



SF SiFirst

*Be The*

# SF57xx/SF58xx 系列IC设计指南

2015.12 V1.5

# SF57XX和SF58XX系列产品使用规格及差异说明

芯片型号	封装	驱动方式	HV启动	过温保护	拔插头锁存	全电压输出功率	应用领域
SF5773	SOT23-6	外驱MOS				50W MAX	消费类， 资讯类， 家电类， 通信类， 音视频类 等等。
SF5873	SOP8	外驱MOS	√			50W MAX	
SF5877	SOP8	外驱MOS	√		√	150W MAX	
SF5879	DIP8	内置MOS	√		√	15W MAX	
SF5887	SOP8	外驱MOS		√	√	70W MAX	
SF5897	SOP8	外驱MOS			√	150W MAX	

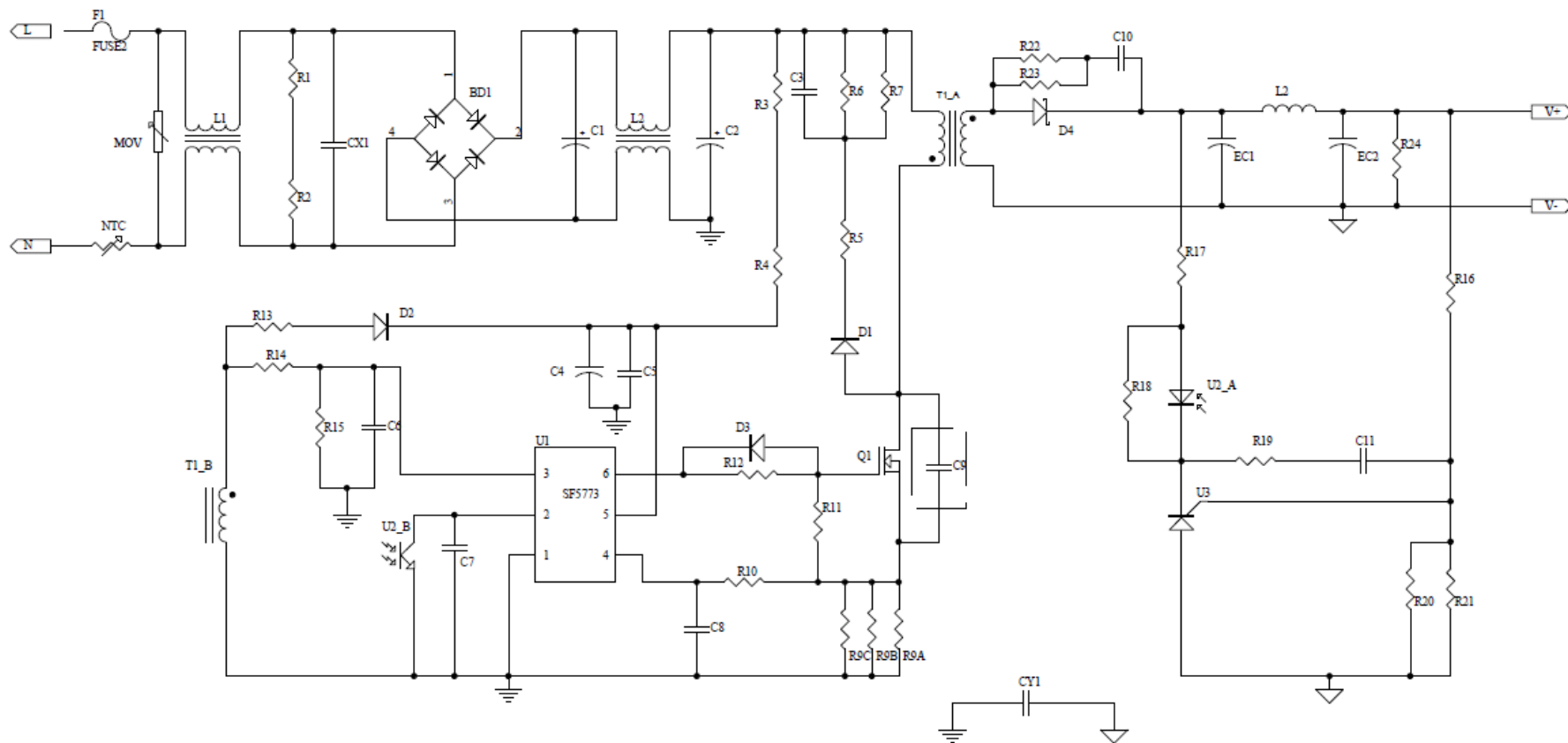
# IC特性

SF57/8xx 系列IC采用多模式控制次级反馈的SSR控制器，包括QR, CCM, PFM以及Burst模式，各模式切换通过FB电压控制。该系列驱动外置/内置功率管，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：

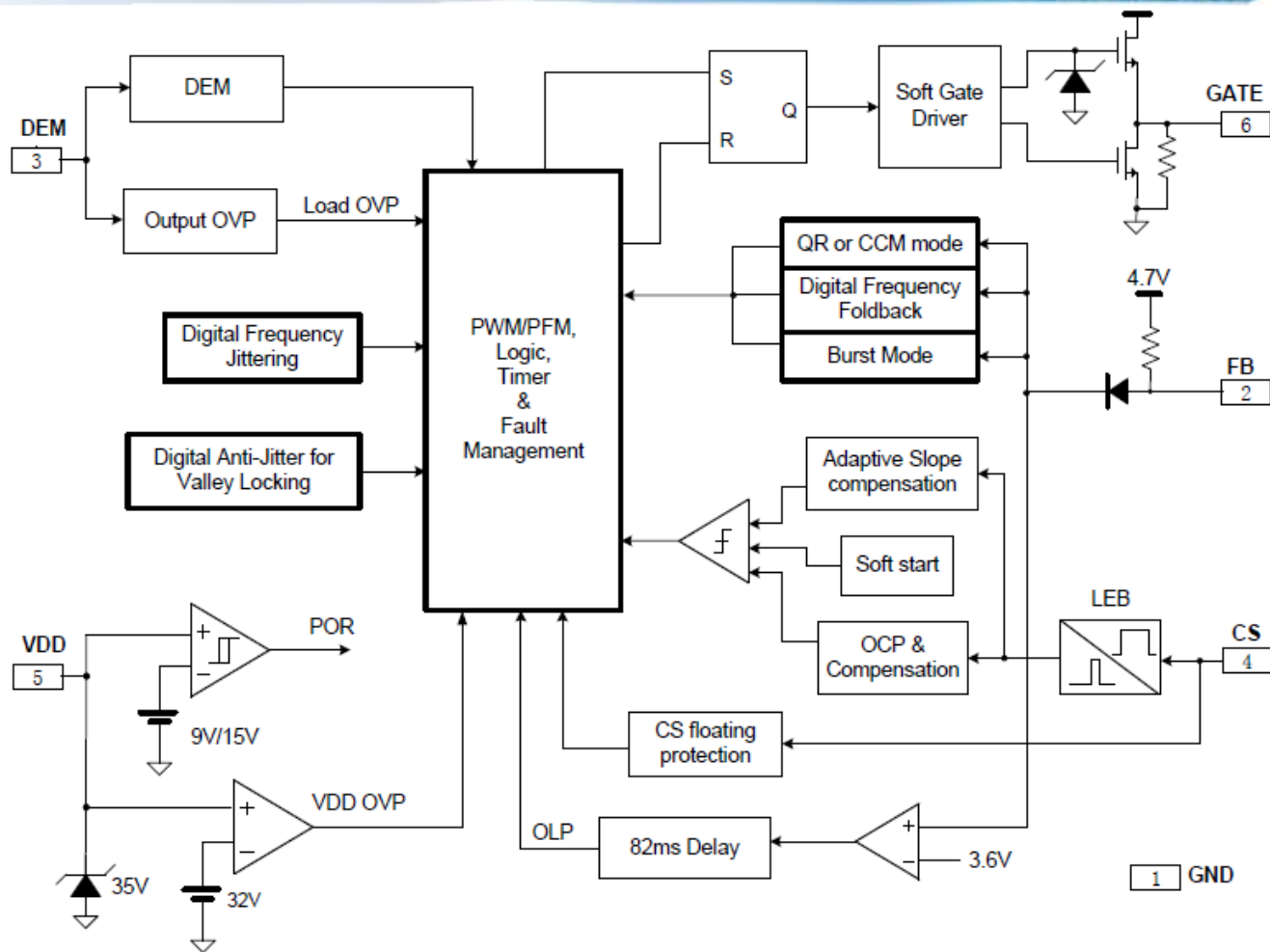
- 专利的第二代准谐振“QR-II™”技术
  - 数字谷底锁定技术，彻底消除异音现象
  - 数字频率折返，提升轻载效率
  - 数字频率抖动，大大改善EMI性能
- 效率满足六级能效要求
- “多模式”控制提高可靠性和效率
- 超低待机功耗到100mW以下
- 12.7uS的最大开通时间
- QR模式时系统工作频率上钳频80KHz，下钳频52KHz
- CCM模式时内置自动斜率补偿
- 高低压OCP补偿，大大减小OCP恢复间隙
- 逐周期电流限制，内置前沿消隐
- 内置输出过压保护
- 内置软启动，超低启动电流，管脚(除GND脚外)浮空保护

# 典型应用电路图



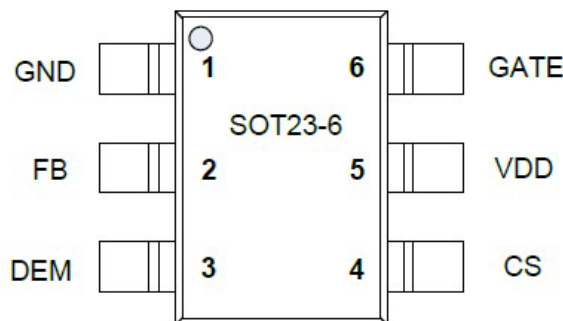


# 芯片内部功能模块图

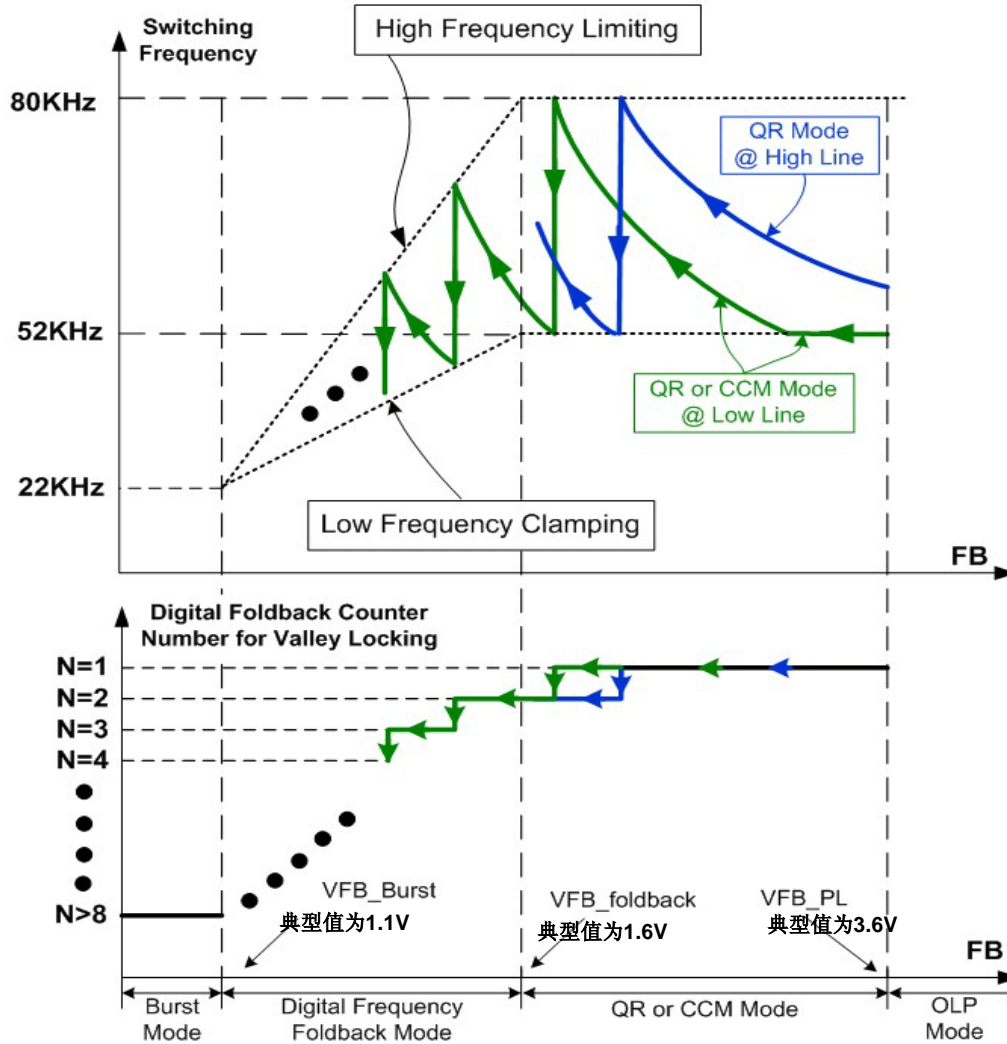


# IC脚位介绍

1. GND脚为IC的芯片地, PCB Layout时IC的地线应与变压器的地线分开连接到输入电解电容的地。
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, 故调整启动电阻阻值, 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, 高压下短路瞬间功耗增加。正常工作输出满载时, 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。



# 多模式控制方式介绍



# 各模式下的工作状态

- 当FB脚电压值介于VFB\_PL值和VFB\_foldback值之间时，低压输入满载条件下系统可工作在CCM模式，开关频率固定52KHz。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或输入电压的增大而增加，其变化范围为52KHz-80KHz。
- 当FB脚电压值介于VFB\_Burst值和VFB\_foldback值之间时，系统工作于PFM模式，开关频率随负载或输入电压的减小而减小，频率变化范围为22KHz-52KHz。
- 当FB脚电压值小于VFB\_Burst值时，系统工作于Burst模式，以降低系统待机功耗。
- 当系统工作频率大于80KHz时，系统谷底的锁定个数会增加一个，使得工作频率小于80KHz上限，当系统工作频率小于52KHz时，系统谷底的锁定个数会减少一个，使得工作频率大于50KHz下限。SF5773的谷底锁定个数最多可高达8个，避免了此阶段由于谷底切换而导致的音频噪声。



# 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，可得到输出功率 $P_o$ 及输入功率 $P_{in}$ ：

$$P_o = V_o * I_o \quad (1)$$

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

2. 由于已知市电频率 $f_o$ 、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：

$$V_{dc \max} = \sqrt{2} * V_{ac \max} \quad (3)$$

输入BULK电容建议取值（2-3）uF/W，满足 $V_{dcmin}$ 不低于100V，求得：

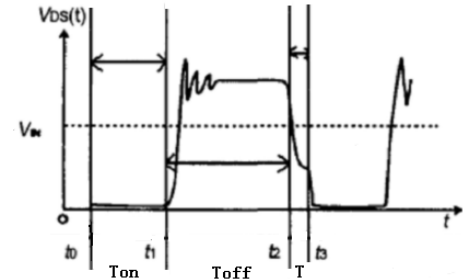
$$V_{dc \min} = \sqrt{2 * V_{ac \min}^2 - \frac{0.7 * P_{in}}{C * f_o}} \quad (4)$$

$$\Delta V_{ce} = \sqrt{2} * V_{ac \min} - V_{dc \min} \quad (5)$$

# IC设计应用原理及公式

3. QR-SSR系列的IC工作模式都是通过FB脚检测Vds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Mosfet输出电容、变压器初级绕组分布电容产生振荡，振荡到谷底的时间近似是整个振荡周期的1/4(或计算可近似取8%开关周期Ts)，在已知主感感量L<sub>m</sub>及振荡电容容量C<sub>1o1</sub>时，可得到死区时间T：

$$T = \frac{\pi}{2} * \sqrt{L_m * C_{1o1}}$$



(6)

4. 在确定反射电压V<sub>ro</sub>（已知假设条件）时，根据MOS开通时候的伏秒值跟关断后消磁时间的伏秒值平衡，可以得到在最小输入电压时对应的最大的占空比D<sub>max</sub>（其中F<sub>s</sub>为开关频率）：

$$D_{max} = \frac{V_{ro} * (1 - T * F_s)}{V_{ro} + V_{dcmin}}$$

(7)

5. 在Mosfet关断时承受最大反压V<sub>dsmax</sub>是由输入电压最大值加上次级反射到初级的电压及漏感产生的电压（大约80V左右），考虑Mosfet工作可靠性，建议V<sub>dsmax</sub>低于Mosfet额定电压的90%，可得：

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

(8)

# IC设计应用原理及公式

6. 根据输出电压 $V_o$ 加上输出整流管压降 $V_f$ （建议取1V）乘以匝比 $n$ 等于反射电压 $V_{ro}$ ，可以求得初次级匝比 $n$ ：

$$n = \frac{V_{ro}}{V_o + V_f} \quad (9)$$

7. 设定最低输入 $V_{acmin}$ 且满载输出时，系统正好工作接近临界模式，可以求得电感感量如下：

$$L_m = \frac{(V_{dcmin} * D_{max})^2}{2 * P_{in} * F_s} \quad (10)$$

8. 由初级三角波电流峰值 $I_p$ 可以得到初级的有效电流值 $I_{rms}$ ：

$$I_{rms} = I_p * \sqrt{\frac{D_{max}}{3}} \quad (11)$$

# IC设计应用原理及公式

9. 由次级最大电流 $I_s$ 可以得到次级有效电流 $I_{srms}$ :

$$I_{srms} = I_s * \sqrt{\frac{1 - T * F_s - D_{max}}{3}} \quad (12)$$

10. 由于系统工作在临界模式下, 可得出输出电流 $I_o$ 与原边峰值电流 $I_p$ 关系:

$$I_p = \frac{2 * I_o}{(1 - D) * n} \quad (13)$$

11. 变压器电感量 $L_m$ 确定后, 这里可取 $T * F_s$ 为0.08, 可求出系统工作频率与输入电压关系:

$$F = \frac{V_{dc}^2 * V_{ro} * n * (1 - T * F_s)^2}{2 * L_m * I_o * (V_{ro} + V_{dc})^2} \quad (14)$$

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:



# IC设计应用原理及公式

12. 根据变压器在最低输入电压的时候，满足磁芯不饱和的要求，由电磁感应定律求得变压器的初级最少匝数如下：

$$N_{\min} = \frac{V_{\text{dcmin}} * D_{\max}}{\Delta B * A_e * F_s} \quad (15)$$

其中， $A_e$ 为变压器磁芯截面积， $\Delta B$ 为最大磁通密度，通常PC40材质磁芯 $\Delta B$ 为**0.25-0.30T**，为了减小变压器初级漏感和分布电容，建议选择合理的初级匝数 $N_p$ 来满足刚好绕满整层。

13. 根据变压器初次级匝比 $n$ 可得出次级所需匝数 $N_s$ ：

$$N_s = \frac{N_p}{n} \quad (16)$$

14. 选取合适的工作电压 $V_{cc}$ ，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 $N_f$ ：

$$N_f = \frac{(V_{cc} + V_d) * N_s}{V_o + V_f} \quad (17)$$

# 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：V<sub>out</sub>= 12V , I<sub>o</sub>=3A 90V OCP定为输出电流1.2倍 I<sub>ocp</sub>=3.6A

变压器：磁芯选用ER28，TDK-PC40材质，100℃时饱和磁通密度B<sub>s</sub>=0.39T，磁芯截面积A<sub>e</sub>=82mm<sup>2</sup>，按上面的步骤进行推导：

1、选取V<sub>in</sub>=90v，系统效率Eff为90%，输入bulk电容容量68uF，代入4式如下：

$$V_{dcmin} = \sqrt{2 * V_{acmin}^2 - \frac{0.7 * P_{in}}{C * F_o}} = \sqrt{2 * 90 * 90 - \frac{0.7 * 36}{0.90 * 68 * 10^{-6} * 100}} = 110V$$

2、选取反射电压V<sub>ro</sub>为90V，及死区时间t为8%周期，代入6式如下：

$$D_{max} = \frac{V_{ro} * (1 - T * F_s)}{V_{ro} + V_{dcmin}} = \frac{90 * (1 - 0.08)}{90 + 99.5} = 0.436$$

# 案例设计

- 3、选取最高AC输入电压264V及漏感尖峰电压80V，再根据7式可以求得Vds最大电压值：

$$V_{dsmax} = V_{dcmax} + V_{ro} + 80 = 264 * \sqrt{2} + 90 + 80 = 543V$$

- 4、选取次级整流管的压降为1V，由反射电压及输出电压已知，可根据8式求得初次级匝比：

$$n = \frac{V_{ro}}{V_o + V_f} = \frac{90}{12 + 1} = 6.9$$

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

$$L_m = \frac{(V_{dcmin} * D_{max})^2}{2 * P_{in} * F} = \frac{(110 * 0.436)^2}{2 * \frac{36}{0.90} * 52 * 10^3} = 0.550mH$$

# 案例设计

- 6、根据在输入最低压时，最大工作磁通密度使用范围为 $B_m=0.25-0.30T$ ，这里取 $B_{max}=0.28T$ ，由17式能得到变压器的最少匝数：

$$N_{min} = \frac{V_{dcmin} * D_{max}}{\Delta B * A_e * F_s} = \frac{110 * 0.436}{0.28 * 82 * 10^{-6} * 52 * 10^3} = 40$$

- 7、根据在输入最低压输出满载时系统工作在临界模式，可求出此时变压器原边电流峰值，由（13）式可得：

$$I_p = \frac{2 * I_o}{(1 - D) * n} = \frac{2 * 3}{(1 - 0.436) * 6.9} = 1.54A$$

- 8、由于变压器初级电流波形呈现为三角波，则变压器初级电流有效值为：

$$I_{rms} = I_p * \sqrt{\frac{D_{max}}{3}} = 1.54 * \sqrt{\frac{0.436}{3}} = 0.587A$$

根据常规漆包铜线电流密度 $5A/mm^2$ 来选择合适的初级线径，则初级漆包线内径为：

$$D_p = \sqrt{\frac{4 * I_{rms}}{5 * \pi}} = \sqrt{\frac{4 * 0.587}{5 * 3.14}} = 0.38mm$$



# 案例设计

选取初级匝数为48匝，用内径为0.5mm的漆包线刚好绕满二层，从而根据19，20式能得到次级匝数及辅助绕组匝数分别为7匝跟8匝

9、由第20式算频率的公式，可以分别验证高低压输入时OCP点对应的系统频率，如下：

●90VAC输入时：

$$F = \frac{V_{dc}^2 * V_{ro} * n * (1 - T * F_s)^2}{2 * L_m * I_o * (V_{ro} + V_{dc})^2} = \frac{110 * 110 * 90 * 6.9 * (1 - 0.08)^2}{2 * 0.55 * 10^{-3} * 3.6 * (90 + 110)^2} = 40.13 \text{KHz}$$

●264VAC输入时：

$$F = \frac{V_{dc}^2 * V_{ro} * n * (1 - T * F_s)^2}{2 * L_m * I_o * (V_{ro} + V_{dc})^2} = \frac{2 * 264 * 264 * 90 * 6.9 * (1 - 0.08)^2}{2 * 0.55 * 10^{-3} * 3.6 * (90 + 264 * \sqrt{2})^2} = 86.2 \text{KHz}$$

由于下钳频是52KHz，所以90VAC过流保护时系统会进入CCM模式；由于上钳频是80KHz，所以264VAC过流保护时Mosfet会在第二个谷底导通。

# 总结

QR-SSR系列IC是第二代准谐振(QR)PWM控制器，采用专利的“QR-II™”（第二代准谐振）技术。芯片采用谷底锁定、频率折返、以及频率抖动技术来克服了传统准谐振系统异音大、效率低、EMI(主要传导)差等缺陷，真正发挥了QR的技术潜力。SF5873/SF5877系列芯片采用HV-mW技术，可以实现低于50mW的超低待机功耗。

第二代准谐振芯片在效率和待机两方面做了全面升级优化，能够提供满足“六级能效”的最佳解决方案。

QR-SSR系列IC在效率方面比传统的IC具有优势，但系统效率满足六级能效不仅与IC的选型有关，而且与变压器，肖特基，MOS管，电容等的选型密切相关。在合理范围内，变压器尺寸应尽量大，肖特基选用低导通压降，MOS管Rdson尽量低，选用Low-ESR的电解电容，这样更能保证系统通过六级能效。

# 联系我们

赛威科技网站: [www.sifirsttech.com](http://www.sifirsttech.com)

销售和FAE: [sales@sifirsttech.com](mailto:sales@sifirsttech.com)

赛威科技深圳商务中心: 深圳市南山区科技园高新南一道  
创维大厦C座802室

Tel: 0755-26942291

Fax: 0755-26942403

**我们竭诚为您提供最优质的服务!**

The logo for SiFirst, featuring a stylized 'SF' icon followed by the text 'SiFirst' in a bold, sans-serif font.

The background features a blue-toned digital aesthetic. On the left, a semi-transparent SiFirst logo is visible, consisting of a stylized 'S' and 'F' followed by the text 'SiFirst'. To the right, a vertical strip of a circuit board is shown, with glowing blue lines and dots representing traces and components. The overall scene is set against a background of light blue and white gradients with faint grid lines and lens flare effects.

SiFirst

*Be The*

**Thank You !**