

# 目录

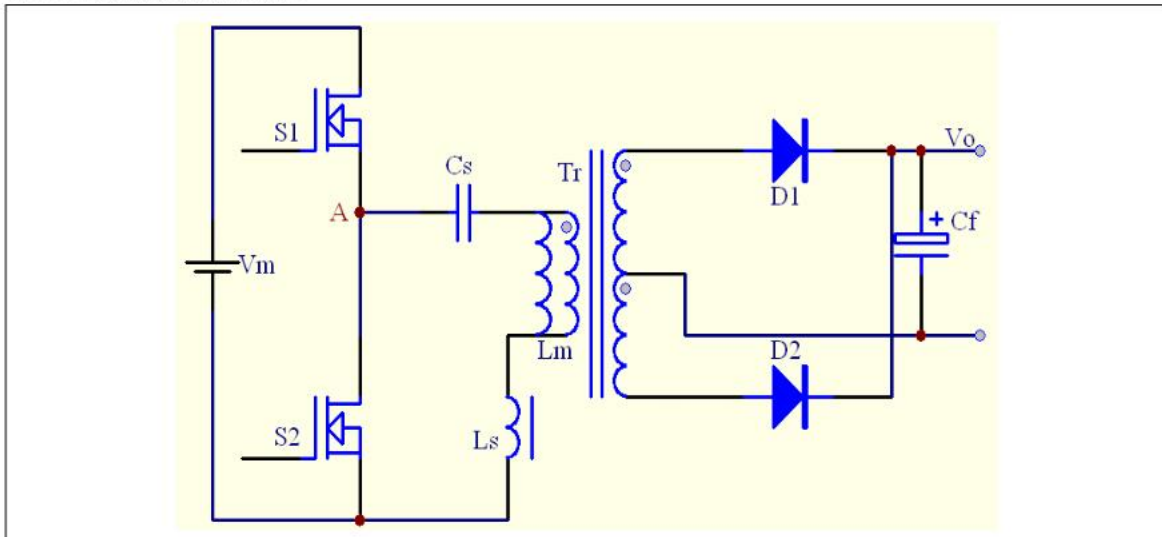
## 引言

一、	LLC 谐振变换器原理 .....	2
二、	LLC 谐振腔之元件设计.....	3
三、	<b>L6598\L6599 芯片资料</b> .....	<b>错误！未定义书签。</b>
	1、L6599 芯片介绍.....	<b>错误！未定义书签。</b>
	2、芯片与典型方框图 .....	5
	3、PIN 脚功能.....	5
	4、典型电源系统图 .....	6
	5、振荡器.....	7
	6、工作在轻载或无载时.....	8
四、	<b>L6599 的工作流程</b>	
	1、L6599 供电回路.....	8
	2、L6599 的启动.....	9
	3、L6599 稳压原理.....	10
	4、L6599 的 SCP 保护及次级 OCP 保护.....	11
附：	<b>过流延时保护电路</b> .....	<b>12</b>

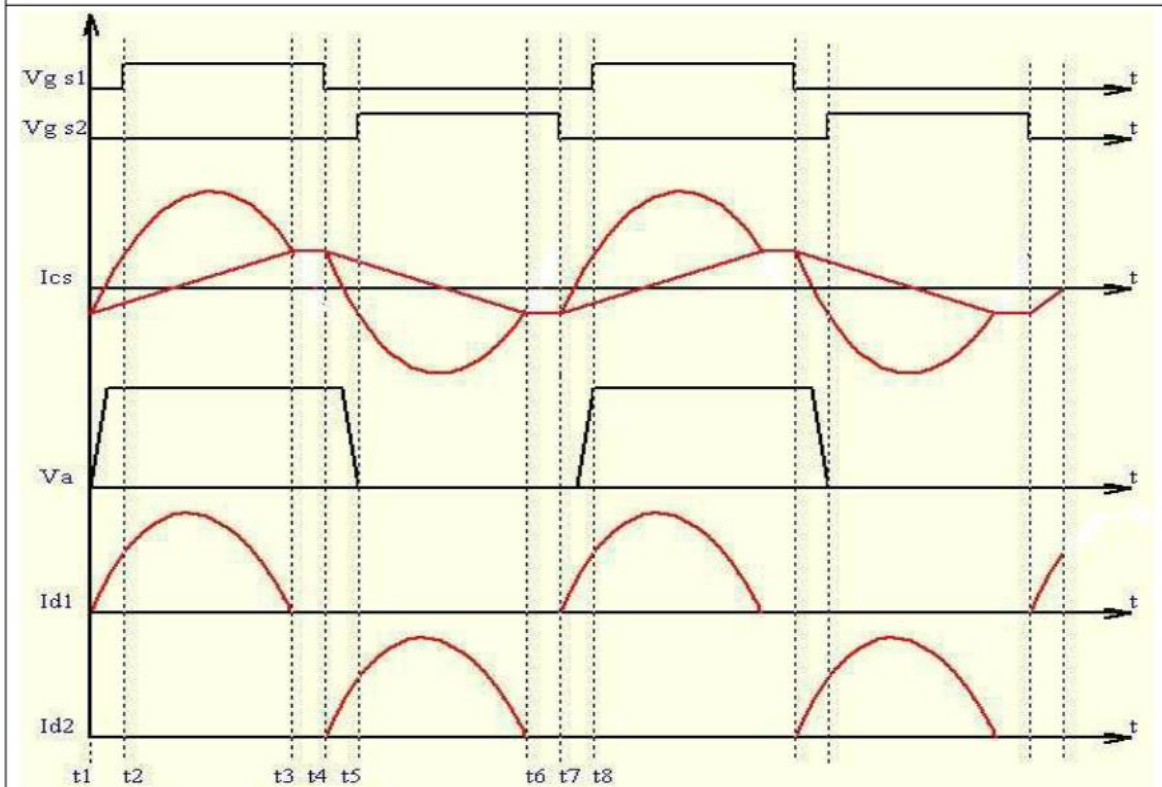
# 引言

随着开关电源的发展，软开关技术得到了广泛的发展和应⤵，已研究出了不少高效率的电路拓扑，主要为谐振型的软开关拓扑和 PWM 型的软开关拓扑。近几年来，随着半导体器件制造技术的发展，开关管的导通电阻，寄生电容和反向恢复时间越来越小了，这为谐振变换器的发展提供了又一次机遇。对于谐振变换器来说，如果设计得当，能实现软开关变换，从而使得开关电源具有较高的效率。LLC 谐振变换器实际上来源于不对称半桥电路，后者用调宽型(PWM)控制，而 LLC 谐振是调频型 (PFM)。

## 一、LLC 谐振变换器原理



图一、LLC 谐振原理图



图二、LLC 谐振波形图

图一和图二分别给出了 LLC 谐振变换器的电路图和工作波形。图一中包括两个功率 MOSFET(S1 和 S2)，其占空比都为 0.5；谐振电容 Cs，副边匝数相等的中心抽头变压器 Tr，Tr 的漏感 Ls，激磁电感 Lm，Lm 在某个时间段也是一个谐振电感，因此，在 LLC 谐振变换器中的谐振元件主要由以上 3 个谐振元件构成，即谐振电容 Cs，电感 Ls 和激磁电感 Lm；半桥全波整流二极管 D1 和 D2，输出电容 Cf。LLC 变换器的稳态工作原理如下：

1) (t1, t2) 当 t=t1 时，S2 关断，谐振电流给 S1 的寄生电容放电，一直到 S1 上的电压为零，然后 S1 的体内二极管导通。此阶段 D1 导通，Lm 上的电压被输出电压钳位，因此，只有 Ls 和 Cs 参与谐振。

2) (t2, t3) 当 t=t2 时，S1 在零电压的条件下导通，变压器原边承受正向电压；D1 继续导通，S2 及 D2 截止。此时 Cs 和 Ls 参与谐振，而 Lm 不参与谐振。

3) (t3, t4) 当 t=t3 时，S1 仍然导通，而 D1 与 D2 处于关断状态，Tr 副边与电路脱开，此时 Lm，Ls 和 Cs 一起参与谐振。实际电路中  $L_m \gg L_s$ ，因此，在这个阶段可以认为激磁电流和谐振电流都保持不变。

4) (t4, t5) 当 t=t4 时，S1 关断，谐振电流给 S2 的寄生电容放电，一直到 S2 上的电压为零，然后 S2 的体内二极管导通。此阶段 D2 导通，Lm 上的电压被输出电压钳位，因此，只有 Ls 和 Cs 参与谐振。

5) (t5, t6) 当 t=t5 时，S2 在零电压的条件下导通，Tr 原边承受反向电压；D2 继续导通，而 S1 和 D1 截止。此时仅 Cs 和 Ls 参与谐振，Lm 上的电压被输出电压箝位，而不参与谐振。

6) (t6, t7) 当 t=t6 时，S2 仍然导通，而 D1 和 D2 处于关断状态，Tr 副边与电路脱开，此时 Lm，Ls 和 Cs 一起参与谐振。实际电路中  $L_m \gg L_s$ ，因此，在这个阶段可以认为激磁电流和谐振电流都保持不变。

通过上面的详细分析，对 LLC 软开关型变换器的工作原理及其特性有了一定的了解，下面介绍如何设计谐振腔之元件，进一步加深对它们的认识。

## 二、 LLC 谐振腔之元件设计

谐振腔之元件包括功率开关管 MOSFET，谐振电容器 Cr，谐振电感 Lr 和隔离变压器 T1，一般情况谐振电感 Lr 是采用隔离变压器 T1 的漏感。

$$1. \text{ 匝比: } n = \frac{V_{in-nor}}{2 V_{o-nor}}$$

$$2. \text{ 谐振电容器 } C_r : C_r = \frac{I_o}{4nf_{min}(V_{c-max} - nV_{o-nor})}$$

$$3. \text{ 谐振电感 } L_r : L_r = \frac{1}{4\pi^2 f_o^2 C_s}$$

$$4. \text{ 变压器初级感量 } L_m: L_m = \frac{\pi^2}{4} \frac{f_o / f_{\min} - 1}{1 - V_{in-\min} / (2nV_{o-\max})} L_s$$

$$5. \text{ 最大谐振频率 } f_{\max}: f_{\max} = \frac{f_o}{\sqrt{1 + \frac{L_m}{L_s} \left(1 - \frac{V_{in-\max}}{2nV_{o-\min}}\right)}}$$

$$6. \text{ 初级电流有效值: } I_{p,RMS} = \frac{\sqrt{2}}{4} \sqrt{\left(\frac{\pi I_o}{n}\right)^2 + \left(\frac{nV_o}{2L_m f_o}\right)^2}$$

说明:

$V_{in-nor}$ ,  $V_{in-\min}$ ,  $V_{in-\max}$ : 输入电压额定值、最小值和最大值;

$V_{o-nor}$ ,  $V_{o-\min}$ ,  $V_{o-\max}$ : 输出电压额定值、最小值和最大值;

$I_o$ : 输出电流额定值; 在普通条件下设计者给定的开关频率

$f_o$ : 输出电流额定值; 在普通条件下设计者给定的开关频率

$f_{\min}$ : 设计者给定的最小开关频率

$V_{c-\max}$ : 振荡电容  $C_s$  上最大允许电压

$n$ : 变压器初级与次级的变比

$C_s$ : 振荡电容

$L_s$ : 振荡电感

$L_m$ : 激磁电感

$f_{\max}$ : 最大开关频率

$I_{p,RMS}$ : 初级电流有效值

### 三、 L6598\L6599 芯片资料

#### 1、L6599 芯片介绍

意法半导体(ST)目前推出一个专门为串联谐振半桥拓扑设计的双终结控制器芯片 L6598, 该芯片支持保护全面和高可靠性的电源设计, 特别适用于液晶电视和等离子电视的电源、便携电脑和游戏机的高端适配器、80+ initiative-兼容 ATX 电源和电信设备开关电源。

L6599 在上代产品 L6598 的基础上新增多种功能, 如直接连接功率因数校正器(PFC)的专用输出、两级过流保护(OCP)、自锁禁止输入、轻负载突发模式操作和一个上电/断电顺序或欠压保护输入。

新产品工作在 50%互补性占空比下, 插入一个固定的死区时间, 以确保软开关操作。支持高频开关(最高 500kHz), 能效高, 电磁干扰(EMI)辐射低。为了采用自举方法驱动上桥臂开关, 新产品整合了一个能够承受 600V 以上电压的高压浮动结构和一个同步驱动式高压横向双扩散金属氧化物半导体(LDMOS)器件, 节

省了一个外部快速恢复自举二极管。

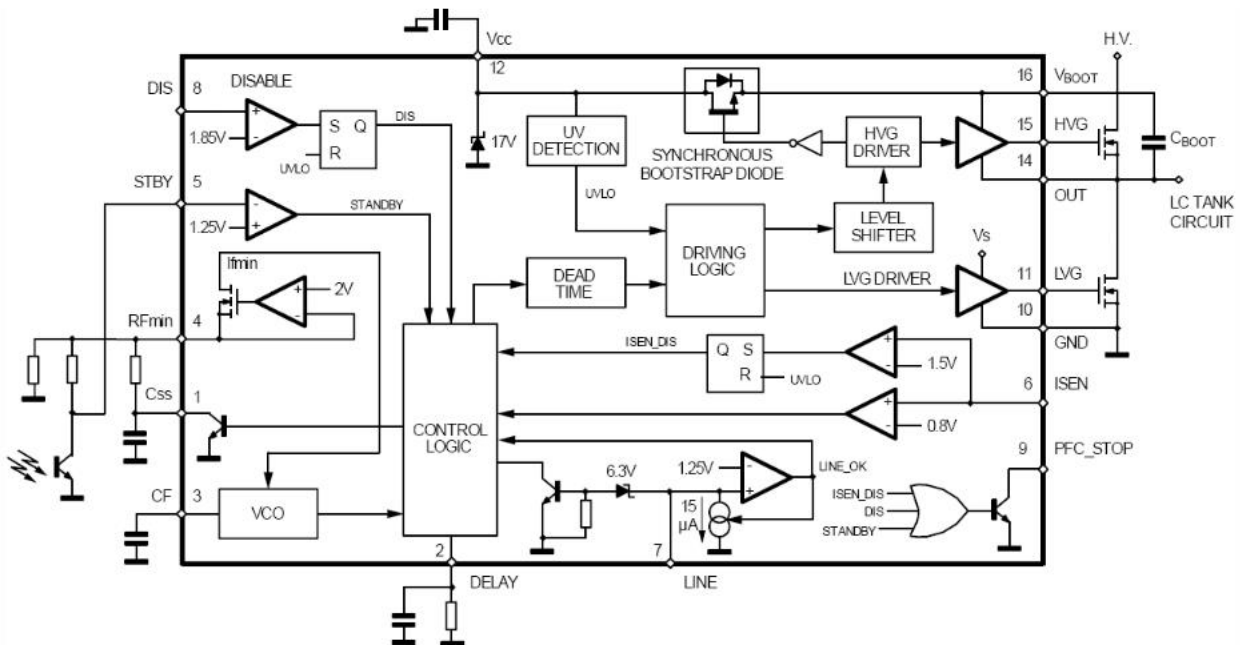
L6599 为两个栅驱动器提供一个输出电流 0.6A 和输入电流 1.2A 的典型峰值电流处理能力，使设计人员能够利用一个外部可编程振荡器设定工作频率。非线性软启动可防止涌流，最大限度抑制输出电压过冲。这个器件还有一个可控制的突发模式操作，能够大幅度降低在轻负载和无负载条件下的平均开关频率和相关损耗。

利用这个谐振控制器，设计人员甚至可以在功率校正系统内满足节能要求。在突发模式操作期间，一个专用输出使 IC 能够关断功率因数校正器(PFC)的预稳压器，以降低这部分电路的无负载功耗。

L6599 的其它重要特性包括低功耗(<30mW)、压摆率最高 50V/ns 的无闩锁操作保证和一个“不自锁”禁用输入，高性能过流保护(OCP)功能提供全面的过负载和短路保护。新增的一个自锁禁用输入让过热保护(OTP)和/或过压保护(OVP)的实现变得容易。L6599 有三个产品型号：L6599N 采用 PDIP16 封装，L6599D 和 L6599DTR 采用 SO16N 封装。新产品现已投产，订购 25,000 件时的产品单价为 1.20 美元。

Part number	Package	Packaging
L6599D	SO-16N	Tube
L6599DTR	SO-16N	Tape and reel
L6599N	DIP-16	Tube

### 2、芯片与典型方框图



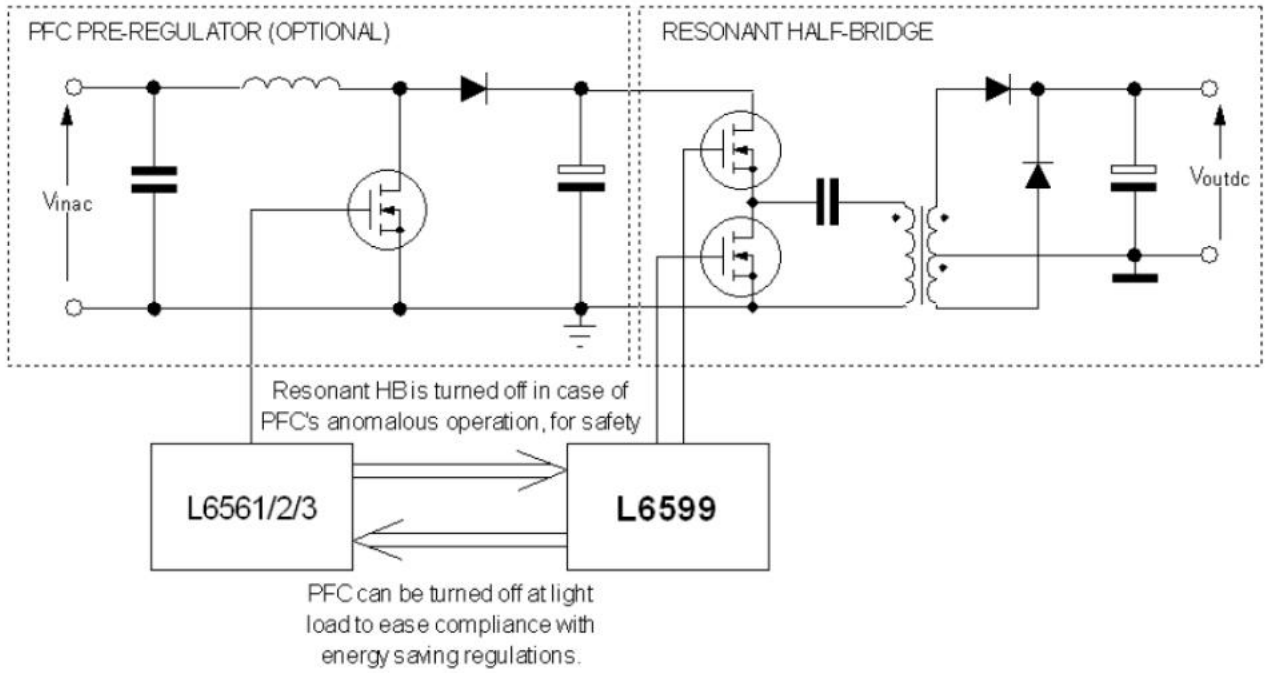
### 3、PIN 脚功能

N.O	名称	功能
1	Css	软启动。这个 Pin 与地之间接有一个电容，与 RFmin 之间接有一个电阻。调节芯片软启动的最大振荡频率中的固定时间。内部开关在每次芯片关闭时 ( $V_{cc} < UVLO$ , $LINE < 1.25V$ or $> 6V$ , $DIS > 2V$ , $ISEN > 1.5V$ , $DELAY > 2V$ ) 对电容放电，为下次启动进行软启动准备。
2	DELAY	延迟保护时间设定。通过电容电阻并联后到地。可调节芯片在过流的保护时间与去掉故障的重新恢复时间。当 ISEN 检测电压超过 0.8V，内部对电容进行 150μA 恒流充电，电容也通过电阻进行放电，平常维持在 2V 左右。当电压超过 3.5V，内部关闭对

		电容的充电，同时芯片关闭振荡，停止开关工作，达到电路保护作用，当电容通过电阻放电至 0.3V 时，芯片重新工作。
3	CF	定时电容。通过内部电流源进行充放电，确定工作的开关频率。
4	Rfmin	最小振荡频率设定。提供一个 2V 基准电压和一个接地的电阻来设定最小振荡频率。连接电压反馈回路中的光耦器，还可以根据输出电压大小调整振荡频率。光耦器必须由一个电阻连接，这个电压确定最大工作频率。与软启动端，接有 R-C 回路，用于启动时的振荡频率调整，达到软件启动功能，减少启动浪涌电流。
5	STBY	待机模式（脉冲工作模式设定）。通过回馈回来的电压与内部基准（1.25V）比较，当低于基准电压时，进行待机模式，要恢复正常模式，需要高于基准 50 mV。可以通过外接电阻、接插口来设定其进行待机模式时的输出电流值。
6	Isen	电流检测端。通过一个电阻或一个电容进行初级电流的无损检测。此功能不能进行单周期控制，所以需要将电压信号转化成平均电流信号。当电压值超过 0.8V（可能有 50 mV 的回差），Pin1 的软启动电容通过内部放电，则振荡频率会上升，因此限制了电源的输出功率。
7	Line	输入限值检查。通过电阻分压结构接到 AC 或 DC 高压端，电容是用来旁路噪声干扰。当电压低于 1.25V 时，关闭（不锁定）IC，对软件启动电容放电。重新恢复工作，电压需要大于 1.25V。内部比较器具有 15 μA 迟滞作用。正常工作一般将此电压设在 1.25-6V 之间。
8	DIS	故障锁死。内部连接一个比较器，当电压超过 1.85V 时关闭 IC，能耗降低到启动前的水平。不用可以直接接地。
9	PFC_STOP	PFC 关闭控制端。正常时为开路，在待机时，有意关闭 PFC 控制器，降低芯片的损耗（DIS>2 V, ISEN>1.5 V, LINE>6 V and STBY<1.25V.）。当 DELAY 电压超过 2V 和后面开路引起电压低于 0.3V，也会启动此功能。不使用可以开路此引脚。
10	GND	接地端
11	LVG	低端驱动输出端。接半桥电路的下管，与地之间具有拉 0.3 A min，推 0.8 A min 的驱动能力。
12	VCC	电源供电端。主要供 IC 中的信号回路和下管驱动。有时需要接一个电容(0.1 μF typ.) 到地，以获取干净的电源电压。
13	N.C	高压空脚。该引脚没有内部连接，是用来隔离高压引脚用。符合安规要求（PCB 上的爬电距离）
14	OUT	高端驱动输出公共端
15	HVG	高端驱动输出端。接半桥电路的上管，与 Pin14 之间具有拉 0.3 A min，推 0.8 A min 的驱动能力。内部与 Pin14 之间有一个电阻确保电压不浮动。
16	VBOOT	高端驱动自举电压输入端。与 Pin14 脚用一个电容连接，具有改善上、下管驱动特性，内部具有专利技术。

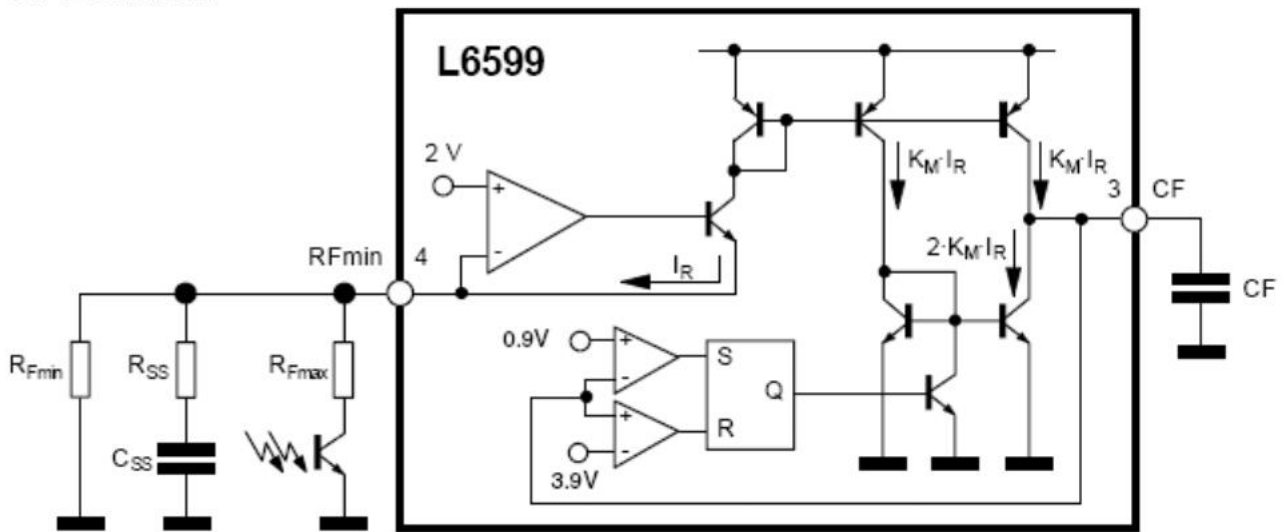
#### 4、典型电源系统图

分 PFC、谐振半桥部分。



5、振荡器

振荡频率由定时元件 CF 选择值决定。Pin3 连接一个精准的 2V 基准电压输出 2mA 或更大的电流源。以产生更高的频率。



以上网络，包函三部分：

- A、最小振荡频率:一个电阻 RFmin 连接 Pin4 与地之间，确定电路最小工作频率。
- B、最大振荡频率: 一个电阻 RFmax 连接 Pin4 与光耦 (C-E 极) 之间，光耦调整通过的电流，即调整振荡频率，达到输出电压的调整目的。在光耦完全饱和情况下，RFmax 确定最大工作频率。
- C、软启动:一个 RC 串联电路 (C<sub>SS</sub>+R<sub>SS</sub>)，产生频率移动，达到软启动功能。

$$f_{min} = \frac{1}{3 \cdot CF \cdot RF_{min}}$$

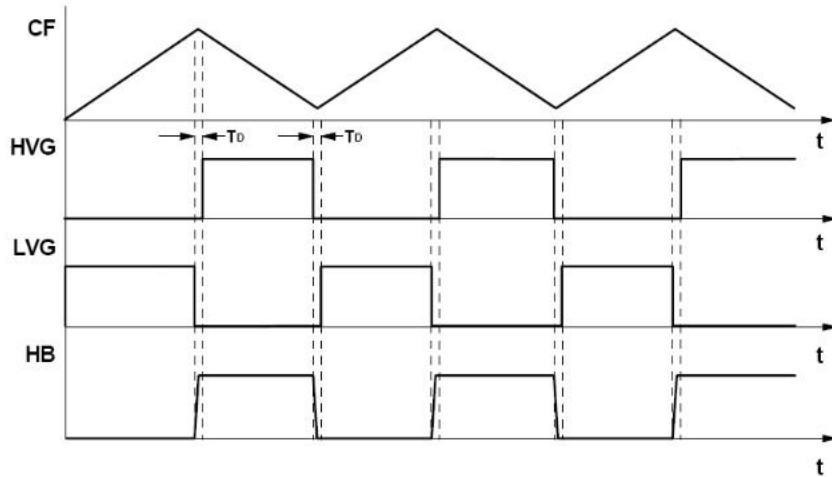
$$f_{max} = \frac{1}{3 \cdot CF \cdot (RF_{min} || RF_{max})}$$

工作频率最大值 fmax 发生在最大输入电压最小输出负载，fmin 发生在最小输入电压最大输出负载。RFmin、RFmax 的选取，先要确定工作最大最小频率。



$$RF_{min} = \frac{1}{3 \cdot CF \cdot f_{min}}$$

$$RF_{max} = \frac{RF_{min}}{\frac{f_{max}}{f_{min}} - 1}$$



振荡器波形图

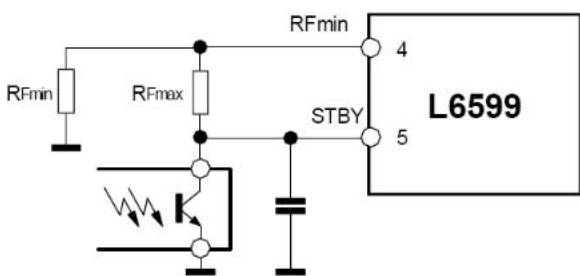
HB 为半桥中间点电压，在低边 MOSFET 关闭时，HB 快速上升，并通过自举电容到 Pin16，以提供高边 MOSFET 开启的电压。

### 6、工作在轻载或无载时

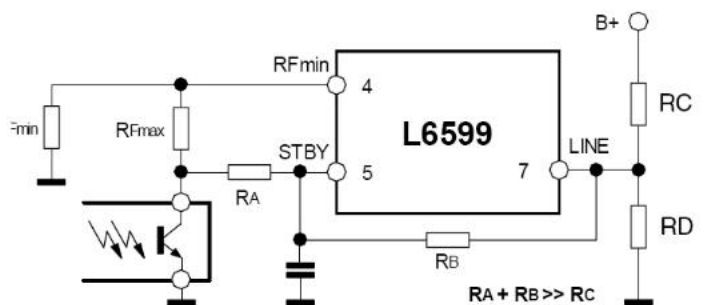
谐振半桥电路在工作于轻载时或所有负载变轻时，工作频率会升为最大值。为使输出电压受控，需要持续一定的工作脉冲，尽量减小变压器磁化电流，以减少待机功耗。

为克服此问题，L6599 工作于间歇状态（触发模式）。输出一串很少开关周期后长时间使 MOSFET 关闭状态，这样平均的工作频率很低，平均功耗就小。

这个触发模式利用了 Pin5 (STBY)：通过反馈回来的电压与内部基准 (1.25V) 比较，当低于基准电压时，进行待机模式，要恢复正常模式，需要高于基准 50 mV。可以通过外接电阻、接插口来设定其进行待机模式时的输出电流值。



窄输入电压范围



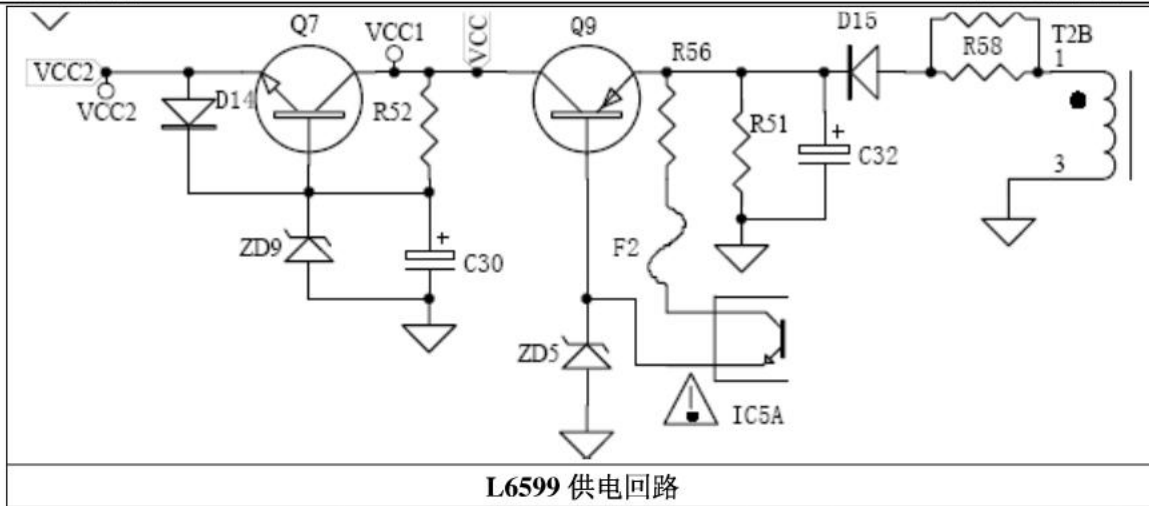
宽输入电压范围

## 四、L6599 的工作流程

详细了解 L6599 的各引脚功能及基本应用后，下面以 JSK-4168-081 原理图介绍 L6599 的工作流程。

### 1、L6599 供电回路

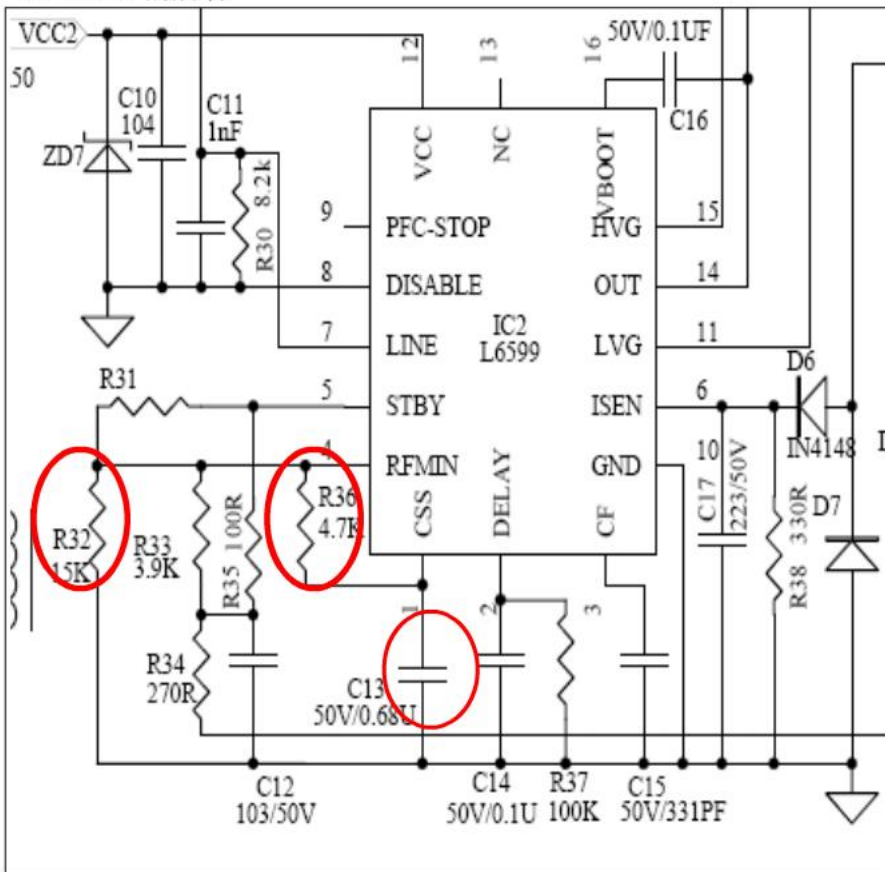




L6599 供电回路

5VsB 开关变压器 T2B 绕组电压经 D15 整流，Q9、ZD5 稳压后输出 Vcc1（14V 左右），供给 PFC 芯片（FAN7530MX Pin8）工作电压，并通过 Q7、ZD9 稳压后输出 Vcc2（12V 左右）供给 L6599 Pin12 工作电压。OCP、OVP、ON/OFF 信号通过光耦 IC5 控制 Q9 的电压是否输出进而控制 PFC、LLC 电路是否工作来实现过压保护、过流保护、开关机功能。

## 2、L6599 的启动

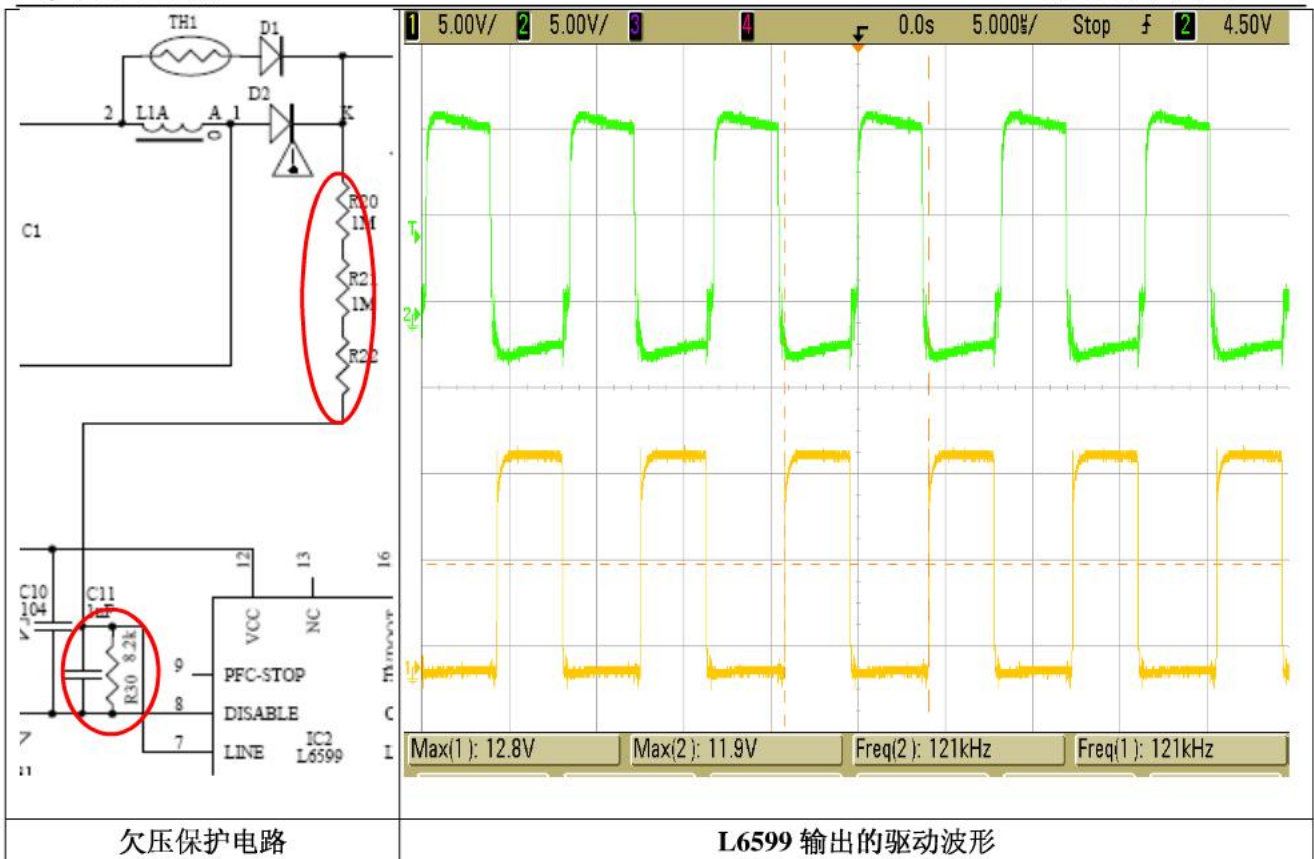


软启动电路

Pin12 加上 Vcc 电压后，给 Pin1(CSS)外接电容 C13 充电，此时 C13 可视为短路，R36 与 R32 并联，电阻减少，L6599 的振荡频率升高，电源功率下降，当 C13 充满电时，此时 C13 可视为开路，振荡频率由

R32 决定，振荡频率降低，电源输出正常，由此实现变频软启动功能。同时，VDC 通过 R20、R21、R22 串联电阻及 R30 分压输入 Pin7(Line)，R30 上并联的电容用来旁路噪声干扰。Pin7(Line)电压低于 1.25V 关闭 IC，高于 1.25V 低于 6V 时，IC 正常工作，通过对 VDC 的电压检测，实现欠压保护功能。

IC 完成软启动后，内部振荡器开始振荡，在 Pin15(HVG)与 Pin11(LVG)输出如图所示的两个占空比接近 50%的脉冲，驱动 MOS 管开始工作。

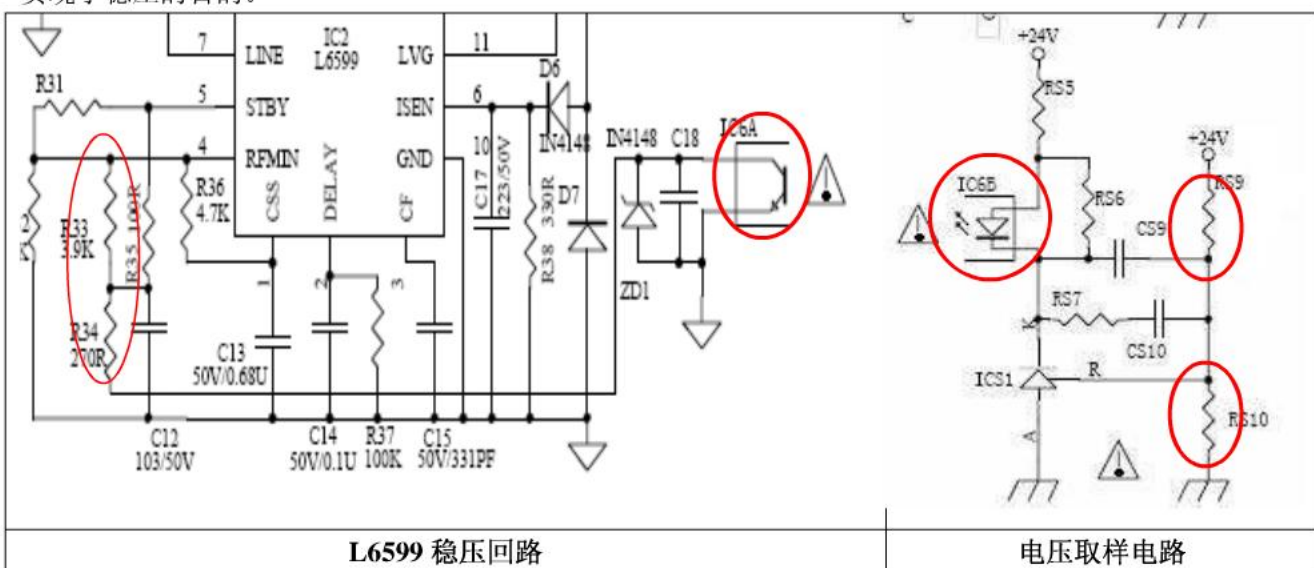


### 3、L6599 稳压原理

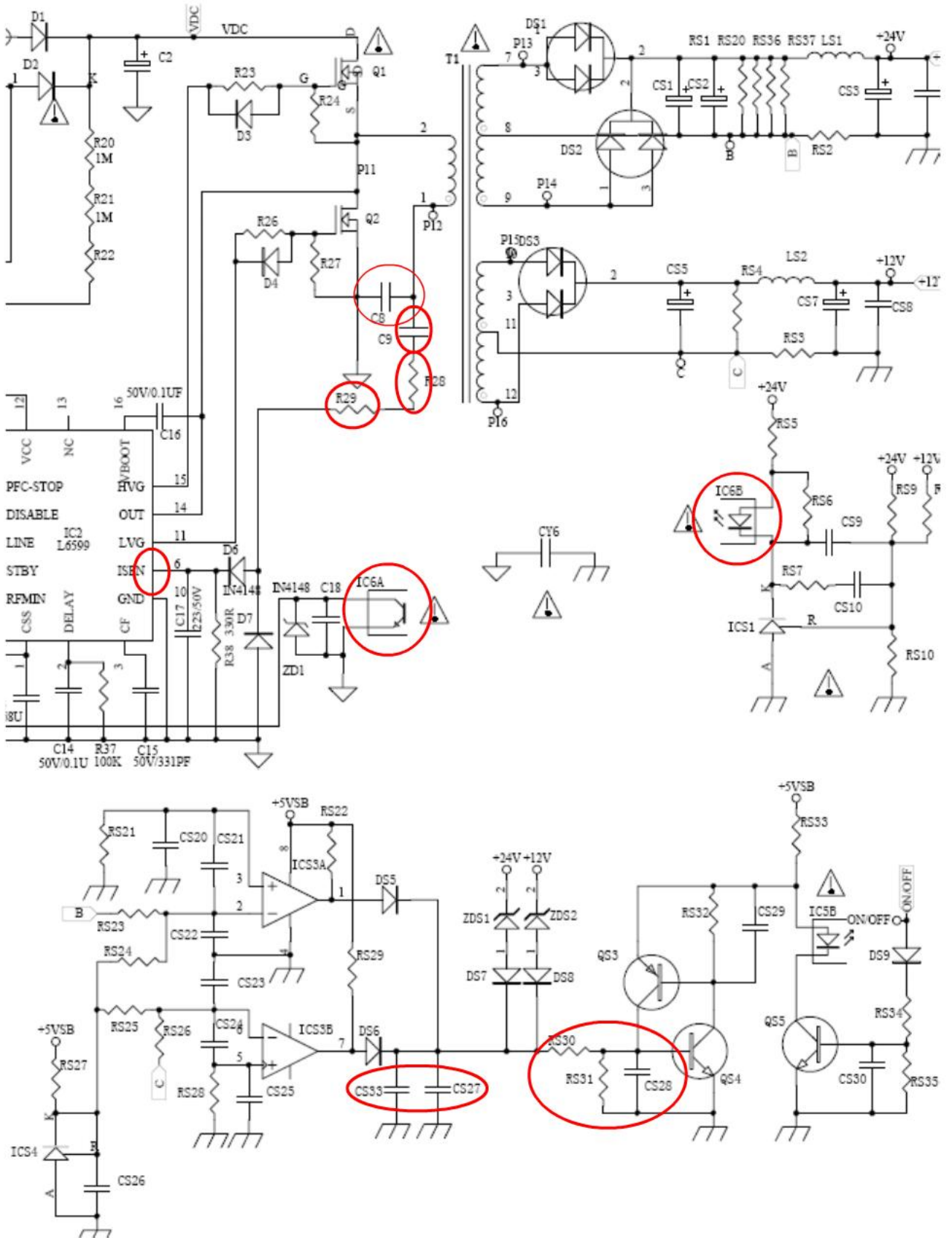
次级电压通过取样电阻加在光耦 (IC6) 内发光管上, 并与 ICS1 的基准电压进行比较, ICS1 的稳压值由上偏电阻 RS9 (或 RS8) 和下偏电阻 RS10 决定, 稳压值由此公式算得:

$$V_o = [RS9/RS10 + 1] * 2.5V$$

当负载由满载转向空载时, 引起输出电压上升, ICS1 (TL431) R 点的电压将上升, 而 R 点的电压是稳定在 2.5V 的, 这将引起 AK 间流过的电流增大, 光耦 (IC6) 内发光管上通过的电流增大, 光耦 (IC6) 内光敏管上流过的电流也增大, 光耦 (IC6) 内光敏管相当于一个可变电阻, 与 R34、R33 串联起来接到 Pin4(RFMIN), 此时光耦 (IC6) 内光敏管电阻变小, 引起 IC 振荡频率升高, 使输出电压下降, 反之, 当负载由空载转向满载时, 输出电压降低, 反馈到 Pin4(RFMIN)引起 IC 振荡频率降低, 调节输出电压升高, 实现了稳压的目的。



### 4、L6599 的 SCP 保护及次级 OCP 保护



当 T1 次级短路时，引起输出电压降低，这一电压变化通过光耦 IC6 反馈到 L6599 的 Pin4(RFMIN)，引起 6599 振荡频率降低，由于此时光耦 (IC6) 内光敏管的电阻相当于开路，振荡频率大大偏离 LLC 谐振电路的谐振点，C8 上的振荡电压急剧增大，通过 C9、R28、R29、D6、D7 全波整流输入到 Pin6(Isen)，当 Isen>0.8V 时，Pin2(Delay)对 C14 充电，C14 也对 R37 放电，同时 IC 内部对 Pin1(VSS)软启动电容放电，



引起工作频率上升（功率下降），Pin2(Delay)反馈电压急速上升到 3.5V，内部关闭对电容充电同时芯片关闭振荡，停止开关工作，延迟保护时间由 Pin2(Delay)外接电阻 R37 (R<sub>delay</sub>) 和外接电容 C14 (C<sub>delay</sub>) 决定。

C<sub>delay</sub> 电容上从 2V 到 3.5V 时的持续时间：

$$T_{MP}=10*C_{delay}$$

C<sub>delay</sub> 上从 3.5V 放电到 0.3V 的时间（从保护到重新工作的时间）：

$$T_{STOP}=R_{delay}*C_{delay}*ln(3.5/0.3) \approx 2.5 R_{delay}*C_{delay}$$

C14 通过 R37 放电到 0.3V 时，L6599 会重新工作，由于 Pin2(Delay) 不断在 3.5V 和 0.3V 变化，IC 在保护与正常工作间跳动，输出也会一闪一闪的，即间隔保护模式（在次级 OCP 一直没有启动的情况下，才会出现这样的情况，L6599 的 SCP 保护是不锁定的，只要其 Pin2(Delay)放电到 0.3V 时又会重新工作）。

当次级的过流延时电路在 L6599 第一次检测到过流时，过流保护运放（ICS3）输出对 CS27 和 CS33 充电，同时通过 RS30 和 RS31 分压后给 CS28 充电，由于 L6599 第一次检测到过流时，Pin2(Delay)设定的延时时间很短，电容 CS27、CS33、CS28 上没有积累足够的能量，QS4 不能导通，过流保护电路没有启动。在 L6599 Pin2(Delay)从 3.5V 通过 R37 放电到 0.3V 时，L6599 重新工作，过流检测电路再次对 CS27、CS33、CS28 充电，此时电容上已经积累足够能量，QS4 导通，QS3 也导通，将光耦（IC5）内发光管拉到 QS3 的 CE 结压降与 QS4 上 BE 结压降之和（PNP 管 CE 结压降大约为 0.3V，NPN 管 BE 结压降大约 0.7V），使发光管无电流流过，光耦（IC5）光敏管电阻相当于无穷大，Q9 因无基极偏压而无输出，关闭 L6599 的 VCC 电压，使主电路关闭，达到自锁保护目的。

在测试时，有时 would 看到输出一闪，然后再保护，因为次级的 OCP 电路要在 L6599 的 SCP 电路第二次动作后才实现保护，所以次级的 OCP 电路在保护时间上要滞后于 L6599 的 SCP 电路（大概相差 40ms 左右，由其外接的延时电阻电容来决定具体时间），精确的过流点将由次级的 OCP 电路来决定。

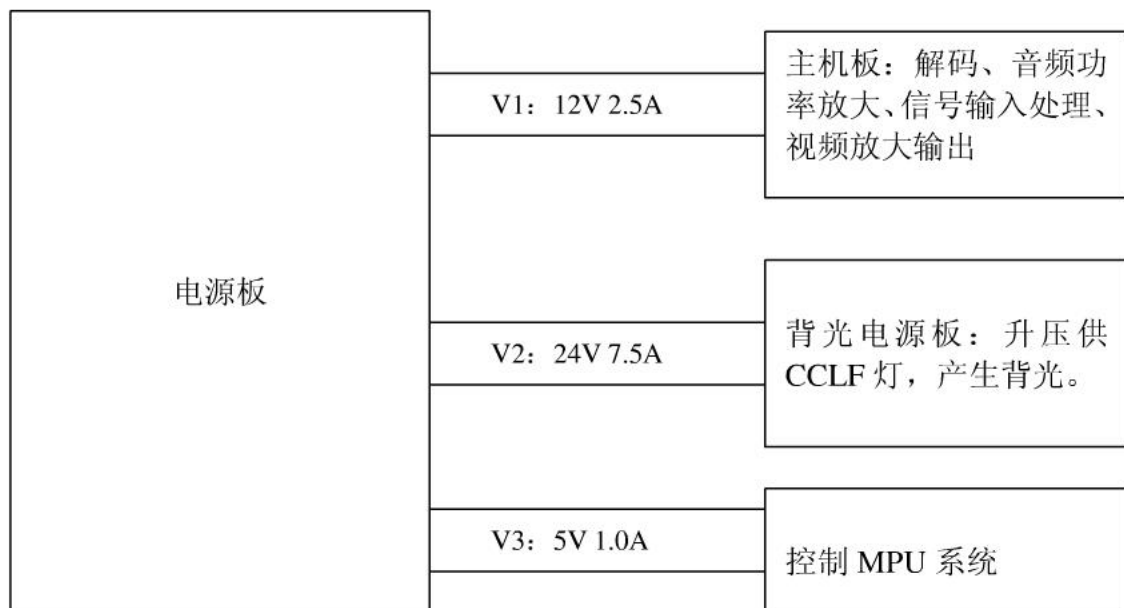
附：

### 过流延时保护电路

#### 一、问题的产生

过流保护是电源保护线路中最重要的电路，通常在每个产品中都存在。它在整机发生过流故障时不仅可以及时保护电源板及主机板、功放板等，还可以防止故障进一步扩大化。

但在目前的 LCD-TV 中。开机时，存在电流冲击，电流较大，启动已后，电流恢复正常。所在 LCD-TV 开机时，较大的冲击电流会使过流保护电路误动作，引起 LCD-TV 自动关机。



典型 37 寸 LCD-TV 电源供电系统方框图

V1: 12V 2.5A 为供 TV 主板、功放板；

V2: 24V 7.5A 为供 TV 背光电源板；

V3: 5VSB 1A 为供 TV 控制 MPU 电源。

进行加电，试验各路冲击电流：

加 AC 电源：输入 220V 50Hz，典型值如下

V1 冲击电流：10.0A 2mS

V2 冲击电流：8.5A 1mS

V3 冲击电流：1.25A 1mS

问题关键在于 V1 在加 AC 电源时冲击最大达 10.0A 2mS,比额定电流 2.5A 大了 4 倍。

二、现有方案

2. 1、直接加大过流值，即 OCP 值

通过 OCP 保护电路参数的调整，将 V1 过流点调到 10A 以上。

理论上可行，但从电路的可靠性讲，长期工作后，一旦发生线路过流，线路不能及时保护，使故障进一步扩大，最终电源板、主板、背光板等均有可能损坏。

因此在《GB/T14714: 1993 微小型计算机系统设备用开关电源通用技术条件》规定电路 OCP 值不得超过输出额定电流的 200% 。

2. 2、调整产品元件参数，加大电源板的输出功率

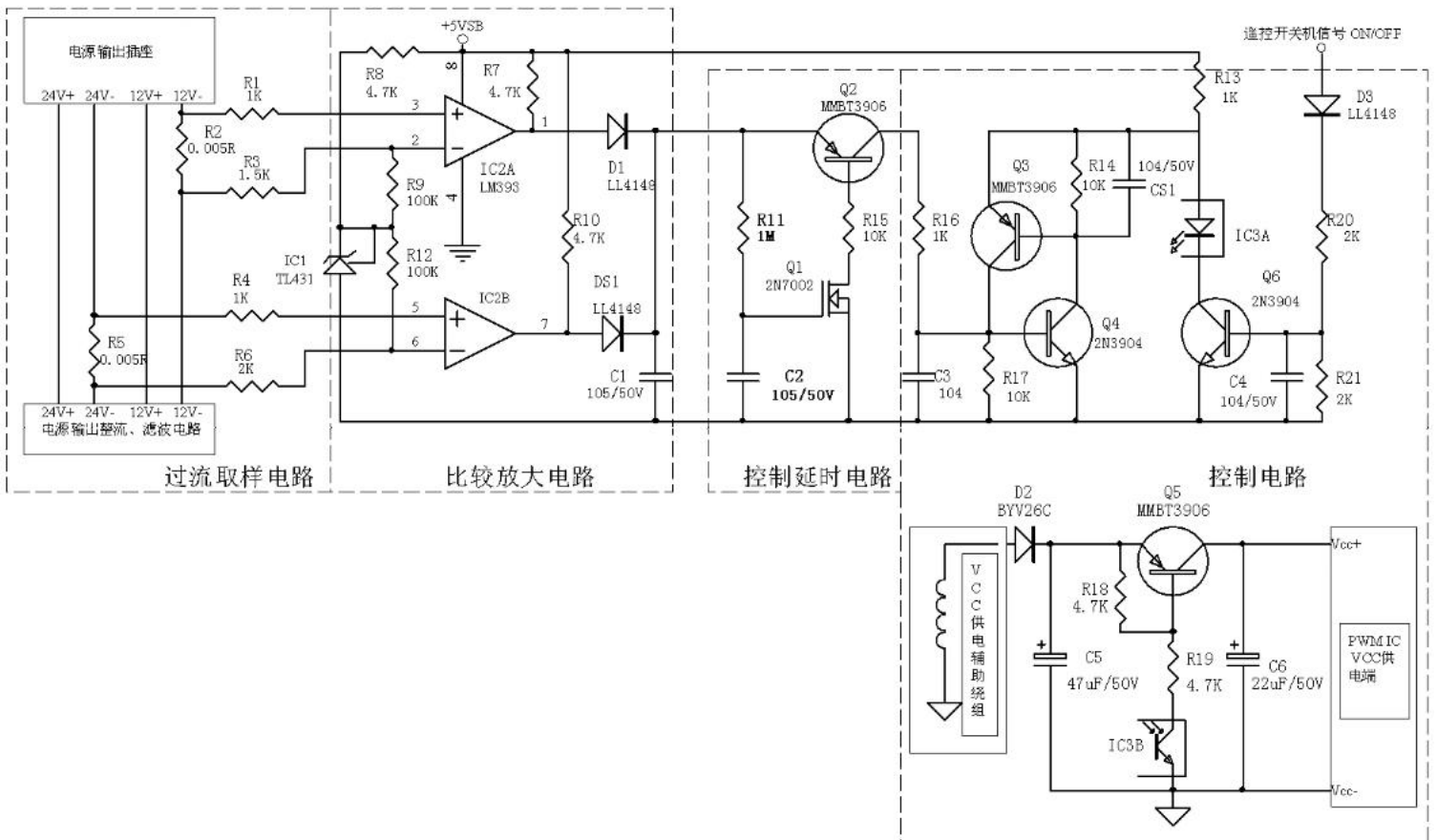
是第一个方法的延伸，目的使供电电源板具有长期的最大稳定输出功率。

缺点是成本上升幅度大。

三、解决方案

利用延时电路将 V1 过流采样的控制时间移至冲击电流时间（如 2mS）以后，避开启动时冲击电流引起电路的误动作，而真正发生过流故障时，当持续时间长过一定时间（如 2mS），线路可以判定为线路过流故障，就可以启动 OCP 采样控制电路进行电源 OCP 保护。这样利用脉冲时间差进行区别开机冲击电流与故障过流，达到正确的控制能力。

详图如下：



1、 电路结构

以 R2、R5 为中心的电流取样电路；以 IC2 为中心的比较放大电路；以 Q1、Q2 为中心的控制延时电路；以 IC3 为中心的控制电路。

## 2、工作原理

当输出电流增大，在 R2、R5 上的压降增加，R2、R5 上的增加量分别传入 IC1A、B 运放中，与其反端基准电压进行比较，产生输出电流比较电压。

当输出电流超过额定值时，IC2 将输出高电平，通过 R11 对 C2 充电，充到 Q1 开启电压  $V_{gs}$  时，Q1 导通，引起 Q2 导通，IC2 的输出高电平通过 Q2、R16 加到 Q4 基极。

Q3、Q4 组成的复合可控硅电路，当 Q4 基极为高电平时，Q4 导通，引起 Q3 导通，将 IC3A 的偏值电压短路到地，IC3A 发光二极管截止。

IC3B 光敏三极管也将截止，一次电路中的 Q5 基极因失去偏值电压而截止，将关断至 PWM 控制 IC Vcc 端的电压，使 PWM IC 停止工作，达到电路过流保护的作用。

## 3、实验结果

实验结果如下图：

附图 1：无延时电路时，当电源输出端进行短路测试时，电路反应时间为 21.2mS；

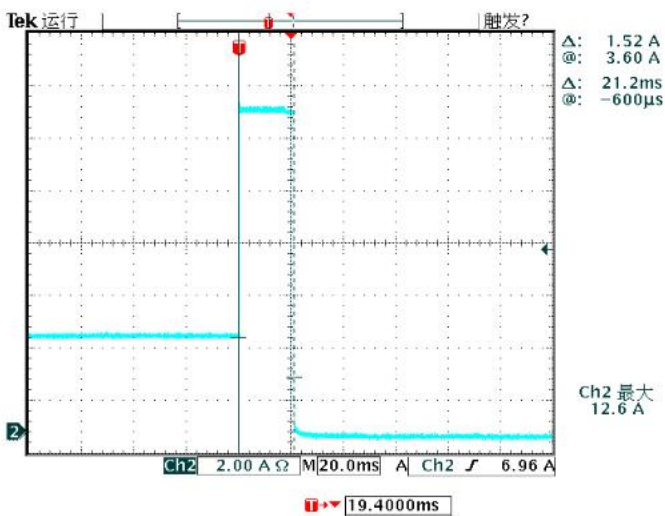
附图 2：带延时电路，当电路发生过流时，C2 两端的电压逐渐上升（CH1 波形），当上升到使 Q1 导通时，电路进行保护动作，电路反应时间为 230mS。

可见，电路保护的延时时间由  $U_{gs}$  和 R11、C2、以及 IC2 输出的高电平来确定。

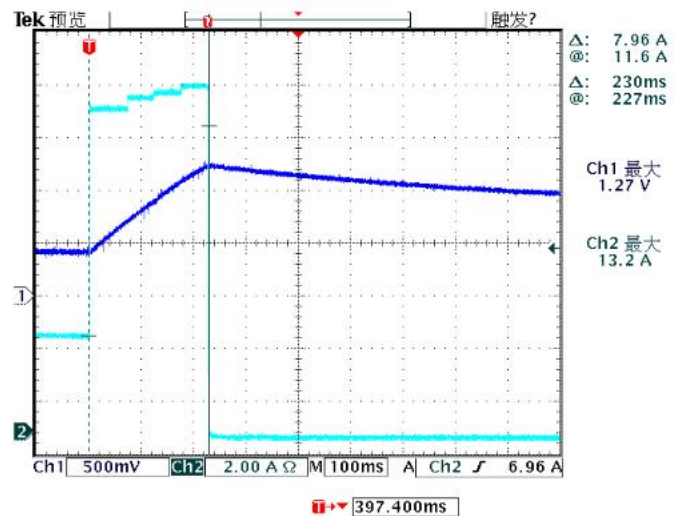
公式推导：

$$U_c = U_{gs} = U_i(1 - e^{-\frac{t}{RC}}) \Rightarrow e^{-\frac{t}{RC}} = 1 - \frac{U_{gs}}{U_i} \Rightarrow t = \left[ -\log_e \left( 1 - \frac{U_{gs}}{U_i} \right) \right] RC \quad \dots\dots \text{公式 1}$$

$U_{gs}$  为 Q1 导通时的 G-S 电压；RC 即 R11、C2； $U_i$  指 IC2 输出电压。以上电路，查资料得： $U_{gs}=1V, U_i=5V, R=R11=1 \times 10^6 \Omega, C=C2=1 \times 10^{-6} F$ ；代入公式 1 中，得  $t=223.14mS$ 。与附图 2 中的测量 230mS 基本符合。



附图 1 无延时电路，保护反应时间



附图 2 有延时电路，保护反应时间

## 4、技术要点

通过调整 R11、C2 等的参数，合理的延迟 OCP 控制时间，避开冲击电流，达到电流过流保护功能。

总结，本方案拥有低成本、高可靠性等优点。是 LCD-TV 电源模块中解决冲击电流的首选方案，具有非常高的经济效益与可靠性价值。

## 5、备注

- 1、OCP 值：线路过流保护时的电流值，又称过流点值。
- 2、一次电路：与电网直接相连的电路，称一次电路。