

东科不对称半桥反激芯片应用指导

编写：	青岛研发部，无锡应用部
第一版 2023/9/20	V1

目 录

1. 产品概述	2
1.1 拓扑工作原理	2
2. 芯片脚位图	4
2.1 芯片版本说明	4
2.2 芯片启动和供电	4
2.3 芯片工作原理	5
2.4 芯片工作模式：	5
3. 应用原理图	8
4. 变压器计算	9
5. 外围参数设计	10
6. PD 应用注意事项	11
7. AHB 调试步骤	14
7.1 上电检查	14
7.2 上电步骤（断开 PFC 供电电路）	14
7.3 上电不成功 Debug	15
7.4 优化设计方法	17
8. EMI 设计和散热处理	18
8.1 EMI 设计	18
8.2 散热处理	19
9. Layout 注意事项	20
9.1 PFC 部分	20
9.2 AHB 部分：	22
10. DK87xxAD 计算表格使用	25

1. 产品概述

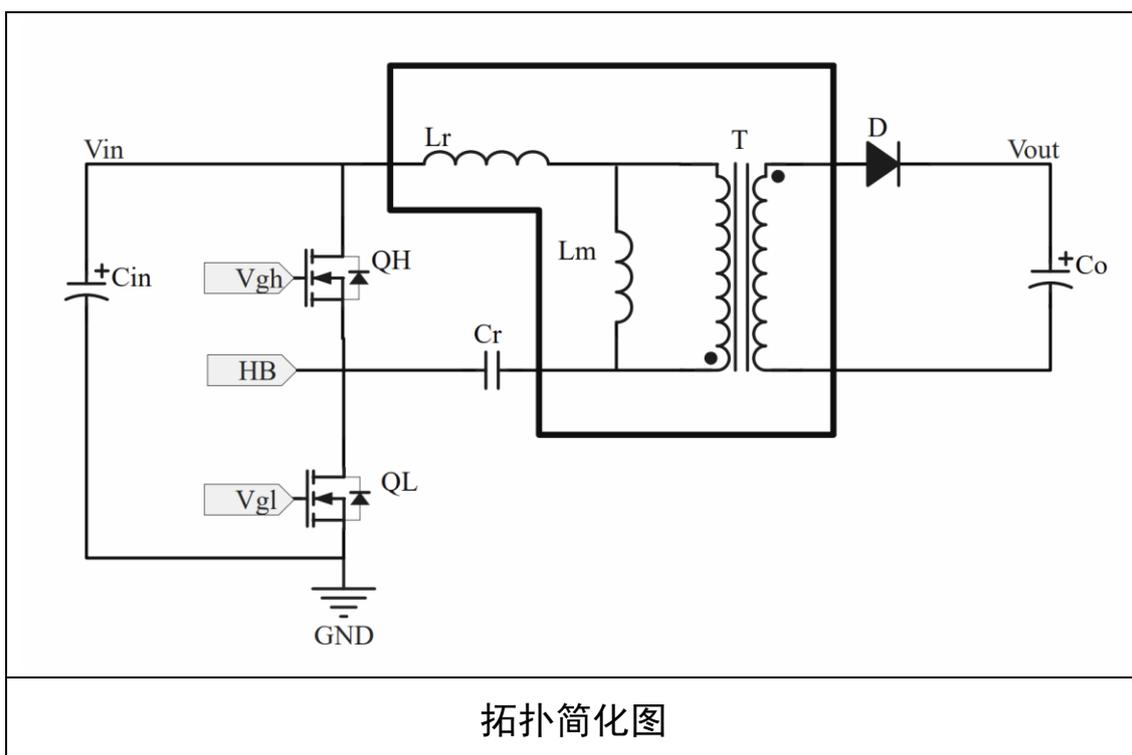
DK87xxAD 是不对称半桥 (AHB) 拓扑 AC-DC 功率开关系列芯片，内置两颗 GaN 功率器件，AHB 拓扑可以实现原边功率管 ZVS，副边整流管 ZCS，从而提高电源系统效率，提升开关频率，降低变压器体积，降低功率管的应力，减小开关损耗并改善电磁干扰 (EMI)。

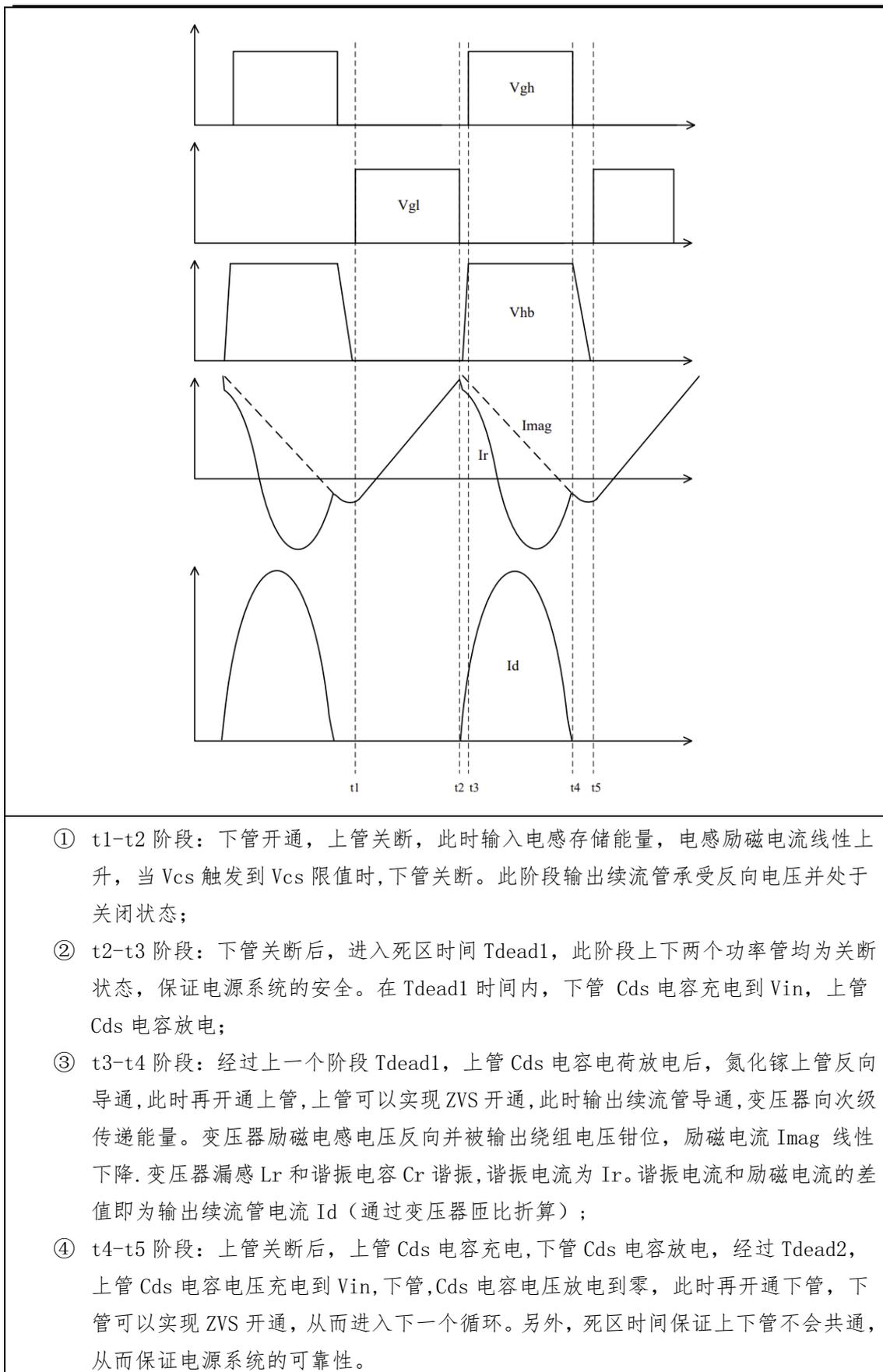
DK87xxAD 极大的简化了反激式 AC-DC 转换器的设计和制造，尤其是需要高转化效率和高功率密度的产品。DK8715AD 具备完善的保护功能：包括过载保护、输出过压保护、输出短路保护、VCC 过/欠压保护、VS 引脚异常保护、初级过流保护、过温保护等。

特点：AHB 拓扑特别适合大功率快充，适配器，LCD 电源，两轮电动车充电器等，此拓扑可以实现初级上下功率管 ZVS 开通，同时可以实现次级整流管 ZCS 关断，因此可以做高频电源。

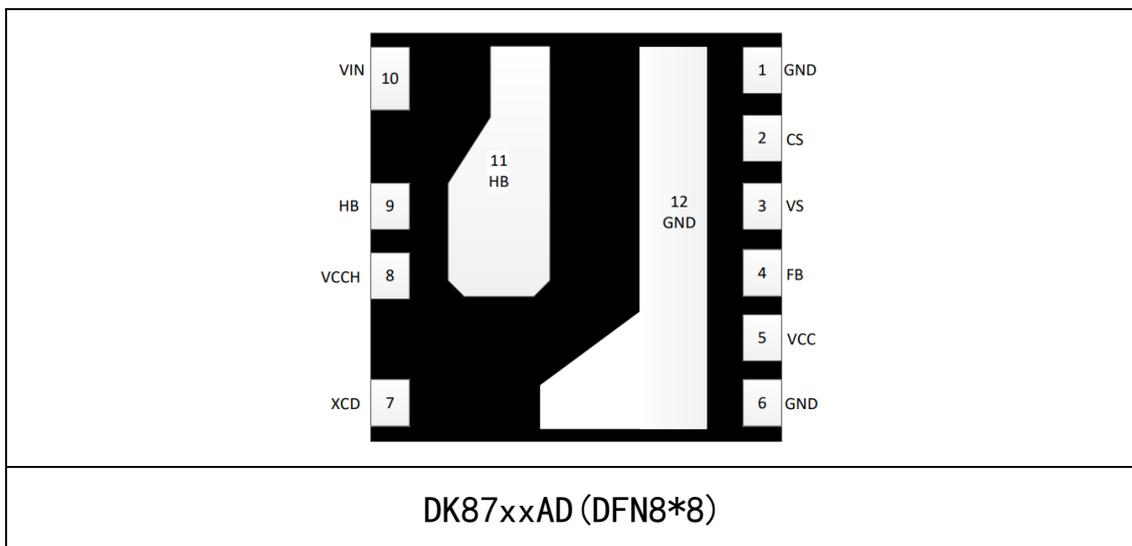
AHB 拓扑推荐窄范围输入或者带 PFC 应用，可以实现最优的效率，相比 LLC 拓扑，AHB 可以实现宽电压输出，且比 LLC 省去谐振电感。

1.1 拓扑工作原理





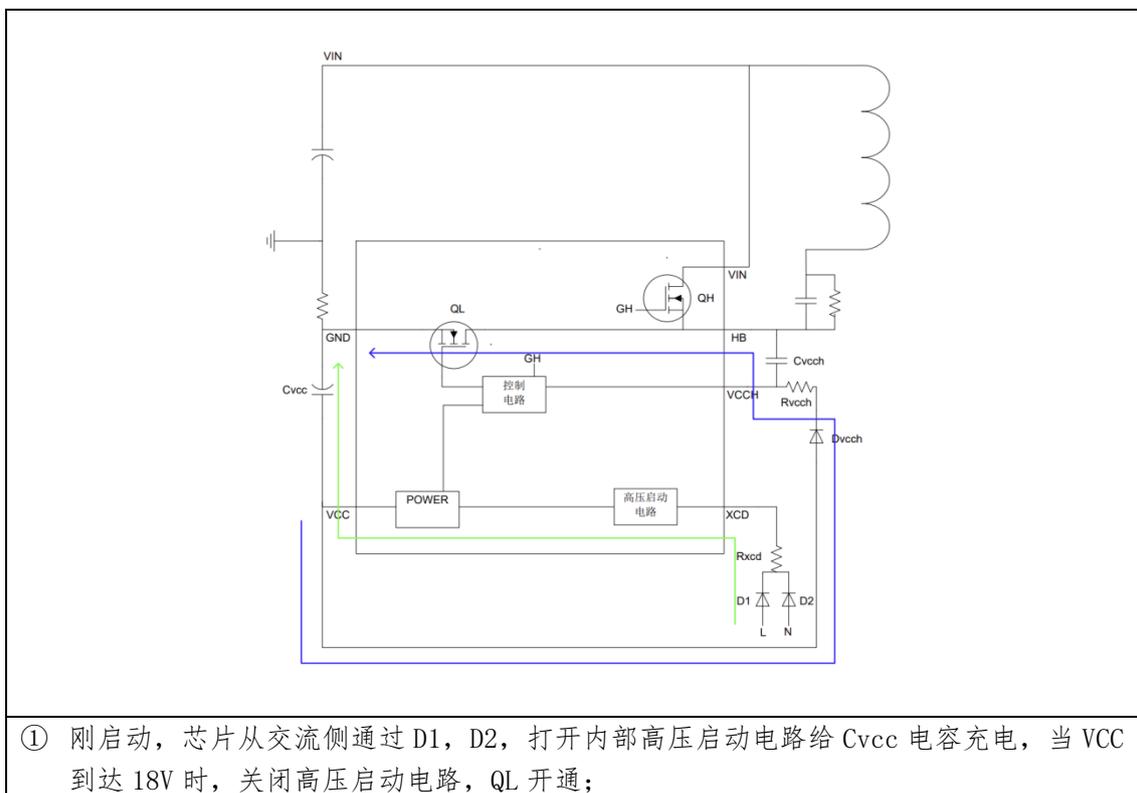
2. 芯片脚位图



2.1 芯片版本说明

	推荐功率	上管内阻	下管内阻	备注
DK8710AD	100W	480mΩ	480mΩ	带 PFC 应用，带壳。
DK8712AD	120W	350mΩ	350mΩ	
DK8715AD	150W	260mΩ	260mΩ	
DK8718AD	180W	150mΩ	150mΩ	

2.2 芯片启动和供电

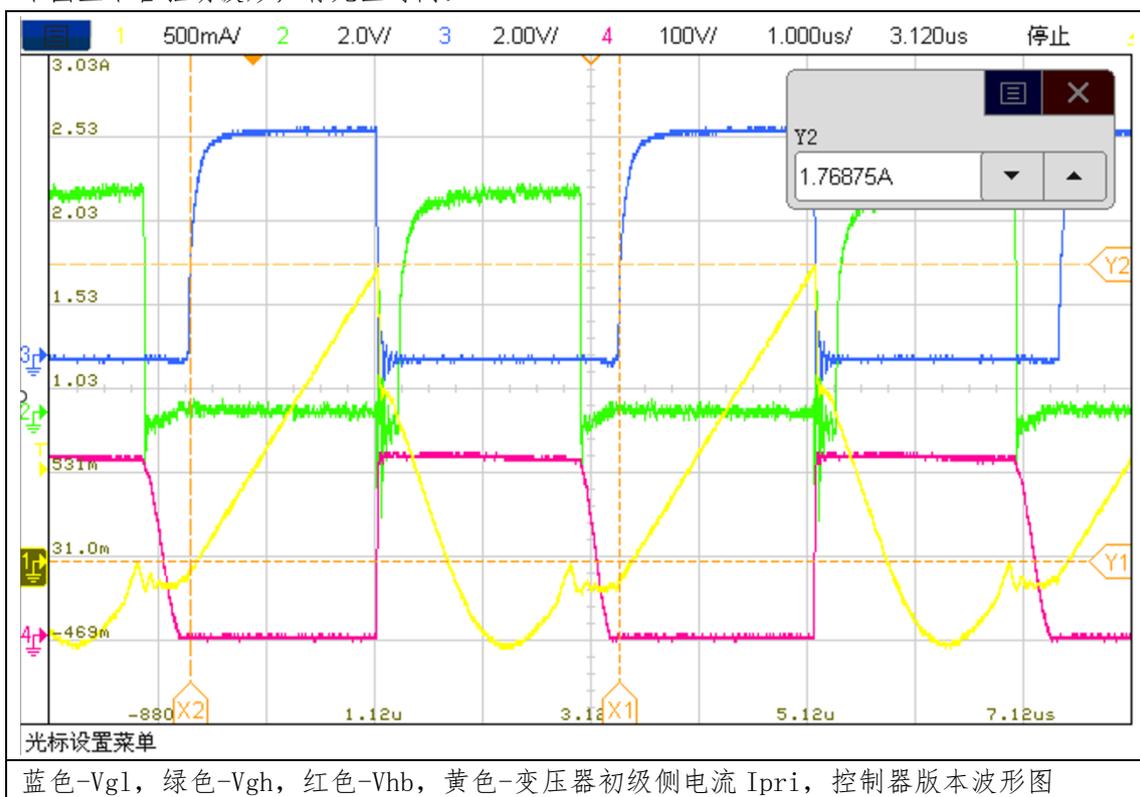


② QL 开通期间，VCC 通过 Dvcch 给 Cvcch 充电，使得上管有足够的能量开通；

2.3 芯片工作原理

DK87xxAD 检测光耦反馈到的 FB 信号，控制下管的开通时间，FB 电压跟功率正相关，采样 FB 信号和内部基准比较，控制下管的关断；下管关断后，为了避免直通，芯片设定死区时间，延迟一段时间后打开上管，上管的开通时间是自适应的：通过 HB 引脚直接检测 Vhb 电压，记录当前周期下管开通时刻 Vhb 的电压情况；当下管打开时，如果 $V_{hb} > 0V$ ，当前周期上管开通时间增加，反之上管开通时间减少，每个周期自适应调节上管导通时间，保证下管 ZVS 开通；

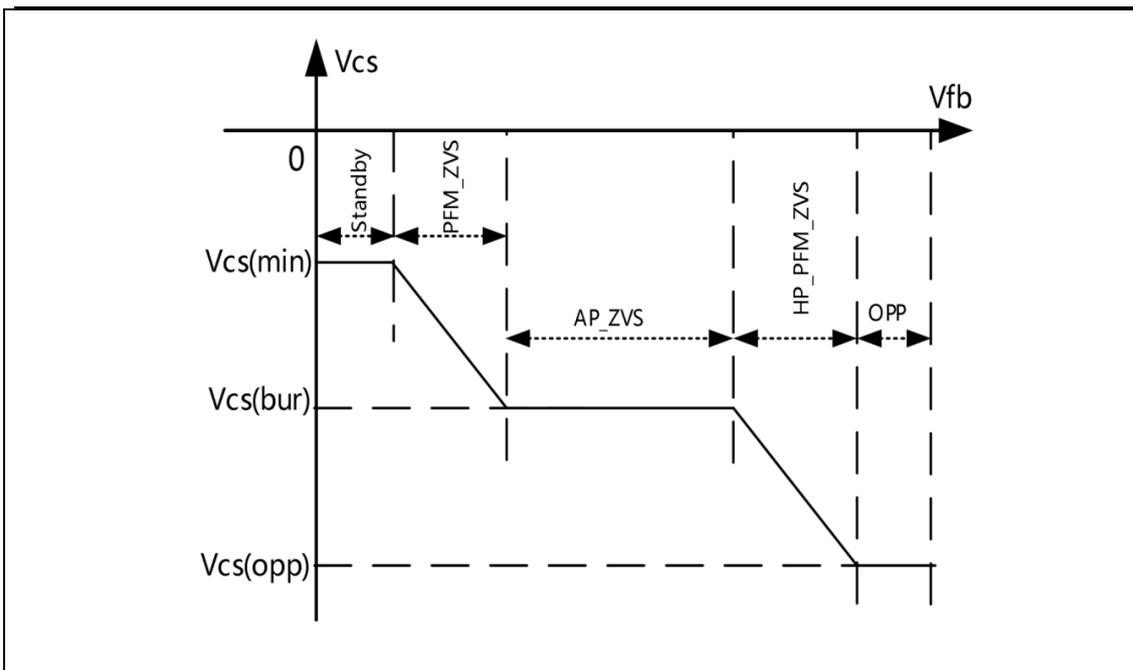
下图上下管驱动波形，有死区时间：



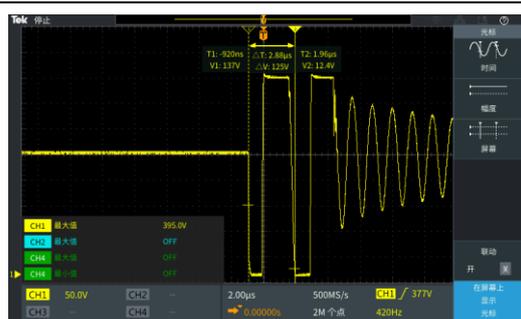
2.4 芯片工作模式：

AHB 谐振拓扑存在两个频率，谐振频率（不变）和工作频率（变化）。谐振频率由谐振电容，谐振电感（漏感）决定，基本不变；由于输出负载的变化，会导致工作频率的变化。工作频率变化，会使得某些工况下不是最佳效率，次级同步整流管不是 ZCS 关断。

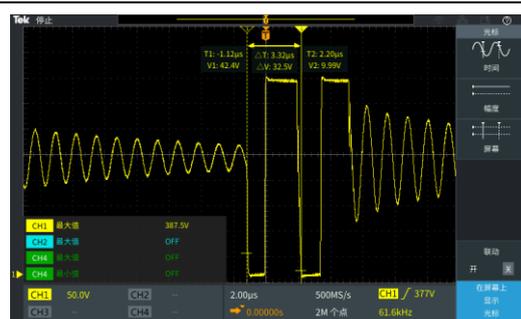
DK87xxAD 设置了四种工作模式，满载变频（HP_PFM_ZVS），自适应控制模式（AP_ZVS），变频模式（PFM_ZVS），待机模式（Standby）；通过设置 4 种工作模式，在 20-100%负载下，频率变化范围很小，提高了轻载、半载效率。



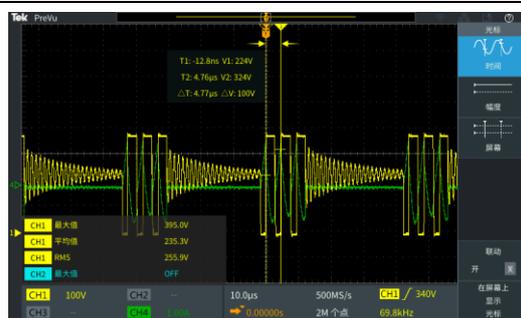
工作模式和 Vfb 的关系，Vfb 大小反应负载大小



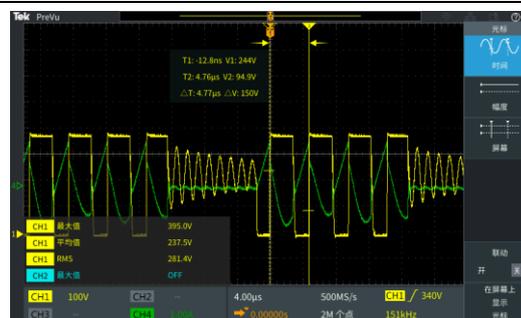
待机模式 (Standby): 开通两个周期, 固定最小 $V_{cs}=160\text{mv}$, 长时间间歇开通, 实现低待机功耗;



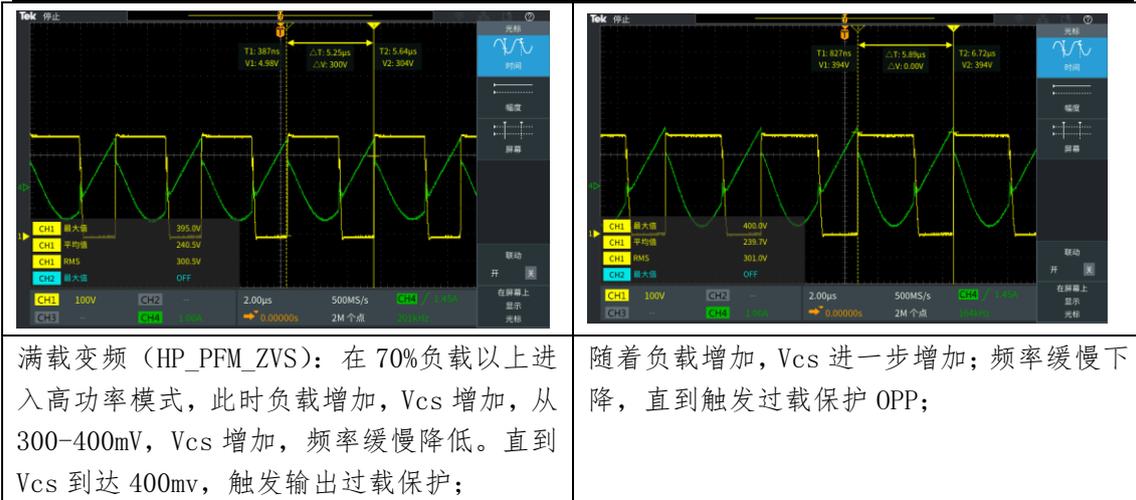
变频模式 (PFM_ZVS): 在极轻载, 为了实现开关损耗和导通损耗平衡, 提高极轻载效率, 芯片只调节 V_{cs} 大小, 还是固定开通两个周期, V_{cs} 从 160mv - 300mV 调节. V_{cs} 增加, 工作频率降低;



自适应控制模式 (AP_ZVS): 在轻载, 固定 $V_{cs}=300\text{mv}$, 只调节脉冲数量, 频率在 25kHz - 40kHz 之间调整, 直到系统稳定;



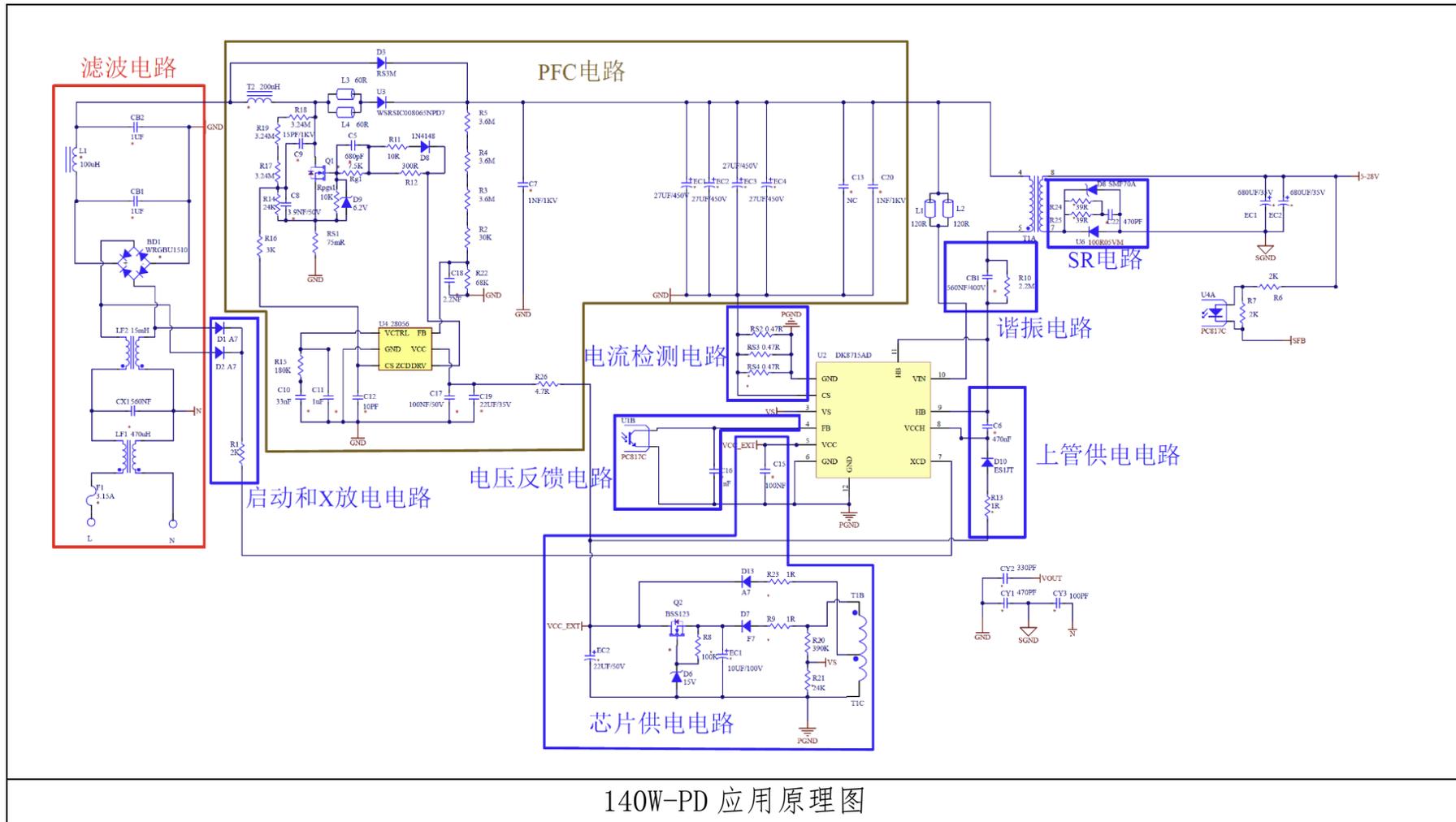
自适应控制模式 (AP_ZVS): 在轻载, 固定 $V_{cs}=300\text{mv}$, 脉冲数量进一步增加, 频率小幅度变慢;



满载变频 (HP_PFM_ZVS): 在 70%负载以上进入高功率模式, 此时负载增加, Vcs 增加, 从 300-400mV, Vcs 增加, 频率缓慢降低。直到 Vcs 到达 400mv, 触发输出过载保护;

随着负载增加, Vcs 进一步增加; 频率缓慢下降, 直到触发过载保护 OPP;

3. 应用原理图



4. 变压器计算

Vin_min: PFC 最小输出电压;

Vin_max: PFC 最大输出电压;

Vor: 反射电压;

D: 初级主管占空比即下管的占空比;

Ipk(nom): 初级峰值电流;

Ipk(max): 初级最大峰值电流

Fs_min: 系统最小开关频率;

Pin(nom): 额定输入功率;

Pin(max): 最大输入功率;

Lp: 原边主电感;

Np, Ns, Na: 初级圈数, 次级圈数, 辅助圈数;

Cr: AHB 谐振电容;

①确定最小直流输入电压: PFC 最小输出电压 $V_{in_min}=400V-\Delta V$ (ΔV 是 PFC 输出纹波, 按照 30V 设计);

②确定反射电压 Vor: 推荐 100-200V, 需要考虑次级整流管耐压折中选择; AHB 拓扑因为初级没有尖峰电压, 反射电压可以适当高一点; 最大占空比 D 在 0.4-0.5 为效率最佳, 最大不要超过 0.7. 由此确认反射电压和变压器圈比;

$$Vor = D * Vin_min$$

③计算初级峰值电流:

最大占空比:

$$D = \frac{N * (Vo + Vf)}{Vin_min}$$

额定输入功率:

$$\begin{aligned} Pin(nom) &= Vin(nom) * \frac{[Ipk(nom)+Ipk(neg)]*D}{2} \\ &= Vor * \frac{[Ipk(nom) + Ipk(neg)]}{2} \approx Vor * \frac{[0.9 * Ipk(nom)]}{2} \end{aligned}$$

额定峰值电流: $Ipk(nom) = \frac{2*Pin(nom)}{0.9*Vor}$

最大过流峰值电流: $Ipk(max) = \frac{2*Pin(max)}{0.9*Vor}$

④确定最小工作频率: Fs_min, 最小工作频率在输入最低, 输出最大负载情况下, 需要预先确定, 建议 135KHz-200KHz, 平衡变压器体积和效率;

⑤计算变压器电感量 Lp:

$$L_p = D * \frac{V_{in(nom)} - V_{or}}{F_{s_min} * 1.1 * I_{pk(nom)}}$$

⑥计算初级 N_p ，次级 N_s ，辅助圈数 N_a ：

确定变压器磁芯 A_e ， B_{max} 建议 0.2，磁芯损耗最佳；建议（PC95 或更高规格磁芯）

$$N_p = \frac{I_p(nom) * L_p}{A_e * B_{max}}$$

$$N_s = \frac{(V_{o_max} + V_d) * N_p}{V_{or}}$$

VCC 设计小于 21V，设计留余量，建议 $V_a=12-21V$ 左右，所以

$$N_a = \frac{N_s * V_a}{V_o} \quad (N_a \text{ 取整})$$

⑦变压器线径选择：由于最小开关频率 135KHz，中载下最大开关频率可能更高，为了避免趋肤效应，变压器初级和次级线，建议选取 $0.1 * X$ 多股线；初级建议多股丝包线，次级建议多股三层绝缘线；

⑧计算钳位电容 C_r ：

变压器漏感 L_k （一般为 L_p 的 2%-3%，需要以实际为准），

$$C_r = \frac{1}{\pi^2 * L_k} * \left(\frac{0.9 - D}{F_{s_min}} \right)^2$$

最终容值需要调试；

⑨变压器漏感 L_k ：AHB 拓扑虽然是软开关，没有漏感尖峰，但还是需要控制漏感大小，漏感越小，相同情况下效率越高（推荐三明治绕法）。计算时，可以先绕制一个变压器，测量漏感后，再填入计算表格得出 C_r 电容的值；

5. 外围参数设计

①VS 电阻取值：首先确定 $I_{brownin}$ 启动电压

建议启动电压小于最低直流母线电压且留 30-50Vdc 余量，以 $V_{brownin}=330Vdc$ 举例：

VS 上电阻计算：

$$R_{vsh} = \frac{V_{brownin} * N_a}{I_{brownin} * N_p} \quad \text{备注：}(I_{brownin}=300-380\mu A)$$

输入欠压保护点：

$$V_{brownout} = \frac{R_{vsh} * N_p * I_{brownout}}{N_a} + V_{or} \quad \text{备注：}(I_{brownout}=128-163\mu A)$$

VS 下电阻计算：首先确定输出 V_{o_ovp} 电压，一般取 $V_{o_ovp}=1.1-1.2 * V_o$ ；

$$R_{vsl} = \frac{R_{vsh}}{\frac{V_{o_ovp} * N_a}{V_s * N_s} - 1}$$

检查最大和最小输出保护电压点：

$$V_{o_ovpmax} = \left(\frac{R_{vsh}}{R_{vsl}} + 1 \right) * 4.55 * \frac{N_s}{N_a}$$

$$V_{o_ovpmin} = \left(\frac{R_{vsh}}{R_{vsl}} + 1 \right) * 3.85 * \frac{N_s}{N_a}$$

②CS 电阻取值：

$$R_{cs} = \frac{V_{cs(opp)}}{I_{pk(max)}}$$

其中 $V_{cs(opp)}$ 为过载检测电压， $V_{cs(opp)}=385-415mV$

③VCC 电容典型值选取电解电容 22uF/50V 耐压以上，

自举二极管选用 ES1J 快管，

VCCH 电容选取 470nF/35V；

④FB 电容典型取值 1nF/25V；

⑤XCD 是 X 电容泄放引脚，兼顾芯片高压启动功能，用 A7 二极管从 AC 的共模电感之后接出，串联 2K/1206 封装电阻；XCD 引脚必须连接，否则无法启动；

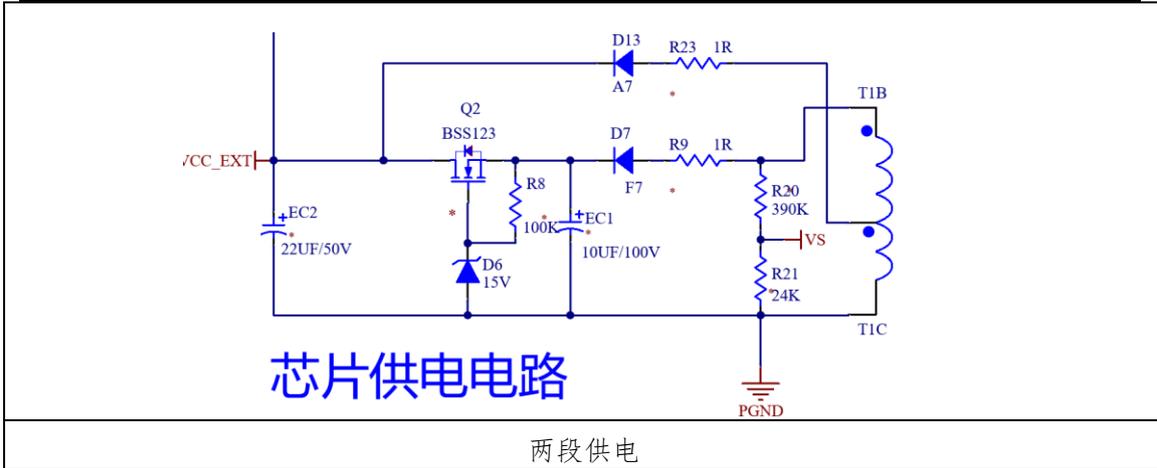
⑥VIN 脚是上管漏极，接母线正，建议串联 1206/1210 磁珠，预留调试 EMI；

⑦Cr 电容选取要求耐压大于 250V，推荐电容材质 CBB 电容，如需使用 MLCC 电容需要考虑直流偏置，准确的容量需要依靠观察次级电流和电压波形确定，先用计算值焊接；Cr 电容需要并联放电电阻，推荐 1-2M/1206 封装；

6. PD 应用注意事项

1. 单口 PD 应用时，通常是 5-28V 变电压输出，芯片 VCC 保护 24V，为了防止 VCC 触发过压保护，需要增加一级线性稳压电路/升压电路；

2. 为了提高效率，降低线性稳压电路发热和损耗，建议使用两段供电；如下图：如不使用两段供电，需要用大封装的线性稳压开关管。



3. 单口 PD 应用时，5-28V 输出，为了提高 5V 输出时的效率和降低待机功耗，可以通过协议的 IO 口，在 5V 输出时控制光耦关断 PFC 电路。

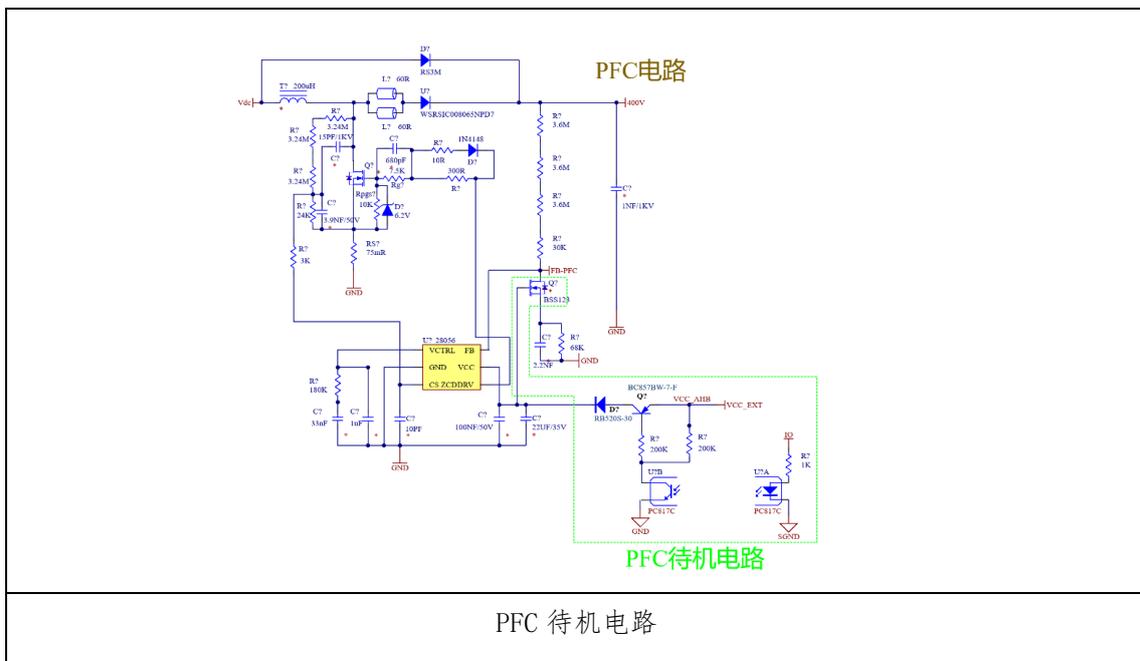
如果需要关断 PFC 电路，必须设置 $V_{brownin}$ 和 $V_{brownout}$ 都低于最小输入电压 $V_{in_acmin} * 1.414$ ，检查

$$V_{brownin} = \frac{R_{vsh} * N_p * I_{brownin}}{N_a} < V_{in_acmin} * 1.414$$

$$V_{brownout} = \frac{R_{vsh} * N_p * I_{brownout}}{N_a} + V_{or} < V_{in_acmin} * 1.414$$

$$D = \frac{V_{or} *}{V_{in_acmin} * 1.414} < 0.7$$

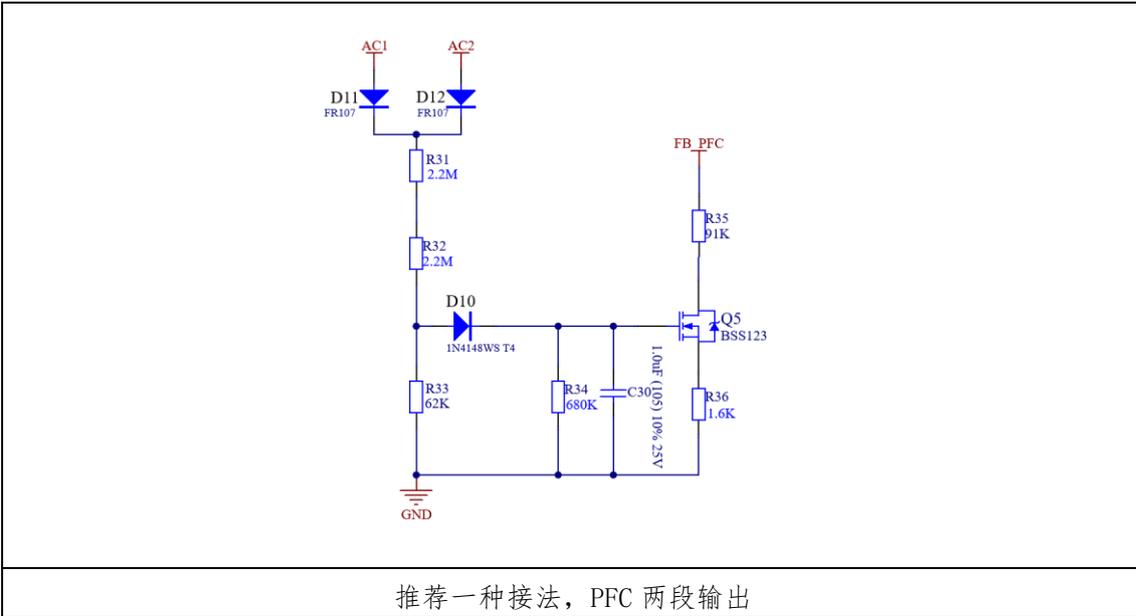
此时， $V_{or} = 5V * \frac{N_p}{N_s}$



4. 多口应用时，通常固定 21V 输出，后级通过 buck 电路降压，为了提高 5V 输出时的效率，

通常 21V 降压到 5V 效率低，当 5V/9V 输出时，可以通过协议控制输出电压降低到 12V/15V，提高效率。（注意：当输出电压降低到 12V/15V，要确保芯片 VCC 电压在 12V 左右）

5. 带有 PFC 应用，全电压输入时，为了降低 AC90V 时 PFC 功率管的发热，提高 AC90V 的整机效率，通常 PFC 可以做两段输出；由于 AHB 对输入电压变化比较敏感，建议分段 300V 和 400V 两档。平衡 AHB 和 PFC 的效率。（注意：需要设置 Vbrownout 低于 300V）



6. PFC 供电方式：一般通用型 PFC 没有启动电路，供电由 PFC 辅助绕组或者二级供电电路提供；推荐从二级供电，可以省去 PFC 电感的辅助绕组；

- ①从二级供电，可以从 AHB 的 VCC 直接连接到 PFC 的 VCC，中间串联 4.7R 电阻（必要）；
 - ②或者从 AHB 的 VCC 加一路线性稳压电路到 PFC 的 VCC，PFC 的 VCC 电容推荐大于 10uF；
- （需要注意 PFC 通过二级供电，要确保任何工况下，PFC 的 VCC 供电足够，不能让 PFC 芯片的 VCC 进入欠压保护）

7. 待机功耗测试（轻载效率）：带 PFC 应用，在轻载时，由于 PFC 的跳频工作模式，导致观测的待机功耗一直跳动不准确；所以需要利用功率计的积分模式测试平均功率，平均输入功率测试方法：在积分模式下，测试间隔时间 (Td) 消耗的功率 (mWh)，然后使用下面公式计算出平均功率 (Pavg)；Td 推荐 6 分钟；

$$P_{avg} = \frac{mWh * 60(minutes)}{Td(minutes)}$$

7. AHB 调试步骤

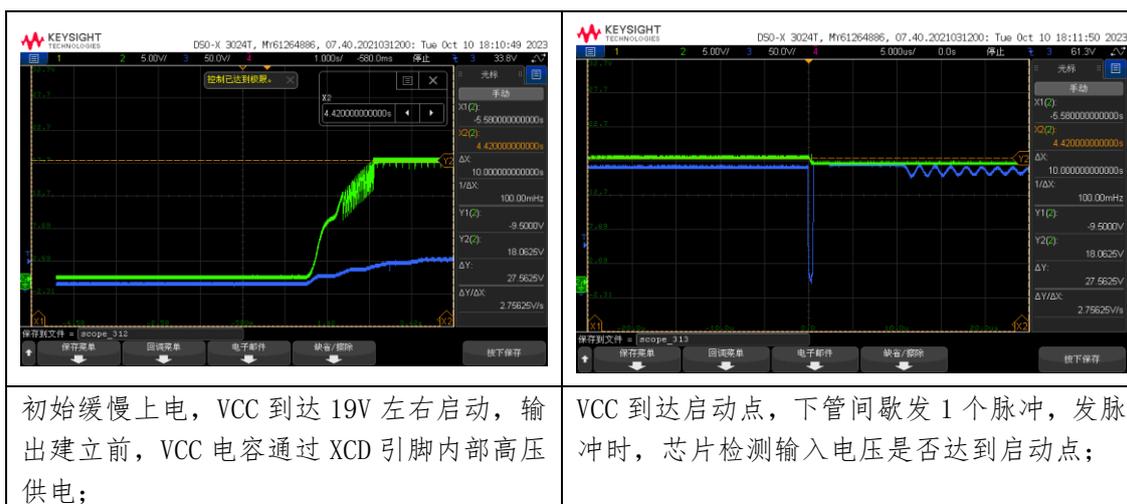
7.1 上电检查

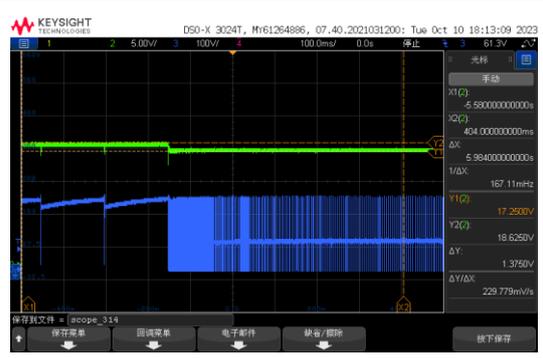
- ①目视是否有虚焊，电容/二极管极性焊反，漏焊等；
- ②测量芯片在板上二极管压降(特别适合 DFN 封装)；
- ③万用表二极管档位，测芯片是否虚焊；如果压降不正常，检查芯片焊接；

红表笔	黑表笔	正常压降
GND	CS	0V (板上 CS 电阻原因)
GND	VS	0.5-0.7V
GND	FB	0.5-0.7V
GND	VCC	0.5-0.7V
GND	XCD	0.5-0.7V
GND	VCCH	0.5-0.7V
GND	HB	0.5-0.9V
HB	VIN	1.2-1.4V

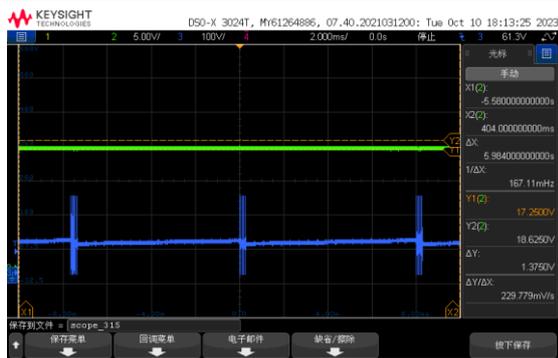
7.2 上电步骤（断开 PFC 供电电路）

- ①断开 AHB 电路，先单独调试 PFC 正常输出；
- ②断开 PFC 电路供电，单独调试 AHB 电路；
- ③输入欠压启动点检查：
- ④接示波器挂 VCC 电容，HB 引脚(HB 是下管的漏极，上管的源极节点)；
- ⑤AHB 有输出后，再连接 PFC 电路，联合调试 AHB 电路，观察频率，波形，效率等；





AC 继续增大, brownin 成功, 输出建立, VCC 电压从 18.6V 降到 17.2V, 辅助绕组接管 VCC; 内部高压供电断开, 降低待机功耗, 如 VCC 低于 7V, 内部高压启动管会再次打开;



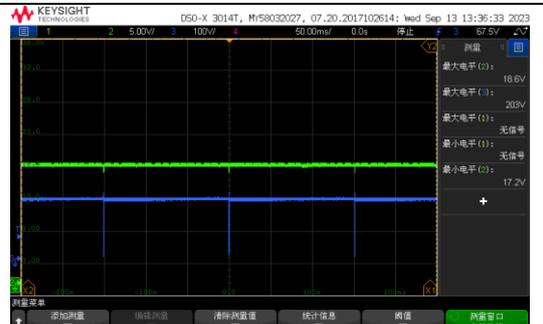
正常空载波形, 启动成功后, 再连接 PFC 电路, 同时调试, 如启动不成功, 参考下面案例 Debug;

7.3 上电不成功 Debug

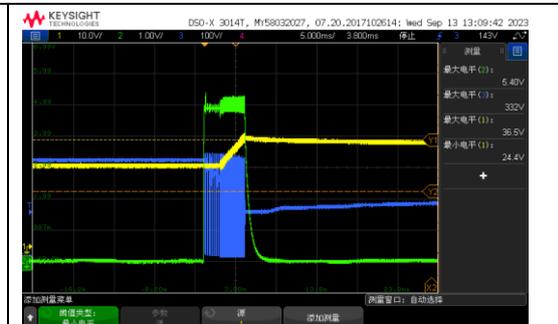
①芯片保护功能:

保护功能	保护动作	保护间隔	现象
Brown out 保护	自动恢复	150mS	不输出
输出过压保护	自动恢复	2000mS	开环/输出电压过高: 输出电压打嗝; SR 虚焊: 无输出
VCC 过压保护	自动恢复	2000mS	不输出
VCC 欠压保护	自动恢复	1-3S	间隔时间跟 VCC 容量有关, 输出电压打嗝
输出短路保护/短路保护	自动恢复	2000mS	输出电压打嗝
初级过流保护	自动恢复	150mS	不输出
过温保护	自动恢复	2000mS	输出电压打嗝

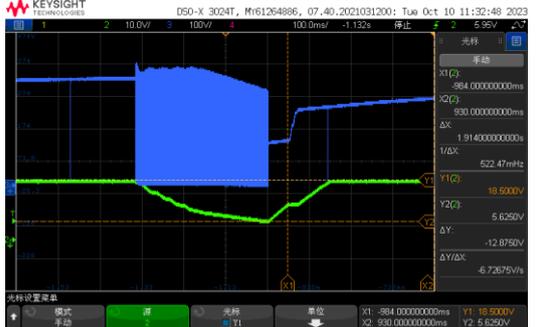
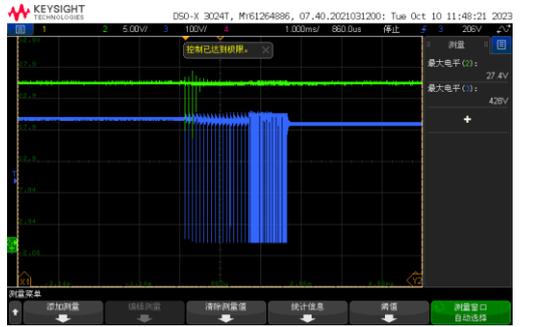
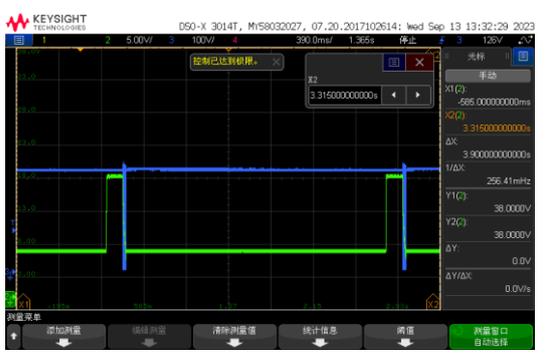
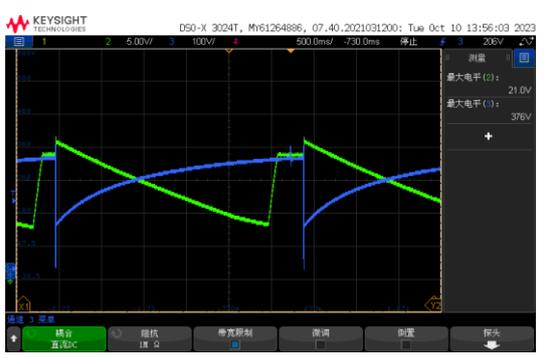
②异常保护判断:



绿色 VCC, 蓝色 Vhb; VCC 建立到 19V 左右, Vhb 每隔 150mS 发一个脉冲, 一直处于输入电压上电检测状态 (Brown out)。排查: Vin



绿色 FB, 黄色 Vo, 蓝色 Vhb; 输出电压跳动, 无法带载, 每隔 2000mS 发一串脉冲, 进入输出过压保护。排查: 反馈电路是否开环/阻值

<p>电压, VS 上电阻设置过大, PFC 未启动, VS 上电阻开路或者 VS 下电阻短路。</p>	<p>错误, VS 上下电阻比例过小, VS 下电阻开路, 触发输出 OVP。</p>
	
<p>绿色 VCC, 蓝色 Vhb; 输出有电压, 带负载后输出电压跳动, VCC 电压跌落到 6.7V 以下, 触发 VCC 欠压保护。排查: VCC 电压设置过低, VCC 供电电路元器件异常。</p>	<p>绿色 VCC, 蓝色 Vhb; 输出打嗝, Vhb 每隔 2000mS 发一串脉冲, VCC 电压 24V 以上, 触发 VCC 过压保护, 排查: 调整辅助线圈, 降低 VCC 电压, 或者使用线性稳压电路。</p>
	
<p>绿色 Vfb, 蓝色 Vhb; 输出带不到满载, 或者输出一直打嗝, Vhb 每隔 2000mS 发一串脉冲, VCC 电压正常, 可能触发 过载保护或输出短路保护; 排查: 检查输出是否短路, 减小 Rcs 电阻;</p>	<p>绿色 VCC, 蓝色 Vhb; 没有输出电压, Vhb 每隔 150mS 发一串脉冲, 可能触发 初级过流保护; 排查: SR 二极管和辅助供电二极管是否短路/反接, 次级绕组相位是否反向, 辅助绕组相位是否反向;</p>
	
<p>绿色 VCC, 蓝色 Vhb; 无输出, Vhb 每隔 2000mS 发一串脉冲, 可能触发 输出过压保护; 排查: 检查 SR 或者次级变压器是否虚焊;</p>	

其它可能的保护:

- ① VCC 启动到达 18V 左右, 不发脉冲, 检查 CS 电阻和 CS 引脚是否虚焊;
- ② 多次启动后没输出, Cr 未并联电阻, 导致 brownin 失败, 推荐并联 1M 放电电阻;

7.4 优化设计方法

- ①检查开关频率是否在设计范围内；
- ②额定最大输入和输出下，需要关注轻载、满载、负载切换、输出短路、满载启动各个工况下功率管的电压应力；

测试 VIN-HB 脚上管功率管最大电压应力(隔离高压探头)；

测试 HB 到 GND 脚下管最大电压应力；

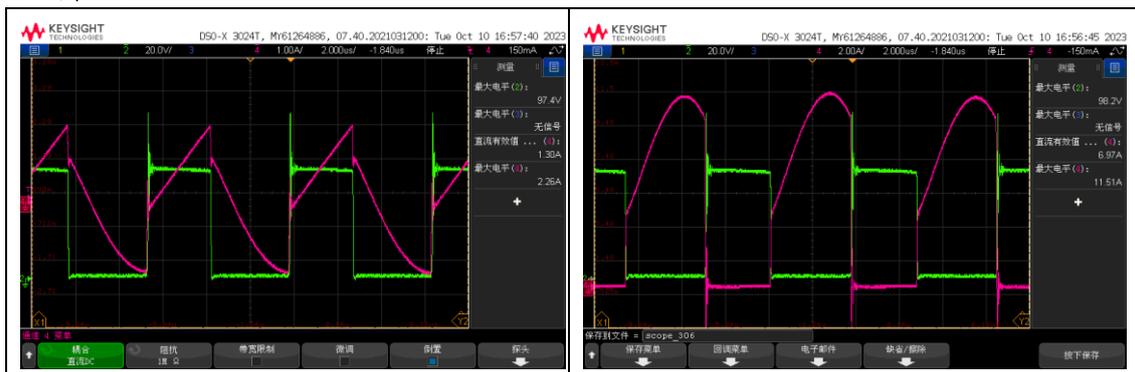
测试次级整流管最大电压应力；

- ③检查初级 I_{pri} (原边电流)电流波形，次级 I_{sr} (次级电流)电流波形；
- ④通常，Cr 电容越小，效率越低，但是过大的 Cr 电容，导致同步整流尖峰高，SR 关断损耗大；

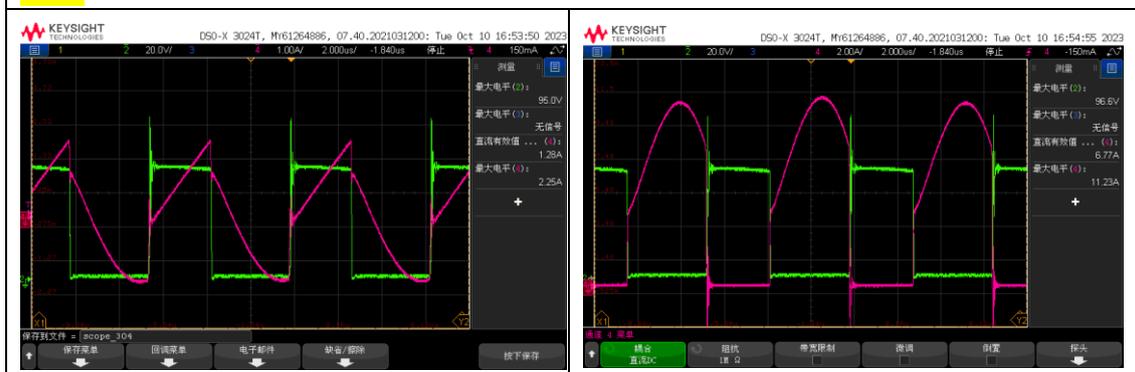
一般对于固定输出电压，调试 I_{sr} 到连续程度浅为最佳；

对于 PD 应用，输出宽电压，在最高输出电压和功率下调试，考虑到 5V 低输出电压的效率，需要把 I_{sr} 连续程度调至深度，尽管可能会降低高输出下的效率 0.3%左右，但是可以提高 5V 下的效率 1%；

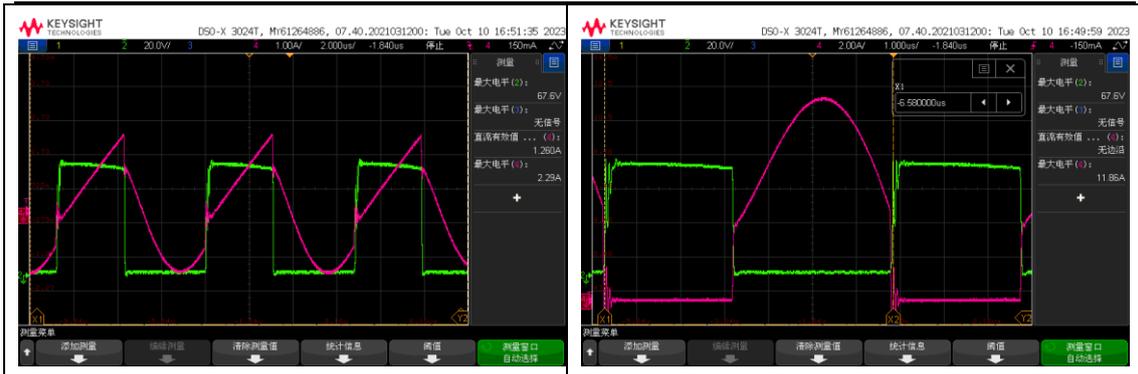
举例：额定输入，固定输出下测试；左侧原边电流 I_{pri} 和 SR 的 V_{ds} ，右侧次级电流 I_{sr} 和 SR 的 V_{ds} ：



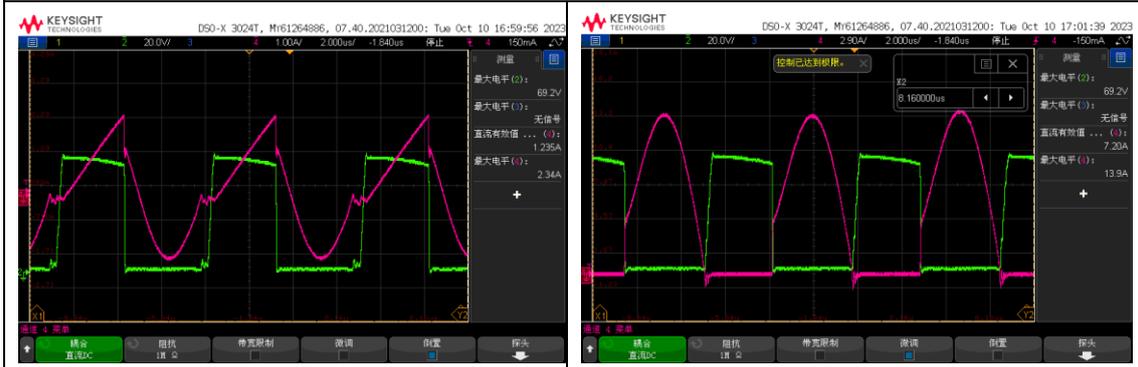
Cr=660nF, I_{sr} 连续程度非常深，谐振周期长，峰值电流小，同步尖峰高，需要减小谐振电容 Cr；



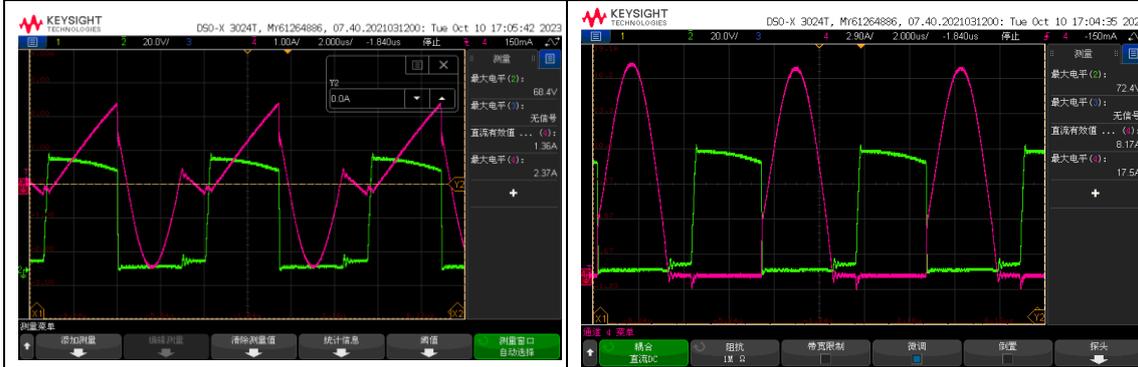
Cr=440nF, I_{sr} 连续程度深，谐振周期长，峰值电流小，同步尖峰高，需要减小谐振电容 Cr；



Cr=220nF, Isr 连续程度浅, 谐振周期稍长, 峰值电流中等, 同步尖峰低, 合适



Cr=150nF, Isr 是 ZCS 关断, 谐振周期中等, 峰值电流偏大, 同步尖峰低, 一般



Cr=100nF, Isr 断续模式, 谐振周期短, 峰值电流大, 同步尖峰低, 不推荐

8. EMI 设计和散热处理

8.1 EMI 设计

LAYOUT 是 EMI 设计中非常重要的一项, 需要严格按照以上建议参考设计; (元件位号参考上应用原理图)

- ① 磁珠: 在设计时, 在你的 PCB 板上增加 L1, L2, L3, L4 贴片磁珠的位置是非常有必要的, 方便后期调试, 建议多颗磁珠并联, 减少损耗, 磁珠对辐射有良好的效果; 使用风华 CBM 大电流磁珠系列, 更低的 RDC; 磁珠通常对辐射的高频段有效, PFC 工作电流大于 AHB, PFC 磁珠选择低阻抗, AHB

工作电流通常小一点，可以选择稍高一点阻抗，根据实际 EMI 测试选择，平衡 EMI 和效率；

- ② 旁路电容：预留 C7, C13, C20 贴片高压电容位置，最小环路原则摆放，PFC 的输出旁路电容环路要小；AHB 的输入电容环路要小；默认贴 1nF/1KV 电容，后期根据调试，再修改容值；

旁路电容对抑制辐射有效，电容越大，抑制频率越低；

- ③ 芯片 HB 引脚和 VCCH 引脚是高压动点，布线需要短且面积适中，不需要大面积铺铜，动点大面积铺铜不利于 EMI 处理；
- ④ 变压器共模电压的整改，按照我司提供的测试方法，需要把共模电压调试到 5V 以下，最优 2V 以下，更易通过传导测试；变压器磁芯包铜皮并可靠接地对整改辐射很有效果；PFC 电感磁芯必须包铜皮并接电容地；

- ⑤ 在 PCB 板上有多个变压器/电感时，需要把磁元件分开摆放，避免磁元件互相干扰，影响 EMI；

- ⑥ 预留多个 Y 电容设计，方便后期灵活调试，不同容量的 Y 电容，对改善传导/辐射作用很大；Y 电容单独走线，尽量短的走线很重要；

Y 电容接法：L-输出 GND，Y 接 N-输出 GND，输入电容 GND-输出 GND，输入电容 GNG-输出正，输入电容正-输出 GND，输入电容正-输出正。

至少预留三颗 Y 电容，在不同的位置，推荐以上同背景色的接法，也可自由调整，以 Y 电容接线最短为最佳。

- ⑦ 共模电感的选择，推荐预留两颗共模电感位置，采用环形并绕电感，辐射滤波效果更好；如果传导余量不够，可以选择第二个用大感量共模电感，如 SQ 系列。

8.2 散热处理

散热主要依靠 LAYOUT 和后期散热片解决，合理的布局对解决散热问题非常有效；

- ① 发热元器件分开摆放，避免各个热源互相传导，比如整流桥/初级 IC/变压器，IC 尽量不要放到变压器下面包括变压器背面下方，变压器是面积最大的热源，会导致热量传导到 IC；

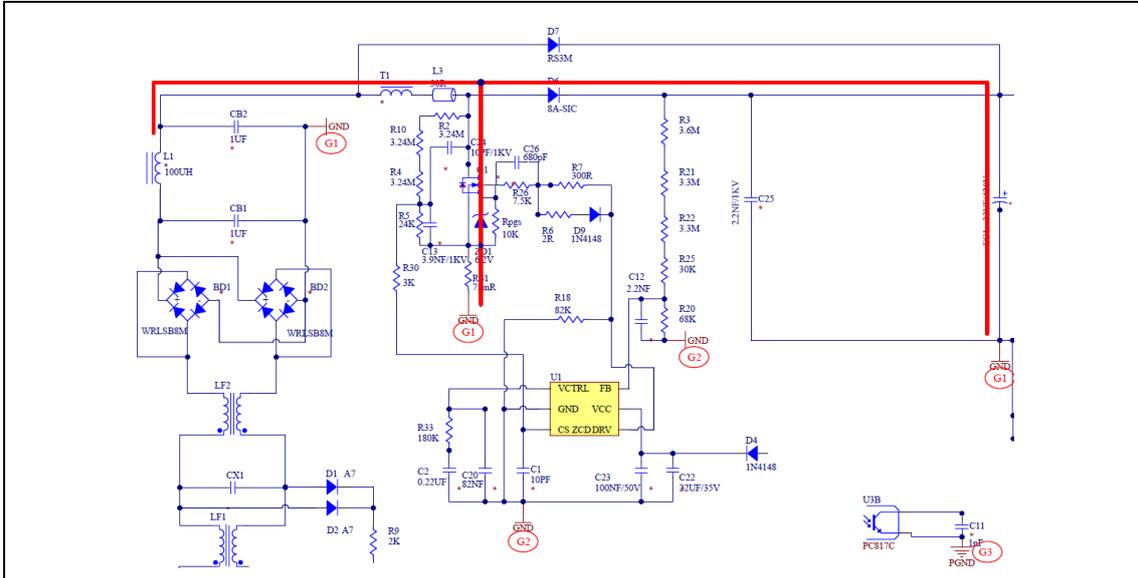
- ② IC 的 GND 引脚需要大面积铺铜，由于 GND 是静点，大面积铺铜不会对 EMI 产生不利影响，芯片正面的 GND 大面积铜皮尤为重要，芯片的背面尽可能铺铜，且通过打多个过孔传热量；

IC 的散热，主要依靠 GND，HB 和 VIN；但是 HB 是开关动点，不宜大面积铺铜，会对 EMI 有不利影响，而且大面积动点会干扰到低压信号；铺铜散热：第一优先芯片 GND 大面积铺铜，第二优先 VIN 大面积铺铜，最后 HB；

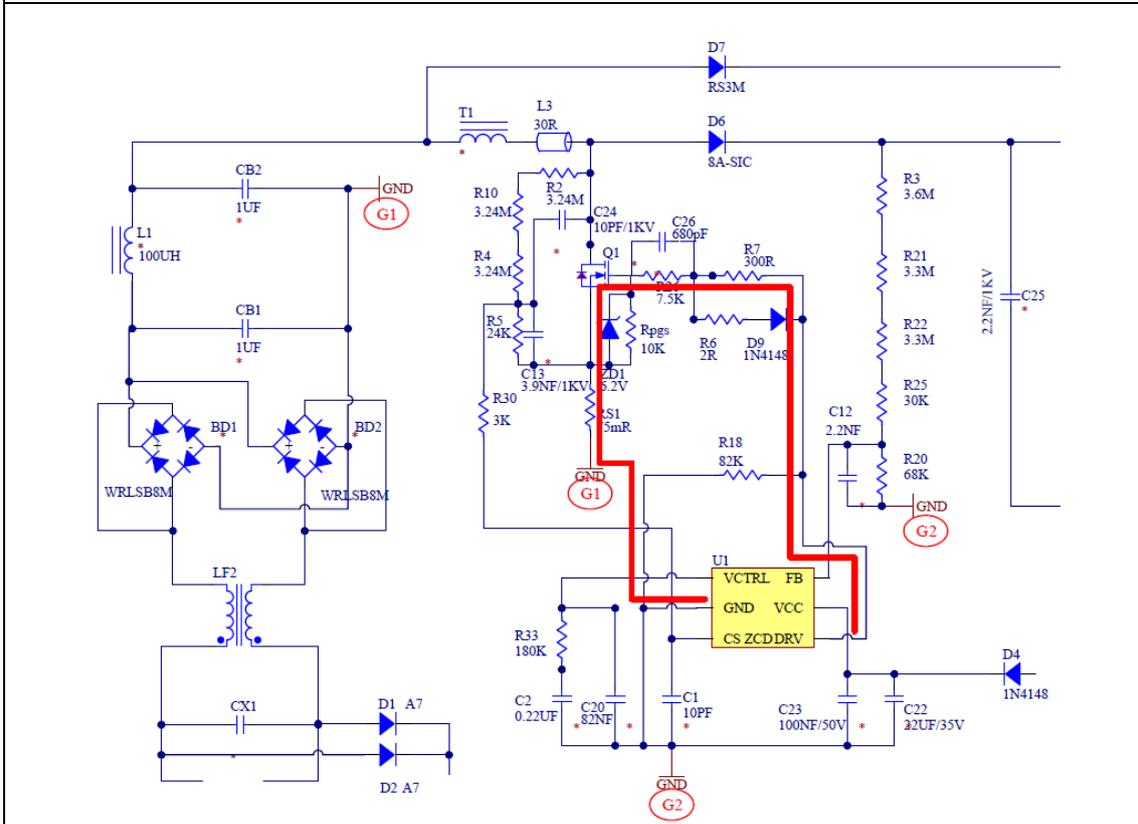
- ③ 外加散热垫/散热胶，并用散热片包裹辅助散热，铜皮需要接地且短路，对 EMI 有好的改善；

9. Layout 注意事项

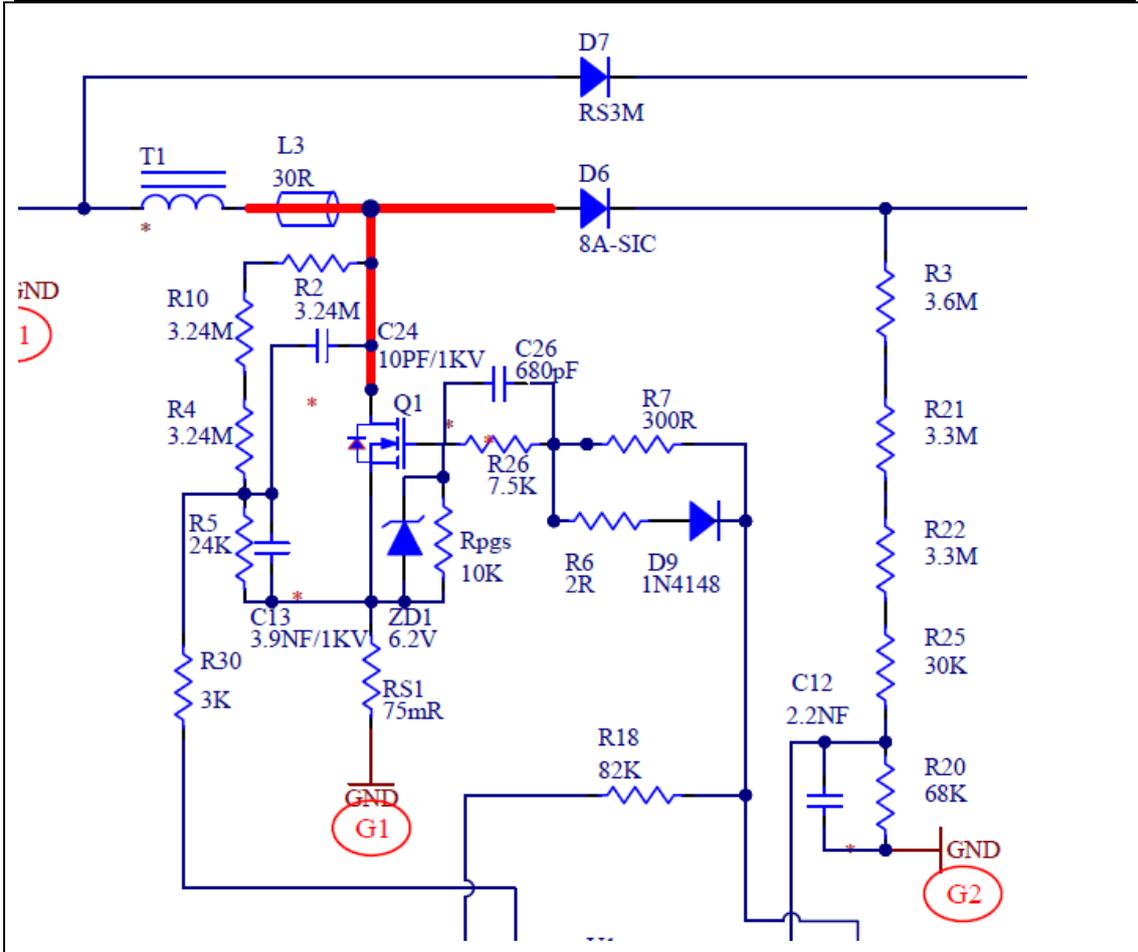
9.1 PFC 部分



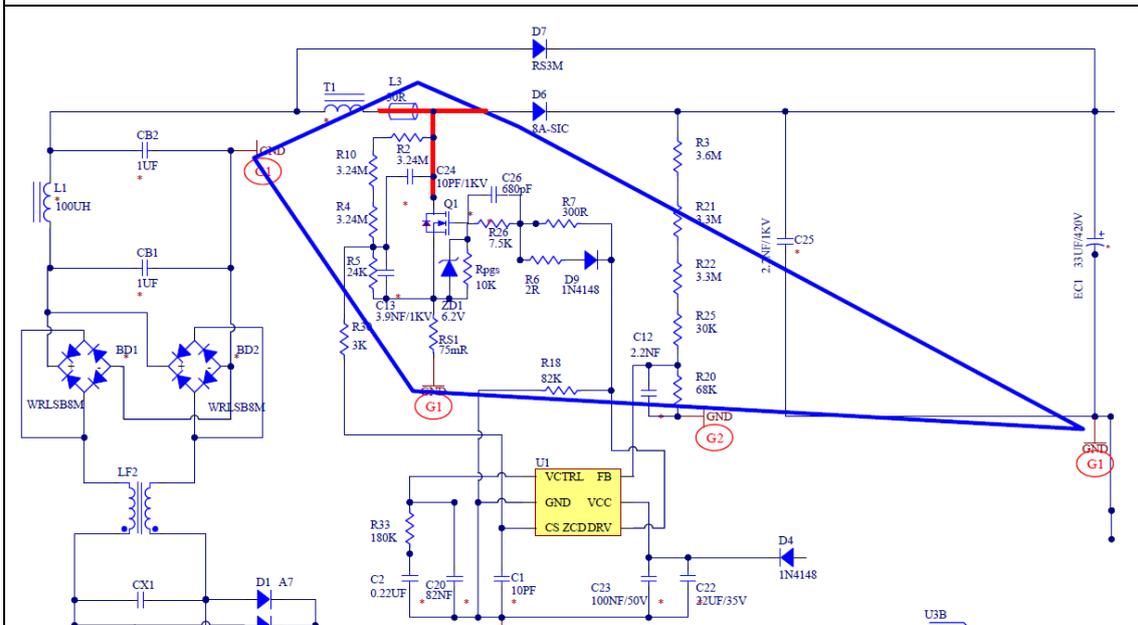
红线是主功率回路，G1 部分为 PFC 功率地，功率地走线要粗且环路要小；G2 是 pfc 芯片信号地，信号地短接在一起，单独连接到母线电解电容的负端；形成星形接地连接。



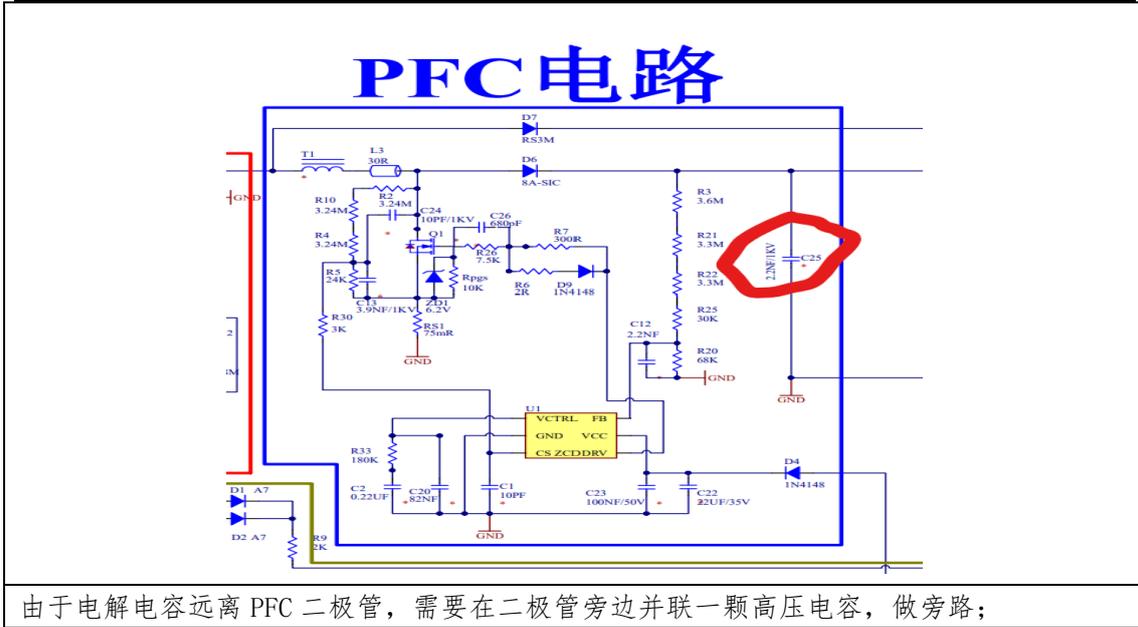
红线是 PFC 驱动信号环路，PFC 驱动环路尽量小，驱动电阻紧靠功率管，远离高压动点部分，避免电压耦合；如果功率管是 GaN，驱动源需要采用开尔文连接。



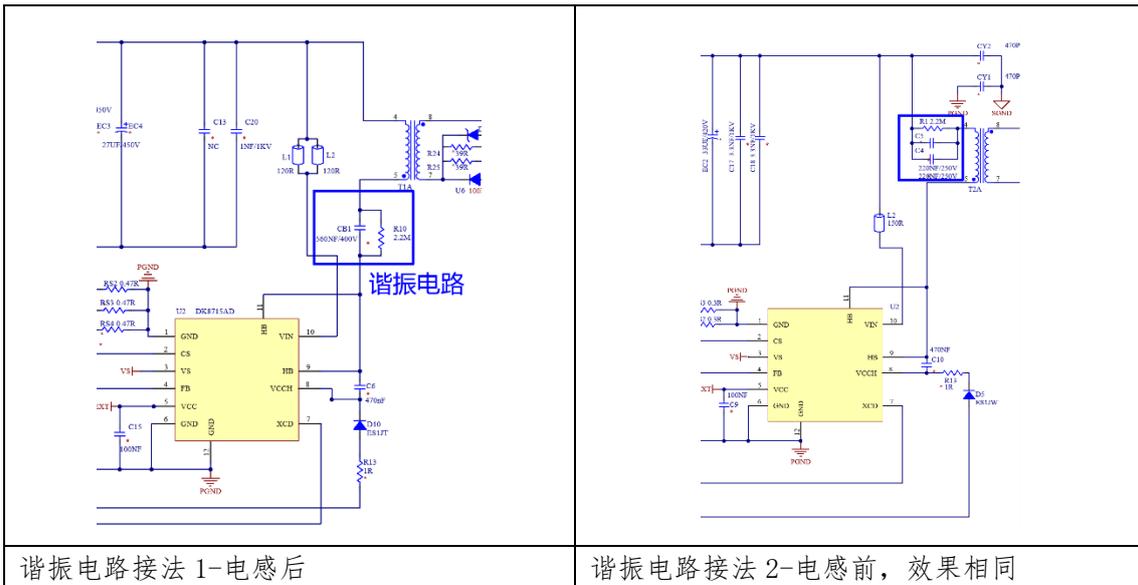
红线是PFC漏极，高压动点，铺铜走线需要短，面积不能过大，会引起EMI问题；芯片信号走线和低压走线远离PFC漏极，避免信号耦合。

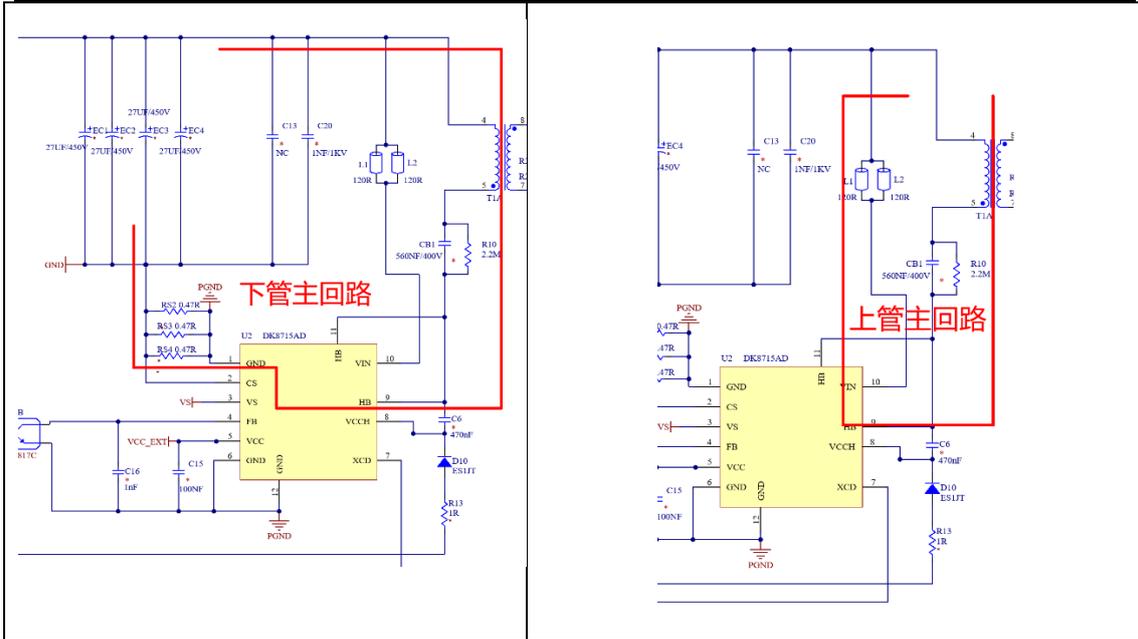


蓝色是PFC的GND走线，在PCB板上包围PFC漏极并形成短路，改善EMI。

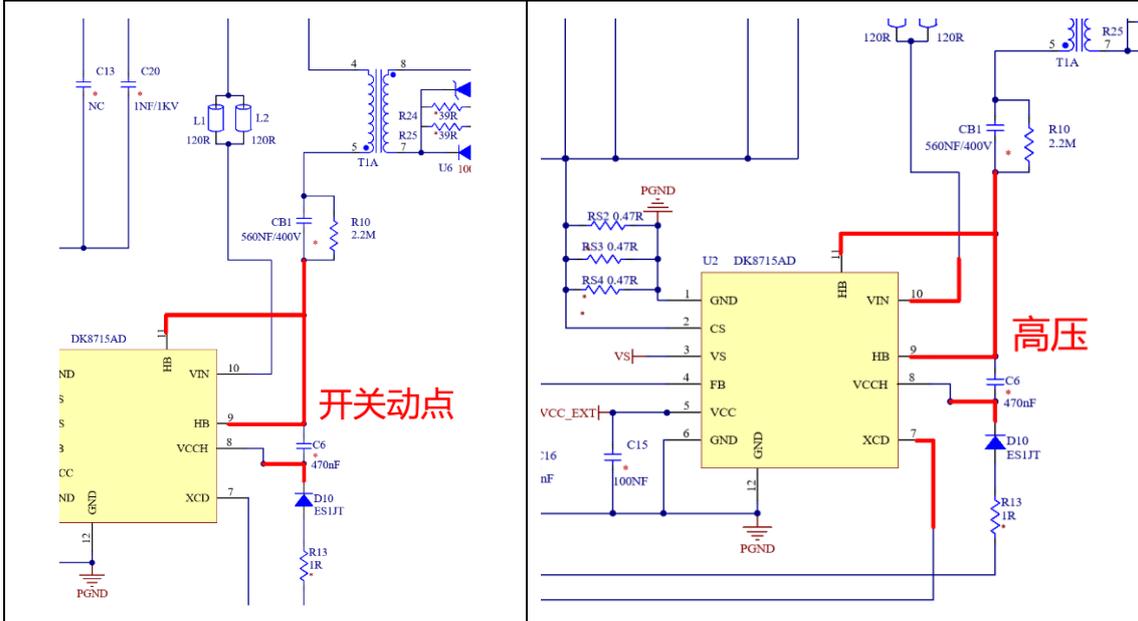


9.2 AHB 部分：



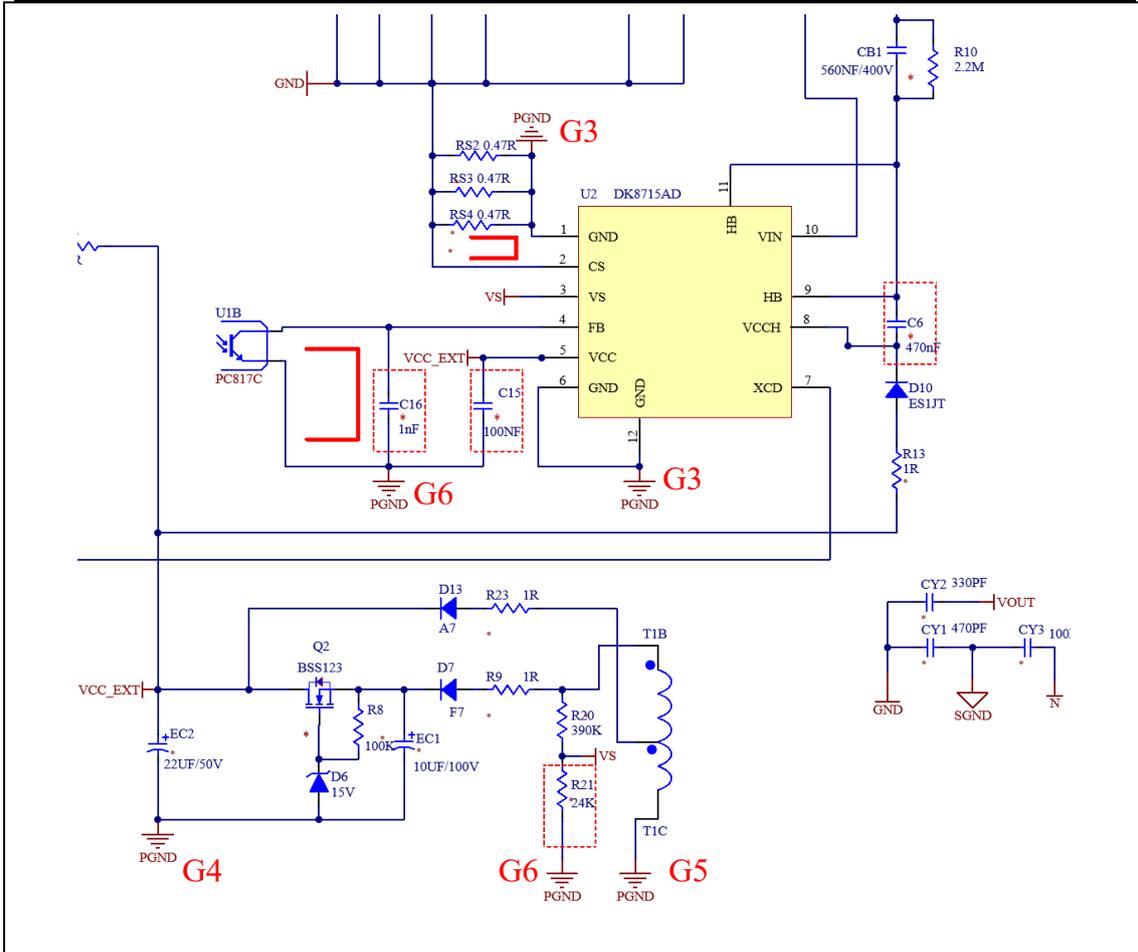


红线是 AHB 下管和上管功率回路，环路面积尽量小。

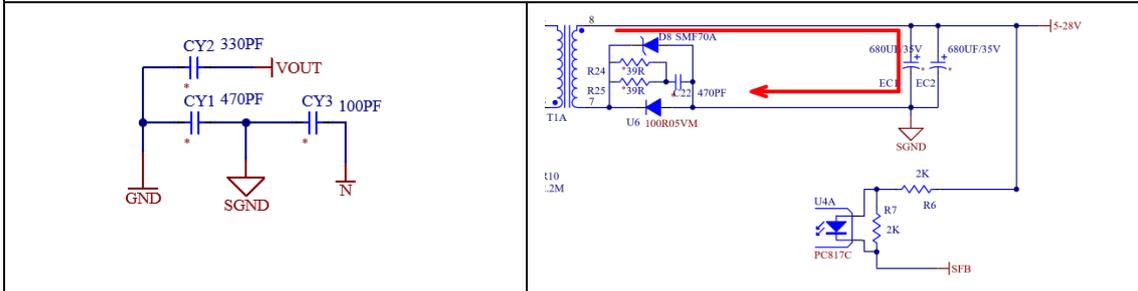


红线分别是上管漏极和下管漏极，高压动点，铺铜面积不能过大，影响 EMI；远离 VS 和 FB 等低压信号走线；

红线标记处都是高压，layout 注意高低压爬电距离；

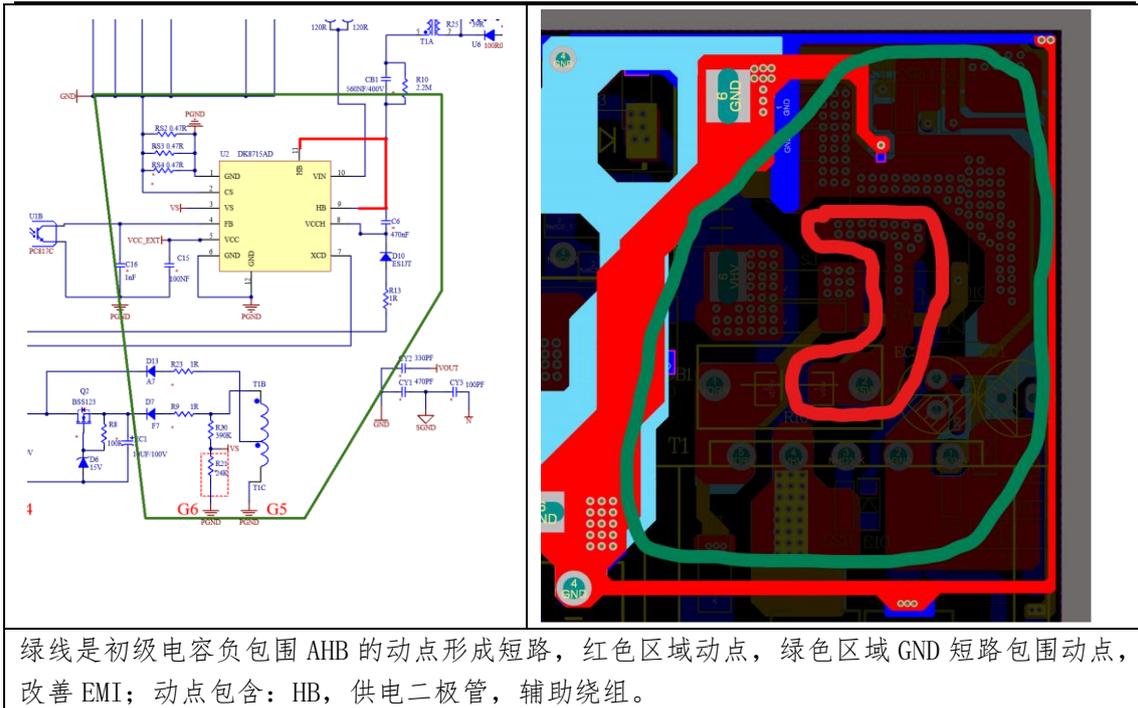


1. CS 是负压采样，需要用最短走线(远离动点)连接到采样电阻端，避免 ESL 影响采样；
2. FB, VCC, VCCH 电容紧靠芯片放置，当 VCC 电解电容远离芯片时，必须要在紧靠芯片 VCC 引脚放置大于 100nF 的贴片电容；3. FB 走线远离高压动点，FB 环路尽量小；
4. VS 下电阻紧靠芯片，VS 采样走线远离动点，尽量减小环路；
5. 芯片信号地走线规则，G6, G5 单点接地到 G4, G4 最短长度接到 G3 地；G3 是功率地；



Y 电容建议最短走线连接初级电解电容正和负，次级连接输出电容负。预留 L/N 连接输出负的 Y 电容；

次级整流回路尽量小；



10. DK87xxAD 计算表格使用

- ① 绿底色为可输入参数，白底色是自动计算的参数，不需要修改；
- ② 设置输入规格，选择芯片型号，带 PFC 应用选择输入 DC，无 PFC 选择 AC，注意：AC 和 DC 的电压单位不同。所有参数设置好后，返回检查欠压保护的计算值是否合理；PFC 应用不需要填写最小母线电压，无 PFC 应用需要填写最小母线电压；
- ③ 设置输出电压参数，固定输出应用，最小输出电压填写额定输出电压，PD 应用，如实填写，设定最大过流点和过压点，推荐 1.1 倍。设定最小工作频率，推荐 100-200KHz，体积和效率满足大部分应用；
- ④ 电容选取，PFC 应用忽略电容计算结果，按照 0.5-1uF/W 选取 PFC 电容，无 PFC 应用时，按照推荐选取输入电容；
- ⑤ 变压器参数，按照推荐选取匝比，得到反射电压、占空比和电感量，设置最终确定的电感，填写漏感参数，推荐主电感的 2-3%，填写变压器骨架的 AE，设定 Bmax，推荐 0.2 左右（考虑到磁芯温升），按照计算的变压器圈数，填写实际可以绕下的圈数，最终确定 Np, Ns, Na；
- ⑥ 变压器线径，由于开关频率高，建议初级和次级都使用多股线，避免趋肤效应；推荐自然散热下电流密度 6A/mm²，有风扇散热可以考虑大一点；
- ⑦ 外围参数设置，首先确定谐振电容的材质，推荐 CBB21 电容，成本低，高温特性好，不衰减。高功率密度场景推荐 MLCC 贴片电容，X7R 以上材质，1210 以上封装，多颗并联使用，MLCC 需要考虑直流偏置，在高压下电容量会衰减，使用 MLCC 建议填写 50% 衰减，CBB 电容填写 0%，后面根据实际波形调试；
按照推荐的 VS 电阻，选取临近的电阻，选择好电阻后，查看输出 OVP 最大和最小保护点，不能低于正常输出电压。
在推荐的 Rcs 电阻附近，选取合适的 Rcs 电阻；电阻设置过小，过流点大，需要返回变压器参数项查看 Bmax_opp 是否过高，PC44 磁芯不超过 0.32，PC95 推荐不超过 0.35，

防止高温下饱和。

⑧ 同步整流耐压需要大于推荐值，右下角有最终参数汇总，方便查看。

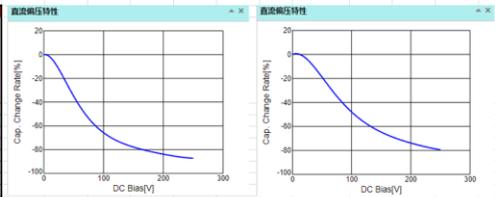
DK87XX (AHB) 设计计算工具 (DK87XX AHB DESIGN CALCULATOR TOOL)				
公司: 东科半导体安徽(股份)有限公司无锡分公司		作者: 沈翔		
备注 (NOTE): 计算时更新所需输入参数, 绿底框格需要用户填写参数; 白底是计算参数, 无法修改; 计算值只供参考, 最优值需要根据实际				
设计要求 (DESIGN REQUIREMENTS)				
变量 (Variable)	值 (Values)	单位 (Units)		
输入规格 (INPUT SPECIFICATIONS)				
芯片型号	IC_type=	DK8715AD		下拉选择芯片类型
输入电压类型 (AC/DC)	Vin_type=	DC		下拉选择输入电压类型, 带PFC选择DC输入
最大输入电压	Vin_max=	400	V	ACrms/DC (PFC输出最大电压)
最小输入电压	Vin_min=	370	V	ACrms/DC (PFC输出最小电压)
启动电压	Vin_brownin=	320	V	ACrms/DC (PFC启动电压建议90%-95%*Vin_min)
欠压保护	Vin_brownout=	273	V	ACrms/DC输入欠压保护点
设定电解电容最小母线电压	Vbulk_min=	212	V	预设电解电容最低输入DC电压, PFC电路此项可以不填
AC频率	Fac=	50	Hz	AC 频率
设定满载最小效率	η =	0.95		预估效率, 无PFC0.93, 有PFC0.95推荐(单级)
输出规格 (OUTPUT SPECIFICATIONS)				
额定输出电压	Vout=	28.0	V	额定输出电压
最小输出电压	Vout_min=	5.0	V	如果PD变电压应用, 需要填写最小输出电压, 固定输出电压填写额定输出电压
输出过压比例	OVP=	110	%	输出OVP倍数
额定输出电流	Io=	5	A	额定输出电流
额定输出功率	Po=	140	W	额定输出功率
输出过流比例	OPP=	115	%	输出过流倍数
输出最大过流点	Io_opp=	5.75	A	输出最大过流点
输入功率	Pin=	147.37	W	额定输入功率
过功率时最大输入功率	Pin_opp=	169.47	W	过功率时的最大输入功率
系统最小工作频率	Fs_min=	125	KHz	设置最小工作频率@低压满载, 推荐135-200K左右
输入电容参数 INPUT CAP				
推荐最小输入电容	Cbulk=	7	μ F	如果有PFC电路, 此处忽略
最终选取	Cbulk_final=	240	μ F	如果有PFC电路, 此处忽略
最终最小母线电压	Vbulk_min_final=	370.0	V	
电容耐压选取	Vcin_rated \geq	428	V	电解电容耐压需大于等于计算值
变压器参数 TRANSFORMER PARAMETERS				
最小匝比	Nps_min=	3.546099291		推荐最小匝比
最大匝比	Nps_max=	6.537102473		推荐最大匝比
设定匝比	Nps=	5.2		最终选择匝比

反射电压	V _{ref}	146.6	V	
最大占空比	D _{max}	0.40		建议不大于0.5, 大于0.5不是最佳效率
初级电流	I _{max}	0.3	A	
初级电流纹波	ΔI _p	2.61	A	
初级峰值电流	I _p	2.31	A	
初级峰值电流	I _{p,app}	2.61	A	
变压器电感量	L _p	271	μH	
耦合电感感量	L _{p,final}	270	μH	最佳电感量
初级电感	L _p	5.0	μH	先按依感感, 一般是主感的2-3%, 以实测为主
磁芯Ae值	A _e	132	mm ²	
设置最大B值	B _{max}	0.18	T	推算磁芯负载小于0.2
初级匝数	N _p	26	T	
初级匝数	N _{p,final}	26	T	
初级匝数	N _p	5	T	
初级匝数	N _{p,final}	5	T	
初级匝数	N _p	11	T	
初级匝数	N _{p,final}	11	T	
初级匝数	N _p	12	T	
初级匝数	N _{p,final}	12	T	
最小VOC电压检查	VOC _{min}	11	V	检查最小VOC电压不要小于5V
最大功率时最大占空比	D _{max,app}	0.21		最大以实测为准

变压器线径 TRANSFORMER WIRE DIAMETER				
初级有效电流	I _{p,rms}	1.19	A	
初级线径	d _p	0.1	mm	初级建议用多股利兹线
初级匝数	x _p	26		
初级电流密度	J _p	6.04	A/mm ²	自然散热下推荐电流密度<6A/mm ²
初级峰值电流	I _{p,p}	12.01	A	
初级有效电流	I _{p,rms}	7.61	A	
初级线径	d _p	0.1	mm	初级建议用多股利兹线
初级匝数	x _p	150		
初级电流密度	J _p	6.46	A/mm ²	自然散热下推荐电流密度<6A/mm ²

芯片外围元件计算 Peripheral components of chip				
电容直流偏置影响	D _{r,drop}	0.00	K	档位电容可以用CBB电容或者贴片MLCC电容, 使用MLCC需考虑直流偏置影响, 实际电容值会下降, 如在档位电容工作电压150V时, 实际容值下降60-80%, 使用MLCC需要填写下降百分比, 乘以50%, 使用CBB电容, 填0即可, 建议多个并联, 方便调试;
初级档位电容	C _p	220	nF	
初级档位电容耐压	V _{cr_rated}	250.00	V	以实际测试为准, 测试方法参考设计指导
吸收电阻	R _{snub}	2200.00	Ω	建议大于250Ω, 一颗1206封装电阻
初级上电阻	R _{sh}	421.98	Ω	更改启动电压或No _o 可影响R _{sh} 取值
初级上电阻	R _{sh,final}	396.9	Ω	取值在推荐值的±10%, 偏差不大影响输出电压
初级下电阻	R _{sl}	23.49	Ω	
初级下电阻	R _{sl,final}	24.90	Ω	取值在推荐值的±5%, 偏差不大影响输出电压保护点
最小VOC检查	V _{oc_min}	27.92	V	由于V _{oc} 误差, 再确认输出保护点
最大VOC检查	V _{oc_max}	32.81	V	
SS电阻取值	R _{ss}	0.153	Ω	
最终SS电阻取值	R _{ss,final}	0.156	Ω	填写推荐值的±15%, 如增大/减小电阻, 改变最大过流倍数的IPF, 检查过流时的D _{max,app} 不要超过0.33

SS选择 Synchronous Rectification				
SS耐压	V _{ds}	96	V	SS耐压大于推荐值



村田 1206 220NF/250V, X7R

村田 1210 220NF/250V, X7R