

36V 耐压快速响应高效率同步降压管理电路

■ 产品概述

UCT5110 是一款采用高压混合工艺(BCD 工艺)的高效率同步整流降压型开关模式转换电路, 内置超低导通内阻的功率 MOSFET, 故在大电流输出时仍具有很高的效率(高达 90%), 由于内部采用电流模式控制故可提供快速瞬态响应和优异的负载调整率, 并且环路稳定。

另外 UCT5110 具有欠压保护和过电流保护、短路保护及热关断功能。由于采用高压混合工艺(BCD), 参考源具有很好的宽温特性, 在 $-40^{\circ}\text{C}\sim+85^{\circ}\text{C}$ 能保证 IC 正常稳定的工作输出。UCT5110 的振荡频率设定在 250K 左右, 以保证较易通过 EMC 测试, 同时减小滤波电容和电感的体积。

■ 产品特点

- 宽输入电压范围 (4.5V~36V)
- 高效率同步工作模式
- 过流、过温保护电路
- 欠压保护
- 可编程线损补偿
- 可编程输出电流限制
- 内部补偿
- 3A 输出电流
- 低导通电阻功率 MOSFET
- 专有的开关低损耗技术
- 集成了自举二极管
- 输出电压可调

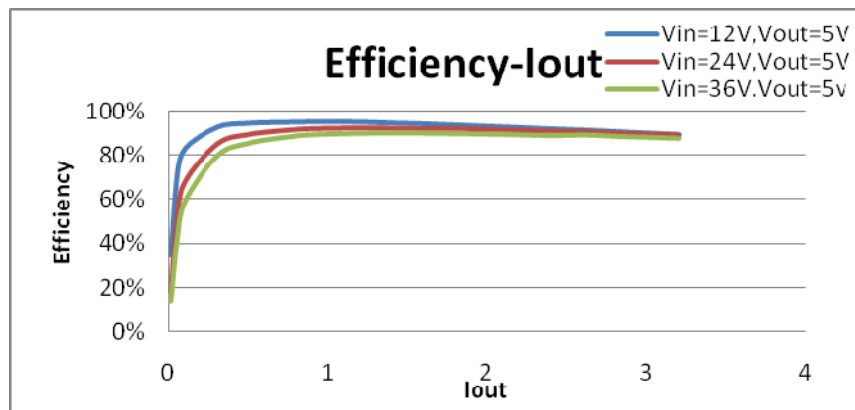
■ 用途

- 车载 USB 充电器
- 车载控制板节点电源应用
- 数字机顶盒、可视门铃
- 网络安全控制系统、车载行驶仪
- 工业用仪器仪表
- 平板电视和显示器
- 分布式电源系统

■ 封装

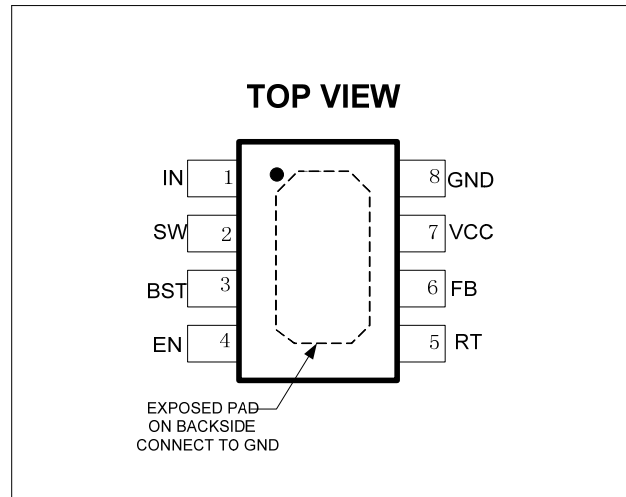
- 耐热增强型 8 引脚 SOIC 封装

效率图



封装信息

PACKAGE REFERENCE



PIN 脚定义

管脚号	管脚名称	Description
1	IN	供电端。UCT5110工作在+4.6V 到+36V 直流电压范围内。输入电容C1被用来抑制输入噪声，去除耦合。使用宽的PCB走线来进行连接。
2	SW	开关输出端。使用宽的PCB走线来进行连接。
3	BST	自举端。在BST和SW之间连接一个电容产生一个浮动的电源为上管提供驱动信号
4	EN	使能端。EN=1，芯片启动；在EN 和IN之间接一个100K电阻能够实现芯片的自启动。
5	RT	电流限制端。如果和VCC连接，电流限制默认为3.5A。
6	FB	反馈端。FB引脚电压是由输出电压经过电阻分压来设定的。为了防止电路短路条件下电流限制失效，当FB引脚的电压低于500mV时，频率反馈比较器会使振荡器频率降低。
7	VCC	偏置电源。该引脚接一个0.1uF~0.22uF电容到地，电容的大小不可超过0.22uF。
8	GND	系统地。该引脚是输出电压的参考地。出于这个原因，在PCB布局时必须小心。建议使用铜和过孔来连接GND。

结构图

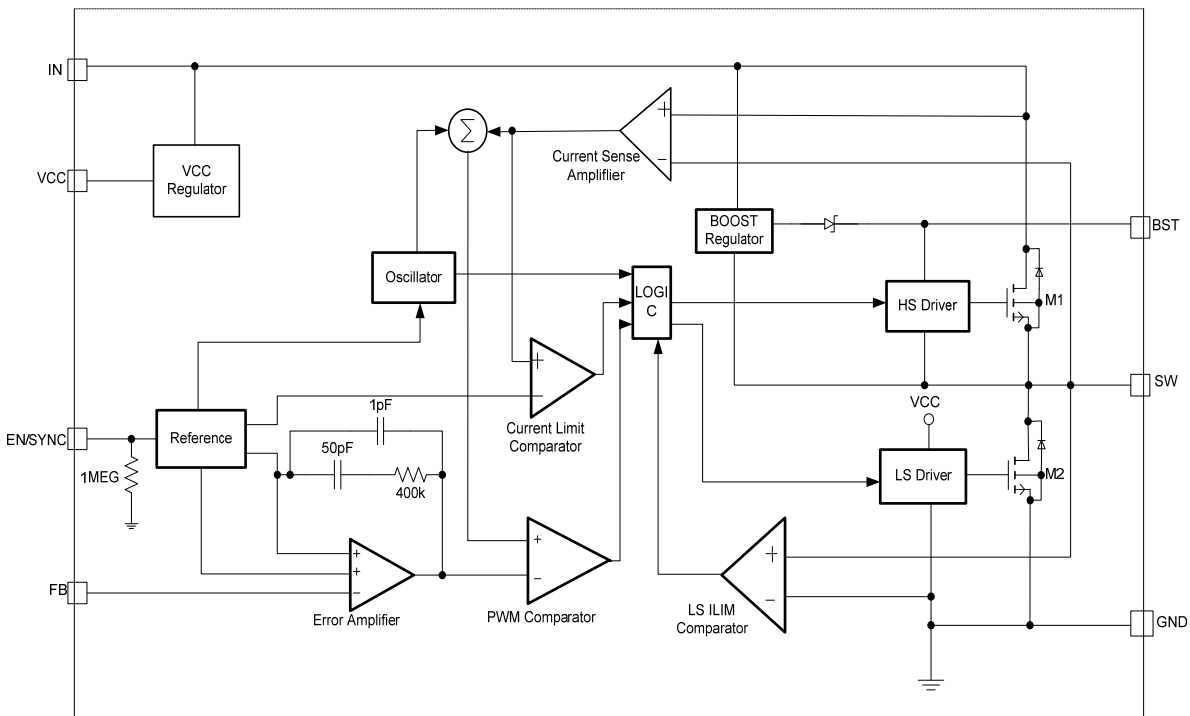


图1-功能模块结构图

工作原理

UCT5110 是一个高频率的同步整流降压开关转换器，内部集成了功率 MOSFET。在宽输入电压范围内，能够持续稳定提供 3A 的负载电流，UCT5110 具有很好的负载和线性调整率。

UCT5110 工作在固定的工作频率，峰值电流控制模式来管理输出电压。脉宽调制周期由内部时钟提供，内部集成的上管功率 MOSFET 保持导通，直到它的电流达到被 CMOP 电压所设定的值。当功率开关关断，它会保持关断直到下一个时钟周期开始。如果在一个脉宽调制周期的 90% 内，功率 MOSFET 的电流未达到 COMP 设定的电流值，功率 MOSFET 将强制关断。

内部稳压器

大部分内部电路是由 5V 内部稳压器来供电，稳压器连接输入引脚，可工作在整个输入电压范围内，当输入电压大于 5.0V 时，稳压器的输出完全稳定。当输入电压低于 5.0 V 时，输出减小，0.1 μF 陶瓷电容被用来抑制电压减小。

误差放大器

误差放大器把 FB 引脚电压和 0.8V 的内部基准源做比较，输出一个与两者的差值成比例的电流。这个输出电流会对内部补偿网络进行充放电来形成 COMP 电压，通过这个电压来控制功率 MOSFET 的电流。最优化的内部补偿网络使外部器件的个数最小化，并简化了控制逻辑的设计。

使能控制

UCT5110 有一个专用的使能控制引脚 (EN)。芯片的开启和关断由 EN 引脚控制，EN 和 IN 之间接一个 100K 上拉电阻能够实现芯片的自启动。要使 EN 无效必须至少将其拉低 5us。

欠压锁定 (UVLO)

当 UCT5110 供电电压不足时，内部的欠压锁定 (UVLO) 电路会保护芯片。UVLO 比较器检测内部稳压器的电压 VCC。UVLO 上升阈值约为 4.0V，下降阈值约为 3.2V。

内部的软启动

软启动是为了防止芯片启动时转换器的输出电压过大。当芯片启动时，内部电路产生一个软启动电压 (SS) 从 0V 升到 1.2V。当它低于内部基准 (REF) 时，误差放大器就会以 SS 作为参考。当它高于内部基准 (REF) 时，误差放大器就会以 REF 作为参考。软启动内部固定的时间为 2ms。

过流保护和打嗝模式

当电感电流峰值超过设定的电流限制阈值时，UCT5110 具有逐周期过流限制功能。同时，输出电压开始下降，直到 FB 低于欠压 (UV) 的阈值为止（一般低于 30% 基准源）。一旦 UV 被触发，UCT5110 将进入打嗝模式，从而可以周期性地重启该模块。这种打嗝模式对输出端完全短路到地时是非常有用的。平均短路电流快速减小，来避免过热问题保护稳压器。一旦退出过流条件，芯片立即退出打嗝模式。

如果把 RT 和 VCC 相连，电流限制是由内部的 60K 电阻决定。

正常的电流限制是由下面的等式决定。

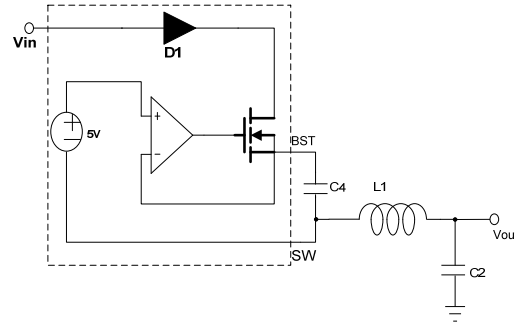
$$I_{OCP} = \frac{240 \times 10^3}{R_T}$$

热关断

热关断是为了防止芯片在过高的温度下工作。当芯片温度高于 150°C 时，热关断电路被启动将关闭整个芯片。当温度低于其下限阈值，典型值 140°C，芯片自动重新启动。

浮动驱动器和自举充电

浮动的功率 MOSFET 驱动器是由一个外部自举电容供电。这个浮动的驱动器有自带的 UVLO 保护。这个 UVLO 的上升阈值是 2.2V，并且有 150mV 的迟滞。自举电容的电压由 VIN 通过 D1，M3，C4，L1 和 C2（图 2 所示）调节。如果 (VIN-VSW) 之间的电压超过 5V，U2 将调节 M3



并通过 C4 使 BST 电压为 5V。

图 2-内部自举充电电路

启动和关断

当 VIN 和 EN 高于正常阈值时，芯片被启动。接着基准模块启动，产生稳定的基准电压和电流，然后内部稳压器工作。稳压器为剩余的电路提供稳定的电源。芯片三种情况下会被关断：EN 为低，VIN 为低和热关断。在关断程序中，信号的路径首先被锁定以避免错误的触发。之后，COMP 电压和内部电源会被拉低。悬空的驱动器不会受该关断命令的影响。

输出线阻补偿

为了补偿充电输出线上线阻引起的压降，在 UCT5110 的 FB 脚内置了一个简单的，用户可编程的线阻压降补偿。当转换器从零负载增加到满负载时，线上抽出的电流在 FB 脚线性的增加。线损补偿电压能够通过 Rt、R1、R2 设置。

$$I_{Cable} = (I_{LOAD} + \frac{1}{2} \Delta I_L - 0.5) * 10e - 6$$

应用信息

输出电压设置

外部电阻分压器被用来设置输出电压。反馈电阻和内部补偿电容用来决定内部反馈环的带宽。选择 R1 在 40.2kΩ 附近可以得到最佳的瞬态响应。R2 由下式给出：

$$R2 = \frac{R1}{\frac{V_{OUT}}{0.8V} - 1}$$

当 Vo 为低电平时，推荐使用 T 型网络。如图 3 所示。

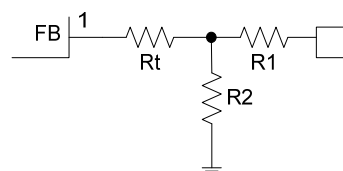


图3- T型网络

考虑到线损补偿，VOUT 的输出电压是：

$$V_{OUT} = V_{REF} \frac{R_1 + R_2}{R_2} + I_C \left(\frac{R_1}{R_2} R_1 + R_t \right)$$

I_C 是流过 FB 的电流，补偿的效果能够通过 R_t 、 R_1 、 R_2 来编程。

表 1 列出了常见的输出电压以及建议使用的电阻值。

表 1 常见的输出电压对应的分压电阻值

$V_{OUT}(V)$	$R_1(k\Omega)$	$R_2(k\Omega)$	$R_t(k\Omega)$
1.05	4.99(1%)	16.5(1%)	24.9(1%)
1.2	4.99(1%)	10.2(1%)	24.9(1%)
1.5	4.99(1%)	5.76(1%)	24.9(1%)
1.8	4.99(1%)	4.02(1%)	24.9(1%)
2.5	40.2(1%)	19.1(1%)	0
3.3	40.2(1%)	13(1%)	0
5	40.2(1%)	7.68(1%)	0

电感选择

对于大多数应用，推荐使用电感值为 $1\mu H$ 到 $10\mu H$ 且直流电流至少高于最大负载电流 25% 的电感。为了获得更高的效率，电感的直流电阻应小于 $15m\Omega$ 。对于大多数设计，电感值可从下面的公式得到。

$$L = \frac{V_{OUT} \times (V_{IN} - V_{OUT})}{V_{IN} \times \Delta I_L \times f_{OSC}} \quad \text{其中 } \Delta I_L \text{ 是电感纹波电流。}$$

如果最大负载电流为 3A，选择的电感的纹波电流大约为 30%。电感最大峰值电流为：

$$I_{L(MAX)} = I_{LOAD} + \frac{\Delta I_L}{2}$$

在轻负载条件（100mA 以下），较大的电感可以提高效率。

输入电容选择

由于流入降压转换器的电流是不连续的，因此，需要一个能为降压转换器提供 AC 电流同时保持 DC 输入电压的电容。使用低 ESR 电容可以获得最佳性能。首选材质为 X5R 或 X7R 的陶瓷电容，因为他们有低的 ESR 和较小的温度系数。对于大多数应用， $22\mu F$ 陶瓷电容就足够了。

由于输入电容（ C_1 ）吸收部分开关电流，所以它需要足够的纹波电流额定值。输入电容的 RMS 电流可以通过下式估计：

$$I_{C1} = I_{LOAD} \times \sqrt{\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right)}$$

最差的情况发生在 $V_{IN} = 2V_{OUT}$ ，此时：

$$I_{C1} = \frac{I_{LOAD}}{2}$$

为了简化起见，选择输入电容时，其 RMS 电流额定值要大于最大负载电流的一半。输入电

容可以是电解电容、钽电容或陶瓷电容。当使用电解或钽电容，一个高质量的陶瓷电容应尽可能靠近 IC。当使用陶瓷电容时，确保他们有足够的容量提供足够的充电，以防止输入端有过大的电压纹波。由电容引起的输入电压纹波可以估算为：

$$\Delta V_{IN} = \frac{I_{LOAD}}{f_s \times C1} \times \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right)$$

输出电容选择

输出电容（C2）的作用是保持 DC 输出电压。建议使用陶瓷、钽电容或低 ESR 的电解电容。首选低 ESR 电容，以保证较低的输出电压纹波。输出电压纹波可以估算为：

$$\Delta V_{OUT} = \frac{I_{LOAD}}{f_s \times L} \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right) \times \left(R_{ESR} + \frac{1}{8 \times f_s \times C2}\right)$$

其中 L 是电感值，R_{ESR} 是输出电容的等效串联电阻值。

在使用陶瓷电容器的情况下，ESR 决定了开关频率时电容的阻抗，输出电压纹波主要由电容的大小决定。为了简化起见，输出电压纹波可以估算为：

$$\Delta V_{OUT} = \frac{V_{OUT}}{8 \times f_s^2 \times L \times C2} \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right)$$

在使用钽或铝电解电容的情况下，电容 ESR 决定了开关频率。为简化起见，输出纹波可以近似为：

$$\Delta V_{OUT} = \frac{V_{OUT}}{f_s \times L} \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right) \times R_{ESR}$$

输出电容的参数也影响到调节系统的稳定性。UCT5110 能够因为宽范围的电容值和 ESR 值而被最优化。

外部自举二极管

外部自举二极管可以提高芯片的效率，外部 BST 二极管的适用条件是：

$$\text{占空比高： } D = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} > 65\%$$

一个额外的 BST 二极管连接在 VCC 和 BST 引脚之间。如图 5

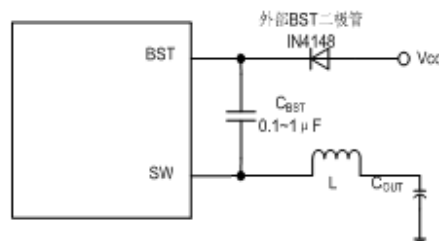
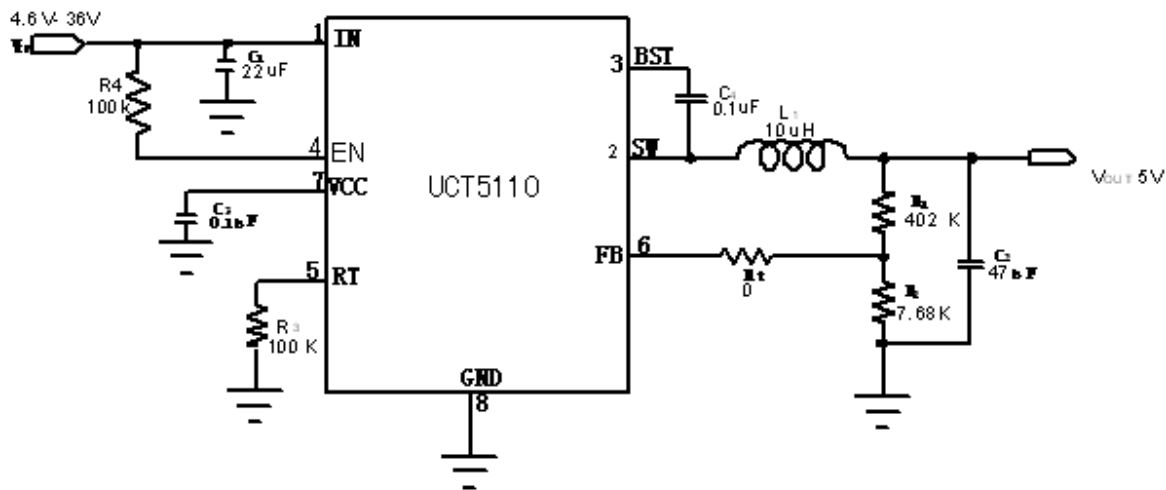


图5-增加可选择的外部自举二极管来提高效率

推荐使用的外部 BST 二极管是 IN4148，BST 的电容值在 0.1~1μF。

5V/2A 车充典型应用电路



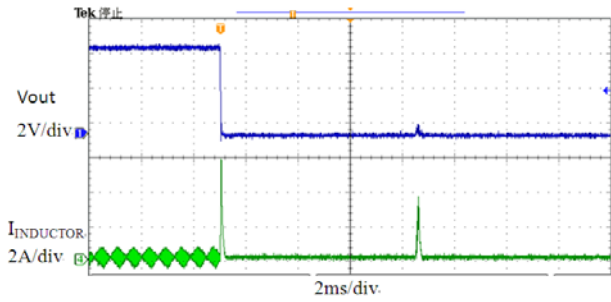
5V/2A 车充物料清单

ITEM	REFERENCE	DESCRIPTION	QTY
1	U1	IC, UCT5110,DC-DC Converter	1
2	C1	Capacitor, 22 μ F/50V,1206, SMD	1
3	C2	Capacitor,47 μ F/50V,1206, SMD	1
4	C3	Capacitor,0.1 μ F/6.3V,0603, SMD	1
5	C4	Capacitor,0.1 μ F/6.3V,0603, SMD	1
6	R1	Resistor, 40.2k Ω , 0603, 1%	1
7	R2	Resistor, 7.68k Ω , 0603, 1%	1
8	R3	Resistor, 100k Ω , 0603, 5%	1
9	R4	Resistor, 100k Ω , 0603, 1%	1
10	Rt	Resistor, 0 Ω , 0603, 1%	1
11	L1	Inductor,10 μ H, 5A, SMD	1

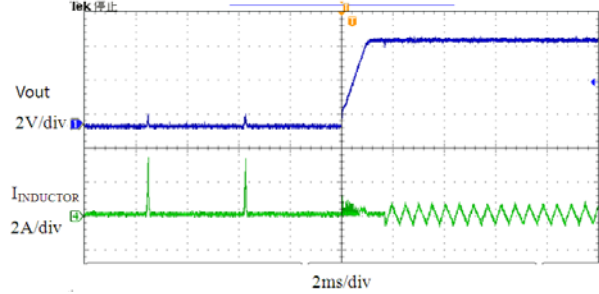
5V/2A 车充典型特性参数

$V_{IN} = 12V$, $V_{OUT} = 5V$, $L = 10\mu H$, $T_A = +25^\circ C$.

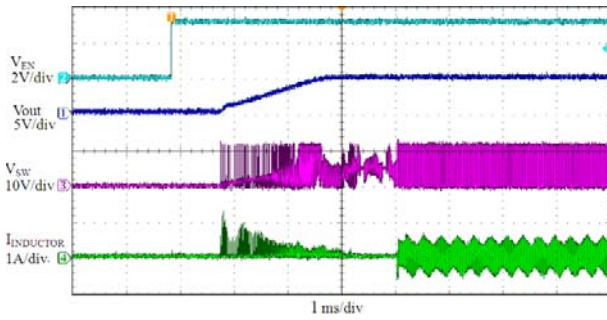
输出短路



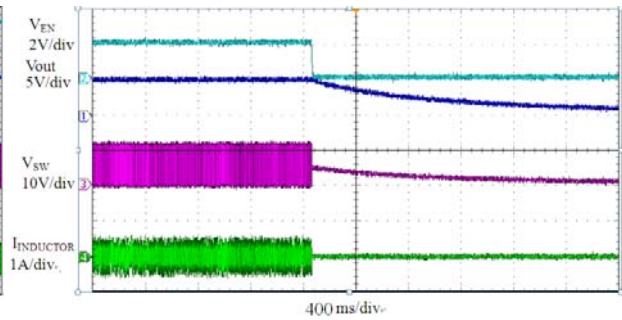
短路恢复



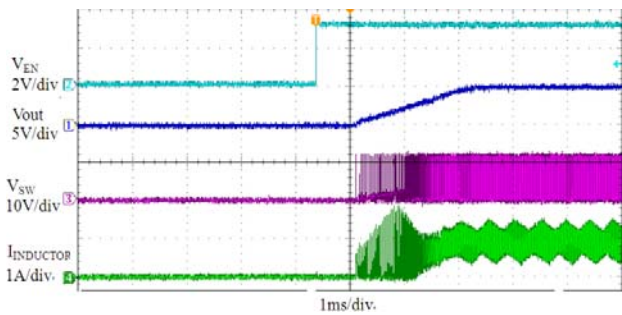
空载使能启动



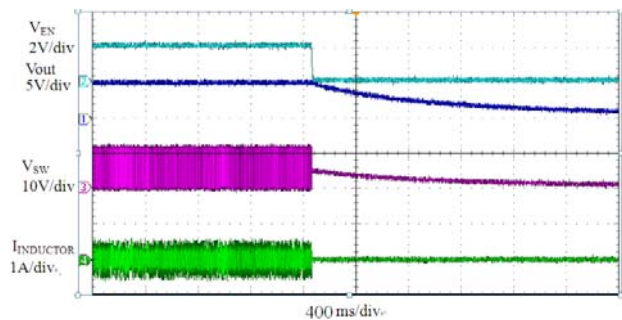
空载使能关断



5ohm 负载使能启动

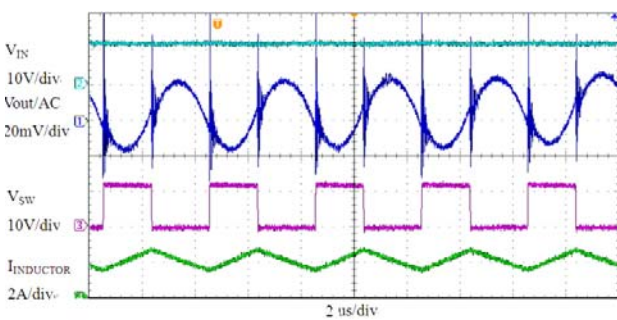


5ohm 负载使能关断



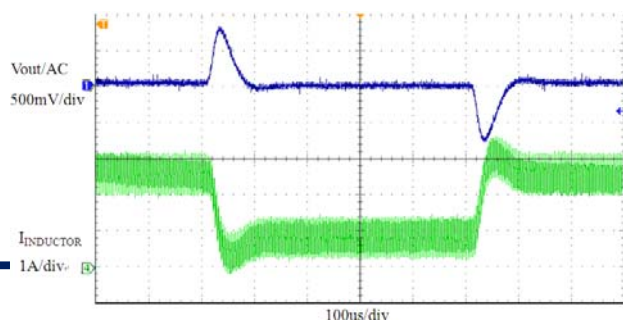
输出电压纹波

$I_{out} = 2A$



负载阶跃响应

$I_{out} = 0.8A$ to $2.5A$



PCB 布局

对于实现系统的稳定，PCB 布局是非常重要的。请遵循以下的一些原则，并以图 4 为参考。

- 1) 保持输入的地和 GND 脚之间的连线尽可能短而粗。
- 2) 保持输入电容和 IN 脚的连接线尽可能短而粗
- 3) 确保所有反馈回路短，靠近 FB 引脚。将反馈电阻和补偿元件尽可能靠近芯片。
- 4) SW 的走线远离敏感的模拟区域，如 FB。
- 5) 连接 V_{in} , SW, 尤其是 GND, 需要敷大面积的铜来冷却芯片，以提高散热性能和长期的可靠性。
- 6) 在 IN 脚到 SW 脚之间加入 RC 缓冲电路可以减少 SW 尖峰。

顶层

底层

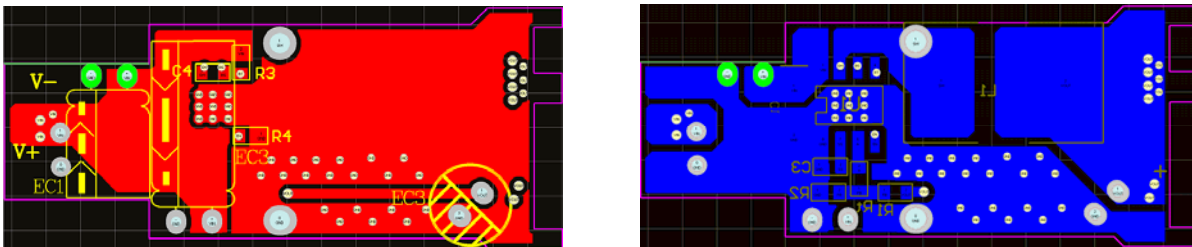


图 4 UCT5110 DEMO 板图

封装信息

SOIC8E (EXPOSED PAD)

