

2016 年 “TI” 杯辽宁省大学生电子设计竞赛

降压型直流开关稳压电源（A 题）

【本科组】

王焕宇

刘睿

谢江涛



2016 年 7 月 28 日

摘要

本系统以降压控制器 LM5117 芯片(TI 公司)和 CSD18532KCS MOS 场效应管为核心的组成器件,设计并制作能够实现当额定输入直流电压为 16V 左右时,额定输出直流电压基本保持在 3.1A 以上,输出具有 3.2A 的过流保护的降压型直流开关稳压电源。此系统在过热与过流时具有自我保护,以及负载识别功能。经测试,系统能够实现题目给定的所有要求。

关键字: 开关电源;16V-5V;LM5117;CSD18532KCS MOS

Abstract:

This design is Buck DC switching power supply based on the TI company's Buck Controller LM5117 chip and MOS CSD18532KCS field effect tube. When the rated input DC voltage is about 16V, rated output DC voltage is always maintained above 3.1V. At the same time, it has the over-current protection which is 3.2a. What's more,it not only has the over-heated and over-current protection,and also has the function of distinguishing the load. More importantly, the efficiency of this system can achieve an excellent goal which means it can reach the rate of 95%. As a result, this system has reached all the requirements after experiment.

Keyword: Switch-mode power supply; 16V-5V; LM5117; MOS CSD18532KCS

目录

第一章 引言.....	5
2.1 方案比较.....	5
2.2 方案论证.....	错误！未定义书签。
第三章 系统设计及理论分析.....	6
3.1 方案框图.....	6
3.2 DC-DC 变化方法.....	7
3.3 降低纹波方法.....	9
3.4 主回路与器件选择.....	10
3.5 电流限制.....	10
3.4 负载识别.....	18
第四章 测试方案与测试结果.....	19
4.1 测试方案及测试条件.....	19
4.2 测试结果.....	20
4.3 测试结果分析.....	21
第五章 参考文献.....	21

第一章 引言

开关电源通过控制开关晶体管开通和关断时间比例，维持稳定输出电压的一种电源，其一般由控制脉冲宽度调制(PWM)控制和功率器件(功率 MOSFET)构成。同时具备三个条件的电源可称为开关电源：开关（电路中的电力电子器件工作在开关状态而非线性状态）、高频（电路中的电力电子器件工作在高频而不是接近工频的低频）、和直流（电源输出是直流而不是交流），使得开关稳压电源具有集成度高、外围电路简单、电源效率高等优点,在各种电子产品中得到广泛的应用。

相比，于普通线性电源的 35%-45%的效率，开关电源内部的功率开关管工作在高频开关状态，本身消耗的能量很低，电源效率可达 90%以上，因此开关电源在生活中的应用越来越广尤其是基于电池供电的便携式系统数量日益增长,开关稳压电源已经取代效率较低的线性稳压器,成为现代超大规模集成系统中不可或缺的部分。

2.1 方案比较

2.1.1 稳压电源的设计方案论证与选择

方案一：利用 LM5117 将 16V 输入电压降至 5V 输出，为了实现电流保护功能，在 LM5117 的 12 号脚 CS 与 13 号脚 CSG 之间并电容与电阻，利用公式计算出电容与电阻值，以实现在电流达到 3.2A 时利用 LM5117 内部的过流保护以实现过流保护功能。然后利用单片机测出电阻 R 的阻值，利用 DA 输出控制 LM5117 的反馈端，利用 LM5117 来实现输出的电压值

方案二：利用 LM5117 与单片机相结合使用。比如可以利用单片机来实现电流的限制作用与负载的识别作用。编写程序来人为地对系统进行限流与负载识别，此时优点在于电路系统对于模拟的要求比较低，不用设计复杂的限流电路与负载识别的模拟电路，直接可以用程序控制电流，从而达到限流与负载识

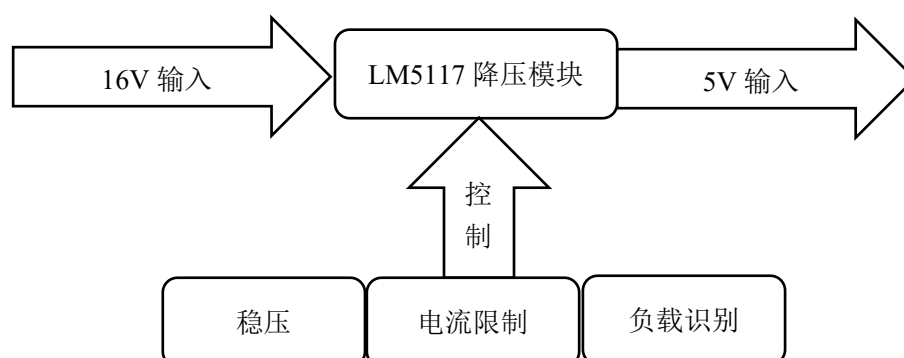
别的目的利用单片机来对系统进行控制，利用公式计算出电容与电阻值，并且根据各个电路参数进行程序的编写程序，从而能够达到对系统电路的控制作用，从而实现降压型开关直流稳压电路。

2.2 方案论证

通过比较我们发现，方案二虽然虽然利用了单片机对系统的可控制性，从而使得系统的模拟部分相对来说比较简单，电路思路方案也更清晰一些，但是由于在实际制作过程中没有办法降低电源的重量，无法达到 200G 以下的设计要求，所以选择了较为不适用单片机而纯粹使用模拟电路的的方案一，LM5117 自带电流监视接口可以进行输出的电流值的测量限流，同时我们使用纯模拟的方法实现了题目中负载识别、限流的要求所以综合比较我们选择方案一。

第三章 系统设计及理论分析

3.1 系统的框架



3.2 DC-DC 变化方法

DC-DC 变换是将固定的直流电压变换为可变的直流电压,也称为直流斩波。

LM5117 包含一个内部高电压偏置稳压器,为 PWM 控制器和 NMOS 栅极驱动器提供了 VCC 偏置电源。VIN 引脚可连接高达 65V 的输入电压源。VCC 稳压器的输出设置为 7.6V。当输入电压低于 VCC 设定点电平时,VCC 输出可用一个小压降来跟踪 VIN。VCC 稳压器的输出电流限制在最小 30 mA。上电时,稳压器灌电流进入连接至 VCC 引脚的电容器。建议的引脚 VCC 的电容器范围为 0.47 μ F 至 10 μ F。当 VCC 引脚电压超过 VCC UV 阈值且 UVLO 引脚电压高于 UVLO 阈值时,HO 和 LO 驱动器被启用,开始软启动顺序。HO 和 LO 驱动器保持启用状态,直到 VCC 引脚电压降至低于 VCC UV。UVLO 引脚电压降至低于 UVLO 阈值,或片芯温度超过热关断阈值时,则断续模式被激活。来自偏置电源的输出电压可以施加在 VCC 引脚上,以降低较高输入电压条件下的控制器功耗。当采用外部偏压时,VCCDIS 输入用来禁用内部 VCC 稳压器。外部提供的偏压应经一个二极管耦合至 VCC 引脚,最好是一个肖特基二极管。如果 VCCDIS 引脚电压超过 VCCDIS 阈值,内部 VCC 稳压器被禁用。VCCDIS 有一个 500 k Ω 的内部下拉接地电阻,为的是在没有外部偏压时可以正常运行。

额定输入直流电压为时,额定输出直流电压为,输出电流最大值为 这样的实际需求进行更改并设置合适的元器件值来进行 DC-DC 变化。

如下图为 LM5117 典型应用电路:

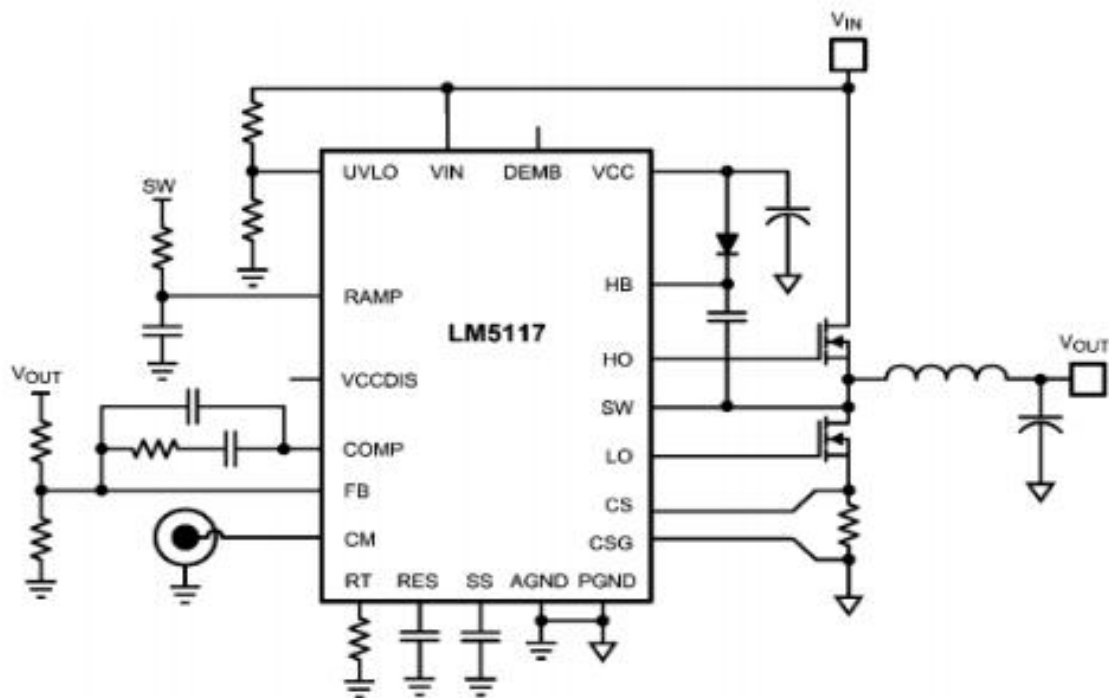
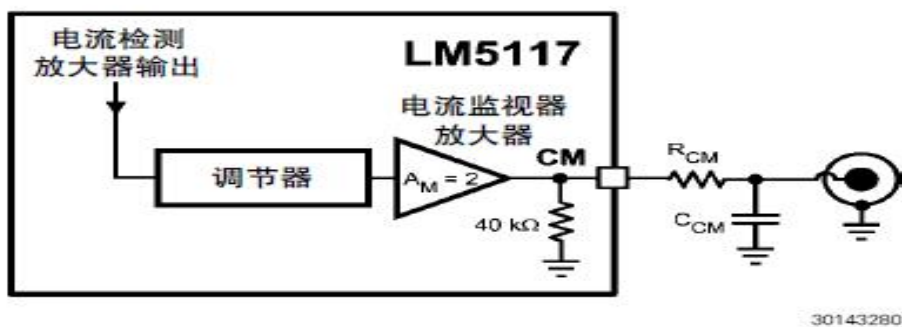


图 3.1 LM5117 典型应用电路

电流监视器

LM5117 提供的平均输出电流信息有助于实现需要监测或控制输出电流的各种应用。



(1) 热保护

器件提供的内部热关断电路可在超过最大结点温度时保护控制器。保护功能激活时 (通常在 165°C)，控制器被迫进入低功耗关断模式，禁用驱动器和 VCC 稳压器。此功能可以防止器件过热和损坏。

(2) 最大占空比

当在高 PWM 占空比条件下工作时，高边 NMOS 器件被迫每个周期关闭 320 ns，以确保 CHB 被充电，并有时间进行采样并保持低边 NMOS FET 的电流。此强制关断时间限制了控制器的最大占空比。

(3) 逐周期电流限制

LM5117 包含一个电流限制监测电路，以防止稳压器可能出现的过流条件，如图 8 所示。如果仿真斜坡信号超过 1.2V，当前周期结束。对于电感饱和或输出对地短路而出现的开关电流过冲情况，采样和保持电路可在高边 NMOS 驱动器重新开启之前，检测多余的循环电流。在电流大大低于电流限制阈值之前，高边 NMOS 驱动器都处于禁用状态。这种方法可以防止出现电流失控的情况，因为电感电流被迫衰减到出现任何电流过冲的可控水平。最大峰值电感电流可以用以下公式计算：

$$I_{L(MAX_PK)} = \frac{V_{CS(TH)}}{R_S} + I_{PP} - \frac{V_{OUT}}{f_{SW} \times A_S \times R_S \times R_{RAMP} \times C_{RAMP}} [A]$$

$$I_{L(MAX_AVE)} = I_{L(MAX_PK)} - \frac{I_{PP}}{2} [A]$$

3.3 降低纹波方法

1)低频纹波的抑制方法：

- A 加大输出低频滤波的电感，电容参数，使低频纹波降低到所需的指标。
- B 采用前馈控制方法，降低低频纹波分量。

2)高频纹波的抑制方法

- A 提高开关电源工作频率，以提高高频纹波频率，有利于抑制输出高频纹波。
- B 加大输出高频滤波器，可以抑制输出高频纹波。
- C 采用多级滤波。

3)共模纹波噪声的抑制方法

- A 输出采用专门设计的 EMI 滤波器
- B 降低开关毛刺幅度

4)闭环调节器参数不适当引起的纹波抑制方法

A 在调节器输出增加对地的补偿网络,调节器的补偿可抑制调节器自激引起的纹波增大。

3.4.1 器件选择

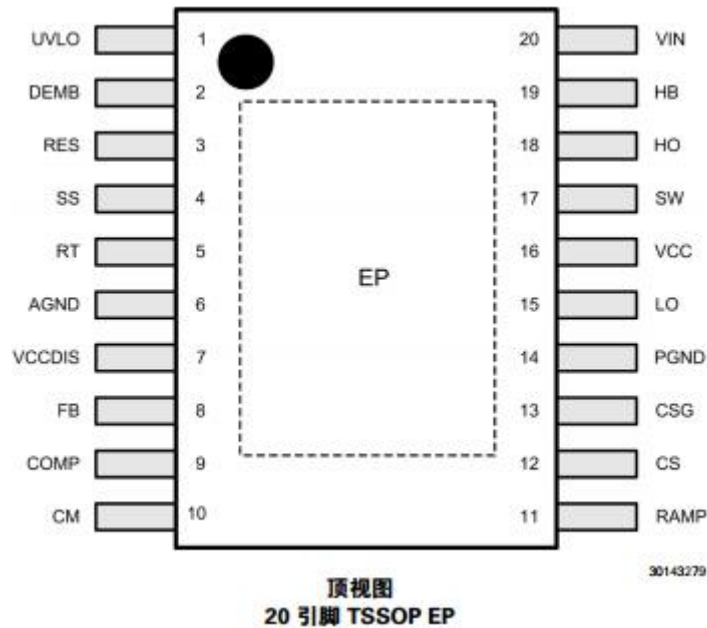


图 3.5 主芯片 LM5117 引脚图

LM5117 是 TI 公司生产的一款同步降压控制器，适用于高电压或各种输入电源的降压型稳压器应用。其控制方法基于采用仿真电流斜坡的电流模式控制。电流模式控制具有固有的输入电压前馈、逐周期电流限制和简化环路补偿的功能。使用仿真控制斜坡可降低脉宽调制电路对噪声的敏感度，有助于实现高输入电压应用所必需的极小占空比的可靠控制。LM5117 的工作频率可以在 50 kHz 至 750 kHz 范围内设定。LM5117 可利用自适应死区时间控制来驱动外部高边和低边 NMOS 功率开关管。用户可选的二极管仿真模式可实现非连续模式操作，提高轻负载条件下的效率。高电压偏置稳压器可利用外部偏置电源进一步提高效率。LM5117 独特的模拟遥测功能可提供平均输出电流信息。其他功能还包括热关断、频率同步、断续 (hiccup) 模式电流限制和可调输入欠压锁定。

它具有 5.5V 至 65V 宽工作电压范围，精度为 1.5% 的电压基准，以及过流保护功能。很好地满足了题目要求。

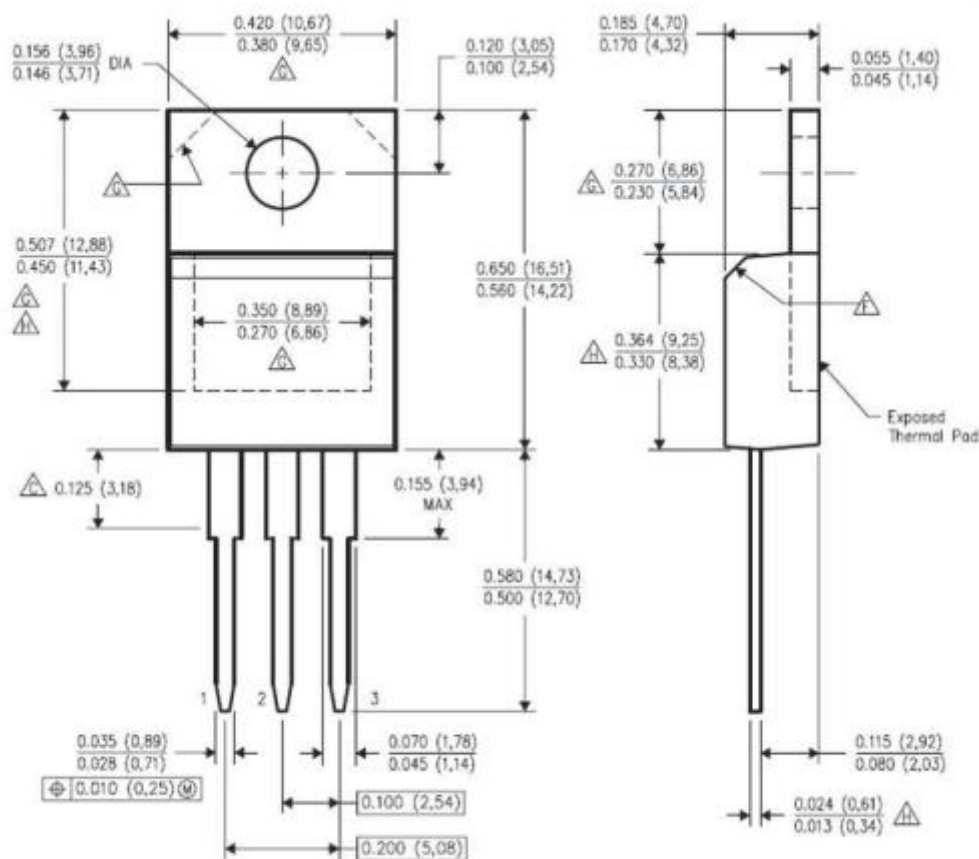


图 3.6 场效应管 CSD18532KCS MOS

而场效应管 CSD18532KCS MOS 具有 DC-DC 变化、二次同步整流以及电机控制等功能。很好地适应了核心芯片 LM5117.

根据数据手册上的计算公式，可以得到各个元器件的参数.

已知

表 3.1 电路工作条件

输出电压 V_{out} (V)	5
满载电流 I_{out} (A)	3
输入电压 V_{in} (V)	16
开关频率 f (Hz)	100k

● 定时电阻 R_3

一般来说，较高频率的应用体积较小，但损耗也较高。在这个例子中，选定 100 kHz 作为小尺寸和高效率之间的合理折中方案。用以下的公式可以计算出 230kHz 开关频率下的 R_T 值：

$$R_T = \frac{5.2 \times 10^9}{230 \times 10^3} - 948 = 21.7 \text{ k}\Omega$$

R3 选定了 22k 的标准值。

● 输出电感 L1

最大电感纹波电流 I_{pp} 出现在最大输入电压时。通常情况下，20% 至 40% 的满载电流是在磁芯损耗和电感铜损之间一个很好的折中方案。较高的纹波电流可以使用较小尺寸的电感器，但为了平滑输出的纹波电压，输出电容要承担更大的负荷。因此，选择的纹波电流为 3A 的 20%。已知开关频率、最大纹波电流、最大输入电压和标称输出电压，电感值可以用以下公式计算：

$$L_O = \frac{V_{OUT}}{I_{PP(MAX)} \times f_{SW}} \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN(MAX)}}\right) [H]$$

L0 选择的最接近标准值为 4.5 μ H。使用 4.5 μ H 的 L1 值,再次计算 I_{PP} 值：

● 电流检测电阻 Rs

转换器的性能根据 K 值会有所不同。在本次设计中选择了 $K = 1$ ，以控制次谐波振荡和实现单周期阻尼。考虑到误差和纹波电流，最大输出电流能力 ($I_{OUT(MAX)}$) 应高于所需输出电流的 20% 至 50%。在本次设计中选择了 3A 的 130%。电流检测电阻值可以用下列公式计算，计算如下：

$$R_S = \frac{V_{CS(TH)}}{I_{OUT(MAX)} + \frac{V_{OUT} \times K}{f_{SW} \times L_O} - \frac{I_{PP}}{2}} [\Omega]$$

因此 R6 选用标称值为 20m 的电阻。

- **斜坡电阻 R_{camp} 和斜坡电容 C_{camp}**

电感电流斜坡信号是通过 R_{camp} 和 C_{camp} 仿真的。对于这个情况 C_{camp} 值设置在 820 pF 的标准电容值。利用电感器可选择检测电阻和 K 系数，R_{camp} 值可以用公式计算如下：

$$R_{RAMP} = \frac{L_O}{K \times C_{RAMP} \times R_S \times A_S} [\Omega]$$

因此 R_{camp} 选用标称值为 165k 的电阻。 C_{camp} 选用标称值为 820Pf 的电容。

- **UVLO 分压器 R_{uv2}、R_{uv1}、C_{ft}**

所需启动电压和迟滞由分压器 R₁ 和 R₂ 来设定。电容 C₂ 为分压器提供滤波。对于这样的设计，启动电压设置为 15V,小于输入电压 1V。C₂ 为 100nF，V_{HYS} 设置为 1V。R₁、R₂ 的值可以用公式计算如下：

$$R_{UV2} = \frac{2V}{20 \mu A} = 100 \text{ k}\Omega$$

$$R_{UV1} = \frac{1.25V \times 100 \text{ k}\Omega}{14V - 1.25V} = 9.8 \text{ k}\Omega$$

因此 R_{uv2} 为 100k 的电阻，R₂ 为 9.76k 的电阻。C_{ft} 选用 47pf

- **自举电容 C_{hb}**

在每个周期的开启期间，HB 和 SW 引脚之间的自举电容提供栅极电流，对高边 NMOS 器件栅极充电，还为自举二极管提供恢复电荷。这些电流峰值可达几安培。自举电容 C₁ 的建议值至少是 0.47 μF。

$$C_{HB} \geq \frac{Q_g}{\Delta V_{HB}} [F]$$

因此 C₁ 选用标称值为 0.47μF 的电容。

- **VCC 电容 C_{vcc}**

VCC 电容 (C_{vcc}) 的主要用途是为 L1 驱动器和自举二极管提供峰值瞬态电流, 并为 VCC 稳压器提供稳定性。这些峰值电流可达几安培。建议的 C_{vcc} 值应不小于 0.47 μF, 且应该是一个良好品质的低 ESR 陶瓷电容器。C_{vcc} 应连在 IC 引脚上, 以尽量减少可能由引线电感引起的破坏性电压瞬变。这个设计选择了 1 μF 的值。

因此 C_{vcc} 选用标称值为 1μF 的电容。

- **输出电容 C_o**

输出电容器可以平滑电感纹波电流引起的输出电压纹波, 并在瞬态负载条件下提供一个充电电源。对于这个设计实例, 选择了一个最大 ESR 为 20 mΩ 的 470 μF 电解电容作为主输出电容。具有最大 ESR 的输出纹波电压的基本元件近似值为:

$$\Delta V_{OUT} = I_{PP} \times \sqrt{R_{ESR}^2 + \left(\frac{1}{8 \times f_{SW} \times C_{OUT}} \right)^2} \quad [mV]$$
$$\Delta V_{OUT} = 4.1 \times \sqrt{0.02\Omega^2 + \left(\frac{1}{8 \times 230 \text{ kHz} \times 470 \mu F} \right)^2} = 82 \text{ mV}$$

满足题目要求, 因此 C_o 选用标称值为 470 μF 的电解电容。

- **VIN 滤波器 C_{vin}、R_{vin}**

VIN 上的电容 C_{vin} 是输入输出耦合电容。有助于防止注入到 VIN 引脚的高频开关噪声引起的故障。因此, C_{vin} 使用了 0.47μf 陶瓷电容器。R_{vin} 选定为 3.9 欧

- **软启动电容 C_{ss}**

SS 引脚的电容 (C_{ss}) 决定软启动时间 (t_{SS}), 它是达到最终稳压值的输出电压持续时间。当 t_{SS}=8ms 时, C_{ss} 可以用下列公式计算如下:

$$t_{ss} = \frac{0.1 \mu F \times 0.8V}{10 \mu A} = 8 \text{ ms}$$

在本设计中，软启动时间为 8ms，C_{ss} 选择的值为 0.1uf。

- **重启电容器 C_{ss}**

RES 引脚的电容 (C_{ss}) 决定 t_{RES}，它是 LM5117 在以断续模式电流限制尝试重新启动之前处于关闭状态的时间。当 t_{RES}=59ms 时，从下列公式可以计算出 C_{ss}

$$t_{ss} = \frac{0.1 \mu F \times 0.8V}{10 \mu A} = 8 \text{ ms}$$

在本设计中，重新启动时间为 8 ms，C_{ss} 选择的值为 0.1 μF。

- **输出分压器 R_{fb2} 和 R_{fb1}**

R_{fb1} 和 R_{fb2} 设置输出电压电平。这些电阻的比值计算公式为：

$$\frac{R_{FB2}}{R_{FB1}} = \frac{V_{OUT}}{0.8V} - 1$$

R_{comp} 与 R_{fb2} 之间的比值决定了中频增益，R_{fb2} 选用了 5k 欧，其结果是输出 R_{fb1} 的值为 357 欧

- **环路补偿元件 C_{comp1}、R_{comp} 和 C_{comp2}**

R_{comp}、C_{comp1} 和 C_{comp2} 可配置误差放大器增益和相位特性，以产生一个稳定的电压环路。为了迅速开始工作，可按照下面列出的 4 个步骤进行。

第一步：选择 f_{cross}

通过选择十分之一的开关频率，f_{cross} 可计算如下：

$$f_{CROSS} = \frac{f_{SW}}{10} = 23 \text{ kHz}$$

第二步：确定所需的 R_{comp}

已知 f_{cross} , R_{comp} 可计算如下：

$$R_{COMP} = 2\pi \times R_S \times A_S \times C_{OUT} \times R_{FB2} \times f_{CROSS} \quad [\Omega]$$

$$R_{COMP} = 2\pi \times 7.41 \text{ m}\Omega \times 10 \times 514 \text{ }\mu\text{F} \times 4.99 \text{ k}\Omega \times 23 \text{ kHz} = 27.5 \text{ k}\Omega$$

第三步：确定 C_{comp} 以消除负载极点

已知 R_{comp} , C_{comp} 可计算如下：

$$C_{COMP} = \frac{R_{LOAD} \times C_{OUT}}{R_{COMP}} \quad [F]$$

$$C_{COMP} = \frac{\frac{12V}{9A} \times 514 \text{ }\mu\text{F}}{27.4 \text{ k}\Omega} = 25 \text{ nF}$$

C_{comp} 选定的标准值为 23.6 nF。

第四步：确定 C_{hf} ，以消除 ESR 零点

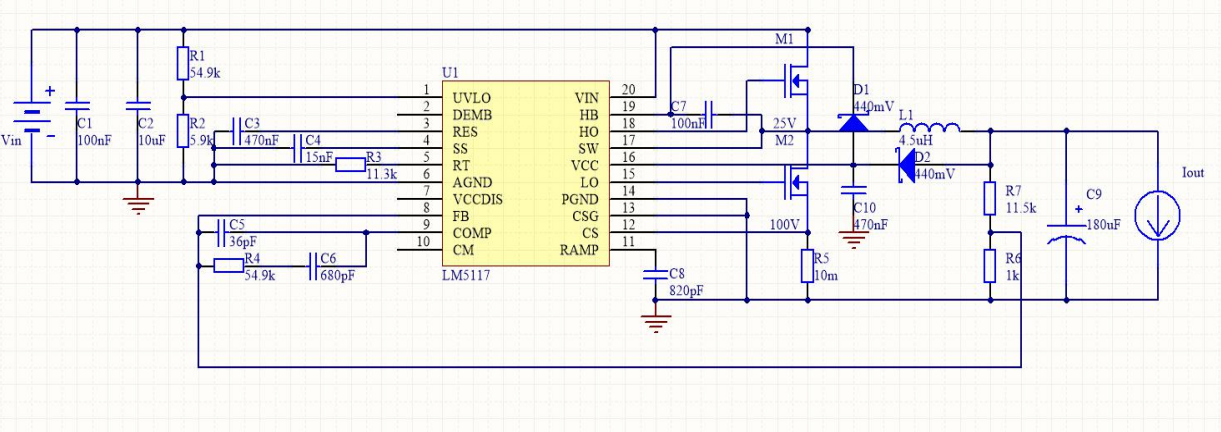
已知 R_{comp} 和 C_{comp} , C_{hf} 可计算如下：

$$C_{HF} = \frac{R_{ESR} \times C_{OUT} \times C_{COMP}}{R_{COMP} \times C_{COMP} - R_{ESR} \times C_{OUT}} \quad [F]$$

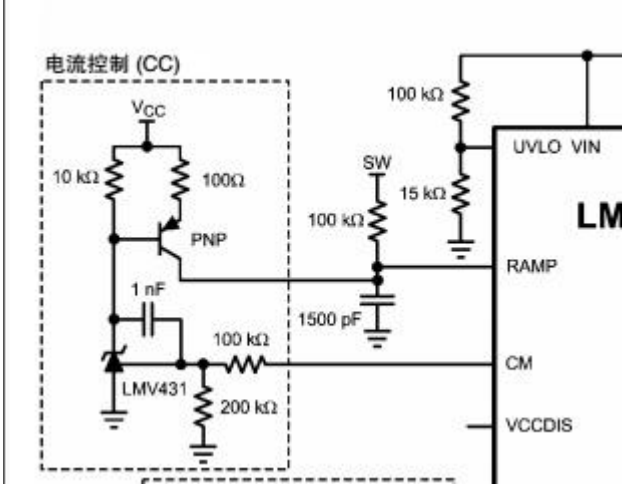
$$C_{HF} = \frac{10 \text{ m}\Omega \times 514 \text{ }\mu\text{F} \times 22 \text{ nF}}{27.4 \text{ k}\Omega \times 22 \text{ nF} - 10 \text{ m}\Omega \times 514 \text{ }\mu\text{F}} = 189 \text{ pF}$$

C_{hf} 选定的标准值为 160 pF

所以综上所述。设计的电路原理图如下图所示：



3.5、电流限制

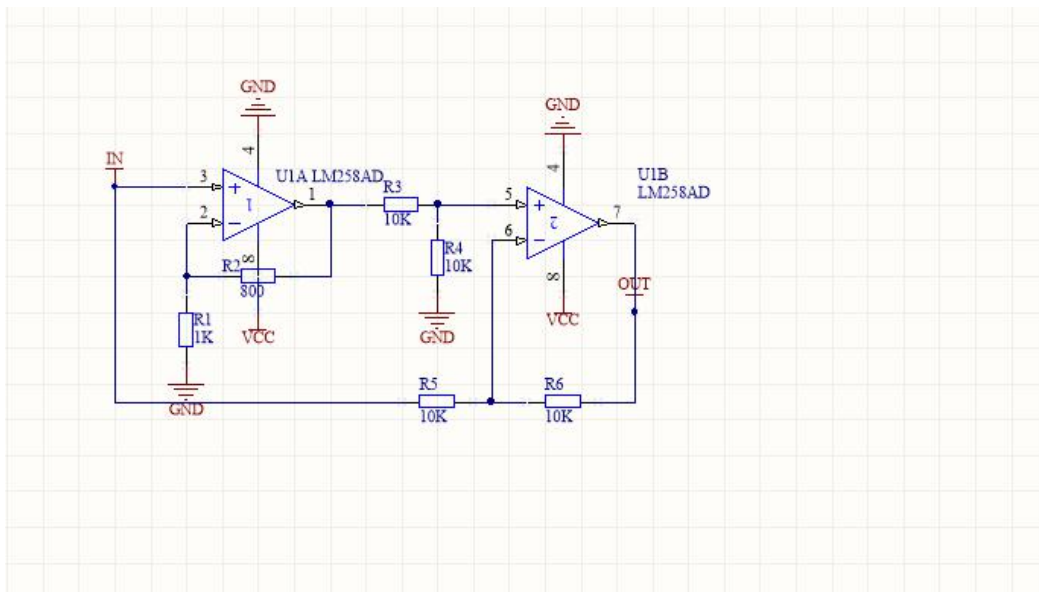


如图所示，使用如上图所示的电流控制电路作为限流，当 CM 端的电压上升时，PNP 管的基极电压下降，三极管此时处于导通状态，从而导致 LM5117 的 RAMP 端电压上升，进入打嗝模式电流限制。

此方法避免了单片机的使用，从而对解放方案的选择上做出了很大的贡献。不用再因为限流而局限于单片机的使用。

3.6、负载识别

为了避免使用单片机，从而打乱整个计划，从而设计了如下模拟电路，来实现电流的负载检测识别功能：



如图所示：第一个 LM258AD 的引脚 1 为 V1A，由以下公式得 V1：

$$V1 = V_{in} * (1 + \frac{R1}{R2})$$

第二个 LM258AD 的引脚 7 为 V1B,由以下公式得 V7

$$V7 = V_{in} * \frac{R1}{R2}$$

此时令 R2=800 欧姆，有 $V_{out} = \frac{R1}{1k\Omega} (V)$ ，此时调节 R1 便可以改变输

出 Vout

第四章 测试方案与测试结果

4.1 测试方案及测试条件

测试使用仪器如表所示：

序号	名称、型号、类型	数量	型号
1	示波器	1	Tektronix TBS1102B-EDU
2	数字万用表	1	Victor VC9807A
3	电子负载	1	Maynuo M9714B
4	学生电源	1	MATRIX MPS-3003L-3

4.2 测试结果

4.2.1 输出电压可调范围

接上电子负载，在输出电流达到 3A 满载的情况下，用数字电压表测出输出电压可调范围为+0.78 至 +10.28 （使用 10k 电位器作为负载识别电阻）

4.2.2 最大输出电流

额定输入电压下，最大输出电流：3A；限流保护：3.18A

4.2.3 纹波电压

用示波器观察输出电压，得纹波电压（峰-峰值）<60mV；

4.2.4 负载调整率

在输出电压为 5V 时，空载情况下用电压表测得输出电压为 4.999V，满载情况下输出电压为 5.000。

负载调整率为 $(4.999-5.000) \times 100\% / 4.999 = 0.02\%$

4.2.5. 电压调整率

输入电压在 17.6V 和 13.6V 之间，用数字电压表测输出电压在 5.000V 不变，所以电压调整率 0%

4.2.6. 效率

调整输出电压为 5V，输入电压为 16V，当输出电流为 1 满载时，输出功率 $P_L = 15.3W$ ，则效率 $\eta = (P_L \times 100\%) / P_1 = (15.3 \times 100\%) / 16 = 95.6\%$

4.2.7. 电源重量

电源不含负载的重量 70g

4.3 测试结果分析

本次降压型直流开关稳压电源是以 TI 公司的降压控制器 LM5117 芯片和 CSD18532KCS MOS 场效应管为核心器件，制作出的高效率器件。额定输入直流电压为 16V 时，额定输出直流电压为 5V，输出电流最大值为 3.3A，效率极高。系统输出实际测试结果表明，本系统输出电流、电压稳定，不随负载和环境温度变化并具有很高的精度。并且完成了全部题目要求。

本次降压型直流开关稳压电源的设计是一次及其艰苦却又非常有意义的一次设计制作。谦逊与耐心是设计制作能够成功完成的关键所在。经测试后电源效率极高并且各项指标均完成，可以说非常成功。从中所学到的与还需要学习的东西都很多，无论最终达到的设计目的与设计制作过程中的经历都可以说是非常成功的。

第五章 参考文献

- [1] [日]铃木雅臣著,彭军译. 晶体管电路设计[M]. 北京: 科学出版社, 2004: 227-243.
- [2] 沙占友,王彦朋,安国臣,孟志永. 开关电源设计入门与实例解析[M]. 北京: 中国电力出版社, 2009.
- [3] 王水平,史俊杰,田庆安. 开关稳压电源-原理、设计及实施电路[M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2005: 1-22.
- [4] 沙占友,庞志锋,等. 开关电源外围元器件选择与检测[M]. 北京: 中国电力出版社, 2009: 1-141.
- [5] [日]长谷川彰著,何希才译. 开关稳压电源的设计与应用[M]. 北京: 科学出版社, 2006: 1-115.