

CR622X 设计指南

摘要：

本文主要介绍了 CR622X 的特征和详细的工作原理，描述了一种采用 CR622X 的反激式隔离 AC-DC 开关电源的简单而高效的设计方法。

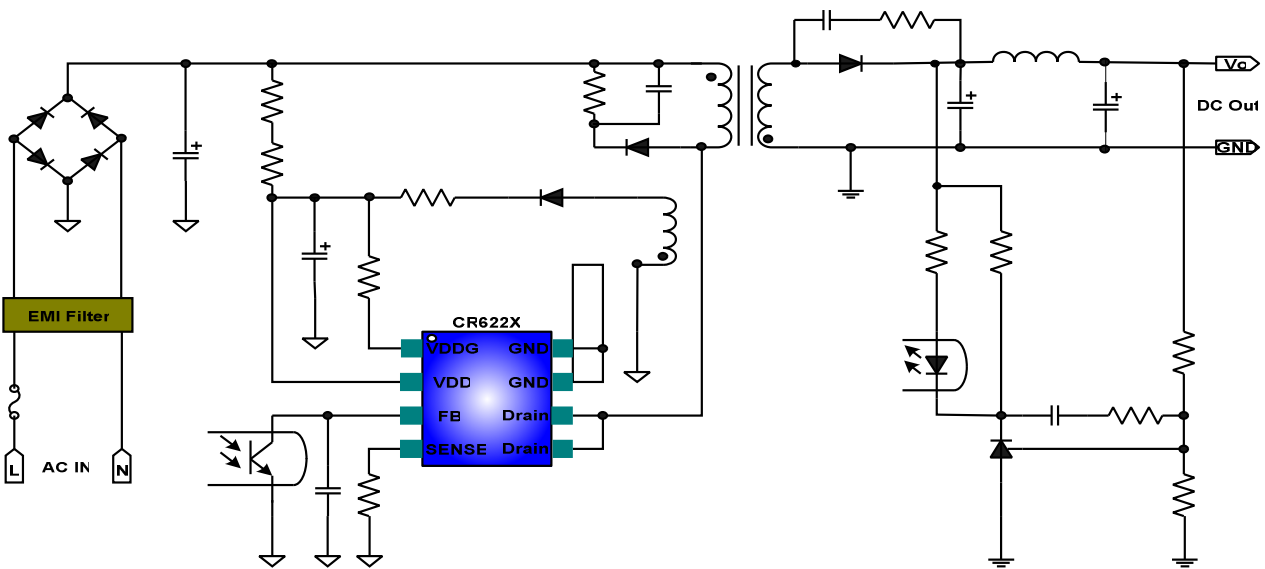
芯片特征：

- 内置 650V 功率开关 MOSFET
- 低的启动电流：3 μ A (Typ)
- 低的工作电流：2mA (Typ)
- 内置软启动以减小 MOSFET 应力
- 内置频率抖动以改善 EMI 特性
- 内置斜坡补偿电路
- 50KHz 的开关频率
- 为改善效率和最小待机功耗而设计的 Hiccup Mode & PFM 工作模式
- VDD 欠压保护 (UVLO)、过压保护 (OVP) 及 VDD 电压钳位功能、OLP 等多种自恢复保护

高效节能：

满足能源之星 EPS 2.0 版 V 级能效标准

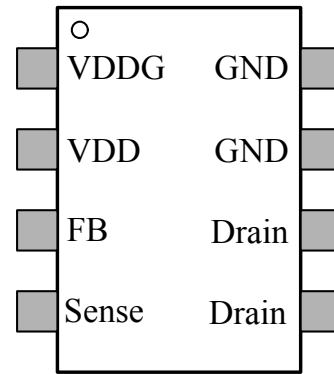
典型应用电路图：



应用领域：

- 电池充电器
- 数码产品适配器
- VCR, SVR, STB, DVD 等电源
- PC, TV 辅助电源
- 开放式电源

管脚信息：



CR6221/CR6224/CR6228/CR6229
(DIP-8L&SOP-8L)

一、应用指导

图 1.1 所示为采用 CR622X 的反激式隔离 AC-DC 转换器的基本电路原理图，本部分将以该电路作为参考，来说明变压器设计、输出滤波器设计、元件选择和反馈环路设计的方法。

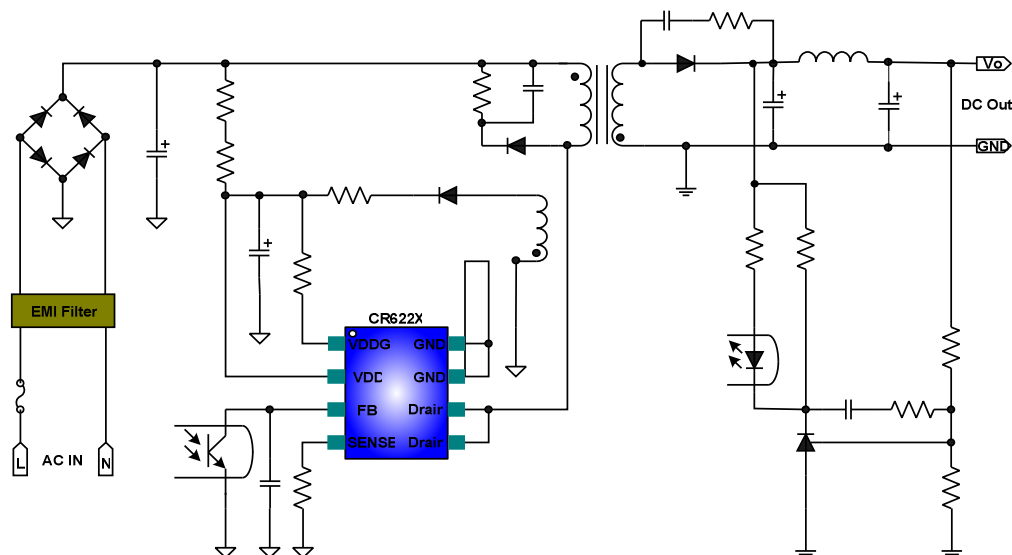


图 1.1 采用 CR622X 的反激式隔离 AC-DC 转换器的基本电路原理图

1. 确定系统规格

- 最小 AC 输入电压: V_{ACMIN} , 单位: 伏特。
- 最大 AC 输入电压: V_{ACMAX} , 单位: 伏特。
- 输入电压频率: f_L , 50Hz 或者 60Hz。
- 输出电压: V_O , 单位: 伏特。
- 最大负载电流: I_O , 单位: 安培。
- 输出功率: P_O , 单位: 瓦特。
- 电源效率: η , 如无数据可供参考, 则对于低电压输出 (低于 6V) 应用和高电压输出应用, 应分别将 η 设定为 0.7~0.75 和 0.8~0.85。
- 计算最大输入功率: P_{IN} , 单位: 瓦特。

$$P_{IN} = \frac{P_O}{\eta} \dots\dots\dots (1.1)$$

- 根据最大输出功率来选择合适的 CR622X 系列产品。

表 2.1 CR622X 系列产品选型表

型号	MOSFET $R_{DS(ON)}$	最大输出功率		封装
		90Vac~264Vac	230Vac	
CR6221T	12	7W	9W	DIP-8L
CR6224S	5.0	8W	10W	SOP-8L
CR6224T	5.0	12W	15W	DIP-8L
CR6228T	3.0	18W	21W	DIP-8L
CR6229T	2.0	24W	28W	DIP-8L

2. 确定输入整流滤波电容 (C_{IN}) 和直流电压范围 (V_{MIN}、V_{MAX})

➤ 输入整流电容选择

对于 AC 90~264V 宽范围输入，C_{IN} 按 2~3uF/Watt 输出功率选取；

对于 AC 230V 或者 115V 倍压整流输入，C_{IN} 按 1uF/Watt 输出功率选取。

➤ 最小直流输入电压 V_{MIN}

$$V_{MIN} = \sqrt{2 \times V_{ACMIN}^2 - \frac{2 \times P_o \times \left(\frac{1}{2 \times f_L} - t_c \right)}{\eta \times C_{IN}}} \dots\dots\dots (1.2)$$

其中，f_L 为输入交流电压频率 (50Hz/60Hz)；

t_c 为桥式整流大额定导通时间，如无数据可供参考，则取 3ms；

所有单位分别为伏特、瓦特、赫兹、秒、法拉第。

➤ 最大直流输入电压 V_{MAX}

$$V_{MAX} = \sqrt{2} \times V_{ACMAX} \dots\dots\dots (1.3)$$

3. 定义电流波形参数 K_P

➤ 在连续模式设计中，设定 K_P=0.6。在非连续模式设计中，设定 K_P=1。

4. 确定反射的输出电压 V_{OR} 和最大占空比 D_{MAX}

➤ 反射电压 V_{OR} 设定在 60V~80V。使得 CCM 模式下，最大占空比不超过 0.5，避免发生次谐波振荡。

➤ 连续模式时计算 D_{MAX}：

$$D_{MAX} = \frac{V_{OR}}{(V_{MIN} - V_{DS}) + V_{OR}} \dots\dots\dots (1.4)$$

➤ 非连续模式时计算 D_{MAX}：

$$D_{MAX} = \frac{V_{OR}}{K_P \times (V_{MIN} - V_{DS}) + V_{OR}} \dots\dots\dots (1.5)$$

其中，设定 CR622X 功率 MOSFET 漏极和源极 V_{DS}=10V。

5. 计算初级峰值电流 I_P 和有效值电流 I_{RMS}

➤ 初级平均电流：

$$I_{AVG} = \frac{P_o}{\eta \times V_{MIN}} \dots\dots\dots (1.6)$$

➤ 连续模式 (K_P≤1)：

峰值电流

$$I_P = \frac{I_{AVG}}{\left(1 - \frac{K_P}{2}\right) \times D_{MAX}} \dots\dots\dots (1.7)$$

➤ 非连续模式 (K_P≥1)：

峰值电流
$$I_p = \frac{2 \times I_{AVG}}{D_{MAX}} \dots\dots\dots (1.8)$$

6. 确定变压器初级电感量

➤ 反激式开关电源的两种工作模式随负载条件和输入电压的改变而改变。因此，变压器的初级电感是在满载和最小输入电压的条件下决定。

连续模式
$$L_p = \frac{10^6 \times P_o}{I_p^2 \times K_p \times \left(1 - \frac{K_p}{2}\right) \times f_s \times \eta} \dots\dots\dots (1.9)$$

非连续模式
$$L_p = \frac{10^6 \times P_o}{I_p^2 \times \frac{1}{2} \times f_s \times \eta} \dots\dots\dots (1.10)$$

其中，式中的单位分别为微亨、瓦特、安培、赫兹

7. 确定合适的磁芯和初级线圈的最小匝数

- 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。
- 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：

$$N_{P,MIN} = \frac{I_p \times L_p}{B_{sat} \times A_e} \times 10^2 \dots\dots\dots (1.11)$$

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 $B_{sat}=3500\sim 4000$ ，以高斯为单位；或者 $B_{sat}=0.35\sim 0.4$ ，以特斯拉为单位。

8. 次级绕组和辅助绕组

- 初级绕组与次级绕组匝数比：

$$n = \frac{N_p}{N_s} = \frac{V_{OR}}{V_o + V_D} \dots\dots\dots (1.12)$$

其中， N_p 和 N_s 分别为初级侧和次级侧匝数。 V_o 为输出电压， 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。

然后确定正确的 N_s ，使得最终的 N_p 不得小于 $N_{p,MIN}$ 。有的时候最终的 N_p 比 $N_{p,MIN}$ 大得多，这就需要更换一个大的磁芯，或者在无法更换磁芯时，则通过增加 K_p 值来减小 L_p ，这样，最终的初级侧匝数也会减小。

辅助绕组匝数

$$N_{AVX} = \frac{V_{DD} + V_{DB}}{V_o + V_D} \times N_s \dots\dots\dots (1.13)$$

其中， V_{DD} 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；

考虑到系统在满载和空载转变瞬间，由于能量瞬间导致 V_{DD} 下冲误触发UVLO，在系统允许的输入电压范围内且输出为空载时，建议 V_{DD} 大于13V。

9. 确定 SENSE 电阻

- 限制最大输出功率时，SENSE 电阻选择：

$$R_{SENSE} = \frac{V_{TH-OC}}{I_P} \dots\dots\dots (1.14)$$

SENSE 电阻额定功率 $> I_{RMS}^2 \times R_{SENSE}$

10. 输出电容的选择

- 在 105°C 及 50KHz 频率下纹波电流的规格：必须大于 I_{RIPPLE}
- ESR 规格：使用低 ESR 的电解电容。输出开关纹波电压等于 $I_{SP} \times ESR$ 。
- 由于电解电容具有较高的 ESR，所以有的时候只使用一个输出电容是不能满足纹波规格要求的。此时，可以附加一个 LC 滤波器。

电感L：2.2uH~4.7uH，对于低电流（ $\leq 1A$ ）的输出使用磁珠是可以的。而较高电流输出可以使用非定制的标准电感。如有必要，可以增大电感的电流额定值从而避免电感上的损耗。

电容C：100uF~330uF。

11. 设计反馈环路

1. 确定穿越频率 f_c 。对于工作于CCM模式的反激开关电源来说，应将 f_c 设计在低于1/3RHP零点的频率上，以最大限度地减小RHP零点的影响。对于DCM模式，可将 f_c 设定在较高的频率上，因为此时没有RHP零点。

2. 当采用附加LC滤波器时，应将 f_c 设计低于1/3LC滤波器转折频率的地方，因为它会导致-180°的相位差。绝对不要把 f_c 设定得高于LC滤波器的转折频率。如果穿越频率过于靠近转折频率，那么，为抵消后置滤波器的影响。就应当把控制器设计得具有约90°以上的足够相位裕量。

3. 确定补偿电路的直流增益以抵消 f_c 频率上的控制-输出增益。
4. 将补偿电路零点（ f_{zc} ）设置在 $f_c/3$ 附近。
5. 将补偿电路极点（ f_{pc} ）设置在 $3f_c$ 以上。

二、参考电路

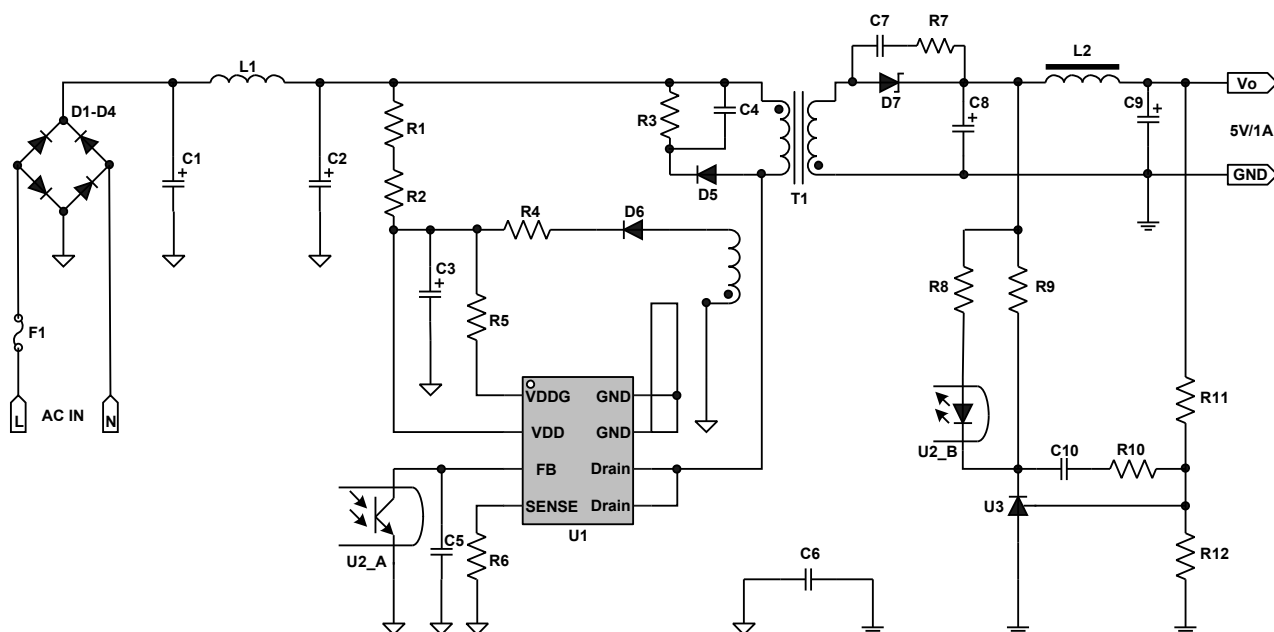


图 2.1 CR622X 典型电路原理图 (通用输入)

表2.1 基于CR6221的5V1A适配器元器件清单

元件	规格	元件	规格
F1	Fuse,1A/250Vac	C3	Capacitor, electrolytic,10uF/50V
D1—D4	Diode, General,1N4007	C4	Capacitor, metal poly,470pF/630V
D5	Diode, Fast, UF4007	C5	Capacitor, ceramic,10nF/25V
D6	Diode, General,1N4007	C6	Capacitor,Y2, 2.2nF/250VAC
D7	Diode, Schottky,SB360	C7	Capacitor, Open
R1 、 R2	Resistor,1M,1/4W,±5%	C8	EC,1000uF/16V,LOW ESR
R3	Resistor,68K,1W,±5%	C9	EC,470uF/16V,LOW ESR
R4	Resistor,10R,1/4W,±5%	C10	Capacitor, ceramic,3.3nF/25V
R5	Resistor,470R,1/4W,±5%	L1	Inductor, choke,2.0mH min
R6	Resistor,2R8,1/2W,±1%	L2	Inductor,power choke,10uH
R7	Resistor,Open	U1	PWM,CR6221
R8	Resistor,330R,1/4W,±5%	U2	Photocoupler,PC817C
R9	Resistor,1K,1/8W, ±5%	U3	IC,TL431
R10	Resistor,10K,1/8W, ±5%	T	Transformer ,EE16
R11、 R12	Resistor,10K,1/8W, ±1%		Lp=3.7mH
C1、 C2	EC,6.8uF/400V		NP:NS:NB=152T:13T:38T