

AC-DC 多重模式控制器的应用

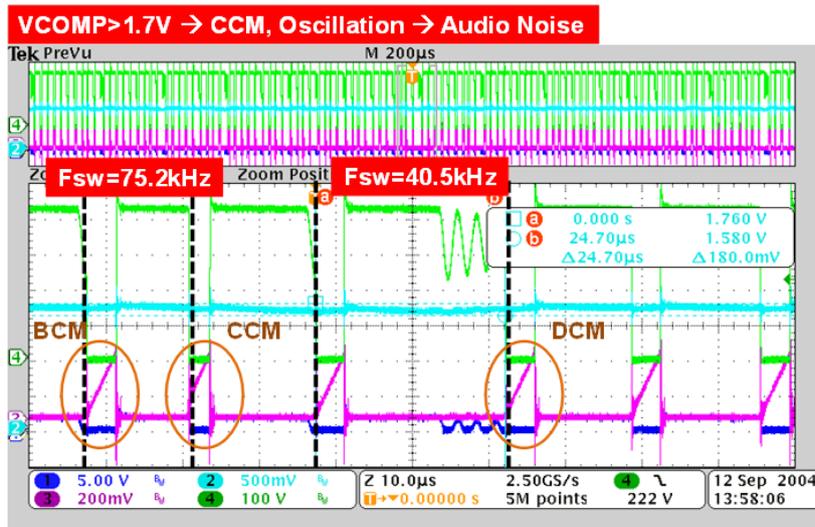
2020-APR

随着社会的不断进步与科学的不断发展，我们赖以生存的地球环境恶化，世界各国都在采取积极有效的措施改善环境，减少污染。人们关心的「节能」不再只是个热门口号，而是透过什么样的手段，才能在现实生活应用中得到真正的节约能源的效益，同时又能达到环保的目的。电源设计工程师总是在不断追求减小设备体积，效率优化设计，以期最大限度地降低设备成本。其中，提高系统效率是作为开关电源电路设计中，最重要的一环。

开关电源中的反激式变换器（Flyback converter），最常用工作模式是不连续导通模式(DCM)与连续导通模式(CCM)。当初级开关管导通前，初级绕组还存在能量，不完全传递到次级，这种情况就叫连续导通模式。若初级绕组能量完全传递到次级，则为不连续导通模式。准谐振(QR)是 DCM 的一种，不同的地方是在于 QR 的工作频率是随着输入电压输出功率的变化而变化的。市面上 AC-DC PWM 反激式控制器 LD5523 可应用于连续或非连续导通模式(CCM 和 DCM)，同时该芯片具有专利的线性预测时序控制技术的准谐振(QR)。其特点是在输入低电压及重载时可以进入连续导通模式(CCM)减少导通损失(Conduction Loss); 反之，于输入高电压和轻载时工作在准谐振不连续导通模式(DCM)减少切换损失(Switching Loss)。

如何透过电源管理 IC, 将上述 CCM & QR 多重模式控制模式一起结合呢?!

目前一般业界的技术以反馈输入脚（COMP）电压来决定何时进入连续模式(CCM)，此侦测方式最大缺点，一则是于输出轻载、重载互相切换；二则是反馈输入脚（COMP）上的电压纹波，都会使得反馈输入脚（COMP）电压游走在临界点，造成系统不稳定，一会工作在不连续导通模式(DCM)一会进连续导通模式(CCM)，此时工作频率将会据列变化而产生振荡，引发的噪音(Acoustic Noise)及输出电压纹波(Ripple Voltage)问题，图一所示。

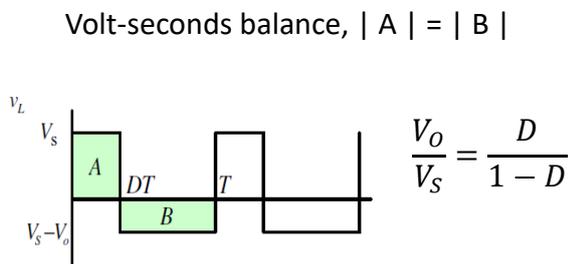


(Ch1-Gate, Ch2-Comp, Ch3-CS, Ch4-VDS)

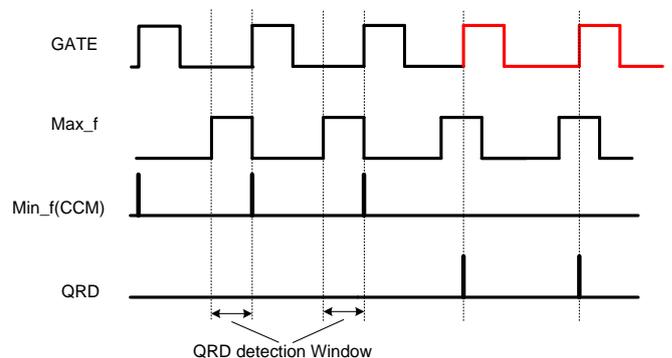
图一：以 COMP 电压侦测方式测试结果

而上述所显示之缺点，LD5523 多重模式控制模式的专利技术，可改善其问题，细节说明如下：

LD5523 是以伏秒平衡(Volt-seconds balance)之原理(图二所示)，在变压器的储能、放能为一一定的比例原则下，当输出的负载逐渐加重，则变压器储能时间将增加，放能时间也随之增加，(图三)在放能结束之后，IC 会侦测 QRD 区间之下甩的波谷电压，并将初级开关管再打开，若在此区间未侦测到下甩的波谷电压，也会在固定时间内再开启开关管，此时则进入连续导通模式(CCM)。

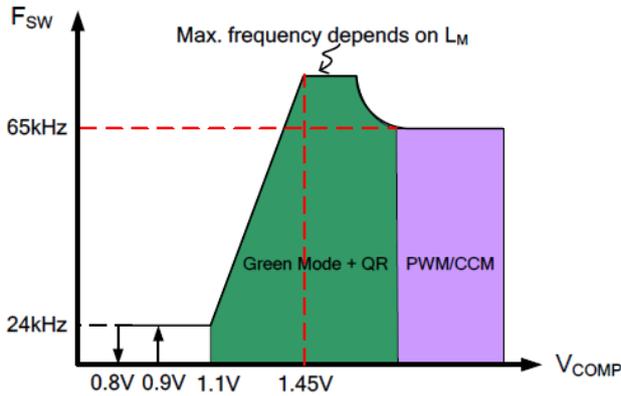


图二：伏秒平衡公式

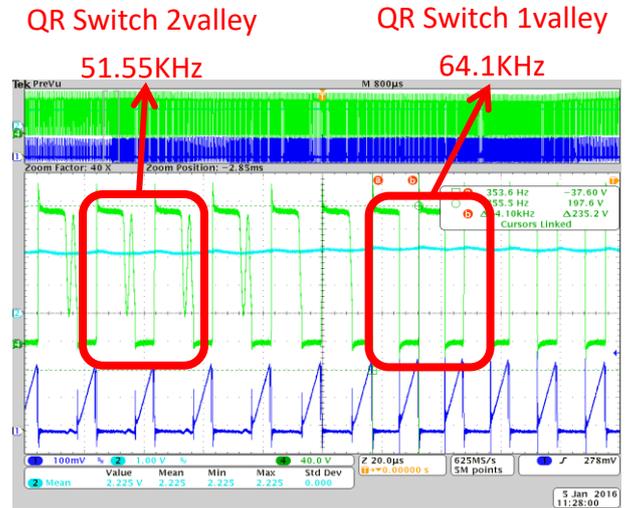


图三：IC 工作频率时序示意图

透过此方式可以准确的进行波谷切换(Valleys Switching), 又能避免工作频率振荡(图五所示), 可有效解决噪音(Acoustic Noise)、输出电压纹波(Ripple Voltage)问题。



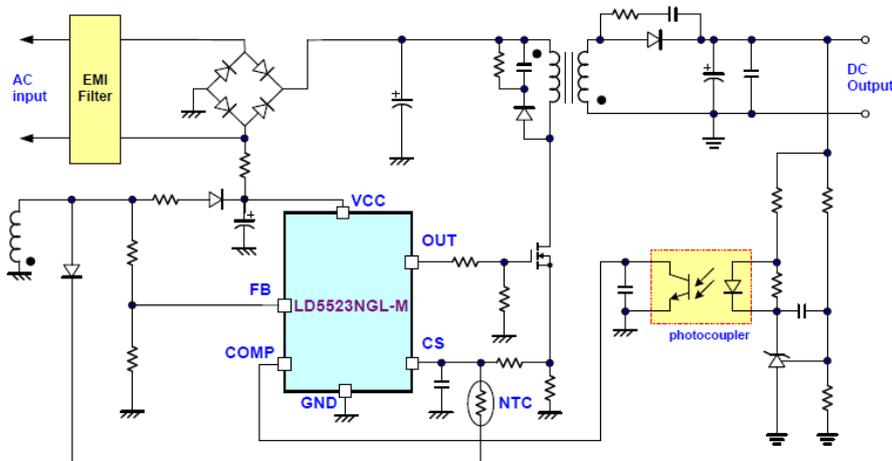
图四: PWM 控制 IC 降频曲线



(Ch1-CS, Ch2-Comp, Ch4-VDS)

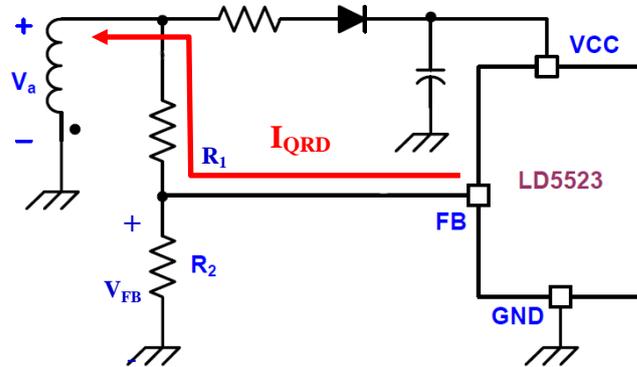
图五: 测试结果

这颗 PWM 控制 IC 为 SOT-26 封装, 虽是小型化封装, 其保护功能相当齐全, 包含 UVP、OVP、输入 Bulk OVP、BNI、BNO、OTP、OCP...等, 笔者将以下列系统电路图做成电路板进行测试及分析。



图六: 系统电路图

FB Pin3: 包含 QR 侦测、BNI、BNO、OVP、UVP 等功能。



图七: FB 电路图

1. **QR 侦测** : QRD Trip Level=20uA (I_{QRD}) , V_{QRD} Trip Level=20uA \times R1

图七当变压器辅助绕组电压 $V_a < V_{QRD}$ Trip Level 时初级开关管将开启。

2. **BNI/BNO** (当开关电源无 BNI/BNO 功能时, 开关电源可能会在较低输入电压就工作, 此时占空比较大, 输入 Bulk 电容容量不足造成系统不稳定)

BNI : Brown In Trip Level=95uA (I_{BNI})

BNO : Brown Out Trip Level=85uA (I_{BNO})

$$V_{DC_BNI} = \frac{N_P}{N_A} \times I_{BNI} \times R1 \quad , \quad V_{DC_BNO} = \frac{N_P}{N_A} \times I_{BNO} \times R1$$

(N_P :变压器初级绕组圈数、 N_A : 变压器辅助绕组圈数)

实例验证: Demo Board 36W, $V_{out}=12V$, $I_{out}=3A$

变压器圈比 $N_P:N_A:N_S=60:6:6$, $R1=120K \Omega$, $R2=33.2K \Omega$

计算值 BNI=114Vdc=80.6Vac , 实测值=82Vac

计算值 BNO=102Vdc=72Vac , 实测值=78Vac

即输入电压在 $\geq 82Vac$ 时系统启动, 输出正常工作。当系统正常工作时, 如果输入电压 $\leq 78Vac$ 时系统关闭, 有效地避免了系统进入较低电压时工作风险。

3. Bulk OVP : Bulk Cap OVP Trip Level=380uA (I_{Bulk_OVP})

某些国家或偏远山区电网电压不稳定，当输入电压过高时，叠加在功率开关管上的应力电压越高，加入 Bulk OVP 有效避免了开关管损坏。为了防止雷击时误触此保护也加了延迟时间。

$$V_{DC_Bulk_OVP} = \frac{N_P}{N_A} \times I_{Bulk_OVP} \times R1$$

4. OVP : OVP Trip Voltage Level=3.5V (V_{FB_OVP})

FB_OVP 较为准确，不会因轻载、重载而有太大的误差，因为侦测为变压器辅组绕组(Va)的平台电压而它直接反应输出电压(Vo)。

$$V_{a_OVP} = (V_{O_OVP} + V_F) \times \frac{N_A}{N_S}, \quad R_2 = \frac{R_1 \times V_{FB_OVP}}{V_{a_OVP} - V_{FB_OVP}}$$

(V_{a_OVP} :辅助保护电压点、 V_{O_OVP} :输出保护电压点、 N_S :变压器次级绕组圈数、 V_F :次级二极管导通电压)

实例验证：45W, $V_{out}=20V$, $I_{out}=2.25A$

变压器圈比 NP:NA:NS=57:7:8, $R1=136K\Omega$, $R2=27.4K\Omega$

计算值 OVP=23.15V,

Vin(V _{AC})	Voltage Limit Value(V)		Spec(V)
	No Load	Full Load	
90	23.7	23.1	<25V
115	23.7	23.1	
230	23.7	23.1	
264	23.7	23.3	

表一：OVP 实测值

CS Pin4: 包含 OLP、OTP、SDSP、CS Short 等功能。

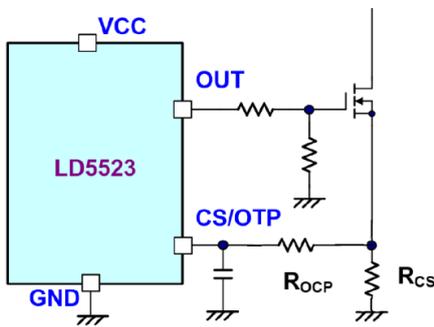
1. OLP : $V_{CS_LIMIT}=0.5V$

$$I_{PEAK(MAX)} = \frac{0.5V}{R_{CS}} \quad (I_{PEAK(MAX)}:初级开关管导通最大峰值电流)$$

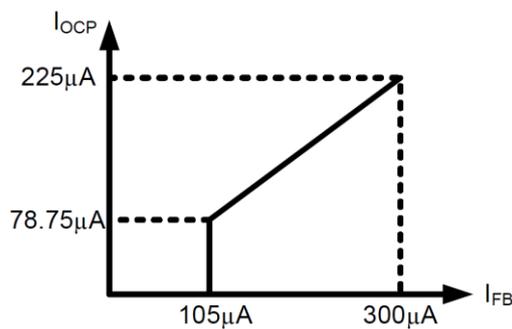
以下为电流补偿功能，通过 FB 侦测在初级开关管开启时间变压器辅助绕组(Va)之电压(图七)，此区间电压反应 Bulk cap 电位，进而得知此时输入之电位高低，而给予不同的补偿量(图九)，使得高、低压保护点能趋近一致。

$$I_{OCP} = K \times I_{FB} , \quad K = 0.75 , \quad V_{RCS} - V_{CS} = I_{OCP} \times R_{OCP}$$

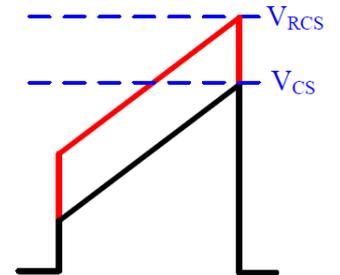
(I_{OCP} :补偿电流、K:补偿参数、 I_{FB} :用来侦高低压之电流、 V_{CS} : R_{CS} 之电压、 V_{RCS} : R_{OCP} 之电压)



图八：CS 电路图



图九：OCP 补偿电路图



图十：OCP 补偿示意图

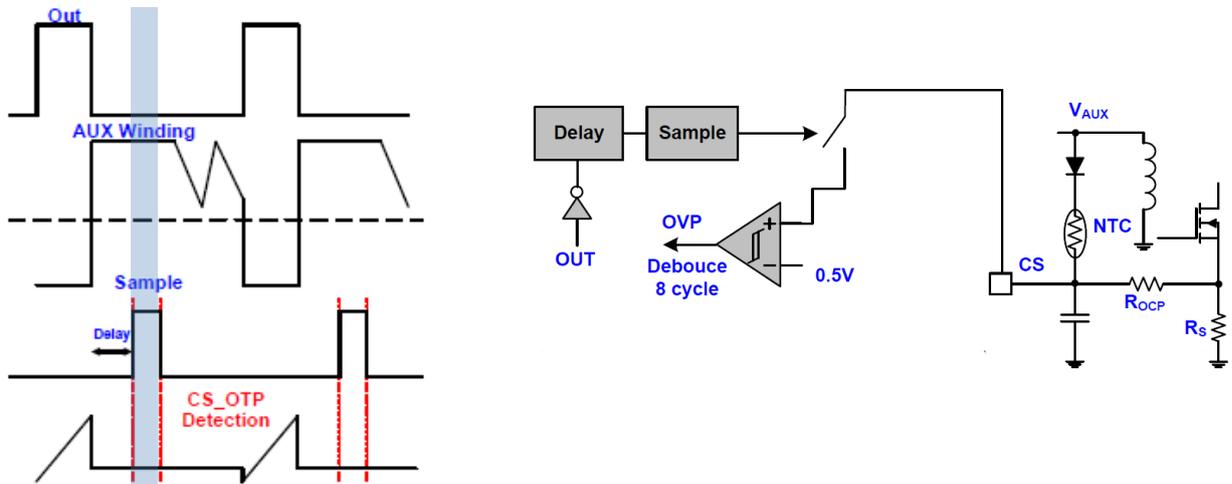
实例验证：45W, Vout=20V, Iout=2.25A

Vin (V _{AC})	Current Limit Value (A)	Spec (A)
90	2.72	<3.03A
115	2.85	
230	2.81	
264	2.74	

表二：OCP 实测值

2. **OTP**: VCS_LIMIT=0.5V, 此保护透过 CS Pin 侦测初级开关管关闭时变压器辅助绕组(Va)的电位在 NTC、ROCP 之分压，不与 OLP 冲突。

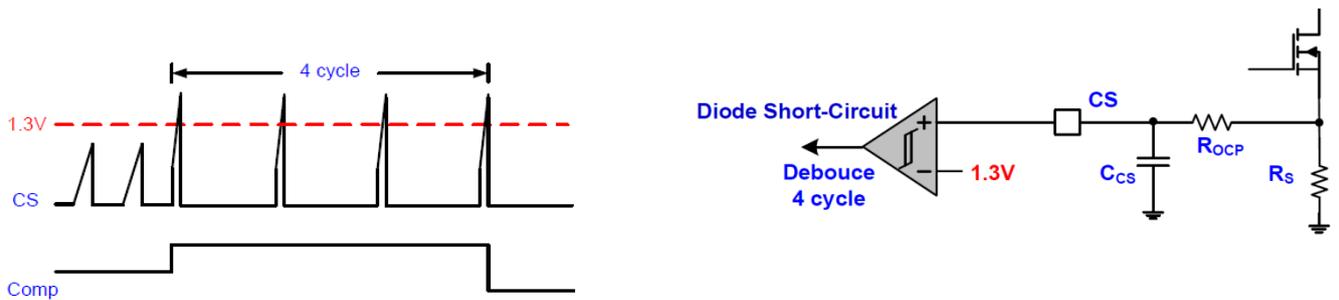
$$(V_a - V_F) \times \frac{R_{OCP}}{R_{OCP} + NTC} < 0.5V \quad (V_a: \text{变压器辅助绕组电压、} V_F: \text{辅助二极管导通电压})$$



图十一：FB OVP 时序及逻辑闸

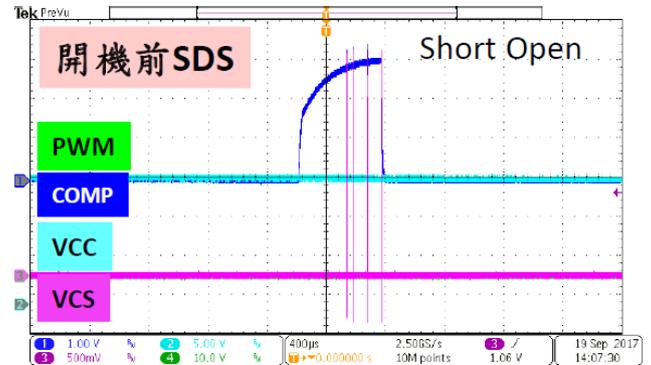
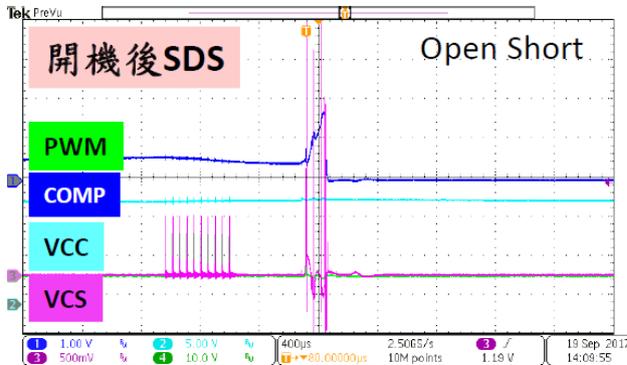
3. SDSP(Second Diode Short Protection 次级二极管短路保护) : $V_{CS} > 1.3V$

当次级二极管短路时，VCS Peak 将快速上升，在前沿消隐(LEB)时间之后大于 1.3V / 4 次，即触发此保护。



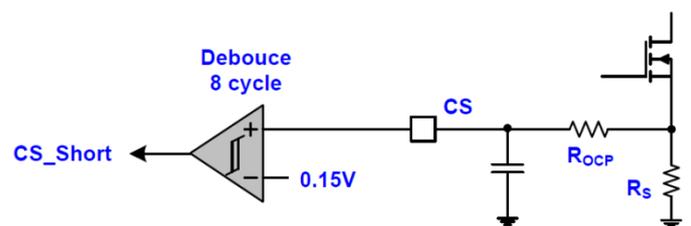
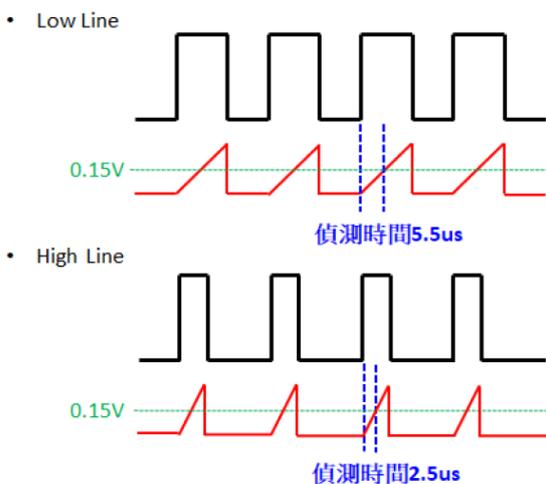
图十二：SDSP 时序及逻辑闸

实例验证:



4. CS Short : $V_{CS} < 0.15V$

在 RCS 短路时由于电阻值变为 0Ω ，VCS 上升的斜率不变，但上升幅度将变小，透过此原理在特定的时间内若 VCS 未大于 $0.15V$ ，将即触发此保护，此项为 LPS (Limited Power Source)需求。



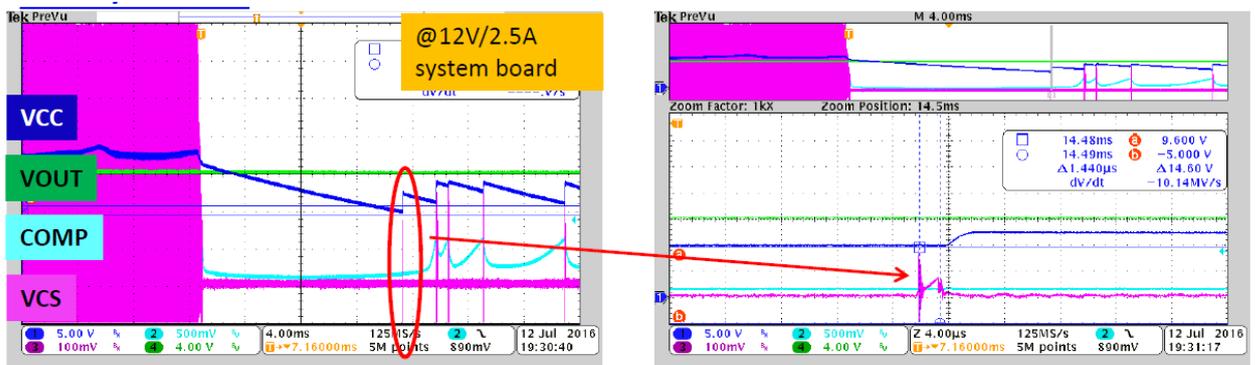
图十三: CS short 时序及逻辑图

VCC Pin5: 包含 Holding Mode、OSCP、OVP 等功能。

1. Holding Mode : VCC UVLO OFF+2.1V

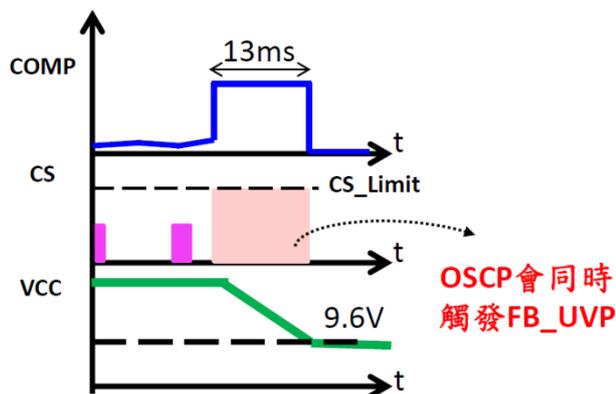
在输出由满载切换至空载时，输出电压过冲 (Overshoot)，此时 IC 反馈输入 COMP 电压下降且小于节能模式 (Burst Mode) 之电位，此时 IC 输出暂停且 Vcc 电压下降，为了防止 Vcc 电压低于 UVLO OFF 导致关机，在 $V_{cc} = UVLO\ OFF + 2.1V$ 时强行打一次脉波以稳住 Vcc 电压。

实例验证：



2. OSCP (Output Short Circuit Protection 输出短路保护) : $V_{CC} < 9.6V$ & 反馈输入电压 COMP $> 2.8V/13ms$

在输出端短路时，Vcc 电压随之下降，IC 反馈输入 COMP 电压上升，当电压上升至 2.8V 且维持 13ms，此保护即被触发。



图十三：OSCP 时序图

3. OVP : Vcc OVP Level > 28V

自从有 FB OVP 之后，此保护已鲜少使用，原因为保护不够准确，在轻、重载时有很大差异，故此保护仅能作为 IC 的最后一道防线。

结论

此篇文章探讨如何克服一般业界在多重模式下工作的技术瓶颈，解决噪音(Acoustic Noise)及输出电压纹波(Ripple Voltage)之问题，同时在系统安全方面拥有完整的保护功能，能够在异常发生时实时的保护系统。透过以上的测试与说明，提供电源设计者一些经验分享，彼此互相交流。如需进一步的讨论，欢迎提出来与笔者一起讨论。