

NCP1653 300W PFC 设计程序

原理图

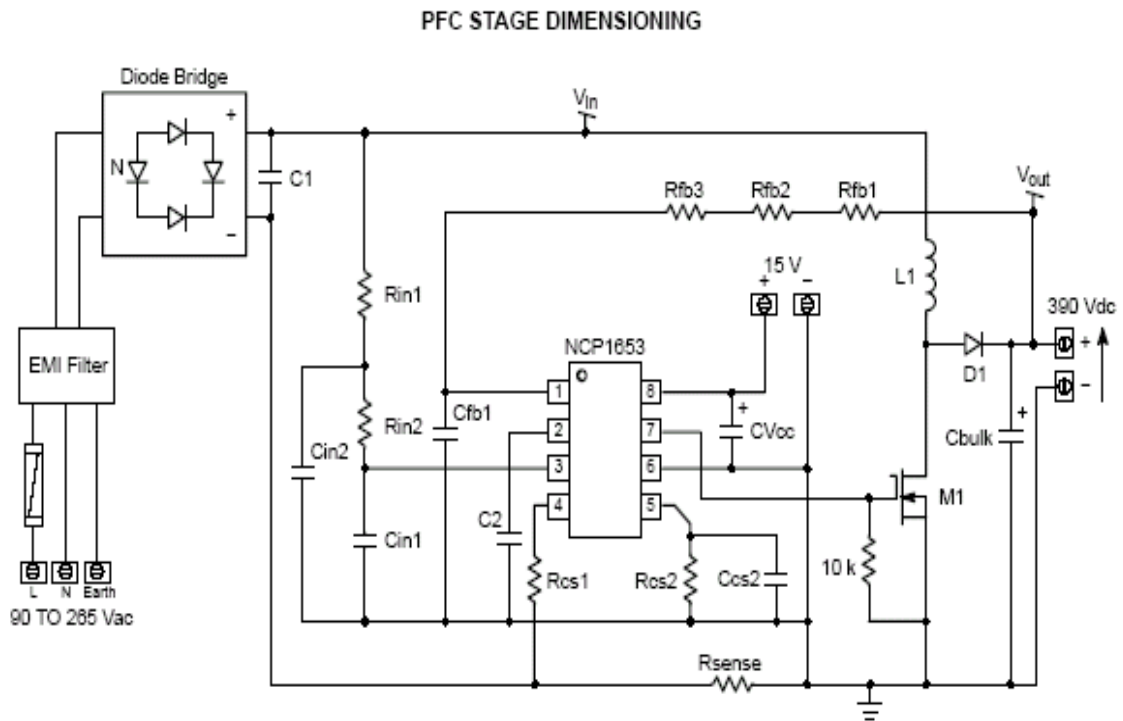


Figure 1. Generic Schematic

STEP 1: 功率元件的选择

最基本的器件包括：电感磁心，滤波电容，功率半导体（整流桥,MOS等）等。在这个步骤没有详细的说明，只是一些选择器件的基本要点。

1. 电感的选择。

选择电感的通常的方法是设定最小的纹波电流。例如假定纹波电流为最大输入电流的 $\pm 15\%$ 。

输入最大电流 (I_{in}) max,是在最小输入电压 和 最大功率的情况下，所以：

$$I_{in} \max = \frac{\sqrt{2} * (P_{out}) \max}{\eta * V_{acLL}} \quad (\text{eq. 1})$$

$P_{out}(\max)$ 是最大输出功率

η : 效率

V_{acLL} :最小输入交流电压

通常，我们假定92%的效率，输出功率300W,根据公式(1)计算得出最大电流： 5.1A.

另一方面，电感线圈中电流的正弦波的峰---峰值，是根据下面的公式计算：

$$\frac{\sqrt{2} * V_{ac}}{L * f} * (1 - \frac{\sqrt{2} * V_{ac}}{V_{out}}). \text{ (eq. 2)}$$

典型的这个值一般取最大输入电流 (I_{in}) 的 10%---50%
那么如果我们在最低输入电压情况下设定±15%纹波的话, 那么电感的电感量 L 有下列等式给出:

$$\frac{\sqrt{2} * V_{acLL}}{2 * L * f} * (1 - \frac{\sqrt{2} * V_{acLL}}{V_{out}}) = 15\% * \frac{\sqrt{2} * (P_{out})_{max}}{\eta * V_{acLL}}. \text{ (eq. 3)}$$

整理的

$$L = \frac{\eta * V_{acLL}^2}{0.3 * f * (P_{out})_{max}} * (1 - \frac{\sqrt{2} * V_{acLL}}{V_{out}}). \text{ (eq. 4)}$$

V_{out}: 输出电压390VDC,

F: 开关频率100KHZ

V_{acLL}: 最低输入电压90V,

得出电感得L=557uH, 我们取600uH, 相当于(I_{in})_{max}±14%纹波。

最后, 如果忽略电感电流的开关噪声, 那么电感电流RMS得值等于交

流电流的RMS.

$$(I_{coil})_{rms} = \frac{P_{out}}{\eta * V_{ac}}. \text{ (eq. 5)}$$

$$((I_{coil})_{rms})_{max} = \frac{(P_{out})_{max}}{\eta * V_{acLL}}. \text{ (eq. 6)}$$

电感线圈的最大RMS电流的值

电感的参数:

L=600uH

I_(coil)_{max} = 5.8A

I_(coil)_{rms} = 3.7A

2. 功率半导体器件

包括: 整流桥, 功率MOS, 输出二极管。他们放置在同一散热器上。
根据以下的原则来确定最小的消耗的功率。

1. 一般国家的用电设备为输出功率的6%
(最低的效率设定为92%)

2. 欧洲的用电设备为输出功率的为3%

所有的损耗将最终转换成热, 通过下面的公式列表来计算转换成热的耗散功率。

n通过下面的公式来计算整流桥消耗的功率

$$P_{bridge} = \frac{4 * \sqrt{2}}{\pi} * \frac{V_f}{V_{acLL}} * \frac{P_{out}}{\eta} \approx 1.8 * \frac{V_f}{V_{acLL}} * \frac{P_{out}}{\eta} \text{ (eq. 7)}$$

V_f 是整流桥二极管得正向压降

n MOS 管的消耗的功率, (忽略纹波电流)

$$(p_{on})_{max} = R_{DSON} * \left(\frac{\langle Pin \rangle_{max}}{V_{acLL}} \right)^2 * \left(1 - \frac{8 * \sqrt{2} * V_{acLL}}{3 * \pi * V_{out}} \right) \quad (eq. 8)$$

n 输出二极管消耗的功率 $I_{out} * V_f$
 $I_{out} = 0.75A$ $V_f = 1V$ 消耗的功率 $0.75W$

在这个案例，可以得到

n $P_{bridge} = 6.6 W$, 正向压降 $V_f = 1V$..
n $P_{ons} = R_{dson} * 9.5$ $R_{dson} = 0.19 \Omega$, $P_{ons} = 4W$
n $P_{diode} = 0.75W$

MOS 和 输出二极管的开关损耗 主要依赖于 器件的选择, MOS 的驱动速度和一些 缓冲网络的存在。当然还有一些其它的没有列出来。

3. 输出大电容的选择。

选择输出大容量电容的标准是根据最大电压纹波, 除非有其他得特殊要求 (如保持时间等)

根据这个标准需要:

$$C_{bulk} > \frac{P_{out}}{(\Delta V_{pk-pk})_{max} * \omega * V_{out}}$$

$(V_{pk-pk})_{max}$: 最大允许的电压纹波峰峰值

ω :

在这个设计里, 允许电压纹波 $\pm 3.5\%$ ($(V_{pk-pk})_{max} = 7\% * V_{out}$) 计算得出

$$C_{bulk} > \frac{300}{7\% * 100 \pi * 390^2} \approx 89.7 \mu F \quad (eq. 10)$$

取 $C_{bulk} = 100 \mu F$

保持时间的要求:

如果保持时间是必须要求的, 那么根据下式计算:

$$C_{bulk} > \frac{2 * P_{out} * t_{HOLD}}{(V_{out1}^2 - V_{out2}^2)}$$

V_{OUT1} : 正常的输出电压 $390VDC$

V_{OUT2} : 可以接受的最低工作电压 $300VDC$

到达 V_{OUT2} 所需要保持的时间 $t_{hold} = 10ms$ 得出

$C_{bulk} > 96.6 \mu F$

如果要符合这个要求, 取 $100 \mu F / 450V$ 仍是一个恰当的选择, 但是, 这个计算结果是基于平均电压 V_{OUT1} 的基础上得到的, 这各 V_{OUT1} 电压没有考虑 $100HZ$ 或 $120HZ$ 。所以选择 $150 \mu F / 450V$ 是一个折衷的选择。

输出电容的发热

略

Step 2: 反馈管理

原理图得知，反馈包括以下几个：

- n 一个滤波电容用来阻止开关噪声被 PIN1 脚 检测到。1NF 电容通常被使用来实现这个功能。Cfb1.
 - n 在输出电压末端和 pin1 之间通过一个电阻连接，这个线路提供一个与输出电压 vout 成比例的反馈电流。实际上，为了安全考虑，通常是 2-3 个电阻串联。（见图 1，输出电压是个比较高的，这就是反馈电阻得一个意外的不足之处，可能会破坏芯片。所以这就为什么采取几个电阻串联来代替一个电阻）
 - n 电容 C2 (PIN2) 与内部 300K 电阻 调整带宽，C2 的选择 100NF 可以有效的抑制 100, 120HZ 得纹波。
- 如果 (Rfb= Rfb 1+Rfb2+ Rfb3) ,那么输出电压

$$V_{out} = V_{pin1} + (R_{FB} * I_{ref}) \quad (eq. 11)$$

Vpin1: pin1 电压=2V

Rfb:

Iref: 内部参考电流 200Ua

调节输出电压 等于 390vdc,Rfb 必须满足下面的条件

$$R_{FB} = \frac{390 \text{ V} - 2 \text{ V}}{200 \mu\text{A}} = 1.94 \text{ M}\Omega \quad (eq. 12)$$

得到一个与1.94mΩ相近的，通过以下的分离电阻：Rfb1 = Rfb2 = 680 k_，Rfb3=560k ， Rfb=1.92mΩ .对应的输出电压386vdc,这是可以接受的，最后

Rfb1	Rfb2	Rfb3	Cfb1	C2
680 kΩ	680 kΩ	560 kΩ	1 nF	100 nF

Step 3: Input Voltage Sensing

NCP1653 监控输入电压 (Vac—交流电压整流以后的)。实际上，pin3 被设计成来接受与输入电压vac 的平均值成比例的一个电流值。这个电流信息主要是用来过功率保护，对于保护需要适当的调整，当输入电压最低的时候，感应到得输入电流必须在15uA以下。

也就是说，输入电压感应线路必须这样设计(Ipin3 = 15 uA)，当输入电压=Vacll.

所以，输入电压vin 感应管理应包括以下几个环节：

- n 一个就是一个滤波电容Cin1被放在pin3和gnd之间，用来防止外界环境的干扰。大约取值1nf.
- n Rin1 和Rin2 用来调节pin3的电流
- n Cin2与Rin2组成低通滤波器，可以有效的滤除交流纹波。50ms的时间常数可以使pin3脚的电流保持恒定，同时这个

电流与输入电压成一定的比例。

$$I_{pin3} = \frac{\langle V_{in} \rangle - V_{pin3}}{R_{in1} + R_{in2}} \quad (\text{eq. 13})$$

VIN: 输入电压平均电压

VPIN3: 4V

VIN是被整流后的正弦波, $\langle V_{in} \rangle = \frac{2 * \sqrt{2} * V_{ac}}{\pi}$

$$I_{pin3} = \frac{\frac{2 * \sqrt{2} * V_{ac}}{\pi} - V_{pin3}}{R_{in1} + R_{in2}}$$

那么这个感应网络必须被设计成这样, (Ipin3=15uA) 当 Vin = VacLL. 所以:

$$R_{in1} + R_{in2} \cong \frac{(2 * \sqrt{2} * V_{acLL}) - 4 V}{15 \mu A} \approx (60021 * V_{acLL}) - 266667 \quad (\text{eq. 14})$$

VacLL=90V

SO: Rin1 + Rin2 == 5.13MΩ

让我们选择: Rin1=4.7MΩ Rin=470kΩ

NOTE: RIN2时小于RIN1. 在这个案例中: RIN1/RIN2=10.

所以电容CIN2的耐压取50V, 63V.

最后:

Rin1	Rin2	Cin1	Cin2
4.7 MΩ	470 kΩ	1 nF	100 nF

Step 4: Current Sense Network

电流监测电路包括以下:

- n 电流监测电阻
- n 电阻 Rcs1 是用来限制电流
- n 电阻 Rcs2 是用来调节PFC的功率容量。
- n Ccs2. pin3 接收到一个与电感电流成比例的电

流。Ccs2 必须滤除电感电流的纹波，使得Ipin3 的输入电流是与输入电流成比例的电流的真实值（不包含纹波电流）。

_ Rsense:

你可以自由的选择Rsense的值。实际上，功耗是确定阻值的一个主要因素。如果忽略纹波电流，最大的电阻功耗有下列公式给出：

$$(pRsense)_{max} = Rsense * \left(\frac{(Pout)_{max}}{\eta * VacLL} \right)^2 \quad (eq. 15)$$

一般的原则，选择阻值不超过最大输出功率的0.5%。根据这个原

则：

$$Rsense \leq 0.005 * \frac{(\eta * VacLL)^2}{(Pout)_{max}} \quad (eq. 16)$$

在这个应用中，有公式得出：Rsense <=114mΩ

所以，取 Rsense =0.1 Ω ， (pRsense)=1.4W.

_ Rcs1

根据限制电流来确定 Rcs1:

$$Rcs1 = \frac{Rsense * (Icoil)_{max}}{Iref} \quad (eq. 17)$$

(Icoil)max: 电感最大电流

Iref: 内部参考电流源 200uA

在STEP1 中，(Icoil)max=5.8A, Rsense=0.1 Ω ,那么Rcs1:

$$(0.1 \Omega * 5.8A) / 200uA = 2.9K \Omega$$

_ Rcs12 and Ccs2

Rcs2 是用来调节固定输出电压的PFC的功率等级，如果Rcs2选择的适当，可以使电路工作模式为“Follower Boost”（3）。根据下面的公式来计算Rcs2:

$$R_{cs2} = \frac{\eta * \pi * R_{cs1} * R_{in} * I_{ref} * V_{ref}}{2 * \sqrt{2} * R_{sense} * (P_{out})_{max} * V_{outLL}} * V_{acLL} \quad (\text{eq. 18})$$

--Rin: Rin= Rin1+ Rin2

--Iref: 200ua

--Vref:==2.5V

--Vacll: 90V

--Poutmax : 300W

-- n: 效率 0.92

-- Voutll :390V在满负载的情况下。在传统的模式里，Voutll 可以调节的（390V是比较通用的取值）。在Follower Boost 模式下，你可以选择一个较低的电压值。

我们的方案里是一种通用的取值（固定电压），所以：

Voutll=390V,那么Rcs2:

$$\frac{0.92 * \pi * 2.85 \text{ k}\Omega * 5.17 \text{ M}\Omega * 200 \mu\text{A} * 2.5\text{V}}{2 * \sqrt{2} * 0.1 \Omega * 300 \text{ W} * 390 \text{ V}} * 90 \text{ V} = 58 \text{ k}\Omega \quad (\text{eq. 19})$$

取常用的值 56K.

为了正确有效的滤除PIN3脚电压的开关纹波，时间常数要设置为50us。这个时间常数要保证能将开关纹波滤掉，同时有小到不会

误导低频器件。

所以， $C_{cs2} = 50 \text{ us} / R_{cs2} = 893 \text{ pf}$. 让我们取 $C_{cs2} = 1 \text{ nf}$.

最后：

R_{sense}	R_{cs1}	R_{cs2}	C_{cs2}
0.1 Ω	2.85 k Ω	56 k Ω	1 nF

NOTE 3:

(3)The “Follower Boost” mode makes the pre-converter output voltage stabilize at a level that varies linearly versus the AC line amplitude. This technique aims at reducing the difference between the output and input voltages to optimize the boost efficiency and minimize the cost of the PFC stage (refer to MC33260 and NCP1653 data sheet at www.onsemi.com).

摘要：

Steps	Components	Formula	300 W Application
Step 1: Coil Inductance, Bulk Capacitor and Power Silicon	Select the maximum switching peak-to-peak ripple of the coil current	Choose a value between 20 and 50%. $\rho = \frac{(\Delta I_{coil})_{pk-pk}}{(I_{coil})_{max}}$	$\rho = 28\%$
	Coil Inductance (L)	$L = \frac{\eta * VacLL^2}{\rho * f * (Pout)_{max}} * \left(1 - \frac{\sqrt{2} * VacLL}{Vout}\right)$	L = 600 μ H
	Maximum coil current	$(I_{coil})_{max} = \frac{\sqrt{2} * \left(1 + \frac{\rho}{2}\right) * (Pout)_{max}}{\eta * VacLL}$	(Icoil)max = 5.8 A
	Max rms coil current	$((I_{coil})_{rms})_{max} = \frac{(Pout)_{max}}{\eta * VacLL}$	((Icoil)rms)max = 3.7 A
	Bulk Capacitor Value	$C_{bulk} > \frac{300}{7\% * 100\pi * 390^2} \approx 89.7 \mu F$ (hold-up time and rms current considerations being not taken into account)	100 μ F / 450 V
Step 2: Feedback Arrangement	Rfb1 + Rfb2 + Rfb3	$Rfb1 + Rfb2 + Rfb3 = \frac{Vout - 4V}{200 \mu A}$	Rfb1 = 680 k Ω Rfb2 = 680 k Ω Rfb3 = 560 k Ω
	Cfb1	Cfb1 = 1 nF	Cfb1 = 1 nF
	C2	C2 = 100 nF	C2 = 100 nF
Step 3: Input Voltage Sensing	Rin1 and Rin2	$Rin = \frac{\left(\frac{2 * \sqrt{2} * VacLL}{\pi}\right) - 4V}{15 \mu A}$ (Rin = Rin1 + Rin2) Choose: Rin1 \approx 10 * Rin2	Rin1 = 4.7 M Ω Rin2 = 470 k Ω
	Cin1	Cin1 = 1 nF	Cin1 = 1 nF
	Cin2	$Cin2 = \frac{50 ms}{Rin2}$	Cin2 = 100 nF / 63 V
Step 4: Current Sense Network	Rsense	Choose Rsense so that its dissipation keeps reasonable (e.g., select Rsense so that pRsense is less than 0.5% * (Pout)max). $R_{sense} \leq 0.5\% * \frac{(\eta * VacLL)^2}{(Pout)_{max}}$	Rsense = 0.1 Ω / 3 W
	Rcs1	$R_{cs1} = \frac{R_{sense} * (I_{coil})_{max}}{200 \mu A}$	Rcs1 = 2.85 k Ω
	Rcs2	$R_{cs2} = k * \frac{\eta * R_{cs1} * (Rin1 + Rin2) * VacLL}{R_{sense} * (Pout)_{max} * VoutLL}$ where: $k = \frac{250\pi}{\sqrt{2}}$ (μ W)	Rcs2 = 56 k Ω
	Ccs2	$C_{cs2} = \frac{50 \mu s}{R_{cs2}}$	Ccs2 = 1 nF

原理图：

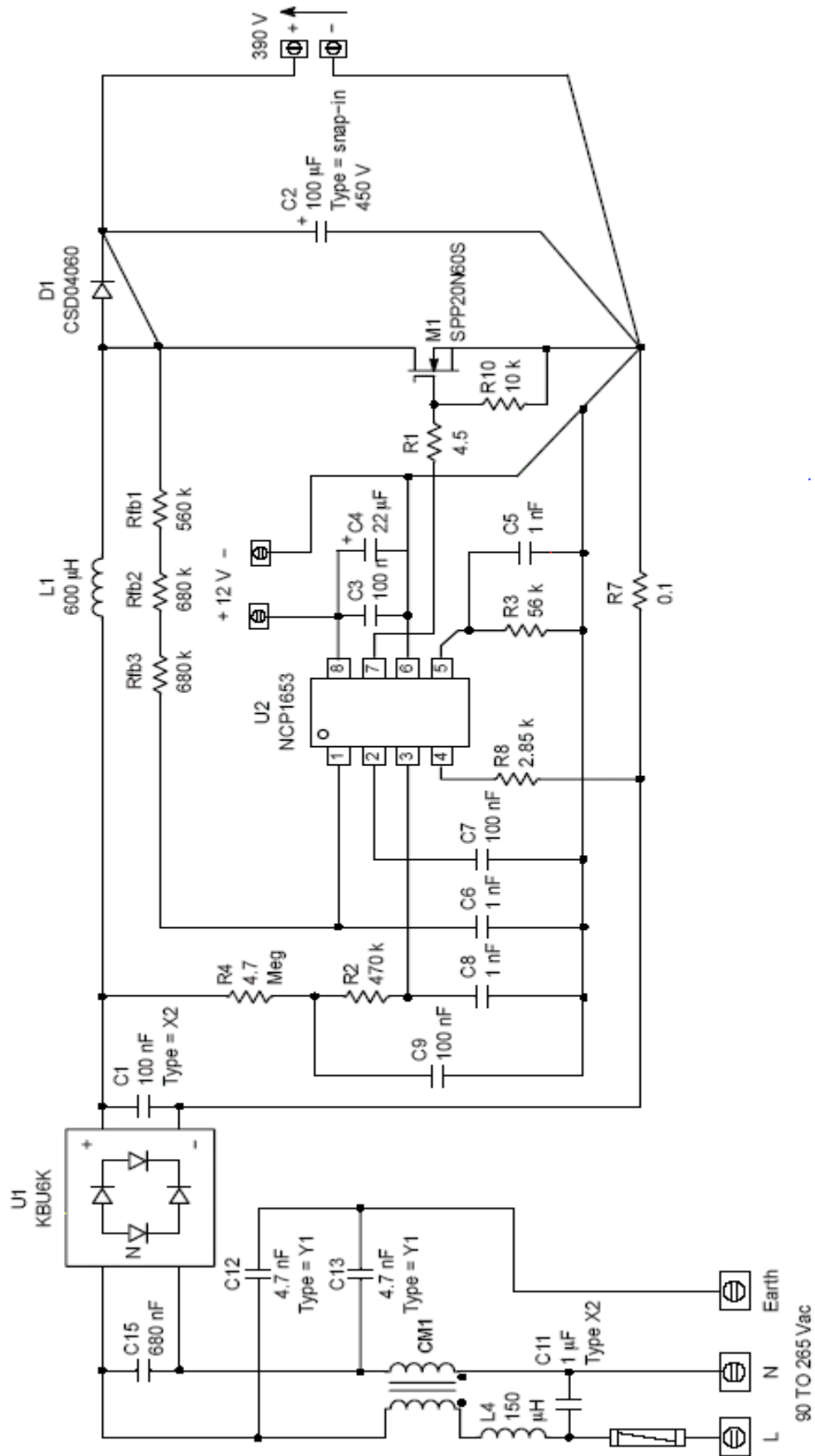


Figure 2. Application Schematic

