

PR821X 设计指导书

西安展芯微电子技术股份有限公司

摘要：

本文阐述了基于原边控制功率转换器 PR821X 的充电器/适配器设计。包括芯片的特征和详细的工作原理，以及设计技巧。

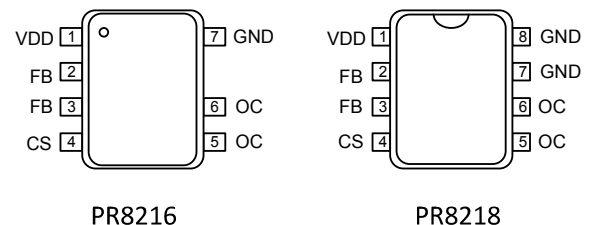
芯片特征：

- 内置高压启动，节省启动电阻
- 空载功耗小于30mW
- 极低的静态电流
- 内置高压功率BJT
- 原边控制，工作于DCM模式，节省光耦和431
- 恒压(CV)和恒流(CC)精度高达 $\pm 5\%$
- 内置谷底导通模式
- 无补偿电容
- 内置可调线损补偿电路
- 基于自恢复的多种保护功能
VDD欠压锁定和过压保护、逐周期电流检测、输出过压&短路保护、FB/CS脚开短路保护、过温保护 等
- SOP-7和DIP-8无铅封装

应用领域：

- AC/DC适配器和充电器
- 机顶盒电源
- 电脑和电视机的辅助电源
- 开放式开关电源

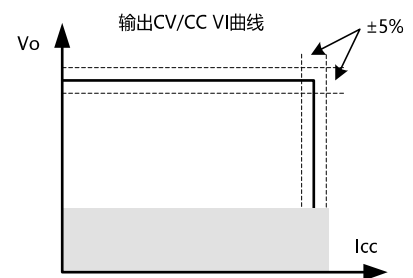
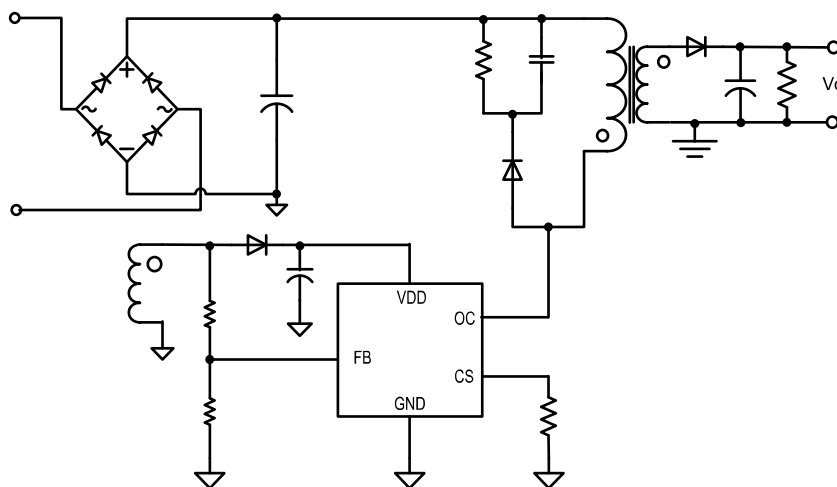
管脚信息：



高效节能：

满足美国DOE_VI和欧盟CoC_V5能效标准。

典型应用电路图：



一、芯片工作原理

1、功能概述

PR821X是应用于小功率AC/DC充电器和电源适配器的六级能效高性能离线式功率开关转换器，内置高压启动电路，系统待机可轻松实现低于30mW。该芯片采用PFM工作模式，使用原边反馈技术，无需次级反馈电路，节省了光耦和431，并提供高精度的CC/CV输出。该芯片高度集成，无需启动电阻和补偿电容，内置高耐压功率BJT，应用电路简单，系统开发周期短、成本低、体积小。

PR821X 可以实现较好的动态调整和较高的平均效率，芯片采用高压启动，无需启动电阻，内置 QR 工作模式，提高了效率和 EMI 性能。该芯片还提供各种自恢复保护，包括：VDD 欠压锁定和过压保护、输出过压&短路保护、FB/CS 脚开短路保护、过温保护，使得系统具有较高的可靠性。

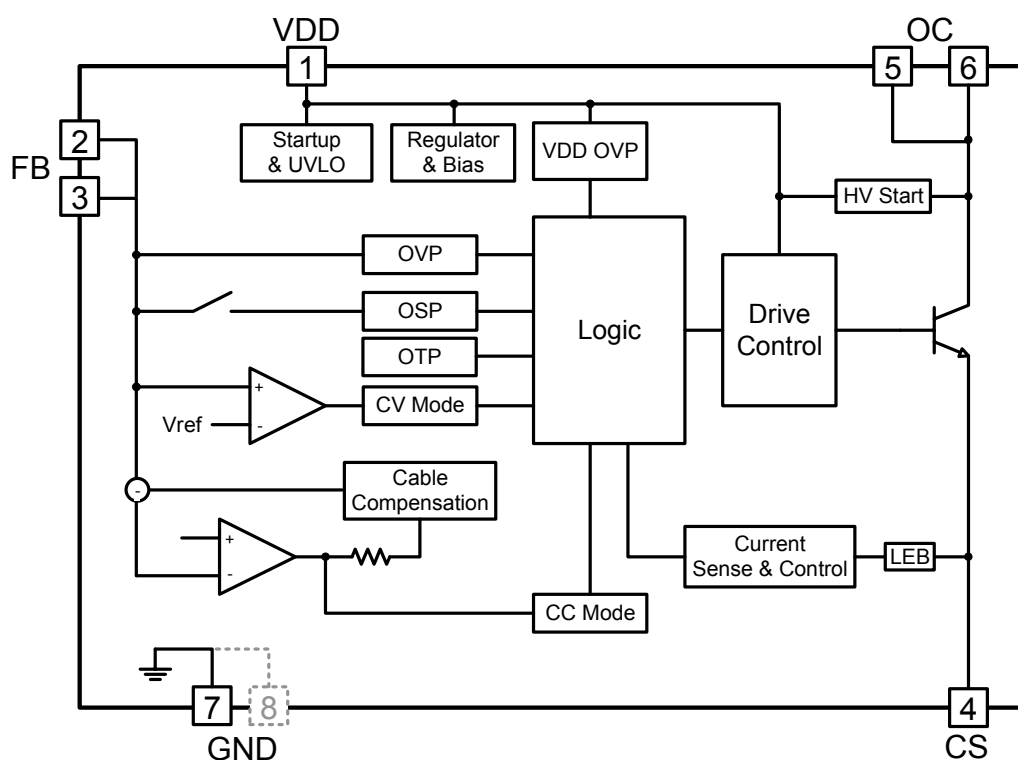


图 1.1 PR821X 内部框图

2、启动

PR821X内置高压启动电路，通过OC脚取电，无需启动电阻，这样可以很轻松的实现待机功耗<30mW。PR821X 高压启动电流 I_{HV} 为 135uA，启动电路损耗接近 0mW，启动延迟时间 T_{D_ON} 计算如下：

$$T_{D_ON} = \frac{C_{VDD} \times V_{DD_ON}}{I_{HV}} \dots\dots\dots(1.1)$$

其中， C_{VDD} 为VDD电容， V_{DD_ON} 为芯片开启电压(典型值18V)。

假设 VDD 电容设置为 10uF/50V，则启动延迟时间 T_{D_ON} 为 1.3S。

3、工作电流

PR821X 采用先进的电路设计和制造工艺，使得静态工作电流（典型 0.8mA）极低，可获得良好的平均效率和空载功耗。

4、恒压模式控制

PR821X工作于反激架构DCM模式，反激结构的输出电压可通过变压器去磁期间辅助绕组电压获得，其关系如下：

$$V_{AUX} = \frac{N_{AUX}}{N_S} (V_O + V_D)$$

其中， V_D 为输出整流二极管压降

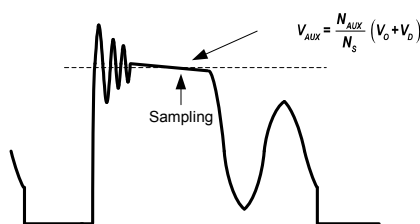


图 1.2 辅助绕组电压波形

PR821X 的 FB 脚通过一个电阻分压器连接到辅助绕组，芯片对辅助绕组上的电压在去磁结束时采样并保持，直至下一次采样。采样到的电压和内部的基准电压比较，将其误差放大。误差放大器的输出反应负载的状况，控制峰值电流及系统频率，进而调整输出电压，实现了恒压控制。频率负载曲线如下图：

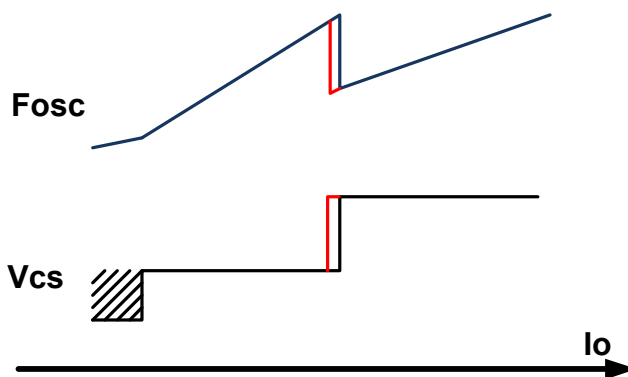


图 1.3 频率负载曲线

PR821X 采用分段式 V_{cs} 阈值，可以有效压缩噪声区间，降低空载功耗，提高平均效率，改善动态特性。

5、恒流模式控制

PR821X工作于反激架构DCM模式，每个周期通过输出整流二极管的电流都会降为零，故输出电流公式如下：

$$I_{OUT} = \frac{1}{2} \times \frac{N_P}{N_S} \times \frac{V_{CS}}{R_S} \times \frac{T_{dis}}{T}$$

在恒流模式控制下，芯片只需要控制去磁时间 T_{dis} 与周期 T 为固定值（典型值1/2）即可实现恒流输出。

输出恒流公式如下：

$$I_{CC} = \frac{1}{4} \times \frac{N_P}{N_S} \times \frac{V_{TH-OC}}{R_S}$$

PR821X设计有逐周期电流检测功能。芯片通过CS引脚的电阻检测功率管电流，CC模式设置点和最大输出功率都通过外部调整CS引脚上的电阻实现。功率管开通瞬间会产生尖峰电压，内部前沿消隐电路可防止误触发而不需要额外的RC滤波电路。

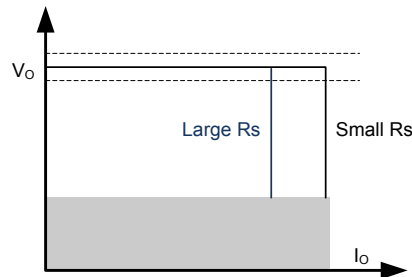


图 1.4 恒流及功率随 RS 变化

5、谷底导通模式

在恒压控制时，PR821X工作在谷底导通模式，以降低开关损耗，提高效率，获得良好的EMI。

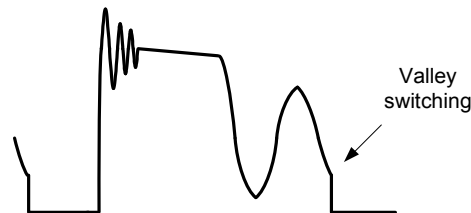


图 1.5 谷底导通技术

6、输出线补偿

PR821X的输出电压补偿，可以通过调整FB脚的分压电阻进行调整。补偿率的计算方法如下

$$\frac{\Delta V}{V_o} = \frac{I_C \times (R_{UPPER} // R_{LOWER})}{3} \times 100\%$$

其中： R_{UPPER} 上分压电阻， R_{LOWER} 下分压电阻。

7、保护功能

PR821X 设计有多种自恢复保护功能，如 VDD 欠压锁定(UVLO)和过压保护(VDD OVP)、输出短路保护(OSP)和过压保护(OUT OVP)、CS/FB 脚开短路保护、过温保护(OTP)。上述保护增加了系统的可靠性

二、设计指导

图 2.1 所示为采用 PR8216 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，来说明一个 90~264V 输入 5V2A 输出适配器的变压器设计、输出滤波器设计和元件选择的方法。

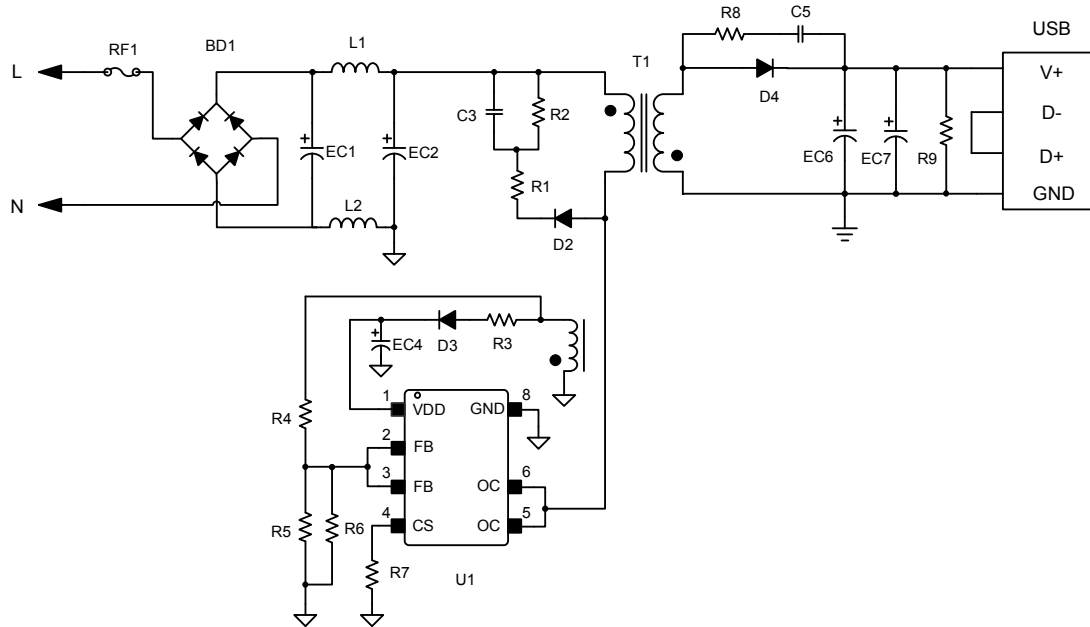


图 2.1 采用 PR8216 的反激式隔离 AC-DC 转换器的基本电路原理图
 民展微一级代理，提供样品，技术支持 13418601901 QQ409545144

1、确定系统规格

- 最小 AC 输入电压： $V_{ACMIN}=90V$
- 最大 AC 输入电压： $V_{ACMAX}=264V$
- 输入电压频率： $f_L=60Hz$ 或 $50Hz$
- 输出电压： $V_O=5V$
- 最大负载电流： $I_O=2A$
- 恒流电流： $I_{CC}=2.1A$
- 最大输出功率： $P_{OMAX}=10.5W$
- 电源效率： $\eta=0.80$ (预估)
- 计算最大输入功率： P_{IN} ，单位：瓦特。

$$P_{IN} = \frac{P_{OMAX}}{\eta} \dots\dots\dots (2.1)$$

根据式 2.1 计算 $P_{IN} \approx 13.1W$

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

- 输入整流电容选择
 - 对于 AC 90~264V 宽范围输入， C_{IN} 按 $1.5\sim 3\mu F/Watt$ 输出功率选取；
 - 对于 AC 230V 或者 115V 倍压整流输入， C_{IN} 按 $1\mu F/Watt$ 输出功率选取。

- 最小直流输入电压 V_{MIN}

$$V_{MIN} = \sqrt{2 \times V_{ACMIN}^2 - \frac{2 \times P_O \times \left(\frac{1}{2 \times f_L} - t_C \right)}{\eta \times C_{IN}}} \dots\dots\dots (2.2)$$

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}

$$V_{MAX} = \sqrt{2} \times V_{ACMAX} \dots\dots\dots (2.3)$$

根据系统规格, 输入电容可选择两个 **10uF/400V** 的电解电容

根据式 2.2 计算最小输入直流电压:

$$V_{MIN} = \sqrt{2 \times (90V)^2 - \frac{2 \times 10.5W \times \left(\frac{1}{2 \times 60Hz} - 3ms \right)}{0.8 \times 20uF}}$$

$$\approx 95.9V$$

根据式 2.3 计算最大直流输入电压:

$$V_{MAX} = \sqrt{2} \times 264V$$

$$\approx 374V$$

3、次级峰值电流和次级有效值电流

- 次级峰值电流

$$I_{SP} = 4 \times I_{CC} \dots\dots\dots (2.4)$$

- 次级有效值电流

$$I_{SRMS} = \sqrt{\frac{I_{SP}^2}{6}} \dots\dots\dots (2.5)$$

根据式 2.4 计算次级峰值电流:

$$I_{SP} = 4 \times 2.1A$$

$$\approx 8.4A$$

根据式 2.5 计算次级有效值电流:

$$I_{SRMS} = \sqrt{\frac{(8.4A)^2}{6}}$$

$$\approx 3.43A$$

4、频率、反射电压设置

- 频率 f_s 推荐 40~60KHz
- 反射电压 V_{OR} 推荐 60~80V
- 计算初次匝比 n

$$n = \frac{V_{OR}}{V_O + V_D} \dots\dots\dots (2.6)$$

其中, V_D 为输出肖特基压降, 无参考值一般选取 0.5V

选择 $f_s=50\text{KHz}$, $V_{OR}=65\text{V}$, 根据式 2.6 计算次级匝比:

$$n = \frac{65\text{V}}{5\text{V} + 0.5\text{V}} \approx 11.8$$

5、次级、初级电感量

- 次级电感量

$$L_S = \frac{V_O + V_D}{I_{SP} \times f_S \times 2} \dots\dots\dots (2.7)$$

- 初级电感量

$$L_P = n^2 \times L_S \dots\dots\dots (2.8)$$

根据式 2.7 计算次级电感量:

$$L_S = \frac{5\text{V} + 0.5\text{V}}{8.4\text{A} \times 50\text{KHz} \times 2} \approx 6.5\mu\text{H}$$

根据式 2.8 计算初级电感量:

$$L_P = 11.8^2 \times 6.5\mu\text{H} \approx 905\mu\text{H}$$

6、初级峰值电流和初级有效值电流

- 初级峰值电流

$$I_P = \frac{I_{SP}}{n} \dots\dots\dots (2.9)$$

- 最大占空比核算

$$D_{MAX} = \frac{L_P \times I_P \times f_S}{V_{MIN} - V_{OC}} \dots\dots\dots (2.10)$$

- 初级有效值电流

$$I_{RMS} = \sqrt{D_{MAX} \times \frac{I_P^2}{3}} \dots\dots\dots (2.11)$$

➤ 初级平均电流

$$I_{AVG} = \frac{I_P \times D_{MAX}}{2} \dots\dots\dots (2.12)$$

根据式 2.9 计算初级峰值电流:

$$I_P = \frac{8.4A}{11.8} \\ \approx 0.712A$$

根据式 2.10 核算最大占空比:

$$D_{MAX} = \frac{905\mu H \times 0.712A \times 50KHz}{95.9V - 10V} \\ \approx 38\%$$

最大占空比不能超过 50%，如果超过请降低反射电压或者提高最低输入直流电压

根据式 2.11 计算初级有效值电流:

$$I_{RMS} = \sqrt{38\% \times \frac{(0.712A)^2}{3}} \\ \approx 0.253A$$

根据式 2.12 计算初级平均电流:

$$I_{AVG} = \frac{0.712A \times 38\%}{2} \\ \approx 0.135A$$

7、确定合适的磁芯和次级线圈的最小匝数

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。通常选择高 B_s ，低损耗及高 μ_i 磁芯材料，还要结合成本考量；建议用PC40以上的材质。

表 2.1 磁芯功率选择表

磁芯尺寸	输出功率
EE16	7.5W
EE19	10W
EE16W	12W
EF20	15W

如果没有可参考资料，可采用下面作为参考。

$$A_p = A_w \times A_e = \left[\frac{L_P \times I_P \times I_{RMS} \times 10^4}{450 \times 0.2 \times \Delta B} \right]^{1.143} \times 10^4 \dots\dots\dots (2.13)$$

式中， A_p 单位为 mm^4 ， A_w 为窗口面积， A_e 为磁芯的截面积，如图 2.2。 ΔB 为正常操作状态下的最大磁通密度摆幅量（单位：特拉斯 (Tesla)）。对于大多数功率铁氧体磁芯来说， ΔB 通常为 0.3~0.35 Tesla。

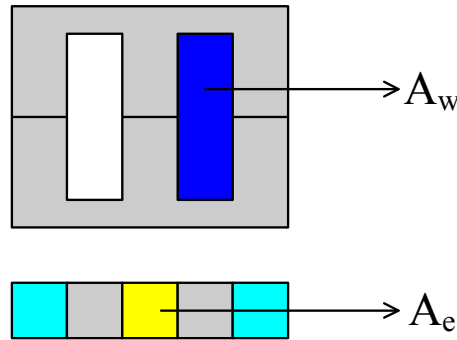


图 2.2 磁芯窗口面积和截面积

- 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：

$$N_{P,MIN} = \frac{I_P \times L_P}{B_{sat} \times A_e} \times 10^2 \dots\dots\dots (2.14)$$

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 $B_{sat}=0.35\sim 0.4$ ，以特拉斯为单位。

本案可以选择 EE16W 的磁芯，查得 $A_e=0.31cm^2$ 。根据式 2.16 计算初级最小匝数：

$$N_{P,MIN} = \frac{0.712A \times 905uH}{3000Gs \times 0.31cm^2} \times 10^2 \approx 70T$$

8、次级绕组和辅助绕组

- 次级绕组

$$N_S = \frac{N_{P,MIN}}{n} \dots\dots\dots (2.15)$$

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。

- 辅助绕组匝数

$$N_{AUX} = \frac{V_{DD} + V_{DB}}{V_O + V_D} \times N_S \dots\dots\dots (2.16)$$

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 8V。

- 确定磁芯气隙长度：

$$L_g = 40 \times \pi \times A_e \times \left(\frac{N_P^2}{1000 \times L_P} - \frac{1}{A_L} \right) \dots\dots\dots (2.17)$$

其中， L_g 单位为毫米， A_e 单位为平方厘米， A_L 为无间隙情况的 AL 值，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。

根据式 2.15 计算初级匝比及次级匝数

$$N_s = \frac{70}{11.8} \\ \approx 6T$$

通过迭代，选择 N_p 为72T。

根据式2.16计算辅助绕组匝数：

$$N_{AUX} = \frac{9V + 0.7V}{5V + 0.5V} \times 6T \\ \approx 10T$$

根据式2.17计算磁芯气隙长度：

$$L_g = 40 \times 3.14 \times 0.31 \text{cm}^2 \times \left(\frac{72^2}{1000 \times 905 \mu\text{H}} - \frac{1}{1950 \text{nH} / T^2} \right) \\ \approx 0.197 \text{mm}$$

9、根据有效值电流来确定每个绕组的导线直径

- 当导线很长时 ($>1\text{m}$)，电流密度可以取 $5\text{A}/\text{mm}^2$ 。当导线较短且匝数较少时， $6\sim 10\text{A}/\text{mm}^2$ 的电流密度也是可取的。应避免使用直径大于 1mm 的导线，防止产生严重的涡流损耗并使绕线更加容易。对于大电流输出，最好采用多股细线并绕的方式绕制，减小集肤效应的影响。
- 检查一下磁芯的绕组窗口面积是否足以容纳导线。所需的窗口面积由以下公式给出：

$$A_w = A_c / K_F \dots\dots\dots (2.18)$$

式中， A_c 为实际的导体面积， K_F 为填充系数。填充系数通常为0.2~0.3。

根据计算，初级绕组可用直径**0.24mm**左右的漆包线，辅助绕组可用直径**0.18mm**左右的漆包线，次级绕组用**0.32mm**的三层绝缘线双线并绕。为了变压器容易生产，上述线径可结合骨架宽度做适当微调。

10、确定输出电容的纹波电流 I_{RIPPLE}

- 输出电容的纹波电流：

$$I_{RIPPLE} = \sqrt{I_{SRMS}^2 - I_{CC}^2} \dots\dots\dots (2.19)$$

其中， I_{CC} 为输出直流电流

根据式2.19计算输出电容纹波电流：

$$I_{RIPPLE} = \sqrt{(3.43\text{A})^2 - (2.1\text{A})^2} \\ \approx 2.71\text{A}$$

11、确定次级及辅助绕组最大峰值反向电压 V_{SR} , V_{BR}

- 次级绕组最大峰值反向电压:

$$V_{SR} = V_O + \left(V_{MAX} \times \frac{N_S}{N_P} \right) \dots\dots\dots (2.20)$$

- 辅助绕组最大峰值反向电压:

$$V_{BR} = V_{DD} + \left(V_{MAX} \times \frac{N_B}{N_P} \right) \dots\dots\dots (2.21)$$

根据式 2.20 计算次级绕组最大峰值反向电压:

$$V_{SR} = 5V + \left(374V \times \frac{6T}{72T} \right) \\ \approx 36V$$

根据式 2.21 计算辅助绕组最大峰值反向电压:

$$V_{BR} = 9V + \left(374V \times \frac{10T}{72T} \right) \\ \approx 61V$$

12、选择输出整流管

- $V_R \geq V_{SR}$, 推荐 $V_R \geq 1.25 \times V_{SR}$, V_R 为整流二极管的反向额定电压
- 推荐 $I_D \geq 3 \times I_O$, I_D 为二极管的直流电流额定值,实际中需注意温升、反压、即实际测得的最大电流。

表 2.2 部分输出整流二极管选型表

肖特基二极管			
整流二极管	V_R (V)	I_D (A)	封装
SB540	40	5	DO-201
V10P45	45	10	TO-277A
V15P45	45	15	TO-277A
SB360	60	3	DO-201
SB560	60	5	DO-201

次级整流二极管建议选择**V10P45**。

13、选择辅助绕组整流管

- $V_R \geq 1.25 \times V_{BR}$; V_R 为整流二极管的反向电压额定值。

表 2.3 部分辅助整流二极管选型表

整流管	V_R (V)	整流管	V_R (V)	整流管	V_R (V)
1N4007	1000	FR107	1000	1N4148	75

综合EMI和成本考虑, 辅助整流管一般选择较为常见的**FR107**普通二极管。

14、确定 CS 电阻

- 限制最大输出功率时，CS 电阻选择：

$$R_{CS} = \frac{V_{TH-OC}}{I_P} \dots\dots\dots (2.22)$$

其中：PR821X VTH_OC 为 0.5V

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

根据式 2.22 计算CS电阻：

$$R_{CS} = \frac{0.5V}{0.712A} \approx 0.7\Omega$$

$$I_{RMS}^2 \times R_{CS} = (0.253A)^2 \times 0.7\Omega \approx 0.045W$$

15、输出电容的选择

- 在 105℃ 及 65KHz 频率下纹波电流的规格：必须大于 I_{RIPPLE}
- ESR 规格：使用低 ESR 的电解电容或固态电容。输出开关纹波电压等于 I_{SP}×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。
- 为减少大电流输出时的纹波电流，可将几只滤波电容并联使用。

电感L：2.2uH~4.7uH，对于低电流（≤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：其容量与最大输出电流I_{CC}有关

输出电容选择两颗680uF/10V的低ESR电解电容并联。

16、输入整流桥的选择

- $V_R \geq 1.25 \times V_{MAX}$ ；V_R 为输入整流二极管的反向额定电压；
- $I_D \geq 2 \times I_{AVG}$ ；其中 I_D 为整流桥的电流额定值。

整流桥选择MB10F

17、FB 分压电阻及输出线压降补偿计算

如图 2.3, PR821X 通过电阻 R_{UPPER} 和 R_{LOWER} 分压器在每个开关周期采样辅助绕组去磁结束时的电压。采样电压被送到 INV 脚与基准电压 3.0V 比较，误差被放大，误差放大器的输出电压反映了负载情况，通过控制开关频率来调节输出电压，达到恒压目的。

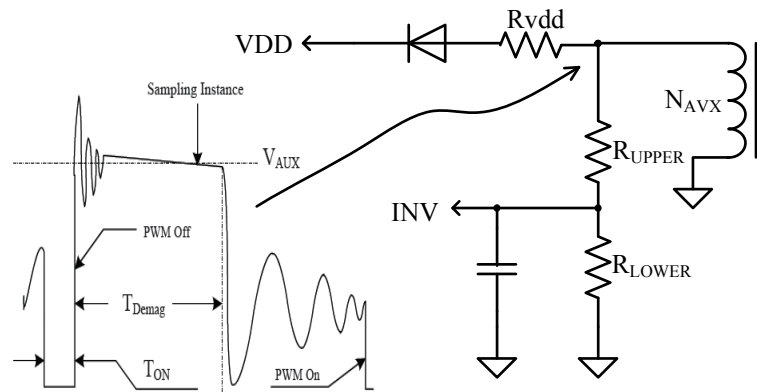


图 2.3 INV 采样电路

分压电阻比例：

$$\frac{R_{UPPER}}{R_{LOWER}} = \frac{(V_O + V_D) \times N_{AVX}}{3V \times N_S} \dots\dots\dots (2.23)$$

输出线压降补偿率：

$$\frac{\Delta V}{V_O} = \frac{I_C \times (R_{UPPER} // R_{LOWER})}{3} \times 100\% \dots\dots\dots (2.24)$$

其中， ΔV 为线压降补偿电压， I_C 为线补电流（典型值 37 μ A）

根据式 2.23 和式 2.24 计算分压电阻(ΔV 设为 0.3V):

$$\frac{R_{UPPER}}{R_{LOWER}} = \frac{(5V + 0.5V) \times 10}{3V \times 6}$$

$$\frac{0.3V}{5V} = \frac{37\mu A \times (R_{UPPER} // R_{LOWER})}{3} \times 100\%$$

$$R_{LOWER} \approx 6.4K\Omega \quad R_{UPPER} \approx 19.6K\Omega$$

根据实际应用，请对计算值进行合适调整。

18、假负载

在空载或者很轻载时，很低的开关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。

19、初级箝位元件的选择

图 2.4 为系统所采用的典型的 RCD 箝位电路。

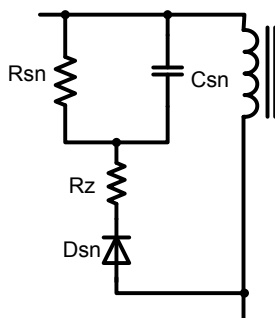


图 2.4 RCD 箝位电路

为了提高效率和获得稳定的输出， C_{sn} 取值不宜过大，一般不超过 $1nF$ ，推荐使用MYLA 电容； R_{sn} 选取 $100K\Omega\sim 300K\Omega$ ；阻尼电阻 R_z 选取 $75\Omega\sim 200\Omega$ ；二极管可根据情况选择1N4007或者FR107。

20、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：

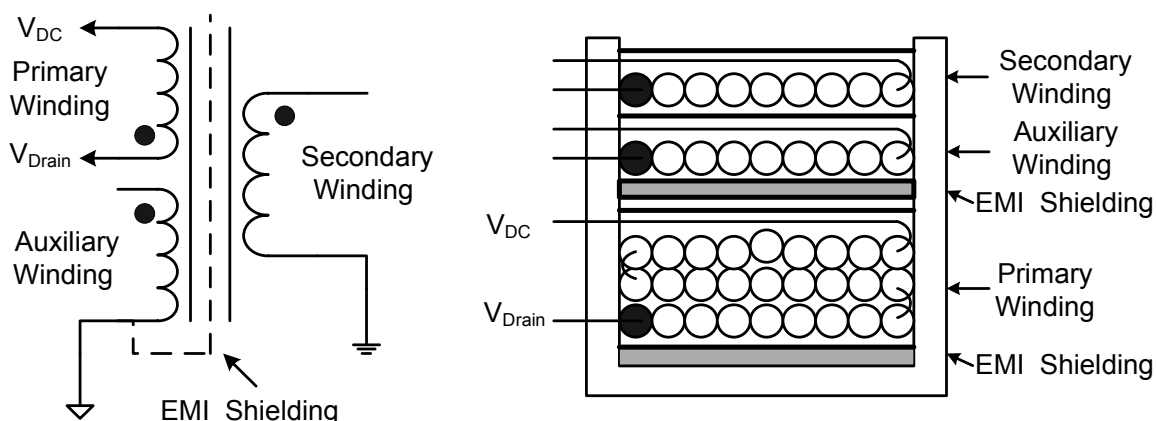


图 2.5 变压器构造

1. 辅助绕组和次级绕组如图 2.5 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 $\pm 5\%$ ，漏感控制在初级感量的 3% ；
3. 变压器需要真空含浸，磁芯中柱点胶；
4. 为了获得较低的漏感，提高效率可采用三明治绕法。

三、参考电路

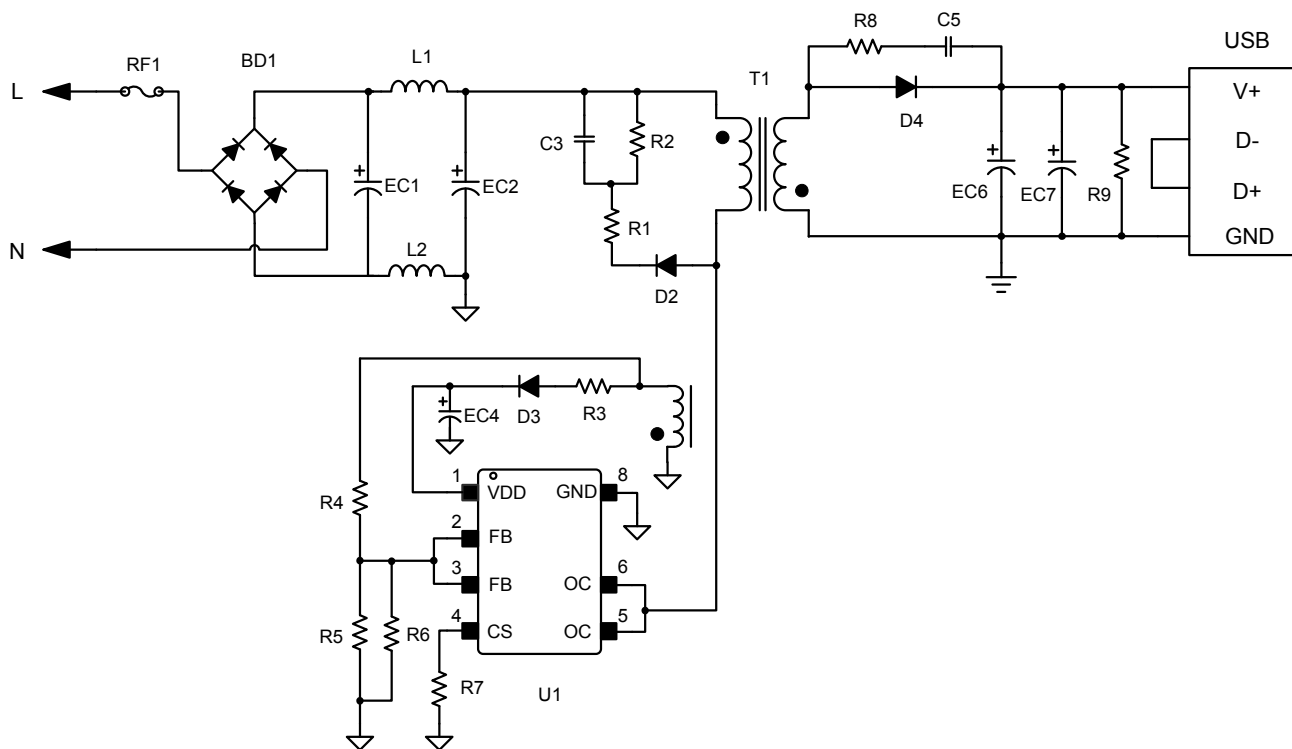


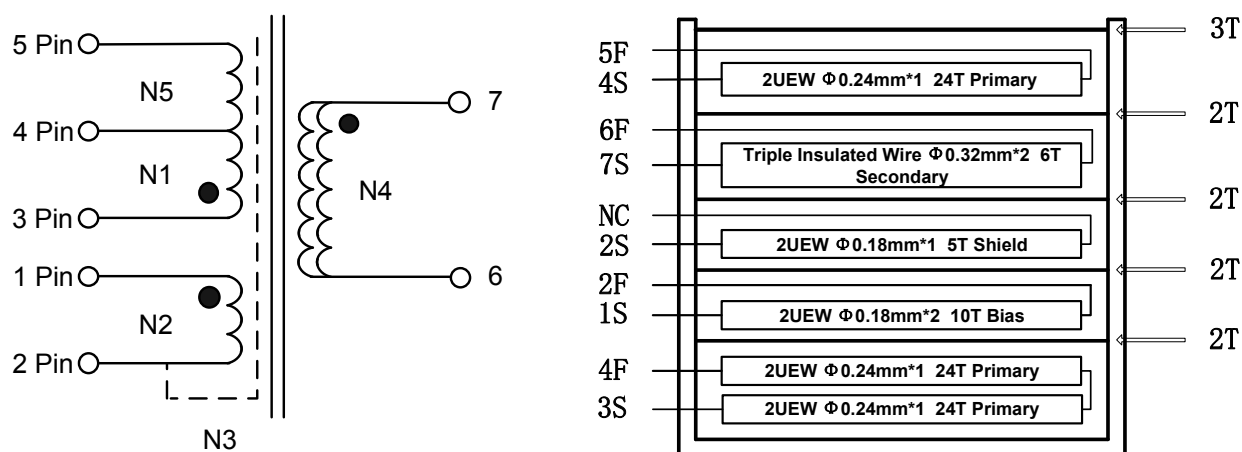
图 3.1 PR8216 典型电路原理图（通用输入）

表3.1 基于PR8216的5V2A适配器元器件清单

No.	Designator	Discription	Pacakge	Q'ty	Remark
1	C1 C2	8.2uF 400V Electrolytic 105°C	Φ8*12	2	
2	C3	470pF 500V SMD 1206	1206	1	
3	C4	10uF 50V Electrolytic Low ESR 105°C	Φ4*7	1	
4	C5	Capactor SMD 102 50V 0603 10%	0603	1	
5	C6	560uF 6.3V Solid Capacitor	Φ6*8	1	
6	C7	470uF 10V Electrolytic Low ESR 105°C	Φ6*12	1	
7	R1	Resistor SMD 100R 0805 5%	0805	1	
8	R2	Resistor SMD 270K 1206 5%	1206	1	
9	R3	Resistor SMD 2.2 R 0805 5%	0805	1	
10	R4	Resistor SMD 12 K 0805 1%	0805	1	
11	R5	Resistor SMD 6.2K 0603 1%	0805	1	
12	R6	Resistor SMD NC 0805 1%	0805	1	
13	R7	Resistor SMD 1.1R/1.2R 0805 1%	0805	2	
14	R8	Resistor SMD 30R 0805 5%	0805	1	
15	R9	Resistor SMD 1.5K 0805 5%	0805	1	
16	DB1	MB10F 1000V/1A Bridge	SO-4	1	
17	D2	1N4007 1000V/1A Rectifier	SOD-123	1	

18	D3	FR107 1000V/1A SMD SOD-123	SOD-123	1	
19	D4	SB1045L 45V/10A Schottky	T0-277	1	
20	RF1	3.3R 1/2W Wire-Wound Resistor	Axial	1	
21	L1	Choke coil 1mH 1W	Axia	1	
22	L2	Choke SMD 3.3uH 0805 5%	0805	1	
23	U1	PR8216 SOP-7L	SOP-7L	1	
24	T1	Transformer EE16W 5+2 pins	EE16W	1	
25	USB	USB	DIP	1	
26	CY1	Y2 CAP 222	DIP	1	

变压器示意图及参数配置:



1. 磁芯: EE16W, PC40 或等同;
2. 原边电感量: $LP=760\mu H \pm 5\%$ @10KHZ,1V, 25°C;
3. 耐压: 初级对次级 3750Vac; 初级对磁芯 1800Vac;
4. 变压器真空浸漆, 并且磁芯中柱点胶;
5. 磁芯接地。

表 3.2 变压器绕制数据

No.	Winging	Material	Start	Finish	Turns	Remark
1	N1 (NP1)	2UEW Φ0.24mm*1	3Pin	4Pin	48T	密绕二层
2	TAPE	TAPE W=7mm			2	
3	N2 (NB)	2UEW Φ0.18mm*2	1 Pin	2 Pin	10T	疏绕整层
4	TAPE	TAPE W=7mm			2	
5	N3 (NF)	2UEW Φ0.18mm*1	2 Pin	NC	5T	疏绕一层
6	TAPE	TAPE W=7mm			2	
7	N4 (NS)	Triple Insulated Wire Φ0.32mm*2	7 Pin	6 Pin	6T	三层绝缘线
8	TAPE	TAPE W=7mm			2	
9	N5 (NP2)	2UEW Φ0.24mm*1	4Pin	5Pin	24T	密绕一层
10	TAPE	TAPE W=7mm			3	

版本记录

版本	说明	作者	日期
V1.0	初次发布	张国卿	2017.3.15

免责声明

展芯微电子保留对本文档的更改，恕不另行通知！产品提升永无止境，我司将竭诚为客户提供更优秀的服务。

未经我司授权，该文件不得私自复制和修改。

©版权所有 2017 西安展芯微电子技术有限公司 (Xi'an Power-Rail Micro.Co.,Ltd.)

联系我们

西安公司

地址：西安市科技二路 77 号西安光电园 A305 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：深圳市南山区高新中三道深圳软件园 1 期 3 栋 202
电话：+86-755-86366535 86366536
传真：+86-755-86110083

E-mail : zhulisz@power-rail.com