

CR6235/36/37/38/39 设计指导书

西安民展微电子有限公司

摘要：

本文阐述了基于原边控制开关 CR623X 的充电器/适配器设计。内容包括芯片的特征和详细的工作原理，以及设计技巧。

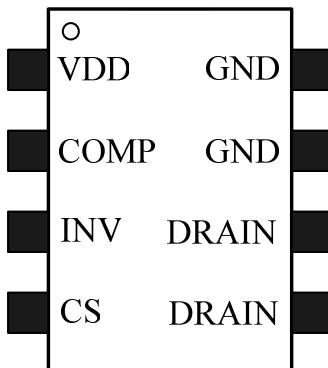
特征：

- 恒压恒流均采用原边控制，无需光耦和 TL431
- 内置高压功率 MOSFET
- 低的启动电流：5uA (Typ)
- 低的工作电流：2.5mA (Typ)
- 内置软启动功能
- 内置前沿消隐电路 (LEB)
- 内置频率抖动以改善 EMI 特性
- 内置自适应 OCP 补偿
- 内置原边绕组电感补偿
- 内置输出线压降补偿
- VDD 欠压保护 (UVLO)、过压保护 (OVP) 及 VDD 电压箝位功能

应用：

- 手机、无绳电话、PDA、数码相机等电池充电器
- 小功率适配器
- PC, TV 等辅助电源
- 线性电源/RCC 替换

管脚信息：



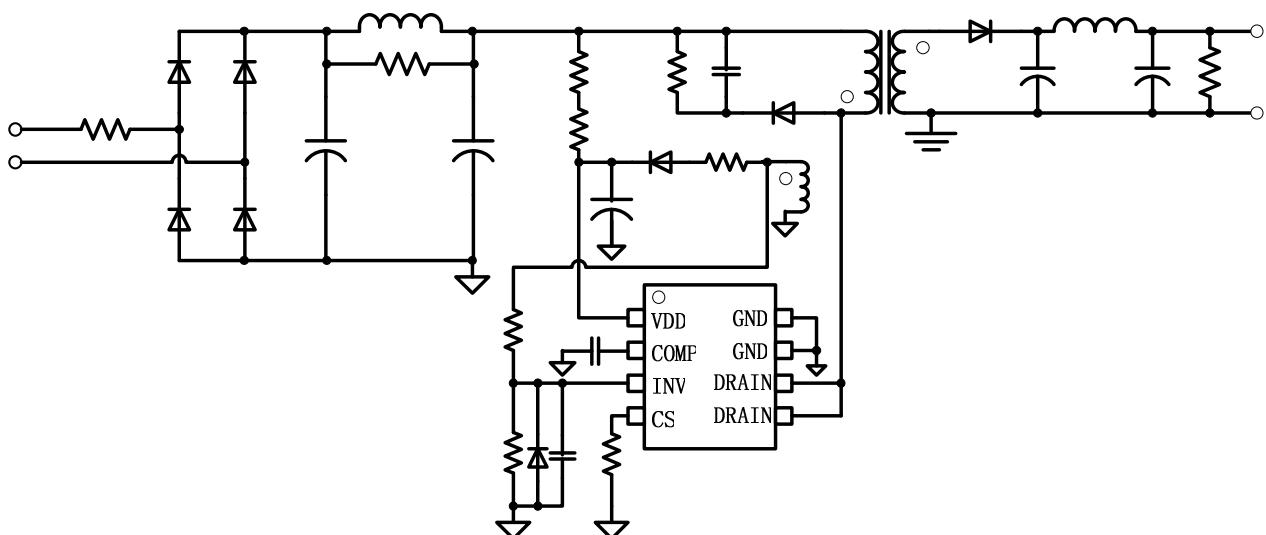
高效节能：

满足能源之星EPS 2.0版V级能耗标准

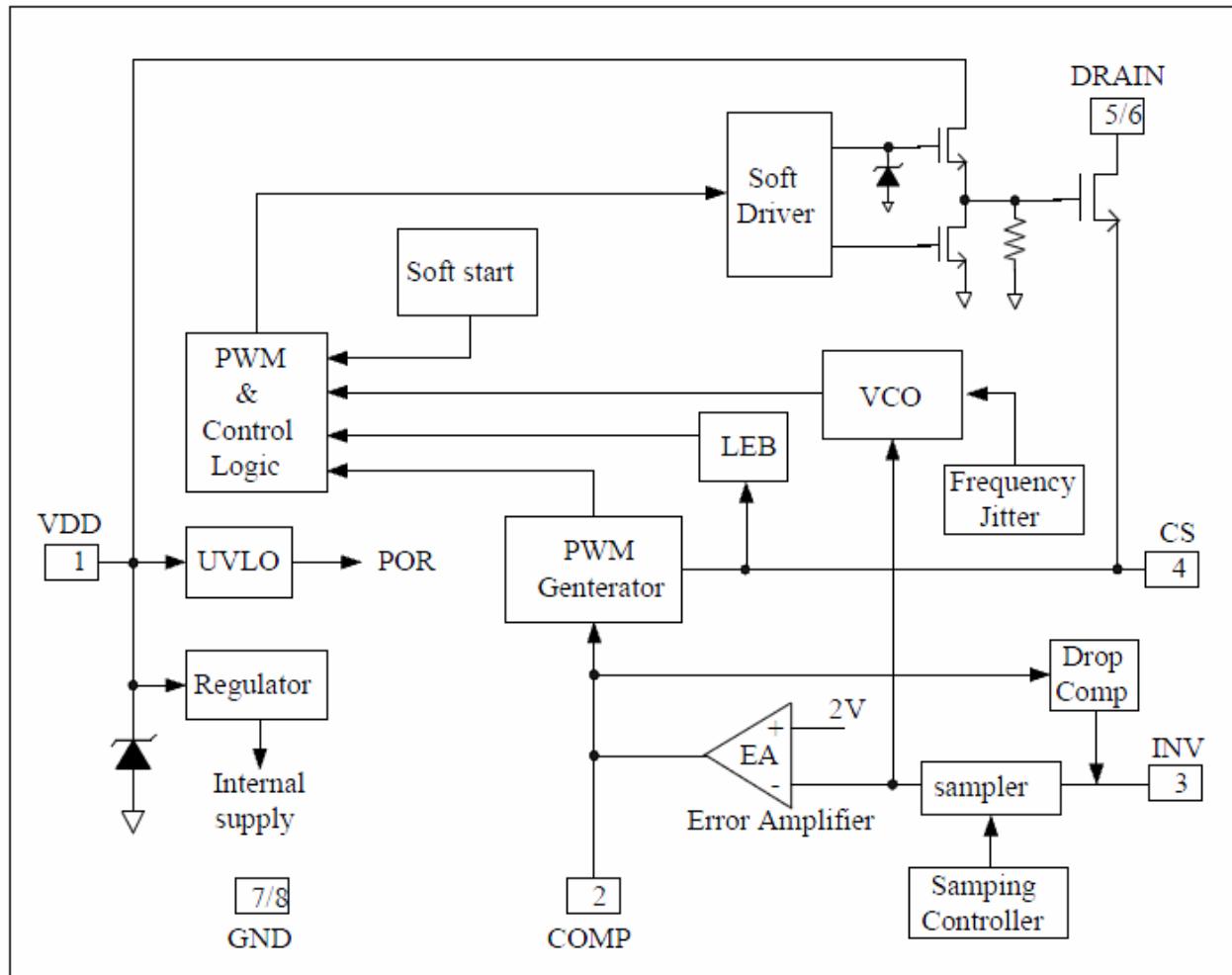
CR6235 (SOP8)

CR6236/PR6237/CR6238/PR6239 (DIP8)

典型应用：



内部框图：



应用说明：

型号	MOSFET		最大输出功率		封装	推荐应用领域
	RDS(on) Max	BVdss	90Vac~264Vac	230Vac		
CR6235	11.5 Ω	600V	5W	6W	SOP8	
CR6236	11.5 Ω	600V	7W	8W	DIP8	
PR6237	9.0 Ω	650V	9W	11W	DIP8	充电器, 小功率适配器, LED 驱动
CR6238	5.5 Ω	600V	13W	15W	DIP8	线性电源/RCC 替换
PR6239	3.0 Ω	600V	14W	16W	DIP8	

应用指导：

CR623X 系列采用反激式拓扑结构，输出与输入使用变压器隔离。在这种拓扑中，开关管导通时，变压器储存能量，负载电流由输出电容提供；开关管关断时，变压器将储存的能量传递到负载和输出滤波电容，以补偿电容单独提供负载电流所消耗的能量。

一、启动电路

1.传统启动

电源上电开机时，通过启动电阻 R_{IN} 为 V_{DD} 端的电容 $C1$ 充电，直到 V_{DD} 端电压达到芯片的启动电压 V_{DD_ON} 时芯片启动并且驱动整个电源系统工作。

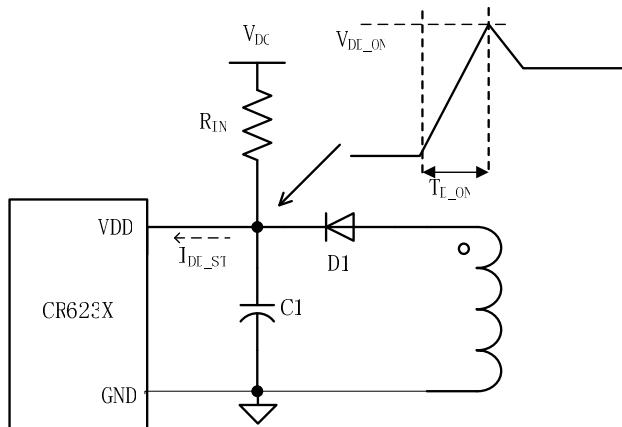


图 1 典型启动电路

在这个过程中，最大启动延迟时间可用下式计算：

$$T_{d_ON} = -R_{IN} \times C_1 \times \ln \left(1 - \frac{V_{DD_ON}}{V_{DC} - I_{DD_ST} \times R_{IN}} \right) \quad (1)$$

由于芯片具有低启动电流的特性且考虑到空载的系统损耗， R_{IN} 可取较大值，具体值可在 $1.5M\Omega \sim 3M\Omega$ 范围内选取， $C1$ 推荐选用 $10\mu F / 50V$ 。

启动电阻 R_{IN} 上最大损耗：

$$P_{R_{IN},MAX} = \frac{(V_{DC,MAX} - V_{DD})^2}{R_{IN}} \cong \frac{V_{DC,MAX}^2}{R_{IN}} \quad (2)$$

其中， $V_{DC, MAX}$ 是最大输入整流后电压

对于一个通用输入 ($90V_{ac} \sim 264V_{ac}$)， $V_{DC, MAX} = 374V$

$$P_{R_{IN},MAX} = \frac{374^2}{1.5 \times 10^6} \cong 93mW \quad (3)$$

2.快速低功耗启动

如果需要系统具有更快的启动时间且在系统成本允许的情况下，可采用如下电路：

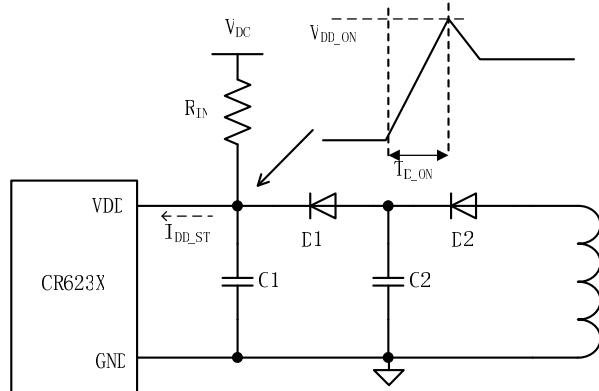


图 2 快速启动电路

在这个电路中 C_1 的值可以取得较小(但需要考虑系统的稳定性), R_{IN} 的值可以取得较大。这样既可缩短系统的启动时间同时也可降低系统空载时的损耗。

二. 变压器设计

由于CR623X采用原边反馈, 在正常情况下, 必须保证变压器电感电流工作在DCM模式。下列表为宽电压输入, 电感电流工作在DCM模式的设计。

1. 输入存储电容

对于宽电压范围输入, 输入存储电容 C_{IN} 按 $2\sim3\mu F/Watt$ 输出功率选取;

230V 或 115V 倍压整流输入, C_{IN} 按 $1\mu F/Watt$ 输出功率选取。

2. 最小和最大直流输入电压

$$V_{MIN} = \sqrt{2 \times V_{ACMIN}^2 - \frac{2 \times P_o \times \left(\frac{1}{2 \times f_L} - t_c \right)}{\eta \times C_{IN}}} \quad (4)$$

$$V_{MAX} = \sqrt{2} \times V_{ACMAX} \quad (5)$$

其中, V_{ACMIN} 为最低交流输入电压;

V_{ACMAX} 为最高交流输入电压;

P_o 为输出功率;

η 为转换效率;

f_L 为输入交流电压频率;

t_c 为桥式整流大额导通时间, 可取 3ms

所有单位分别为伏特、瓦特、赫兹、秒、法拉第。

3. V_{OR} 和 D_{MAX}

CR623X 系列反射电压 V_{OR} 设计在 60V~80V。建议 D_{MAX} 取 0.45 以下。

$$D_{MAX} = \frac{V_{OR}}{K_p \times (V_{MIN} - V_{DS}) + V_{OR}} \quad (6)$$

其中, K_p 表示非连续导通模式, 并且是初级MOSFET关断时间与次级二极管导通时间的比例。 V_{DS} 取 10V。 K_p 取值建议大于 1.3, 一般推荐取 1.5。

4. 初级峰值电流和有效值

初级平均电流：

初级峰值电流:

初级有效值电流:

5. 初级电感量

$$L_P = \frac{10^6 \times P_o}{I_P^2 \times \frac{1}{2} \times f_s \times \eta} \dots \dots \dots \quad (10)$$

满载时，通常建议开关频率 f_S 设置在35KHz左右。

其中，式中的单位分别为微亨、瓦特、安培、赫兹。

6.选择磁芯确定初级匝数

实际上，磁芯的初始选择肯定是很粗略的，因为变量太多了。选择合适磁芯的方法之一是查阅制造商提供的磁芯选择指南。

磁芯尺寸	输出功率
EE13	3W
EE16	6W
EI22、EF20	15W

确定了磁芯之后，即可由下式得出变压器初级侧为避免发生磁芯饱和而应具有的最少匝数：

其中单位分别为高斯、安培、微亨、平方厘米， B_{sat} 为饱和磁通量密度，如无参考数据，则使用 $B_{sat}=3500\sim4000$ ，以高斯为单位；或者 $B_{sat}=0.35\sim0.4$ ，以特拉斯为单位。

最大工作磁芯磁通密度, $B_w=2000\sim3000$, 以高斯为单位; 或者 $B_w=0.2\sim0.3$, 以特拉斯为单位。选用2500高斯(0.25特拉斯)可以降低音频噪声的产生。

则初级绕组匝数:

磁芯气隙长度:

$$L_g = 40 \times \pi \times A_e \times \left(\frac{N_p^2}{1000 \times L_p} - \frac{1}{A_l} \right) \dots \dots \dots \quad (13)$$

其中, L_g 单位为毫米, A_e 单位为平方厘米, A_L 单位为纳亨/圈², L_p 单位为微亨。

通常不推荐对中心柱气隙磁芯使用小于0.1 mm的值，因为这样会导致初级电感量容差增大。如果您需要使用小于0.1 mm的 L_g 值，请咨询变压器供应商以获得指导。

7. 变压器绕组间匝比

其中, V_D 为二极管正向电压: 对超快速PN结二极管选取0.7 V, 肖特基二极管选取0.5 V。

ΔV 为最大负载输出线压降: I_0 为最大负载电流, R_c 为输出线等效电阻。

$$\frac{N_s}{N_{AVX}} = \frac{V_o + V_d + \Delta V}{V_{AVX} + V_{DB}} \dots \dots \dots \quad (16)$$

其中, V_{AVX} 为辅助绕组整流后的电压, V_{DB} 为偏置绕组整流管正向电压;

8. 次级峰值电流和次级有效值电流

次级峰值电流:

次级有效值电流:

9. 次级绕组匝数

10.辅助绕组

由于 CR623X 通过采样辅助绕组的电压来完成恒压恒流控制（请参考规格书）。所以辅助绕组的设计是比较重要的。

下图为典型的V-I曲线：

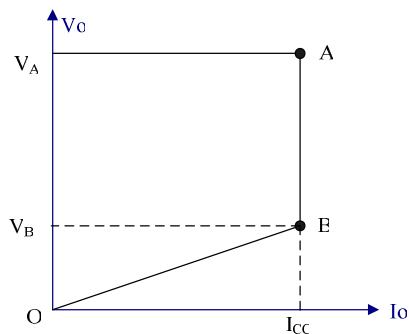


图3 充电器V-I曲线

在一个充电器应用中，电池电压低于B点电压 V_B 时，充电器通过不断重启来完成对过放电电池小电流补充充电；当电池电压达到B点电压 V_B 时，芯片正常工作，充电器对电池恒流充电；随着电池电压的升高，到达A点电压 V_A 时，输出功率最大，此时进入恒压充电模式，充电电流逐渐减小。

$V_0 = V_B$ 时，辅助绕组整流后的电压达到芯片的最低工作电压 V_{DD_OFF} 。

$$N_{AVX} = N_S \times \frac{V_{DD_OFF} + V_{DB}}{V_B + V_D + \Delta V} \dots \dots \dots \quad (20)$$

$V_0=V_A$ 时，辅助绕组的反激电压

注意：此时辅助绕组整流后的电压不得引起OVP。否则，重新设计。

对于LED驱动应用设计同充电器应用。

对于一个适配器应用来说， $V_{AVX, OR}$ 设计在15V左右即可。

11. 确定绕组的导线直径

对于绕组的导线的选择，需要考虑导线的电流密度，骨架宽度，绕线层数。辅助绕组和次级绕组必须密绕且绕满绕平，达到良好的耦合（参见变压器结构设计）。

当导线很长时（超过1m），电流密度通常为 5A/mm^2 。当导线较短且匝数较少时， $6\sim10\text{A/mm}^2$ 的电流密度也可以接受。应避免使用直径大约0.5mm的导线，以防严重的涡电流损耗并使卷绕更加容易。对于大电流输出，建议使用多股细线并绕的方式绕制次级绕组，这样可以减小集肤效应的影响。

12. 恒流电流I_{CC}设定

恒流电流 I_{cc} 通过调节 R_{sense} 电阻设定， R_{sense} 电阻值为：

正常情况下 I_{cc} 可由以下公式估算：

其中， V_{CS} 为SENSE关断电压，典型值为0.9V。

对于适配器来说， I_{cc} 为OCP过流点。

三、INV分压电阻选取与输出线压降补偿

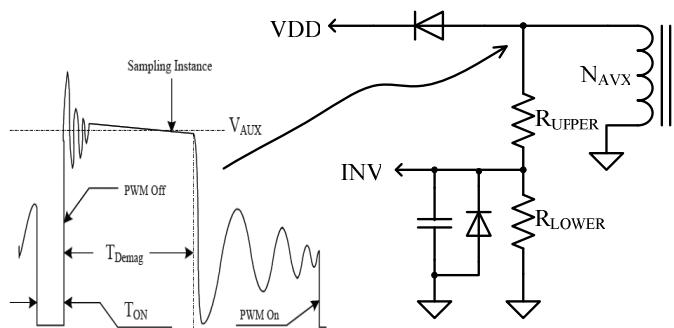


图 4 INV 采样电路

如图 4, CR623X 通过电阻 R_{UPPER} 和 R_{LOWER} 分压器采样辅助绕组去磁结束时的电压，并保持到下一个采样周期。采样电压被送到 INV 脚与基准电压 2.0V 比较，误差被放大，误差放大器的 COMP 脚输出电压反映了负载情况，通过控制 PWM 频率来调节输出电压，达到恒压目的。

当采样电压低于 2.0V 且 Comp 达到最大时，开关频率被采样电压控制，通过输出电压去控制输出电流，达到恒流目的。

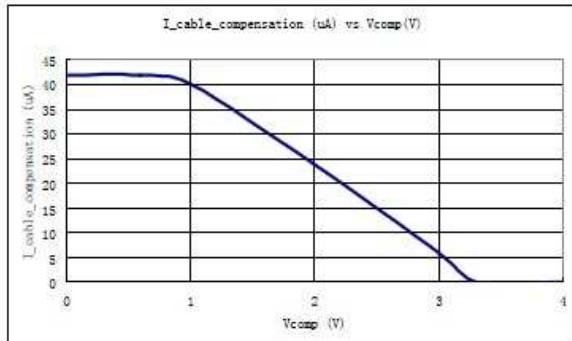


图 5 COMP 电压与补偿电流曲线

输出线压补偿可获得良好的负载调节，CR623X 内部补偿电流 I_c 流向电阻分压器导致 INV 脚上的电压失调，补偿电流与 COMP 脚电压成反比（图 5），亦即补偿电流与负载电流成反比。因此，输出线损失的电压可以得到补偿。当负载从满载减小到空载，INV 脚的失调电压增加，所以通过调整 R_{UPPER} 和 R_{LOWER} 阻值，可实现各种输出线压降补偿。

确定分压阻值：

$$\frac{N_s}{N_{AVX}} = \frac{\Delta V}{R_{UPPER} \times I_C} \dots \dots \dots \quad (24)$$

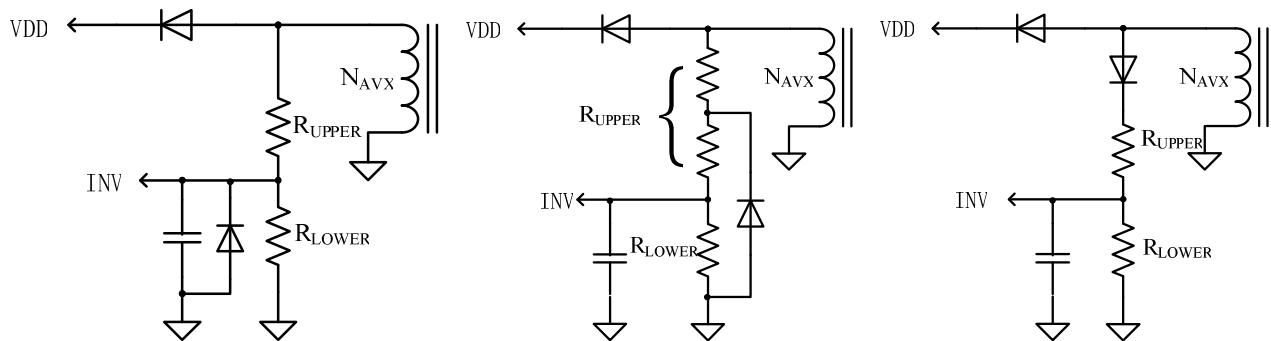
其中： I_c 可取 $30\mu A$

故核算线补偿率为：

注意：R_{UPPER} 和 R_{LOWER} 采用精度为 1% 的标准电阻。

说明:

- 1、由于 MOS 导通期间, INV 脚上会出现负压。推荐正确使用一个 1N4148 来减小此负压对 CR623X 的影响。
 - 2、INV 脚需要对地连接旁路电容, 以吸收采样波形上的高频杂讯。该电容值推荐范围为 22pF~120pF。
 - 3、INV 脚采样推荐电路:



四、假负载

在空载或者很轻载时，很低的PWM频率将导致反馈信号的失真和输出电压的上升，应选择恰当的假负载电阻值，以将输出电压控制在最大输出电压规格范围内。由于假负载电阻同时也会增大空载功耗，在允许的情况下，选取其电阻值时要综合考虑空载输入功率及空载输出电压是否满足要求。

对于充电器应用，为满足电池自放电要求，用一个串联电阻和稳压电路替代假负载电阻。不过，在没有此要求的设计中，可以使用一个标准电阻。

五、初级箝位元件的选择

对于RCD型电路，降低 C_{C1} 的值并增大 R_{C2} 的值，同时应将峰值漏极电压保持在<580 V。如果 C_{C1} 的值较大，则箝位电压（影响反馈绕组采样电压）的稳定时间会更长，从而可能导致更高的输出纹波电压。推荐 C_{C1} 使用MYLAR电容，容值不得超过3.3nF。

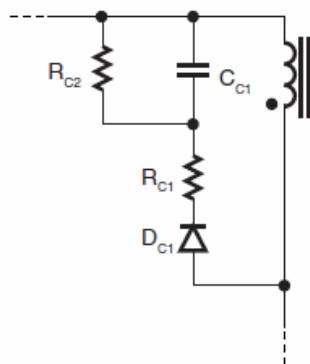


图 6 RCD 型箝位电路

六、变压器结构设计

由于采用原边反馈，所以辅助绕组和次级绕组耦合必须良好。建议的变压器结构如下所示：

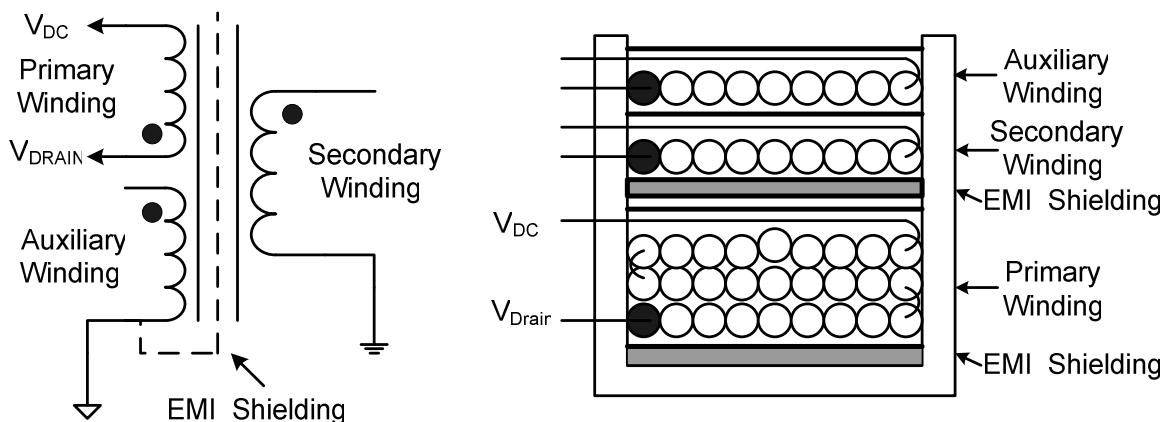


图 7 变压器构造

1. 辅助绕组和次级绕组如图 7 示，必须密绕且绕满绕平，以获得良好的耦合；
2. 初级电感量容差控制在土5%，漏感控制在初级感量的 3%；
3. 变压器需要含浸，磁芯中柱点胶。

七、PCB布局指导

对于高频开关的电流/电压，PCB 布局是非常重要的设计。好的布局，有助于改善 EMI 性能和浪涌、ESD 测试。如图 8：

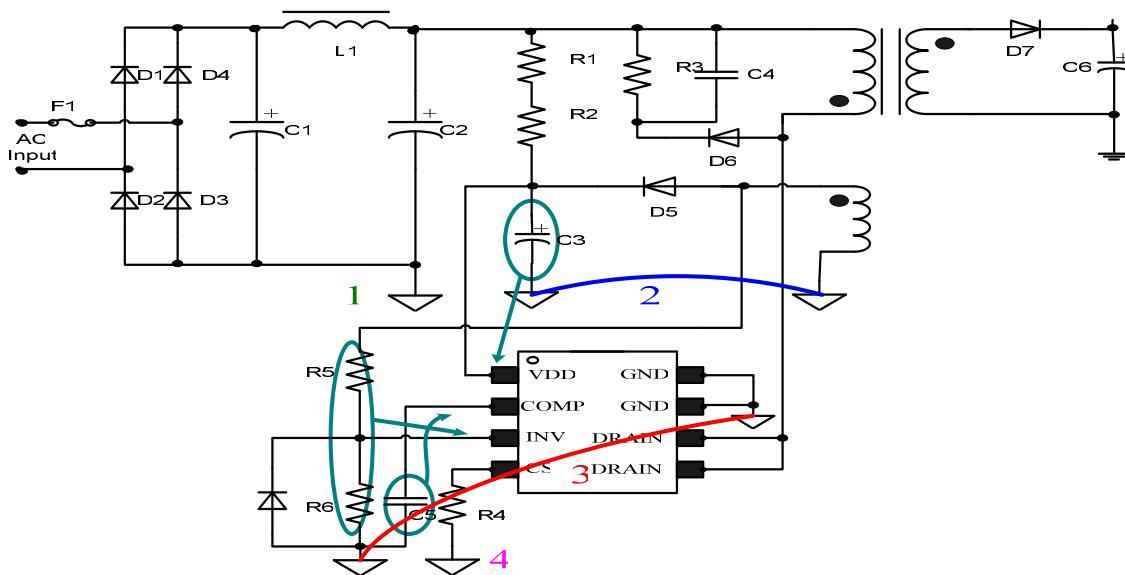


图 8 布局原理示意

为了改善 EMI 性能和减小线频率纹波，整流器的首先连接到 C1 和 C2，然后连接开关电路。

高频电流路径 $C2 \rightarrow$ 变压器 \rightarrow 内置 MOSFET $\rightarrow R4 \rightarrow C2$ 。这个环路的面积应尽量的小。

保证布线（尤其 4 \rightarrow 1）宽、短。高压布线如 MOSFET DRAIN，RCD 箔位网络都要远离控制电路防止不必要的干扰。

对于图中标识 3，控制电路中的所有地需要先连接起来，然后再连接到其他电路。

对于图中标识 2，变压器辅助绕组，D5，C3 的闭环面积要小。

放置C3靠近CR623X的VDD脚，能获得良好的去耦效果。

放置反馈电阻R5，R6靠近CR623X的INV脚，这样可以降低噪声耦合。

放置补偿电容C5靠近CR623X的COMP脚。

次级环路面积要最大程度上降低漏感和EMI，连接次级绕组、输出二极管及输出滤波电容的环路区域面积应最小。此外，与二极管的阴极和阳极连接的铜箔区域面积应足够大，以便用来散热。最好在安静的阴极留有更大的铜箔区域。阳极铺铜区域过大会增加高频辐射EMI。

GND 连接方式: 3 → 2 → 4 → 1, 可以避免 CS 信号造成的共模阻抗干扰。

GND 连接方式: 3 → 2 → 1 ← 4, 有助于 ESD 测试。

在使用了 Y 电容的设计中，将 EMI 滤波器的电感放置在连接 Y 电容输入侧的另一侧，如图 9。Y 电容从次级地连接到 C2 电容的正极，然后到整流桥。如果 Y 电容连接到初级 GND，那么直接连接到 C2 的负极(GND1)。5 是 Y 电容的尖端放电设计，有助于 ESD。根据安规要求，两尖端的爬电距离至少应为 6 毫米。

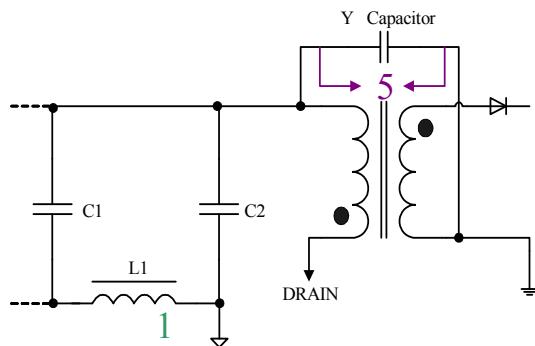


图 9 Y 电容连接示意

参考电路

1.CR6235 5V1A

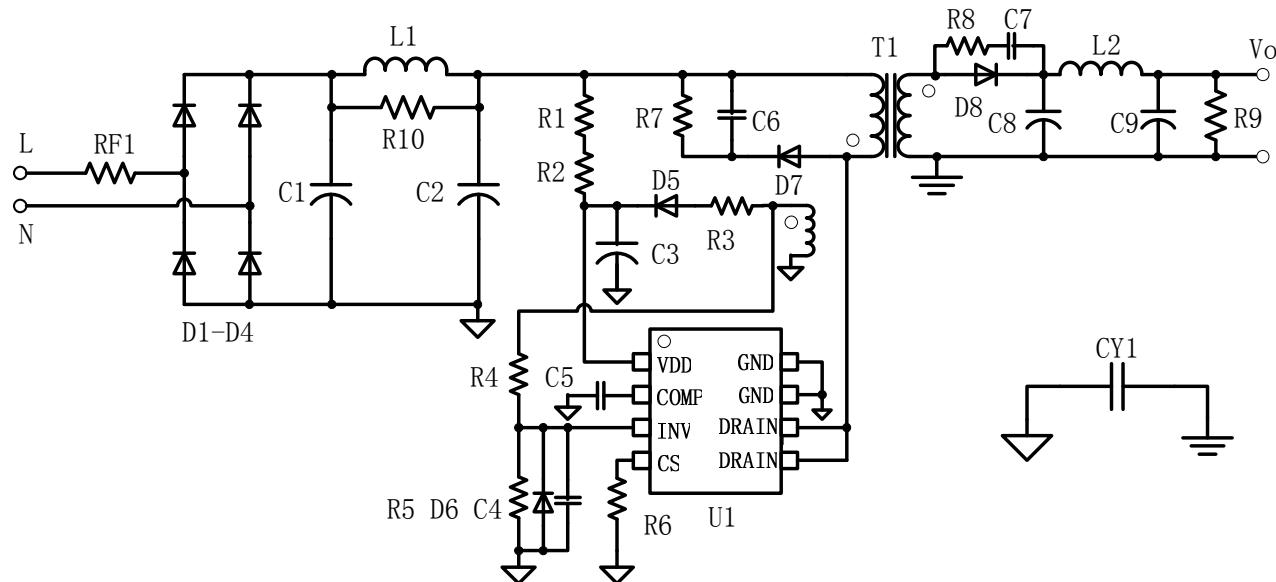


图 10 CR6235 宽电压输入 5W 原理图

元器件清单

元件	规格	元件	规格
RF1	Fuse, 10R, 1/2W	C1、C2	EC, 6.8uF/400V
D1-D4	Diode, General, 1N4007	C3	EC, 10uF/35V
D5	Diode, Fast, FR104, 1A/400V	C4	Capacitor, ceramic, 100pF/25V
D6	Diode, Schottky, 1N4148	C5	Capacitor, ceramic, 100nF/25V
D7	Diode, Fast, FR107	C6	Capacitor, metal poly, 1nF/630V
D8	Diode, Schottky, SR360	C7	Capacitor, Open
R1、R2	Resistor, 1M, 1/4W, ±5%	C8	EC, 680uF/10V, LOW ESR
R3	Resistor, 4R7, 1/4W, ±5%	C9	EC, 220uF/10V, LOW ESR
R4	Resistor, 34K, 1/4W, ±1%	CY1	Capacitor, Y2, 2.2nF/250VAC or Open
R5	Resistor, 5.1K, 1/4W, ±1%	L1	Inductor, choke, 1.0mH min
R6	Resistor, 2.4R, 1/2W, ±1%	L2	Inductor, power choke, 4.7uH
R7	Resistor, 100K, 1/2W, ±5%	U1	CR6235
R8	Resistor, Open	T1	Transformer, EE16, $L_p=1.8mH$ NP:NS:NB=134T:11T:28T
R9	Resistor, 390R, 1/4W, ±5%		
R10	Resistor, 10K, 1/4W, ±5%		

说明：熔断元件F1可以是保险丝，也可以是可熔电阻。如果选择使用可熔电阻，则电阻要选择阻燃类型的，并根据输入差模雷击测试要求选取绕线类型的电阻。避免使用金属膜或碳膜电阻，因为 V_{ACMAX} 反复施加至电源时，浪涌电流很容易造成这类电阻损坏。

版本记录

版本	说明	日期
V1.0	草稿一	2009-11
V1.1	初次发布	2009-12
V1.2	二次发布	2011-1
V1.3	修改线补参数	2011-8
V1.4	Logo 变更	2011-12
V1.5	勘误, 增加 Icc 估算公式	2012-4

免责声明

西安民展微电子有限公司保留对本文档的更改，恕不另行通知。如不确定该文件为最新发布，请向民展微电子咨询或者索取最新文件。未经民展微电子授权，该文件不得私自复制和修改。

产品提升永无止境，西安民展微电子有限公司将竭诚为您提供更优秀的产品和服务。

©版权所有 2006-2012 西安民展微电子有限公司 (Xi'an Power-Rail Micro.Co.,Ltd.)

联系我们

总部

地址：西安市科技二路 77 号西安光电园 A305 & A308 室
电话：+86-29-88453176 88451562 88451135 (市场部)
传真：+86-29-88451553 88450476 (市场部)
E-mail : zhuli@power-rail.com

深圳办事处

地址：深圳市南山区高新区科技中二路深圳软件园一期 3 号楼 202
电话：+86-755-86366535 86366536
传真：+86-755-86110083
E-mail : zhulisz@power-rail.com

香港办事处

地址：香港新世界荃湾德士古道 62-70 号实业大厦 A 座 12 楼 4 号室
电话：+852-27968183
传真：+852-24212307