

反激准谐振的开关电源设计

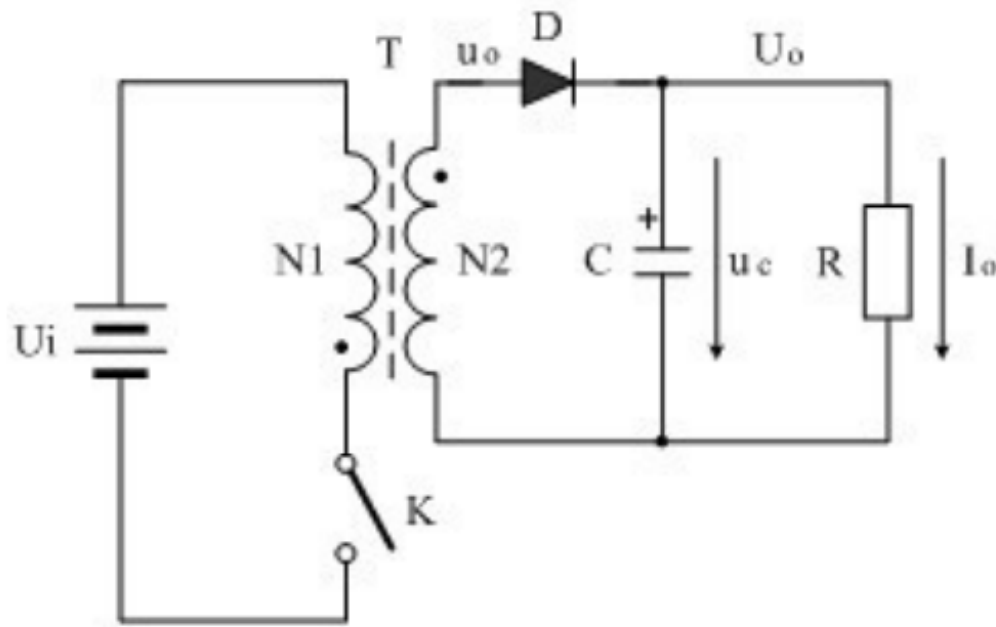
基于UCC28610

电源网论坛

老梁头



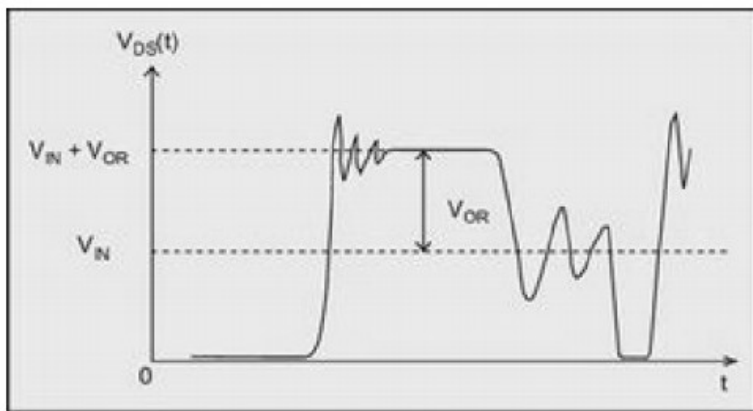
反激式开关电源工作原理



图一 反激开关电源原理图

当开关导通时，由于变压器同名端，次级二极管反向截止，变压器初级电感储存能量。当开关关断，次级二极管正向导通，变压器初级储存的能量释放，给电容充电和向负载提供能量。

反激式开关电源的DCM工作模式



图二 DCM模式VDS电压波形



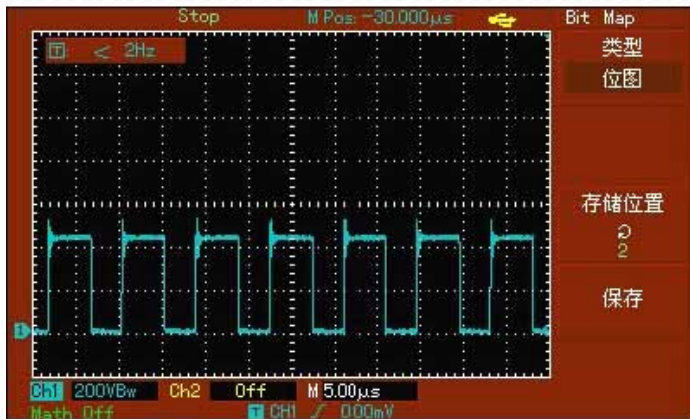
图三 DCM模式电流波形

DCM模式也叫完全能量转换模式，也就是常说的非连续模式，就是指磁芯中的能量完全释放（图三中 I_p 波形），次级整流二极管过零之后（图三中 I_s 波形），初级开关管导通。

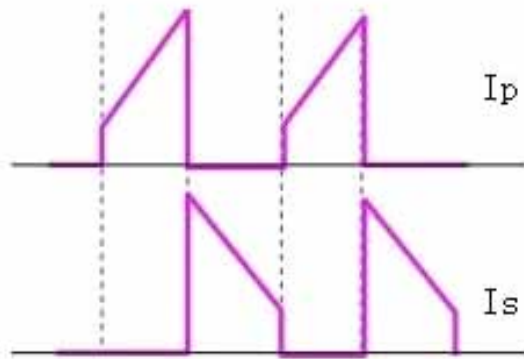
此模式的优点是次级整流管没有反向恢复问题，环路容易稳定。但由于其磁芯能量完全释放，所以初级的电感电流降为零，此时导通的峰值电流比较大，电流有效值比较大，铜损和MOS的导通损耗比较大。

还有一个缺点由图可见当绕组中的能量完全释放完毕后，在开关管的漏极出现正弦波震荡电压，此震荡是由于MOS的结电容和原边电感引起的。而对于传统的反激式变换器，其工作频率是固定的，因此开关管再次开通，有可能出现在震荡电压的任何位置（包括顶峰和谷底），为开关管带来开通损耗！

反激式开关电源的CCM工作模式



图四 CCM模式VDS电压波形

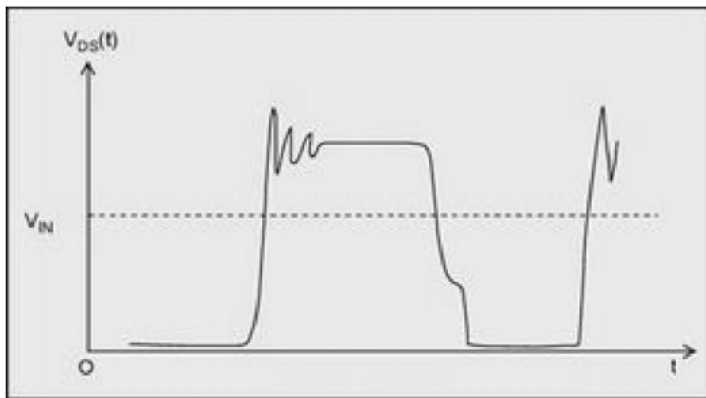


图五 CCM模式的电流波形

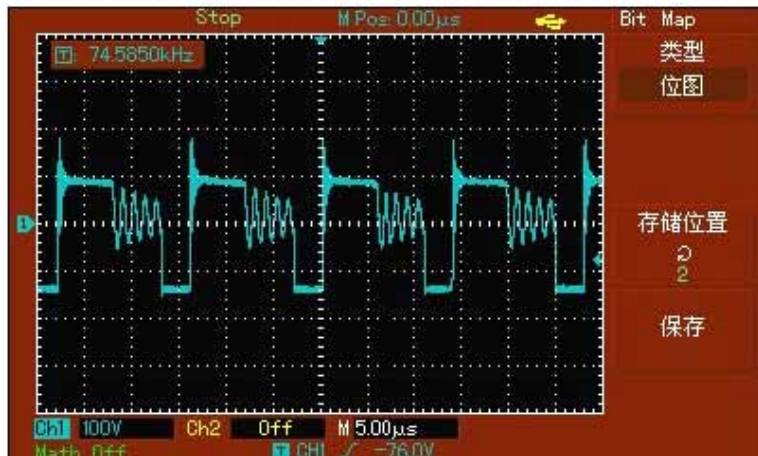
CCM模式也叫不完全能量转换模式，也就是常说的连续模式，就是指磁芯中的能量没有完全释放（图五中 I_p 波形），次级整流二极管没有完全过零的时候（图五中 I_s 波形），初级的开关管导通。

此模式优点是磁芯能量没有完全释放，所以初级电感电流没有降为零，同等功率下此时的峰值电流有效值要比DCM小，所以铜损和MOS的导通损耗要比DCM小；但由于其次级整流管电流没有降到零，所以会有一个整流管反向回复时间带来的损耗。另外CCM的负载在空载到满载变化时，会经历DCM \rightarrow CRM \rightarrow CCM三个阶段，当从DCM到CCM过渡时，传递函数会发生变化，容易震荡；当占空比较大时容易产生次谐波震荡，往往需要加斜率补偿。所以CCM的反馈设计要显得复杂点。此模式的开通损耗更为严重，由图四可知MOS管都是在最高电压时开通。

反激式开关电源的QR工作模式



图六 QR模式VDS电压波形（重载）



图七 QR模式VDS波形（轻载）

QR模式也叫反激准谐振模式，其实是DCM的一种，是指当磁芯能量完全完全释放完毕后，变压器的初级电感和MOS的结电容进行谐振，MOS结电容放电到最低值时，初级的开关管导通。

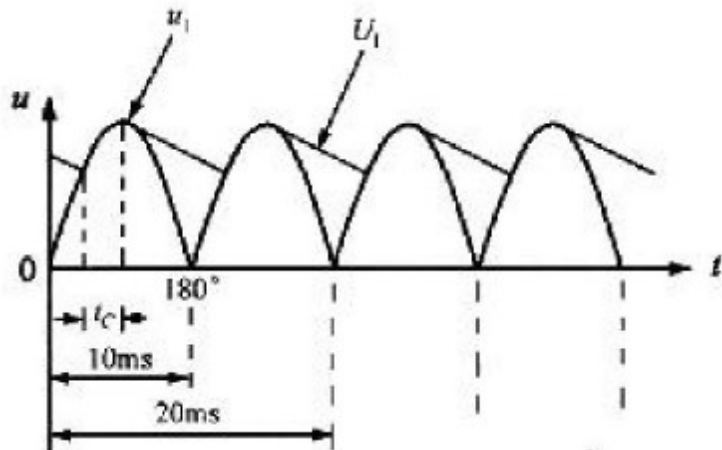
此模式是集DCM的优点及大部分缺点于一体，只是把其中的一项缺点做了优化从而变成了优点。就是加了谷底检测功能，改善MOS的开通损耗，从而改善效率。

图六和图七是一个QR的波形，从波形中看出开关管每次都是在振荡电压的谷底导通。就可以实现零电压导通（或是低电压导通），这必将减少开关损耗，降低EMI噪声。那么怎么实现的谷底导通呢，这个只需要磁通复位检测功能（通常是用辅助绕组来实现），然后通过IC的一系列动作保证每次在振荡电压到达最低点时打开开关管。以上好处带来的后果是频率是变化的，从而影响了其它参数的确定。下边我们将具体的介绍QR反激变换器的设计方法。

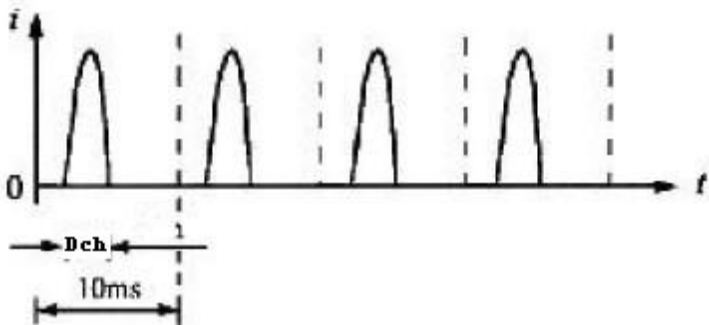
确定QR的主要参数

- 输入电压范围：最低输入电压 V_{acmin} ，最高输入电压 V_{acmax} ；
一般为低输入85~135VAC，高输入176 ~265VAC，全电压输入85 ~265VAC ；
- 输入频率： f_{ac}
输入交流频率，50Hz或60Hz；
- 输出电压： V_{out} ；
- 输出电流： I_{out} ；
- 整机效率： η
一般取80%；
- 最低开关频率： f_{sw}
对于反激准谐振这个频率是变化，在设计时应该以最低输入电压，最大输入功率时的最小频率来确定其它参数。一般从两个方面来考虑，一方面为了减小变压器体积，得适当加大频率；另一方面为了降低开关损耗和EMI，还得适当减小频率；一般折中考虑后通常会取25KHz~100KHz；
- 最大输入功率： P_{in}
$$P_{in} = (V_{out} \times I_{out}) \div \eta$$

确定直流输入电压



图八 整流桥整流后的波形



图九 电容充电占空比波形

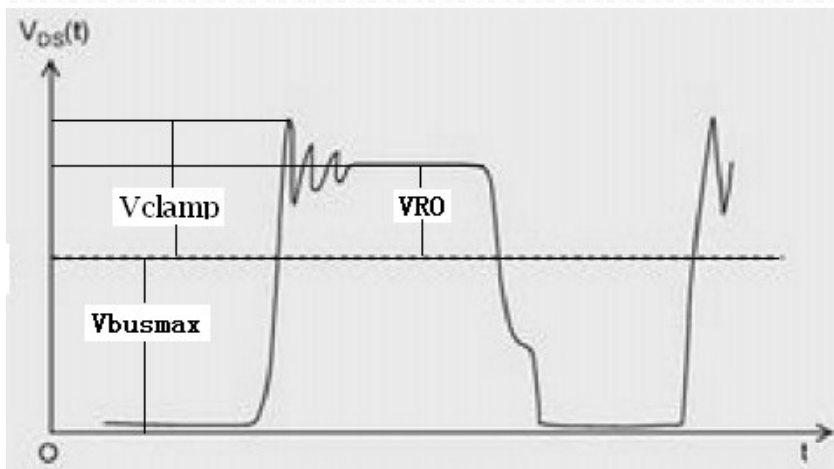
50Hz交流电压经过全波整流后变成脉动的直流电压，再通过输入滤波电容得到直流高压。在理想情况下，整流桥的导通范围应为 $0^\circ \sim 180^\circ$ ，但由于滤波电容的作用，仅在接近交流峰值电压处的很短时间内，才有电流经过整流桥对C充电，导通范围约为 $30^\circ \sim 90^\circ$ 。这里引入一个符号Dch为电容充电占空比。 $D_{ch} \approx 0.33$ 。

那么最低直流输入电压 $V_{busmin} = \sqrt{2V_{acmin}^2 - \frac{P_{in} \times (1 - D_{ch})}{CBUS \times f_{ac}}}$
 最高直流输入电压 $V_{busmax} = \sqrt{2} V_{acmax}$
 式中CBUS为输入电容容量

母线电解电容CBUS选择方法

AC输入电压 (V)	CBUS选择 (uF/W)
低电压 (85~135)	2
高压电 (176~265)	1
全电压 (85~265)	2~3

确定反射电压



图十 VDS波形解析

设计QR时，为了在尽可能大的范围内实现零电压导通，反射电压 V_{RO} 尽量取得大一些。

由图十可以看出

$V_{DS} = V_{busmax} + V_{clamp} +$ 杂散电感的影响电压 + 开关管的电压余量

式中 V_{DS} 为MOS管的额定电压

V_{busmax} 为最大直流输入电压

V_{clamp} 为电容的吸收电路的

嵌位电压，

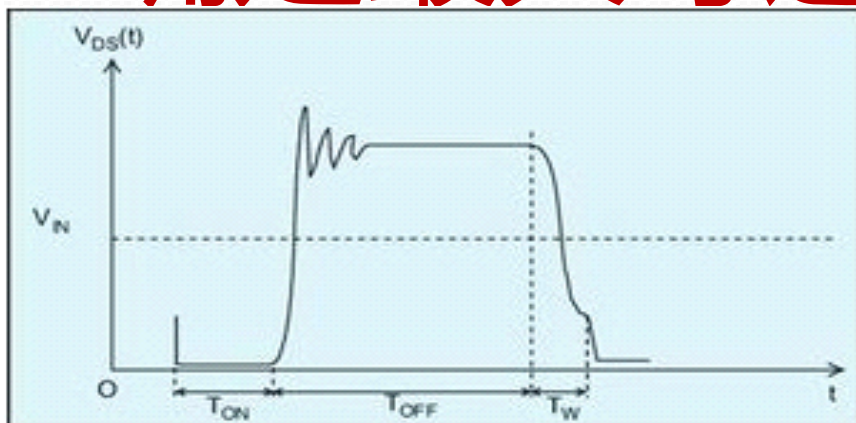
当 $V_{clamp} = 1.4 V_{RO}$ 时，吸收电路损耗最小

杂散电感的影响电压一般取 $10 \sim 20V$

为了保证开关管的安全，开关管的电压余量一般取 $10\% \sim 20\%$ 的 V_{DS}

把上式整理得 $V_{RO} = [(80\% \sim 90\%)V_{DS} - V_{busmax} - (10 \sim 20)] \div 1.4$

确定最大导通时间



图十一 一个完整的开关周期

里边只有一个未知量就是 TW ,

这个值的公式为 $TW = \pi \sqrt{LP \times CP}$

LP 为变压器原边电感量;

CP 为MOS管漏极电容 (可以通过查MOS管的datasheet得出)

但这里原边电感量没有求出来, 所以我们一般取 TW 为整个最小开关周期的的5%;

把上边的 TON 公式整理得

$$TON = [VRO \times (0.95 \times T)] \div (Vbusmin + VRO)$$

由上图可见一个完整的周 $T = TON + TOFF + TW$

其中 TON 为MOS导通时间, $TOFF$ 为变压器去磁时间, TW 为震荡时间;

那么根据伏秒法则

$$Vbusmin \times TON = VRO \times TOFF,$$

$TOFF = T - TON - TW$ 将两式化简得

$$TON = [VRO \times (T - TW)] \div (Vbusmin + VRO)$$

式中 T 为最小开关周期; $Vbusmin$ 为最低直流输入电压; VRO 为反射电压。



确定初级电感量

- 由上节得出 T_{ON} 的值，那么 $D_{max} = T_{ON} \div T$
- 初级峰值电流

$$I_{ppk} = (P_{in} \times 2) \div (D_{max} \times V_{busmin})$$

式中 I_{ppk} 为初级峰值电流；单位A

P_{in} 为输入最大功率；单位W

D_{max} 为最大占空比；

V_{busmin} 为最低直流输入电压。

单位V

- 初级电感量 $L_P = (V_{busmin} \times T_{ON}) \div I_{ppk}$

确定合适的变压器

- 我们用AP法来确定合适变压器的变压器

$$AP = Ae \times \left(\frac{LP \times I_{ppk}^2 \times 10^4}{\Delta B \times 450 \times K_0} \right)^{1.143}$$

式中 L_P 为初级的电感量 单位为H

I_{ppk} 为初级峰值电流 单位A

ΔB 为磁感应强度变化量 一般情况下 ΔB 取值小

于0.3

450为电流密度 单位A/平方厘米

K_0 窗口利用率一般取0.2-0.4，具体要看绕线的结构。

AP的单位是平方厘米

计算出来AP我们可以找到合适的磁芯，然后可以找到磁芯的横截面积 A_e

确定变压器初次级的匝数

- 上边我们通过AP法找出合适的磁芯，得到磁芯的横截面积 A_e
- 初级的匝数 $N_P = (L_P \times I_{ppk}) \div (\Delta B \times A_e)$

式中 L_P 为初级电感量；单位uH

I_{ppk} 为初级峰值电流；单位A

ΔB 为磁感应强度变化量；单位T

A_e 磁芯的横截面积.单位 mm^2

- 次级的匝数 $N_S = (V_{out} + V_f) \times N_P \div V_{RO}$

式中 V_{out} 为输出电压；单位V

V_f 为整流管管压降，一般取0.5 ~ 1V；单位V

V_{RO} 为反射电压. 单位V



确定变压器的气隙

- 上边得出原边匝数 N_P ，原边电感量 L_P ，磁芯的横截面积 A_e 那么就可以得出变压器的气隙长度

$$\frac{\mu_0 \times L_g \times N_P^2 \times A_e}{L_P}$$

式中 L_g 为气隙长度；单位m

μ_0 为真空磁导率，为 $4\pi \times 10^{-7}$ ；单

位H/m

N_P 为原边的匝数；

A_e 为磁芯的横截面积；单位 m^2

L_P 为原边的电感量；单位H

确定初次级线圈线径

- 上边已经确定了初级的峰值电流 I_{ppk}
- 初级电流有效值 $I_{prms} = I_{ppk} \times \sqrt{\frac{D_{max}}{3}}$
- 初级绕组线径 $D_p = 1.13 \times \sqrt{\frac{I_{prms}}{J}}$
- 次级峰值电流 $I_{spk} = (2 \times I_{out}) \div D_{off}$
- 次级电流有效值 $I_{srms} = I_{spk} \times \sqrt{\frac{D_{off}}{3}}$
- 次级绕组线径 $D_s = 1.13 \times \sqrt{\frac{I_{srms}}{J}}$
- 以上公式中

D_{max} 最低输入电压时的最大占空比

T_{OFF} 为变压器去磁时间 $T_{OFF} = T - T_{ON} - T_W$

$D_{off} = T_{OFF} / T$

J 为电流密度，一般取 $4-6A/mm^2$ 。在次级圈数比较小的情况下，可以取到 $10A/mm^2$ 。再变压器窗口富裕的情况尽量取小点，可以有效降低铜损。



确定次级整流二极管

- 输出二极管的反向耐压 $V_{drev} = V_{busmax} \times N + V_{out}$ 考虑到尖峰的影响，一般选取整流二极管的反向耐压为 1.25 倍的 V_{drev} ，因此二极管的

$$V_{rrm} = 1.25 \times (V_{busmax} \times N + V_{out})$$

式中 N 为次级与初级的匝比 N_S/N_P

- 上边已经算出次级的电流有效值 I_{srms} ，考虑到降额使用，一般选取输出二极管的正向电流为 2 ~ 3 倍的 I_{srms} ，因此二极管的最小正向电流

$$I_F = (2 \sim 3) \times I_{srms}$$



确定输出电容

- 电容耐压的选择，一般选 $V_{cout}=1.25 \times V_{out}$
- 电容容量的选择，确定输出电压纹波，一般为输出电压的 1%，即 $\Delta V=1\%V_{out}$;

$$C_{out} = \frac{(I_{spk} - I_{out})^2 \times D_{off}}{2 \times \Delta V \times I_{spk} \times f_{sw}}$$

式中 I_{spk} 为次级峰值电流

I_{out} 为输出电流

D_{off} 变压器去磁占空比

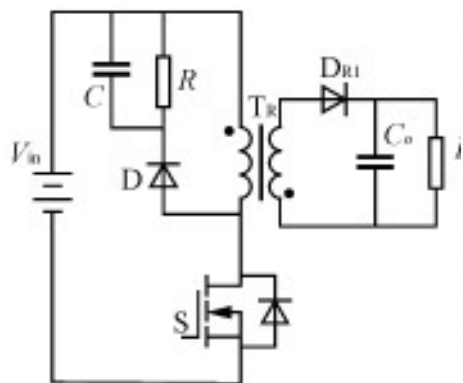
f_{sw} 为开关频率

计算电容的等效串联电阻 (ESR)

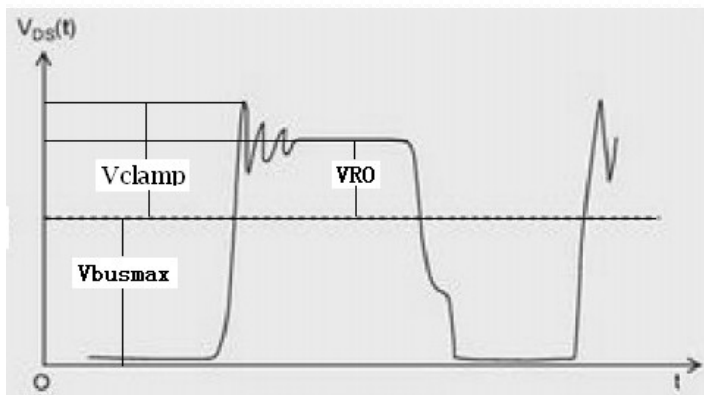
$$ESR = \Delta V \div (I_{spk} - I_{out})$$



确定RCD吸收参数



图十二 RCD原理图



图十三 MOS的VDS波形

上边已经确定过了钳位电压 V_{clamp} 、反射电压 V_{RO} 、初级峰值电流 I_{ppk} 。

下边确定下漏感 L_{lk} ，这个可以通过实际测试变压器来得到，测试方法为把所有的次级绕组两端短路，然后用电桥测试初级两端的电感量便可得到该值。但一般再变压器没有设计出来就先需要确定该值，我们一般取漏感为初级感量的1% ~ 5%。

以上各值都确定出来了，那么钳位电阻 R 的值根据

$$R = \frac{2 \times (V_{clamp} - V_{RO}) \times V_{clamp}}{L_{lk} \times I_{ppk}^2 \times f_{sw}}$$

确定 R 的功率 $P_R = (V_{clamp} \times V_{clamp}) \div R$

确定钳位电容 C 的值 $C = V_{clamp} \div (\Delta V \times R \times f_{sw})$

式中 ΔV 为电容电压的波动值，一般取钳位电压 V_{clamp} 的5% ~ 10%。

f_{sw} 为最低开关频率

UCC28610的简单介绍

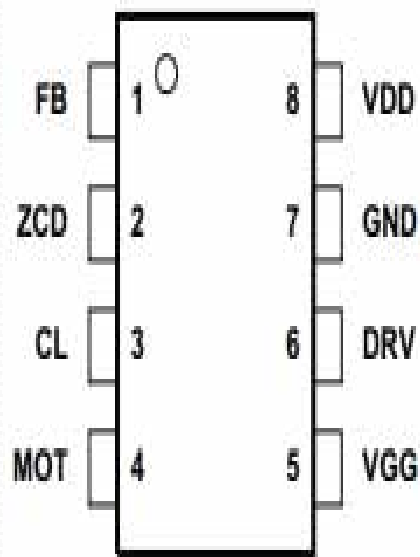
- UCC28610是一款全新概念，级联式控制的绿色模式小功率反激变换控制器。
- 一种PWM调制算法用于调整开关频率和初级电流，并在整个工作范围内保持不连续或转换模式操作。结合级联工作模式，使效率，可靠性及成本都得到很大改善。
- 提供一个预测最大功率阈值和一个定时响应过载，从而实现浪涌功率要求的安全处理。过载故障响应可设置为重试或锁死关断。其它保护功能还包括输出过压检测，可调的最大导通时间以及热保护。

UCC28610的主要特性

- 级联式控制可实现集成电流控制，从而省去外部的检流电阻。
- 快速启动，低待机损耗。
- 通过调制频率及峰值电流来实现整个工作范围内的最优效率。
- 空载时跳周期工作（GM）改善空载效率。
- 先进的过流保护技术。
- 过热关断
- 过载保护时可以重新启动或锁死关断
- 可编程无光耦过压保护
- 快速闭锁故障恢复



UCC28610的管脚定义



1脚 FB 通过反馈电流 I_{FB} 来切换电路的工作模式，FB的端电压为0.7V，它仅检测电流

2脚 ZCD 检测变压器复位，通过零电流检测实现；还可以调节输出过压保护，用一个电阻分压器放在初级侧变压器的偏置线圈处

3脚 CL 电流限制，调节初级每个开关周期达到的峰值电流，在CL和GND接一个电阻调节

4脚 MOT 该脚有三个功能

a. 调节内部驱动器的最大导通时间；

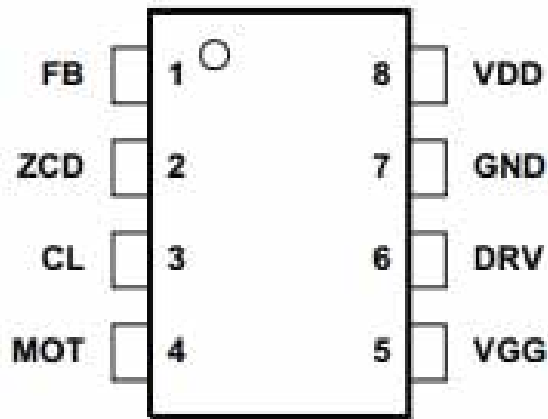
b. 调节变换器的过载，输入欠压，令其进入

重试或关断锁死

c. 还可用于外部关断电源，将MOT拉倒GND

即可，当此端释放时，功能1和2通过MOT到GND接一个电阻调节

UCC28610的管脚定义



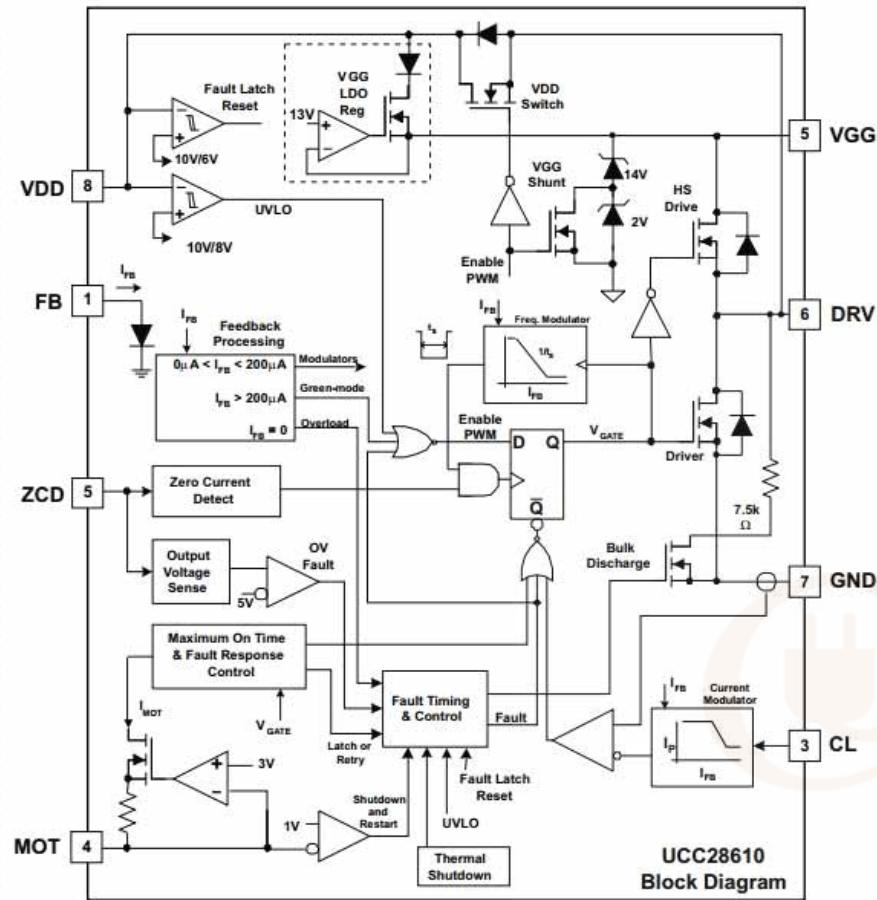
5脚 VGG 提供一个直流电压给外部高压功率MOSFET栅极，用一支 $0.1\mu\text{F}$ 瓷介电容接至VGG到GND去耦，要尽可能靠近器件。此端还通过大值电阻作初始起动用，此电阻接到输入整流滤波后的电压总线上。

6脚 DRV 该端驱动外部高压功率MOSFET的源极，DRV携带整个变换器的初级电流，在DRV与VDD之间接一支肖特基二极管提供内部偏置用于起动。

7脚GND此端为电流回流端，它携带整个变换器的初级电流，为BULK电容的回流路径，包括FB，ZCD，MOT以及CL的返回路径。

8脚VDD该端为UCC28610的供电端，它可以从外部供电或变压器的辅助绕组供电，外部用 $0.1\mu\text{F}$ 瓷介电容去耦，紧靠VDD和GND端。

UCC28610的内部框图



电源网
DianYuan.com

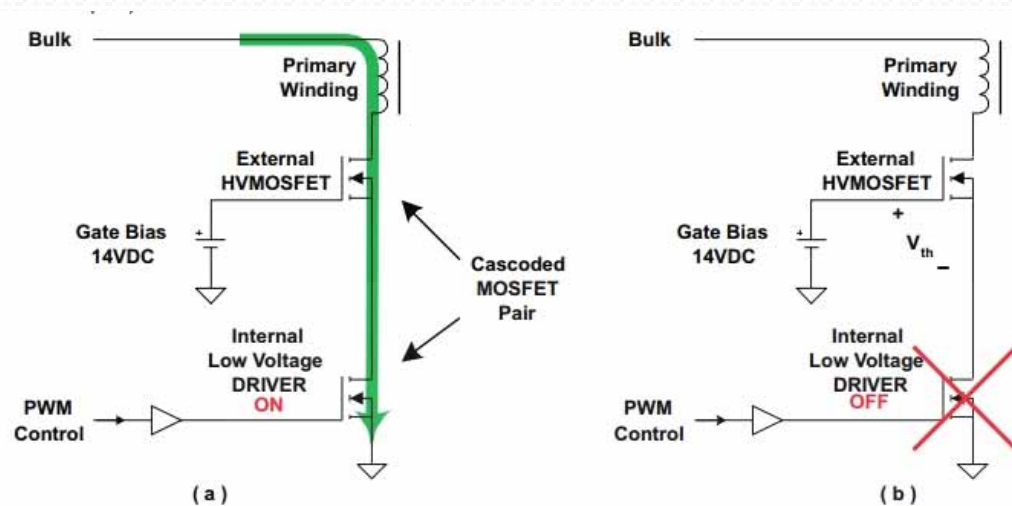
UCC28610的设计细则

• 级联偏置

UCC28610使用一个级联驱动和偏置去控制高压功率MOSFET并提供起动时的内部偏置源，这样外部高压功率MOS提供起动功能，并在变换器工作期间加入功率开关功能。级联拓扑使用低压开关工作于高压MOSFET的源极

与GND之间，并共用一个栅驱动，结构如图所示，这里有几个关键点：

1. 外部高压MOSFET的栅级保持一个直流电压；
2. 高压MOSFET通过源极驱动，而不是栅极；
3. 整个初级线圈电流都流过内部低压MOS驱动器 (DRV, GND)。



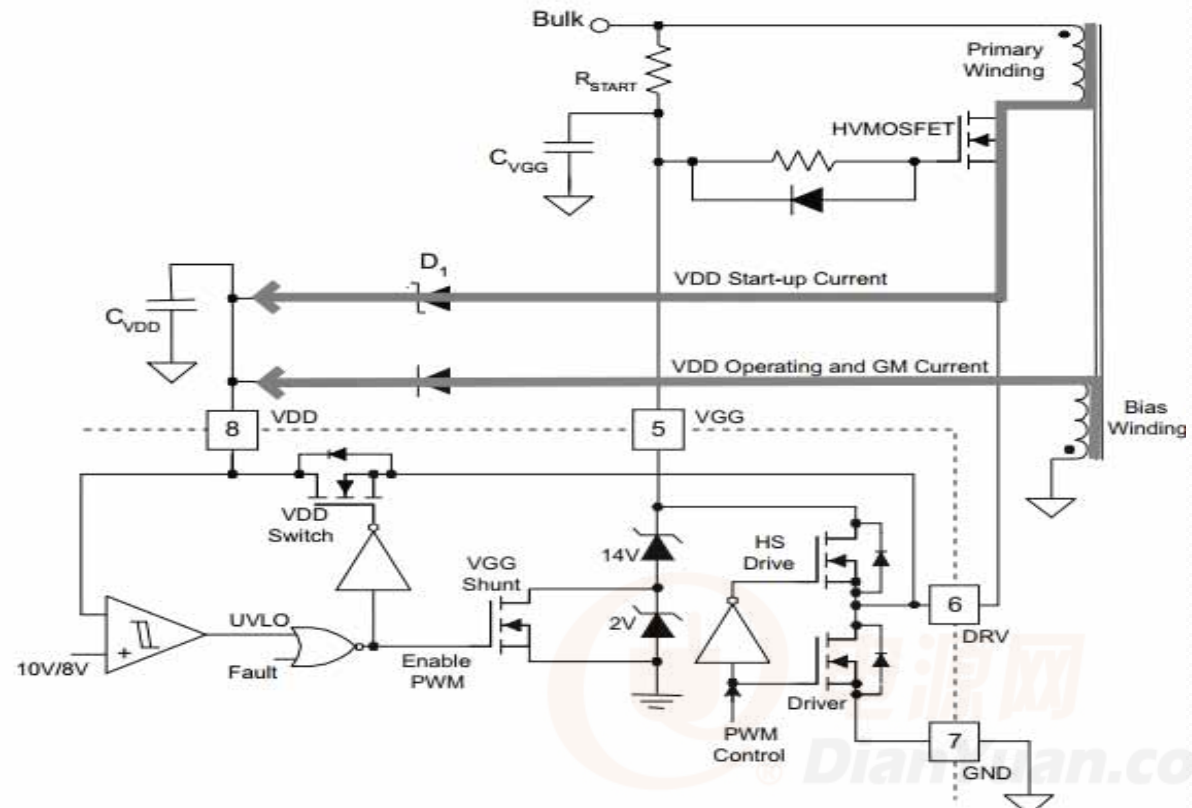
UCC28610的设计细则

• 启动

级联拓扑执行唯一的启动顺序，如图所示。BULK通过大约6微秒偏置电流给一个小VGG电容充电，并连接到HVMOSFET的栅极。一旦VGG达到HVMOSFET的阈值电压，则HVMOSFET导通，DRV电压随VGG继续上升。在此期间UCC28610处在UVLO

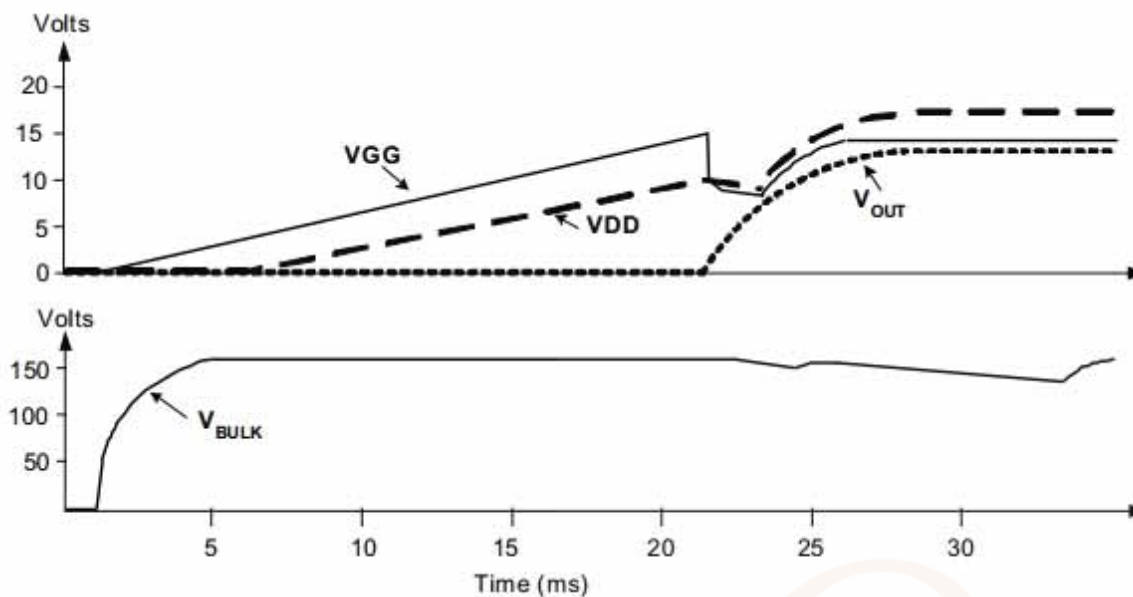
PWM信号为低，VDD开关为高将VDD与DRV脚短路，让VDD随DRV电压上升，并给CVDD充电，直到IC开始正常工作。

需要把DRV与VDD之间加一个二极管（图上的D1）。



UCC28610的设计细则

- 启动波形

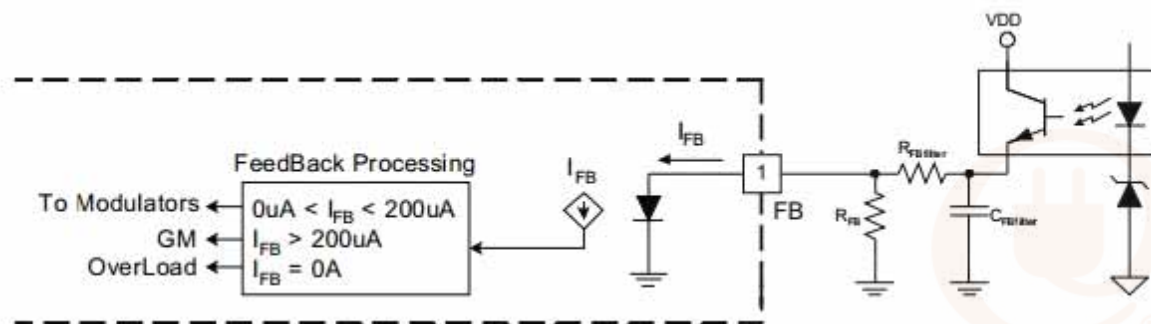


典型启动波形如图所示，随着VGG上升，VDD也将随着上升，减去高压MOSFET的阈值电压，当VDD达到大约10V时，UCC28610开始正常工作。偏置源电流 I_{VDD} 上升到它的工作水平，并供给VDD电容，启动时间可以保持在200毫秒以下，选择VDD电容范围为33纳法到1微法。选择外部高压MOS应选择选择开启阈值低于6V的高压MOS。

UCC28610的设计细则

- 反馈功能

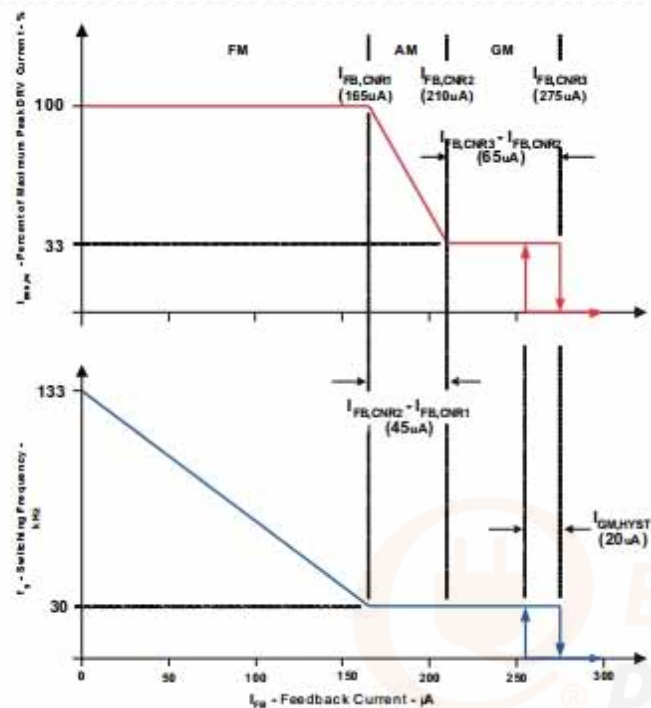
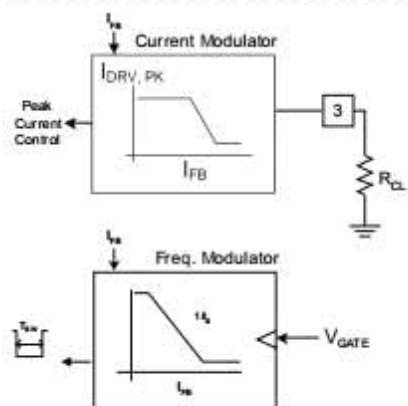
调制和工作模式由加到FB端的电流控制。UCC28610用内部电流镜先把FB电流送到反馈处理器，然后送到频率调制器和电流调制器。FB端的电压恒定在0.7V，在光耦的发射级必须加一级滤波器如下图所示，其中滤波器的角频至少为变换器最大开关频率的十倍以上公式如下。在FB端和GND端接一个100K的电阻一个100K防止过载复位时，负电流偏置对FB端造成的噪声。



$$f_{FB} = \frac{1}{2 \times \pi \times R_{FBfilter} \times C_{FBfilter}}$$

UCC28610的设计细则

- 调制模式



在正常工作条件下，FB电流控制UCC28610的工作模式，如上图所示，FB电流控制UCC28610工作在三种模式之一，频率调制模式 (FM)，幅度调制模式 (AM) 和绿色模式 (GM)。

UCC28610的设计细则

- 调制模式

- FM模式下，变换器有大功率的负载(22%~100%峰值功率)，MOSFET的峰值电流达到它的最大可调值。FB电流通过改变频率的方法来调节输出电压。它反比于 T_S ，开关频率范围通常从30KHZ(22%峰值功率)到133KHZ(100%峰值功率)，MOSFET的最大峰值电流由CL端上的电阻设置。
- AM模式下，变换器在中等功率水平(2.5%~22%峰值功率)，FB电流通过改变MOSFET的峰值电流(从33%~100%)来调节输出电压，此时开关频率大约固定在30KHZ。UCC28610通过调节CL端电压从3V到1来改变峰值电流。
- GM模式下，变换器在轻载或空载时(0%~2.5%的峰值功率)，以FB电流阈值来迟滞突发脉冲的绿色模式调节输出电压。MOSFET的峰值电流为最大值时的33%。开关频率猝发脉冲大约为30KHZ，由电源动态及FB滞后来调节两个猝发之间的区间。UCC28610减小了内部偏置功率来实现空载轻载的低功耗。

UCC28610的设计细则

- 电流检测

UCC28610采用一个电流镜技术去检测电流调制器中的初级电流，所有初级电流流入DRV端，通过驱动器MOS和GND的输出。可以通过CL端到GND的电阻来调节最大峰值电流。公式为

$$I_{ppk} = 100KV \div RCL.$$

那么前边计算出来了初级峰值电流，就可以来确定RCL了

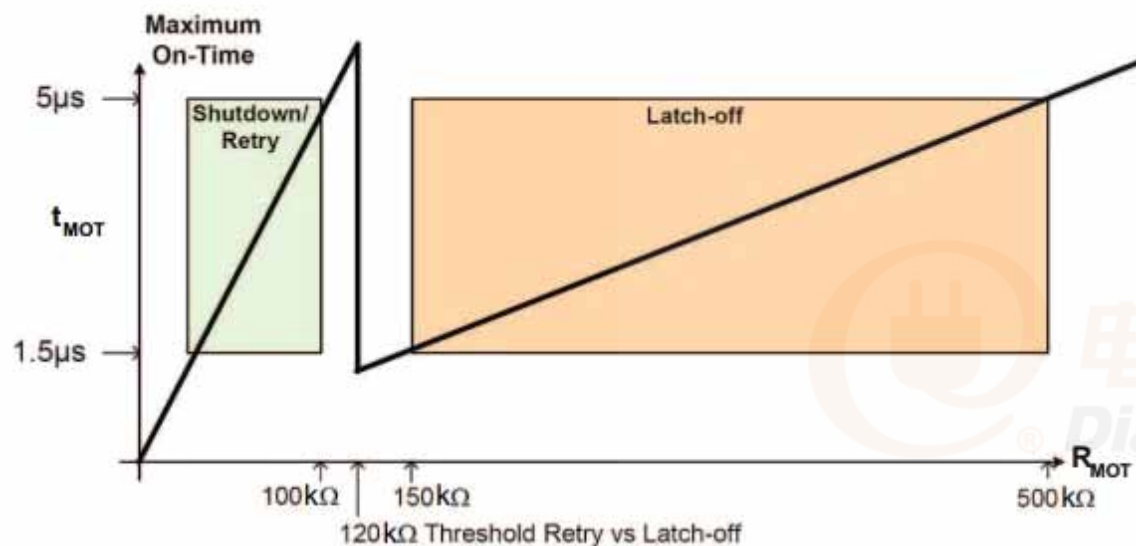
$$RCL = 100KV \div I_{ppk}$$



UCC28610的设计细则

- 最大导通时间和过载模式选择

UCC28610允许用户调节最大导通时间。如图所示，可通过MOT端到GND的电阻调节，调节整个范围为1.5 us ~ 5 us。此电阻的范围还控制变化器持续过载故障是锁死还是关断重起，同样控制欠压条件。



UCC28610的设计细则

- 最大导通时间和过载模式选择
工作在锁死模式下 R_{MOT} 的计算

$$R_{MOT} = t_{MOT} \times \left(1 \times 10^{11} \frac{\Omega}{S} \right)$$

$$150K \leq R_{MOT} \leq 500K$$

$$1.5\mu s \leq R_{MOT} \leq 5\mu s$$

工作在关断重启下 R_{MOT} 的计算

$$R_{MOT} = t_{MOT} \times \left(2 \times 10^{10} \frac{\Omega}{S} \right)$$

$$25K \leq R_{MOT} \leq 100K$$

$$1.5\mu s \leq R_{MOT} \leq 5\mu s$$



UCC28610的设计细则

过压检测

如图所示输出过压 (OV) 阈值用辅助圈到二次侧输出比例来设置。用电分压器接于ZCD输入端。VDD供电必须循环地低于故障复位阈值，这样新启动才能恢复。

RZCD1的确定

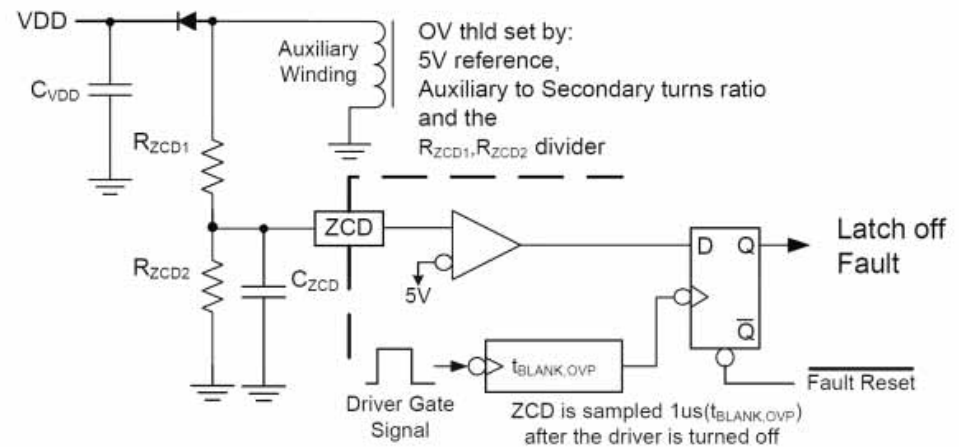
$$RZCD1 = \frac{V_{OUT} + V_F}{100\mu A} \times \frac{NB}{NS}$$

RZCD2的确定

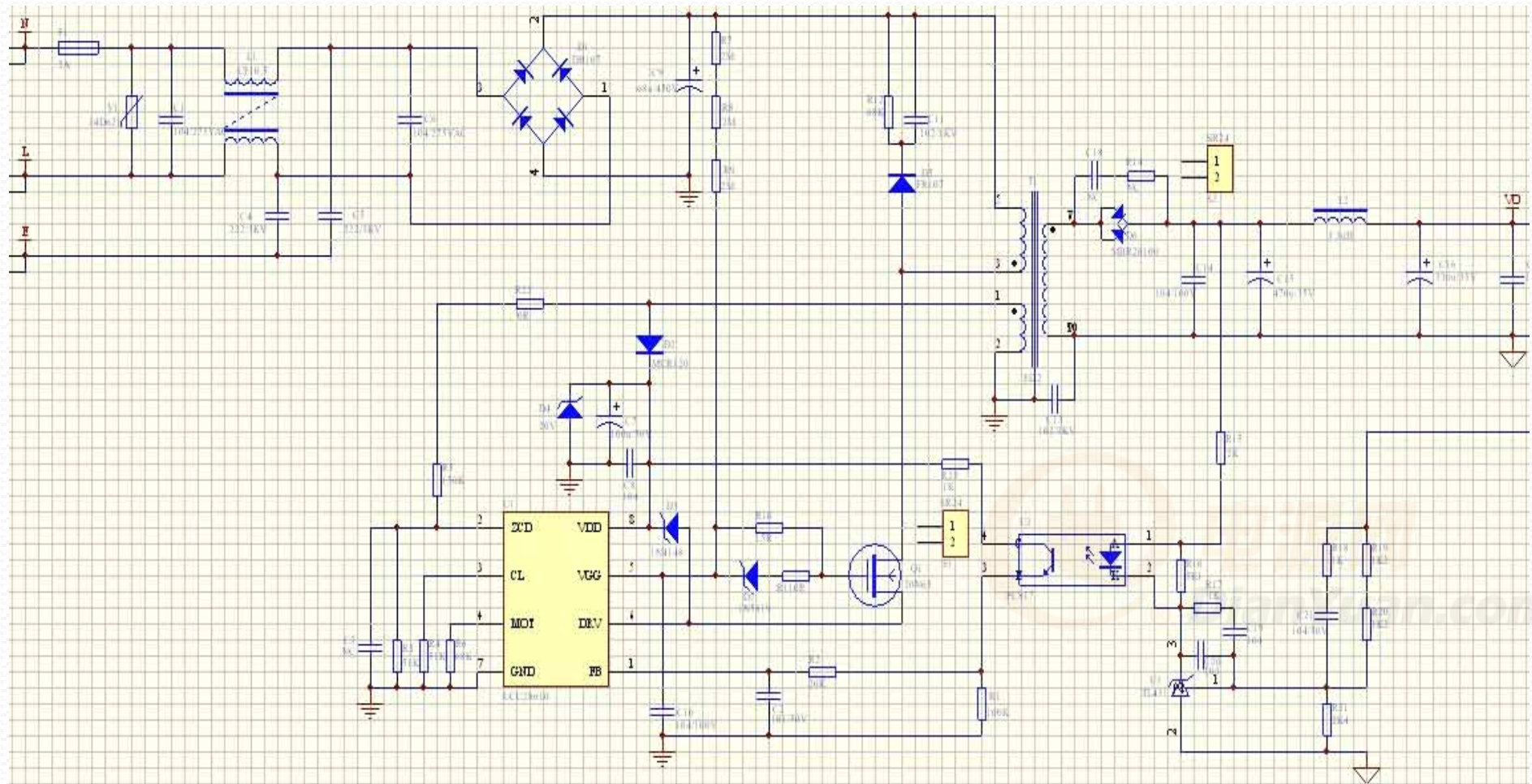
$$RZCD2 = \frac{ZCD_{OVP} \times RZCD1}{V_{OUT_{pk}} \times \frac{NB}{NS} - ZCD_{OVP}}$$

式中ZCD_{OVP}为阈值电压，也就是5V

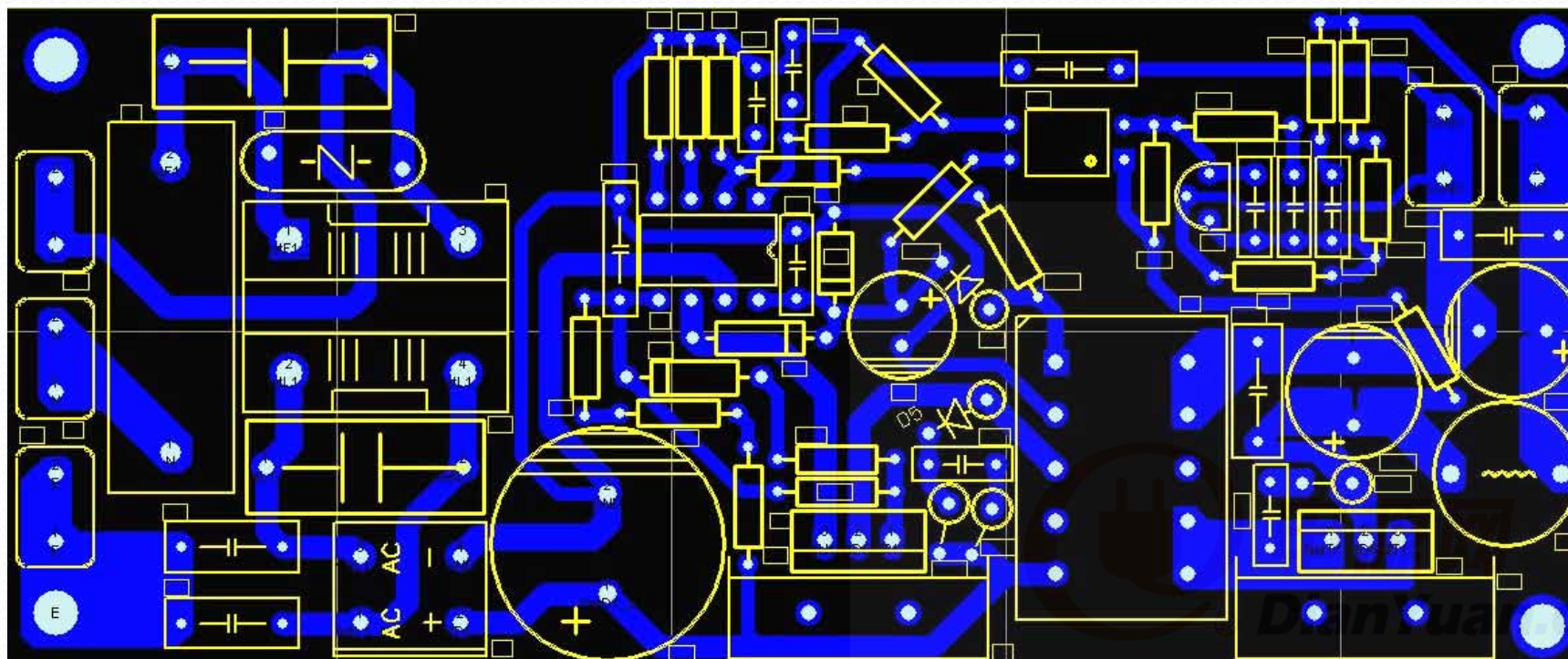
V_{OUT_{pk}}为预设的输出过压点



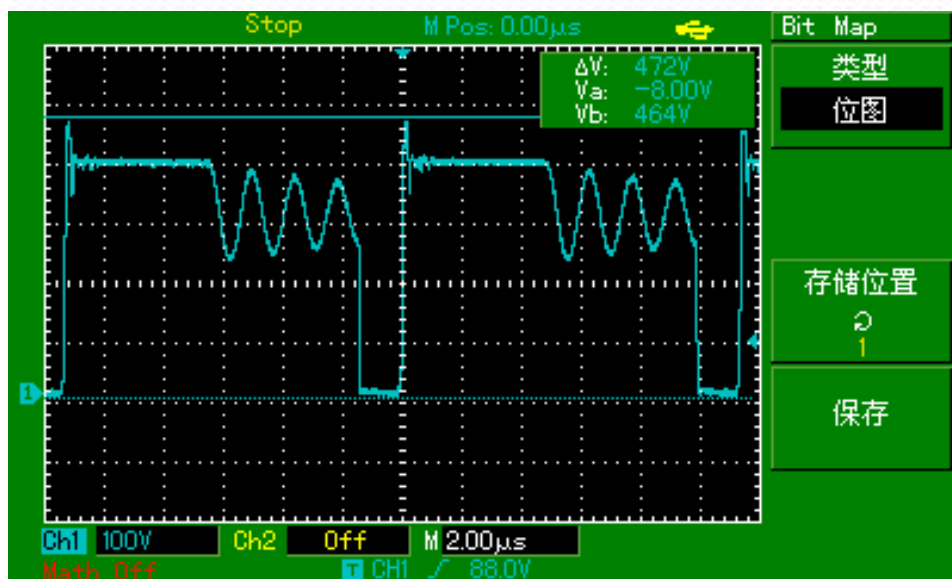
整体电路图



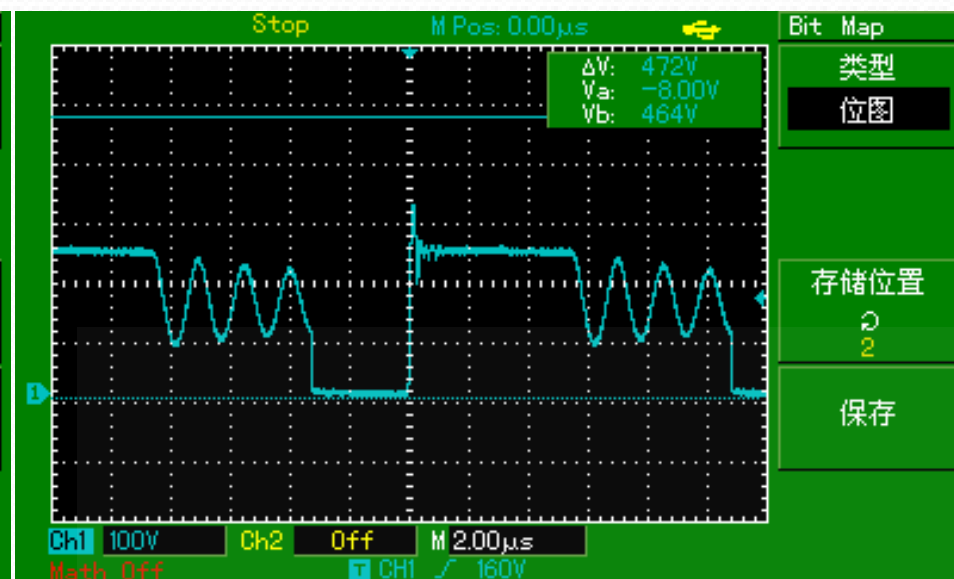
PCB板图



测试波形

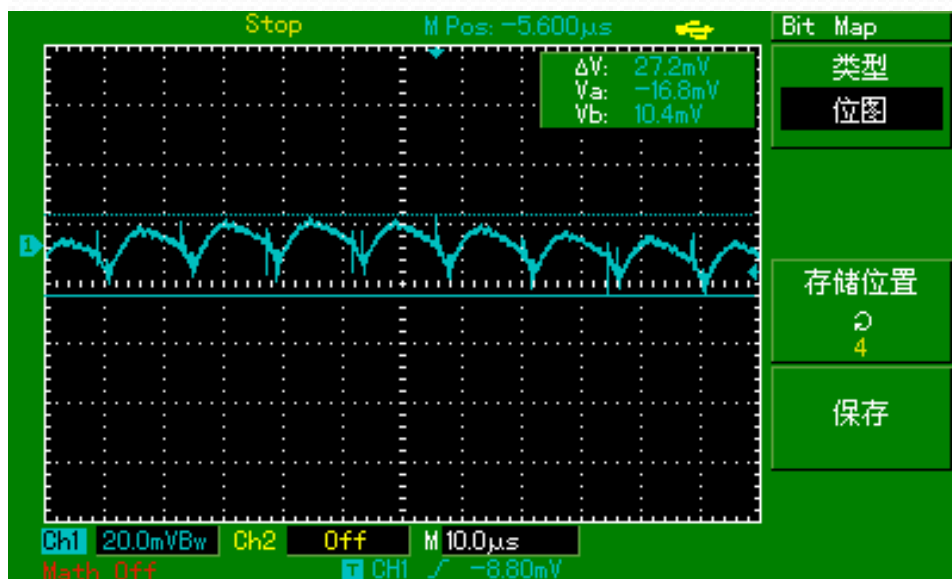


220V ac输入 12V/2.1A波形

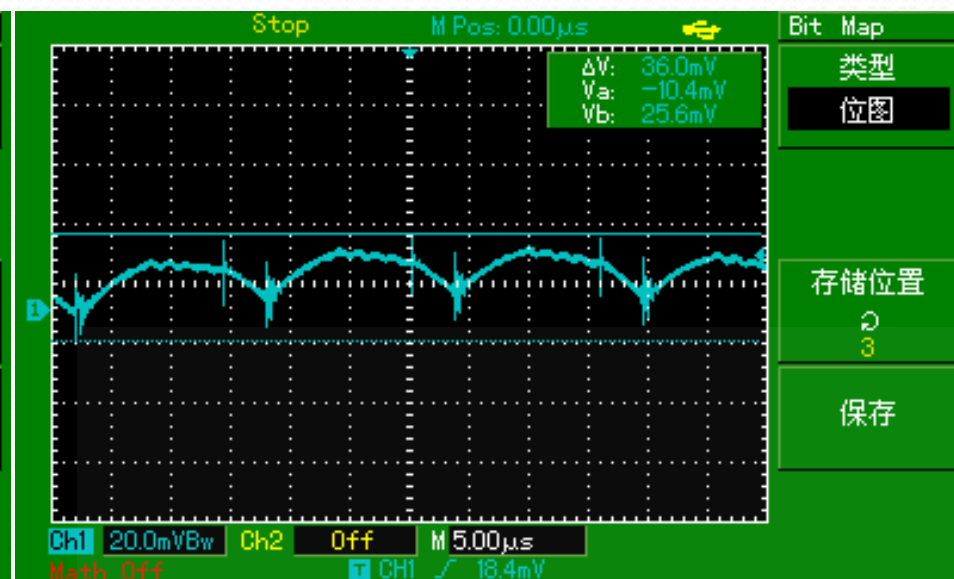


110Vac输入 12V/2.1A波形

测试波形

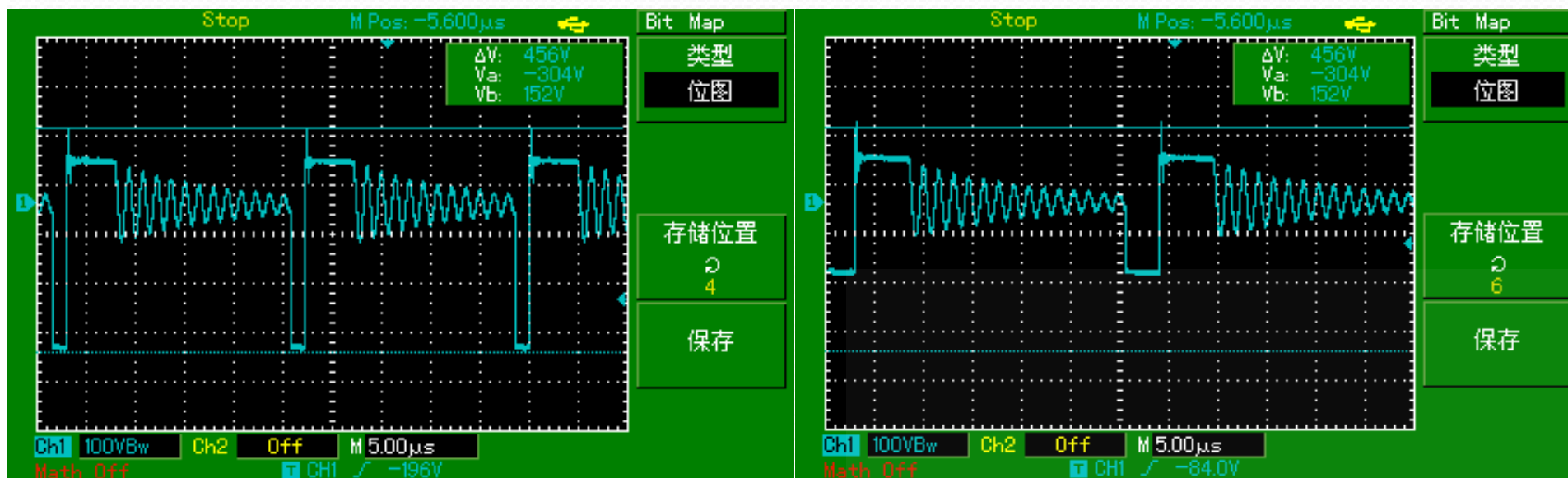


220Vac输入 12V2.1A输出纹波



110Vac输入 12V2.1A输出纹波

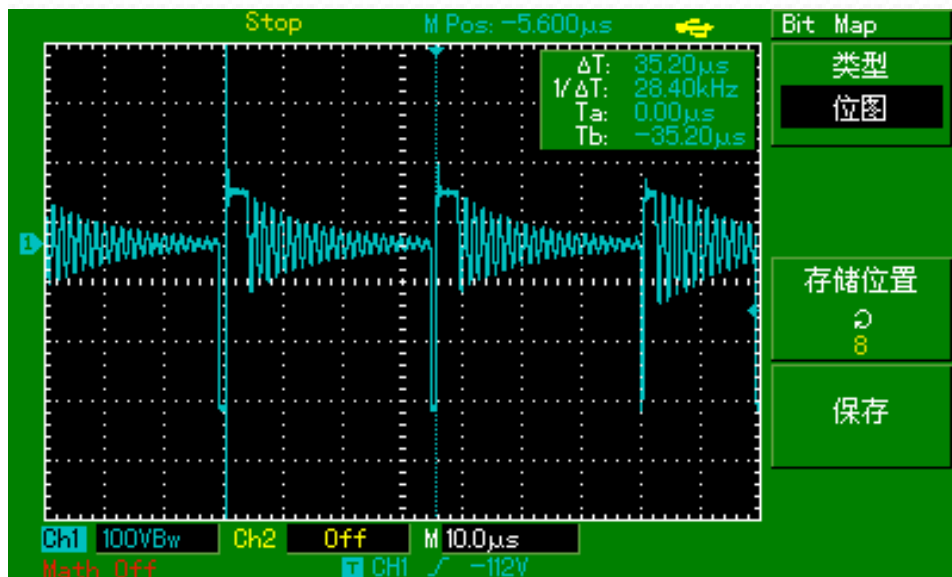
测试波形



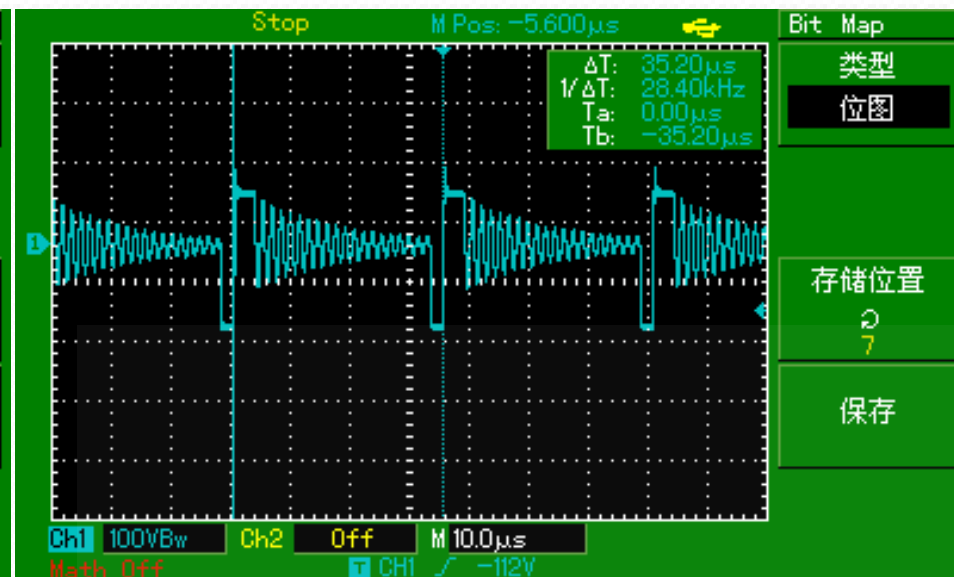
220Vac输入 12V/1A波形

110Vac输入 12V/1A波形

测试波形



220Vac输入 12V/0.3A波形



110Vac输入 12V/0.3A波形

空载损耗



效率

输入电压	输入功率	输出电压	输出电流	效率
220Vac	29.6W	11.97Vdc	2.117A	85.6%
110Vac	29.4W	11.97Vdc	2.119A	86.3%
220Vac	14.3W	11.97Vdc	1.01A	84.5%
110Vac	14.1W	11.97Vdc	1.01A	85.7%
220Vac	4.45W	11.97Vdc	0.3A	80.6%
110Vac	4.325W	11.97Vdc	0.3A	83%

谢谢大家

- 在写课件时得到论坛sometimes老师、多位版主和热心网友的帮助和指导。在这里表示感谢！

- 参考文献

TI UCC28610应用文档SLUA604

TI UCC28610 datasheet

Fairchild反激谐振式QR开关电源设计-AN4146

