

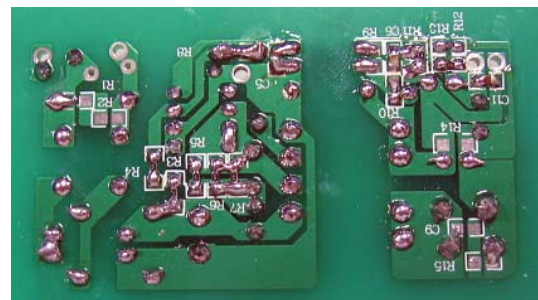
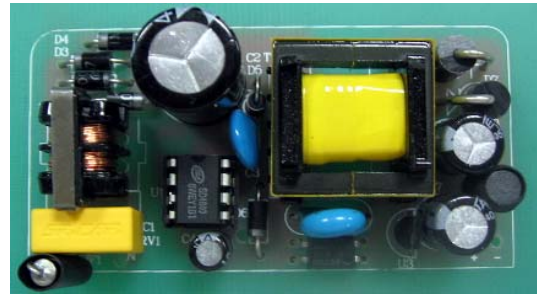
描述

EKSD484XP67K65_01_V1.0 是为 SD484XP67K65 产品制作的演示板，用于输入电压 85~265V 条件下，输出功率有 7.2W、12W、14W、15W、18W（开放环境）不同规格，平均效率大于 80%。

SD484XP67K65 是用于开关电源的电流模式 PWM 控制器。它具有抖动的振荡频率，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。内部集成了高压 650V 功率 MOSFET。

SD484XP67K65 的 MOSFET 的导通电阻最大值规格分别有：16.8 欧姆、9.6 欧姆、6.0 欧姆、4.8 欧姆、3.6 欧姆。对应的峰值电流最大值为：0.6 A、0.75 A、0.90 A、1.20 A、1.50A。

实样图



尺寸：68×35.5×1.5（mm³）

评估板名称	主芯片型号
EKSD484XP_01_V1.0	SD484XP67K65

主要特点

- * 低启动电流（6μA）
- * 抖动的振荡频率可以降低 EMI
- * 过流保护
- * 过压保护
- * 欠压锁定
- * 内置温度保护
- * 内部集成高压 MOSFET
- * 自动重启
- * 逐周期限流
- * 内部软启动电路
- * 轻载打嗝模式

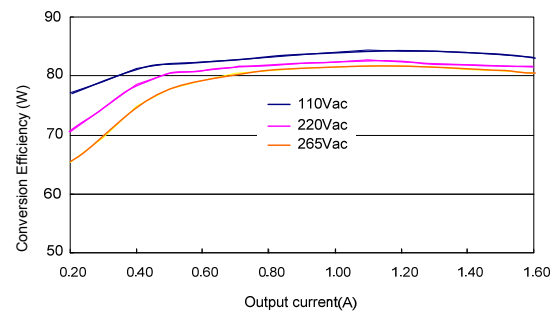
电气参数（以 SD4843P67K65 为例）

性能指标	符号	参数范围	单位
输入电压范围	V _{IN}	85~265	V _{ac}
输出电压	V _{OUT}	9	V
最大输出功率	P _{OUT}	15(开放环境)	W
	P _{OUT}	12(适配器)	
平均转换效率	E _v	>80%	

应用

- * 小型功率适配器
- * 手机, PDA, 便携式媒体播放器
MP3/MP4, 无绳电话系统的充电器
- * DVD/DVB, 小型喷墨打印机, SOHO 网路
终端产品的内置开关电源系统
- * 电视机, 电磁炉, 空调, 洗衣机, 家用电脑
ATX 电源等产品的辅助电源系统
- * 隔离式 LED 照明系统电源部分

效率曲线



电路拓扑分析

EKSD484XP_01_V1.0 采用反激式 (Flyback) 电路结构得到稳压输出。输出级和输入高压级使用变压器隔离。在这种反激拓扑中, 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。

反激式变换器的结构如图 1 所示。

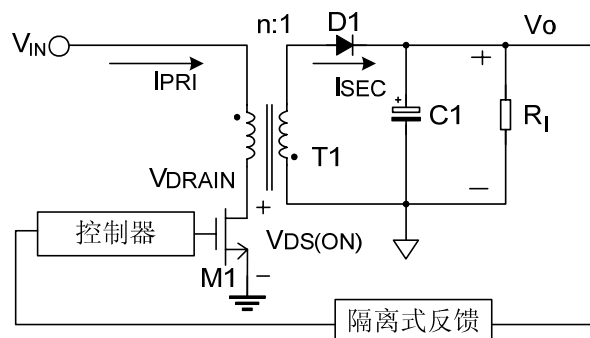


图 1 反激式变换器结构

基本的工作过程:

在 M1 导通期间, 次级没有电流, 次级的二极管反偏。初级电流增大, 可以用下式表示:

$$I_{PRI} = I_1 + \frac{(V_{IN} - V_{DS(ON)}) \times t_{ON}}{L_p}$$

上式中: I_{PRI} 是变压器初级电流, I_1 是变压器初级初始电流, V_{IN} 是输入电压, $V_{DS(ON)}$ 是 M1 导通时的导通压降, L_p 是变压器初级电感, t_{ON} 是 M1 导通时间。由于在 M1 导通期间 D1 不通, 负载的电流由 C1 上的能量提供。

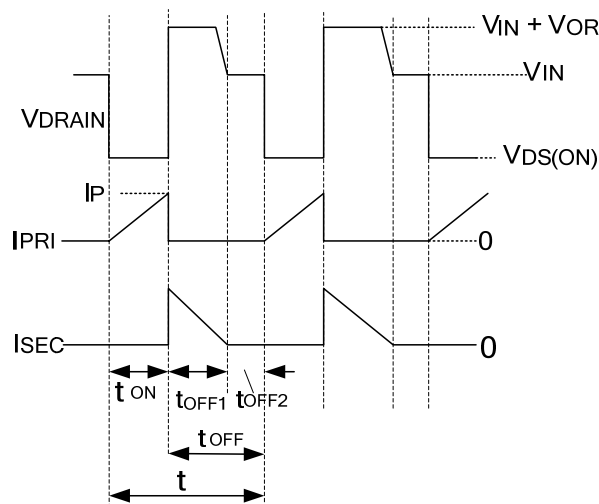
当 M1 关断以后, 磁通开始减小, 根据法拉第电磁感应的原理, 次级的二极管 D1 开始导通。在 M1 导通期间储存在变压器中的能量开始传递到输出端, 对电容 C1 充电和向负载提供电流。此时, 次级电流的表达式如下:

$$I_{SEC} = \frac{I_p \times N_p}{N_s} - \frac{(V_o + V_{D1}) \times t_{OFF} \times N_p^2}{N_s^2 \times L_p}$$

I_{SEC} 是次级电流， V_o 是输出电压， V_{D1} 是二极管 $D1$ 的正向压降， N_p 是初级匝数， N_s 是次级匝数， I_p 是初级在 $M1$ 关断瞬间的电流。 t_{OFF} 是 $M1$ 关断的时间。上面的表达式在次级电流大于零有效 (I_{SEC})，当 $I_{SEC}=0$ 以后，一直维持为零，直到下一次 $M1$ 开启和关断。

根据在 $M1$ 关断的最后时间时 I_{SEC} 是否为零，反激式电路的操作基本上可分为两种模式，如果在 $M1$ 关断时， I_{SEC} 一直减小到零，为不连续导通模式 (DCM)；在 $M1$ 关断时， I_{SEC} 一直大于零，为连续导通模式 (CCM)。下面就这两种模式分别讨论。

不连续导通模式



www.DataSheet4U.com

图 2 理想条件下，不连续模式反激式变换器波形

图中 t_{ON} 为功率管 $M1$ 导通期间， t_{OFF} 为功率管 $M1$ 截止期间，电路工作方式如下所述。由图 2 可知，电路可以分为三个工作过程。

功率管 $M1$ 导通期间(t_{ON})

当功率管 $M1$ 导通时，二极管 $D1$ 不导通，电流回路从电源 V_{IN} 开始，经过变压器初级、功率管 $M1$ 初级电流从零开始线性增加。 $M1$ 的漏端电压 $V_{DS(ON)}$ 很小。由于次级的二极管 $D1$ 反偏，次级没有电流，负载的电流由输出电容提供。输入电压对变压器电感储能。

$$I_p = \frac{(V_{IN} - V_{DS(ON)}) \times t_{ON}}{L_p}$$

初级电流最终值为：

$$E = \frac{L_p \times I_p^2}{2} = \frac{(V_{IN} - V_{DS(ON)})^2 \times t_{ON}^2}{2 \times L_p}$$

初级变压器中的能量为：

功率管 M1 截止期间(t_{OFF})可以分为两个阶段。 t_{OFF1} 阶段次级电流由初始值降低到零。 t_{OFF2} 阶段次级电流一直零。

功率管 M1 截止期间(t_{OFF1})

当功率管 M1 关断时, 变压器中的电磁感应作用使得初级和次级的电压反向。理想情况下, 次级二极管 D1 导通, 次级电流流向负载和输出电容。次级的电压降为输出电压加上二极管 D1 正向

压降: $(V_O + V_{D1})$ 。对应初级上的反射压降 $V_{OR} = \frac{(V_O + V_{D1}) \times N_p}{N_s}$ 。这样 M1 漏端的电压为

$$V_{DRAIN} = V_{IN} + V_{OR} = V_{IN} + \frac{(V_O + V_{D1}) \times N_p}{N_s}$$

此阶段, 电流一直线性下降到零。变压器中的磁场能量全部传到输出电容和输出负载上。

功率管 M1 截止期间(t_{OFF2})

在此阶段, 变压器的初级和次级都没有电流。负载能量由输出负载电容提供。

总的输出功率:

$$P_O = P_{IN} \times \eta = \frac{(V_{IN} - V_{DS(ON)})^2 \times D^2 \times \eta}{2 \times L_p \times f_s}$$

其中 η 为电源效率, D 为占空比: $D = \frac{t_{ON}}{t_{ON} + t_{OFF}} = \frac{t_{ON}}{t}$

又 $P_O = V_O \times I_O$

由上式可知, 电路通过控制占空比来控制输出功率, 进一步可以控制输出电压。

连续导通模式

图中 t_{ON} 为功率管 M1 导通期间, t_{OFF} 为功率管 M1 截止期间。在连续工作模式下, M1 导通期间, 初级电流初始值不为零; M1 关断期间, 次级电流一直大于零。电路工作方式如下所述。

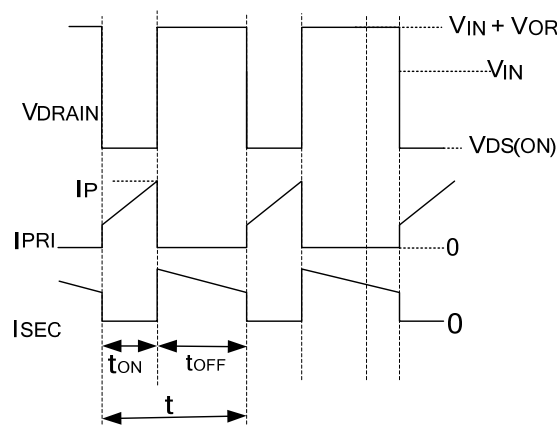


图 3 理想条件下, 连续模式反激式变换器波形



由于次级电流不再减小到零，变压器的能量不能完全传递到输出端。但对于变压器来说，M1导通和关断期间的伏秒积平衡，有下列表达式成立：

$$\frac{(V_{IN} - V_{DS(ON)}) \times D}{L_p \times f_s} = \frac{(V_O + V_{D1}) \times (1 - D)}{\frac{N_s}{N_p} \times L_p \times f_s}$$

$$\text{输出电压为: } V_O = \frac{(V_{IN} - V_{DS(ON)}) \times D \times N_s}{(1 - D) \times N_p} - V_{D1}$$

以上表达式表明，对于给定的输出电压，占空比不变。

输入能量：

$$E = \frac{L_p \times (I_P^2 - I_1^2)}{2}$$

连续模式和不连续模式的判据

初级电感、输出负载、输入电压决定了反激式变换器的工作模式。发生连续模式和不连续模式的边界由下面给出。

发生临界时电压关系满足： $(V_{IN} - V_{DS(ON)}) \times D \times N_s = (V_O + V_{D1}) \times (1 - D) \times N_p$

次级最大电流值 ISECP 满足： $I_{SECP} \times f = (V_O + V_{D1}) \times (1 - D) \times \frac{N_p}{N_s}$

$$\text{输出临界电流值为: } I_{OB} = \frac{I_{SECP}}{2} \times \frac{t_{OFF}}{t} = \frac{I_{SECP} \times (1 - D)}{2}$$

由上面三个式子，可以得到输出临界电流的表达式：

$$I_{OB} = \frac{(V_{IN} - V_{DS(ON)})^2 \times (V_O + V_{D1})}{2 \times f_s \times L_p \times \left[\frac{N_s}{N_p} \times (V_{IN} - V_{DS(ON)}) + V_O + V_{D1} \right]^2}$$

当输出电流大于上式时，电路处于连续模式工作。当电流小于上式时，电路就处于不连续模式。

以上讨论的是理想的波形。实际电路由于有寄生效应，如电感的漏感，寄生电容，二极管的反向恢复等因数的影响，会导致电路的实际波形不同。

如图 4 所示，LKP 表示初级线圈漏感，LKS 表示次级线圈漏感，CDRAIN 包括功率管 M1 的漏端电容和变压器绕线电容。图中的 D2、C2、R2 是防止漏感尖峰的钳位吸收电路。可以钳位漏端电压，使得该电压在 M1 的正常耐压范围内。

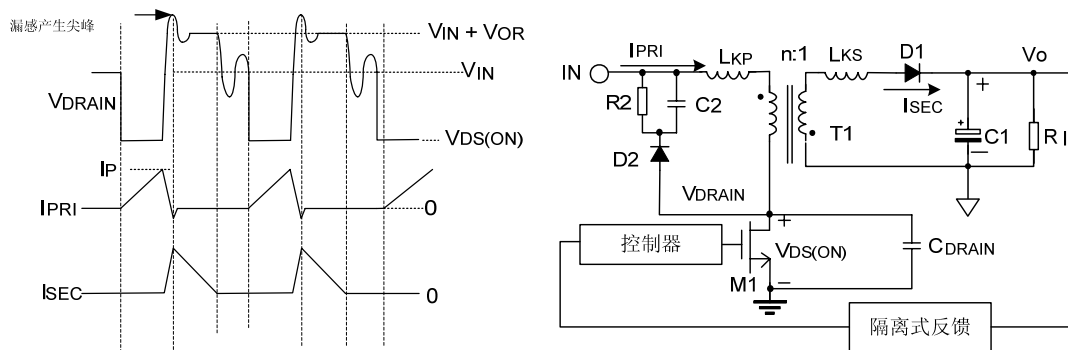


图 4 不连续模式反激式变换器实际波形

在不连续导通模式下，在开关管 **M1** 导通时，首先释放在漏端寄生电容上的能量，该能量与电容大小成正比，与电压的平方成正比。该能量是电路的耗散能量，会影响电路的效率。

开关管 **M1** 关断时，由于漏感（初级漏感和次级漏感的影响），初级电流不是马上变为零，而是有一个下降斜率，同时次级电流上升也有一个斜率，两者会有重叠。初级电流的下降斜率与此时初级漏感两端的电压成正比，与初级漏感大小成反比，次级电流的上升斜率与此时次级漏感两端的电压成正比，与次级漏感大小成反比。在初级侧，由于电流没有马上变为零，该电流会流向漏端的寄生电容，对寄生电容充电，产生一个电压尖峰。该电压尖峰的大小与漏感的大小、寄生电容大小、输出电压有关，如果没有其他限制措施，会导致漏端电压超过开关管 **M1** 的耐压范围，导致 **M1** 的损坏。为此，电路中加入一个嵌位电路。

在开关管 **M1** 关断期间，次级电流降为零，此时变压器中的能量全部传递到输出级。漏端电压由输入电压 V_{IN} 加反射电压 V_{OR} 下降到输入电压 V_{IN} 。而后该电压发生自激衰减振荡，振荡频率由初级电感大小和寄生电容确定。该振荡幅度决定了下一次开关管 **M1** 导通时，漏端电容的电压，也就决定了由于漏端电容储能导致的耗散功率。降低导通时的漏端电压，不但可以降低耗散功率，提高电路的效率，也有利于降低开关管导通瞬间的电流冲击，减小 EMI 的产生。

在连续导通模式下，寄生元件与不连续模式相同。产生的实际波形如图 5。

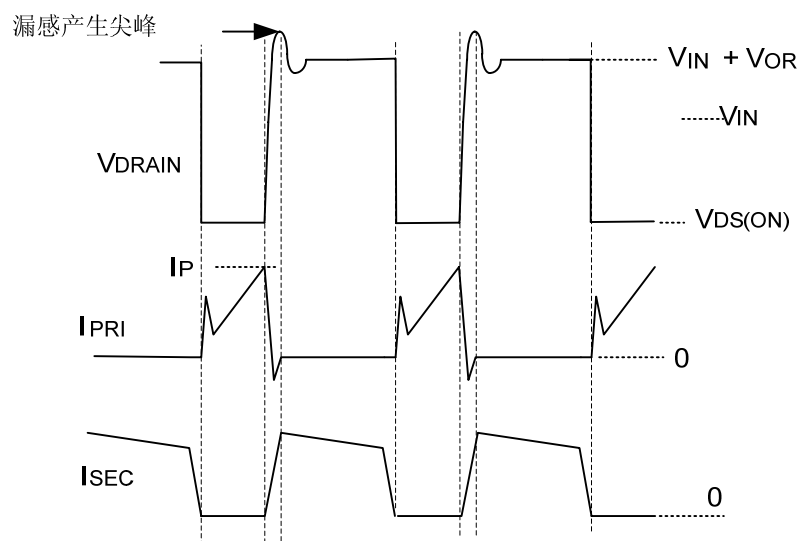


图 5 连续模式下反激式变换器实际波形



在开关管 M1 导通时，在次级还有电流流过，导致此时的漏端电压一直保持在输入电压加上次级反射电压。相对于不连续模式而言，这会导致在漏端的寄生电容上的电压较高，在开关管开通时的耗散功率也要高一些。要使得次级输出二极管截止，就必须使得次级的漏感中的能量先释放掉。在次级漏感释放能量的过程中，次级电流减小。同时，初级电流增加。初级电流和次级电流会有重叠。当次级漏感能量完全释放，次级绕组电压发生反向。导致输出二极管 D1 反偏。由于对二极管反偏需要有一个反偏电流流入，于是，产生了一个反向恢复电流尖峰，该尖峰反射到初级，导致了在开关管导通时的一个大的峰值电流。该尖峰的幅度和持续时间与二极管的反向恢复时间有关。一般要求二极管的反向恢复时间小于 50 纳秒。过长的恢复时间会导致二极管的耗散功率增大和初级尖峰电流的变大。如果该峰值电流超过了电路内部的限流值，会导致电路的错误关断。所以电路内部设置了一个防止错误动作的最小导通时间，又称前沿消隐时间。

开关管 M1 关断的过程与不连续模式相同。关断时，漏端会产生电压尖峰，初级电流和次级电流相重叠。在接下来的开关管 M1 导通前，漏端电压一直保持在输入电压 V_{IN} 加反射电压 V_{OR} 。

芯片工作原理

功能概述

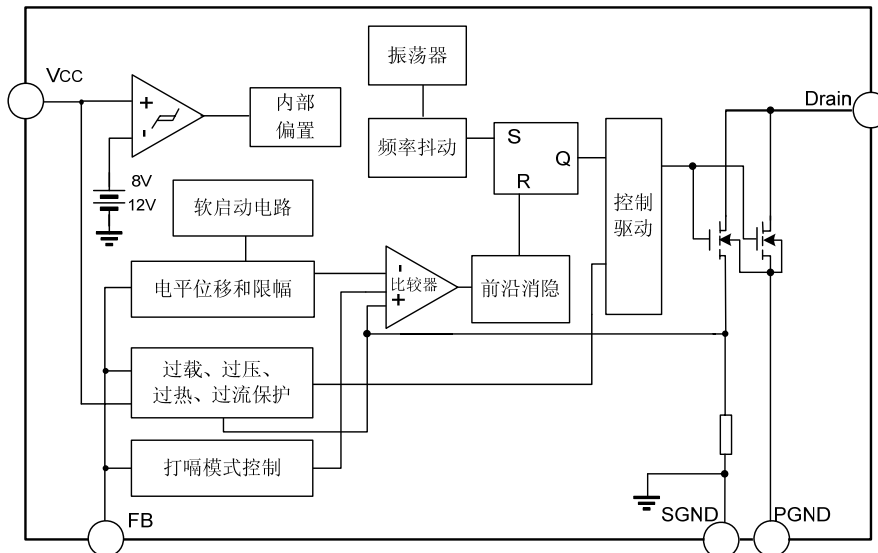


图 6 SD484X 内部框架

如图 6 所示，SD484XP67K65 是用于离线式开关电源集成电路。电路含有高压功率 MOSFET，优化的栅驱动电路以及电流模式 PWM 控制器。PWM 控制器包含有振荡频率发生器及各个保护功能。振荡电路产生的频率抖动，可以降低 EMI。内置的软启动电路减小了电路启动时变压器的应力。在轻载时，电路采用打嗝模式，可以有效的降低电路的待机功耗。保护功能包括：欠压锁定，过压保护，过流保护和温度保护功能。电路的前沿消隐功能，保证 MOSFET 的开通有最短的时间，消除了由于干扰引起的 MOSFET 的误关断。使用 SD484XP67K65 可减少外围元件，增加效率和系统的可靠性，可用于正激变换器和反激式变换器。

1. 欠压锁定和自启动电路

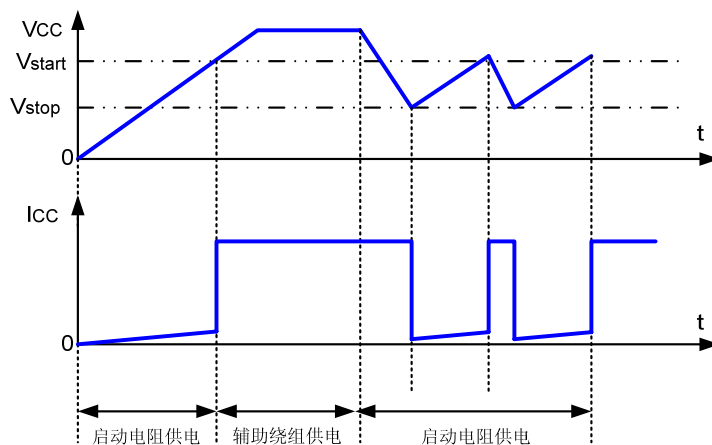


图 7 SD484X 启动特性

在通常的运用中，VCC 外接电阻到高压供电端，由高压 AC 通过启动电阻对 VCC 脚的电容充电。当 VCC 充到 12V，电路开始工作。电路正常工作以后，如果电路发生保护，输出关断，由于电路此时供电主要由辅助绕组和电容一起提供，辅助绕组掉电，VCC 开始降低，当 VCC 低于 8 伏，控制电路整体关断，电路消耗的电流变小，又开始通过启动电阻对 VCC 脚的电容充电，启动电路重新工作。由于电路的启动电流只有 $6\mu\text{A}$ ，可以使用较大的启动电阻，从而有效地降低待机功耗。

2. 软启动电路

在上电过程中，为了减小在上电过程中变压器的应力，防止变压器磁芯饱和，使用软启动电路。

工作原理：变压器初级线圈的电流最大值由比较点 VREF 决定。通过控制比较点 VREF，就能控制初级线圈的电流值。在软启动时，比较点 VREF 由内部电路确定，缓慢增加，从而控制了初级线圈的电流值，实现了软启动功能。软启动时间约 15 毫秒。

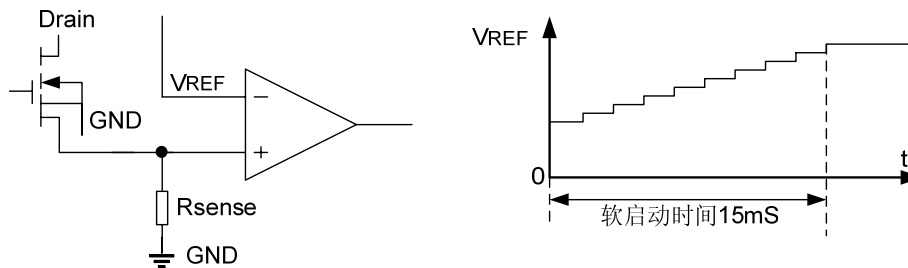


图 8 SD484X 软启动原理

3. 频率抖动

为了降低 EMI，本电路使得振荡频率不断的变化，减小在某一个单一频率的对外辐射。振荡频率在一个很小的范围内变动，从而简化 EMI 设计，更容易满足要求。频率变化的规律是：由 65KHz 到 69KHz 变化。

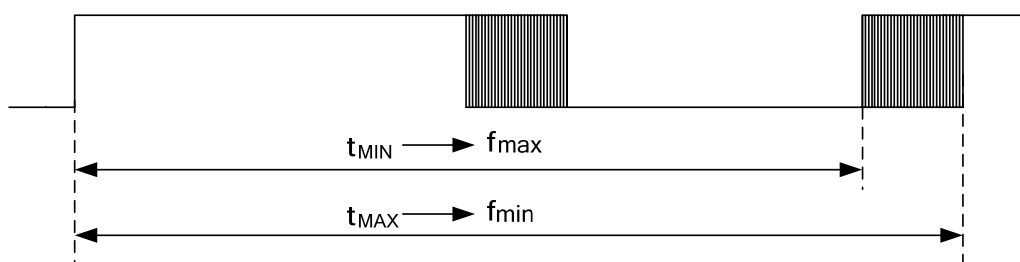


图 9 频率抖动

4. 轻载模式

该工作方式可以有效地降低待机功耗。当 FB 大于 500mV，正常工作；当 $350\text{mV} < \text{FB}$

<500mV 时有两种情况，一种情况是，FB 电压由低到高，此时与低于 350mV 情况一样，开关不动作。另一种情况是，FB 电压由高到低，开关动作，而且，为减小开关损耗，避免开关导通时间过短，此时调高电流比较器的比较点，增加导通时间。

在轻载条件下，开关调节情况如下：轻载时，FB 电压在约 0.5V 以下。当 FB 电压由高到低变化时，由于电流比较器的比较点较高，输出功率较大，输出电压升高（升高的快慢取决于负载的大小），使得 FB 下降，直至 FB 电压低于 350mV；当 FB<350mV，开关不动作，输出电平下降（下降的快慢取决于负载的大小），使得 FB 升高。当负载较轻时，以上动作重复变化，输出间断脉冲，减少了开关次数，实现了较低的功耗。

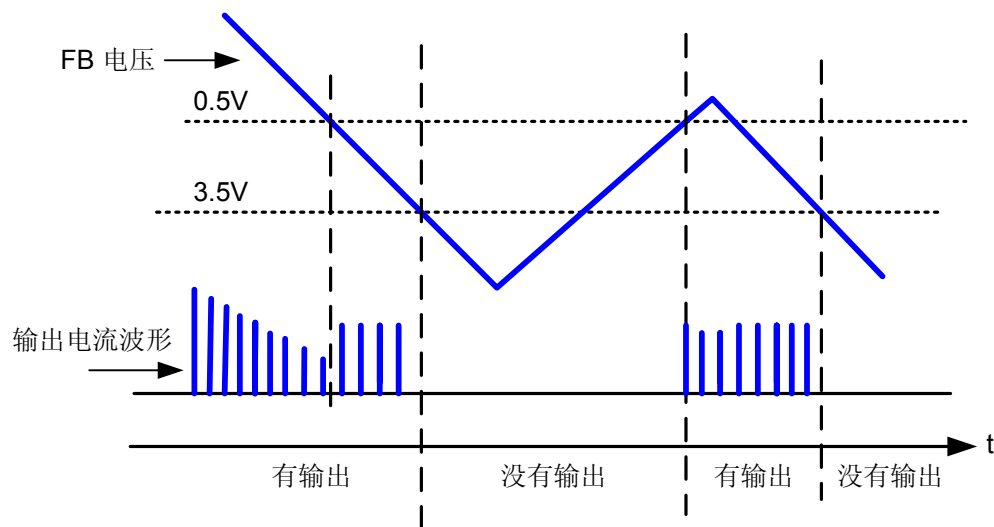


图 10 轻载模式

5. 前沿消隐

www.DataSheet4U.com

在本电流控制环路中，当开关导通瞬间会有脉冲峰值电流，如果此时采样电流值，会产生错误触发，前沿消隐用于消除这种错误触发。在开关导通之后，PWM 比较器的输出要经过一个前沿消隐时间才能去控制输出。这样就可以防止错误触发。即在图 11 中，在功率 MOSFET 开启后经过前沿消隐 (LEB) 时间，PWM 比较器才能影响输出。不发生其他异常的情况下，电路一旦开启，就会有一个最小的输出脉冲宽度，该宽度就是前沿消隐 (LEB) 时间。

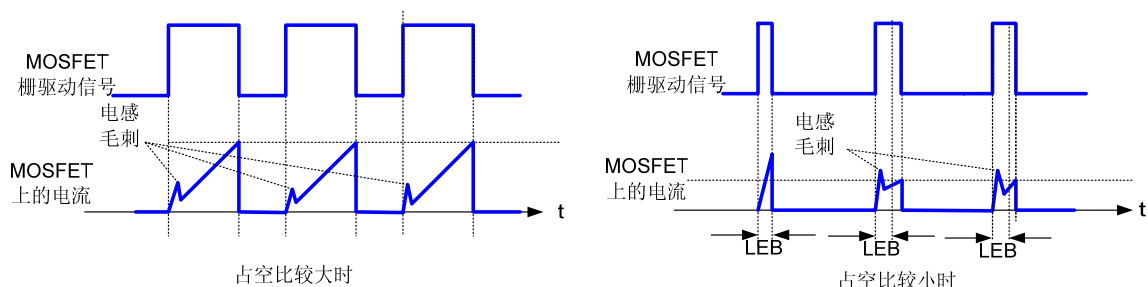


图 11 前沿消隐

6. 逐周期峰值电流限制

在每一个周期，峰值电流值由比较器的比较点决定，该电流值不会超过峰值电流限流值，保证 MOSFET 上的电流不会超过额定电流值。当电流达到峰值电流以后，输出功率就不能再变大，从而限制了最大的输出功率。如果负载过重，会导致输出电压变低，反映到 FB 端，导致 FB 升高，发生过载保护。

7. 各种异常状态保护功能

在发生各种异常保护状态以后，电路关断输出，导致 VCC 电压降低，电路会不断重启，直至消除故障。

1) 过压保护

当 VCC 上的电压超过过压保护点电压时，表示负载上发生了过压，此时关断输出。该状态一直保持，直到电路发生上电重启。保护电压设置的高低由辅助绕组与输出绕组的比值确定。假设：绕组比值为 N2，已知 VCC 过压保护电压为 19 伏，则，输出保护电压为 19/N 伏。

2) 过载保护

当电路发生过载，会导致 FB 电压的升高，当 FB 电压升高到反馈关断电压时，输出关断。该状态一直保持，直到电路发生上电重启。

3) 异常过流保护

如果次级二极管短路，或变压器短路，会引起该现象。此时，不管前沿消隐（LEB）时间，一旦过流，马上保护，且对每一个周期都起作用。在电流感应电阻上的电压达到 1.6 伏时，发生这个保护。当发生该保护时，输出关断。该状态一直保持，直到发生欠压以后，电路启动。

4) 过热保护

如果电路发生过热，为了保护电路不会损坏，电路会发生过热保护，关断输出。该状态一直保持，直到发生欠压以后，电路启动。

DEMO 设计指导

EKSD484XP67K65_01_V1.0 是于输入电压 85~265V 条件下，输出功率有 7.2W、12W、14W、15W、18W（开放环境）不同规格，平均效率大于 80% 的 AC/DC 变换器。由于，对于不同的输入电压范围，不同的输出功率要求，所选择的元器件会有所不同。下面介绍元器件选择的一般要求。

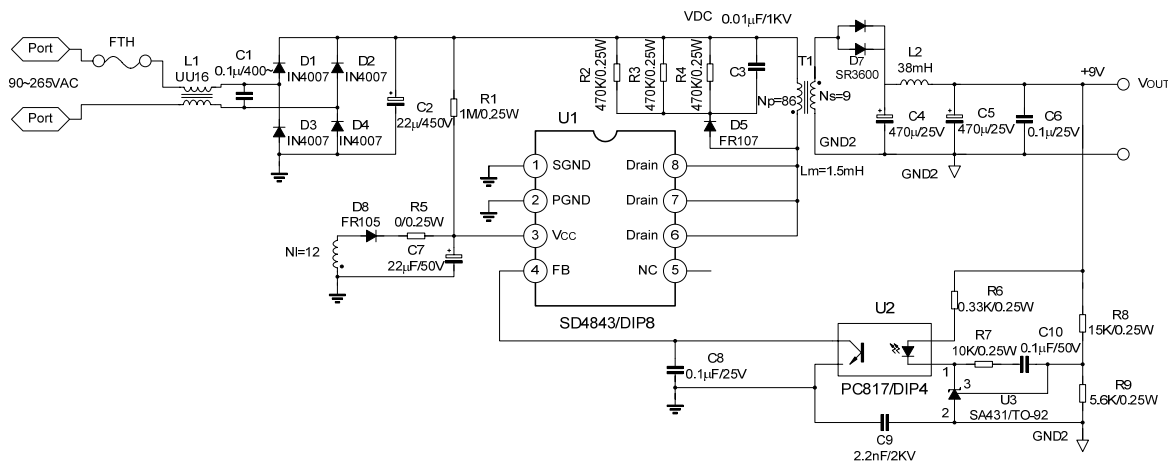


图 12 典型应用电路图

确定系统规格。Vacmin, Vacmax, Vo, Po, η

根据输入 AC 电压种类可以得到相应得最大和最小输入电压。

输入 (VAC)	Vacmin(VAC)	Vacmax(VAC)
100/115	85	132
220	195	265
通用	85	265

确定系统要求的输出电压 Vo 和输出功率 Po。

根据估计的效率 η，求出输入功率 PIN: $P_{IN} = P_O / \eta$ 。

输入整流滤波电容 (CDC) 和整流后的电压范围

对于输入 AC 为 100/115VAC 和通用输入（输入最小值 AC 电压 85V）：输入整流滤波电容约 3µF/W。

对于输入 AC 为 230VAC（输入最小值 AC 电压 195V）：输入整流滤波电容约 1µF/W。

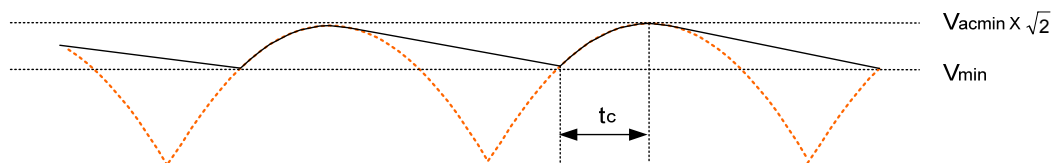


图 13 AC 整流后的波形

$$\text{整流后的最小输入 DC 电压: } V_{\min} = \sqrt{\left(2 \times V_{\text{acmin}}^2\right) - \frac{2 \times P_{\text{O}} \times \left(\frac{1}{2 \times f_{\text{L}}} - t_{\text{C}}\right)}{\eta \times C_{\text{DC}}}}$$

$$\text{整流后的最大输入 DC 电压: } V_{\max} = \sqrt{2} \times V_{\text{acmax}}$$

其中 f_{L} 为输入 AC 的频率 50Hz 或 60Hz, C_{DC} 输入电容, P_{O} 输出功率, η 效率, t_{C} 整流的导通时间 (一般取 3ms), V_{acmin} 输入 AC 的最小电压有效值, V_{acmax} 输入 AC 的最大电压有效值。

确定最大占空比 (D_{MAX}), 确定 MOSFET 的耐压值

对于连续模式, 为了防止次谐波振荡, 一般取 $D=0.45$ 。

$$\text{求出反射电压值: } V_{\text{R}} = \frac{D_{\text{MAX}}}{1 - D_{\text{MAX}}} \times V_{\min}$$

$$\text{MOSFET 的漏端电压值: } V_{\text{dsmax}} = V_{\max} + V_{\text{R}}$$

相对 MOSFET 的漏端电压值, MOSFET 的耐压应该有足够的余量。同时还要考虑到漏感产生的电压尖峰的叠加。

确定变压器初级电感值 L_{m}

$$\text{在满载和最低输入电压条件下, 计算确定初级电感值: } L_{\text{m}} = \frac{(V_{\min} \times D_{\text{MAX}})^2}{2 \times P_{\text{in}} \times f_{\text{s}} \times K_{\text{RF}}}$$

其中: f_{s} 是开关频率, K_{RF} 纹波系数, 对于 DCM 模式, $K_{\text{RF}}=1$, 对于 CCM 模式, $K_{\text{RF}}<1$ 。对于通用型输入, 可以取 K_{RF} 在 0.3 到 0.5 之间。

www.DataSheet4U.com

$$\text{MOSFET 上的峰值电流为: } I_{\text{pk}} = I_{\text{edc}} + \frac{\Delta I}{2}$$

$$\text{MOSFET 上电流有效值: } I_{\text{rms}} = \sqrt{\left[(I_{\text{edc}})^2 + \frac{(\Delta I)^2}{12} \right]} \times D_{\text{MAX}}$$

$$\text{其中: } I_{\text{edc}} = \frac{P_{\text{in}}}{V_{\min} \times D_{\text{MAX}}}, \quad \Delta I = \frac{V_{\min} \times D_{\text{MAX}}}{L_{\text{m}} \times f_{\text{s}}}$$

确保上式得到的峰值电流小于给定电路的峰值电流



确定变压器的合适磁芯和初级匝数的最小圈数以防止磁芯饱和

$$\text{窗口大小: } A_p = A_w \times A_e = \left(\frac{L_m \times I_{pk} \times I_{rms} \times 10^4}{450 \times 0.2 \times \Delta B} \right)^{1.143} \times 10^4 \text{ (mm}^4\text{)}$$

其中 A_w 为窗口面积, A_e 磁芯截面积, ΔB 磁通最大摆幅, 一般 ΔB 为 0.3~0.5T。

$$\text{防止磁芯饱和的最小初级匝数: } N_{pmin} = \frac{L_m \times I_{lim}}{B_{sat} \times A_e} \times 10^6$$

其中 I_{lim} 为峰值电路的限流值, 由规格书给出, B_{sat} 为饱和磁通, 没有其他参考时, 可以取 B_{sat} 为 0.35T 到 0.4T。

确定变压器绕组的匝数

$$\text{主次的匝数比: } n = \frac{N_p}{N_s} = \frac{V_R}{V_o + V_{d1}}$$

其中: N_p 为主级匝数, N_s 为次级匝数, V_R 为反射电压, V_{d1} 为输出整流二极管的正向压降。
 V_o 为输出电压。

选取主级匝数 N_p 的数值时, 要大于磁芯饱和的最小初级匝数 N_{pmin} 。

$$\text{辅助绕组 } N_{s2} \text{ 的数目选取: 由输出电压和 } V_{CC} \text{ 工作电压选取。匝数比 } n_1 = \frac{N_{s2}}{N_s} = \frac{V_{CC} + V_{d2}}{V_o + V_{d1}}。$$

其中: V_{CC} 为正常工作时的芯片供电电压, V_{d2} 为辅助绕组到芯片供电端的二极管正向压降。
 N_{s2} 为辅助绕组的匝数。

www.DataSheet4U.com

$$\text{磁芯的空隙宽度: } G = 40\pi A_e \left(\frac{N_p^2}{1000L_m} - \frac{1}{AL} \right) \text{ (mm)}$$

其中: AL 是没有空隙条件下的电感系数。

根据 RMS 电流值确定变压器每个绕组的导线直径

主级绕组, 由流过主级的有效电流 I_{rms} 决定。

$$\text{次级绕组, 由流过次级的有效电流 } I_{rms} \text{ 决定: } I_{rmss} = I_{rms} \times \sqrt{\frac{1 - D_{MAX}}{D_{MAX}}} \times n$$

一般, 当导线长度大于 1 米, 电流密度可以取 $5A/mm^2$ 。当电流较大时, 如直径大于 1mm 时, 应使用多股导线并联组成, 以减轻趋肤效应。

$$\text{以上决定了所需的窗口面积: } A_w = \frac{AC}{K}$$

其中: A_c 为实际的导体面积, K 为填充系数, 一般取 0.2~0.3。



根据输出额定电压与额定电流值确定次级整流二极管

$$\text{输出整流二极管的反向最大电压为: } V_{DR} = V_O + \frac{V_{max}}{n}$$

电流能力为前面的 I_{rmss} 。

根据电压与电流纹波确定次级输出滤波电容

$$\text{输出电容的纹波电流为: } I_{caps} = \sqrt{I_{rmss}^2 - I_O^2}$$

I_{rmss} 为次级电流的有效值, I_O 为输出电流。

$$\text{输出电压纹波为: } \Delta V_O = \frac{I_{ODMAX}}{C_O f_s} + \frac{I_{pk} R_c}{n}$$

其中: C_O 为输出电容大小, R_C 输出电容的 ESR 电阻。

由于电解电容器有较大的 ESR, 为了满足纹波的规格要求, 有时后面会加上 LC 滤波器。该滤波器的转折频率一般设置为开关频率的 1/10~1/5。

设计 RCD 缓冲网络

RCD 用来嵌位漏感尖峰产生的漏端电压, 保证 MOSFET 的漏端电压不会超过耐压值。

RCD 可以用来降低噪音和提高 EMI 性能。由于降低了电流变化的速度, 可以提高 EMI 性能。其中的二极管的选择: 二极管的恢复时间太短, 会产生过高的漏端振荡而导致 EMI 问题, 稍长的恢复时间可以把电容上的能量传到次级回路, 从而提高效率。

$$\text{RCD 上缓冲电阻的功耗: } P_{LOSS} = \frac{V_{SC}^2}{R_{SR}} = \frac{1}{2} L_{lk} I_{pk}^2 f_s$$

www.DataSheet4U.com

其中 V_{SC} 为缓冲电容上的电压, 一般设定比反射电压的高 50 伏到 100 伏, R_{SR} 为缓冲电阻的阻值, L_{lk} 为漏感的电感值, I_{pk} 为初级的峰值电流, f_s 为开关频率。

$$\text{RCD 上缓冲电容的纹波: } \Delta V_{SC} = \frac{V_{SC}}{C_{SC} R_{SR} f_s}$$

$$\text{在瞬态冲击下的缓冲电容的最大电压值: } V_{SCMAX} = \sqrt{\frac{1}{2} R_{SC} L_{lk} f_s \cdot I_{lim}}$$

由此得到 MOSFET 的最大电压值: $V_{dsmax} = V_{max} + V_{SCMAX}$ 。

保证 MOSFET 耐压值有一定的余量。

设计反馈补偿网络

SD484X 的反馈网络如图 14 所示。由于采用电流模式控制, 整个电路只要采用一个极点和一个零点补偿就可以实现。

对于 CCM 模式, 从 SD484X 的 FB 到输出的传递函数表示如下。

$$\text{传递函数: } G = \frac{I_{lim} V_{indc} R_L n}{3(2V_R + V_{indc})} \cdot \frac{(1 + s/\omega_z)(1 - s/\omega_{rz})}{1 + s/\omega_p}$$

$$\text{极点: } \omega_p = \frac{1+D}{RLC_o}; \text{ 左半平面零点: } \omega_z = \frac{1}{RcCo}; \text{ 右半平面零点: } \omega_{rz} = \frac{RL(1-D)^2 n^2}{DLm}$$

其中: V_{indc} 是输入整流后的直流电压, V_R 反射电压, R_L 负载电阻, n 匝数比, R_C 输出电容的 ESR 电阻, C_o 输出电容的电容值。

对于 DCM, 结果如下。

$$\text{传递函数: } G = \frac{V_O}{V_{FB}} \cdot \frac{(1 + s/\omega_z)}{(1 + s/\omega_p)}$$

$$\text{极点: } \omega_p = \frac{2}{RLC_o}; \text{ 左半平面零点: } \omega_z = \frac{1}{RcCo}, \text{ 没有右半平面零点。}$$

$$\text{反馈环路的传递函数 (从输出端到 FB 端): } \frac{V_{fb}}{V_{out}} = -\frac{R_B}{R_1 R_d C_f s} \cdot \frac{1 + s(R_F + R_1)C_F}{1 + s(R_B C_B)}$$

可知两个极点, 一个零点。

由于以上的零极点随负载和输入电压变化, 而且工作在连续模式和不连续模式下的零极点也不一样。所以, 需要设计出一个有足够的余量的反馈环路, 满足在各种条件下的稳定。对于 CCM, 在输入电压最低, 负载最重条件下电路稳定, 则可以保证在其他条件下, 电路也是稳定的。

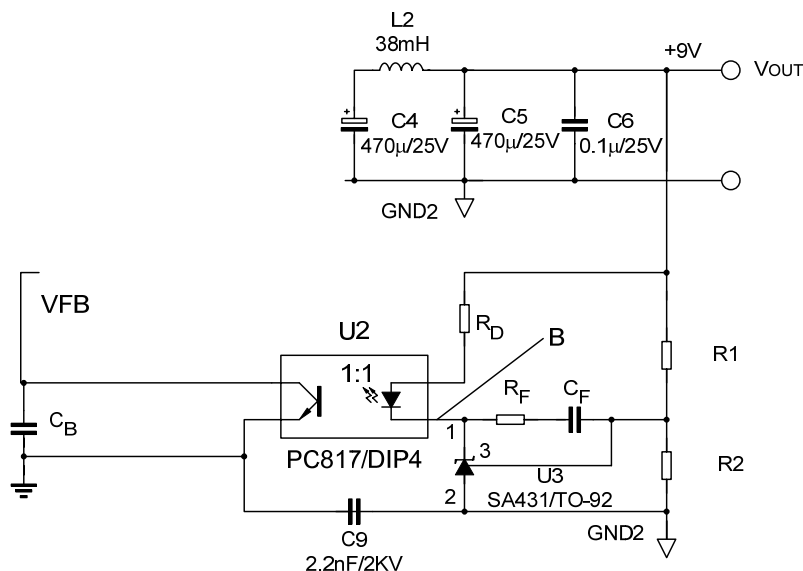


图 14 SD484X 的反馈网络

具体如下:

计算在最低输入、满载条件下的以上电路的零极点参数。对于连续模式, 穿越频率可以设置在 $1/3$ 右半平面零点上, 以减小右半平面零点的影响。对于不连续模式, 穿越频率可以设置的较高。采用后置 LC 滤波电路, 穿越频率设置在 LC 滤波电路电路转折频率的 $1/3$ 。设置补偿网络在穿越频率时的增益, 保证该增益能抵消控制 (FB) 到输出的增益。补偿电路的零点设置在 $1/3$ 的穿越

频率处。补偿电路的极点设置在 3 倍以上的穿越频率处。

功率地和信号地配置

应该把功率地和信号地分开。SGND 脚、FB 外置电容的地脚、控制电路 VCC 电容的地脚，三者连在一起，而后一起与 PGND 相连接。以防止在电路开关过程中，由于功率地上的大电流而导致 SGND 脚、FB 外置电容的地脚、控制电路 VCC 电容的地脚电位不相同。保证电路正常的工作。

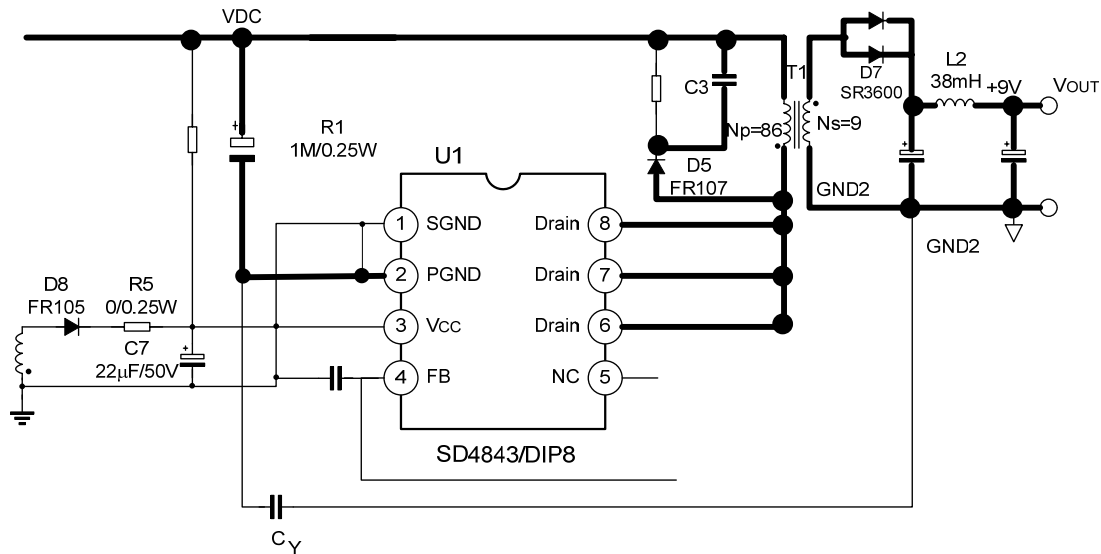


图 15 功率地和信号地的区别

PCB 和变压器设计

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。为此，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。

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。

EMI 滤波器的设计

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，可以利用 EMI 滤波器衰减电网与开关电源对彼此的噪声干扰。

传导型 EMI 噪声包含共模 (CM) 噪声和差模(DM)噪声两种。两种噪声抑制的滤波器设置也不相同。图 16 是差模与共模滤波器的设计。一般情况下，共模方式的 EMI 比较容易通过。差模的 EMI 主要是通过调整变压器的绕制方法，如何加屏蔽等来实现。

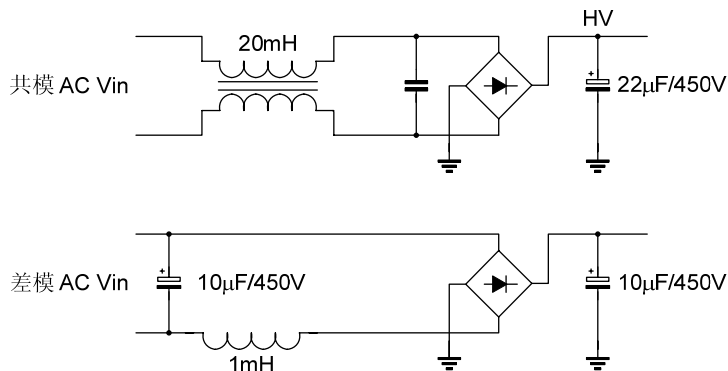


图 16 EMI 差模与共模滤波器的差别

目前，通过调整变压器的绕制方法，SD484X 电路在差模的方式下也能通过 EMI 测试。客户可以参考我司的设计方式设计变压器，当然这种绕制方法不是唯一方式。

下面详细介绍变压器(12V/1A)的绕制方法：

	线材	起绕点	终点	圈数	备注
第一层：屏蔽层(W1)	0.05*9mm 铜箔	铜箔	1Pin	1.1TS	接 1pin (高压端)
第二层：初级层(W2)	0.25mm	3Pin	1Pin	86TS	密绕
第三层：屏蔽层(W3)	0.05*9mm 铜箔	铜箔	5Pin	1.1TS	接 1pin (地)
第四层：次级层(W4)	0.45mm*2	6、7Pin	9、10Pin	12TS	
第五层：VCC 层(W5)	0.15mm	4Pin	5Pin	13TS	

示意图：

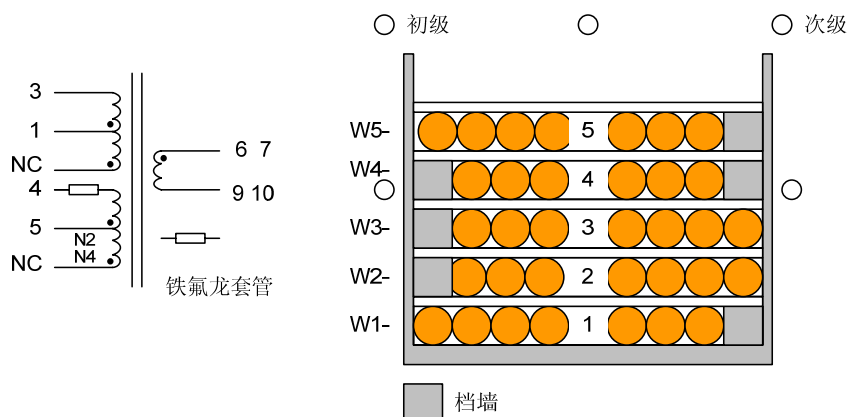


图 17 变压器(12V/1A)的绕制方法

注：VCC 绕组尽量不要绕在最内层。

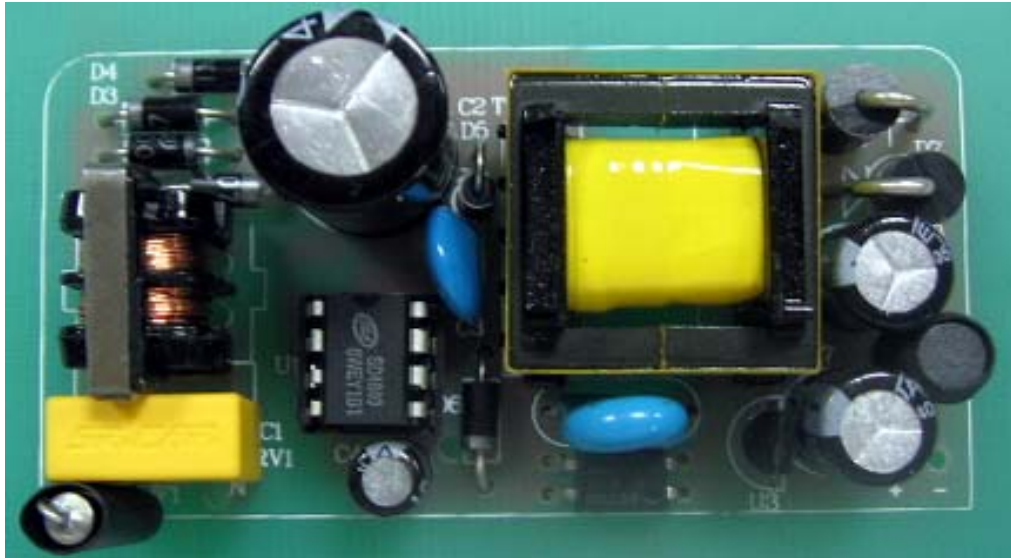


元器件清单

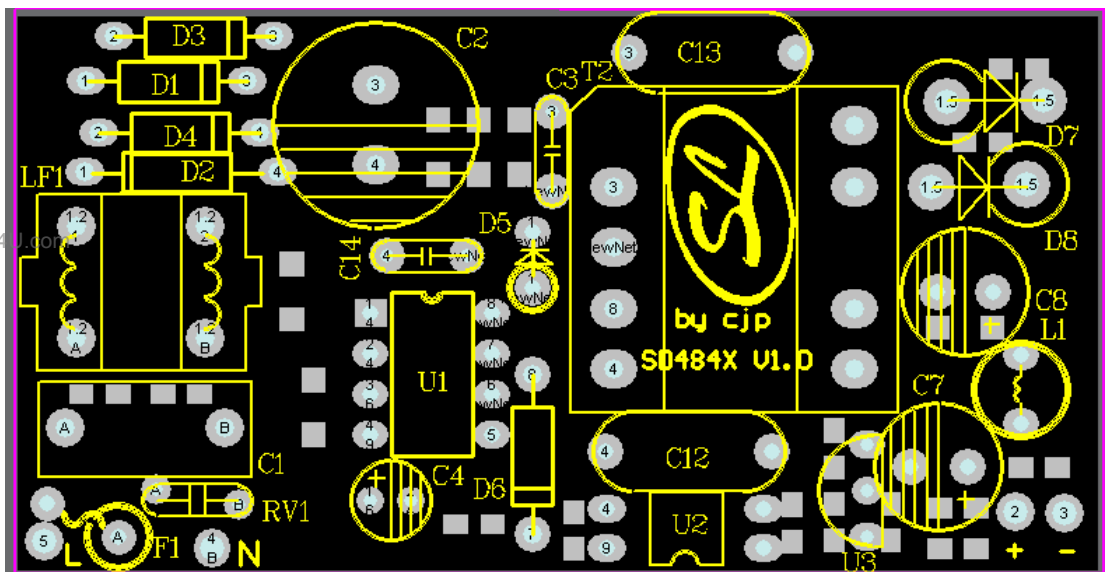
以 SD4843P67K65 为例:

名称	类型、数值	名称	类型、数值
C1	电容, 0.1 μ F/400VAC, RAD0.4	D5	二极管, FR107, DIODE0.2
C2	电解电容, 22 μ F/450V, RB.2/5	D6	二极管, FR105, DIODE0.2
C3	电容, 0.01 μ F/1.0KV, RAD0.2	D7/D8	二极管, SR360, DIODE0.2
C4	电解电容, 22 μ F/50V, RB.1/2	R3	电阻, 1.0M, 0603/0805
C5	电容, 0.1 μ F/25V, 0603/0805	R5/R6/R7	电阻, 470K, 0603/0805
C6	电容, 0.1 μ F/25V, 0603/0805	R8	电阻, 0 Ω , 0603/0805
C7/C8	电解电容, 1000 μ F/16V, RB.2/3	R10	电阻, 10K, 0603/0805
C11	电容, 0.1 μ F/25V, 0603/0805	R11	电阻, 5.6K, 0603/0805
C12	电容, 222pF/2.0KV, RAD0.2	R12	电阻, 15K, 0603/0805
F1	FUSE, 1A/250Vac, FUSE.2	R13	电阻, 330, 0603/0805
LF1	电感, 22mH, W9.8	U1	SD4843, DIP8
L1	电感, 3.8 μ H	U2	PC817, DIP4
T1	变压器, EF20	U3	SA431A, TO-92
D1/2/3/4	二极管, IN4007, DIODE0.2		

PCB 图纸



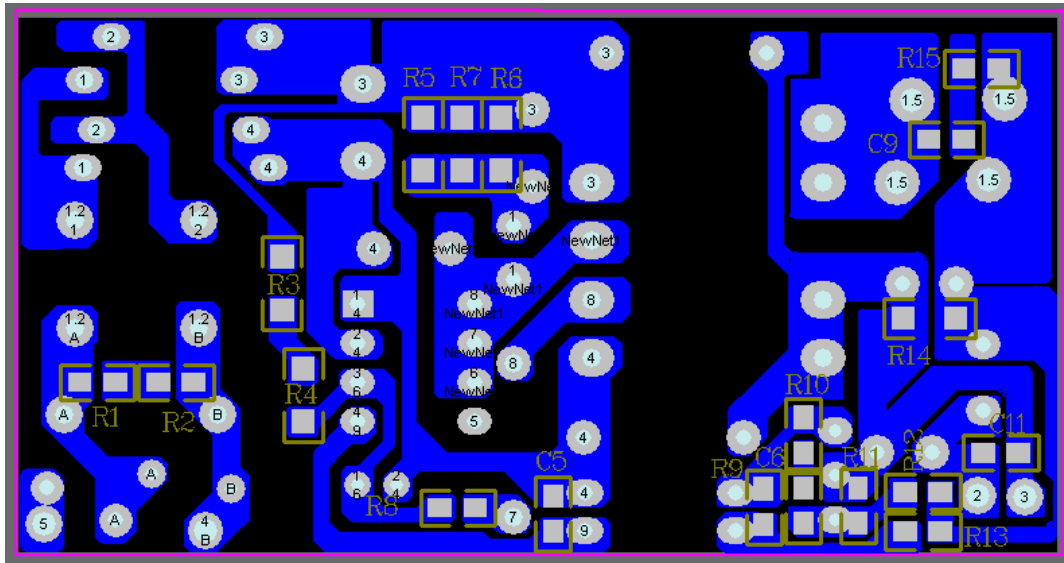
实体图



标识层



PCB 图纸

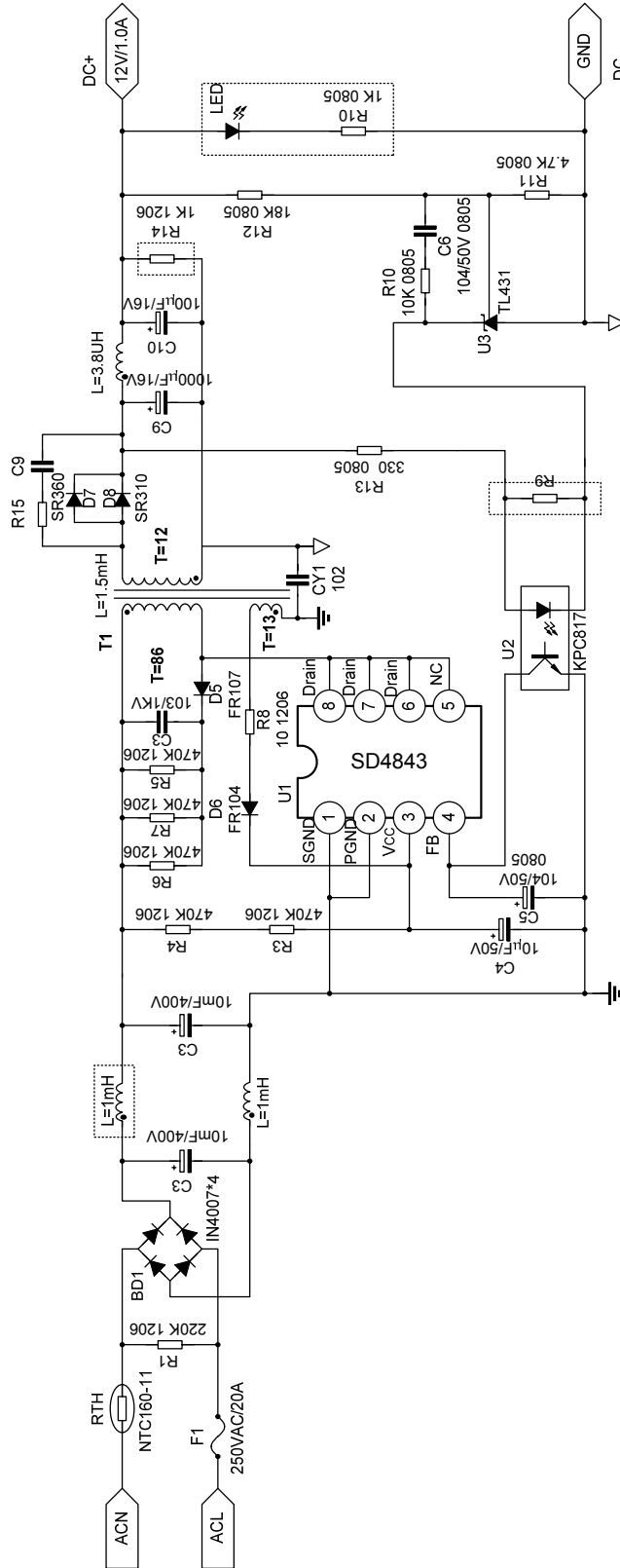


底层

注意事项:

1. 功率回路环路面积要尽量小，连线要短，尽可能粗。
2. 输入电容尽量靠近输入脚和地脚。
3. 地线最好做成地平面。

评估板原理图 (EMI 差模滤波器)



www.DataSheet4U.com

图 19 DEMO 板应用电路图



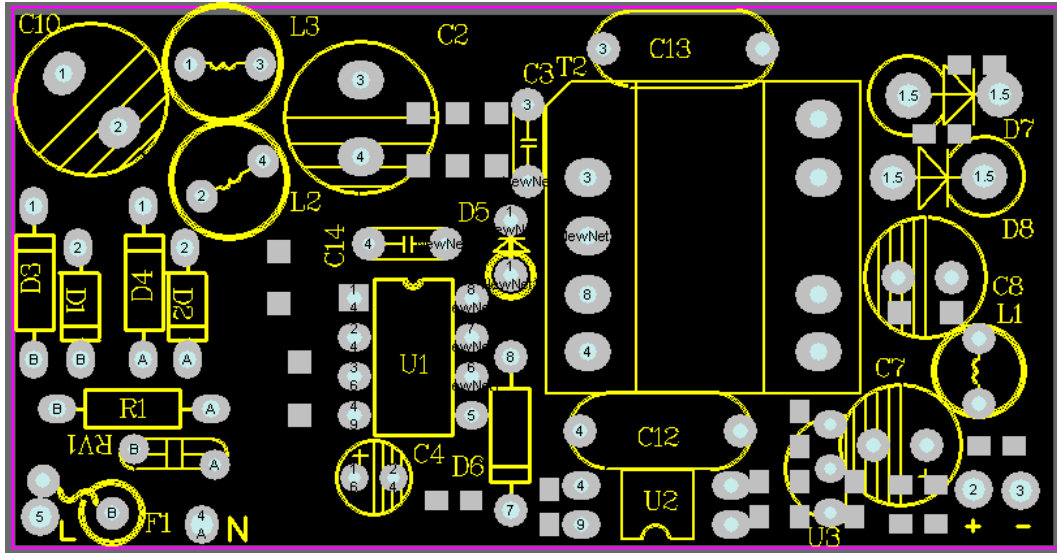
元器件清单 (EMI 差模滤波器)

以 SD4843P67K65 为例:

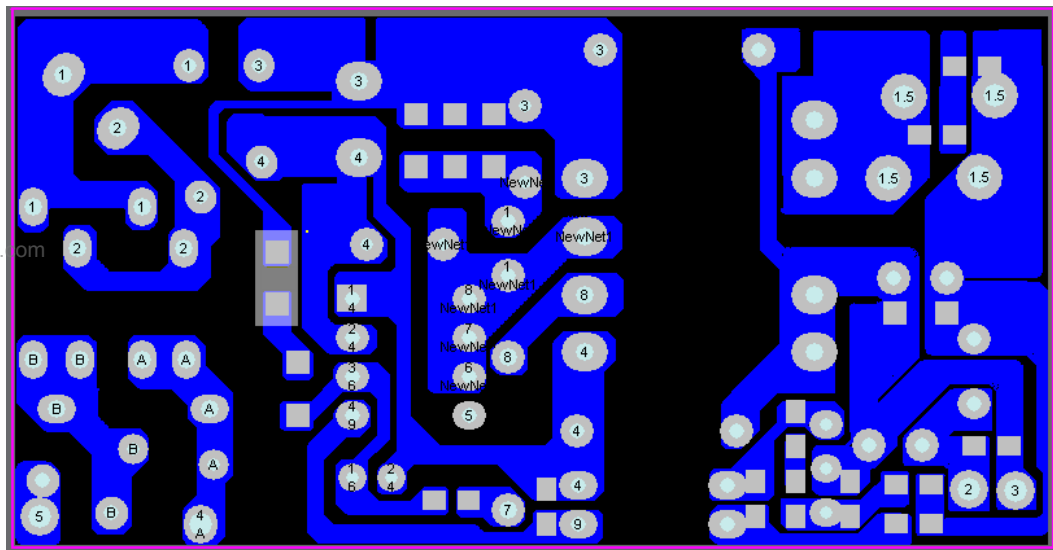
序号	使用位置	品名规格	数量
1	F1	2A/250V	1PCS
2	R3,R4	470KΩ ±5% 1206	2PCS
3	R5,R6,R7	330KΩ ±5% 1206	3PCS
4	R8	0Ω 0805/0603	1PCS
5	R10	10KΩ ±5% 0805/0603	1PCS
6	R11	4.7KΩ ±1% 0805/0603	1PCS
7	R12	18KΩ ±1% 0805/0603	1PCS
8	R13	330Ω ±5% 0805/0603	1PCS
9	R1,R9,R14,R15,C9,C11,D8	OPEN	
10			
11	C1、C2	10μF/400V Φ13×20mm	2PCS
12	C3	103/1KV Pin=5mm	1PCS
13	C5,C6	104/50V 0805/0603	2PCS
14	C4	22μF/50V Φ5×12mm	1PCS
15	C7.C8	1000μF/16V Φ8×16mm	2PCS
16	C12	222M/400V Y1 Pin=10mm	1PCS
17	L2(L3)	1mH	1PCS
18	L1	4.7μH Pin=3.5mm	1pcs
19	T1	EF-20 10pin	1PCS
20	D1~D4	1N4007 DO-41 1A/1000V	4PCS
21	D5	FR107 DO-41 1A/1000V	1PCS
22	D6	FR104 DO-41 1A/400V	1PCS
23	D7	SR3100 DO-201AD 3A/100V	1PCS
24	U1	SD4843P DIP-8	1PCS
25	U2	PC817-C DIP-4	1PCS
26	U3	TL431 ±1% TO-92	1PCS
27	PCB	68*35*1.6 mm	1PCS



PCB 图纸 (EMI 差模滤波器)



标识层



底层

注意事项:

1. 功率回路环路面积要尽量小, 连线要短, 尽可能粗。
2. 输入电容尽量靠近输入脚和地脚。
3. 地线最好做成地平面。

注: 士兰保留说明书的更改权, 恕不另行通知! 产品提升永无止境, 我公司将竭诚为客户提供更优秀的产品!



附

修改记录:

日期	版本号	描 述	页 码
2008.08.29	1.0	原版	
2008.10.24	1.1	增加 EMI 滤波器的设计, 增加相关的说明及评估板原理图 (EMI 差模滤波器), 修改 PCB 图纸	
2008.11.13	1.2	修改“芯片工作原理”中的“功能描述”框图和“频率抖动”。	
2008.12.17	1.3	图 17 后增加注释。	