

## FPS(Fairchild Power Switch ) 应用

Kenfa Qian/钱家法

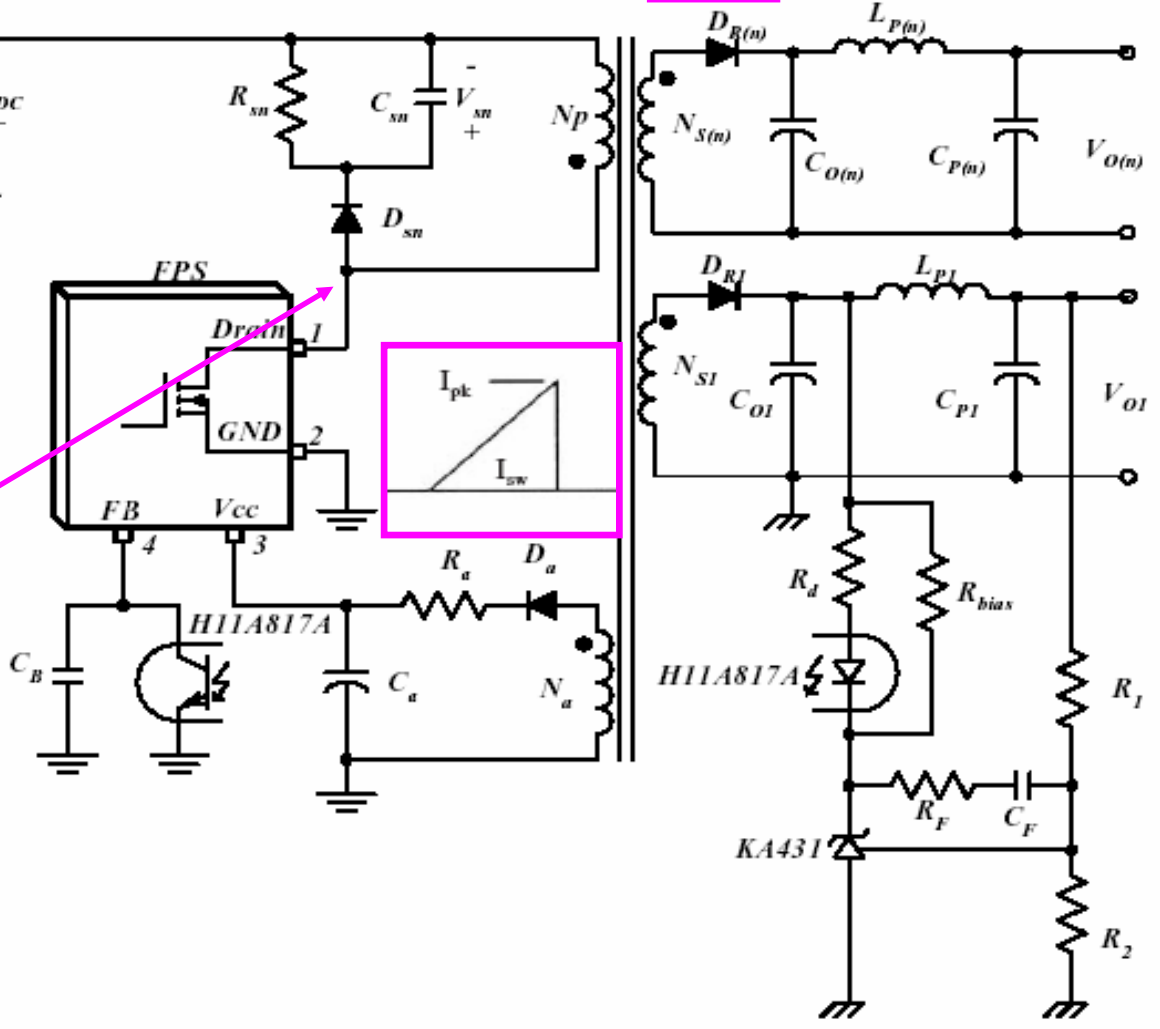
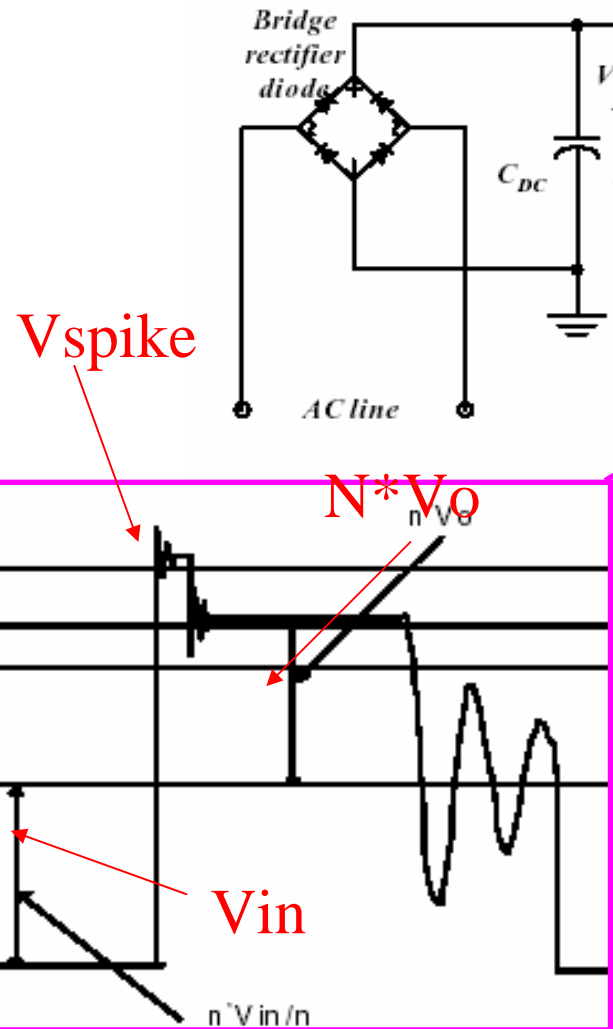
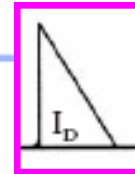
Kenfa.qian@fairchildsemi.com

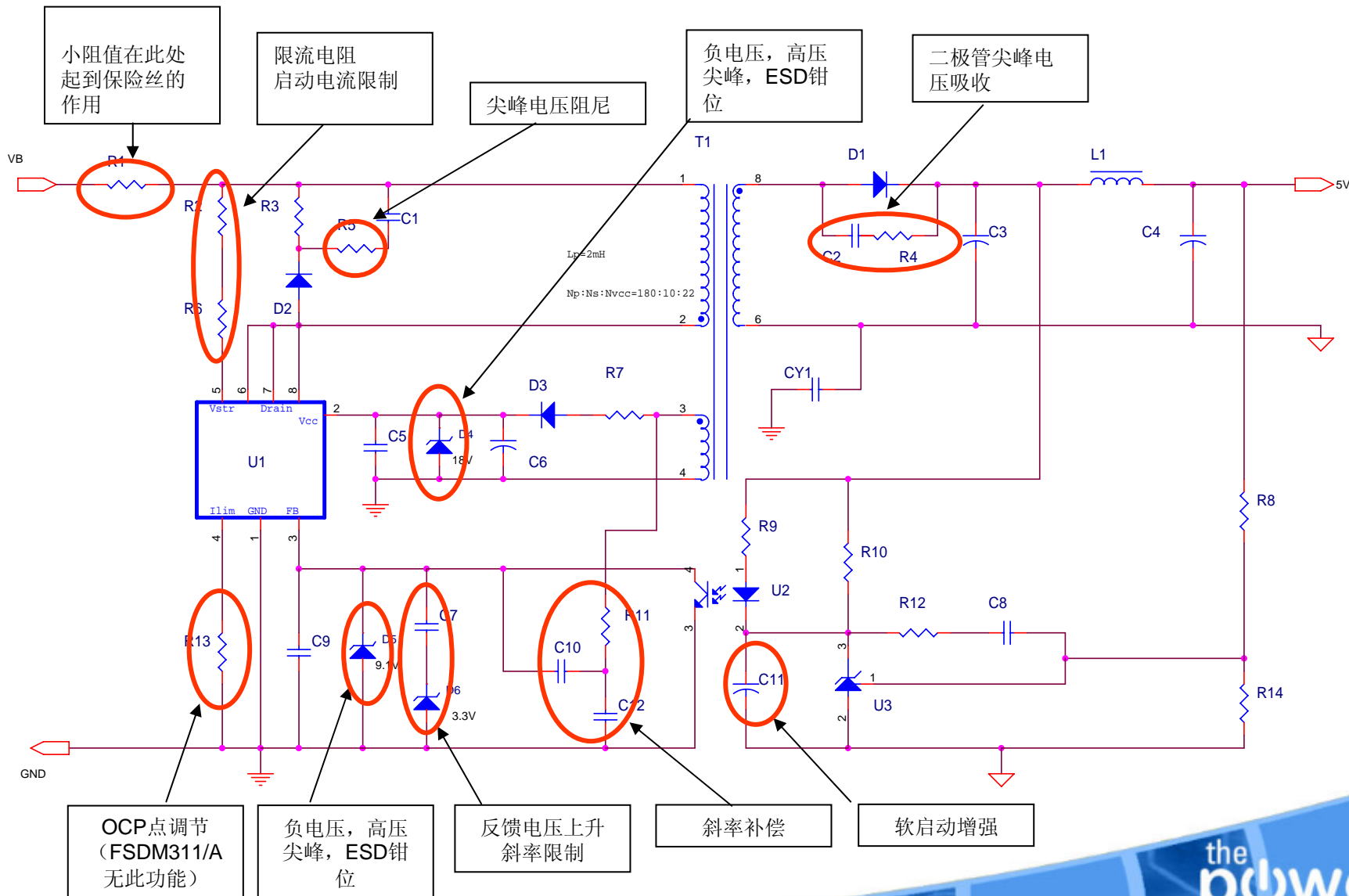
[www.fairchildsemi.com](http://www.fairchildsemi.com)

the  
power  
franchise™

- Flyback Converter 反激变换器
- 基本电路及说明
- FSDM311/A功能框图
- FSQ0170RNA, FSQ0270RNA,FSQ0370RNA功能框图
- 变压器设计注意事项
- 常见问题及解决办法
- 参考书

# Flyback Converter 反激变换器





### 高压启动开关

内部集成高压启动开关, 可直接接高压, 内部通过电流源向VCC电容充电, 当达到启动电压后关闭, 与高压断开, 高压端不在提供电流, 没有损耗, 提高效率

### 软启动 (soft start)

内部提供15mS软启动功能, 减小电源启动时通过MOSFET的电流和电压应力

### 间歇工作 (Burst Mode)

轻载时→输出电压上升→反馈脚的电压降低→降低到一定程度时开关停止→输出电压下降→反馈脚上升到一定程度开关恢复  
这个过程大量地减少开关动作, 减小了开关损耗

### 过压保护 (OVP)

当反馈开路或其他原因引起VCC上升到20V时产生保护

### 过载保护 (OLP)

当过载时, 输出电压变低, 光耦趋向开路, 接在反馈脚的电容电压会上升到一个较高的值, 当达到Vsd时, 触发OLP

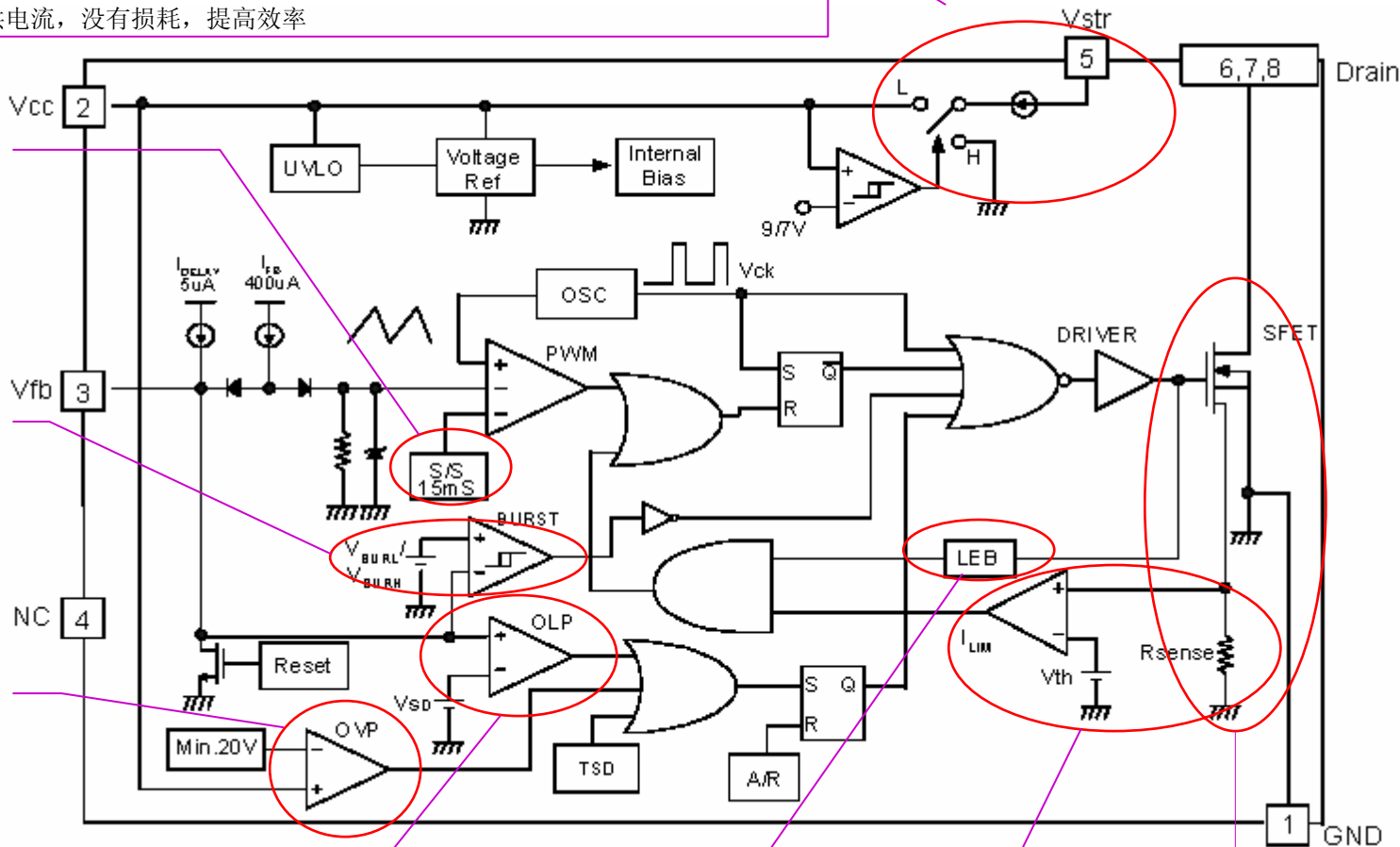
### 前沿消引 (LEB)

避开电流上升的前沿尖峰, 消除因此引起的误动作干扰

### 峰值电流检测

提供逐周期过电流保护

内部集成增强型650V的SenseFET (比例电流感应, 省却外部电流采样电阻, 极大减小功耗)



### 高压启动开关

内部集成高压启动开关，可直接接高压，内部通过电流源向VCC电容充电，当达到启动电压后关闭，与高压断开，高压端不在提供电流，没有损耗，提高效率

### 间歇工作 (Burst Mode)

轻载时→输出电压上升→反馈脚的电压降低→降低到一定程度时开关停止→输出电压下降→反馈脚上升到一定程度开关恢复  
这个过程大量地减少开关动作，减小了开关损耗

### 峰值电流调节

外接电阻可以调节峰值电流保护点

### 过载保护 (OLP)

当过载时，输出电压变低，光耦趋向开路，接在反馈脚的电容电压会上升到一个较高的值，当达到Vsd时，触发OLP

### 过压保护 (OVP)

当反馈开路或其他原因引起VCC上升到20V时产生保护

### 电流反馈及峰值电流检测

提供逐周期过电流保护

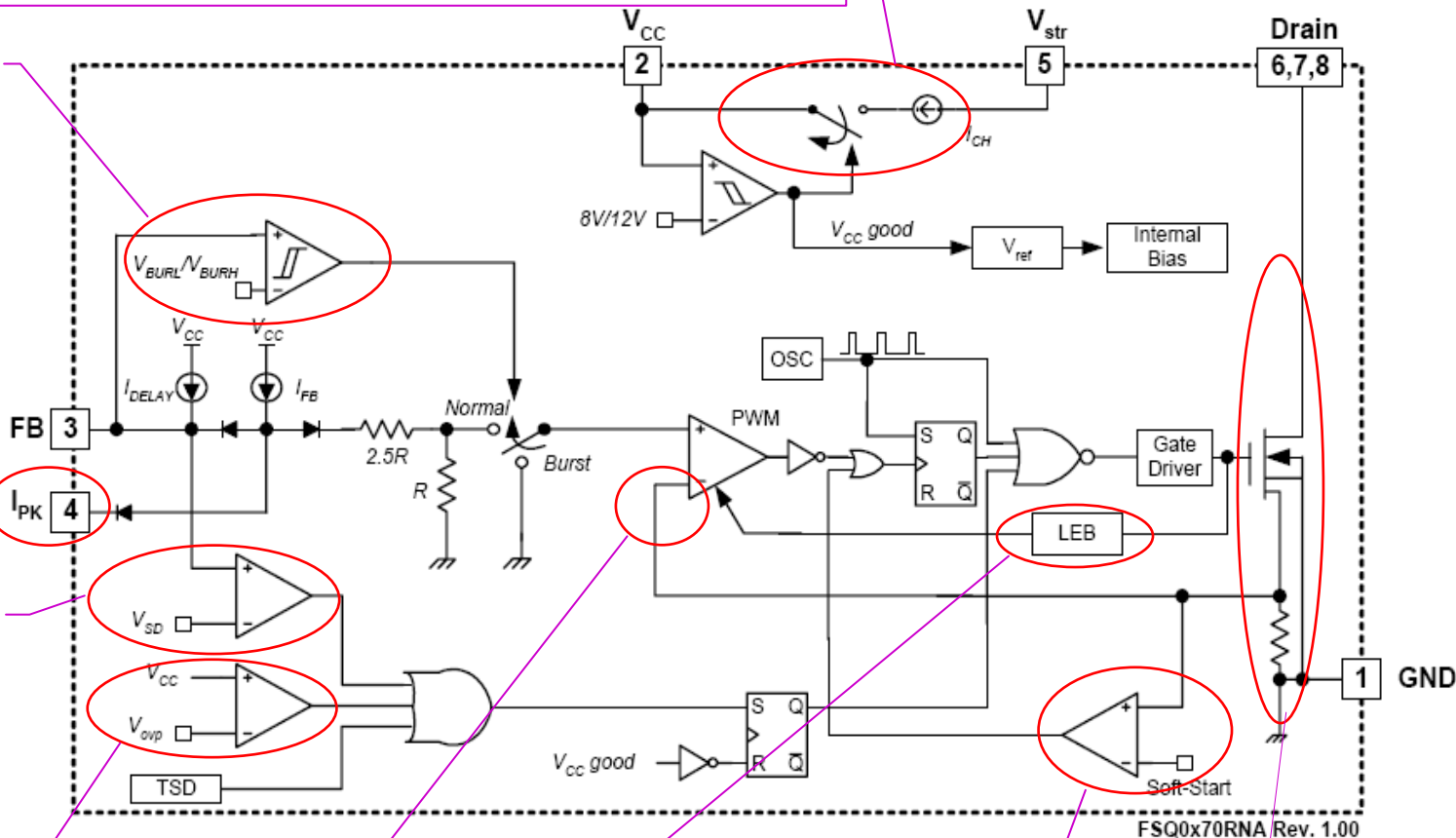
### 前沿消引 (LEB)

避开电流上升的前沿尖峰，消除因此引起的误动作干扰

### 软启动 (soft start)

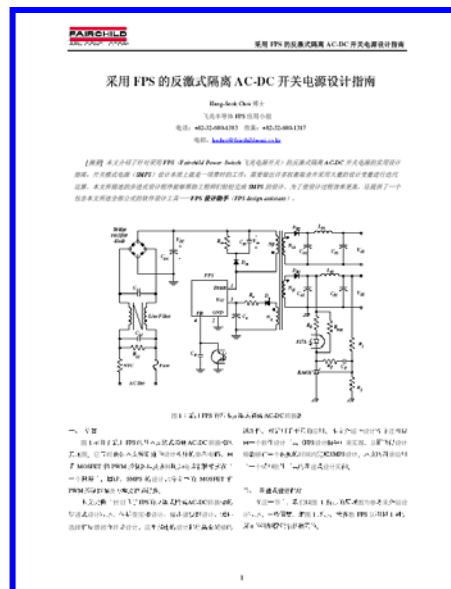
内部提供15mS软启动功能，减小电源启动时通过MOSFET的电流和电压应力

内部集成增强型650V的SenseFET (比例电流感应，省却外部电流采样电阻，极大减小功耗)



请参考应用笔记（中文版）：AN4137

双点打开



$$L_m = \frac{(V_{DC}^{\min} \cdot D_{\max})^2}{2P_{in} f_s K_{RF}}$$

$$N_p^{\min} = \frac{L_m I_{\lim}}{B_{sat} A_e} \times 10^6$$

$$n = \frac{N_p}{N_{s1}} = \frac{V_{RO}}{V_{o1} + V_{F1}}$$

为了减小高压启动时变压器饱和的机会，根据公式

$$N_p = \frac{V_{dc} * T_{on}}{B * A_e} * 10^6$$

Np可以用高一点的电压计算(如Vdc=150Vac\*1.414)

意味着 **Np取大一点**

- 当使用FPS时还要注意验证变压器的饱和问题。
- 设计目标: 变压器的饱和点应该大于 FPS的最大电流保护点
- 例子:

- 磁心 Core is EE1616 ( $A_e=20\text{mm}^2$ );
- 初级电感  $L_m$  is 2.2 mH;
- 初级圈数primary turn number is 125 T;
- used IC is FSD210B

- $275\text{ mA} \leq I_{LIM} \leq 365\text{ mA}$

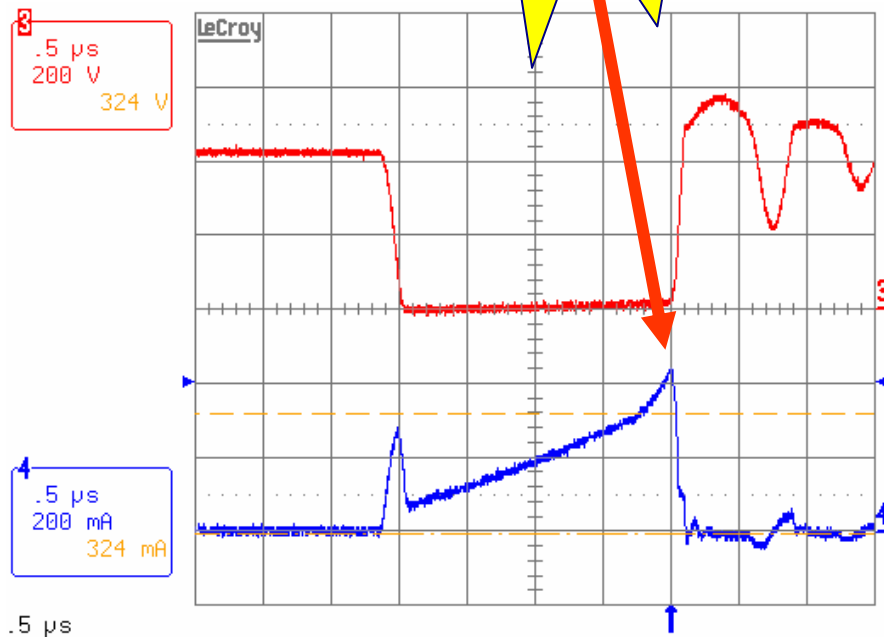
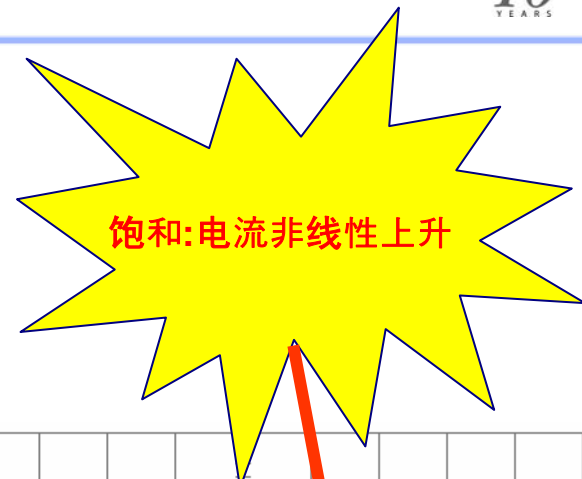
$$I_{Sat} = \frac{N_P \times B_{Sat} \times A_e}{L_m}$$

$$= \frac{125 \times 0.3 \times 20 \times 10^{-6}}{2.2 \times 10^{-3}}$$

$$= 340\text{mA}$$

$$\leq 365\text{ mA}$$

**dangerous**





- 记住这个公式：

$$I_{Sat} = \frac{N_P \times B_{Sat} \times A_e}{L_m}$$

- $I_{Sat}$  : 变压器 饱和电流
  - $N_p$  : 初级匝数
  - $B_{Sat}$  : 饱和磁感应强度
    - (通常,  $B_{Sat} = 0.3 \text{ T at } T = 100 \text{ } ^\circ \text{C}$ )
  - $A_e$  : 有效磁面积
    - (比如, EE1616  $A_e = 20 \times 10^{-6} \text{ m}^2$ )
  - $L_m$  : 变压器初级电感
- Isat 比IC的限流点低的解决办法
  - Increase  $N_p$ ; 增加匝数, 计算变压器  $N_p$  时, 尽量不要取最小值.
  - Decrease  $L_m$ . 减小初级感量
  - 加上限流脚的电阻或减小其感量(影响输出功率)

# 变压器设计注意事项一

## 一个用于辅助电源的变压器规格 (EEL19)

### 说明:

此变压器要求不能出现小数层，必须做到一层（整数层）绕完，不能多几圈或少几圈

**层间绝缘**是为了增加层间的距离，以上方法都是为了减小寄生电容，有利于减小EMI和开关管的损耗

$$N_p = N_{p1} + N_{p2} + N_{p3} + N_{p4} = 180 \text{ Ts}$$

$$L_p = L(3-1) = 2 \text{ mH}$$

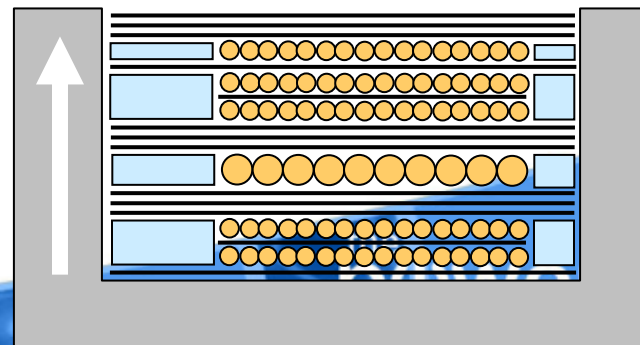
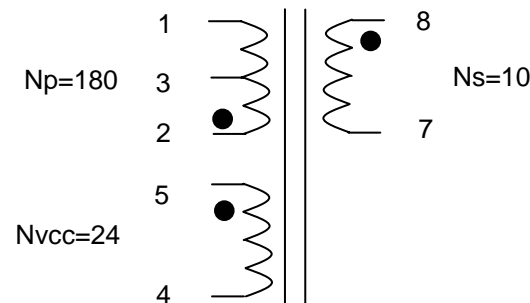
$$N_s = 10 \text{ Ts}$$

磁心: EEL19

$$N_{vcc} = 24 \text{ Ts}$$

骨架: 立式EEL19

步骤		挡墙 (mm)	绕线			层数	备注
			起止	线材规格	圈数		
1	绝缘	0				1	
2	<b>Np1</b>	下6/上3	2--A	φ 0.21	45	1	一层绕完
3	绝缘	下6/上3				1	层间绝缘
4	<b>Np2</b>	下6/上3	A--3	φ 0.21	45	1	一层绕完
5	绝缘	0				3	
6	<b>Ns</b>	下6/上3	8--7	φ 0.45*2	10	1	一层双线并绕
7	绝缘	0				3	
8	<b>Np3</b>	下6/上3	3--B	φ 0.21	45	1	一层绕完
9	绝缘	下6/上3				1	层间绝缘
10	<b>Np4</b>	下6/上3	B--1	φ 0.21	45	1	一层绕完
11	绝缘	0				2	
12	<b>Nvcc</b>	下6/上3	5--4	φ 0.21	24	1	一层均匀疏绕
13	绝缘	0				3	



以下是应用中常见的问题, 其中蓝色部分(占大部分)与Vcc有关, 所以, 在设计之初或发生问题时, 应该先检查Vcc是否还在理想范围内.

- ◆ Vcc 的稳定
- ◆ Vcc脚, 反馈脚, 限流脚损坏
- ◆ 变压器饱和
- ◆ Vds 过高
- ◆ Ic 温度过高
- ◆ 空载、轻载不能启动
- ◆ 启动后不能加重载
- ◆ 待机输入功率大
- ◆ 短路功率过大
- ◆ 重载、容性负载不能启动
- ◆ 空载、轻载输出反跳
- ◆ PCB layout
- ◆ 主要电容, 电阻零件选择
- ◆ 减小可闻噪声
- ◆ 降低退出Burst的负载点

## —Vcc设计目标

空载时，Vcc高于IC关断点以上（9Vmax）。

满载和峰值负载时，尽量做到**不依赖稳压电路情况下**（稳压管的误差较大，而且高温状态下，稳压值会改变），Vcc低于最大承受电压和OVP（如18Vmin）点。

## —Vcc稳定的解决办法

选择合适的Vcc绕组圈数

**选择合适的Vcc整流管**（比如FR104—FR107）和限流电阻，慢恢复特性的二极管以减小被整流过去的Vcc绕组尖峰能量；高耐压的二极管具有更大的顺向压降Vf，重载时它可以分掉更多的电压。

给Vcc整流管串入小磁珠，慢恢复特性的二极管以减小被整流过去的Vcc绕组尖峰能量

增加少量的虚拟负载

**小的Vds尖峰也有助于稳定Vcc**，因为Vcc绕组的电压波形与Vds波形是相应的。重载是Vds尖峰大，在Vcc绕组上的尖峰也大。FPS IC的能耗很低，这个尖峰经整流后完全可以提高Vcc脚上的电压。轻载时，不明显。

现象:

Vcc脚，反馈脚，限流脚对地阻抗很低或短路

原因:

-Vcc 过压

-负电压加到这三个脚

弱信号脚的的负电压耐压通常只有-0.3V,

如果过大的负电压加到这些脚上, 将可能引起误动作或栓锁效应引起内部电路异常而损坏.

-高电压尖峰加到这三个脚

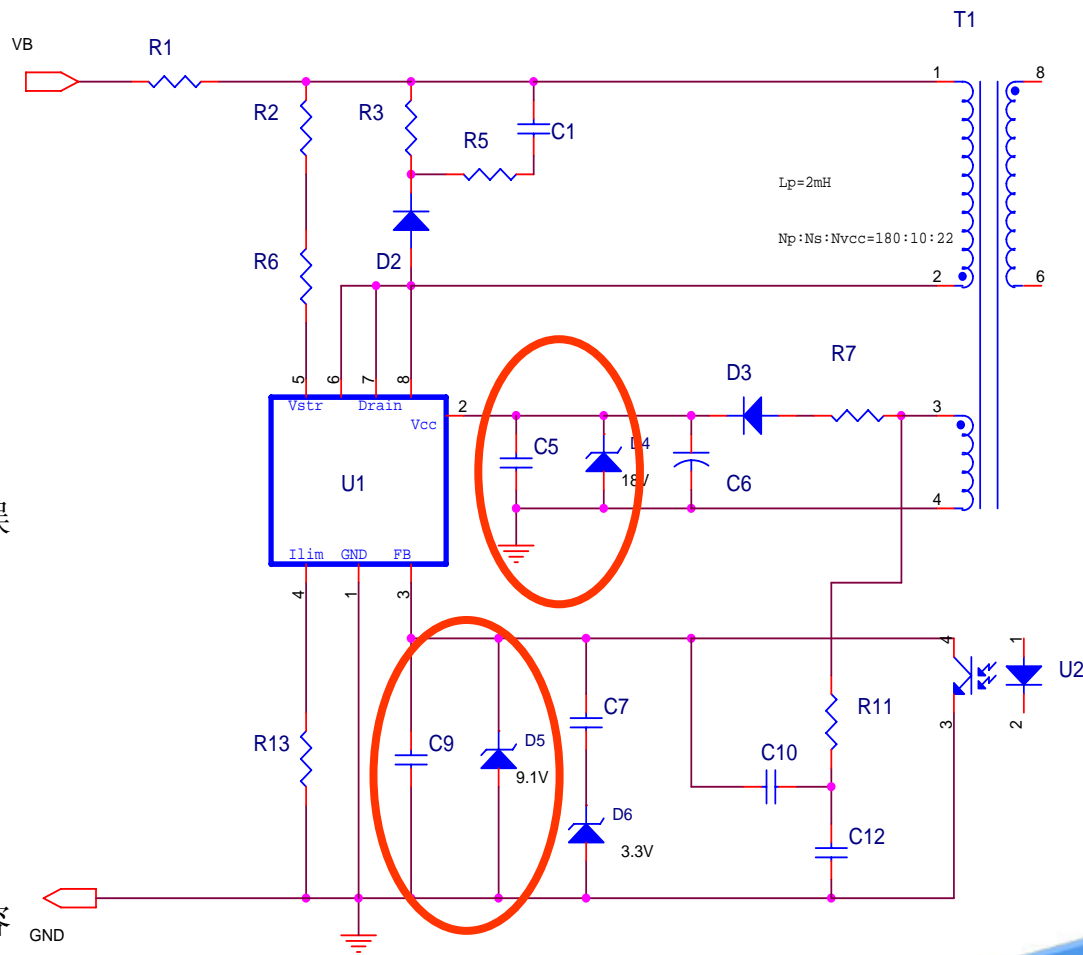
过高的电压尖峰超过内部电路的耐压而击穿.

解决办法:

在Vcc脚，反馈脚反并一稳压管，一个高频小电容

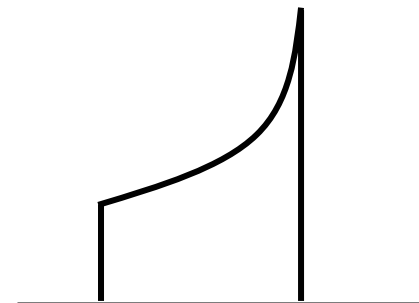
对Vcc过压，请参照Vcc稳定办法

红圈包围的零件必须靠近IC本体.



## 现象:

在高压或低压输入下开机(包含轻载, 重载, 容性负载), 输出短路, 动态负载, 高温等情况下, 通过变压器(和开关管)的电流呈非线性增长, 当出现此现象时, 电流的峰值无法预知及控制, 可能导致电流过应力和因此而产生的开关管过压而损坏.

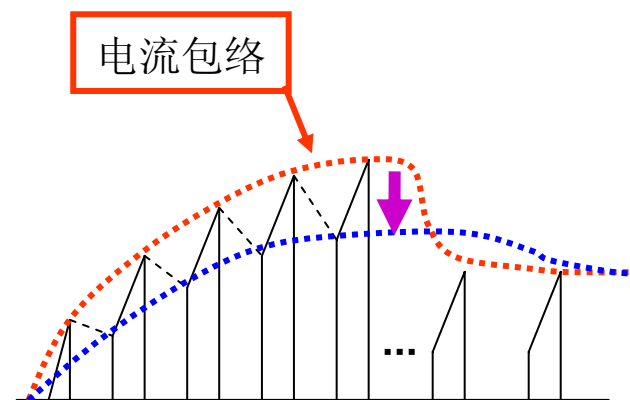


## 容易产生饱和的情况:

- 变压器感量太大
- 原边圈数 $N_p$ 太小
- 变压器的饱和电流点比IC的最大限流点小
- 没有软启动
- 磁心 $A_e$ 太小

## 解决办法:

- 对变压器, 参照变压器设计
- 降低IC的限流点
- 加强软启动, 使通过变压器的电流包络更缓慢上升



## •Vds的设计目标

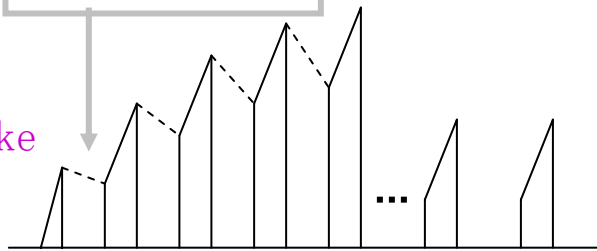
最恶劣条件（最高输入电压，负载最大，环境温度最高，电源启动或短路测试）下，Vds的最大值不应超过额定规格的90%

## •Vds降低的办法

$$di/dt = N \cdot V_o / L$$

$$V_{ds} = V_{dc} + V_{ro} + V_{spike}$$

$$= V_{dc} + N \cdot V_o + V_{spike}$$



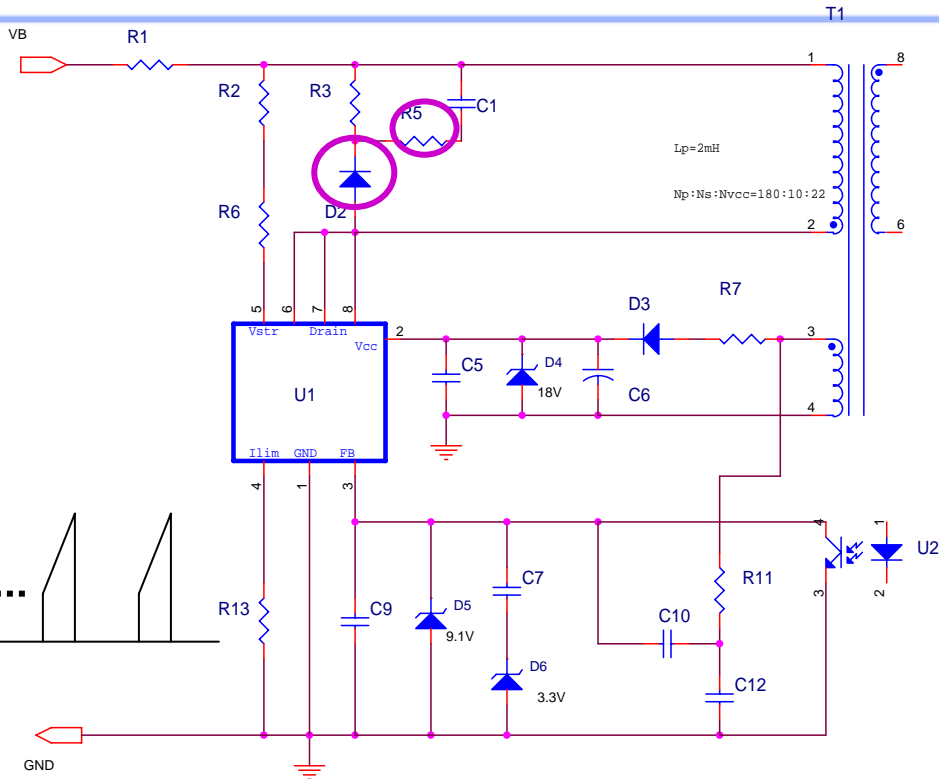
→减小变压器原副边圈数比

→减小尖峰电压:

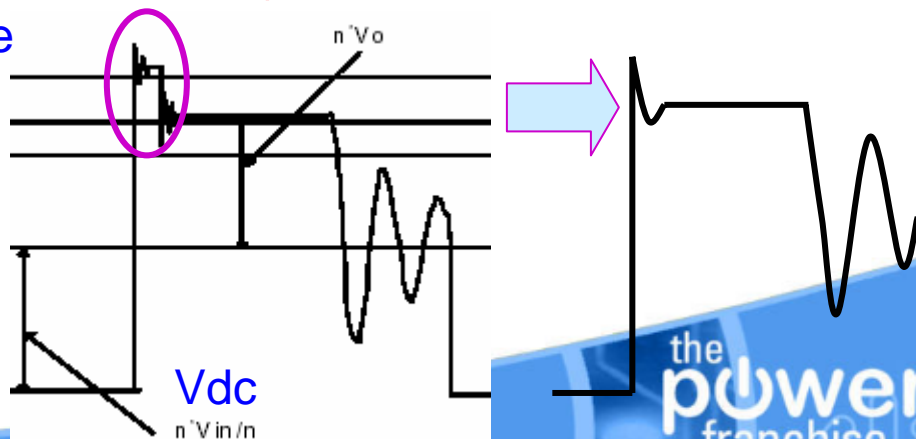
a. 减小漏感，变压器漏感在开关管开通是存储能量是产生这个尖峰电压的主要原因，减小漏感可以减小尖峰电压

b. 调整吸收电路:

- 使用TVS管
- 使用较慢速的二极管，其本身可以吸收一定的能量（尖峰），
- 插入阻尼电阻可以使得波形更加平滑，利于减小EMI



Vspike



## IC温度过高的原因及解决办法

### —内部的MOSFET损耗太大

开关损耗太大，**变压器的寄生电容太大**，造成MOSFET的开通、关断电流与Vds的交叉面积大。  
解决办法是，增加变压器绕组的距离，以减小层间电容，如同绕组分多层绕制时，层间加入一层绝缘胶带(层间绝缘)。

### —散热不良

IC的很大一部分热量依靠引脚导到PCB及其上的铜箔，应尽量增加铜箔的面积并上更多的焊锡

### —IC周围空气温度太高

IC应处于空气流动畅顺的地方，应远离零件温度太高的零件。



## 现象:

空载、轻载不能启动，Vcc反复从启动电压和关断电压来回跳动。

## 原因:

空载、轻载时，Vcc绕组的感应电压太低，即Vcc电压不足,而进入反复重新启动状态。

## 解决办法:

增加Vcc绕组圈数，减小Vcc限流电阻，适当加上假负载。

如果增加Vcc绕组圈数，减小Vcc限流电阻后，重载时Vcc变得太高，请参照稳定Vcc的办法。

可能的原因及解决办法:

## 1. Vcc在重载时过高

重载时, Vcc绕组感应电压较高, 使Vcc过高并达到OVP点时, 将触发IC的过压保护, 引起无输出。如果电压进一步升高, 超过IC的承受能力, IC将会损坏。  
解决办法参照Vcc不稳的处理方法。

## 2. 内部限流被触发

—限流点太低

重载、容性负载时, 如果限流点太低, 流过MOSFET的电流被限制而不足, 使得输出不足。解决办法是增大限流脚电阻, 提高限流点。

—电流上升斜率太大

上升斜率太大, 电流的峰值会更大, 容易触发内部限流保护。解决办法是在不使变压器饱和的前提下提高感量

可能的原因及解决办法:

## 1. Vcc太高

重载、容性负载时，Vcc绕组感应电压较高，解决办法参照Vcc不稳的处理方法。

## 2. 内部限流被触发

—限流点太低：重载、容性负载时，如果限流点太低，流过MOSFET的电流被限制而不足，使得输出不足。解决办法是增大限流脚电阻，提高限流点。

—电流上升斜率太大：上升斜率太大，电流的峰值会更大，容易触发内部限流保护。解决办法是在不使变压器饱和的前提下提高感量

可能的原因及解决办法:

-Vcc在空载、轻载时不足

这种情况会造成空载、轻载时输入功率过高，输出纹波过大。

输入功率过高的原因是，Vcc不足时，IC进入反复启动状态，频繁的需要高压给Vcc电容充电，造成起动电路损耗。如果启动脚与高压间串有电阻，此时电阻上功耗将较大，所以启动电阻的功率等级要足够。

-FPS 未进入 Burst Mode 或 已经进入 Burst Mode, 但 Burst 频率太高

开关次数太多, 开关损耗过大。

调节反馈参数, 使得反馈速度降低。

## 现象:

输出短路时, 输入功率太大,  $V_{ds}$  过高

## 原因:

输出短路时, 重复脉冲多, 同时开关管电流峰值很大, 造成输入功率太大  
过大的开关管电流在漏感上存储过大的能量, 开关管关断时引起  $V_{ds}$  高

输出短路时有两种可能引起开关管停止工作

- 触发 OCP,  
这种方式可以使开关动作立即停止。

→ 触发反馈脚的 OCP

→ 开关动作停止

→  $V_{cc}$  下降到 8V

→  $V_{cc}$  重新上升到 12V, 而重新启动

- 触发内部限流

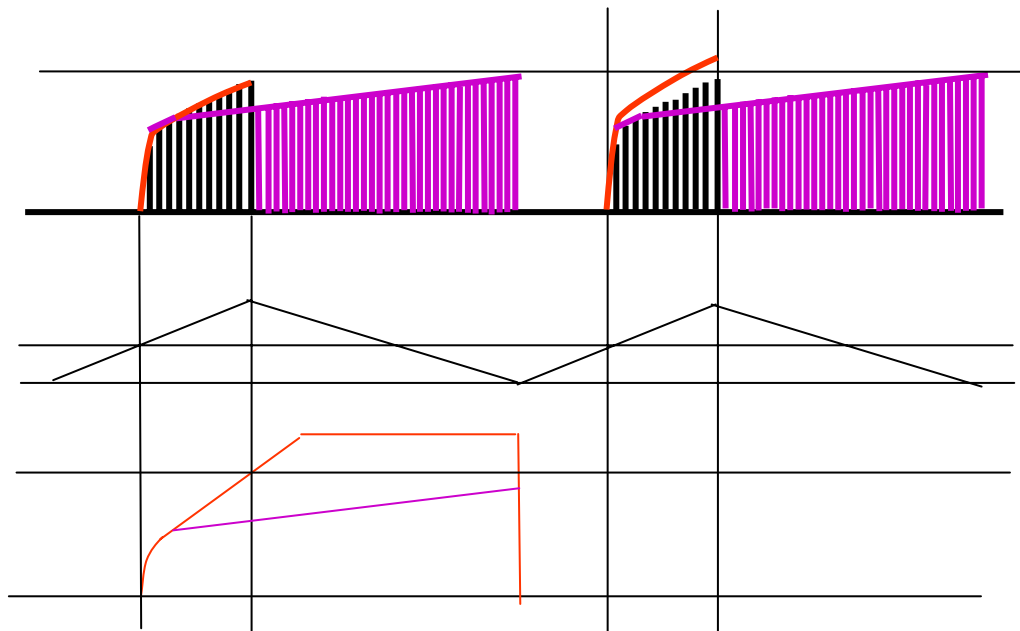
这种方式发生时, 限制可占空比, 依靠  $V_{cc}$  下降到 UVLO 下限而停止开关动作, 而  $V_{cc}$  下降的时间较长, 即开关动作维持较长时间, 输入功率将较大。

→ 触发内部限流, 占空比受限

→  $V_{cc}$  下降到 8V

→ 开关动作停止

→  $V_{cc}$  重新上升到 12V, 而重新启动



## 解决办法:

一减少电流脉冲数, 使输出短路时触发反馈脚的 OCP, 可以使开关动作迅速停止工作, 电流脉冲数将变少。这意味着短路发生时, 反馈脚的电压应该更快的上升。所以反馈脚的电容不可太大。

一减小峰值电流,

可能的原因及解决办法:

-Vcc 在空载或轻载时不足

Vcc不足时, 它表现为: 在启动电压(如12V)和关断电压(如8V)之间振荡

IC在周期较长的间歇工作, 短时间提供能量到输出, 接着停止工作较长的时间, 使得电容存储的能量不足以维持输出稳定, 输出电压将会下降。

解决方法:

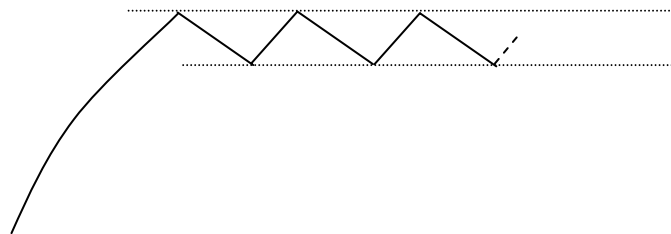
保证任何负载条件下, Vcc能够稳定供给。

-Burst Mode时, 间歇工作的频率太低

此频率太低, 输出电容的能量不能维持稳定。

解决办法:

在满足待机功耗要求的条件下稍微提高间歇工作的频率  
增大输出电容



**现象：** 轻载能够启动，启动后也能够加重载，但是重载或大容性负载情况下不能启动。

**设计目标：** 无论重载还是容性负载（如10000uF），输入电压最低还是最低，20mS内，5Vsb必须上升到稳定值。

**原因及解决办法**（保证Vcc在9~18V范围内的前提下）：

下面以容性负载C=10000uF为例进行分析，

按规格要求，必须有足够的能量使输出在20mS内上升到稳定的5V。

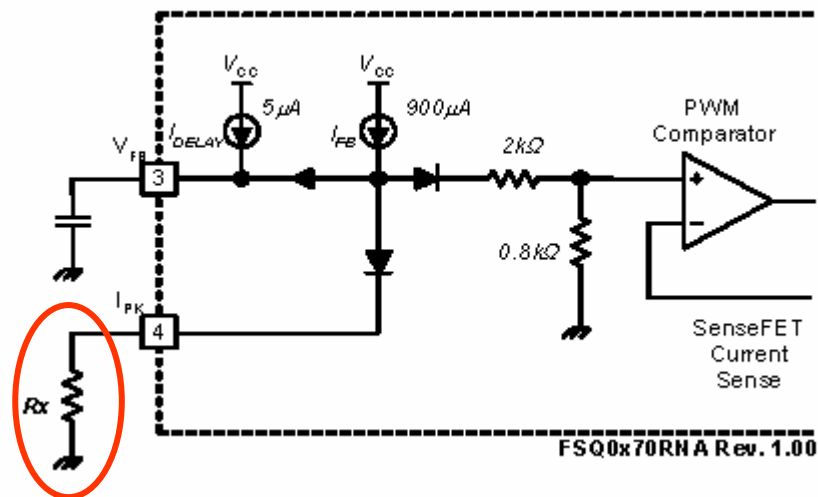
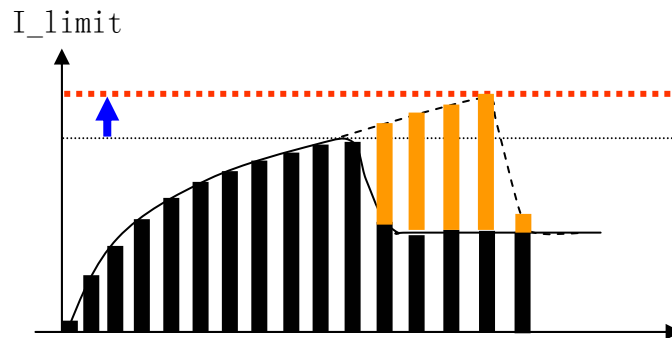
$$E = 0.5 * C * V^2$$

电容C越大，需要在20mS内从输入传输到输出的能量更大。如图所示，阴影部分总面积S就是所需的能量。要增加面积S，办法是：

## 1. 增大峰值电流限流点I\_limit，可允许流过更大电感电流Id

将与Pin4相接的电阻增大，从内部电流源Ifb分流更小，使作为电流限制参考电压的PWM比较器正输入端的电压将上升，即允许

更大的电流通过MOSFET/变压器，可以提供更大的能量。



## 2. 启动时，增加传递能量的时间，即延长Vfb的上升时间（到达OCP保护点前）。

对这款IC, 电感电流控制是以Vfb为参考电压的，Vfb电压的波形与电感电流的包络成正比。控制Vfb的上升时间即可控制电感包络的上升时间，即增加传递能量的时间。

IC的OCP功能是检测Vfb达到Vsd（如6V）实现的。所以要降低Vfb斜率，就可以延长Vfb的上升时间。

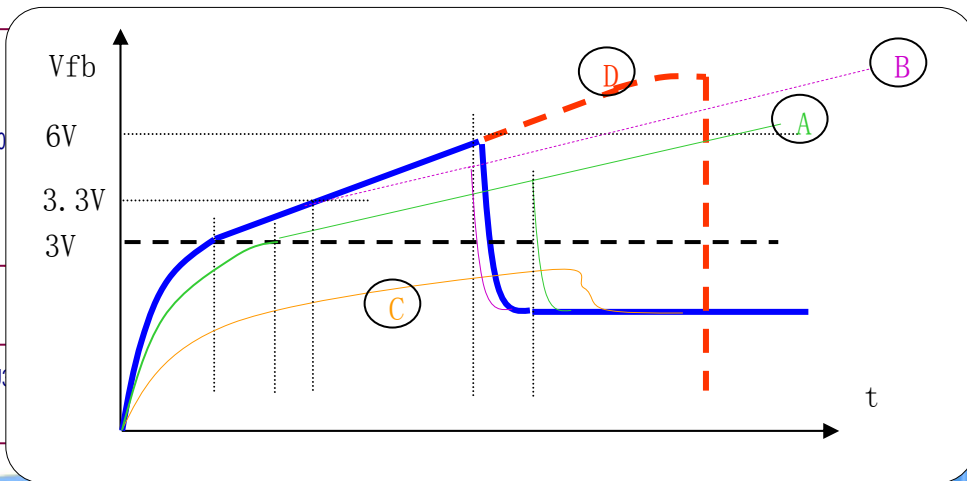
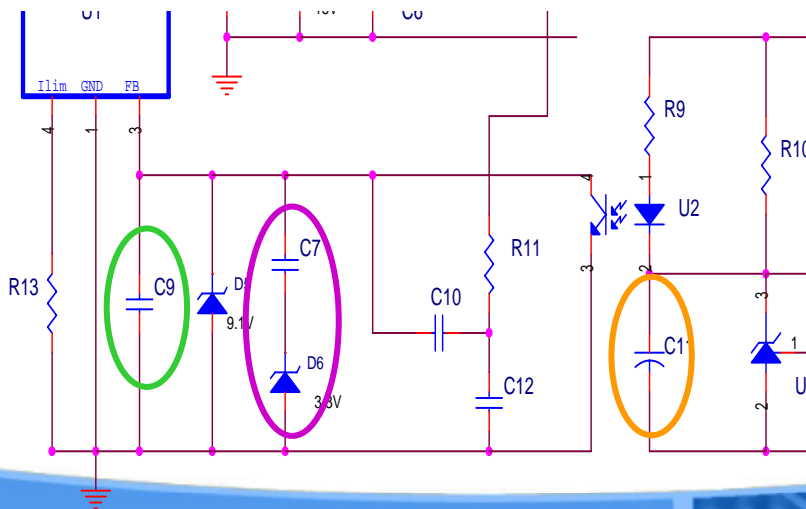
输出电压未达到正常值时，如果反馈脚电压Vfb已经上升到保护点，传递能量时间不够。重载、容性负载启动时，输出电压建立较慢，加到光耦电压较低，通过光耦二极管的电流小，光耦光敏管高阻态（趋向关断）的时间较长。IC内部电流源给与反馈脚相接的电容充电较快，如果Vfb在这段时间内上升到保护点（如6V），MOSFET将关断。输出不能达到正常值，启动失败。

**解决办法：**使输出电压达到正常值时，反馈脚电压Vfb仍然小于保护点。使Vfb远离保护点而缓慢上升，或延长反馈脚Vfb上升到保护点的时间，即降低Vfb的上升斜率，使输出有足够的时间上升到正常值。

A. 增大反馈电容（C9），可以将Vfb的上升斜率降低，如图所示，由D线变成A线。但是反馈电容太大会影响正常工作状态，降低反馈速度，使输出纹波变大。所以此电容不能变化太大。

B. 由于A方法有不足，将一个电容（C7）串连稳压管（D6，3.3V）并联到反馈脚。此法不会影响正常工作，如B线所示，当Vfb<3.3V时，稳压管不会导通，分流。上升3.3V时，稳压管进入稳压状态，电容C7开始充电分流，减小后续Vfb的上升斜率。

C. 在431的K-A端并联一个电容（C11），电源启动时，C11电压较低，并由光耦二极管和431的偏置电阻R10进行充电。这样光耦就有较大电流通过，使光耦光敏管阻抗较低而分流，Vfb将缓慢上升，如C线所示。R10×C11影响充电时间，也就影响输出的上升时间。





## 注意点:

1. 增加反馈脚电容（包括稳压管串电容），对解决超大容性负载问题作用较小。
2. 增大峰值电流限流点 $I_{limit}$ ，同时也增加了稳态下的OCP点。需要在容性负载，输入最低情况下检查变压器是否会饱和。
3. 如果要保持限流点，须使 $R10 \times C11$ 更大，但在超大容性负载（10000uF）情况下，可能会增加5Vsb的上升时间超过20mS。  
此法需要检查动态响应是否受太大影响。
4. 431的偏置电阻R10太小，431并联的C11要更大。
5. 为了保证上升时间，增大OCP点和增大 $R10 \times C11$ 方法可能要同时使用。

## 现象:

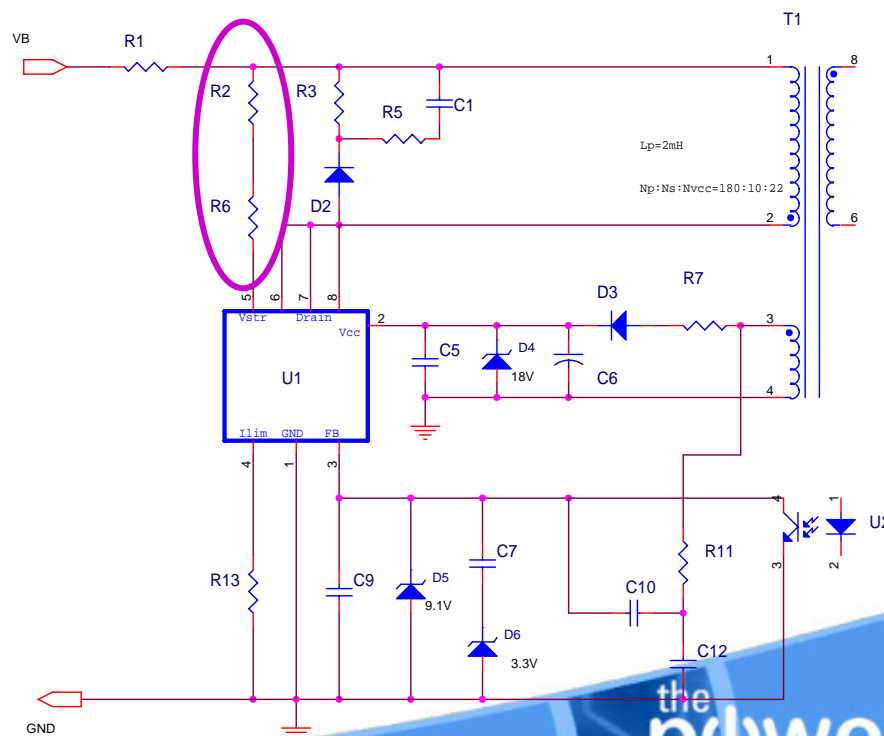
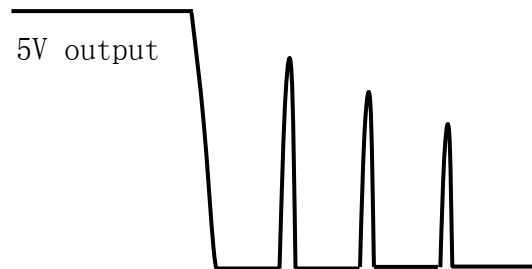
在输出空载或轻载时，关闭输入电压，5V输出可能会出现如右图所示的电压反跳的波形。

## 原因:

输入关掉时，5V输出将会下降，Vcc也跟着下降，IC停止工作，但是空载或轻载时，巨大的PC电源大电容电压并不能快速下降，仍然能够给高压启动脚提供较大的电流使得IC重新启动，5V又重新输出，反跳。

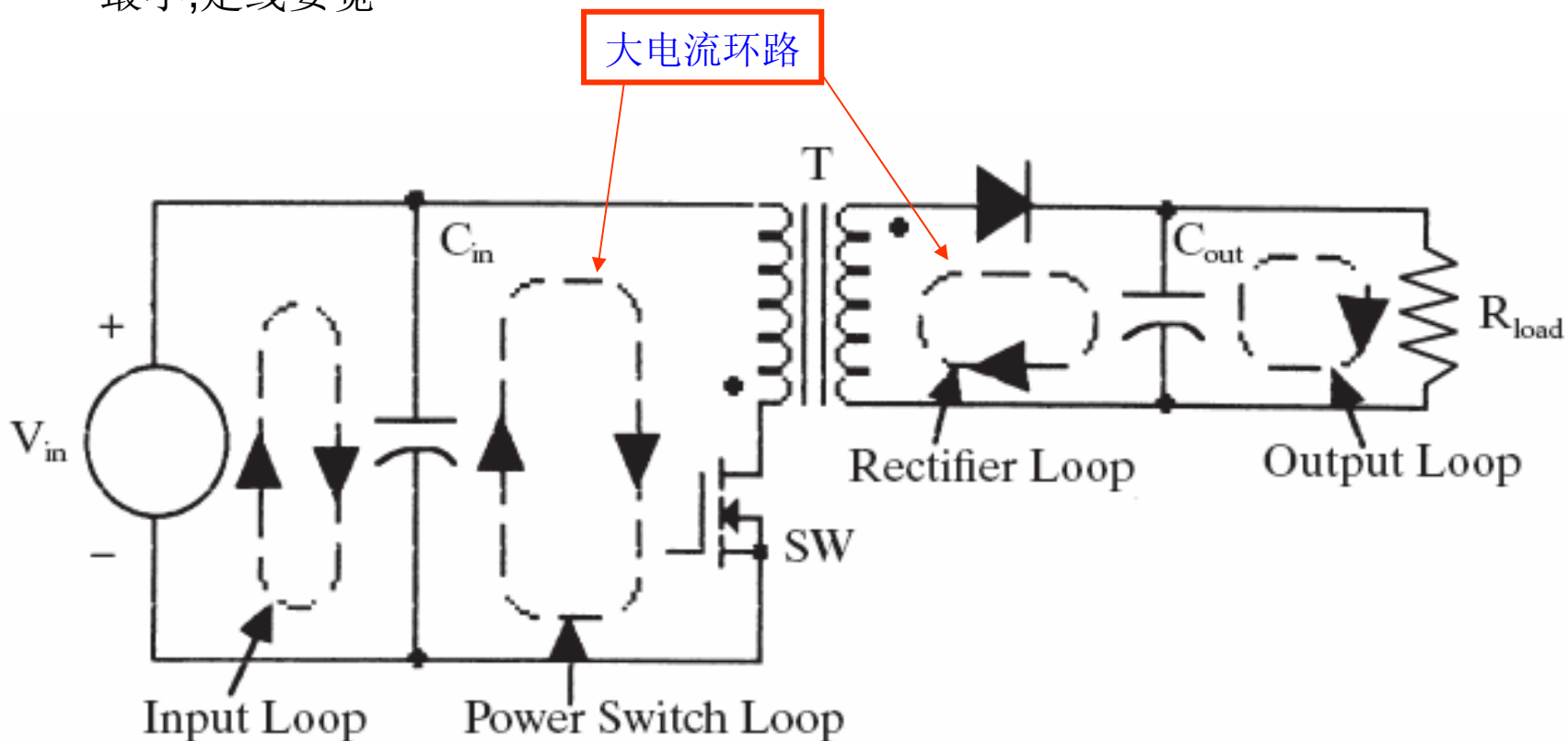
## 解决方法:

- 在启动脚串入较大的限流电阻，使得大电容电压下降到仍然比较高的时候也不足以提供足够的启动电流给IC。
- 将启动接到整流桥前，启动不受大电容电压影响。输入电压关断时，启动脚电压能够迅速下降。

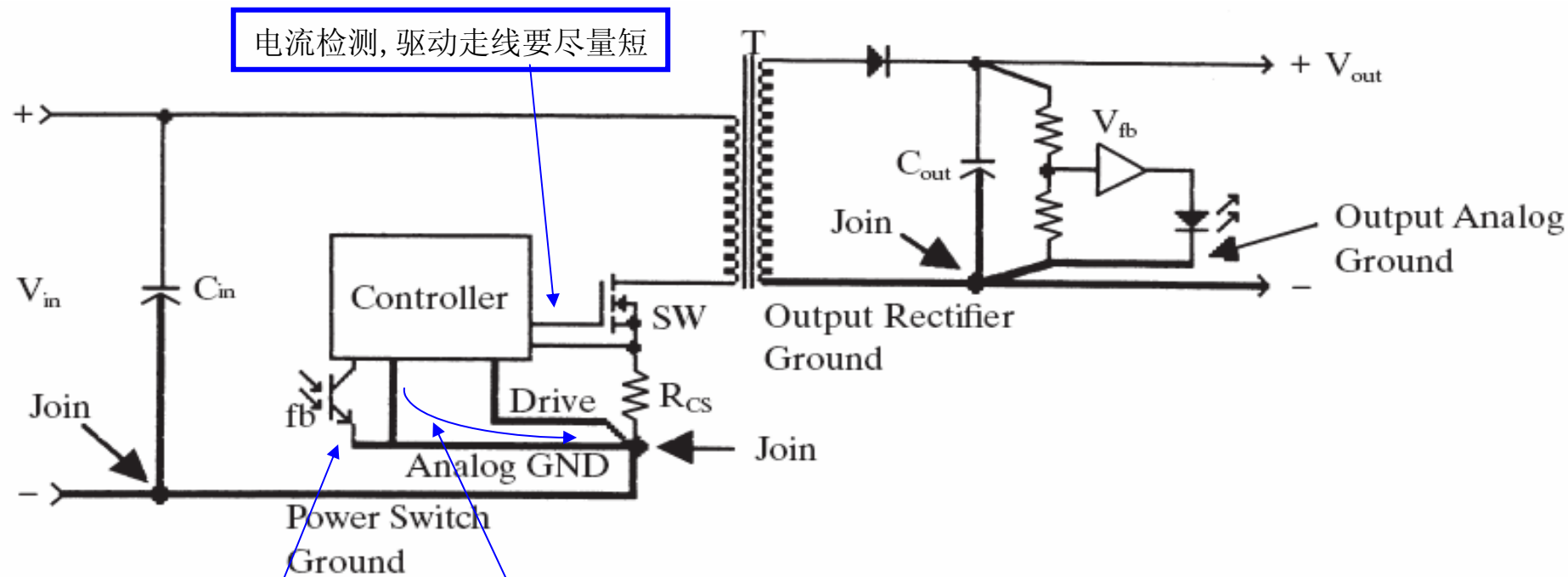


## 反激电源中的电流环路

尽可能使大电流环路包围的面积最小,走线要宽



(c)



电流检测, 驱动走线要尽量短

所有小信号地与IC GND Pin相连后在连接到Power 地

反馈信号应独立走到IC, 反馈地接IC GND Pin.

## 1. 尖端放电

在EMI电感, Y 电容, L 与 N 线之间下面尽可能放尖峰放电裸铜, 给静电或其它高尖峰电压提供放电回路

## 2. 大电流环路

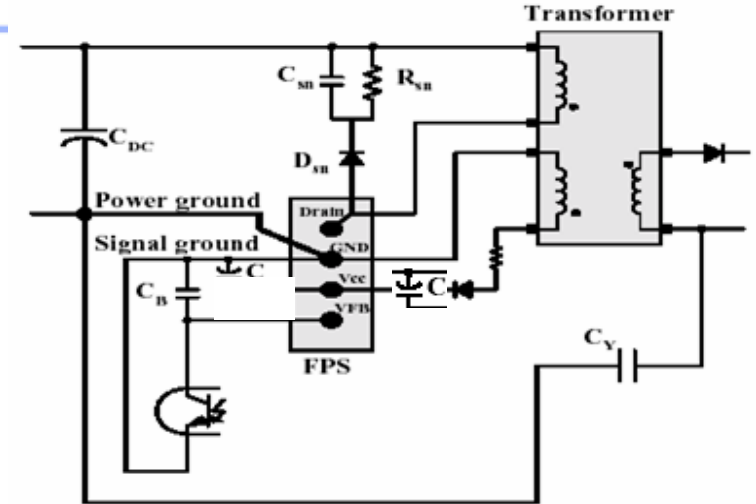
尽可能使大电流环路包围的面积最小, 走线要宽

## 3. 信号环路(特别是反馈信号)

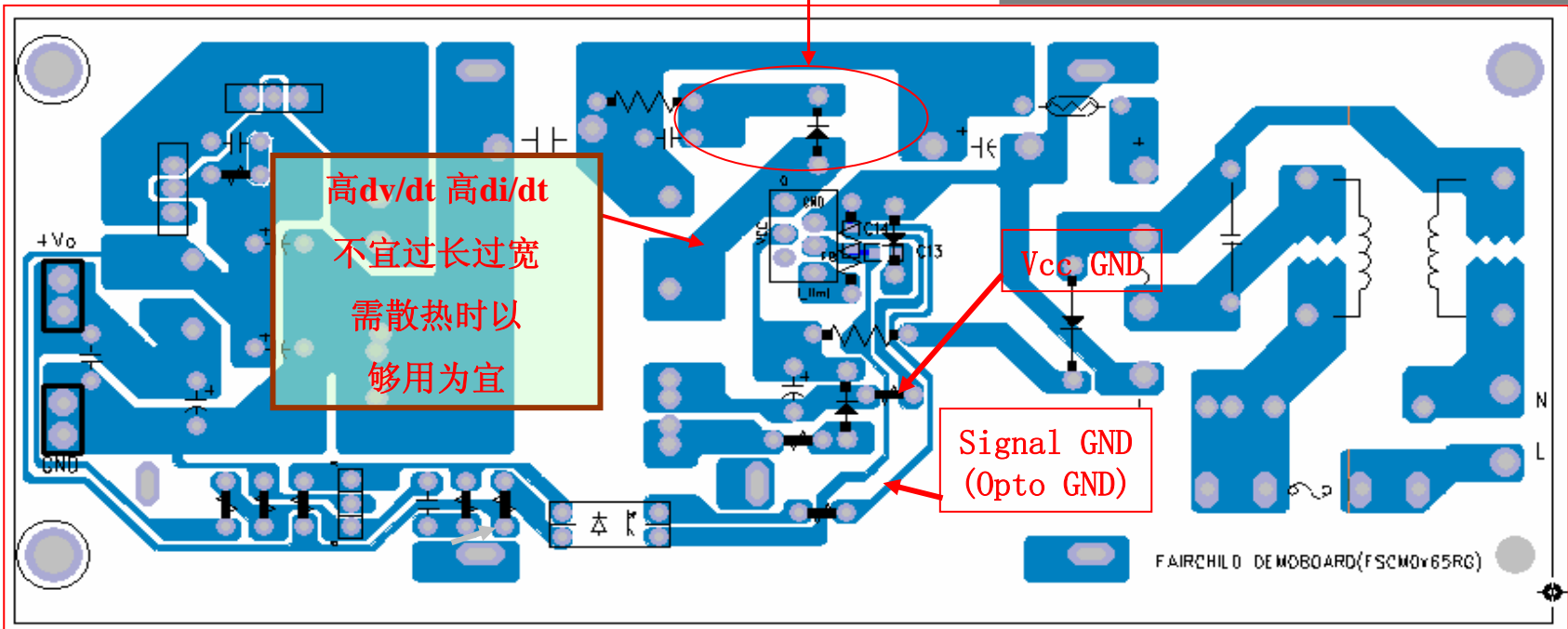
信号地独立布线, 尽可能与功率地分离. 光耦地, Vcc 地, Y 电容地分开, 反馈脚电容靠近 IC. 反馈(信号及地线)最好独立, 并列走线到 IC

## 4. 其它

确定主零件后, 为谁服务的周边零件尽量靠近谁.



环路要尽可能小

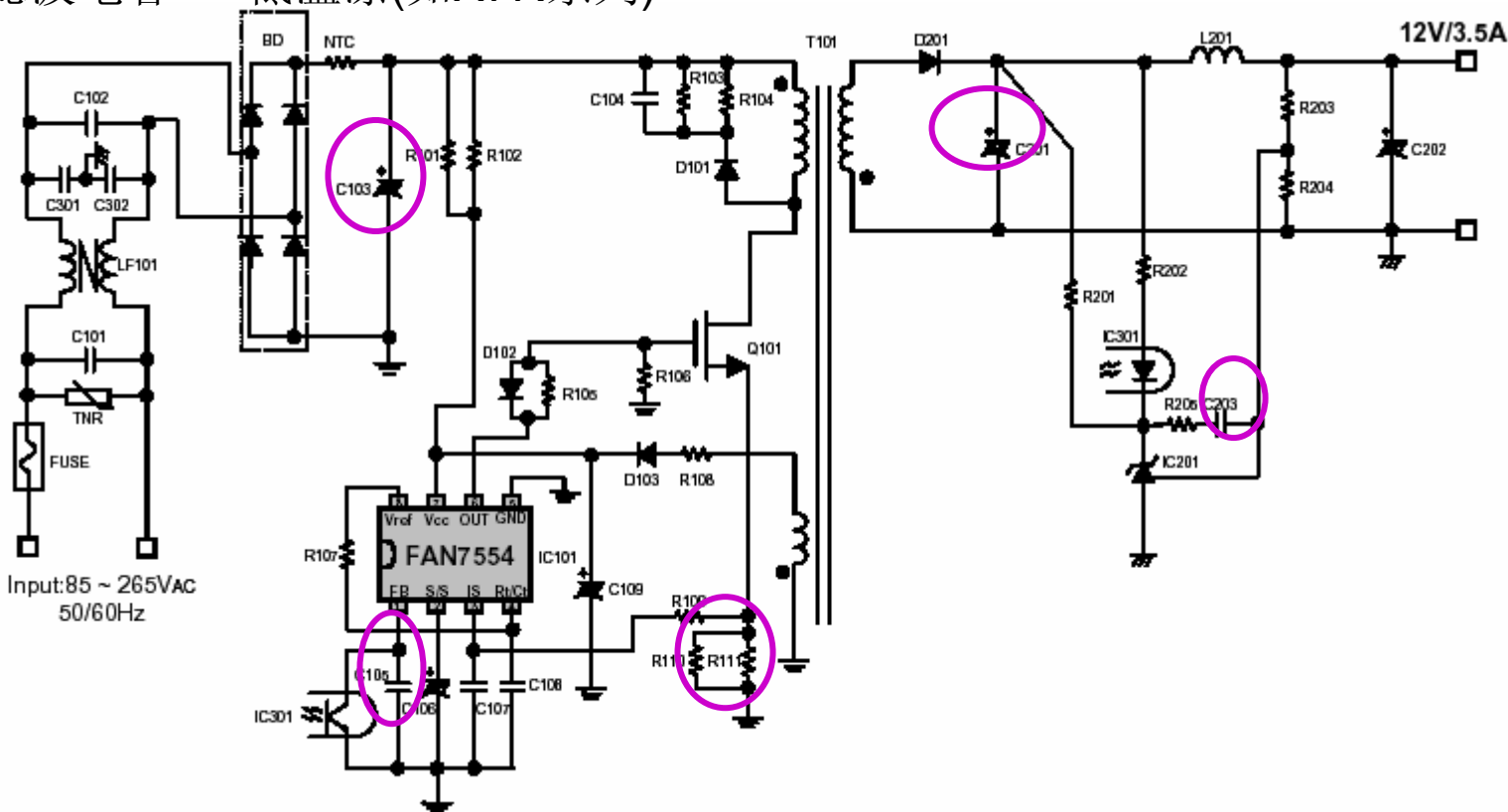


## 1. 电容

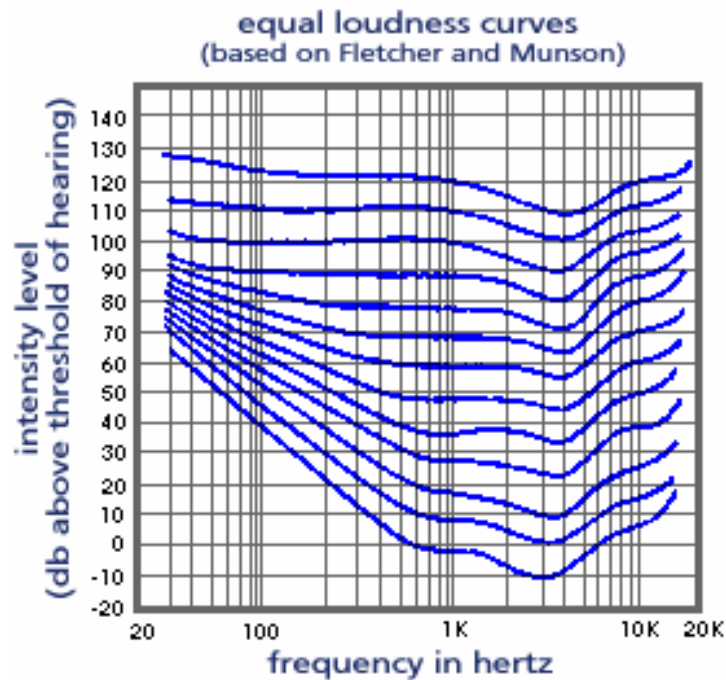
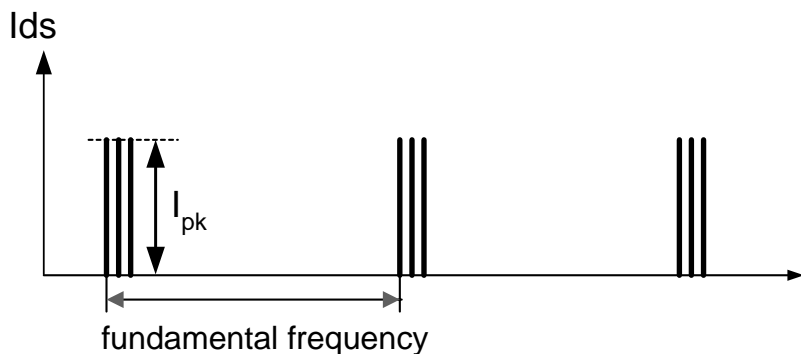
高压大电容— (1-3) $\mu$ F/W,低等效串联阻抗(ESR)  
 输出滤波电容 --- 低等效串联阻抗(ESR)  
 反馈补偿电容 --- 低温漂(如X7R系列)  
 反馈滤波电容--- 低温漂(如X7R系列)  
 ...

## 2. 电阻

电感电流采样电阻--- 无感电阻  
 ...



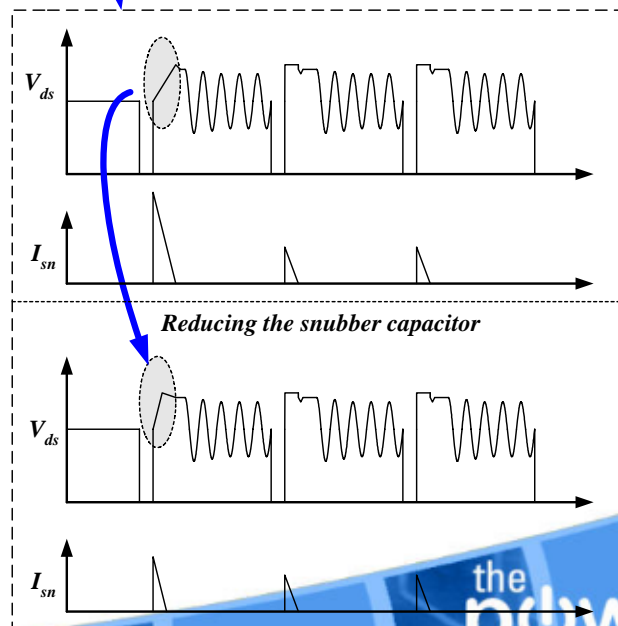
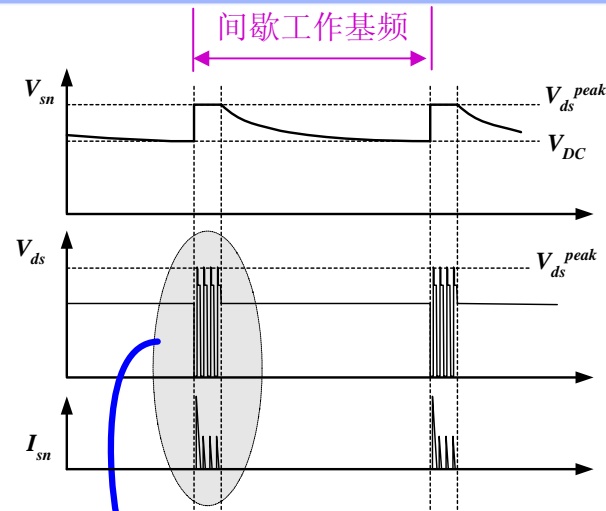
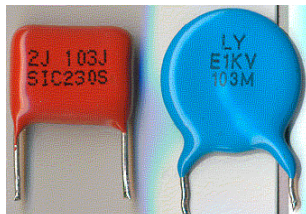
- 主要噪声源
  - 变压器：作用于变压器间歇工作引起机械震动的频率小于20Khz
  - RCD 钳位电容：磁片电容存在压电效应
- 噪声强度与下列参数有关
  - 电路流过变压器和钳位电容
  - 基频频率



- 方法一； 变压器要浸漆
- 方法二： 减少钳位电容容值
- 方法三： 更换钳位电容为薄膜电容

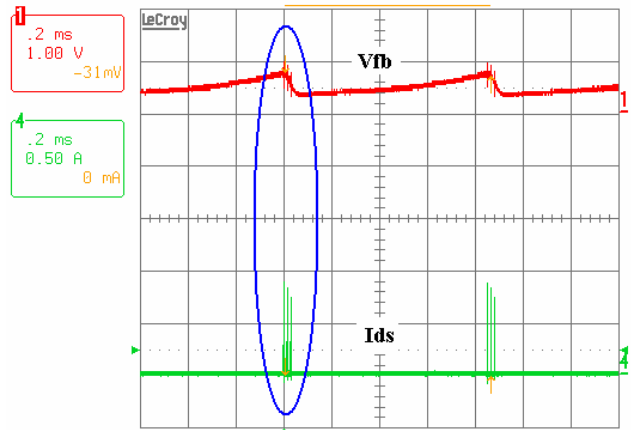
film capacitor

Ceramic capacitor

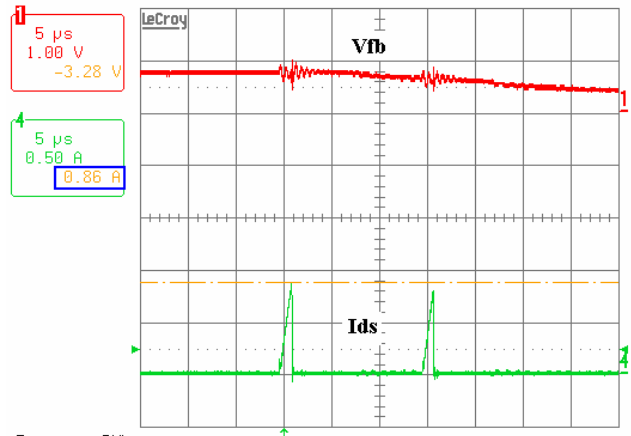




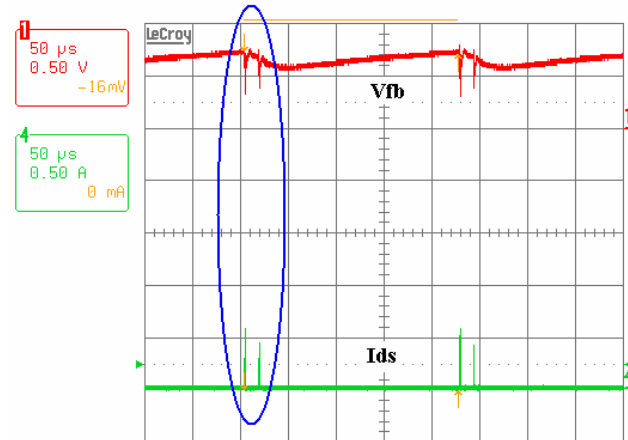
- 方法四：加斜率补偿降低峰值电流\_1



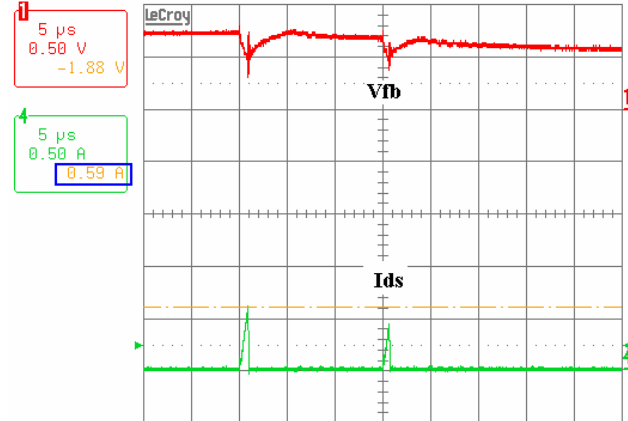
26-Jan-05  
17:03:38



FSDM0565R without slope compensation

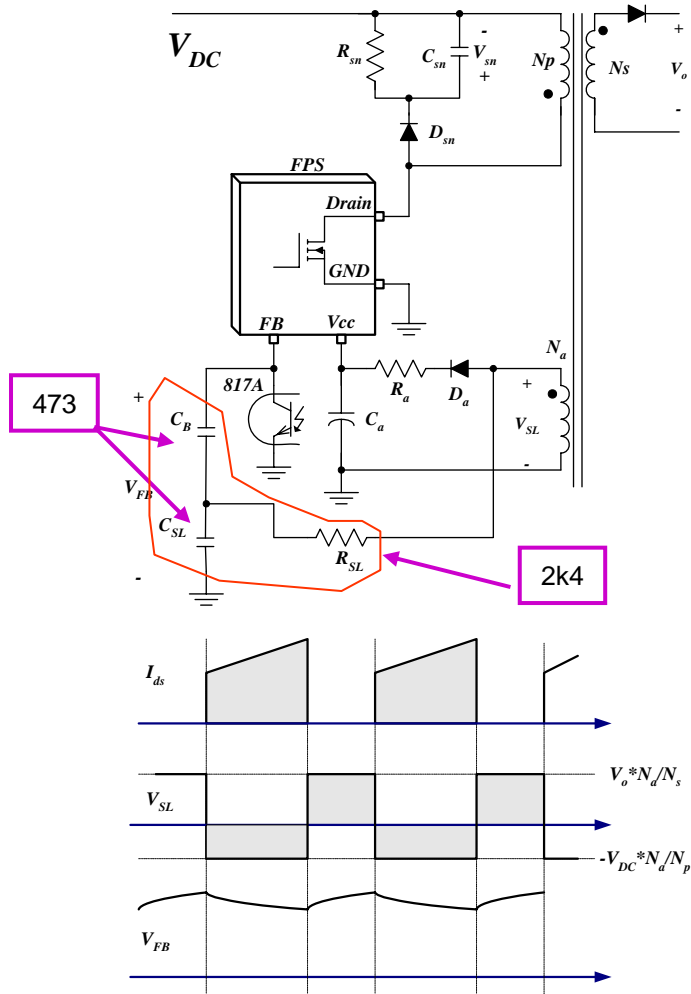


26-Jan-05



FSDM0565R with slope compensation

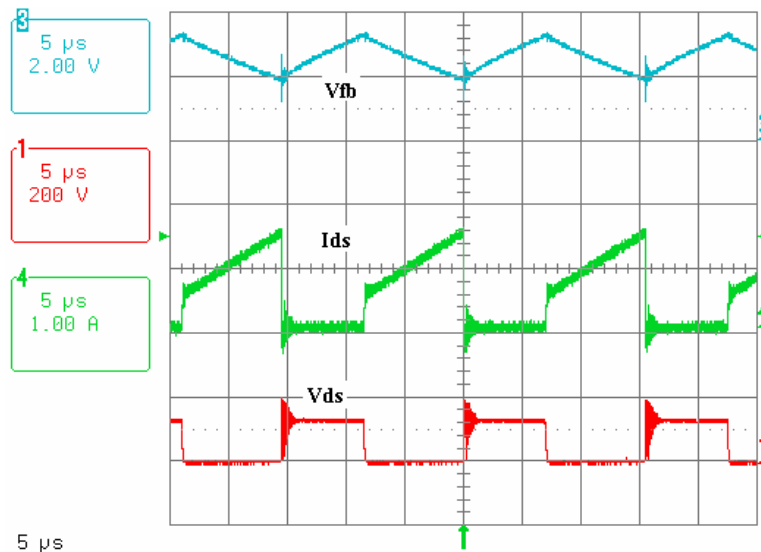
- 方法四：加斜率补偿降低峰\_2



When  $V_{DC}=60V$ ,  $R_{SL}=2.4k\Omega$ ,  $C_{SL}=33nF$

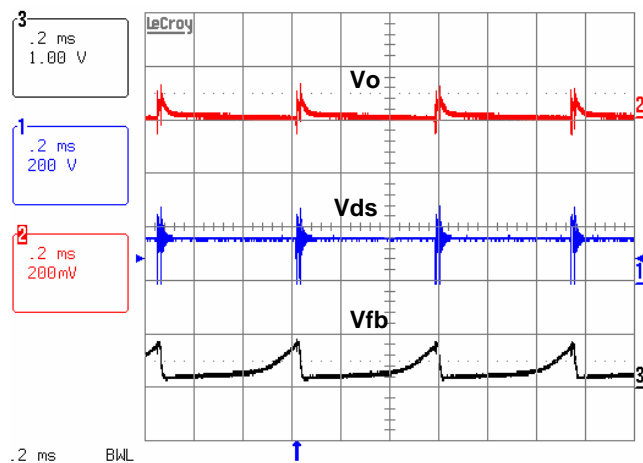
The compensation slope is given by

$$m_e = \frac{V_{DC}}{N_p} \cdot \frac{N_a}{R_{SL}C_{SL}} = \frac{60V}{36} \cdot \frac{8}{R_{SL}C_{SL}} = 0.168 V / \mu sec$$

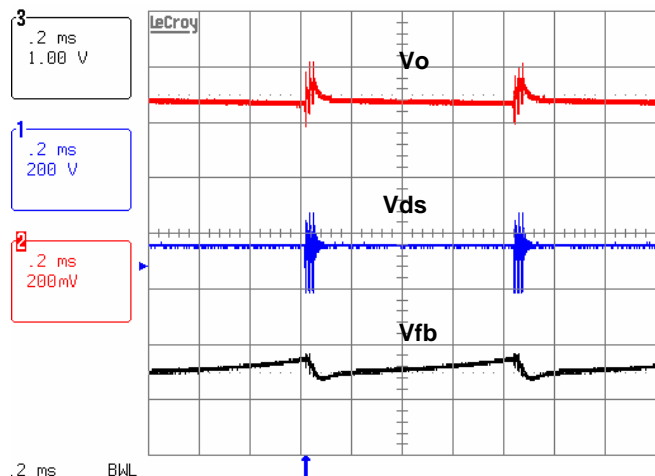




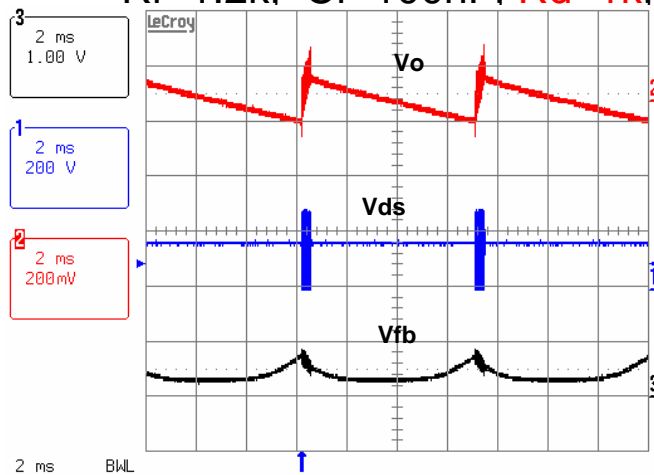
$R_f=15k$ ,  $C_f=100nF$ ,  $R_d=100$ ,  $C_B=22nF$  :  $f_F=1.7kHz$



$R_f=1.2k$ ,  $C_f=100nF$ ,  $R_d=100$ ,  $C_B=22nF$ :  $f_F=1.2kHz$



•  $R_f=1.2k$ ,  $C_f=100nF$ ,  $R_d=1k$ .

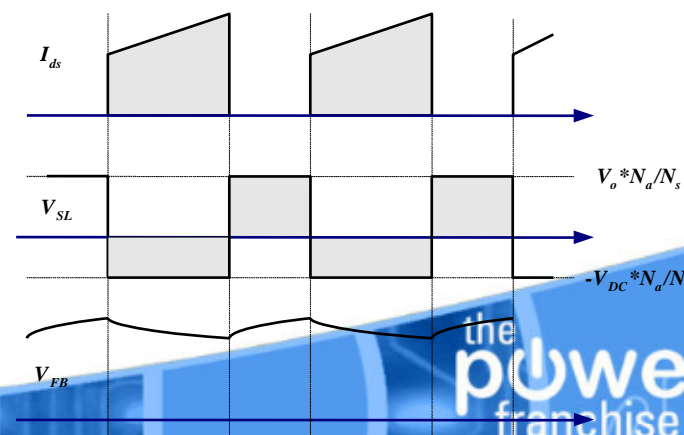
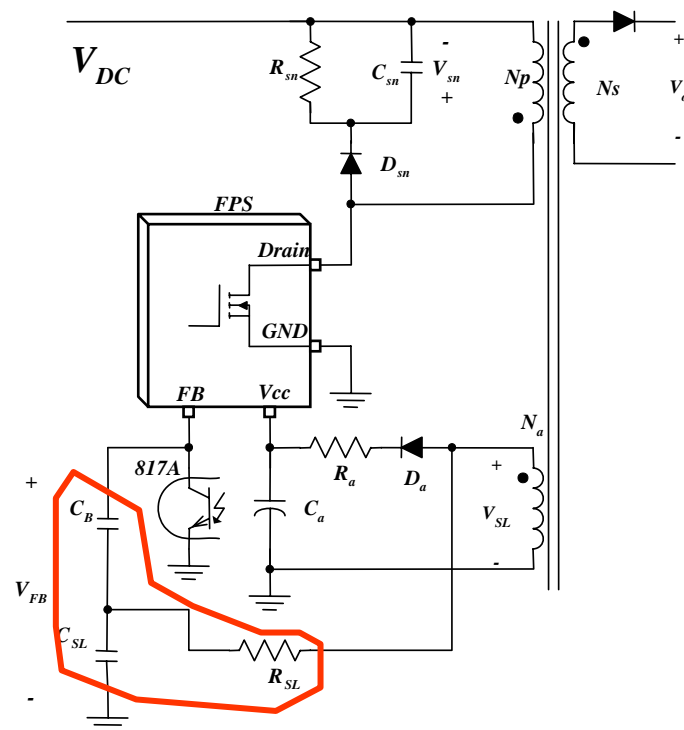


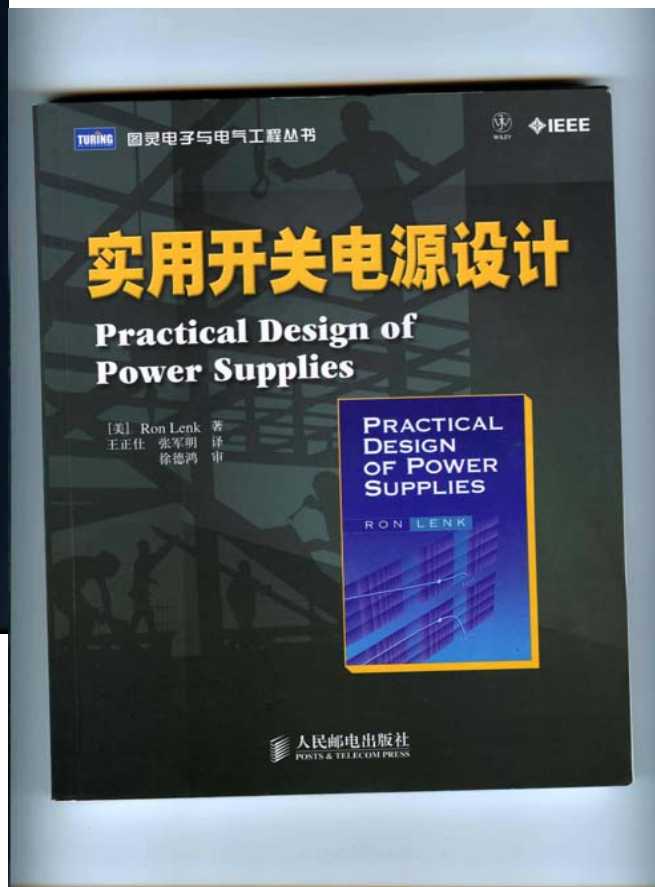
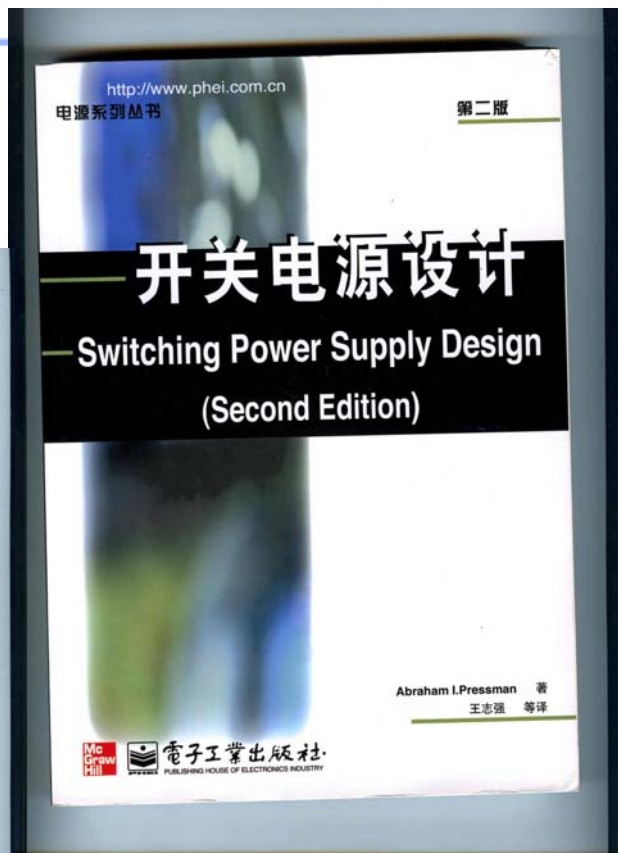
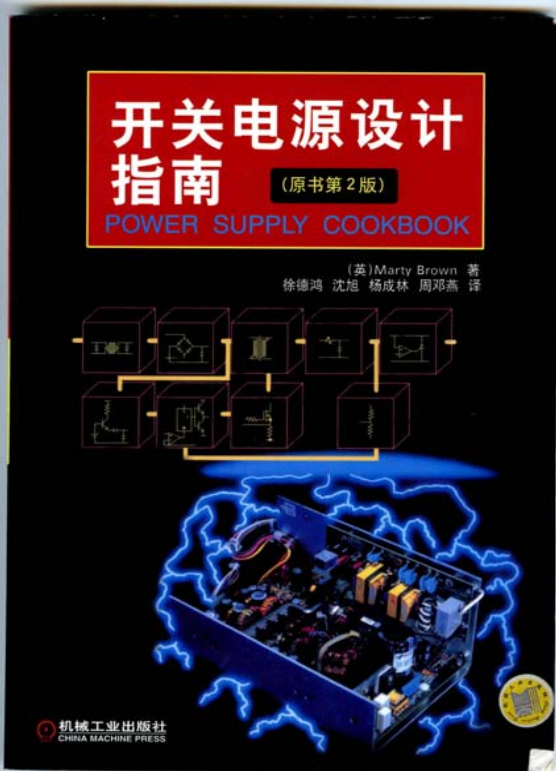
这种IC的进入Burst的方法(进入Burst 模式的作用是降低轻载的功耗):

Burst过程:

负载变轻→输出电压变高→反馈较FB的电压将会降低→降低到0.4V→开关动作停止→经过一段时间→输出电压降低→反馈脚FB的电压升高→升高到0.6V→开关动作恢复→输出电压变高→进入下一个循环

如果要降低推出Burst负载点,可以采用与降低可闻噪声一样的办法.只是要将这个补偿不得更深一点.可以调节右图红圈里的三个零件.





THE END  
THANK YOU