



# SD866XQS 用户手册



杭州士兰微电子股份有限公司  
地址：杭州市黄姑山路4号  
邮编：310012  
主页：[www.silan.com.cn](http://www.silan.com.cn)



## 声明:

- ◆ 士兰保留本文档的更改权, 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!

## 目 录

1. 概述 .....	2
2. SD866XQS 内部框图与引脚图以及典型输出功率 .....	2
3. 设计应用指南 .....	4
3.1 多种控制模式 .....	4
3.2 打嗝模式 .....	4
3.3 峰值电流补偿与极限输出功率调节 .....	5
3.4 输出过载保护 .....	5
3.5 $V_{CC}$ 过压保护 .....	5
3.6 输出过压保护 .....	6
3.7 AC 输入电压欠压保护 .....	6
3.8 输出二极管短路保护 .....	6
3.9 过温保护 .....	6
4. SD866XQS 在反激式电路应用中的设计要点 .....	7
4.1 反激典型应用电路图 .....	7
4.2 反激电路设计要点 .....	7
4.2.1 变压器设计 .....	7
4.2.2 BO 功能的设定 .....	9
4.2.3 输出过压保护功能的设定 .....	9
4.2.4 系统环路调节 .....	9
4.2.5 EMI 设计 .....	9
4.2.6 PCB 设计 .....	10
4.2.7 重要电容的选取 .....	10
4.2.8 $V_{CC}$ 设计 .....	11
4.2.9 减小待机功耗 .....	11
4.2.10 提高系统效率 .....	11
4.2.11 减小系统噪声 .....	11
4.2.12 降低 MOSFET 的电压应力 .....	12

## 1. 概述

SD866XQS是用于开关电源的内置高压功率MOSFET、外置采样电阻的准谐振电流模式PWM+PFM控制器，主要具有以下特色：

- 极少的外围器件：**内部集成了功率MOSFET和各种保护电路，简化了整机外围设计，降低了系统方案成本。
- 高效率 and 低待机功耗：**该控制器具有多种工作模式，在一般负载情况下，工作在QR模式，可以减小开关损耗，最大频率限制在69kHz。在轻载情况下，工作在PFM模式，优化的降频曲线可以有效提高系统转换效率。在待机模式下，电路进入打嗝模式，有效地降低电路的待机功耗，可以满足六级能效要求。
- 高低压下较一致的极限输出功率：**在不同交流电压输入时极限峰值电流变化很大，本控制器采用外部可调的峰值电流补偿方式，通过调节DEM脚的外部电阻可以有效保证不同交流电压输入时极限输出功率的一致性。采样电阻外置减小了系统极限输出功率的离散性，同时方便输出功率的可调，提高了相近功率段整机的兼容性。
- 无异音工作：**具有自主专利的谷底锁定技术，消除了传统QR技术中因跳频所产生的异音；系统进入打嗝模式的负载点较低且系统最低的工作频率为23kHz，这些都有效消除了异音的产生。
- 升频与抖频功能：**低压重载下系统升频，升频的最大开关频率为CCM模式下工作频率的1.5倍，降低了变压器的电流应力；CCM模式下抖频与QR模式下抖频功能均使得EMI设计更加灵活。
- 完善的保护功能：**V<sub>CC</sub>的过压/欠压保护，输出过压保护，输出过载保护，输出二极管短路保护，AC输入电压欠压保护，过温保护。这些保护功能使得电源外围设计更简单，确保系统更安全可靠运行。

## 2. SD866XQS 内部框图与引脚图以及典型输出功率

(1) 内部框图：以SD8665QS的内部框图为例。

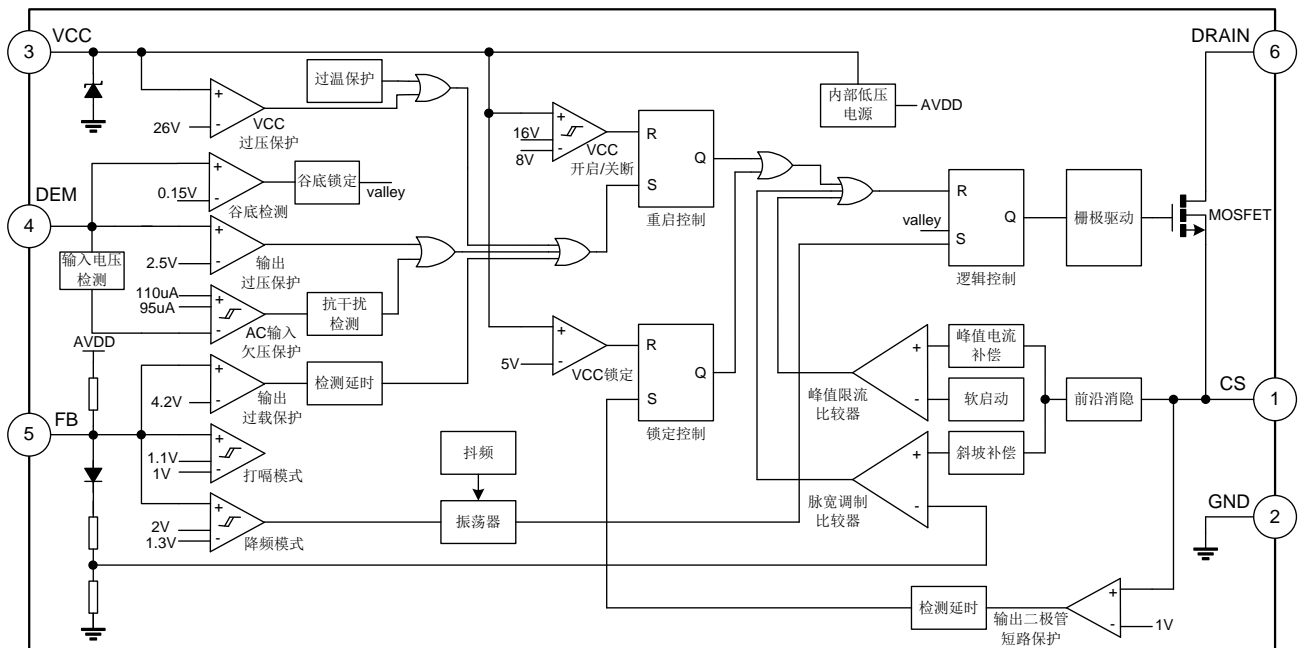


图 1. SD866XQS内部框图

(2) 引脚图如图2所示:

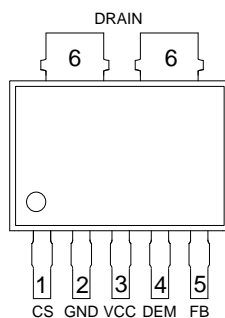


图 2. SD866XQS引脚图

(3) 典型输出功率以及引脚说明:

产品名	封装	85~265V	
		适配器	开放式
SD8665QS	EHSOP5	24W	30W
SD8666QS		36W	48W
管脚名称	功能描述		
CS	电流采样端		
VCC	电源输入端		
DEM	磁芯退磁检测脚, 功能复用QR模式检测、峰值电流补偿以及检测输入电压及输出过压保护		
FB	反馈输入端		
GND	地		
DRAIN	功率MOSFET漏端		

### 3. 设计应用指南

#### 3.1 多种控制模式

SD866XQS 控制器具有多种控制模式。在不同负载情况下，通过检测 FB 管脚的电压  $V_{FB}$  来改变工作模式提高系统效率。在重载条件下 ( $V_{FB} > 2.0V$ )，系统会有两种可能的工作状态：当输入电压低时，工作在 CCM 模式，此时为 PWM 控制，固定频率 55KHz；当输入电压高时，工作在 DCM 模式，此时为 QR 控制模式，可以减小开关损耗，最大频率限制在 69KHz。随着负载降低，在中载轻载条件下 ( $1.3V < V_{FB} < 2.0V$ )，系统工作在 QR+PFM 模式，最大限制频率开始降低直到最低频率 23KHz，期间谷底开通仍然存在，可以提高系统转换效率。在空载和极轻负载条件下 ( $V_{FB} < 1.0V$ )，系统进入打嗝模式，有效地降低待机功耗。

SD866XQS 同时具有低压重载升频功能，当输入电压在 **Brown-Out 关断电压点与 Brown-In 开启电压点的 1.3 倍** 之间时，重载条件下 ( $V_{FB} > 2.4V$ )，频率随 FB 电压增加而升高，升频后的最大开关频率为 CCM 模式下最高开关频率的 1.5 倍（典型值为 82.5KHz），以降低系统在同等输出功率下的变压器应力，提高低压下系统的极限输出功率。不同负载时的工作模式如图 3 所示：

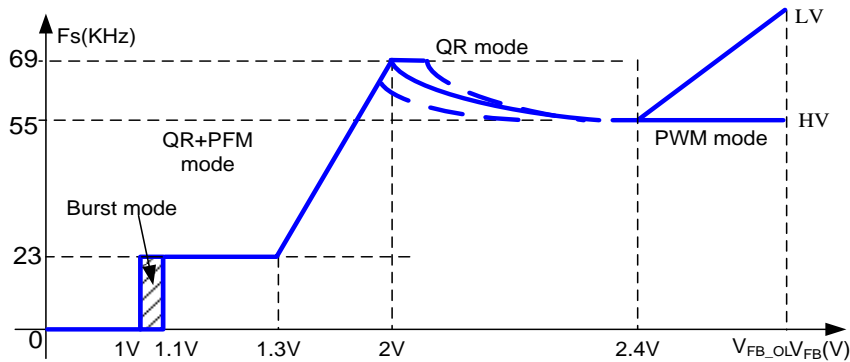


图 3. 不同负载情况下开关频率曲线

#### 3.2 打嗝模式

该方式可以有效地降低待机功耗。当  $V_{FB} > 1.1V$ ，正常工作。当  $1.0V < V_{FB} < 1.1V$  时有两种情况，一种情况是，FB 电压由低到高，此时与低于 1.0V 情况一样，开关不动作。另一种情况是，FB 电压由高到低，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，此时系统进入到打嗝模式，开关频率降低至 23kHz。打嗝模式工作过程如图 4 所示。

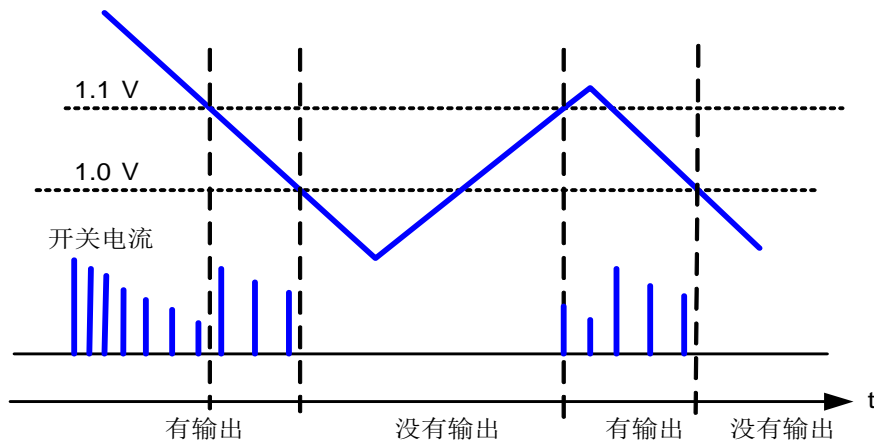


图 4. 打嗝模式示意图

### 3.3 峰值电流补偿与极限输出功率调节

在不同交流电压输入时极限峰值电流变化很大，该电路通过检测系统开关在开通时从 DEM 管脚流出的电流大小来判断输入电压的高低，并将检测到的该电流转换成峰值电流的补偿量，从而有效保证不同交流电压输入时系统的极限输出功率的一致性。

该电路的采样电阻外置可调，这对于调节系统的极限输出功率非常方便，特别有利于相近功率段整机的兼容性设计。需要注意的是在设置整机的 OCP 点时不宜太接近满载时的负载点，否则可能出现无法正常带载开机，故建议将系统的 OCP 点设置在满载的 1.3 倍以上。另外低压升频功能可以有效提高低输入电压时的极限输出功率。

### 3.4 输出过载保护

当输出发生过载时，FB 电压会升高，当升到 FB 过载保护点 4.2V 时，且再经过过载保护延时 90ms 后，功率 MOSFET 关断，VCC 电压开始下降；当 VCC 电压降到关断电压 8V 时，电路重新启动。输出过载保护时的具体保护过程示意图如图 5 所示：

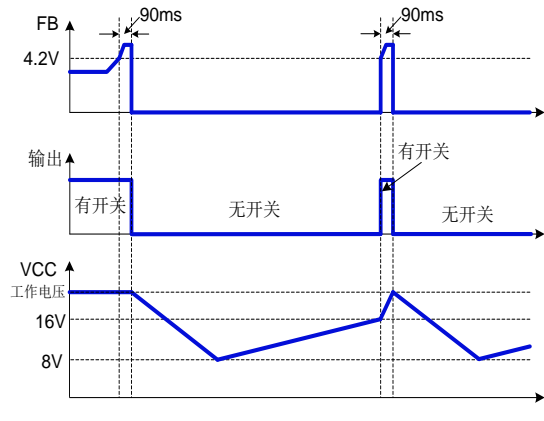


图 5. 过载保护时 V<sub>CC</sub> 和芯片驱动脉冲波形

### 3.5 V<sub>CC</sub> 过压保护

V<sub>CC</sub> 内置过压保护功能，当系统异常时，V<sub>CC</sub> 电压上升到 26V，触发过压保护，芯片关闭输出。需要强调的是，并不允许 V<sub>CC</sub> 电压持续超过 26V，因为芯片承受电流的能力是有限制的，持续高压会损坏芯片。V<sub>CC</sub> 的过压保护功能示意图如图 6 所示。同时，V<sub>CC</sub> 内置欠压保护功能，当 V<sub>CC</sub> 电压小于 8V，触发欠压保护，芯片关闭输出。为使系统稳定工作，设计时要求输出空载时对应的 V<sub>CC</sub> 电压要大于最大欠压保护点 9V，V<sub>CC</sub> 最大电压要小于最小过压保护点 24.5V。

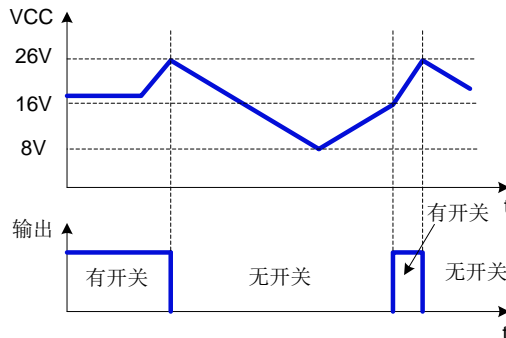


图 6. V<sub>CC</sub> 的过压保护功能

### 3.6 输出过压保护

SD866XQS 的 DEM 管脚在开关截止且副边续流时期，作为输出电压检测管脚。当 DEM 管脚电压超过 OVP 电压阈值 2.5V 时并持续四个开关后，进入输出电压过压保护状态，功率 MOSFET 截止，系统将自动重启。对于系统输出过压保护点可以通过调节 DEM 脚外围的分压电阻比例来设置。

### 3.7 AC 输入电压欠压保护

此处 BO 功能采用的是电流型判断方式，在功率 MOSFET 导通时，辅助绕组电压为负压，此时将 DEM 管脚钳位为 0V，这样就会有从该管脚流向辅助绕组的电流，该电流大小与输入电压有正相关性，由此来判断输入电压的高低。SD866XQS 通过设定外部检测电阻，检测 DEM 管脚流出的电流，当流出电流小于 95 $\mu$ A 时，且时间超过 Brown out 抗干扰时间时，进入 AC 输入电压欠压保护状态，功率 MOSFET 截止，系统将自动重启。当检测到电流大于 110 $\mu$ A 时，则恢复正常工作。

### 3.8 输出二极管短路保护

SD866XQS 通过检测 CS 端采样电阻上的电压实现输出二极管短路保护功能。由于输出二极管短路会导致原边瞬间过流，当电流采样电阻上的 CS 电压连续 4 个周期都大于 1V 时，就判定输出二极管短路。此时功率 MOSFET 关断，且进入锁定状态。当 AC 输入电压断开，Vcc 电压下降至锁定点 5V 时，才能解除该锁定状态；当 AC 输入电压重新上电后，系统将重新启动。

输出二极管发生短路时，MOSFET 的漏端电压峰值会非常高有引起炸机风险，所以控制该反峰值除了要求开关开通时间尽量短以外，还需要整机外围的漏端的吸收电路有足够的吸收能力。

当 CS 峰值电压大于 0.8V 时，开关频率降低为原来的 1/3，该降频功能主要作用于输出短路和输出二极管短路保护时限制峰值电流过大。

### 3.9 过温保护

芯片内置过温保护功能，当芯片内部温度上升到 150 $^{\circ}$ C 时，会触发过温保护，芯片关闭输出。该状态一直保持，直到冷却后电路重新启动。



4 SD866XQS 在反激式电路应用中的设计要点

4.1 反激典型应用电路图

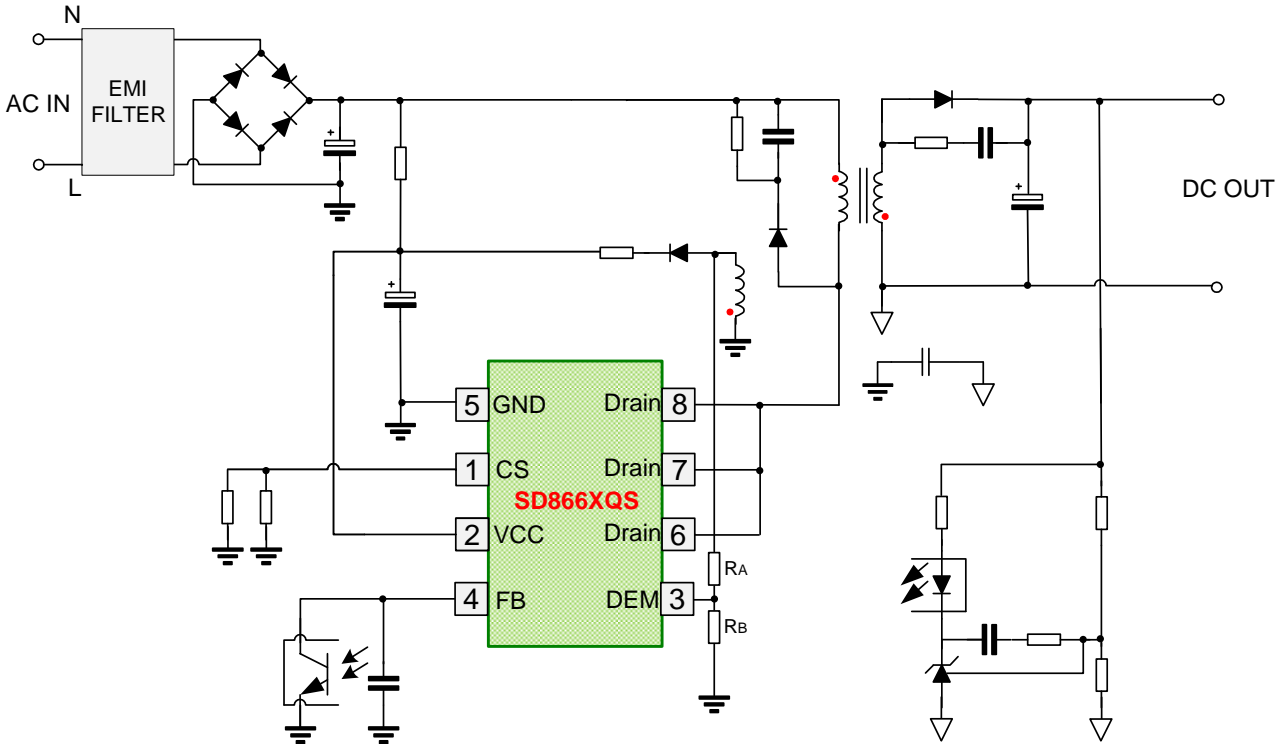


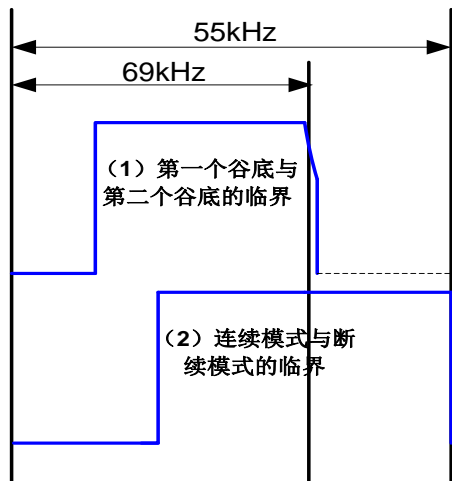
图 7. 典型反激式电路应用图

4.2 反激电路设计要点

4.2.1 变压器设计

变压器设计过程中，以下三点需要特别重视：

1. 该控制器是工作在 QR（准谐振）+PFM 控制模式，QR 模式下开关在谷底处导通，这样有利于减小开关损耗，提高系统效率。当系统工作在较重负载下时开关为连续模式，随着负载的降低系统进入断续模式，此时开关为谷底导通，随着负载下降开关从第一个谷底向第二个谷底跳变，再从第二个谷底向第三个谷底跳变，如此类推，直至负载较轻时系统进入打嗝工作模式。QR 技术对于系统效率影响最大的点是在高压满载与四分之三负载处，因此为了最大限度地发挥出这一技术对于系统效率的提升作用，我们在应用上建议在交流 230V 输入时将系统满载工作设计在第一个谷底处导通的状态。



$$P_O = \frac{1}{2} L_P I_{PK}^2 f_{SW} \eta$$

$$I_{PK} = \frac{V_{DC}}{L_P} D T_{SW}$$

$$D = \frac{n V_O}{n V_O + V_{DC}}$$

$$\Downarrow$$

$$L_P = \frac{(n V_O V_{DC})^2 \eta}{2 P_O (n V_O + V_{DC})^2 f_{SW}}$$

图 8. QR 时的开关波形以及相关计算公式

如图 8 所示，系统在未降频时最高工作频率为 69kHz，最低工作频率也即连续模式时为 55kHz，这就是说第一个谷底导通的开关波形是以波形（1）与（2）为边界的，所以现在我们以临界模式去求其电感量的上下限值。现在根据图 8 中的公式来计算电感量的边界值，其中公式中  $L_P$  为变压器原边电感量，单位为 mH， $n$  为变压器的原边与副边的匝比， $V_O$  为输出电压，单位为 V， $V_{DC}$  为输入端经整流后的直流高压，单位为 V， $P_O$  为输出功率，单位为 W， $f_{SW}$  为系统的工作频率，单位为 kHz， $\eta$  为系统的效率值。

现在以 12V/1A 的系统为例，其计算过程的基本思路是：首先根据 MOSFET 管的电压应力以及系统的最大占空比选择一个合适的匝比  $n$ ，如此处选取  $n=5.6$ ， $\eta=86\%$ ，将两个边界频率代入公式（3）可得出  $L_{P1}=1.61\text{mH}$ ， $L_{P2}=2.02\text{mH}$ ，则我们选取中间值  $L_P=1.80\text{mH}$ 。那么此时在 230V 输入系统满载时开关工作在第一个谷底处。

最佳的状态是系统从第一个谷底刚进入连续时所对应的负载点为  $I_1$ ，系统从第一个谷底开始进入第二个谷底时所对应的负载点为  $I_2$ ，使得满载点  $I_O$  恰好在这两个负载点的中间位置即  $I_O = (I_1 + I_2) / 2$ ，这样可以保证整机在批量生产的过程中都能够稳定可靠地工作在第一个谷底处。这些需要在计算值的基础上微调电感量，当  $I_O < (I_1 + I_2) / 2$  时，应适当加大电感量，反之需要适当减小电感量。

- 务必要确保变压器不会饱和。因匝比以及电感量都已确定，故可通过适当增加原边匝数来防止变压器饱和问题的发生。原则上要求系统在低压输入时过载保护之前变压器都不能出现饱和现象，所以需要验证极限输出功率条件下的变压器最大磁感应强度，可以根据下面的公式验证

$$B_{MAX} = \frac{L_P \times I_{PK}}{N_P \times A_e}$$

公式中， $B_{MAX}$  是变压器最大磁感应强度， $L_P$  是变压器原边电感量， $I_{PK}$  是原边的峰值电流， $N_P$  是变压器原边匝数， $A_e$  是变压器的磁芯面积。一般来讲， $B_{MAX}$  小于 0.3T，考虑到变压器的温度特性影响，建议取值在 0.25T 附近。该公式中  $L_P$  的单位为  $\mu\text{H}$ ， $I_{PK}$  的单位为 A， $A_e$  的单位为  $\text{mm}^2$ ， $B_{MAX}$  的单位为 T。特别需要说明的是，确保变压器不饱和的工作状态的要求不仅仅是指系统满载时的情形，也包括系统在极限输出功率之前的情形。

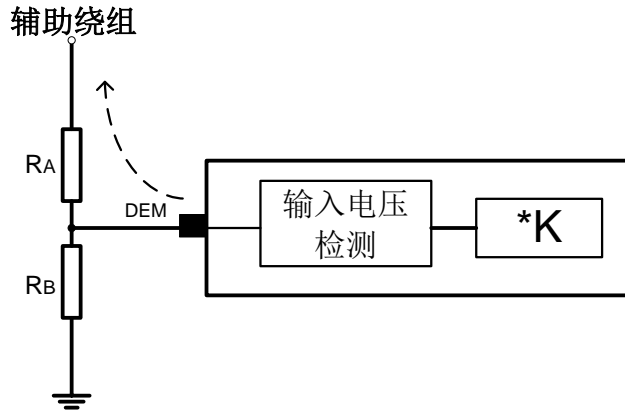
- 需要注意临近效应和集肤效应的影响。为了减小临近效应的影响，变压器层数不宜过多。为了减小集肤效应的影响，导线直径不能选的太粗，可以用截面积相同的多股漆包线代替。导线线径选择可以根据下面的公式计算：

$$D_{MAX} = 2 \times \frac{76.5}{\sqrt{f_{SW}}}$$

$D_{MAX}$  是单股导线的最大线径，单位是 mm， $f_{SW}$  为开关频率，单位为 Hz。

#### 4.2.2 BO 功能的设定

此处 BO 功能采用的是电流型判断方式，在功率 MOSFET 导通时，辅助绕组电压为负压，此时将 DEM 管脚钳位为 0V，这样就会有从该脚流向辅助绕组的电流，该电流大小与输入电压有正相关性，由此来判断输入电压的高低。系统开机的检测电流为 110μA，关机的检测电流为 95μA。当系统开机的交流输入电压为  $V_{in}$ ，变压器原边匝数为  $N_P$ ，辅助绕组匝数为  $N_F$ ，则电阻  $R_A$  的计算公式为：



$$R_A = \frac{\sqrt{2} * V_{in} * N_F}{N_P * 110}$$

图 9. DEM 脚分压电阻的设置

其中  $R_A$  的单位为  $M\Omega$ ，一旦开机电压通过电阻  $R_A$  确定下来，那么关机电压也就相应的确定下来了。典型值为开机电压 80V，关机电压 70V。同时  $R_A$  电阻还决定了原边峰值电流的补偿量。

#### 4.2.3 输出过压保护功能的设定

当 DEM 管脚电压超过 OVP 电压阈值 2.5V 时并持续四个开关后，进入输出电压过压保护状态。当输出过压保护点设置为  $V_{OM}$ ，变压器输出绕组匝数为  $N_S$ ，由于之前  $R_A$  电阻已经确定，那么  $R_B$  电阻的计算公式如下：

$$R_B = \frac{2.5 * N_S * R_A}{V_{OM} * N_F - 2.5 * N_S}$$

一般  $V_{OM}$  设置为正常输出电压  $V_O$  的 1.2 倍左右。同时  $R_A$  与  $R_B$  电阻还兼顾 QR 导通检测功能。

#### 4.2.4 系统环路调节

如果系统环路增益与相位的裕量不够，会导致系统在某个负载下工作时开关波形出现大小波现象，这都是由于系统环路调节时出现超调或滞调造成的，在实际调试中可以通过改变采样电阻，FB 脚对地电容，光耦的上拉电阻，TL431 的补偿网络等来调节环路问题。一个好的系统环路，在做负载的动态响应测试时，观测其输出电压的交流分量的波形除了负载跳变时出现过冲以外都是水平的，没有震荡反复多次调节才恢复到水平状态的过程。

#### 4.2.5 EMI 设计

除了控制电路对开关频率的抖频控制以外，系统还可以从以下三个方面优化 EMI：

1. 减小骚扰源的噪声。开关电源的主要的噪声源是功率开关管和变压器：功率开关管可以通过增加缓冲电路，减小  $di/dt$  和  $dv/dt$ ，减低噪声，原边 MOSFET 的 RCD 吸收电路，副边整流管的 RC 吸收电路均属于该类型；变压器可以通过使用屏蔽绕组或者屏蔽铜箔，减小原副边的位移电流，避免电磁向外辐射，降低噪声。其中屏蔽

绕组密绕满层还是居上半层或者其他比例以及电位连接位置等不同屏蔽结构均会对于 EMI 有较为明显的影响，这些需要根据具体系统去调试。

2. 减小耦合途径。在 PCB 设计时，跳变电压的导线要尽量短，大电流变化的环路要尽量小，这样可以有效地减小 EMI 噪声。
3. 合理设计 EMI 滤波器。使用差模电感和 X 电容，可以有效地抑制开关电源的差模噪声。使用共模电感和 Y 电容，可以有效地抑制开关电源的共模噪声。常见的 EMI 滤波器结构如图 10 所示。需要注意的是，由于寄生电容的存在，电感的阻抗会在某一个频率后急剧下降，所以无法抑制该频率以后的噪声，共模电感这种现象尤为明显。因此，要尽量选用低磁导率的磁性材料，优化电感绕法，减小寄生电容。

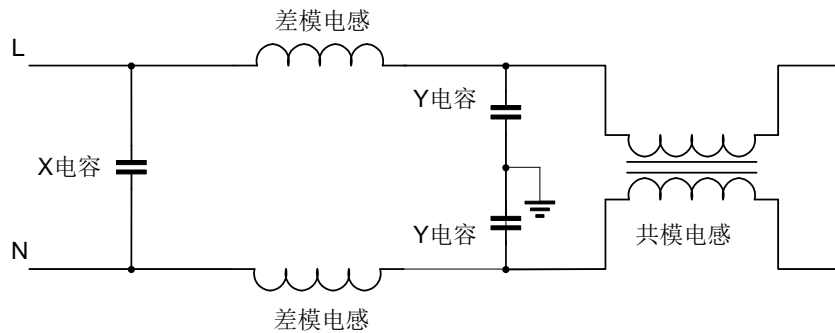


图 10. 常见的 EMI 滤波器结构

#### 4.2.6 PCB 设计

PCB layout 在开关电源设计中至关重要，应遵循以下原则：

1. 安规距离考量。一般来讲，保险丝前 L/N 之间的距离 >2.5mm，桥堆之后没有强制要求，为了提高抗雷击、浪涌、打火等能力，整流之后与 L/N 之间的距离尽量放宽。原副边需要 6.5mm 的距离。具体请参考 IEC-60950 的相关规定。
2. EMI 优化考量。请参考 4.2.5 中的相关描述。
3. 控制电路考量。光耦地，V<sub>CC</sub> 地，Y 电容地分开，最后接到直流母线电容地上。敏感的走线，如光耦的反馈线，电流采样信号线，要远离干扰源，同时和地线平行。
4. 防潮能力考量。在 PCB 布线时要充分考虑整机在严重受潮下高压信号通过 PCB 等效阻抗产生漏电流对管脚电压产生干扰的可能性，尤其要注意交流高压、直流高压、漏端高压对 FB 管脚的影响。在 PCB 布线中要加大高压走线与低压信号之间的距离，对于 PCB 材质较差的系统，须机械开槽以提高 PCB 的绝缘阻抗。

#### 4.2.7 重要电容的选取

1. 母线电容的选取：一般按照 2μF/W 的原则选用，在对保持时间有要求的情况下，可以按照下面的公式计算：

$$C_{IN} = \frac{2 \frac{P_O}{\eta} T_{HOLD}}{(V_{MIN}^2 - V_{OFF}^2)}$$

上式中：P<sub>O</sub> 为输出功率，η 为输出效率，T<sub>HOLD</sub> 为保持时间，V<sub>MIN</sub> 为母线最低工作电压，V<sub>OFF</sub> 为关机电压。

2. 输出电容的选取：一般根据输出电压纹波要求来定，输出电压的纹波可以按照下面的公式计算：

$$\Delta V_O = \Delta I_O R_{ESR}$$

上式中， $\Delta V_O$  为输出电压纹波， $\Delta I_O$  为输出电流纹波， $R_{ESR}$  为输出电容的等效串联电阻。如果输出电容  $R_{ESR}$  较大，为了满足纹波的规格要求，可以在后面加上 LC 滤波器。该滤波器的转折频率一般设置为开关频率的  $1/10\sim 1/5$ 。因为输出电容为高频滤波，所以必须考虑电容的高频特性，为了减小大电流输出时的纹波电流，可以将几个滤波电容并联使用，以降低电容的等效串联电阻与电感。有时也可以并联一个  $0.01\sim 0.1\mu F$  的小电容来降低高频噪声。输出电容的容量的大小与频率以及输出电流相关，通常是当频率为  $40\sim 100kHz$  时，可按照  $470\sim 1000\mu F/A$  的比例选择，耐压选择为工作电压的  $1.2\sim 1.5$  倍即可。

#### 4.2.8 $V_{CC}$ 设计

$V_{CC}$  的设计要求满足两点：

1. 空载时， $V_{CC}$  大于最大欠压保护点  $9V$ ；
2. 最大负载时， $V_{CC}$  小于最小保护电压  $27.5V$ 。

按照上述原则，可以确定  $V_{CC}$  绕组匝数。因为  $V_{CC}$  绕组尖峰能量的存在，随着负载的增加， $V_{CC}$  会随着增大。为了减小输出负载对  $V_{CC}$  的影响，在绕组分布上， $V_{CC}$  绕组要尽量接近输出绕组，远离原边绕组。也可以在  $V_{CC}$  绕组上串联限流电阻，使用慢恢复特性的二极管。注意  $V_{CC}$  的电压也不宜设置太高，这样会导致较大的待机功耗。建议在空载时设置在  $15V$  左右。

#### 4.2.9 减小待机功耗

待机功耗较大可能有三个原因：

1.  $V_{CC}$  不稳定，芯片的  $V_{CC}$  设置过高；
2. 芯片未进入 burst 工作模式，或者已经进入 burst 工作模式，但是深度不够；
3. 输出端分压电阻阻值过小。

因此，需要恰当设计  $V_{CC}$ ，保证空载时  $V_{CC}$  稳定工作；调整反馈参数，降低反馈速度，使芯片进入合理的 burst 工作模式；加大输出端分压电阻的阻值，以减小待机功耗。

#### 4.2.10 提高系统效率

开关电源的大部分功耗是由 MOSFET，控制芯片，吸收电路，输出整流管，共模电感，整流桥等产生。为了提高系统效率可以从以下方面进行考虑：

1. 选择低压降的肖特基二极管有利于提高系统效率。
2. 适当提高原边电感量，使得开关电源工作在连续模式可降低电流有效值以及导线上的损耗。一般变压器设计时都让系统在低压满载下处于 CCM 工作模式。
3. 适当增大输入整流桥与输出整流管的电流容量。
4. 正确估算输入滤波电容的容值以使输入纹波在适当范围内。输出滤波电容上的交流电流标称值应是纹波电流的  $1.5\sim 2$  倍，避免电容上损耗加大，甚至发热损坏。
5. 采用多股并绕的方式绕制副边线圈，减小因高频集肤效应而产生的损耗。在保证变压器不饱和的条件下减少原边绕组的匝数，漏感与原边绕组的匝数的平方成正比，原边绕组不超过两层能减小漏感与分布电容。
6. 系统在高压下工作时，一般而言开关损耗在整体损耗中所占的比重较大，因此可以通过变压器的电感量的合理设计以及外围采样电阻的设置，可以使得系统在高压满载时开关工作在谐振的第一个谷底附近开通，从而提高系统效率，降低 IC 温升。

#### 4.2.11 减小系统噪声

在轻载时，因为系统工作在 burst 工作模式，burst 频率可能进入音频范围内，造成了系统噪声。

针对该问题，可以从以下方面解决：

1. 变压器中柱点胶，浸凡立水，防止机械振动；
2. 使用优质的高压电容，防止电容压电效应，发出噪声；
3. 调节反馈参数，避免 burst 工作频率在 2~4kHz 敏感音频区；
4. 调节变压器感量，降低进入 burst 工作模式的负载点。

#### 4.2.12 降低 MOSFET 的电压应力

在高压输入，满载启动或者板端输出短路时，原边 MOSFET 的电压应力最大。设计时，一般不能超过额定规格的 90%。

可以从下面三方面降低其电压应力：

1. 减小变压器原副边匝比，即降低副边的反射电压；
2. 采用三明治绕法，减小变压器漏感，降低尖峰电压，这对提高效率也有一定的好处；
3. 调整吸收电路，使用阻尼电阻和慢恢复二极管，吸收部分尖峰电压，同时有利于 EMI。

## 全世界销售机构联系方式

### 中国

中国 浙江杭州市黄姑山路 4 号

电话: 0571-88210880

传真: 0571-88212533

EMAIL: wangzengyao@silan.com.cn

中国 深圳 福田区天安数码城时代大厦 A 座 2003 室

电话: 0755-83476269

传真: 0755-83476058

EMAIL: zhangwei@silan.com.cn

台湾 台北市内湖区行善路 56 号 5 楼

电话: 02-8791-2482

传真: 02-8791-4431

EMAIL: lorettahuang@silan.com.tw

### 韩国

京畿道, Anshan-City, Sangrok-Gu, Il-dong, Anshan-1 College, Venture B/D, Room #311

邮编: 426701

电话: +82-31-409-6858 / +82-70-8671-7415

传真: +82-31-409-6857

H/P : +86-18668157153

EMAIL: yeqiliu@silan.com.cn

---

产品名称:	SD866XQS	文档类型:	用户手册
版 权:	杭州士兰微电子股份有限公司	公司主页:	<a href="http://www.silan.com.cn">http://www.silan.com.cn</a>

---

版 本: 1.0

修改记录:

1. 正式版本发布

---