
2.8.19	输出恒流环控制.....	17
2.8.20	D7（输出整流二极管）	17
2.8.21	R13、R14、C6（二次侧Snubber）	18
2.8.22	Co1—Co6（输出滤波电容）	18
2.9	测试报告	18
2.9.1	效率、PF和THD.....	18
2.9.2	开机延迟时间	18
2.9.3	峰值电压波形	19
三、	设计问题点分析.....	20
3.1	输出负载短路不保护的问题	20
3.2	PF值出现偏低.....	20
3.3	效率偏低,通常原因以下几种:	20
3.4	电源启动时异常工作,可能原因为以下几种:	20
3.5	EMI的问题分析:	20
3.6	PCB要求:	21
四、	SD7530+SD52528 两级方案 DEMO设计资料.....	22
4.1	原理图.....	22
4.2	元件清单	23
4.3	变压器设计规格（EC25 5+5 骨架）:	24
4.3.1	原理图:.....	24
4.3.2	绕制方法:.....	24
4.3.3	电气特性:.....	25
4.4	测试报告	25

一、概述

SD7530 是一款有源功率因数校正控制电路，适用于反激式高功率因数 LED 照明，该电路具备一般的 PFC 控制电路的功能外，还加入各种保护功能，如：软启动、输出负载短路保护、原边过流保护等，本电路含有零电流检测，且工作于临界导通模式。

电路内部集成了各种异常状态保护功能，包括欠压锁定、过压保护、脉冲前沿消隐、过流保护和温度保护功能，当电路发生保护时，进入自动重启模式，直到系统正常工作为止。

1.1 芯片的主要特点：

- * 极低的启动电流(5 μ A)
- * 输出负载短路保护
- * 软启动功能
- * 较宽的Vcc供电滞环(9V)
- * 临界导通模式
- * 原边过流保护功能
- * 高性能的模拟乘法器
- * Vcc电压过欠压保护
- * 无音频噪声

1.2 芯片的管脚描述

管脚编号	管脚名称	管脚描述
1	INV	误差放大器的反相输入
2	COMP	误差放大器的输出管脚，此管脚和INV脚之间连接一个反馈补偿网络
3	MULT	乘法器的输入管脚
4	CS	电流采样输入端
5	ZCD	零电流检测输入脚
6	GND	地
7	GD	输出驱动管脚
8	VCC	电源电压

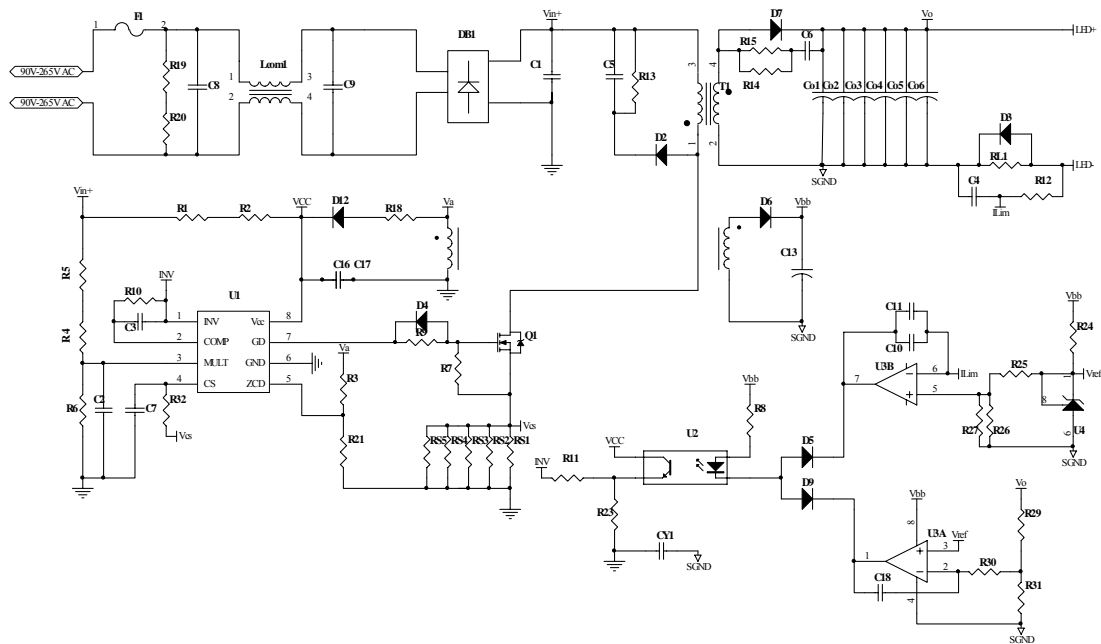
以下是我司选择 SD7530 作为典型 DEMO 的设计指导全过程

二、DEMO 设计指导

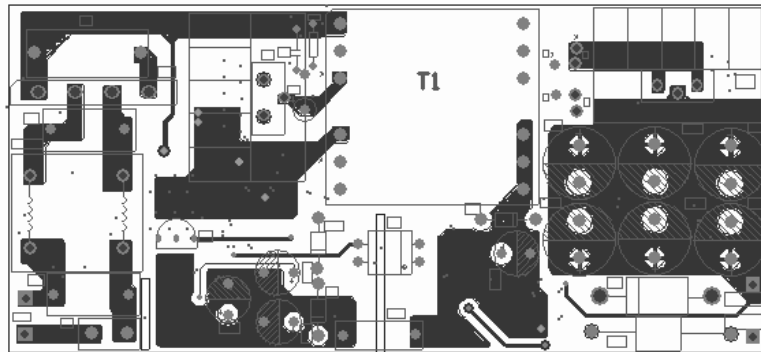
2.1 设计规格

参 数	符号	最小值	典型值	最大值	单位	备注
输入						
输入电压	V_{IN}	90	--	264	Vac	2 Wire – no P.E
输入电压频率	f	47	50	64	HZ	
输出						
负载输出电压	V_{out}	--	36	--	V	
负载输出电流	I_{out}	--	1.5	--	A	
输出电流纹波	--	--	0.6	--	A	20 MHz 带宽
输出电压纹波	--	--	2	--	V	20 MHz 带宽
平均效率	--	--	90	--	%	输入 230Vac
功率因素	PF	0.97	--	--	--	输入 230Vac
负载短路平均功耗	Pin	--	--	2	W	

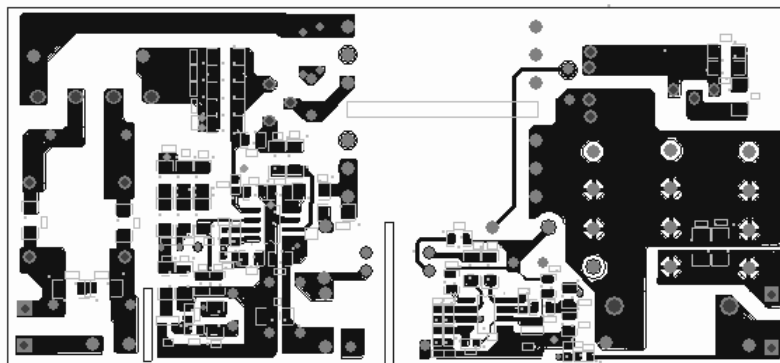
2.2 电路原理图



单级 54W 电路原理图

2.3 PCB Layout


TOP 层



BOTTOM 层

2.4 元件清单

序号	使用位置	品名规格	数量	序号	使用位置	品名规格	数量
1	R1 R2	150K 1206 0.25W	2	28	C5	100pF 200V 1206 X7R	1
2	R10 R11	10K 0603 0.1W	2	29	C6	0.01uF 275Vac Film	1
3	R12	2K 0603 0.1W	1	30	C8	0.1uF 275Vac Film	1
4	R13	100K 色环电阻 1/4W	1	31	C9	22uF 50V Aluminium Electrolytic Capacitor (5*10)	1
5	R14 R15	22R 1206 0.25W	2	32	C13 C16	100pF 200V 1206 X7R	2
6	R18	2R 1206 0.25W	1	33	C15	0.1uF X7R 0805	1
7	R22 R30 R38	0R 0805 0.125W	3	34	CY1	2200pF 250VAC Y Capacitor	1
8	R23	1.5K 0603 0.1W	1	35	Co1 Co2 Co3 Co4 Co5 Co6	470uF 50V Aluminium Electrolytic Capacitor (10*16)	6



序号	使用位置	品名规格	数量	序号	使用位置	品名规格	数量
9	R24	7.5K 0805 0.125W	1	36	C7 C12 C17 C18	Not used	4
10	R25	10K +/-0.5% 0603 0.1W	1	37	DB1	GBU406 整流桥	1
11	R26	1K +/-0.5% 0603 0.1W	1	38	D1	跳线	1
12	R27	30K +/-0.5% 0603 0.1W	1	39	D2 D6 D12	1A 1000V fast recovery diode FR107	3
13	R29	68K 0805 0.125W	1	40	D3	4A 200V rectifier diode MUR420	1
14	R3	47K 1206 0.25W	1	41	D4 D5 D9	1A 100V Fast diode 1N4148	3
15	R31	4.7K 0805 0.125W	1	42	D7	MUBR20200 20A 200V SCHOTTKY	1
16	R32	0R 0603 0.1W	1	43	Z1 Z2 Z3 D8	Not used	4
17	R4 R5	2M 1206 0.25W	2	44	T1	变压器 PQ2620	1
18	R6	39K 0805 0.125W	1	45	Lcom1	25mH 3A 共模电感	1
19	R7	20K 0805 0.125W	1	46	U1	SD7530	1
20	R8	8.2K 0805 0.125W	1	47	U3	LM358 运放	1
21	R9	51R 1206 0.25W	1	48	U2	光耦 PC817A	1
22	RS1 RS2 RS3 RS4 RS5	1.5R 1206 0.25W	5	49	U4	TL431 SOT-23-3	1
23	RL1	0.15R 色环电阻 3W +/-1%	1	50	Q2	跳线, 漏极与源极	1
24	R28 R35 R16 R17 R19 R20 R21 R36 R37 R33 R34	Not used	11	51	Q1	12A 650V high voltage MOSFET SVF12N65F	1
25	C1	0.47uF 630V Film	1	52	Q3	Not used	1
26	C2	2.2nF 16V X7R 0805	1	53	F1	2A FUSE	1
27	C3 C4 C10 C11	1uF 16V X7R 0603	4				

2.5 DEMO 照片



正面



反面

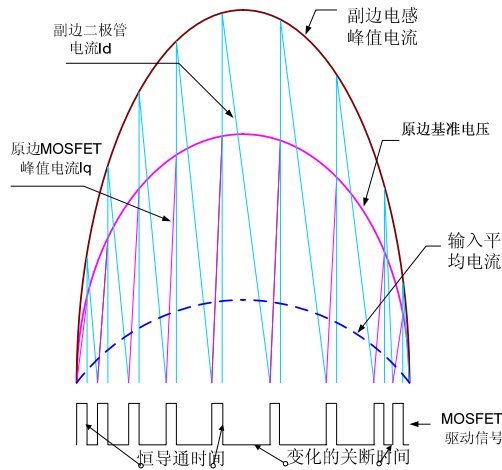
2.6 反激 PFC 电路的工作原理

一般的开关电源整流桥后的滤波电容平滑了输出电压，但输入电流却变成尖脉冲，造成功率因数低和电流谐波畸变严重的原因。SD7530 是一款工作于临界导通模式，采用峰值电流控制的 PFC 控制器，可以使输入电流波形完全跟踪输入交流电压的波形，从而提高功率因数和降低电流谐波畸变。

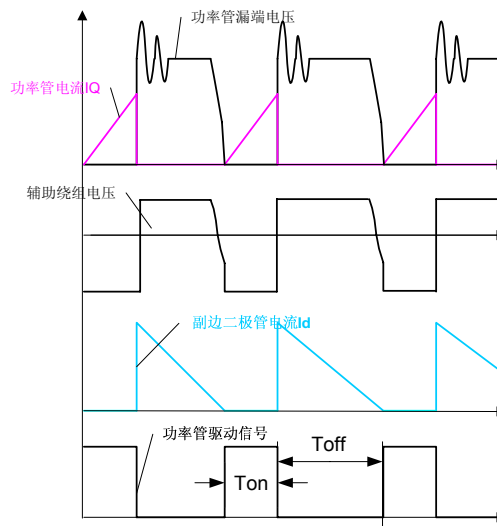
基本工作原理：

- 第一， 功率管导通时(T_{on})，变压器原边电感电流按照固定斜率上升，副边二极管处在关断状态。当电流峰值达到内部基准电压(为 AC 输入电压全波整流后的采样电压信号与电压环的误差放大器输出信号的乘积)时，关断开关管。
- 第二， 功率管关断时(T_{off})，原边绕组电流转移到副边绕组，副边功率二极管正向导通，并对输出负载和输出电容提供能量。期间内，原边 MOS 管一直处于判断状态并承受高压;输出电压对变压器进行复位，副边绕组电流开始不断下降，当辅助绕组 ZCD 脚电压下降至 0.25V 时，产生一个功率管开通信号，一个周期结束进入到下一个 T_{on} ，并不断重复。

在一个正弦半波内频率是不断变化，而导通时间是固定不变的，具体的原理波形和一周期内各点电压波形如下两图：



原理波形



一个开关周期内各点电压波形

2.7 变压器设计步骤

变压器设计方法较为繁琐，计算出来的参数一般会存在偏差。另外，磁芯大小，原边电感，气隙大小，原边线圈匝数的选择，以及在磁芯内直流成分和交流成分之间的相互影响等问题都要在设计中应细致考虑。

2.7.1 磁芯的选择

设计的额定输出功率： $P_{out}=36V \times 1.5A=54W$ ，但是为了留有一定裕量，我们把输出电压放到 38V，这样： $P_{out}=38V \times 1.5A=57W$ 。反激式变换器工作于电流断续模式下，其副边整流二极管的反向恢复电流几乎为零，那么它作用在功率开关管上的电流尖峰将大大减小，所以原副边的损耗也将大大减小，实际中转换效率可以提高。假设我们把效率设定为 0.9。

$$P_{in(set)}=P_{out}/\eta=57W/0.9=63W$$

从变压器的磁性材料传递功率与尺寸的关系上可以得到反激式变换器工作在 60W 左右的可以选择

PQ2620 磁芯。

2.7.2 计算副边最大峰值电流

副边最大峰值电流计算公式：

$$I_{PK_S} = \frac{2 \times I_o}{f_{ac} \times \int_0^{\frac{1}{f_{ac}}} \frac{V_{in(min)} \times \sqrt{2}}{V_{in(min)} \times \sqrt{2} + n \times V_o} dt}$$

此处： $V_{in(min)} = 85(V)$ ， f_{ac} 是输入 AC 频率 50HZ，根据选择的 MOSFET 耐压，取相应的

匝比，这里选择 650V， $V_{DS} = \sqrt{2} \times V_{in(max)} + n \times V_o + 150$ ，因此选择 $n=3$ ；

$$I_{PK_S} = \frac{2 \times 1.5}{50 \times \int_0^{0.02} \frac{85 \times \sqrt{2}}{85 \times \sqrt{2} + 3 \times 36} dt} = 11.1(A)$$

2.7.3 计算原边峰值电流

原边峰值电流计算公式：

$$I_{pk_p} = \frac{I_{PK_S}}{n}$$

原边峰值电流：

$$I_{pk_p} = \frac{11.1}{3} = 3.7(A)$$

2.7.4 计算初级电感量

初级电感量最大值计算公式：

$$L_{p_max} = \frac{n \times V_o \times \sqrt{2} \times V_{in(min)}}{f_{min} \times I_{PK_P} \times (\sqrt{2} \times V_{in(min)} + V_o)}$$

其中：开关频率设置最低频率点 $f_{min} = 40KHZ$

初级电感量最大值：

$$L_{p_max} = \frac{85 \times \sqrt{2} \times 3 \times 36}{40 \times 10^3 \times 3.7 \times (85 \times \sqrt{2} + 36)} = 0.56(mH)$$

2.7.5 计算初级匝数

恒导通时间计算公式：

$$T_{on} = \frac{L_p \times I_{PK_P}}{V_{in(min)} \times \sqrt{2}}$$

$$T_{on(max)} = \frac{0.56 \times 3.7 \times 10^{-3}}{85 \times \sqrt{2}} = 17.2 \mu S$$

A_e --- 磁芯面积，查 PQ2620 的 A_e 值为： $A_e = 120(mm^2)$

对于铁氧体材料的磁芯，在 100°C 时的饱和磁通密度 $B_{max} = 0.3T$
初级匝数：

$$N_p = \frac{V_{in(min)} \times \sqrt{2} \times T_{on(max)}}{B_{max} \times A_e}$$

$$N_p = \frac{85 \times \sqrt{2} \times 17.2}{0.3 \times 120} = 57$$

2.7.6 计算次级匝数

次级匝数计算公式：

$$N_s = \frac{N_p}{n} = \frac{57}{3} = 19$$

根据变压器的骨架及线径、效率情况，实际取 $N_p = 38TS$ $N_s = 12TS$

2.7.7 计算原副边辅助供电绕组

辅助供电绕组的计算公式：

$$N_a = \frac{V_{cc} \times N_s}{V_o} = \frac{20 \times 12}{36} = 6.7 \quad \text{取 } 7TS$$

2.7.8 根据实际选择的匝比，重新计算：

原副边匝比： $n = 3.16$

副边最大峰值电流： $I_{PK_S} = 10.3(A)$

原边最大峰值电流： $I_{PK_P} = 3.26(A)$

最大导通时间： $T_{on(max)} = \frac{B_{max} \times A_e \times N_p}{V_{in(min)} \times \sqrt{2}} = 11.4(\mu S)$

原边电感量： $L_p = \frac{V_{in(min)} \times \sqrt{2} \times T_{on(max)}}{I_{PK_P}} = 0.42(mH)$

实际应用中考虑各种情况，留点裕量，取 $L_p = 0.38(mH)$

再根据实际数据验证最大磁通密度 B_{max} ： $B_{max} = \frac{L \times I_{pk_p}}{N_p \times A_e} = \frac{0.38 \times 3.26}{38 \times 120} \times 10^3 = 0.27(T)$

最后结果 $B_{max} < 0.3T$ ，基本符合设计要求。

2.7.9 变压器绕法

开关电源中高频变压器性能的优劣不仅对电源效率有较大影响，而且直接关系到电源的其他技术指标和电磁兼容性，变压器绕组的先后顺序、绕组的层数及紧密度会直接影响 EMI 效果，但对于 40W 以上，推荐采用夹层绕法，这里绕组顺序为（从里到外）

Np(初级绕组) → Sheilding(屏蔽绕组) → Ns(次级绕组) → Na_p(原边辅助绕组)
 → Np(初级绕组) → Na_s(副边辅助绕组)

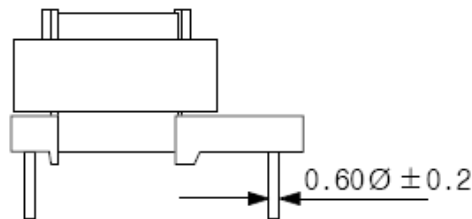
辅助绕组以铺满整个骨架的绕线空间为宜，需平整密绕有序，尽量一层绕完，当传导干扰在频段较高时，可以改变变压器的绕组的绕法来改善，初级绕组一般分为三层，以三层初级绕组为例，可将连接到主开关管的集电极或漏极的那层绕组夹在另外两层中间，这样可使初级主绕组之间差模电流相互抵消，有效的降低初级绕组的层间电容的干扰，屏蔽层的宽度以等于或稍大于初级主绕组的宽度为宜，屏蔽层既可以用铜线也可以用铜皮，一般铜皮的屏蔽效果会比较明显，屏蔽层的首尾不应相连，收尾部分应略超出起始点，约 1.1 圈左右，边缘部分一定要有良好的绝缘，屏蔽层的引出线应从铜皮的中间引出，根据不同的电源可接初级地或初级高压直流端，次级绕组一般为三重绝缘线，在满足电流密度的条件下，尽可能选择一层即可绕完的线径。

一个高效率的高频变压器应符合直流损耗和交流损耗低、漏感小、绕组本身的分布电容及各绕组之间的耦合电容小等条件。变压器应采用夹层绕法(俗称三明治绕法)以减少漏感。为防止高频变压器的泄漏磁场对相邻电路造成干扰，可以把一铜片环绕在变压器外部构成屏蔽带并接地。该屏蔽带相当于短路环，能对泄漏磁场起到抑制作用，有效降低输出纹波，杂散磁场会在铜皮屏蔽内产生相反的电，可以部分地抵消其影响，如有必要，铜皮屏蔽还可以连接到初级返回端，以降低静电耦合的干扰，如果使用了铜皮屏蔽，必须注意初级引脚通过屏蔽带至次级引脚之间要保证足够的爬电距离。

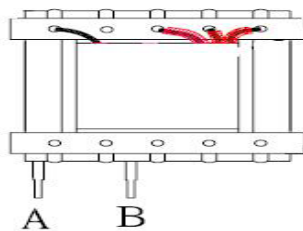
2.7.10 变压器安规要求

对于普通的开关变压器的磁芯来说，如果都直接从变压器的引脚上出线是无法满足安规要求，通常的解决变压器安规办法有以下几种：

1、采用次级出线部分延伸的骨架，例如：EE1615、EE1312 等，此类骨架目前在韩国应用较多，国内也会越来越普及；

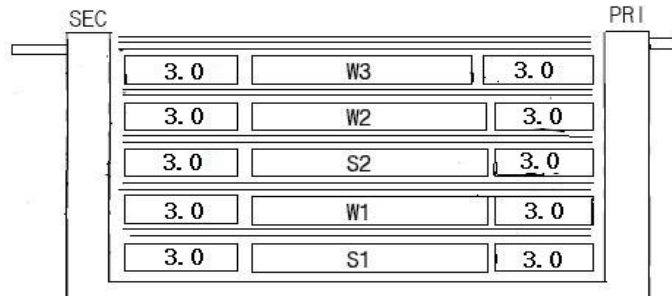


2、当 PCB 结构限制必须使用普通骨架时，次级的引线出线可以采用飞线的方式，且变压器次级的所有脚都必须拔除；



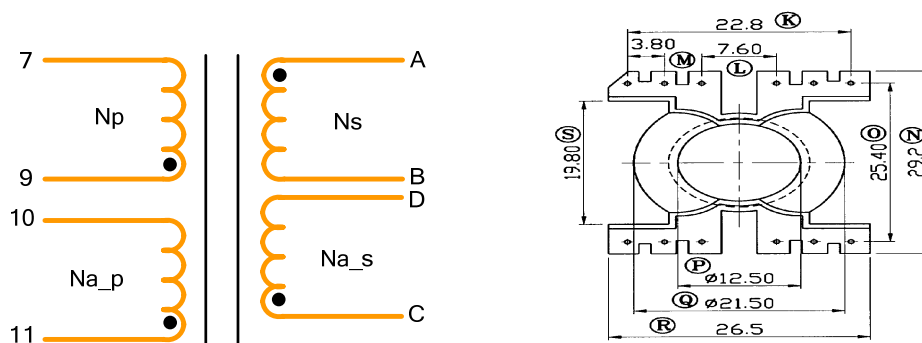
注：变压器的引脚如果没有套上绝缘套管，那么在引脚处的隔离距离可能也仅为胶纸加挡墙的厚度，所以变压器的引脚需要套上绝缘套管且套管要穿过挡墙。

3、当 PCB 结构限制必须使用普通骨架时，在变压器的初级与次级的两端增加 3mm 档墙。



2.7.11 DEMO 的变压器详细规格:

(1) 原理图与实际骨架



(2) 绕制方法

	线材	起绕点	终点	圈数	备注
第一层: 初级层 (Np)	Φ0.4mm	9Pin	悬空	19TS	密绕
第二层: 屏蔽层 (S1)	Φ0.15mm*2	11Pin	—	35TS	密绕
第三层: 次级层 (Ns)	TEX-EΦ0.5mm*2	A	B	12TS	密绕
第四层: 原边 VCC 层 (Na_p)	Φ0.25mm*3	11Pin	10Pin	7TS	密绕
第五层: 初级层 (Np)	Φ0.4mm	悬空	7Pin	19TS	密绕
第六层: 副边 VCC 层 (Na_s)	TEX-EΦ0.25mm*2	C	D	7TS	密绕

A、B、C、D 变压器飞线、初级绕组第一层结束时不挂在任何引脚，要留足够长的线绕第五层。

(3) 电气特性

描述	条件	参数
Np 电感量	在 1Vac & 10kHz 的条件测试 7 与 9 脚之间的电感量	0.38mH±10%
Np 漏感	短路 A 与 B 脚测试 7 与 9 脚之间的电感量	15uH max

2.8 电参数设计

2.8.1 F1 (保险丝)

由变压器计算得到 I_{in} 值 (0.53A)，可知使用公司共用料 2A/250V，设计时应须考虑 Pin(max)

时的 I_{in} 是否会超过保险丝的额定值。

2.8.2 TR1 (热敏电阻)

电源启动的瞬间, 由于 C1/C2 (一次侧滤波电容) 短路, 导致 I_{in} 电流很大, 虽然时间很短暂, 但也可能对电源产生伤害, 所以必须在滤波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), 但因热敏电阻也会消耗功率, 所以不可放太大的阻值 (否则会影响效率), 一般使用 SCK053 (3A/5Ω), 若 C1/C2 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电源上)。

2.8.3 VR1 (突波吸收器)

当雷击发生时, 可能会损坏零件, 进而影响电源的正常动作, 所以, 必须在靠近 AC 输入端 (Fuse 之后), 加上突波吸收器保护电源 (一般常 07D471K), 便若有价格上的考量, 可以先忽略不装。

2.8.4 CY1 (Y-CAP)

Y-CAP 一般可分为 Y1 和 Y2 电容, 若 AC Input 有 FG (3 Pin) 一般使用 Y2-CAP, AC Input 若为 2 Pin (只有 L、N) 一般使用 Y1-CAP, Y1 与 Y2 的差异, 除了价格外 (Y1 较贵), 绝缘等级及耐压也不同 (Y1 称为双重绝缘, 绝缘耐压为 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)。

2.8.5 输入 EMI 滤波器

抑制电磁干扰常用的方法是屏蔽、接地和滤波, 滤波是抑制干扰的一种很好的方法, 而 SD7530 的控制方式会出现开关频率在一个正弦半波内出现几十 KHZ 的变化, 不同的输入电压下开关频率也会不同, 相对而言 EMI 会更加难以抑制, 所以 EMI 滤波电路是必要的。

2.8.6 DB1 整流桥

整流桥将 AC 输入电压全波整流为正弦半波, 选择整流桥主要考虑最大的正向平均电流和耐压, 而整流桥的平均最大电流前面已经计算出 $I_{in(max)}$, 这里选择使用 4A 的 GBU406。

2.8.7 C1 (输入滤波电容)

输入电压为高频滤波电容, 主要减小高频纹波, 所选择的电容值比较小, 根据输出的功率可做适当的调整, 如果太大, 会出现整机 PF 会偏低, 可以根据以下公式进行估算:

$$C_{in} \geq \frac{2L_p P_o^2}{\sqrt{2\eta^2 \Delta V_{in_min} V_{in_min}^3}}$$

其中: ΔV_{in_min} 是输入电容上纹波电压, L_p 是原边电感量。

2.8.8 D6 D12 (辅助电源二极管)

原边辅助供电与副边辅助供电原理是一样, 首先应考虑二极管的耐压, 辅助电流的整流二极管一般常用 FR107, 对于正常工作频率如果高于 100KHZ 以上, 由于 IN4007 的反向恢复时间比较长, 如果用 IN4007 可能会造成整机效率有所下降。

2.8.9 R1、R2（启动电阻）

主要是用于提供 IC 的 VCC 启动电压，SD7530 的启动电源为 5uA，启动电压最小 17.5V，在 Vin 为 85V 时，启动电阻则为： $R=V_{in}(\min)-17.5/5*10^{-6}$ ，电阻上的功率，假如全部加在电阻上， $P=264^2/(R3+R4)$ ，根据此情况，可以适当选择电阻的阻值及功率。

2.8.10 C16（VCC 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，对于 LED 驱动电源设计一般输出电压都比较高，而输出电压建立比较缓慢时，使得 VCC 的供电建立也会相对缓慢，VCC 电容要有足够的能量来维持 IC 的正常工作，推荐使用大于 22uF/50V 电解电容。

2.8.11 R8（辅助电源电阻）

主要用于调整 PWM IC 的 VCC 电压，以目前使用的 SD7530 而言，设计时 VCC 必须大于 9V（min.load）而小于 32V，VCC 电压不可以设计的太高，否则高压带载连续开关机会触发过压保护，如果设计太低容易造成开机比较困难，一般设计在 20V 左右。

2.8.12 C5、R13、D2（浪涌吸收回路）

当 Q1 off 瞬间会有 Spike 产生，调整 Snubber 可以确保 Spike 不会超过 MOS 的耐压值；调整 Snubber 可改善 EMI，一般而言，D2 使用 IN4007（1A/1000V）EMI 特性较好，R13 使用 1/4W 电阻，C3 的耐压值以两端实际压差为准（一般使用耐压为 600V 的陶瓷电容）。

2.8.13 R4 R5 R6（线电压采样电阻）与 Rs1—Rs5（原边电流采样电阻）

通过 R4 R5 R6 三个电阻取得电压后，送入到乘法器的输入端，然后与输出电压反馈的误差放大信号相乘，得到乘法器的输出电压（ V_{MULT_O} ），此电压就做为原边峰值电流的基准，同时 SD7530 也通过乘法器采样信号去判断 AC 输入是否进入的欠压和过压状态，下面推荐使用乘法器的设计方法。

第一：先设置 AC 启动电压 $V_{in}(on)$

$$V_{in}(on) = \frac{V_{on}}{\sqrt{2}} \times \frac{R4 + R5 + R6}{R6}$$

此处 $V_{on}=1.05V$ 是内部基准电压，而可以先确定 R4、R5 可以先定一个比较大的电阻 2M，开启电压 $V_{in}(on)=80V$ ，则有：

$$R6 = \frac{V_{on} \times (R4 + R5)}{\sqrt{2} \times V_{in}(on) - V_{on}} = \frac{1.05 \times (2 + 2)}{\sqrt{2} \times 80 - 1.05} = 37.4(K\Omega)$$

本电路选择使用电阻值为 39K，重新计算 $V_{in}(on)=77V$

第二：计算 AC 欠压点 $V_{in}(uv)$

$$V_{in}(uv) = \frac{V_{uv}}{\sqrt{2}} \times \frac{R4 + R5 + R6}{R6}$$

$$V_{in}(uv) = \frac{0.95}{\sqrt{2}} \times \frac{4000 + 39}{39} = 70(V)$$

第三：计算 AC 输入过压保护点 $V_{in}(ov)$

$$V_{in}(ov) = \frac{V_{ov}}{\sqrt{2}} \times \frac{R4 + R5 + R6}{R6}$$

$$V_{in(ov)} = \frac{4.5}{\sqrt{2}} \times \frac{4000 + 39}{39} = 329(V)$$

其中：Vin(on)=1.05V 是开启电压门槛，Vin(uv)=0.95V 是关断电压门槛，Vin(ov)=4.5V 是过压门槛。

原边电流采样电阻的设计主要影响整机的输出最大功率，同时在设计时要考虑电阻的能承受功耗问题，由于乘法器的输入电阻已经基本确定，可以通过下面关系式得到：

$$Rsense \leq \frac{V_{MULT_O}}{I_{in(max)}}$$

$$V_{MULT} = Vin \times \sqrt{2} \times \frac{R6}{R4 + R5 + R6} = 85 \times \sqrt{2} \times \frac{39}{4039} = 1.16(V)$$

$$V_{MULT_O} = Vmult \times K \times (Vcomp - 2.5) = 1.16 \times 0.38 \times 1.5 = 0.66(V)$$

其中 V_{MULT_O} ，是乘法器的输出；K 是乘法器的增益 0.38；Vcomp 是 COMP 端最高电压为 4V。

$$Rsense \leq \frac{0.66}{2.34} = 0.28(\Omega)$$

2.8.14 R3(ZCD 输入电阻)选择和短路保护的实现

R3 的主要作用是检测电感电流是否到零和输出负载是否短路，如果 R3 电阻选择太大，短路保护功能会失效。ZCD 内部有正、负压箝位电路，辅助绕组上的负压最大的状态是输入电压高压情况下，ZCD 内部通过负压箝位将 ZCD 端箝位到 0V 左右，基本上可以通过以下公式计算出范围：

$$R3 > \frac{V_{in(max)} \times \sqrt{2} \times Na_p}{Np \times I_{zcd(max)}}$$

其中，Izcd(max)是 ZCD 端最大箝位电流 3mA。

$$R3 > \frac{265 \times \sqrt{2} \times 7}{38 \times 3 \times 10^{-3}} = 23(K\Omega)$$

在设计输出短路保护时，要考虑副边输出绕组与辅助绕组的耦合问题，如果耦合越好，漏感能量越少，在辅助绕组上的电压不会出现很大的干扰尖峰，从而使系统更好的实现短路保护。实际应用中，还会有其它因素引起 Vzcd 电压比计算值偏高，可以适当在 ZCD 端加入下分压电阻；短路保护设计可根据如下公式：

$$Vzcd = \frac{Vs \times Na}{Ns} < 2.5$$

其中，Vs 为短路时副边输出绕组端电压，Na 为辅助绕组匝数，Ns 为副边绕组匝数。

实际选择电阻为 47K，同时推荐预留 ZCD 端一个下拉电阻位置，可以更好地实现短路保护。

2.8.15 C3(反馈电容)

要获得高 PF 就要输入电流与输入电压的相位的不发生变化和波形不发生畸变如果闭环速度变快，出现的结果就是输入电流波形发生变化，导致 PF 会变低，所以 PFC 电路要将闭环控制响应做慢的原因；此电容越小，响应速度越快，PF 会相对低一点，一般推荐值为 1UF 的陶瓷电容。

2.8.16 U2 (光耦合器)

光耦合器是以光为媒介来传输信号的器件，将二次侧的信号转换到一次侧，要选用线性光耦，而 CTR 值要能够在一定范围内做线性调整，在开关电源中使用光耦主要为实现输入与输出实现隔离反馈，同时也为了符合安规需用（初级对次级的距离至少需要 5.6mm 以上）。

2.8.17 R8 R23 (反馈增益电阻设计)

系统闭环设计，首先考虑原边光耦的电流 I_c ，考虑到光耦的 CTR 随着寿命会变小， I_c 电流选择要适当，可以考虑设计在 1.5mA 左右，

$$I_c = \frac{2.5}{R_{23}}$$

R23 就可以通过上式求出，这里选择 1.5KΩ，从而 R8 的选择可以通过以下公式。

$$\frac{2.5}{R_{23}} < \frac{V_{bb} - V_F - V_{ea}}{R_8} \times CTR_{\min}$$
$$R_8 < \frac{20 - 1.4 - 1}{2.5} \times 1.5 \times 0.8 = 8.5(k\Omega)$$

其中： V_{bb} 是副边辅助源电压 20V， V_f 是光耦输入的正向电压 1.4 左右， V_{ea} 是运放的最低输出电压，一般运放最低输出电压可能到不了零伏，可以选择 1V 左右， CTR_{\min} 是光耦 CTR 的最小值，不同型号范围有可能不一样，可以查相应规格书；要考虑留点裕量，这里选择 R8 选择在 8.2KΩ。

2.8.18 输出过压控制

对于 LED 驱动电源，要设计输出过压保护功能，通过一个比较器，将输出电压通过 R29，R31 两个电阻分压后到比较器的反相输入端，当输出电压超过设定值时，比较器输出变低，实现 INV 端实现关闭 PWM。

2.8.19 输出恒流环控制

对于输出恒流环的设计，原理是通过采样电阻取得输出的电流后，通过误差放大器将误差信号放大，再通过光耦将信号送回原边，实现恒流闭环控制；具体参数配置：

第一，选择运算放大器 U3，这里选用比较常用的 LM358；

第二，采样电阻 RL1 的选取，主要考虑首先，采样电压即误差放大器的基准电压不能太低也不能太高，太高需要采样电阻损耗太大，太低误差放大器容易工作不正常，这里基准电压放到 225mV，则电阻值 $R = \frac{0.225V}{1.5A} = 0.15\Omega$ ；其次，要考虑采样电阻

的功耗及封装问题，采样电阻功耗 $P = I^2 * R = 0.3375W$ ，考虑到各种情况可以将电阻型号用大一点，这里选用 3W 色环电阻；

第三，在输出采样电阻并一个大的二极管主要考虑输出负载短路时，减小采样电阻的应力而增加的，但不考虑用肖特基二极管，主要原因在于正向电压太小，会影响输出恒流值；

第四，补偿电容 C10 C11 的选择，为了获得更好的 PF 值，闭环带宽要小于 100HZ 所以电容可以选择大一点，这里采用两个 1UF 的电容；

第五，采样电压也可以加入一个低频 RC 滤波电路。

2.8.20 D7 (输出整流二极管)

第一，应考虑耐压问题，其最高耐压应满足： $V_R = (V_{ds}/N_p) * N_s + V_{out}$ ，加上尖峰，需要在此基础上乘以 1.3 或 1.5 倍；第二，需要考虑输出电流，二极管的额定电流应大于实际输出电流；第三，应考虑整机效率及二极管功耗问题，选用合适正常压降及反向恢复时间，一般选用肖特基二极管或快恢复二极管。

2.8.21 R13、R14、C6（二次侧 Snubber）

D7 在截止的瞬间会有 Spike 产生，若 Spike 超过二极管（D7）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，除保护二极管外也可以改善 EMI，R9 一般使用 1/4W 的电阻，C10 一般使用耐压 500V 的陶质电容，Snubber 调整的过程（264V/63HZ）需要注意 R9、C15 是否有过热，应避免此种情况发生。

2.8.22 Co1—Co6（输出滤波电容）

反激 PFC 输出滤波电容上的电压纹波为两倍工频的低频电压信号，输出电容也会影响到系统的 PF 值，输出电容与输出电容上的纹波电压满足以下公式：

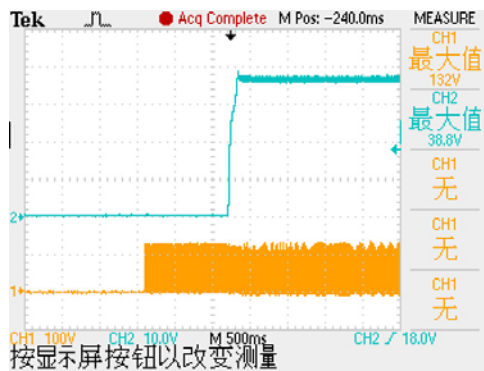
$$C_o = \frac{I_o}{2\pi f_{ac} \Delta V_o} = \frac{1.5}{2 \times 3.14 \times 50 \times 2} = 2388(\mu F)$$

2.9 测试报告

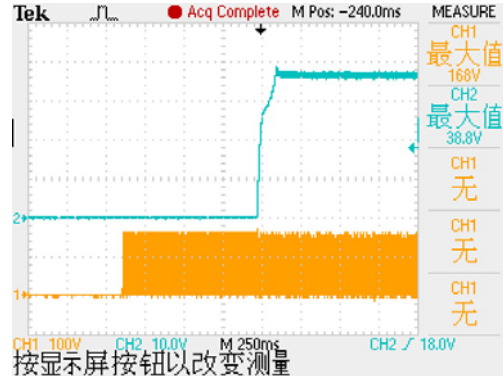
2.9.1 效率、PF 和 THD

Vin	Vo	Io	EFF	PF	THD
90	36	1.4938	87.7%	0.992	9.4%
115	36	1.4942	89.2%	0.993	9.5%
135	36	1.4942	89.9%	0.993	10%
190	36	1.4943	90.6%	0.990	11.2%
230	36	1.4944	90.7%	0.984	12.6%
264	36	1.4946	90.6%	0.974	15%

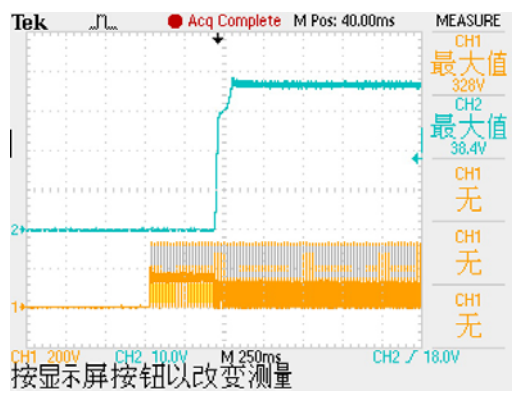
2.9.2 开机延迟时间



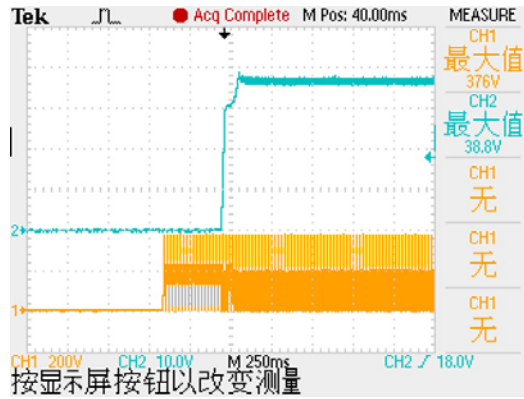
通道 1：输入电压 通道 2：输出电压
90V 输入 Delay time=1.1S



通道 1：输入电压 通道 2：输出电压
115V 输入 Delay time=0.9S

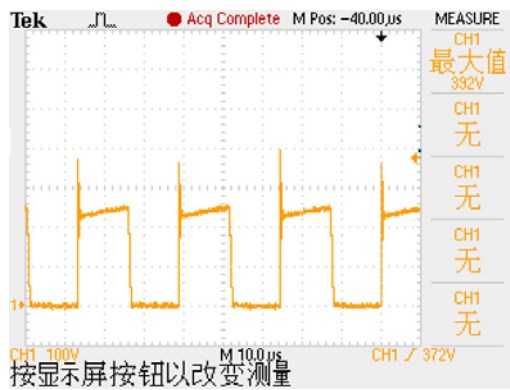


通道 1: 输入电压 通道 2: 输出电压
230V 输入 Delay time=420mS

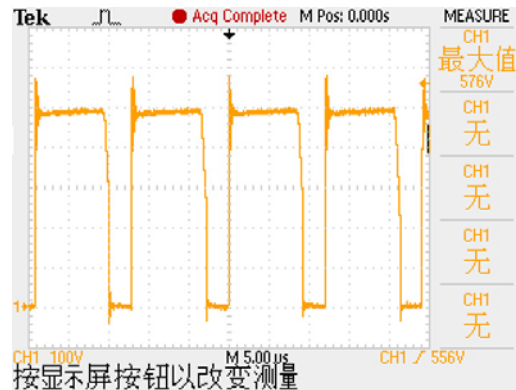


通道 1: 输入电压 通道 2: 输出电压
264V 输入 Delay time=380mS

2.9.3 峰值电压波形



90V 输入, 重负载时 Switching



264V 输入, 重负载时 Switching

三、设计问题点分析

3.1 输出负载短路不保护的问题

- 1) 原边绕组、辅助绕组与输出绕组的漏感是不是太大, 主要原因是如果辅助绕组与输出绕组漏感太大, 在负载短路时, 会出现更大的噪声, 造成 IC 内部短路保护判定失效; 所以要在调整变压器绕法; 推荐变压器漏感小于 10uH, 辅助绕组与输出绕组靠近;
- 2) 零电流检测电阻即 ZCD 端输入电阻太大, 适当减小电阻或者可以在 ZCD 端对地加入一个大电阻, 都会有利于输出负载短路实现正常保护;

3.2 PF 值出现偏低

- 1) 闭环反馈响应速度是否太快, 即 INV 与 COMP 端之间的积分电容太小;
- 2) 输入电容是否设计合理, 输入电容不应太大, 如果太大, 在输入高压时 PF 基本会偏低;
- 3) 检查乘法器对地电容是否太大;
- 4) 变压器有饱和现象, 导致采样电流有异常现象影响 PF 的调节;

3.3 效率偏低,通常原因以下几种:

- 1) 输出滤波电容的 ESR 偏大, 输出电容的 ESR 偏大, 会导致输出损耗过大, 导致整机输出效率降低;
- 2) 变压器的设计不合理;
- 3) 输入 EMI 滤波器包括共模电感、差模电感的线径太细;
- 4) 功率开关管和功率二极管选择不合理, 也会导致效率偏低;

3.4 电源启动时异常工作, 可能原因为以下几种:

- 1) 判断 VCC 电压是否一直在不断重启现象, 原因是 VCC 建立的速度太慢, 应适当加大 VCC 的滤波电容或提高辅助绕组电压;
- 2) 通过计算判断先断
 - 进入 VCC 过压保护状态, 电路的 VCC 保护电压为 34V 左右, 当 VCC 大于 34V 时, 电源会进入打嗝模式, 自动重启, 需要降低 VCC 工作电压;
 - 输出端出现短路等原因, 当次级出现异常状态时, 电源会进入保护状态, 直接故障消除, 因此, 需要检查输出端是否有不良短路等情况;
 - 变压器的极性错误, 根据反激电源的工作原理, 初级导通时, 次级关断, 辅助绕组的供电也关断, 因此, 初级与次级及辅助绕组的极性是相反, 次级绕组与辅助绕组的极性是相同。

3.5 EMI 的问题分析:

在开关电源中主要存在的干扰形式是传导干扰和近场辐射干扰, 传导干扰还会注入电网, 干扰接入电网的其他设备。减少传导干扰的方法有: 合理铺设地线, 采取星型铺地, 避免环形地线, 尽可能减少公共阻抗; 设计合理的缓冲电路; 减少电路杂散电容等。除此之外, EMI 可以利用调整变压器的绕制方法, 如何加屏蔽等来实现声干扰。

- 变压器的绕线顺序是否正常, 每个绕组层数是否合理且是否紧密;
- 初级与次级是否增加屏蔽层, 屏蔽层是否密绕且均匀布满整个骨架窗口;
- PCB 的地线是否合理, 大信号电流与小信号电流尽量分开;

- 可以利用 EMI 元件在输入回路及输出回路进行调整，例如：调整输入 EMI 电感大小、在变压器两端 RCD 回路中的二极管串联磁珠、输出二极管上增加 RC 吸收回路等。

3.6 PCB 要求:

在连接芯片 U1、输入电容 C2、高频变压器初级绕组的引线上有高频开关电流通过容易引起共模电磁干扰,因此上述引线应尽量短,以使印制板尺寸与环路面积最小。漏极箝位保护电路的 C3、R2/ R3/ R4、D5 与变压器初级绕组的引线要尽量短。接于高频变压器次级绕组的输出二极管和输出滤波电容器的回路面积应最小。此外在二极管阳极、阴极端的铜箔面积应足够大,以承受较大的电流与利于散热。光耦的引脚和源极脚走线应尽量短,可使噪声耦合最小;采样电阻到芯片的 CS 端线尽量短,减小开关噪声防止 IC 的误动作。

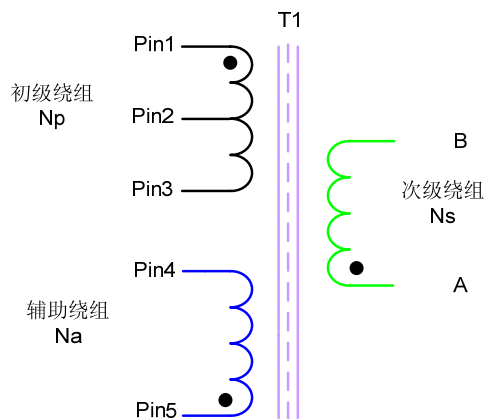
4.2 元件清单

序号	使用位置	品名规格	数量	序号	使用位置	品名规格	数量
1	R1 R19	150K 1206 0.25W	2	29	C6	1 μ F X7R 0805	1
2	R2	51K 0805 0.125W	1	30	C7	100pF X7R 1206 500V	1
3	R3 R18	2M 1206 0.25W	2	31	C8	1.0 nF 1kV Film	1
4	R4	39K 0805 0.125W	1	32	C9	2.2nF 250VAC Y Capacitor	1
5	R5 R36 R37	51R 1206 0.25W	3	33	C10	470 μ F 50V Aluminium Electrolytic Capacitor (10*16)	1
6	R6	20K 0805 0.125W	1	34	C11	100pF X7R 1206 100V	1
7	R7 R25	0R 0603 0.1W	2	35	C12	0.1 μ F X7R 0603	4
8	R8 R9	22R 1206 0.25W	2	36	C14	100pF 1206 1kV	1
9	R10	120K 0805 0.125W	1	37	CX1 CX2	0.1 μ F 275Vac Film	2
10	R11	8.2K 0805 0.125W	1	38	CS1	0.1 μ F 50V X7R 0805	1
11	R12	13K 0805 0.125W	1	39	C17 CS2	Not used	2
12	R13	1K 0603 0.1W	1	40	DB1	DF06S 整流桥	1
13	R14	1K 0805 0.125W	1	41	D1 D2 D4	1A 1000V fast recovery diode FR107	3
14	R16 R17	10K 0603 0.1W	2	42	D3	4A 400V rectifier diode MUR440	1
15	R20	100K 色环电阻 1/4W	1	43	D5	1A 100V Fast diode 1N4148	1
16	R21	0.51R +/-% 1206 0.25W	1	44	D6	SB3100 3A 100V SCHOTTKY	1
17	R22	0.3R +/-% 1206 0.25W	1	45	T1	Transformer, EC2510	1
18	R23	20R +/-1% 1206 0.25W	1	46	Ld1 Ld2	1mH 0.5A 工字型电感	2
19	R24	2K 0603 0.1W	1	47	L3	100 μ H 2A 工字型电感	1
20	R26	5.1R 1206 0.25W	1	48	Lcom2	30mH 0.5A 共模电感	1
21	R30 R31	15K 1206 0.25W	2	49	Lcom1 Lcom3	330 μ H 2A 共模电感	2
22	RS1 RS2 RS3	1.5R 0805 0.125W	3	50	U1	SD7530	1

序号	使用位置	品名规格	数量	序号	使用位置	品名规格	数量
23	R15R27 R28R29 R32 R33 J1 J2	Not used	8	51	U2	SD42527	1
24	Co	4.7 μ F/50V Aluminium Electrolytic Capacitor (5*10)	1	52	U3	Opto-coupler PC817	1
25	C1	0.1 μ F 630V Film	1	53	U4	TL431 SOT-23-3	1
26	C2 C3	22 μ F/50V Aluminium Electrolytic Capacitor (5*10)	2	54	Q1	7A 650V high voltage MOSFET SVF7N65F	1
27	C4	1000pF X7R 0805	1	55	MOV	VARISTOR 07D471	1
28	C5 C13	1 μ F X7R 0603	2	56	F1	2A FUSE	1

4.3 变压器设计规格 (EC25 5+5 骨架):

4.3.1 原理图:



4.3.2 绕制方法:

	线材	起绕点	终点	圈数	备注
第一层: 屏蔽层 (S1)	$\Phi 0.11\text{mm} \times 2$	5Pin	-	17TS	接高压地
第二层: 初级层 (Np)	$\varnothing 0.25\text{mm} \times 1$	1Pin	2Pin	29TS	密绕
第三层: 屏蔽层 (S2)	$\varnothing 0.11\text{mm} \times 2$	5Pin	17T	17TS	接高压地
第四层: 次级层 (W4)	TEX-E $\Phi 0.35\text{mm} \times 1$	A	20T	B	密绕
第五层: 屏蔽层 (S3)	core(0.05*6mm)	5Pin	-	17TS	接高压地
第六层: 初级层 (Np)	$\varnothing 0.25\text{mm} \times 1$	2Pin	3Pin	27TS	密绕
第七层: VCC 层 (Na)	$\Phi 0.21\text{mm}$	5Pin	4Pin	10TS	密绕

4.3.3 电气特性:

初级电感量	在 1Vac & 10kHz 的条件下, 测试 1 与 3 脚之间的电感量	0.7mH, $\pm 10\%$
初级漏感	在 1Vac & 10kHz 的条件下 A 与 B 脚测试 1 与 2 脚之间的电感量	15uH (Max.)

4.4 测试报告

Vin	Vo	Io	EFF	PF	THD
85	36.1	0.469	84.15%	0.998	5.9%
115	36.1	0.47	85.61%	0.996	6.3%
135	36.1	0.47	85.82%	0.994	6.4%
190	36.1	0.47	85.56%	0.984	6.7%
230	36.1	0.47	85.01%	0.967	7.0%
264	36.1	0.47	84.20%	0.948	10.0%