

功率因数校正 IC GR8762 在开关电源中的应用

● 综述

随着减小谐波标准的广泛应用，市场对功率在 75W 以上电源谐波的要求越来越高。而当功率的水平低于 150W 时，基于 Boost 架构的临界导通模式的 GR8762 不仅能够帮助优化整个系统的满载效率，而且能将不同输入电压条件下的 THD（总谐波失真）控制在一个很小的范围内。

● 临界导通模式

众所周知，功率因数校正电路的主要目的就是通过频率或是脉宽的调制，使输入电流的波形跟随输入电压的波形。临界导通模式的控制过程是在 Boost 电感电流为零时，打开功率 MOSFET，当功率 MOSFET 上的电流峰值达到输入电流参考点时，关断功率 MOSFET。

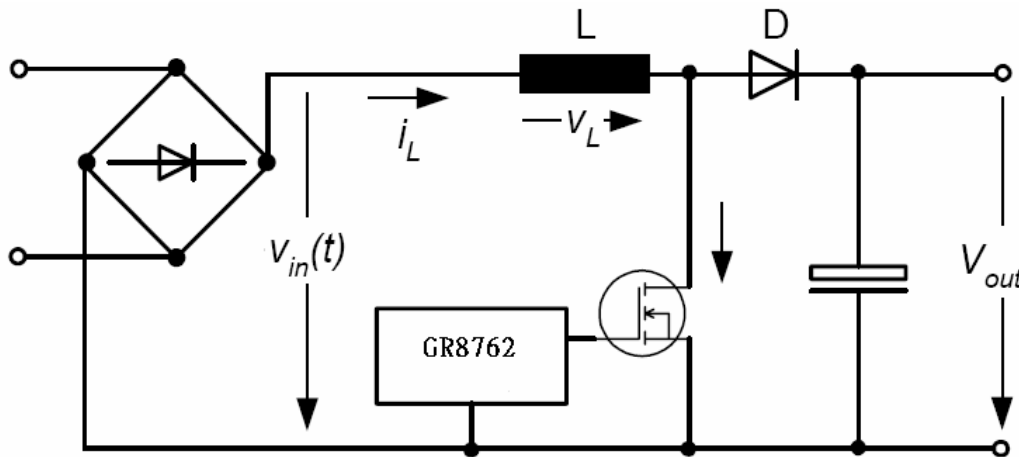


图 1

若整流桥输入电压为 $V_{in}(t) = V_{irms} \sin \omega t$ ，则由图 1 可得到电感电流的峰值为：

$$i_{LPK}(t) = \frac{v_{in}(t) \cdot T_{on}}{L} = \frac{\sqrt{2} \cdot V_{irms} \cdot D \cdot T_s}{L} \sin \omega t \quad (1)$$

其中 T_s 为功率 MOSFET 的工作周期(Switching period)， D 为占空比(Duty cycle)。由上式可以得知，在一个输入电压周期内，若功率管之导通时间保持一定，则电感电流峰值的连线将会成为一个 $i_{LPK} \cdot \sin \omega t$ 的包络，而由几何原理可知，此时，输入电流 I_{in} 也是一个半正弦形的包络而且与输入电压同相，如下页图 2 所示

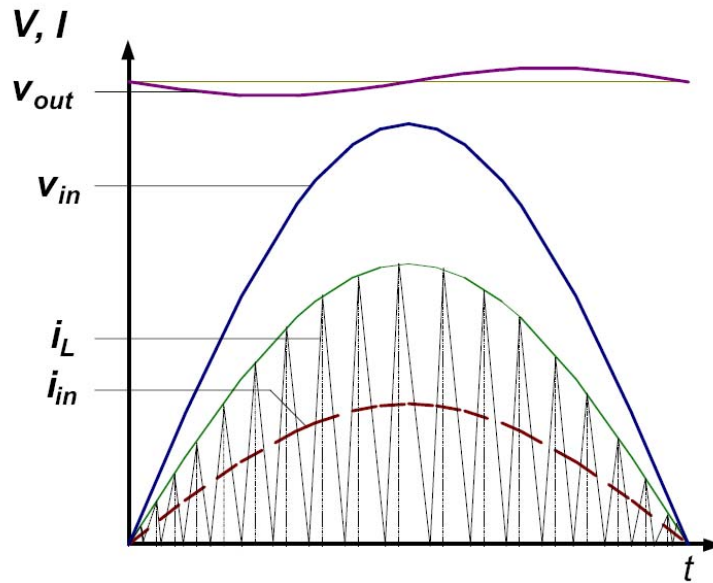


图 2

● 系统设计指导

◇ 输入整流桥

由于交流输入频率通常为 50Hz/60Hz，故输入部分的整流可选用低成本的慢恢复整流二极管或整流桥，但是必须考虑最大输入有效值电流和最高输入电压，并留有餘量。同时还要考虑二极管或整流桥的散热情况。

◇ PFC 输入滤波电容

此电容可减小开关管高频开关时产生的开关噪声的影响，同时，它对 PF 值和效率以及 EMI 有较大影响。若选取的容值过大就会造成输入电流过零时失真比较严重，PF 值过低，THD 偏高。下图的相应输出功率和输入条件下的输入滤波电容可以作为参考。

Po(W)	90Vac~264Vac	180Vac~264Vac
32	0.1uF	0.1uF
64	0.33uF	0.22uF
100	0.68uF	0.47uF
150	1uF	1uF
200	1uF	1uF

◇ PFC 输出滤波电容

PFC 输出滤波电容的耐压与 PFC 输出电压 V_o 和输出过压保护点有关，其耐压须大于 PFC 过压点并

留有餘量。其容值与系统设计时输出功率和输出纹波要求有关。而输出电压的纹波的频率是交流输入频率的 2 倍(为 100Hz/120Hz)，纹波电压 ΔV_o 为输出纹波电压峰峰值的一半，通常纹波电压设置在输出电压的 1%-5%之间。由于它是电容阻抗和电容电流的函数：

$$\Delta V_o = I_o \cdot \sqrt{\frac{1}{(2\pi \cdot 2f \cdot C_o)^2} + ESR^2} \quad (2)$$

当使用 Low ESR 电容时，电容的容抗远大于 ESR 值，故上式可简化为：

$$C_o \geq \frac{I_o}{4\pi \cdot f \cdot \Delta V_o} = \frac{P_o}{4\pi \cdot f \cdot \Delta V_o \cdot V_o} \quad (3)$$

如果考虑系统的保持时间，则可用如下公式计算：

$$C_o = \frac{2 \cdot P_o \cdot t_{HOLD}}{V_{o_min}^2 - V_{op_min}^2} \quad (4)$$

其中， V_{o_min} 是考虑负载调整率和输出纹波电压，且输入输出及 PFC 部分均正常工作时 PFC 输出电容的最低输出电压；

V_{op_min} 是指刚好满足系统正常工作时的 PFC 输出电容的最低输出电压。

✧ PFC 升压电感的选取

PFC 电感的设计比较复杂，通常先确定 PFC 的最低开关频率。音频范围约 20KHz 以下，系统重启频率在 20KHz 以下，因此我们系统的最低频率只要设置在 20KHz 以上就可以了。其推导如下：

$$T_{on} = \frac{L \cdot I_{LPK} \cdot \sin(\theta)}{\sqrt{2} \cdot V_{irms} \cdot \sin(\theta)} = \frac{L \cdot I_{LPK}}{\sqrt{2} \cdot V_{irms}} \quad (5)$$

$$T_{off} = \frac{L \cdot I_{LPK} \cdot \sin(\theta)}{V_o - \sqrt{2} \cdot V_{irms} \cdot \sin(\theta)} \quad (6)$$

其中，

$$I_{LPK} = 2\sqrt{2} \cdot \frac{P_i}{V_{irms}} \quad (7)$$

联合(5),(6),(7)式经过运算可计算出一个周期内的开关频率为：

$$f_{sw}(\theta) = \frac{1}{T_{on} + T_{off}} = \frac{1}{2 \cdot L \cdot P_i} \cdot \frac{V_{irms}^2 \cdot (V_o - \sqrt{2} \cdot V_{irms} \cdot \sin(\theta))}{V_o} \quad (8)$$

PFC 最低开关频率可能发生在最大输出功率情况下，交流输入低压或交流输入高压的波峰或波谷。

最大工作频率发生在输入电压过零时。因此电感的选取可用下式：

$$L = \frac{V_{irms}^2 \cdot (V_o - \sqrt{2} \cdot V_{irms})}{2 \cdot f_{sw(\min)} \cdot P_i \cdot V_o} \quad (9)$$

这里， V_{irms} 可以是最小交流输入有效值 $V_{irms(\min)}$ ，也可以是最大交流输入有效值 $V_{irms(\max)}$ ，

将其代入上式计算，取计算出的最小的电感值 L 。

电感值确定后，可进行电感的设计。考虑磁性材料的几何形状，工作频率范围，绕线结构及绝缘情况等，最终的选择以适用经济为主。

铁芯尺寸的大小，可用以下经验公式确定：

$$Volume = 4 \cdot L \cdot I_{irms}^2 \quad (10)$$

其中体积的单位为其中 cm^3 ；电感的单位为 mH 。

因铁芯的饱和磁感应强度较小,为了避免磁芯饱,通常在磁路中开有一定的气隙。由于铁芯中的磁阻远远小于真空中的磁阻,因此铁芯中的气隙承受了绝大部分磁压降,贮存了绝大部分磁能,磁芯所贮存的磁能可忽略,根据能量守恒原则有:

$$L \cdot I_{LPK}^2 \approx \Delta H \cdot \Delta B \cdot A_e \cdot l_{gap} \quad (11)$$

其中, l_{gap} 为磁芯气隙长度

$$\Delta B = \mu_o \cdot \Delta H_{gap} \quad (12)$$

由 (11), (12) 联解可得:

$$l_{gap} = \frac{L \cdot I_{LPK}^2 \cdot \mu_o}{\Delta B^2 \cdot A_e} \quad (13)$$

因此我们铁芯所开气隙必须大于或等于此计算值才不易饱和。

由磁路中的安培定则有:

$$l_{gap} \cdot \Delta H_{gap} \approx N \cdot I_{LPK} \quad (14)$$

联合 (11), (12), (14) 可得出:

$$L \approx \mu_o \cdot \frac{N^2 \cdot A_e}{l_{gap}} \Rightarrow N \approx \sqrt{\frac{L \cdot l_{gap}}{\mu_o \cdot A_e}} \quad (15)$$

◇ PFC 升压二极管

升压二极管处于高频开关状态，同时其反向压差较大，须选用反向恢复时间短，正向导通压降小，漏电流小的高频二极管。其平均电流可由式（16）计算，二极管的选取还需考虑散热参数。

$$I_{Davg} = I_{o(max)} \quad (16)$$

◇ PFC MOS

大家主要关注的是 MOS 的 $R_{ds(on)}$ ，它的选取与输出的功率大小有关。由于 MOS 关闭时的电压被限制在输出电压，因此其耐压只需考虑大于过压保护点和留一定余量即可。其电流必须大于其流过的有效值电流，通常需兼顾效率和散热进行选取。

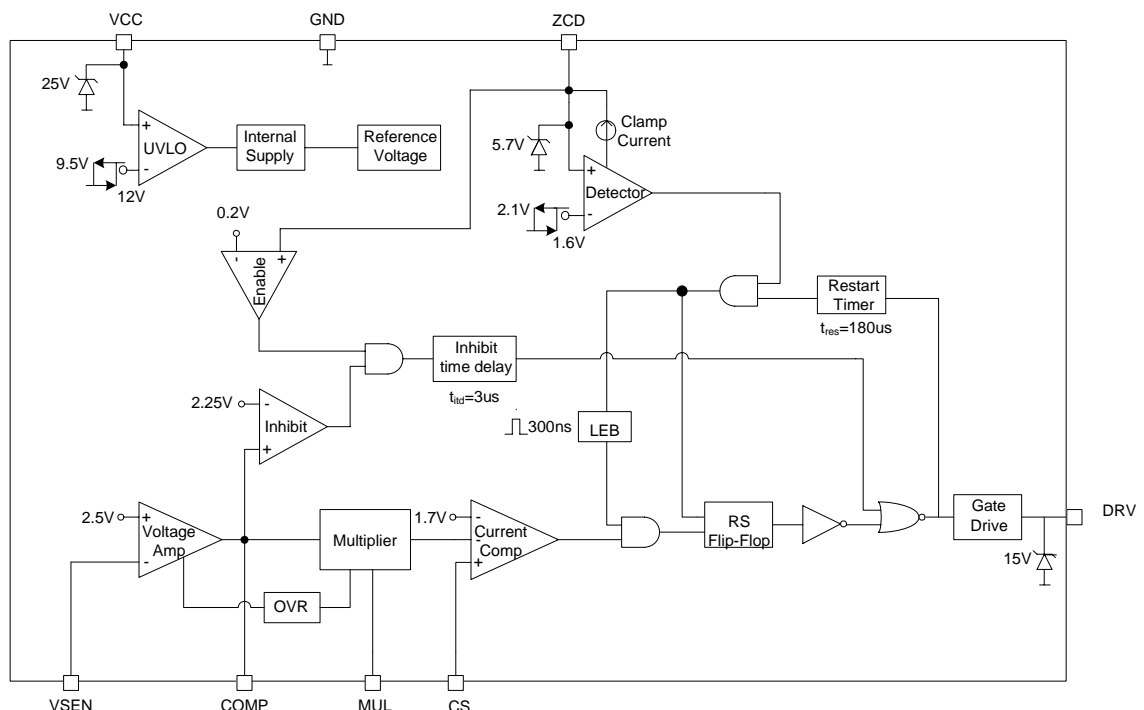
其导通期间的有效值电流可由下式计算：

$$I_{MOS\ rms} = I_{Lpk} \times \sqrt{1/6 - [(4 \times \sqrt{2} \times V_{ac\ min}) / (9 \times \pi \times V_o)]} \quad (17)$$

Note: $I_{Lpk} = 2 \times \sqrt{2} \times I_{rms}$ $I_{rms} = P_{out} / (\eta \times P.F \times V_{ac\ min})$

● GR8762 工作原理

◇ GR8762 内部框图



◇ Vcc 供电

GR8762 的启动电流约为 30uA,若系统设计时需要先启动 PFC 控制器,那么,系统在最低交流输入的条件可提供的启动电流最好设置为 50uA。IC 内置的欠压闭锁的功能可以保证 Vcc 电压一旦达到 12V 开启以后需要降到 9.5V 才会关断。

◇ 误差放大器和过压保护

误差放大器的反向输入端采样系统输出电容上经电阻串联分压后得到的电压信号,并与内部参考电压做比较,以获得固定的直流调整电压。在半个周期内误差放大器输出必须维持一定值已获得高的 PF 值,在输出端与反向输入端之间的补偿回路需要很低的频宽。

另外,GR8762 提供了二级的过电压保护;於过电压时,误差放大器的输出趋向低饱和,但误差放大器响应很慢,所以它会维持一段时间才进入饱和区。但另一方面,输出电容实际已经过压,因此,另外一种方式的过压保护是必须的。

GR8762 在误差放大器的输出端加入了动态过流模块。在 Vcomp 不变的情况下,输出电容上过压的信号会经上拉电阻,补偿网络转换成一个 uA 级的电流信号流入 Vcomp 端。当这个电流信号超过 27uA 时,DRV 拉 Low 而导致 MOS 关闭。

$$V_{out} = V_{ref} \cdot (R_H + R_L) / R_L \quad (18)$$

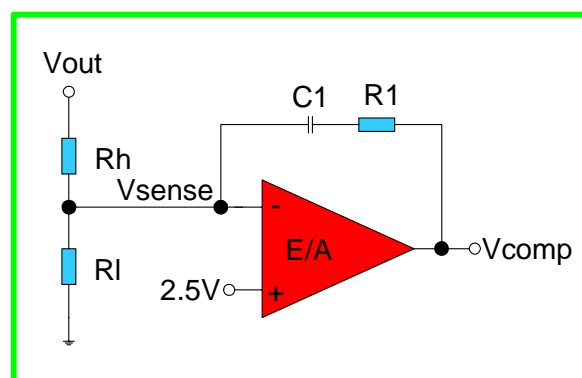
$$V_{ovp} = V_{ref} \cdot (R_H + R_L) / R_L + R_H \cdot \Delta I \quad (19)$$

$V_{ref} = 2.5V$, ΔI 为 GR8762 的 OVR 过流点。

◇ 补偿网络

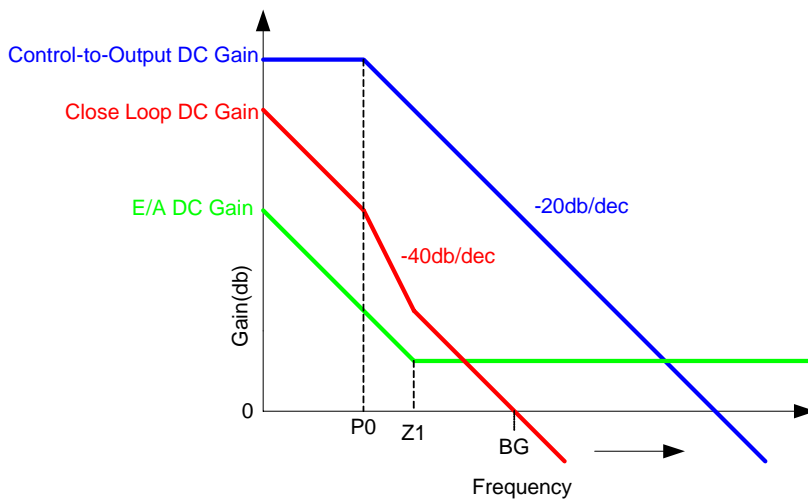
补偿网络的设计是 PFC 控制回路中最重要的部分,因为它能显著地影响 THD 的高低。为了使得 Vcomp 在一个周期内保持恒定的值,运放的带宽要设的很低,通常要求在 20Hz 以下。最简单的补偿网络是单纯地用一个 uF 级的电容去构造一个积分器,尽管这种补偿网络可以将带宽设置得比较低,但是,相位裕度会比较小,系统的稳定性不好。

◇ PI 补偿网络



负载为纯电阻或者等效纯电阻的负载,在 V_{out} 端会有一个由 R_0 和 C_0 引起的极点。PI 补偿网络通过补偿在原点引入一个极点和一个很低频的零点来补偿输出点的极点,可以得到一个理想的带宽和 90 度的相位裕度。

$$G_1(s) = \frac{dV_{comp}}{dV_{out}} = \frac{1 + s \cdot R_1 \cdot C_1}{s \cdot R_h \cdot C_1} \quad P_1 = 0 \quad Z_1 = \frac{1}{2\pi \cdot R_1 \cdot C_1}$$

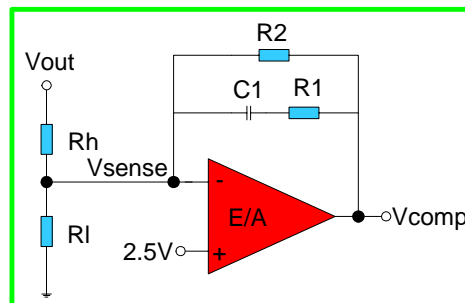


$$P_0 = \frac{1}{\pi \cdot R_0 \cdot C_0} \quad Z_1 = \frac{1}{2\pi \cdot R_1 \cdot C_1}$$

P_0 为系统固有的极点

补偿后,在原先积分器补偿网络的基础上补偿后网络的带宽增大,但是,由于相位裕度变为 90 度,系统的瞬态特性和稳定性都变好。

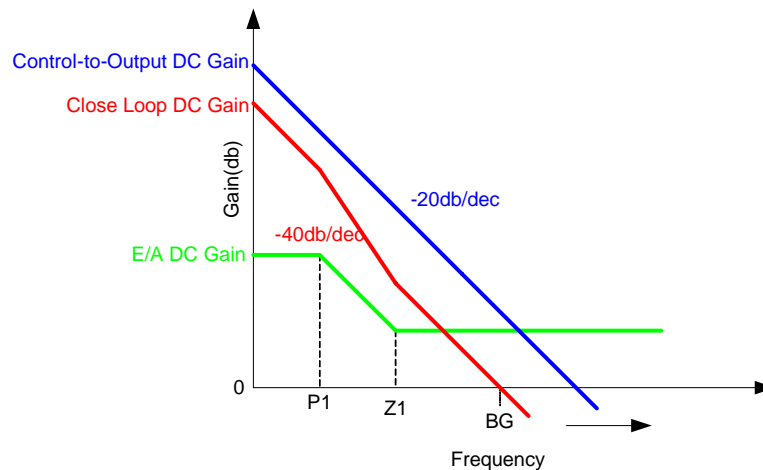
◇ 改善型 PI 补偿网络



对于恒功率负载来说,它本身在原点处已经有一个极点,如果还是用电阻负载的补偿网络来补偿,则会在原点处引入第二个极点,会引起系统的不稳定。因此,在改善型 PI 补偿网络中电阻 R_2 被引入来降低运放的直流增益,以降低单位增益带宽,同时会引入另外一个极点。

$$G_1(s) = \frac{dV_{comp}}{dV_{out}} = \frac{R_2}{R_h} \cdot \frac{1 + s \cdot R_1 \cdot C_1}{1 + s \cdot (R_1 + R_2) \cdot C_1}$$

$$P_1 = \frac{1}{2\pi \cdot (R_1 + R_2) \cdot C_1} \qquad Z_1 = \frac{1}{2\pi \cdot R_1 \cdot C_1}$$



◇ 乘法器

乘法器是 GR8762 最核心的部分。它包括误差放大器的输出 V_{comp} 与基准 2.5V 的差值和 MUL 这两个输入端, 而 MUL 电压信号是 Sin 输入波形经电阻分压后得到。MUL 电压信号的范围是 0~3.5V, 而且乘法器输出和 MUL 电压信号在不同的 V_{comp} 电压下的高度线性是 THD 比较低的关键。实际应用中可以将交流 264V 时 MUL 电压信号峰值设置在 3.5V 左右, 当然, 在 MUL 脚上接一个 102P~103P 大小的瓷片电容到地还可以滤除 MUL 高频杂讯。

乘法器的另外一个输入是误差放大器的输出 V_{comp} 与基准 2.5V 的差值, 在实际工作中, V_{comp} 的工作范围是 2.5~5.0V。由于在同一输出功率下, 控制回路的增益会随交流输入电压的上升而增大, 同时, 这也意味着输出电压上纹波和干扰会被放大从而导致 PF 值的降低和 THD 升高。

$$V_{CS} = K \cdot V_{MUL} \cdot (V_{COMP} - 2.5) \qquad (20)$$

◇ 电流检测比较器

电流比较器的正端和负端输入分别是 MOSFET 源端串接到地的检流电阻上的电压和乘法器的输出。当 MOSFET 源端串接到地的检流电阻上的电压超过乘法器的输出时, 电流比较将翻转并使 DRV 信号输出为低。另外, 它还引入了 1.7V 的过流限制点, 即当乘法器的输出大于 1.7V 时, MOSFET 源端串接到地的检流电阻上的电压将与 1.7V 作比较。另外, 检流电阻的计算可以参考下式:

$$R_s = \frac{1.5}{\frac{P_{in}}{V_{irms}} \cdot 2\sqrt{2}}$$

其中，1.5V 为低压满载条件下检流电阻上的峰值电压点。

由于当 MOSFET 刚导通时，由于寄生电感和驱动电流的影响，检流电阻上产生一个电压尖峰，而 GR8762 内置的 200ns 的前沿消隐（LEB）时间将可以避免此时比较器的误动作。当然，实际系统设计时，为避免因寄生参数振荡引起的 MOSFET 误动作，可以在检流电阻和 CS 脚之间预留一个 RC 网络。

◇ 零电流侦测

零电流侦测是通过和 Boost 电感绕在同一铁芯上的侦测绕组来感应 Boost 电感上的电流是否降为零。而 ZCD 脚通过连接一个 K 级的电阻到侦测绕组的一端来间接侦测 Boost 电感上的电流。当 IC 内部的 RS 触发器因电流比较器翻转而重置时，DRV 将会关断，Boost 电感上电流从峰值开始下降，MOSFET Drain 端的电压会上升从而间接引起 ZCD 脚上的电压从低电平上升到高电平，在这个过程中，当 ZCD 上电压大于 2.1V 时 IC 内部的 RS 触发器会锁定。当 Boost 电感上电流降为零后，MOSFET Drain 端的电压会缓慢下降从而间接引起 ZCD 脚上的电压从高电平下降为低电平，在这个过程中，当 ZCD 上电压小于 1.6V 时 IC 内部的 RS 触发器会置位，DRV 将会打开，于是，Boost 电感上的电流又会从零上升到峰值。

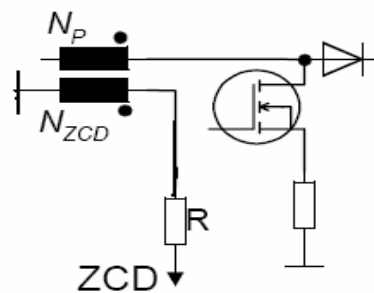


图 3

$$\frac{N_p}{N_{ZCD}} \leq \frac{V_o - \sqrt{2}V_{irms}}{2} \quad (21)$$

侦测绕组的设计参考如上式，若 Vcc 需要侦测绕组供电则需另外考量。

当输入交流电压超过输出电压，系统工作在空载和轻载这些状况，ZCD 脚的触发信号失效，IC 内部触发器不会置位时，IC 会在 DRV 输出低电平 160uS 后置位内部触发器，使 DRV 输出为高。

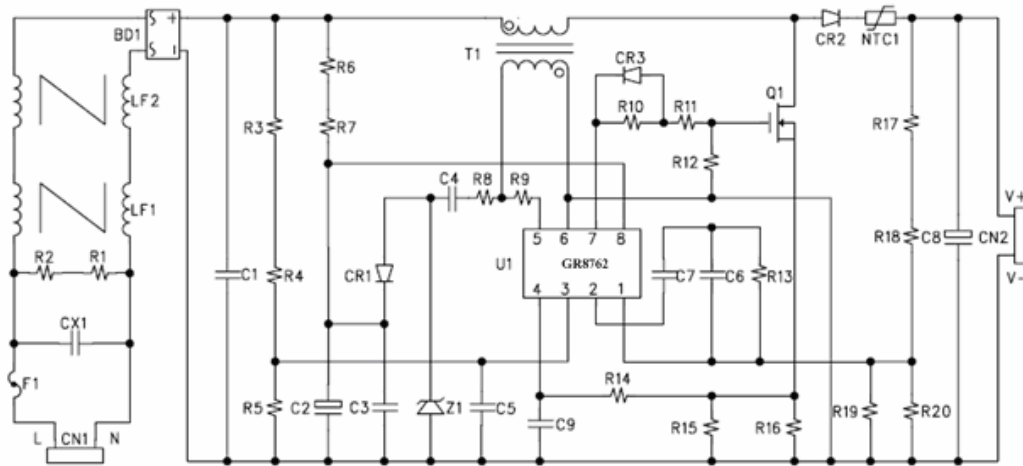
另外，侦测绕组的设计已在系统设计部分有提及，ZCD 脚到侦测绕组所连接的电阻以 39K~68K 为宜。

◇ 驱动

GR8762 DRV 输出的驱动能力为±500mA，内置了一个 15V 的稳压电路。当 Vcc 电压高于 15V 时，DRV 内置的 15V 稳压电路将会把 DRV 高值箝位在 15V 以保护 MOSFET。

● GR8762 80W 系统设计参考

◇ 原理图



◇ 材料清单

No.	Part	Description	Q'ty.
1	BD1	PBL405 4A 600V	1
2	CN1, CN2	2/3 pin 3.96 180°,white	1
3	C1	474K 400V Pitch=15mm	1
4	C2	47uF 35V 6*12mm 105°C	1
5	C3	0805 104K 50V X7R	1
6	C4	103K 100V X7R	1
7	C5, C6	0805 103K 50V X7R	2
8	C7	0805 225K 50V X7R	1
9	C8	47uF/450V 22*26(max) 105°C	1
10	C9	NC	1
11	CX1	474K/275V	1
12	CR1	FR104 1A 400V	1
13	CR2	ER506 5A/800V DO-201	1
14	CR3	LL4148 DO-80	1
15	F1	4*8mm T3.15A/250V, fuse	1
16	HS1	15*10.5*25mm heat sink, Aluminum	1
17	LF1	T12*10*8c 0.7mH	1
18	LF2	T16*12*8c 15mH	1

19	NTC1	SCK2R55A	1
20	Q1	2SK2842 12A/500V TO-220	1
21	R1, R2, R3, R4	1206 1M 5%	4
22	R5	20K 0805 5%	1
23	R6, R7	1206 240K 5%	2
24	R8	100R 1206 5%	1
25	R9	39K 1206 5%	1
26	R10	33R 1206 5%	1
27	R11	0R 1206 5%	1
28	R12	100K 0805 5%	1
29	R13	4.7K 0805 5%	1
30	R14	0R 0805 5%	1
31	R15	0.27R 2WS 5%	1
32	R16	NC	0
33	R17, R18	330K 1206 1%	2
34	R19	4.3K 0805 1%	1
35	R20	91K 0805 1%	1
36	T1	PQ2620 0.7mH	1
37	U1	SOP-8 GR8762	1
38	Z1	18V 1W	1
39	PCB	CEM-1 2oz 1mm 110*56mm	1