

SF5773 系列 IC 设计指导

SF5773 系列 IC 采用多模式控制次级反馈的 SSR 控制器，包刮 QR,CCM,PFM 以及 Burst 模式，各模式切换通过 FB 电压控制。该系列驱动外部功率管，非常适合低成本中小功率适配器，开关电源场合，且系统效率轻松达到 6 级能效要求。

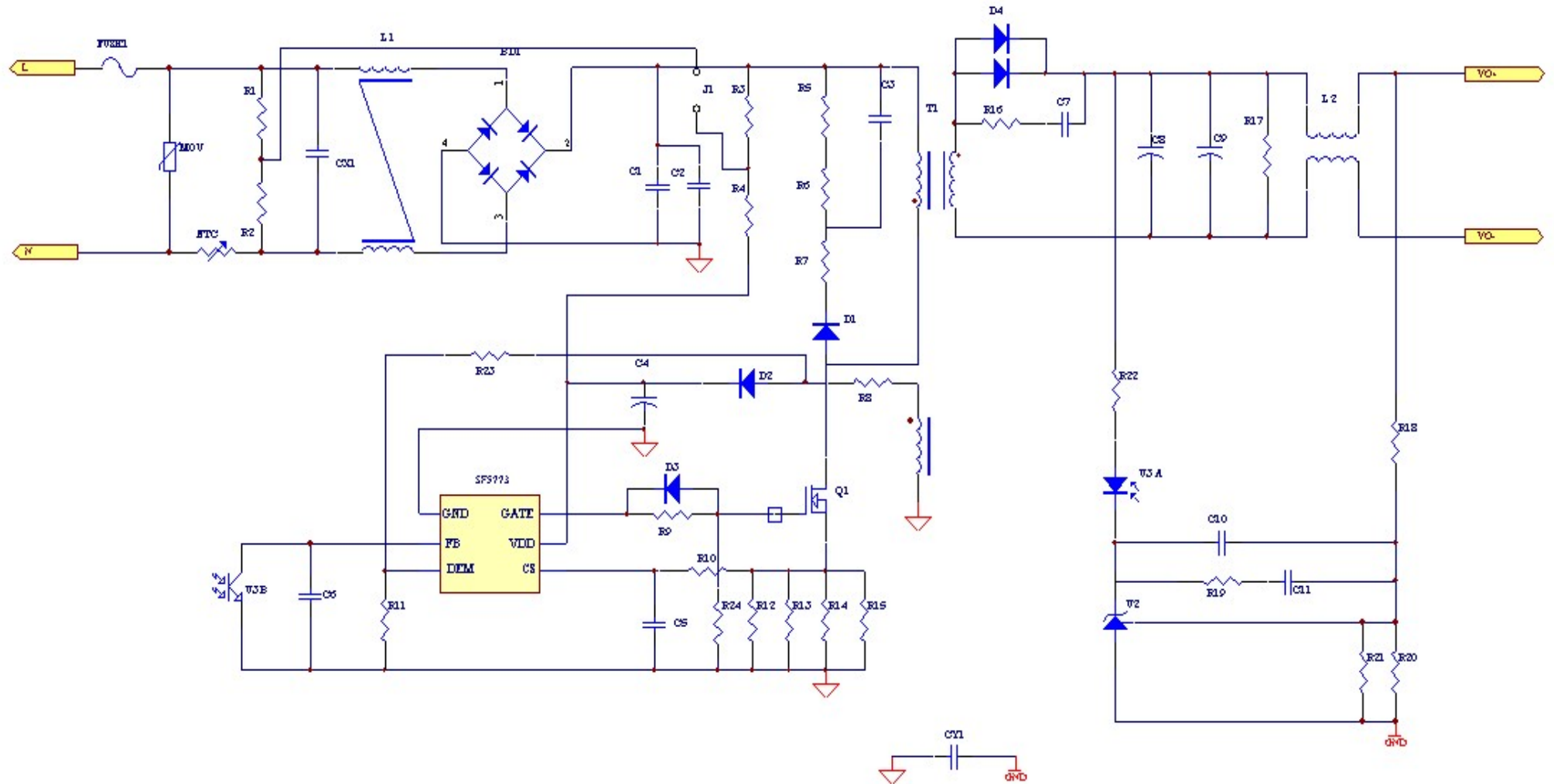
主要特点:

- 专利的第二代准谐振 “QR-II™” 技术
 - 数字谷底锁定技术，彻底消除异音现象
 - 数字频率折返，提升轻载效率
 - 数字频率抖动，大大改善 EMI 性能
- 效率满足六级能效要求
- “多模式” 控制提高可靠性和效率
- 超低待机功耗到 100mW 以下
- 12.7uS 的最大开通时间
- QR 模式时上钳频 80K，下钳频 52K
- CCM 模式时内置自动斜率补偿
- 高低压 OCP 补偿，大大减小 OCP 恢复间隙
- 逐周期电流限制，内置前沿消隐
- 输出过压保护
- 内置软启动，超低启动电流，管脚浮空保护
- VDD 欠压保护 (UVLO)，过压保护及钳位
- 最大功率限制

● 典型应用:

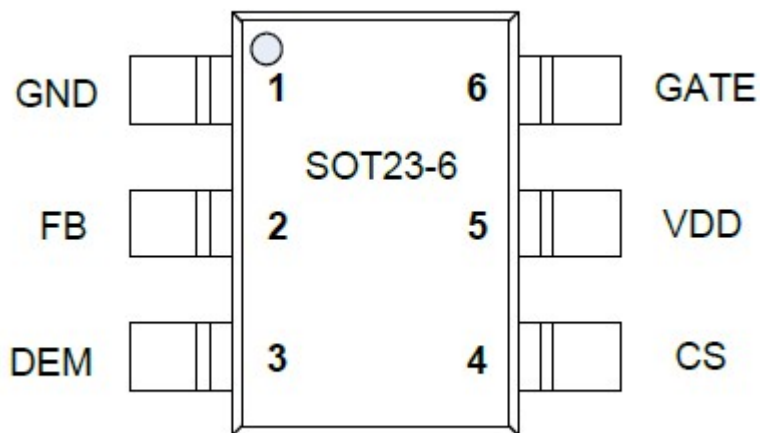
适配器 开关电源

典型应用电路图:

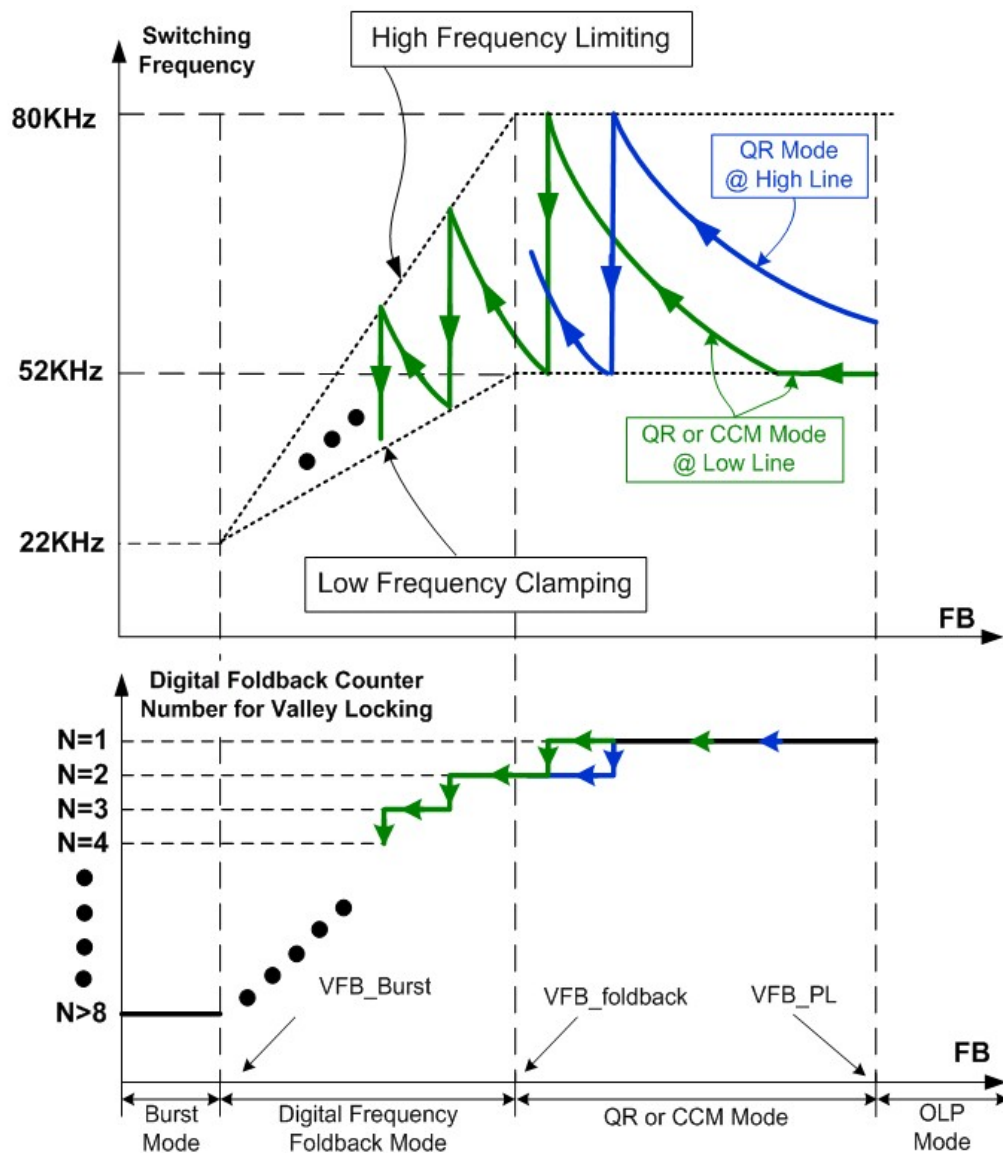


一、IC 脚位介绍:

- 1、 GND 脚为 IC 的芯片地
- 2、 FB 脚为电压反馈脚，通过 FB 脚电压来控制工作模式。
- 3、 DEM 脚是消磁检测脚，用来检测谷底导通，当该脚平台电压超过 3.4V 时，发生 OVP 保护。
- 4、 CS 脚是电流采样脚，逐周期对电流限制。
- 5、 IC 初始启动时需要初级高压侧供电，启动后为辅助绕组供电。启动时，因为初级高压侧供电，故调整启动电阻 R3, R4 的值，可以改变启动时间；同时 C4 需要根据输出功率选择合适的 50V 电解电容，太小低压不易启动，过大，高压下短路功耗增加，启动后建议设置辅助绕组为 15V 来供电，不宜太高，建议低于 20V。
- 6、 GATE 脚为 IC 的驱动输出脚，内置软驱动，通过电阻 R7 与 MOS 管的栅极连接，可改变 MOS 管开通及关断速度。



二、SF5773 多模式控制方式介绍



2.1 各模式下的工作状态

- 当 FB 介于 VFB_PL 和 VFB_foldback 之间时，低压输入满载条件下系统可工作在 CCM 模式，开关频率固定 52K. 随着输入电压的升高和负载减轻，系统逐步进入 DCM 实现 QR 工作模式。即 MOS 的开通时间位于初级电感和 MOS 寄生电容谐振的谷底，开关频率随着负载的减小而增加及输入电压的增大而升高，其变化范围为 52K-80K。
- 当 FB 介于 VFB_Burst 和 VFB_foldback 之间时，系统工作于 PFM 模式，开关频率随负载及输入电压的减小而减小，频率变化范围为 22K-52K。
- 当 FB 小于 VFB_Burst 时，系统工作于 Burst 模式，以减低系统待机功耗。

2.2 QR 工作模式下的折返工作区

- 当系统频率大于 80K 时，系统谷底的锁定个数会增加一个，使得频率小于 80K 上限，当系统频率小于 52K 时，系统谷底的锁定个数会减少一个，使得频率大于 50K 下限。
- SF5773 的谷底锁定个数可以达到 8 个，避免了此阶段由于谷底切换而导致的音频噪声。

三、IC 设计应用原理及公式

- 1、首先定义输出规格及效率， V_o 为输出电压， I_o 为输出电流， E_{ff} 为效率
得到输出功率 P_o 及输入功率 P_{in} ：

$$P_o := V_o \cdot I_o \quad 1$$

$$P_{in} := \frac{P_o}{E_{ff}} \quad 2$$

- 2、由于已知输入最低电压 V_{acmin} 及输入最高电压 V_{acmax} ，根据输入 BULK 电容在前面整流桥关断时候的能量传输占整个周期（AC 输入周期的一半）的 70% 左右得到输入 BULK 电容上的最高电压 V_{dcmax} ，最低电压 V_{dcmin} 及 BULK 电容上的电压差：

$$V_{dcmax} := \sqrt{2} \cdot V_{acmax} \quad 3$$

$$V_{dcmin} := \sqrt{2V_{acmin}^2 - \frac{0.7P_{in}}{C \cdot f_0}} \quad 4$$

$$\Delta V_{ce} := \sqrt{2} \cdot V_{acmin} - V_{dcmin}$$

- 3、SF5773 系列的 IC 工作模式都是通过 FB 脚检测 V_{ds} 谷底来导通，消磁完之后由于主感没被次级电压钳位，主感将与 RCD 吸收电容及 MOS 等寄生电容产生振荡，且振荡到谷底的时间将是整个振荡周期的 1/4，在已知主感感量 L_m 及振荡电容容量 C_{lol} 下可以得到消磁完之后的死区时间 t ：

$$t := \frac{\pi}{2} \cdot \sqrt{L_m \cdot C_{lol}} \quad 5$$

- 4、 在确定反射电压 V_{RO} 下，根据在最小输入电压时 MOS 开通时候的伏秒值跟关断时候消磁时间的伏秒值平衡可以得到最大的占空比 D_{max} ：

$$D_{max} := \frac{V_{RO}(1 - t \cdot F)}{V_{RO} + V_{dcmin}} \quad 6$$

- 5、 在 MOS 关断时的尖峰电压 V_{ds} 是由输入电压最大值加上次级反射到初级的电压 V_{RO} 及漏感产生的电压（大概 80V 左右），可得：

$$V_{dsmax} = V_{dcmax} + V_{RO} + 80 \quad 7$$

- 6、 根据输出电压乘以匝比要等于反射电压可以求得初次级匝比 n ：

$$n := \frac{V_{RO}}{V_o + V_f} \quad 8$$

- 7、 由于接近临界模式，根据开通时 I_p 时的一半等于平均电流可以求得电感感量如下：

$$L_m := \frac{(V_{dcmin} \cdot D_{max})^2}{2 \cdot P_{in} \cdot F} \quad 9$$

- 8、 由初级 I_p 值可以得到初级的有效电流值 I_{RMS} ：

$$I_{RMS} := I_p \cdot \sqrt{\frac{D_{max}}{3}} \quad 10$$

9、由次级最大电流 I_s 可以得到次级有效值电流 I_{srms} ：

$$I_{srms} := I_s \cdot \sqrt{\frac{1 - t \cdot F - D_{max}}{3}} \quad 11$$

10、在输入电压变化的情况下都有：

$$I_o := I_{p1} \cdot n \cdot \frac{(1 - D)}{2} \quad 12$$

$$I_{p1} := \frac{V_{in}}{L_m} \cdot T_{on} \quad 13$$

$$F := \frac{D}{T_{on}} \quad 14$$

$$D = \frac{V_{RO}(1-t \cdot F)}{V_{RO} + V_{dc}} \quad 15$$

I_{p1} ， T_{on} 为输入电压 V_{in} 时的初级峰值电流及 MOS 的开通时间

11、由上三式及 6 式可以求得频率 F 跟输入电压的关系如下：

$$F = \frac{V_{dc}^2 \cdot V_{RO} \cdot n \cdot (1-t \cdot F)^2}{2 \cdot L_m \cdot I_o \cdot (V_{RO} + V_{dc})^2} \quad 16$$

即由上式可以看出在输入高压的时候要比输入低压的时候频率高

12、根据变压器在最低电压的时候的抗饱和能力可以求得变压器的最少匝数如下：

$$N_{\min} := \frac{V_{\text{dcmin}} \cdot D_{\max}}{\Delta B \cdot A_e \cdot F} \quad 17$$

13、从上式根据初级最少匝数及选用的变压器刚好绕满整层可以选择合适的初级匝数 N_p ，从而再根据变压器匝比 n 可以得到次级的匝数 N_s ：

$$N_s := \frac{N_p}{n} \quad 18$$

14、选取合适的 VCC 电压 V_{cc} ，已知供电二极管的压降 V_d 及输出整流二极管的压降 V_f ，就可以得到辅助绕组的匝数 N_f ：

$$N_f := \frac{(V_{cc} + V_d) \cdot N_s}{V_o + V_f} \quad 19$$

四、案例设计

在本例中，以一个 12V/3A 36W 适配器为例来验证电路的设计，首先是适配器的工作条件：

输入电压：AC85~264V

输出规格：Vout= 12V , Io=3A 90V OCP 定为输出电流 1.2 倍 Iocp=3.6A, 230V 时取 Iocp=4.0A

选择 RM8 变压器，截面积 $A_e=64 \text{ mm}^2$

按上面的步骤进行推导：

1、选取 $V_{in}=90\text{v}$ ，系统效率 Eff 为 87%，输入 bulk 电容容量为 47uF，代入 4 式如下：

$$V_{dcmin} := \sqrt{2V_{acmin}^2 - \frac{0.7P_{in}}{C \cdot f_0}}$$

得 BULK 最低电压 $V_{dcmin} := 106$

2、选取反射电压 V_{RO} 为 **100V**,及死区时间 t 为 **10%**周期, 代入 6 式如下:

$$D_{max} := \frac{V_{RO}(1 - t \cdot F)}{V_{RO} + V_{dcmin}}$$

得最大占空比 $D_{max} = 0.436$

3、选取最大的 AC 输入电压 **264v** 及漏感尖峰电压 **80v**, 再根据 7 式可以求得 V_{ds} 最大电压值:

$$V_{dsmax} = V_{dcmax} + V_{RO} + 80$$

得最大 V_{ds} 电压尖峰 $V_{dsmax} = 553$

4、选取次级整流管的压降为 **0.5V**, 由反射电压及输出电压已知, 可根据 8 式求得初次级匝比:

$$n := \frac{V_{RO}}{V_o + V_f}$$

得初次级匝比 $n = 8$

5、选取最低电压时的带 **3A** 满载开关频率为 **52K**, 工作在临界模式, 可以求得变压器感量:

$$L_m := \frac{(V_{dcmin} \cdot D_{max})^2}{2 \cdot P_{in} \cdot F}$$

得初级感量: $L_m = 0.5mH$

7、根据在输入最低压时, **OCP** 点负载时变压器的抗饱和能力, $B_{max} = 0.3T$, 由 17 式能得到变压器的最少匝数:

$$N_{min} := \frac{V_{dcmin} \cdot D_{max}}{\Delta B \cdot A_e \cdot F}$$

得变压器初级最少匝数: $N_{min} = 46$

8、选取初级匝数为 48 匝，用 RM8 变压器 0.3mm 线刚好绕满二层，从而根据 18，19 式能得到次级匝数及辅助绕组匝数分别为 6 匝跟 7 匝

9、由第 20 式算频率的公式可以分别验证高低压 110V 跟 220V 输入时 OCP 点的系统频率如下：

$$F = \frac{V_{dc}^2 \cdot V_{RO} \cdot n \cdot (1-t \cdot F)^2}{2 \cdot L_m \cdot I_o \cdot (V_{RO} + V_{dc})^2}$$

- 115VAC 输入时： 得系统频率为 **F=69K**
- 230VAC 输入时： 得系统频率为 **F=95K**

由于上钳频是 80K, 所以高压过流保护会在第二个谷底发生。

2013 年 5 月 22 日