

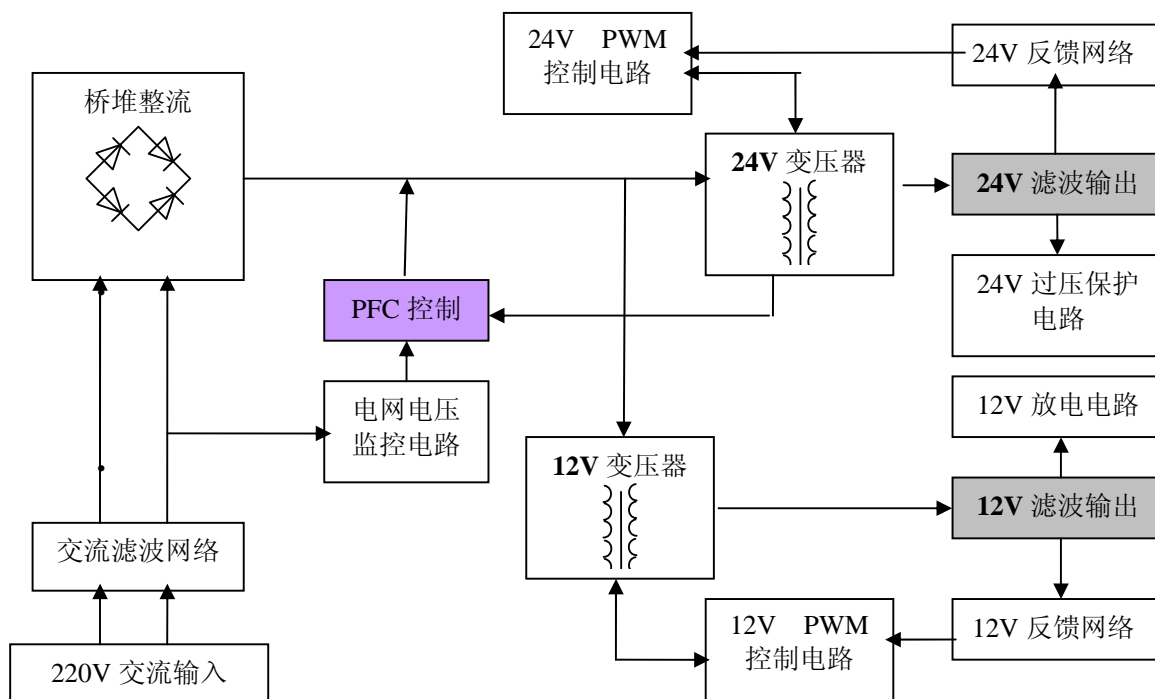
## 3711C 开关电源原理解析

LCD 工厂 PE 部：开文魁  
导 师：陈炳红

**【摘要】** 本文针对 GC32 机芯平板液晶电视中常用的 3711C 电源的工作原理及各功能模块进行分析，简介美国 Onsemi（安森美）公司的 NCP1650 型功率因数校正 (PFC) 集成电路的工作原理。

**【关键词】** PFC（功率因数校正），同步整流。

3711C 电源是带 PFC（功率因数校正）的开关电源，即通过 PFC 集成电路来控制开关管进行高速的导通与截止，将直流电转化为高频交流电，提供给变压器进行变压，从而产生所需要的一组或多组稳定的直流电压。此开关电源由于输出回路和输入回路不共地，所以可以利用变压器的多个次级绕组实现多路输出，满足整机的主板、显示屏以及电源板内部 IC 的供电需求，其原理框图如下所示：



### 一、交流输入及桥式整流模块

交流市电从火线 (Live)、零线 (Neutral) 线输入，F1 为保险管，在电流过大时熔断，以保护电路。为了避免输入端电压由于雷电、电感性开关等因素的影响而产生的电压尖峰对电源造成不利影响，采用在交流输入端并接金属氧化物压敏电阻 ZV1（压敏电阻两端电压较低与其两端之间的电阻成反比）来对瞬态电压进行抑制，

当高压尖峰瞬间出现在压敏电阻两端时，它的阻抗减小到一个低值，消除了尖峰电压使得输入电压达到安全值，使瞬间能量消耗在压敏电阻上，防止瞬间尖峰高压将后续电路损坏。

输入滤波器是由共模电感（LF1、LF2）和 CX 电容（CX1、CX2）及 CY 电容（CY1、CY2、CY5）组成的低通滤波器电路构成，对频率较高的噪声信号有较大的衰减。R1、CX1、CX2 用来抑制差模干扰（来自电源火线而经由零线返回的杂讯）；R69、CY1、CY2、CY5 用来滤除共模干扰（自电源火线或零线而经由地线返回的杂讯）。LF1、LF2 是共模电感，L1 是差模电感。交流电经过整流桥堆 BD1 全波整流滤波后变为直流。

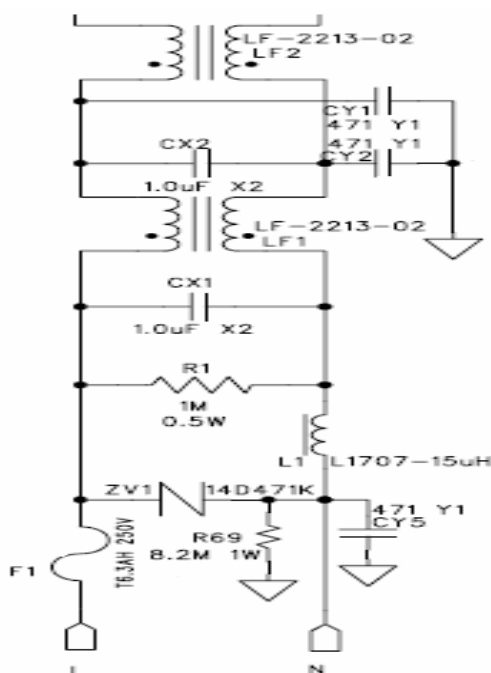


图 1. 交流输入及滤波网络

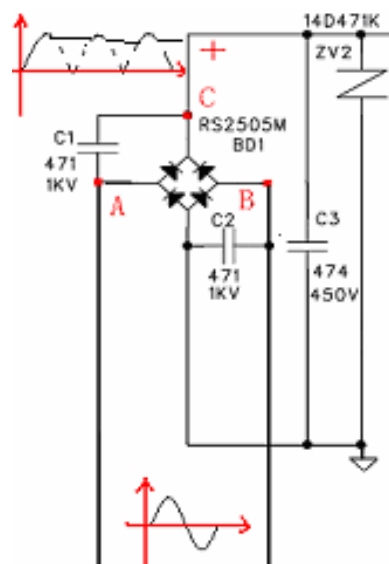


图 2. 桥堆整流

## 二、12V 输出模块

### 1、12V 输出

此 12V 电压仅给主板供电。

经过桥堆（BD1）整流后的直流分两路经过 D9、D1（PFC 控制 IC1 在 P\_ON 高电平信号到来之前不工作，电感 L2 对低频的市电来说，相当于导线）。然后，再经 C16、C17 滤波，变成稳定的约 310V 直流电压（定义为 HV）。

在 PFC 未工作之前其电压值  $U_c = 220 \times \sqrt{2} = 310V$ 。

HV 通过二极管 D11 给 IC6（NCP1377）的 PIN8 脚供电（PIN8 脚上最大能承受的电压为 500V），通过 IC 内部电流源给 PIN6 脚的外接滤波电容 C34 充电，当充电到达 12.5V 时，PWM 控制器 IC6 开始工作，从 PIN 5 脚 DRV 输出脉冲信号，驱动功率 MOS 管 Q5 快速的导通或截止；当  $V_{cc} > V_{cc}(0n) = 12.5V$ ，Pin5 脉冲波输出；当  $V_{cc} < V_{cc}$

$\min=7.5\text{V}$ , IC 进入闩锁状态, Pin5 脉冲波停止输出; 当  $V_{cc}$  电压下降至约  $5.6\text{V}$ , IC 重新启动, 内部电流源重新给 Pin6 的外接电容充电, 直至  $V_{cc}=V_{cc}(0n)=12.5\text{V}$ , 如此循环。

Q5 管快速导通与截止使变压器 T2 开始工作, 变压器 T2 有 2 个次级: 一路次级输出电压一方面通过 D13 半波整流后, 再经 C34、C35 滤波后给 IC6 供  $9\text{V}$  左右的电压 (此时 HV 供电被自动断开), 保证 IC6 正常工作, ZD5 用于防止  $V_{cc}$  过压; 另一方面经 D20 整流, C51、C52 滤波后, 给 IC11、IC10 供  $9.5\text{V}$  电压 (定义为 VC); 第二路次级经 Q6、Q17 同步整流后输出  $12\text{V}$  直流电压。

## 2、同步整流

随着功率变换器输出电压的降低, 整流损耗 (包括功率开关管的损耗、高频变压器的损耗、输出端整流管的损耗) 成为变换器的主要损耗, 为使变换器达到很高的效率, 必须降低整流损耗。原有整流电路使用肖特基二极管 (SBD) 作为整流二极管, 但是由于导通压降在低压输出时候相对较大 (虽然正向压降只有  $0.4\text{V}$ ), 相对于输出电压来说引起的损耗也是设计所不能接受的, 于是采用通态电阻极低的专用功率 MOSFET 管进行整流, 来提高 DC / DC 变换器的效率并且不存在由肖特基势垒电压而造成的死区电压。功率 MOSFET 属于电压控制型器件, 它在导通时的伏安特性呈线性关系, 用功率 MOSFET 做整流器时, 要求栅极电压必须与被整流电压的相位保持同步才能完成整流功能, 故称之为同步整流。

第二路次级经过 Q6、Q14 (内部有一只续流二极管 VD, 反极性并联在漏-源极之间, 能对 MOSFET 功率管起到保护作用) 同步整流, 再经 C39、C40、L4、C41 滤波后输出  $12\text{V}$  电压给主板供电。当变换器输出电压在  $5\text{V}$  左右时, 可以直接利用变压器次级电压驱动同步整流管; 当变换器输出电压明显高于  $5\text{V}$  或很低 ( $2.2\text{V}$  以下) 时, 一般附加一个绕组 (图中 T3, 电流互感器), 利用附加绕组及 Q7、Q8、Q9 来驱动同步整流管。(Q7 的第一个作用是射级跟随器, 提供给差分对管基极工作所需足够的电流, 第二个作用是隔离, 让互感器只提供一个驱动信号, 不和大信号部分接触)

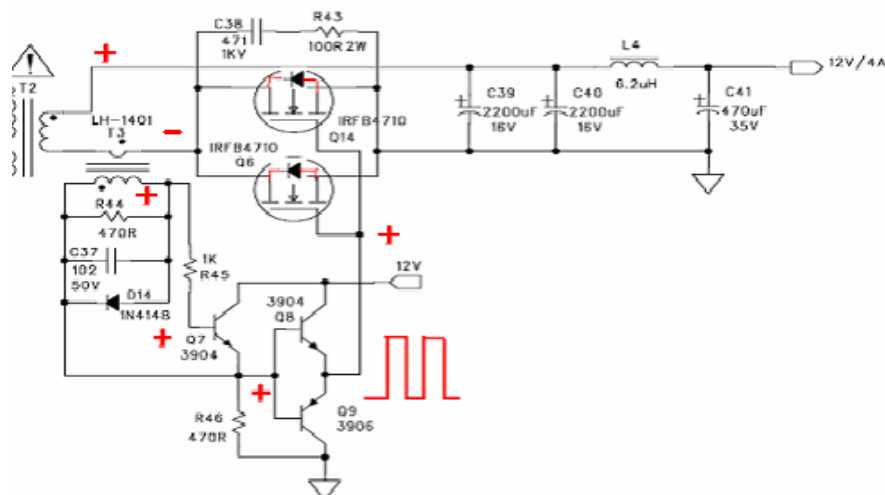


图 3. 同步整流

### 3、12V 反馈网络

下图为 12V 输出的反馈控制电路。

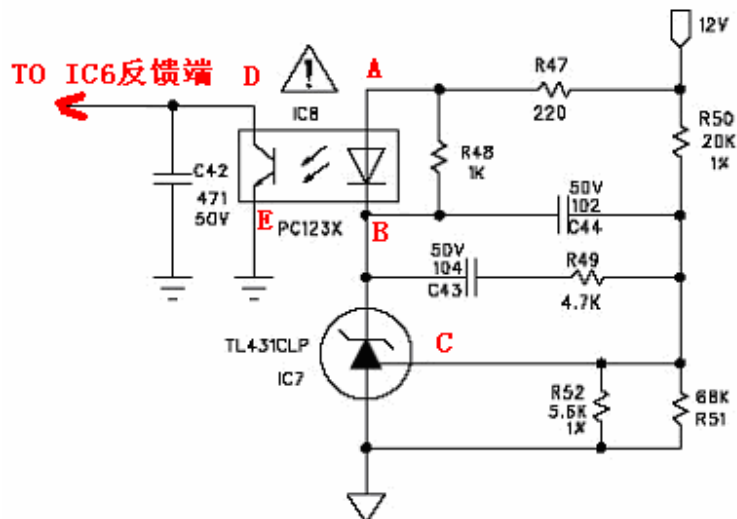


图 4. 12V 反馈电路

输出电压经过  $R_{50}$  和  $R_{51} // R_{52}$  分压后, 与可调式精密并联稳压器 TL431 中的 2.50V (REF) 基准电压进行比较, 产生误差电压, 再通过光耦合器 PC123 去控制 IC6 的脉宽占空比, 对输出电压进行调节。用 TL431 来代替普通的稳压管, 构成外部误差放大器, 进而对  $U_{OUT}$  作精细调整, 可使电压调整率 (SV) 和负载调整率 (SI) 均达到  $\pm 0.2\%$ , 能与线性稳压电源相媲美, 这种反馈电路适于构成精密开关电源, 稳压性能最佳。IC8 为光耦, 取样 12V 输出电压, 反馈给控制 IC6 的 PIN2 脚, 使之输出稳定, 输出电压值由  $R_{50}$  与  $R_{51} // R_{52}$  的比值决定。

$$U_{OUT} = 2.5V \times (R_{50} + R_{51} // R_{52}) / R_{51} // R_{52} = 2.5V \times (20K + 5.6K // 82K) / 5.6K // 82K = 12.2V$$

$$\text{当 } 12V \text{ 部分输出的电压为 } 12V \text{ 时, } C \text{ 点电压约为 } \frac{R_{52} // R_{51}}{(R_{52} // R_{51}) + R_{50}} \times 12V = 2.5V$$

(从 C 点流入 IC7 的电流很小, 可忽略), 从 B 点到地之间有一个稳定的电流流过 IC7, 这个电流同时又用于驱动光耦 IC8。因负载电流减小或交流市电电压升高而使  $U_o$  (12V) 有所上升时, C 点电压也跟着变大, 从 B 点到地之间的电流也变大, 流经 AB 的电流也变大, IC8 发光强度增大, DE 之间的等效电阻变小, 反馈至 PWM 控制 IC6 的 PIN2 脚 FB, IC6 立即减小 PWM 波形的脉宽, 使得增大的 12V 电压又下降。反之, 当因负载电流增大或交流市电电压降低而使  $U_o$  (12V) 有所下降时, C 点电压也跟着变小, 从 B 点到地之间的电流也变小, 流经 AB 的电流也变小, IC8 发光强度减小, DE 之间的等效电阻变大, 反馈至 PWM 控制 IC6 的 PIN2 脚 FB, IC6 立即增大 PWM 波形的脉宽, 使得减小的 12V 电压又增大。通过这样的方法从而使 12V 输出稳定。

### 4、12V 放电电路

12V 接一个断电后放电电路, 为避免记忆 IC 和软件引起程序误操作。如图 5, 正常工作时, 12V 电压经过稳压二极管 ZD7 到达 R54 一端为  $12 - 9.1 = 2.9V$ , 此电压

通过 R22，使 Q10 饱和导通，Q10 的集电极电压约为 0.3V，这样便使得 Q11 截止。AB 之间等效电阻约为  $R55 // R66 = 7.5k$ ，这对后续电路的供电几乎没影响。但是，当手动关机以后，12V 电压下降，当 R54 一端降至 9.1V 以下时，Q10 退出饱和状态变为截止时，Q10 的集电极电压逐步升高，最终使 Q11 饱和导通。这样 AB 间等效电阻约为  $R57 // R58 // R59 = \frac{220}{3}$  欧姆，12V 电压快速放电。

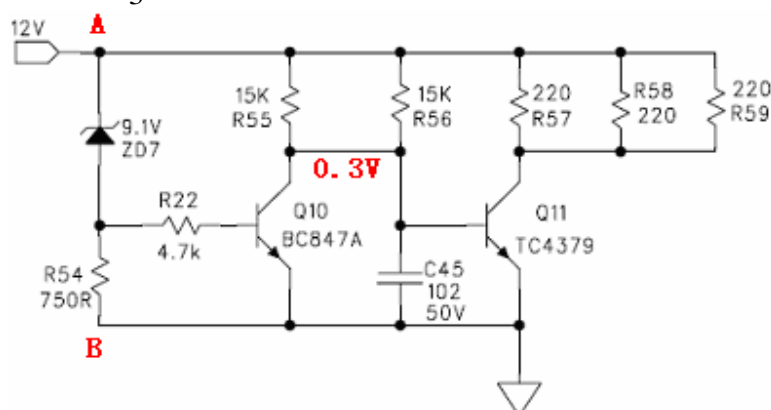


图 5. 12V 放电电路

### 三、开机（主板提供的 P\_ON 信号为高电平 5V）时的 24V 输出模块

#### 1、24V 输出电压

此 24V 电压仅给屏的 Inverter（背光板）供电。

当 IC2 的 PIN1 脚 Adj 的电压  $V_{Adj}$  大于 PIN2 脚 FB 的电压  $V_{Fb}$  时，IC2 的 PIN5 脚 Drv 无驱动脉冲输出。

P\_ON 信号为低电平时，Q4 截止，Q12 饱和导通，光耦 IC5 AB 间有股大电流流过，使得 CD 间等效电阻很低，C 点又与 IC2 的 PIN2 脚 FB 相连，从而  $V_{Adj} > V_{Fb}$ ，IC2 的 PIN5 脚 Drv 无驱动脉冲输出。开机时，主板 MCU 使发出一个约 5V 的 P\_ON 信号，Q4 饱和导通，Q12 截止，光耦 IC5 无电流流过，CD 间等效电阻迅速变大，从而  $V_{Adj} < V_{Fb}$ ，IC2 的 PIN5 脚 Drv 开始输出驱动脉冲使 Q2 与 Q17 导通或截止。

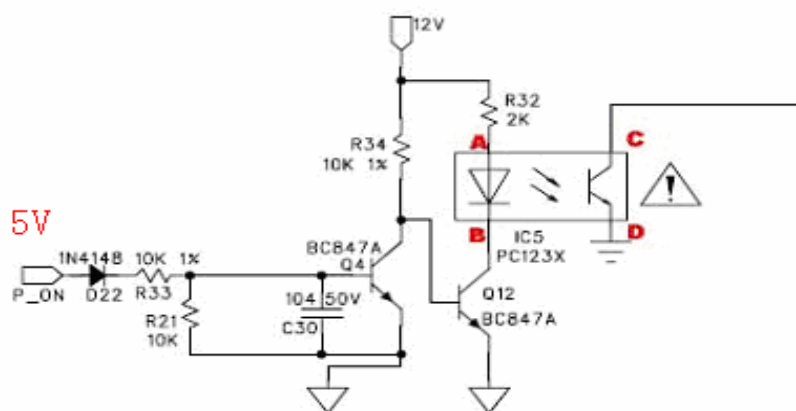


图 6. 24V 控制电路

HV 通过 D3 给 IC2 的 PIN8 脚供电，再通过 IC 内部电流源给 PIN6 脚的外接滤波电容 C21 充电，当充到 12.8V 时，IC2 启动开始工作，PIN5 脚 DRV 有脉冲波输出，驱动 MOS 管 Q2、Q17。Q2、Q17 导通，变压器 T1 的安初级线圈电流  $I_p$  线性上升，T1 储能。当 Q2、Q17 截止，副线圈输出的电压为正。其中变压器 T1 的一个次级通过 D8、Q13、Q15 整流后，给 C25、C26 充电，经 L3、C27 滤波后，输出 24V 电压给背光板供电；变压器 T1 的另一个次级通过 D7、D18 等元件半波整流滤波后，分别给 IC2、IC1 供 12V 左右的电压（在这个 12V 电压到来之前，由 300V 的直流高压 HV 直接通过 IC2 的 PIN8 脚供电）。其中 15V 稳压二极管 ZD1、ZD4 用于防止过大的电压损坏 IC。

为了提高驱动能力，电路中增加了 Q20 做射随输出，以便能驱动两个 MOS 管。当 MOS 管 Q2、Q17 导通时，其栅源之间的栅源电容上存储了一部分不可忽视的电荷，在这些电荷完全泄放完之前，MOS 管不会立即关断，从而增加关断损耗。所以，为了能在关断 MOS 管时迅速泄放栅源电容上存储的电荷，增加了二极管 D5、D6。

## 2、24V 反馈网络

24V 部分的电压反馈调整电路同 12V 部分的原理相同，仅仅增加了一个过压保护电路，如下图 6。当输出的电压大于 31V 时，ZD2、ZD3 被反向击穿，Q3 饱和导通，将 K 点直接对地短接。光耦 IC3 迅速流过一股大电流，导致光耦 IC3 左边两极之间的等效电阻非常小。从而使  $V_{Adj} > V_{Fb}$ ，IC2 的 PIN5 脚 Drv 无驱动脉冲输出，IC2 停止工作。

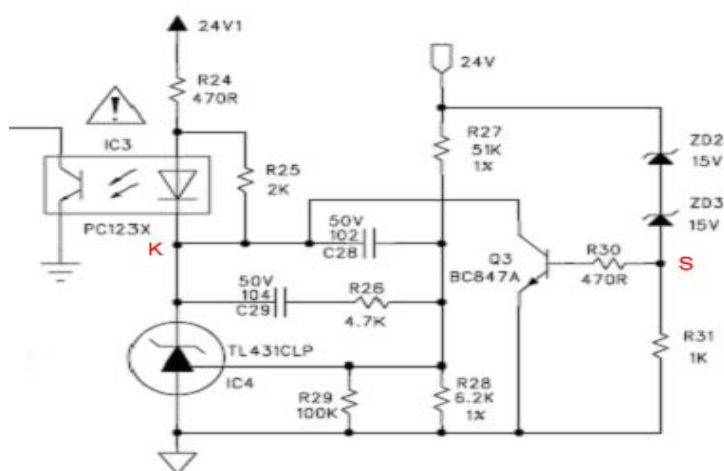


图 7. 24V 部分反馈控制以及过压保护电路

## 3、过压保护电路

保护电路：当 MOS 管 Q2、Q17 关断时，由于漏感的存在，Q2、Q17 的漏极上产生瞬间的高压（远大于 HV 电压 380V，24V 输出后，HV 电压为 300V 和 L2 上存储的近 80V 电压之和），这个高压存在时间稍长就可能击穿 Q2、Q17。D4、C19、R16 构成尖峰抑制电路，尖峰高压通过 D4 对 C19 迅速充电，从而将其拉低，以保护 Q2、Q17。当 Q2、Q17 导通后，Q2、Q17 的漏极电压很低，二极管 D4 被反偏，C19 上存储的电荷通过 R16 泄放。当此部分出现故障时，开关管肯定会烧掉。而且没查出别的故障，换了开关管后隔一段时间（几分钟/几小时/几天都有可能）又会烧掉。峰值电压太高

导致开关管损坏。R23、C24 也起类似这样的吸收尖峰电压的作用，以保护二极管 Q13、Q15、D8。

#### 四、电网电压监控电路模块

IC11 在上电后，从 REF 端输出一个稳定的参考电压  $V_{ref}=2.5V$ 。此参考电压输入到集成运放 IC10 的反相端。另外，交流市电通过 D19 半波整流，再经 C49 滤波后，得到一直流电压。此直流电压通过 R63、R64//R70 分压后输入集成运放 IC10 的同相端用于监测。

$$U_A = U_C * (R64//R70) / (R64//R70 + R63) = U_C / 91$$

$$\text{取 } U_A = V_{ref} = 2.5V, \text{ 则 } U_C = 2.5 * 91 = 227.5V$$

当市电  $> 227.5 / \sqrt{2} = 160V$  时，IC10 的同相端电压大于反相端电压，IC10 从 1 脚输出一个约 9V 的高电压，使得 Q21 导通。Q21 导通后，漏极被直接对地短接，此时 R68 与 R15 并联，使 R15 上分得的 HV 电压较小，输入给 IC1 的 PIN6 脚 FB，从而控制脉宽大小，使得 HV 稳定在 380V 左右。

当市电  $< 160V$  时，IC10 的同相端电压小于反相端电压，IC10 从 1 脚输出一个低电平，使得 Q21 截止。Q21 截止后，R68 被断开。R15 上分得的 HV 电压较大，输入给 IC1 的 PIN6 脚 FB，从而控制脉宽占空比，使得 HV 稳定在 260V 左右。

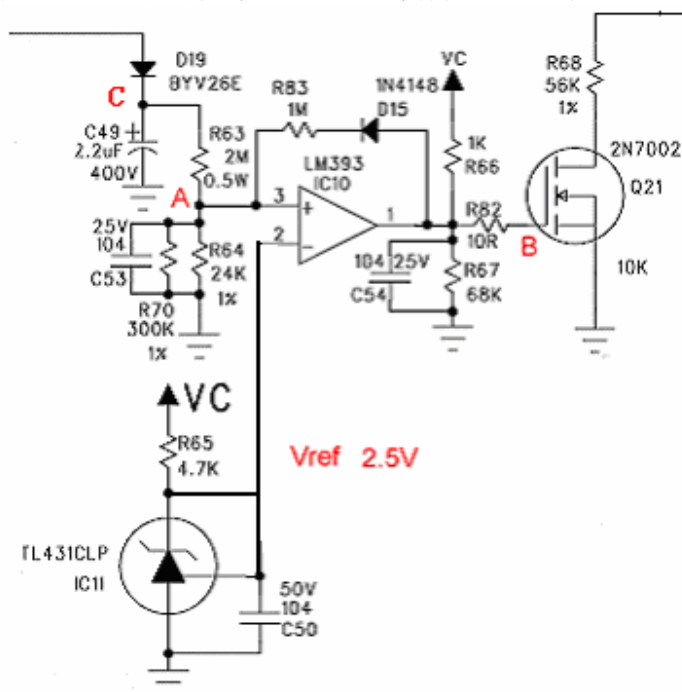


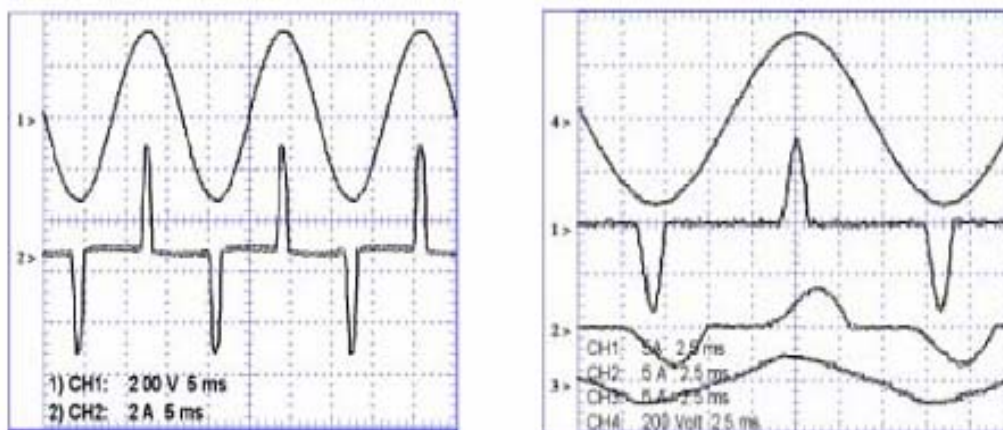
图 8. 电网电压监测电路

## 五、PFC 控制模块

功率因素校正目的是什么呢？大家在正常使用电器时可能会发现，家中保险跳闸往往是在某电器开的瞬间出现的。昨天还好好的，今天怎么一开就会跳闸呢？除去家电老化因素，还有就是我们的家电在开关瞬间功率是不确定的，而铭牌上的功率那只是正常使用时测量值，而非峰值。电路中有很多电容，电感，流经电容的电流比电压在相位上超前 90 度，流经电感的电流比电压在相位上滞后 90 度，用坐标轴表示出电压电流的关系后，就不难看出，在开机瞬间，要给电感、电容充电，需要很大的电量，但一定时间后能量又还给了电网，因为电容、电感除去漏电，微量发热后是不会消耗功率的。于是就会有一个不良现象，电厂越建越多，就是为了让每个电器有足够的电流启动，而往往这么高的启动功率又不用交费，带来的谐波分量很高，给电力系统带来了严重的谐波污染。

功率校正电路的目的就是将电容、电感的电路校正成纯电阻电路，即电压和电流在同一时段相位一致，没有超前也没有滞后，使从干线获取的有功功率最大，这样就可增加功率的效率，在有 PFC 电路的电器中，功率的效率可以达到 90% 左右，而没有 PFC 电路的功率效率只有 50-60%，所以欧洲开始强制要求凡是功率大于 70W 的电器就要有 PFC 电路。

下图为一般电源带 PFC 和不带 PFC 的电源输入特性比较。



上部波形：输入电压 下部波形：输入电流波形  
不带 PFC 的典型开关模式电源的输入特性

1. 无 PFC 的输入电流  
2. 带无源 PFC 的输入电流  
3. 带有源 PFC 的输入电流  
4. 输入电压  
带 PFC 电源的输入特性

图 9.

有源功率因数校正 (APFC) 主要是在整流滤波和 DC/DC 功率级之间串入一个有源 PFC 作为前置级，用于提高功率因数和实现 DC/DC 级输入的预稳，用作 PFC 电路的功率级基本上是升压型 (Boost) 变换器，它具有效率高、电路简单、适用电源功率高等优点。APFC 技术主要采用一个变换器串入整流滤波与 DC/DC 变换器之间，通过特殊的控制，一方面强迫输入电流跟随输入电压，从而实现单位功率因数；另一方面反馈输出电压使之稳定，从而使 DC/DC 变换器的输入实现越稳定。



NCP1650是安森美半导体推出的一个高度集成的PFC控制器，其简化图如下：

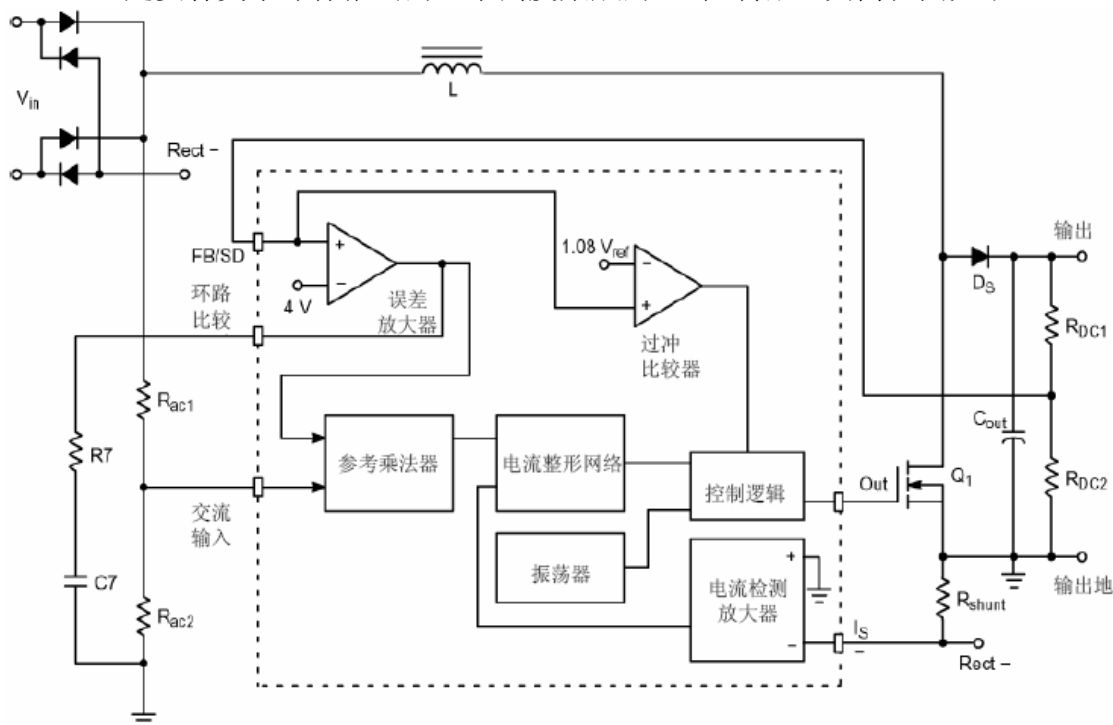


图10. NCP1650 PFC 控制器的简化框图

此芯片的控制电路采用平均电流控制模式(如图11),采用一个根据控制信号 $I_{cp}$ 来稳定平均电流(输入或输出)的控制电路。对于一个PFC控制器, $I_{cp}$ 由低频直流环路误差放大器产生,电流放大器是电流信号的积分器和误差放大器,它控制波形调整,而 $I_{cp}$ 信号控制直流输出电压,电流 $I_{cp}$ 在 $R_{cp}$ 上产生了一个电压。为保持电流放大器的线性状态,其输入必须相等。因此,在 $R_{shunt}$ 上的电压降必须等于 $R_{cp}$ 上的电压,因为在电流放大器同相端的输入电阻上没有直流电流。电流放大器的输出是一个基于分路上平均电流的“低频”误差信号和 $I_{cp}$ 信号,此信号被拿来同振荡器的锯齿波信号进行比较,PWM比较器将根据这两个输入信号生成一个占空比。

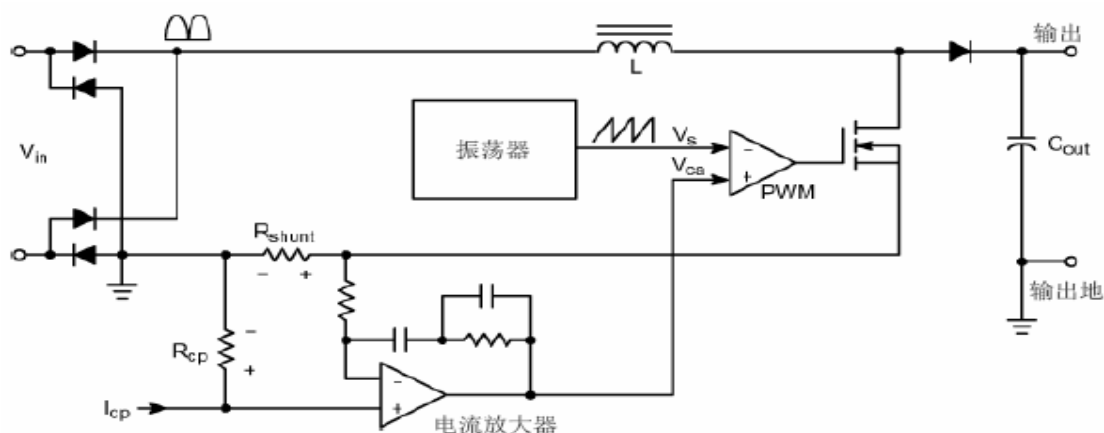


图11. 平均电流模式控制电路图

## PFC 环路

误差放大器有一个与其相关的极低频极点，用于提供 10 Hz 的典型总体环路带宽。此信号驱动一个至参考乘法器的输入，乘法器的另一个输入连接到分压的整流交流线电压。此乘法器的输出是一个交流正弦半波形，与整流后的输入电压成比例。这个交流参考提供输入信号至电流整形网络，它促使输入电流具有正确的波形和幅度，以获得良好的功率因数和正确的输出电压。

## 电流整形电路

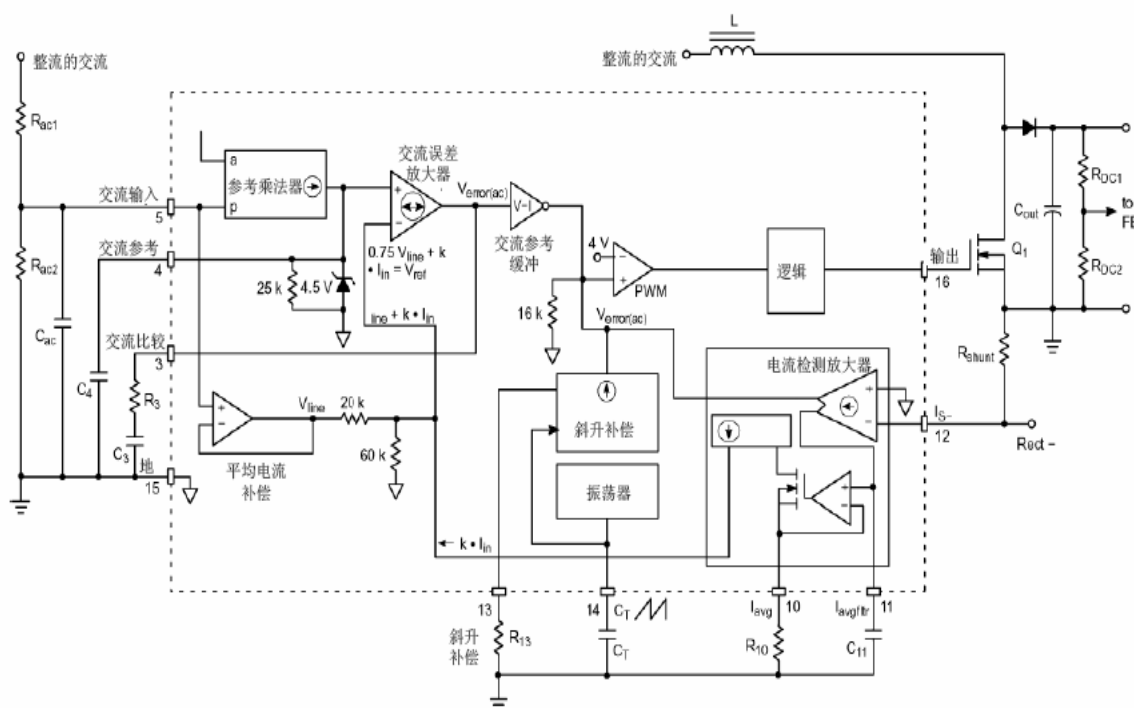


图 12.

电流整形网络的主要功能是使电感电流的平均值跟随参考乘法器产生的参考信号。开关电流通过与 FET 开关源极串联的分路电阻转换为电压。分路电阻从源极(地)连接到输入整流器的返回引线。这种电流检测方法产生了一个负电压，对于一个集成电路而言这并不理想，因为如果电压比地低几百个 mV，基底注入会有问题。另一方面，这种检测方式在检测电感电流的同时，也检测了开关和二极管电流。电流检测放大器是一个有两个高频输出的跨导放大器。它使电流信号反相，并把一个输出反馈到 PWM 输入的一个相加节点。另一个输出送到 11 引脚上的平均网络。此网络有一个由外部电容和内部电阻形成的可调极点。平均电流由一个缓冲级进行比例变换，并加上一个与交流输入电压成比例的值，然后送至交流误差放大器的输入。交流误差放大器是维持良好输入功率因数的关键。因为放大器的输入应该相等，而且其中一个输入连接到参考信号，此放大器的输出必须产生一个强迫反相输入端匹配的信号。这意味着平均开关电流是参考信号的良好代表，因为这是加到反相输入端的信号。交流误差放大器的输出以极点-零点网络补偿。此信号送至反相参考缓冲。用这种方法设计电路可以使交流误差放大器的输出在零输出时处于低状态。这样可以使

外部软启动电路方便地连接到芯片。PWM 的输入总共有四种信号，包括用于确定开关何时断开的信息。比较器的反相输入端接 4 伏参考电压。同相输入端为交流参考缓冲的交流误差信号、斜升补偿信号和瞬时电流之和。当上述三个信号的和等于 4 伏时，PWM 比较器切换，而且功率开关断开。图 13 描述了电流放大器输出的电流信号和斜升补偿信号相加的波形。这两个信号都为电流的形式，通过把它们注入到 PWM 输入端上的同一个  $16\text{k}\Omega$  电阻以进行叠加。第三个信号是交流误差放大器缓冲的信号。这些信号合成的结果将显示在图 14 底部的波形中。

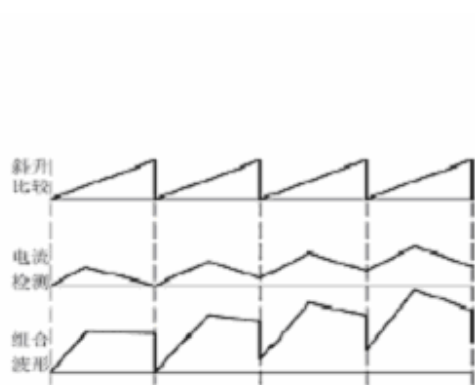


图 13. 相加波形

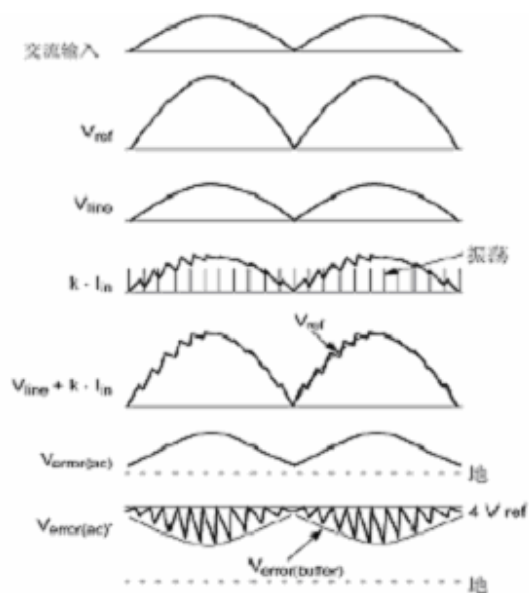


图 14. 整形电路波形

## 附录：

## NCP1650 引脚说明：

1	VCC	IC 工作电源电压输入，该引脚带欠压保护滥测电路，如果 Vcc 不在 UVLO 范围内，器件将不工作。
2	Vref	6.5V 的校准基准电压输出，在 IC 掉电模式时该基准电压不存在。
3	Ac Comp	AC 基准放大器输出，放大器将 AC 输入电压和输入电流的低频成分之和与参考信号比较。响应必须足够慢以滤除从电流检测放大器输出电流信号的高频成分，但也要足够快以引起线频率最小限度失真。
4	Ac Ref	该脚连接滤波电容接地，提供 AC 误差放大器以良好的滤波和稳定性，该 AC 误差放大器为跨导放大器，终端内接高阻抗负载。
5	Ac input	该脚连接 AC 输入矫正正弦波，该信息被用在参考放大器、最大功率电路、和平均电流补偿电路。
6	FB/SD	DC 电压反馈输入（约 4 伏），反馈到电压校准环路。变换器直流输出通过电阻分压，得到 4.0V 的电平，为电压调整环路提供反馈；该脚还提供输入低压门锁特性，直到反馈电平达到 0.75V，芯片才重新工作。如果通过开集电极或小信号三极管将它接地，也可作为关断脚使用。
7	Loop Comp	电压校准环路补偿网络，连接到内部电压误差放大器输出。
8	Pcomp	最大功率环路的补偿网络，连接到内部电压误差放大器输出。
9	Pmax	该引脚允许功率乘法器输出的最大功率电平得到测量。需要连接一个电阻和一个电容下地，电阻值与 R10 相关联。
10	Iavg	外围连接一低温度系数的电阻，用于设置和稳定电流感应放大器的输出增益。以驱动功率乘法器和 AC 误差放大器。该电阻应和 pin9 电阻同类型，电阻值决定最大平均电流。
11	Iavgfltr	连接一外围电容，用于滤去瞬间电流的高频成份，形成类似平均电流的波形。
12	Is-	负极性感应电流输入，连于电流分流的负端。
13	Ramp Comp	谐波补偿的偏置电路，外接斜坡补偿电路，调节补偿数量，叠加至瞬态电流和 AC 误差放大器的输出；
14	CT	IC 内部晶振的时序电容，用来调整振荡器频率。
15	Ground	IC 接地。
16	Output	MOS 管的脉冲驱动信号输出。

## NCP1377 管脚功能说明:

1	Demag	主复位检测和过压保护, 提供固定的 7.2V 过压检测电平。
2	FB	定点设置峰值电流, 连接光耦, 峰值电流点根据输出功率要求调整。如果电压低于内部 Skip level, 器件关断。
3	CS	电流检测输入识别和选定间隔周期 (Skip cycle level), 检测初级线圈电流, 通过 L. E. B 链至内部比较器, 通过串接一个电阻, 控制 Skip 动作发生的电平。
4	GND	IC 参考地。
5	DRV	驱动脉冲, 控制 MOSFET 的接通和断开。
6	VCC	供电电源电压。
7	NC	空脚。
8	HV	接高电压输入, 为 Vcc 大电容注入恒定电流, 确保给 IC 提供无损的启动时序。

## NCP1217 引脚说明:

1	ADJ	校准峰值电流点, 此脚电压高于 3.1V 后 IC 停止工作。
2	FB	定点设置峰值电流, 连接光耦, 峰值电流点根据输出功率要求调整。如果电压低于内部 Skip level, 器件关断。
3	CS	电流检测输入识别和选定间隔周期 (Skip cycle level), 检测初级线圈电流, 通过 L. E. B 链至内部比较器, 通过串接一个电阻, 控制 Skip 动作发生的电平。
4	Gnd	IC 参考地。
5	Drv	驱动脉冲, 控制 MOSFET 的接通和断开。
6	Vcc	供电电源电压。
7	NC	悬空。
8	HV	接高电压输入, 为 Vcc 大电容注入恒定电流, 确保给 IC 提供无损的启动时序。