
宽输入高压 Buck 转换器 RT6204 实战技巧

摘要

RT6204 是可在很宽的输入、输出电压范围内工作的 Buck 转换器，其输入电压范围为 5.2V-60V，输出可在 0.8V-50V 范围内进行调节，可以输出 0.5A 电流。在为其选择外围元件的时候，输入电压范围和输出电压都是必须考虑的因素。本文给出了 4 种不同的转换器设计，它们的输出电压范围从 1.2V 延展至 24V，每个设计的元件参数计算过程和在全电压范围内的实际测量结果都全部列出以供参考。

目录

1. 概述	2
2. RT6204 通用设计指南	2
3. 案例 1: 1.2V 输出	4
4. 案例 2: 5V 输出	8
5. 案例 3: 12V 输出	12
6. 案例 4: 24V 输出	17
7. 总结	20

1. 概述

RT6204 是易于使用的、输入输出电压范围都很宽的 Buck 转换器，可在 5.2V-60V 输入下输出 0.8V-50V 可调的电压，负载能力最高达 0.5A。本文的第 2 章将对 RT6204 在应用中的元器件选择和设计中的思考重点进行一个鸟瞰，然后在接下来的第 3、4、5 和 6 章中针对特定的输入、输出条件介绍设计的方法，这些案例的输出电压范围从 1.2V 扩展到 24V，覆盖了从 MCU 供电到工业现场供电的各种应用范围。

2. RT6204 通用设计指南

RT6204 的常规应用电路如图 1 所示，它是一个电流模式的转换器，补偿电路外置，软启动外部可调，集成了上桥 MOSFET 开关和下桥同步整流开关，输出电压可通过简单的电阻分压器进行设定。由于使用外置的补偿电路，电流模式控制架构的 RT6204 在应用中的特性可以进行非常灵活的调节，可以适应各种输出电容类型，低 ESR 的陶瓷电容和铝电解电容都可以被拿来使用，给予设计者的自由非常大，他们可以根据自己的喜好选择最具有成本效益的器件去满足应用的需要。

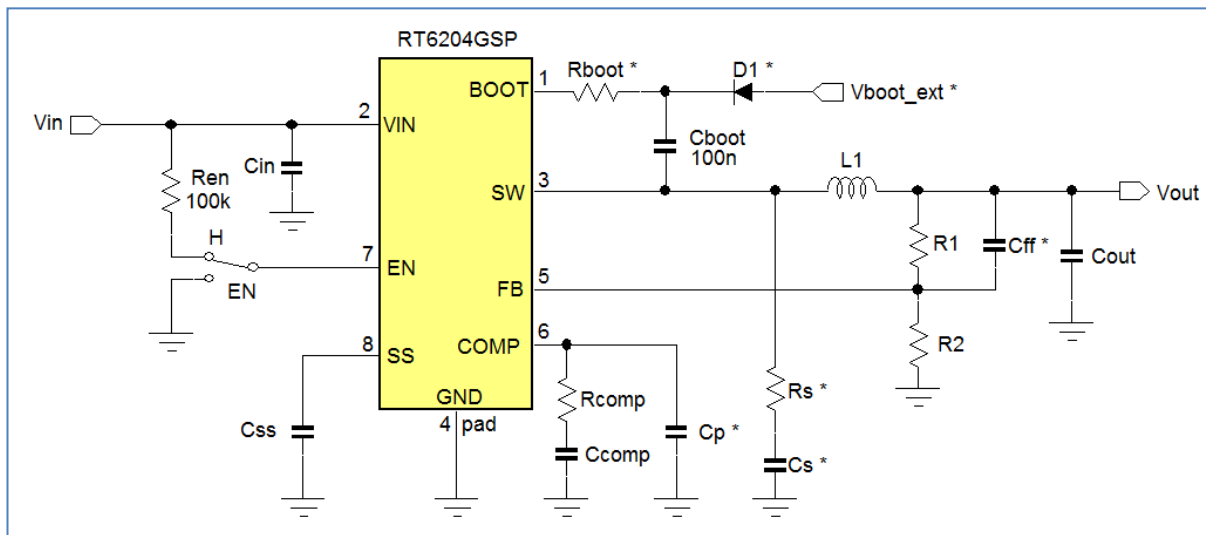


图 1

下面的规则可被用来计算电路中的各种元件参数：

- 输入、输出电压的计算和考虑：

RT6204 的输出电压可通过 R1 和 R2 在 0.8V-50V 之间进行调整：

$$V_{OUT} = V_{REF} \left(1 + \frac{R1}{R2} \right)$$

反馈网络的阻抗不是很重要，但最好不要取太高的阻值，那样会使转换器比较容易受到噪声的影响。一般的建议是把 R2 的值设定在 10kΩ - 30kΩ 之间。

RT6204 的最短导通时间为 90ns，它在连续导通模式 (CCM) 下的最小占空比为 $90\text{ns} \cdot 350\text{kHz} = 3.15\%$ ，当转换器运行到触及最短导通时间的时候会对输出纹波和过流保护的表现造成影响，相关的解释请看第 3 章。

如果 RT6204 运行至占空比高于 65% 的状况时，通过 D1 施加的外部自举电源就应该被加上，这个外部电源的电压建议处于 3.3V-3.8V 之间。如果其电压低于 3.5V，二极管的类型就最好是肖特基的。

- 电感 L1 的值的取得有两个方面的因素需要考虑：电感电流纹波和斜率补偿。
对于占空比低于 50% 的应用，电感量的计算需要使电感电流纹波低于 IC 的 0.5A 额定电流负载能力的 30%，即 $\Delta I_L = 150\text{mA}$ ，其计算公式为 $L = \frac{V_{OUT}}{F_{SW} \cdot \Delta I_L} \cdot \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right)$ 。
- 在占空比会高于 50% 的应用中，电感电流的下降速度 di/dt 就需要和转换器的内部斜率补偿相适应，这样就要求 L1 要满足这个公式： $L1 > \frac{V_{OUT}}{0.06} \mu\text{H}$ 。

- 在输出电容的选择上有多个考虑点:

a. CCM 模式下的输出电压纹波

CCM 模式下的输出电压纹波计算公式为 $V_{\text{RIPPLE_CCM}} = \Delta I_{\text{L_CCM}} \left(\text{ESR} + \frac{1}{8 \cdot C_{\text{OUT}} \cdot F_{\text{SW}}} \right)$, 此时的电感电流纹波的计算

公式为 $\Delta I_{\text{L_CCM}} = \frac{V_{\text{OUT}}}{F_{\text{SW}} \cdot L} \cdot \left(1 - \frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}}} \right)$ 。

假如输出电压很低, 输出电容为陶瓷电容, CCM 模式下的输出电压纹波会很小。

b. PSM 模式下的输出电压纹波

PSM 模式下的输出电压纹波的大小取决于该模式下的电流峰值的大小和负载电流的大小, 最坏的情况发生在负载为零时, 其值在此时为 $V_{\text{RIPPLE_PSM}} = \Delta I_{\text{L_PSM}} \cdot \text{ESR} + \frac{L}{2 \cdot C_{\text{OUT}}} \Delta I_{\text{L}}^2 \left(\frac{V_{\text{IN}}}{V_{\text{OUT}} (V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}})} \right)$ 。

RT6204 把 PSM 模式下的电感电流峰值设定在大约 150mA 上, 但它还同时存在大约 80ns 的动作滞后, 所以在 V_{IN} 很高、 V_{OUT} 很低时电流的实际峰值会增加。实际上, PSM 模式下的输出电压纹波总是大于 CCM 模式下的纹波。

c. 负载瞬变期间的电压波动

CCM 模式下负载瞬变期间的输出电压波动的幅度取决于负载跳变的幅度、控制回路的响应速度和输出电压的大小, 下面的公式可对负载跳变期间的输出电压下沉幅度进行预估:

$$V_{\text{SAG_CCM}} = \Delta I_{\text{STEP}} \left(\text{ESR} + \frac{1}{8 \cdot C_{\text{OUT}} \cdot F_{\text{BW}}} \right)$$

其中, ΔI_{STEP} 是负载跳变的幅度, F_{BW} 是转换器的带宽。假如负载跳变是从 PSM 模式开始并将转换器引入 CCM 模式, 输出电压的下沉幅度会更大。转换器的带宽通常设定为开关工作频率的 1/10 左右, 如果使用了电解电容作为输出电容, 其 ESR 随温度的变化范围会很大, 这时就需要更低的转换器带宽设定, 以便转换器的工作可以在整个工作温度范围内都能保持稳定。转换器的带宽可以通过补偿电阻 R_{COMP} 进行设定。

- 输入电容

输入电容对转换器的开关过程形成的高频电流的幅度具有决定性的作用, 它需要具有足够好的滤波效果将出现在输入端的高频纹波最小化, 这个角色通常由陶瓷电容来担当, 它被放置在紧靠转换器的 V_{IN} 和 GND 端子的地方。在高输入电压的情形下, 陶瓷电容的容量会有明显的下降, 这是需要在计算输入电压纹波时就要考虑到的。输入电压纹波的峰峰值可以用下式进行评估:

$$\Delta V_{\text{IN}} = \frac{I_{\text{OUTmax}} \cdot V_{\text{OUT}}}{C_{\text{IN}} \cdot F_{\text{SW}} \cdot V_{\text{IN}}} \left(1 - \frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}}} \right), \text{ 其中的 } C_{\text{IN}} \text{ 是输入电容在相应输入电压下的有效值。}$$

通常情况下, 输入电容的容量至少应有 1 μF , 额定耐压能力为 100V, 这可能需要使用 0805 或 1206 的封装。选择输入电容要考虑的另一个数据是流过它的纹波电流有效值:

$$I_{\text{IN_RMS}} = I_{\text{OUTmax}} \sqrt{\frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}}} \left(1 - \frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}}} \right)}$$

此有效值的最大值出现在输出电压 V_{OUT} 为输入电压 V_{IN} 的 50% 时。

RT6204 的最大负载电流为 0.5A, 输入电容上的纹波电流的有效值最大为 0.25A, 这个值对 0805 或 1206 封装的陶瓷电容来说都算不上什么问题, 因为它对此并不敏感。

假如转换器被使用在需要进行热插拔的应用中, 那就建议给陶瓷电容并联上一只小型的电解电容。

- 补偿元件参数的计算

RT6204 的补偿可以使用标准的电流模式 II 型补偿电路, 下面的公式可以用于相关参数的计算。

补偿电路的增益可以用 R_{COMP} 进行设定, 其值需要提供适当的转换器交叉频率 (F_{C} , 大约为 $0.1 \cdot F_{\text{SW}}$) 和足够的

相位裕量: $R_{\text{COMP}} = \frac{2\pi \cdot C_{\text{O}} \cdot 0.1 F_{\text{SW}} \cdot V_{\text{OUT}}}{G_{\text{mEA}} \cdot G_{\text{CS}} \cdot V_{\text{REF}}}$ 。

假如输出电容是电解类型的, 那就需要低一些的带宽, 这个部分见第 5 章的讨论。

对补偿电容 C_{COMP} 的值的选取需要将补偿零点 $f_z = \frac{1}{2\pi \cdot C_{\text{COMP}} \cdot R_{\text{COMP}}}$ 放置在比转换器的负载极点

$f_{\text{P_LOAD}} = \frac{1}{2\pi \cdot C_{\text{OUT}} \cdot R_{\text{LOAD}}}$ 略低的地方, 其中的 $R_{\text{LOAD}} = V_{\text{OUT}} / 0.5\text{A}$ 。

C_{P} 的值的选取应将高频极点放在输出电容的 ESR 导致的零点上, 所以 $C_{\text{P}} = \frac{C_{\text{OUT}} \cdot \text{RESR}}{R_{\text{COMP}}}$ 。

当输出电容为陶瓷电容时, 由其 ESR 决定的零点将处于极高的频率上, 远远高于转换器的工作频率。所以, 对于采用陶瓷输出电容的低输出电压应用来说, C_{P} 可以被省略掉。

前馈电容 C_{ff} 通常并不需要，它的作用是改善控制回路的响应特性。有些时候一个小的 C_{ff} 电容可以被用来改善 PSM 模式的工作状况，通过对出现在 FB 端子上的额外纹波的抑制达到减少双脉冲现象的效果，这可以通过在具体的案例中进行有针对性的调整来实现。

- 从 EN 端子变成高电平到 V_{OUT} 达到其设定电压的时间可以通过软起动电容 C_{SS} 的设定以确定软起动时间 t_{SS} 来实现，其计算方法是 $t_{SS} = \frac{(C_{SS} \cdot 1.1V)}{I_{SS}}$ ，其中的 C_{SS} 是软起动电容的值， I_{SS} 是软起动电流（典型值为 $6\mu A$ ）。 V_{OUT} 从 V_{SS} 上升到 $0.3V$ 时开始随其上升而上升， V_{SS} 的终点是 $1.1V$ 。
 V_{OUT} 的上升时间可以这样计算： $t_r = \frac{(C_{SS} \cdot 0.8V)}{I_{SS}}$ 。
高输出电压的应用和/或输出电容很大的场合应当使用足够长的软起动时间，这样可以避免较高的冲击电流的出现。
- 通过将 EN 端设为高电平可以使能 RT6204，判断其为高电平的典型电压值是 $1.25V$ 。EN 端子有 $1\mu A$ 的拉电流。为了在 V_{IN} 加入时自动启动，可用一只 $100k$ 的上拉电阻将 EN 端和 V_{IN} 连接起来。EN 端可以承受 $60V$ 的电压。

3. 案例 1：1.2V 输出

案例 1 的目标是设计一款在宽输入电压范围内工作的 $1.2V$ 输出的转换器。

- 最高输入电压：基于最短导通时间和 $1.2V$ 输出电压可以推导出的最高输入电压是 $1.2V/3.15\% = 38V$ 。在此 $1.2V$ 的案例中，我们将探讨最短导通时间是如何影响输出纹波和过流保护特性的。

- 反馈网络：利用公式 $V_{OUT} = V_{REF} \left(1 + \frac{R1}{R2}\right)$ 可以进行 $R1$ 和 $R2$ 的选择。在此案例中，选择 $R1=7.5k$ 、 $R2=15k$ 可以得到 $1.2V$ 输出。
- 电感量：对于 $1.2V$ 的应用来说，占空比绝对不会达到 50% ，所以斜率补偿不会成为这个案例中需要考虑的问题，电感量的计算可以单纯地用纹波电流作为计算依据。
在 $V_{IN} = 38V$ 、纹波电流为 $0.3 \cdot 0.5A = 0.15A$ 的条件下，利用公式 $L = \frac{V_{OUT}}{F_{SW} \cdot \Delta I_L} \cdot \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right)$ 可得 $L = 22.1\mu H$ 。
在最大负载为 $0.5A$ 时，电感电流峰值为 $(1+0.15) \cdot 0.5A = 0.575A$ 。通常情况下，电感的饱和电流参数应当比最高电流峰值至少大 10% 。所以，电感的 I_{sat} 指标应当大于 $0.63A$ 。为此，我们选择的电感样本是 Taiyo-Yuden 的 NR6020T $22\mu H$ ，它具有 $1A$ 的 I_{sat} 参数。

- 为了选择输出电容，我们使用 PSM 模式下的纹波作为选择的依据。
首先对 PSM 模式下的电流峰值进行评估：在 $V_{IN} = 38V$ 、 $V_{OUT} = 1.2V$ 、 $L = 22\mu H$ 的条件下，电感电流的上升斜率为 $(38V-1.2V)/22\mu H = 1.67A/\mu s$ ， $80ns$ 的延时会带来 $0.133A$ 的电流增量。所以，PSM 模式下的电流峰值大约为 $280mA$ 。因为输出为 $1.2V$ ，我们使用低 ESR 的陶瓷电容作为输出电容，这种电容的 ESR 几乎可以被忽略，所以输出电压的纹波计算公式就可以被简化为 $V_{RIPPLE_PSM} = \frac{L}{2 \cdot C_{OUT}} \Delta I_{L_PSM}^2 \left(\frac{V_{IN}}{V_{OUT}(V_{IN}-V_{OUT})}\right)$ 。

以 $50mV_{pp}$ 作为最坏情况下的 PSM 纹波目标，电容的值需为 $15.7\mu F$ 。在此案例里，我们选择 Murata 的两只 $10\mu F/16V$ 0805 X5R MLCC 作为输出电容，其型号为 GRM21BR61C106KE，这种电容在 $1.2V$ 直流偏置下的容量下降幅度非常低，完全可以被忽略，但其额定容量是在 $0.5V_{rms}$ 交流电压下测量得到的，如果交流电压降低，其容量还会降低，它在这种低输出电压纹波的应用中的电容量将会有大约 27% 的下降（欲了解更多的 MLCC 电容属性，请参阅此网址：<http://ds.murata.com/software/sim surfing/en-us/>）。我们最后得到的输出电容总量是大约 $15\mu F$ ，它将被用于后续的计算中。

对 PSM 模式下的输出电压纹波的测量结果显示在图 2 中，电路的参数条件为 $L1 = 22\mu\text{H}$ 、 $C_{\text{OUT_eff}} = 15\mu\text{F}$ 。

$V_{\text{IN}} = 38\text{V}$, $V_{\text{OUT}} = 1.2\text{V}$, 负载电流为 1mA

15 μF 电容带来的 PSM 纹波为 46mVpp

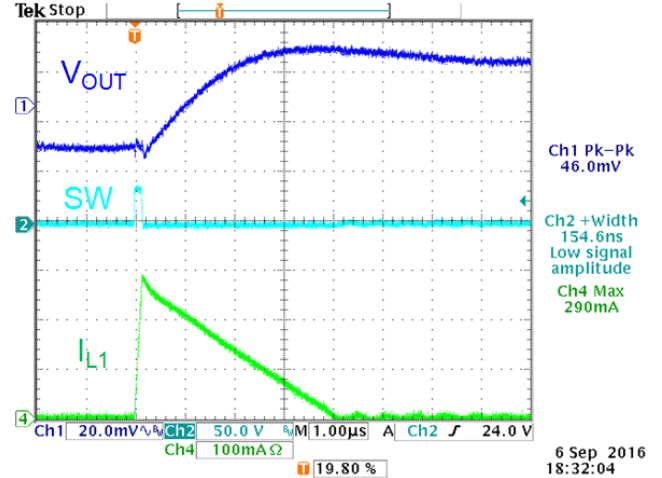
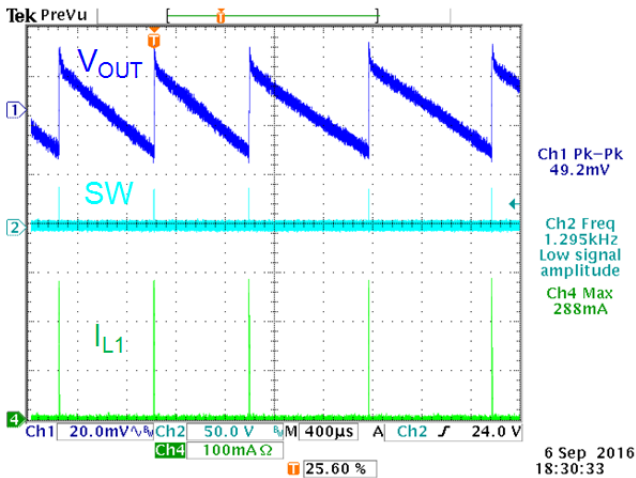


图 2

高输入电压下的最小导通时间的效应显示在图 3 中，其工作条件为 $V_{\text{OUT}} = 1.2\text{V}$ 、负载电流 0.28A 。

$V_{\text{IN}} = 38\text{V}$: 刚好是纯 PWM 模式，没有脉冲跳跃。

$V_{\text{IN}} = 42\text{V}$: 触及最短导通时间限制，出现脉冲跳跃。

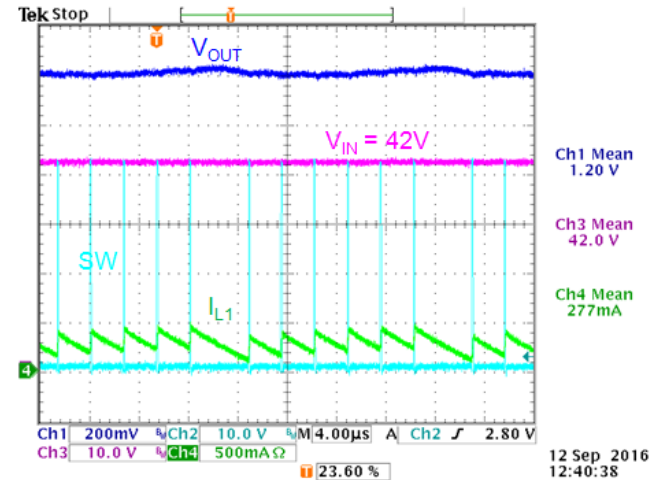
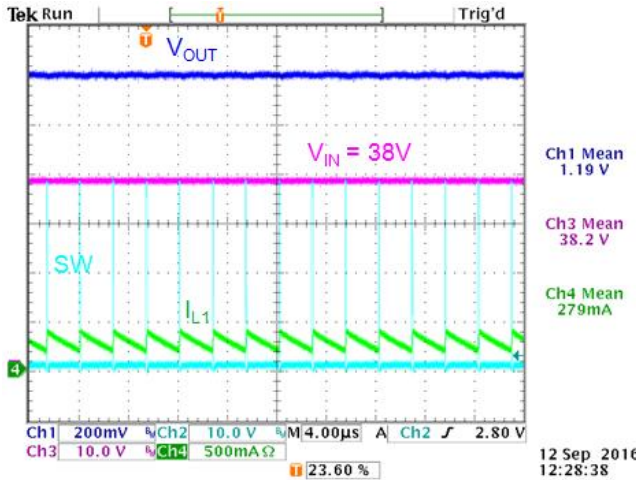


图 3

当高输入、低输出的应用中触及最短导通时间限制时，转换器开始脉冲跳跃以维持输出电压的稳定，这种跳跃将导致输出纹波增大的结果。

- 在输入电容的选型中，容许的最大输入纹波需求必须被考虑到，它们还必须具有足够的电压耐受等级。对于 40V 输入的应用，要求输入电容具有至少 60V 的电压耐受能力是必要的，这就常常意味着要选用额定耐压为 100V 的陶瓷电容。

根据公式 $\Delta V_{\text{IN}} = \frac{I_{\text{OUTmax}} \cdot V_{\text{OUT}}}{C_{\text{IN}} \cdot F_{\text{SW}} \cdot V_{\text{IN}}} \left(1 - \frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}}}\right)$ 和 0.5A 的负载电流、 38V 输入、 1.2V 输出及 $1\mu\text{F}$ 的输入电容等数据，输入电压的纹波大约为 44mV ，需要注意的是此数据中不包含由于电容的 ESL 和铜箔的 ESL 所导致的高频振铃信号的信息。

在此案例中，我们使用一只小型的 $100\text{nF}/100\text{V}$ 0603 X7R 电容 (Murata GRM188R72A104KA35) 与一只 $2.2\mu\text{F}/100\text{V}$ 1206 X7R 电容 (Murata GRM31CR72A225KA73) 并联作为输入电容，它们在 38V 直流电压下的等效电容约为 $1.1\mu\text{F}$ 。

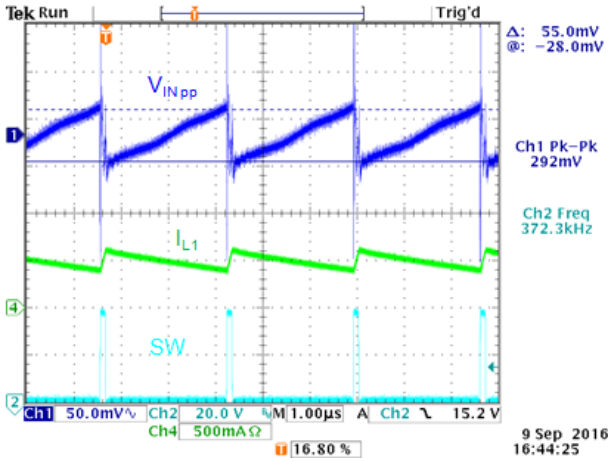


图 4

图 4 显示的是测量出来的输入电压纹波，测量条件是 38V 输入、0.5A 输出。

纹波电压看起来是锯齿波的样子，幅度为 55mVpp，其中含有明显的高频噪声成分，它们是由伴生的 ESL 造成的。为了避免这些高频噪声进入电源输入线路，最好是增加由高频磁珠和外加的电容构成的滤波器把它们滤除掉。

在此案例中的输入电容纹波电流的最坏状况发生在输入电压最低的地方（5.2V），其值大概为 0.2A，这对所选的输入电容来说不是个问题。

• 补偿元件参数的计算

关于补偿元件参数的计算，我们将使用第 2 章给出来的公式，计算中使用的输出电容数据采用有效值 $C_{OUT_eff} = 15\mu F$ 。

$R_{COMP} = \frac{2\pi C_O \cdot 0.1 F_{SW}}{G_{mEA} \cdot G_{CS}} \cdot \frac{V_{OUT}}{V_{REF}}$ ，由于 $G_{mEA}=970\mu A/V$ ， $G_{CS}=0.9A/V$ ， $C_{OUT_eff}=15\mu F$ ，所以有 $R_{COMP} = 5.7k\Omega$ ，我们取 $R_{COMP} = 5.6k\Omega$ 。

转换器的负载极点位于 $f_{LOAD} = \frac{1}{2\pi C_{OUT} \cdot R_{LOAD}}$ ，其值为 4.4kHz，所以有 $C_{COMP} = \frac{1}{2\pi \cdot 4.4kHz \cdot R_{COMP}} = 6.4nF$ ，我们取值 $C_{COMP} = 6.8nF$ 。

所有陶瓷输出电容合成起来的 $ESR = 2.5m\Omega$ ，由其形成的 ESR 零点位于 4.2MHz， C_P 可以省略不用。转换器的稳定性可以通过施加快速跳变的阶跃负载来进行检测，其结果见图 5。

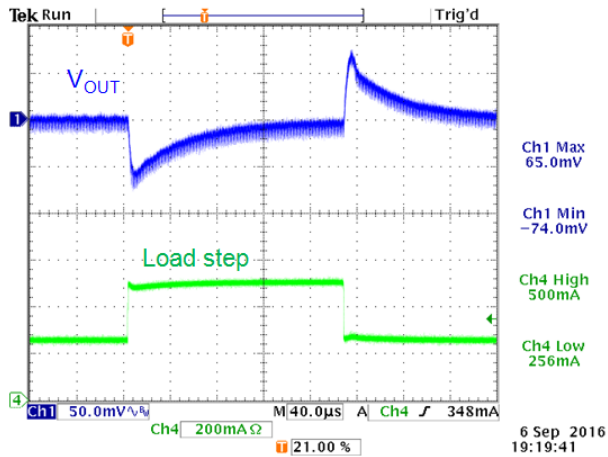


图 5

24V 输入下的转换器在面对快速阶跃负载时的表现是稳定的，没有振铃过程出现。由 250mA 快速负载阶跃导致的电压下坠幅度为 74mV。

- 软启动电容 C_{SS} 可以设定从 EN 变为高电平到 V_{OUT} 到达其设定电压的时间 T_{SS} ，其计算公式为 $t_{SS} = \frac{C_{SS} \cdot 1.1V}{I_{SS}}$ ，其中的 I_{SS} 为软启动电流，典型值为 $6\mu A$ 。
对于 $1.2V$ 的输出和相对较小的输出电容，冲击电流不会太大。设 $C_{SS} = 10nF$ 即可给出 $1.83ms$ 的软启动时间， V_{OUT} 的上升时间为 $1.3ms$ 。

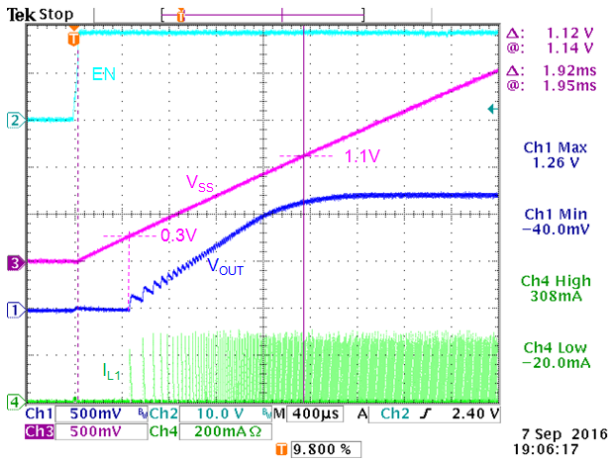


图 6

图 6 显示了软起动的表现状况：当 EN 变成高电平以后，软启动电压开始上升，转换器在软启动电压上升到 $0.3V$ 时开始开关切换过程使 V_{OUT} 上升，开关切换的频率会随着 V_{OUT} 的上升而增加。当软启动电压上升至 $1.1V$ 时，转换器的输出电压也到达其额定值。

- 过流保护的表现

RT6204 通过对上桥 MOSFET 流过的电流的检测进行逐周期峰值电流的限制，当转换器的负载增加到一定程度时，峰值电流限制就会发生，保护电路将降低上桥 MOSFET 开关的导通时间以避免电流的进一步上升。

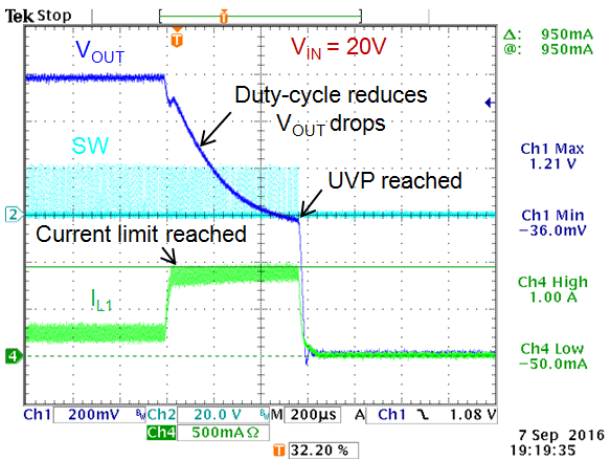


图 7

图 7 显示了 $V_{IN} = 20V$ 时的电流限制测量波形：当电感电流达到 $950mA$ 时，占空比减小， V_{OUT} 开始下降。在 $20V$ 转 $1.2V$ 的应用中，过流保护发生时的实际电流值要比规格书中列出来的过流保护阈值略高，这是因为电流保护限制被触及到动作过程之间会有一个延时。因为电流的变化速度为 $(20V-1.2V)/22\mu H = 0.85A/\mu s$ ， $80ns$ 的延时会导致电流多增加 $0.068A$ 。

当 V_{OUT} 下降至输出欠压保护阈值（输出电压设定值的 50% ）时，转换器关机，然后自动重新开始一次启动过程。

当 RT6204 工作于高输入电压、低输出电压的环境下，同时又遇到过流状况时，重要的事情是要确保转换器的最短导通时间特性不会妨碍过流保护的正常操作。在同时出现最短导通时间工作和过载状况时，转换器工作的占空比是最低的，输出电压就维持在由占空比所决定的输出电压上，这时由过载导致的电感电流就不能受到适当的控制而主要取决于负载的状况，只有电流足够大到由 MOSFET 和电感元件造成的电压降使得输出电压低于设定电压的 50% 时才会触发输出欠压保护动作。

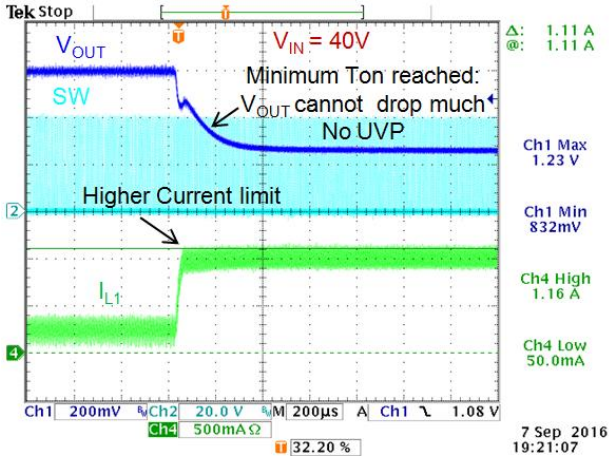


图 8

图 8 显示的是输入电压为 40V 时的电流限制状况：由于时延的缘故，过流保护的动作用发生在电流为 1.1A 时，转换器一直在尝试降低占空比，但它却被限制在接近最短导通时间的地方。此时的输出电压不能往下降，它被卡在大约 830mV 的地方不能动弹，因而欠压保护的阈值就不能被触及，转换器就一直工作在这种过载的状态下。假如转换器的负载再继续增加，电感电流就能继续增加并可能超过过流保护的阈值，这时候输出电压就可能因 MOSFET 的 R_{dson} 和电感的 DCR 造成的压降的增加而下降，这样就可能触发输出欠压保护动作。

所以，当 RT6204 工作在高输入电压、低输出电压和存在过载在可能的条件下时，最重要的就是要检查最短导通时间所带来的限制。

完整的 1.2V 输出的应用电路图显示在图 9 中。

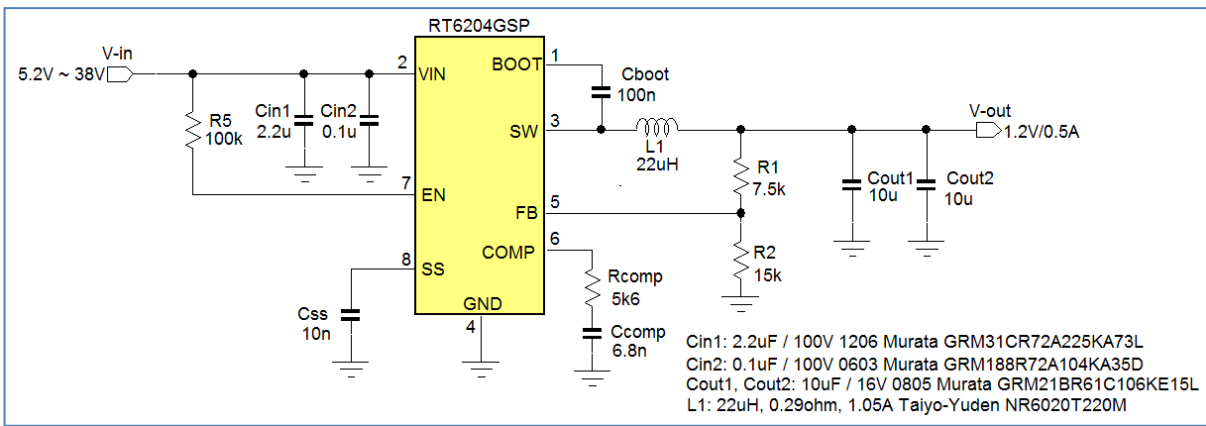


图 9

4. 案例 2: 5V 输出

第二个案例的输出电压是 5V，输入仍然是一个很宽的范围

- 在此案例中的最高输入电压决定于 RT6206 的最高输入电压，其值为 60V，此条件下的占空比为 $5/60 = 8.3\%$ ，这要比 RT6204 的最小占空比 3.15% 大很多。假如输入电压可能低于 7.5V，占空比就会大于 65%，因此需要将外部自举二极管及其所属的电路加上去。

- 反馈网络：根据 $V_{OUT} = V_{REF} \left(1 + \frac{R1}{R2}\right)$ 可对 R1 和 R2 进行选择，我们选 $R1 = 43k$ 、 $R2 = 8.2k$ 可得到 4.995V 的输出电压。

- 电感量：对于 5V 的输出，当 V_{IN} 低于 10V 时占空比就会超过 50%，这样的应用需要进行斜率补偿，它需要有电感最小值的限制。根据 $L1 > \frac{V_{OUT}}{0.06} (\mu H)$ 的斜率补偿标准，电感量必须大于 83μH。

根据在 60V 输入下要有 30% 的电流纹波的限制，可由公式 $L = \frac{V_{OUT}}{F_{SW} \cdot \Delta I_L} \cdot \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right)$ 得到 $L = 87.3\mu H$ ，我们选择 100μH。在实际的验证中，我们选择 Wuerth Electronic 的型号为 744066101 的 100μH 屏蔽电感，它具有 1.2A 的饱和电流参数和 0.255Ω 的直流电阻。

- 对于输出电容的选择，我们使用 PSM 工作模式下的纹波作为选择的依据。首先对 PSM 模式下的电流纹波进行估算：在 $V_{IN} = 60V$ 、 $V_{OUT} = 5V$ 、 $L = 100\mu H$ 的条件下，电感电流的上升速度为 $(60V-5V)/100\mu H = 0.55A/\mu s$ ，再加上 80ns 的延时导致的电流增量 0.044A，PSM 模式下的电流纹波峰值大约为 194mA。在低输入电压下，由延时导致的电流增量很小，在 PSM 模式下的电流纹波峰值就可以直接使用 150mA 的值。又由于输出电压只有 5V，我们将使用低 ESR 的陶瓷电容作为输出电容，由电容的 ESR 造成的纹波几乎可以被忽略。所以，我们得到 PSM 模式下的输出电压纹波计算公式为

$$V_{RIPPLE_PSM} = \frac{L}{2 \cdot C_{OUT}} \Delta I_{L_PSM}^2 \left(\frac{V_{IN}}{V_{OUT}(V_{IN}-V_{OUT})} \right)$$

在 60V 输入电压下，要保证 50mVpp 的 PSM 模式下的输出电压纹波需要的电容大约为 9 μF 。所以，我们选择两只 10 $\mu F/25V$ X5R 1206 的 MLCC 作为输出电容，它们在 5V 直流偏置和很低的交流纹波下的有效电容量分别大约为 6 μF ，合成起来的总电容大约为 12 μF ，这将成为我们后续计算的依据。经过计算得知，12 μF 电容在 60V 输入下的 PSM 工作模式下的输出电压纹波大约为 37mVpp。

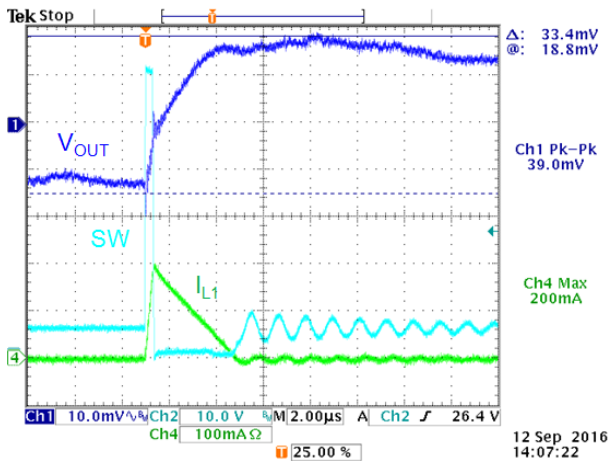


图 10

图 10 显示了这个使用了 12 μF 有效值的输出电容的 5V 输出的转换器在 60V 输入、零负载条件下以 PSM 模式工作时的表现，39mVpp 的输出电压纹波峰峰值和电感电流的峰值都与计算结果很相符。

- 关于输入电容的选择，容许的输入端纹波和电容的电压耐受能力都必须被考虑到。对于 60V 的应用来说，电容必须具有至少 90V 的电压耐受能力，这也就意味着需要使用 100V 耐压的陶瓷电容作为输入电容。

根据公式 $\Delta V_{IN} = \frac{I_{OUTmax} \cdot V_{OUT}}{C_{IN} \cdot F_{SW} \cdot V_{IN}} \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right)$ 和负载电流为 0.5A 的条件，在 60V 输入和 5V 输出的情况下，1 μF 的输入电容将给出 110mV 左右的输入纹波，需要注意的是这其中不包含由电容的 ESL 和铜箔布线带来的 ESL 所导致的振铃信号的数据。

在此案例中，我们使用一只小型的 100nF/100V 0603 X7R 电容(Murata GRM188R72A104KA35)和两只在 60V 电压偏置下的有效容量为 0.7 μF 的 2.2 $\mu F/100V$ 1206 X7R 电容 (Murata GRM31CR72A225KA73) 并联在一起作为输入电容，合成以后的电容量为 1.5 μF ，可给出 78mVpp 输入电压纹波峰峰值，工作条件为 60V 输入和 0.5A 输出。

输入纹波电流的最坏情况出现在输入电压为 10V 时，在负载为 0.5A 时，其值为 0.25A，这对所选的输入电容来说不是问题。

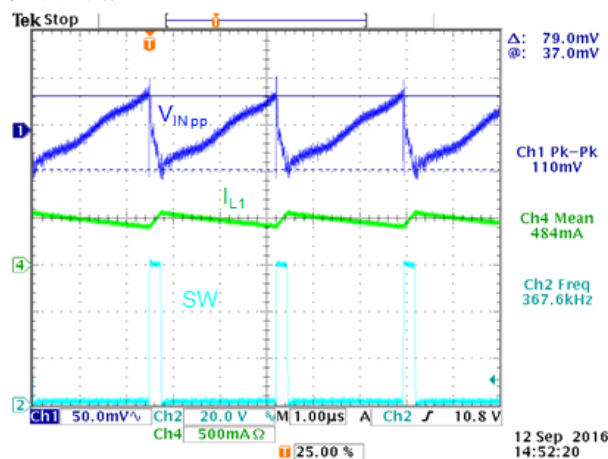


图 11

图 11 显示了实际的输入纹波测试结果，它显示为 79mV 的锯齿形纹波。附加在波形上的高频噪声是由寄生的电感引起的。

• 补偿元件参数的计算

要计算补偿元件的参数，我们使用第 2 章给出来的公式，计算中使用的输出电容为 $C_{OUT_eff} = 12\mu F$ 。

由公式 $R_{COMP} = \frac{2\pi C_O \cdot 0.1 F_{SW} \cdot V_{OUT}}{G_{mEA} \cdot G_{CS} \cdot V_{REF}}$ ，根据 $G_{mEA} = 970\mu A/V$ 、 $G_{CS} = 0.9A/V$ 和 $C_{OUT_eff} = 12\mu F$ ，可得 $R_{COMP} = 19k\Omega$ ，我们选择 $18k\Omega$ 。

转换器的负载极点 $f_{P_LOAD} = \frac{1}{2\pi C_{OUT} \cdot R_{LOAD}}$ 位于 $1.3kHz$ ，由此算得 $C_{COMP} = \frac{1}{2\pi \cdot 1.3kHz \cdot R_{COMP}} = 6.8nF$ 。

输出电容的 ESR 合成起来是 $2.5m\Omega$ ，这使得其 ESR 零点位于 $5.3MHz$ ，由此计算出的 C_P 为 $1.6pF$ ，但在具有较高占空比的输出电压较高的应用中最好是使用较大的 C_P ，所以规格书建议将其设为 $47pF$ ，这样形成的补偿极点位于 $188kHz$ 处，这就使得此转换器在较高的占空比应用中也比较稳定，即使其相位裕量在整个范围内都比较低也没关系。

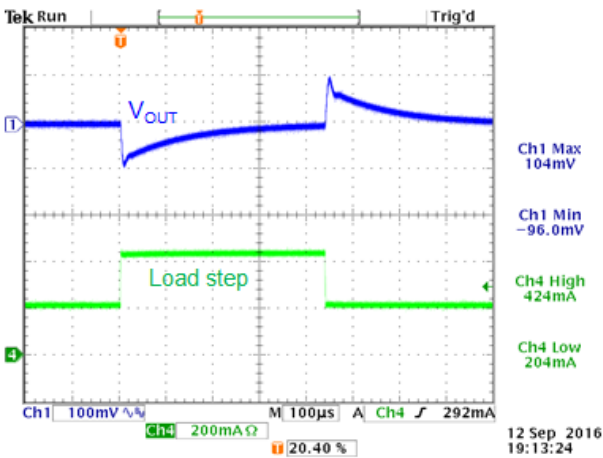


图 12

图 12 显示的是输出电压在面对从 $200mA$ 到 $420mA$ 的快速跳变时的响应状况，转换器工作在 CCM 模式下，输入电压为 $50V$ 。

响应是没有振荡过程的稳定状态， $220mA$ 负载跳变带来的电压下坠幅度是 $90mV$ 。

- 由于 $5V$ 的输出再结合相对很小的输出电容，本案中的冲击电流不会让人头疼。像 $1.2V$ 输出的案例那样， $10nF$ 的软起动电容可以被拿来使用，这将由公式 $t_{SS} = \frac{(C_{SS} \cdot 1.1V)}{I_{SS}}$ 给出 $1.83ms$ 的启动时间，输出电压由 0 上升到 $5V$ 的时间将为 $1.3ms$ 。

• 外部自举电容的充电电路

假如转换器的输入电压会低于 $7.5V$ ，外部自举电源的加入就是必要的。自举电源的最佳电压是 $3.3V$ 左右，更高的电压如 $5V$ 将导致较高的上桥 MOSFET 驱动能力，这会引入噪声，并在某些情况下形成不稳定的开关切换过程。 $3.3V$ 的自举电源可以通过一只齐纳二极管从 $5V$ 的输出取得。自举电路所需要的平均电流是很低的，最大值约为 $1mA$ ，但流过二极管 $D1$ 的峰值电流约为 $40mA$ ，一只小的缓冲电容可以用于此电流的供应。参见图 13，使用了齐纳二极管的外加自举电源显示在其中。

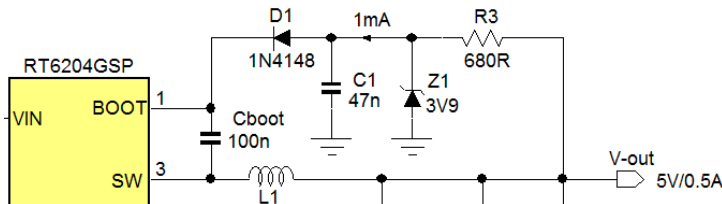


图 13

为了最小化此电路的功耗，流过齐纳二极管的电流要保持在低位，大约为 $1mA$ 。为了补偿齐纳二极管的转折电压在小电流下的损失，一只具有更高电压的二极管被选中，是 Vishay 的 $BZX384C3V9$ 。通过使用一只 680Ω 的电阻，在输出电压为 $5V$ 、自举电路的充电电流为 $1mA$ 的情况下，流过齐纳二极管的电流大约为 $1.5mA$ ，其钳位电压约为 $3.5V$ 。 $R3$ 上的总功耗为 $(2.5mA)^2 \cdot 680\Omega = 4.25mW$ ，所以用一只小尺寸的 SMD 电阻即可满足需要。 $47nF$ 的电容可为流过 $D1$ 的 $40mA$ 电流提供足够的平滑作用。

当转换器进入最大占空比的直通模式时，输出电压 V_{OUT} 将会降低，外部自举电源也会下降到大约 3.2V 左右，这样还是能提供足够的电源供应。

图 14 显示的是带有最大负载的转换器在输入电压降低以后的表现。一个转换器的最大占空比决定于它的最短截止时间，RT6204 的这个数据为 200ns，所以其最大占空比为 93%。转换器进入最大占空比状态的输入电压在很大程度上取决于负载电流，因为由 MOSFET 开关导致的 $I \cdot R_{dson}$ 压降和电感导致的 $I \cdot DCR$ 压降需要被考虑进去，它们在 0.5A 负载下的压降大约为 0.45V，因而其进入直通状态的开始电压为 $5V/0.93 + 0.45V = 5.82V$ 。

$V_{IN} = 10V, V_{OUT} = 5V$:
占空比为 50%

$V_{IN} = 6V, V_{OUT} = 5V$:
接近最大占空比

$V_{IN} = 5V, V_{OUT} = 4V$:
工作在最大占空比的直通状态

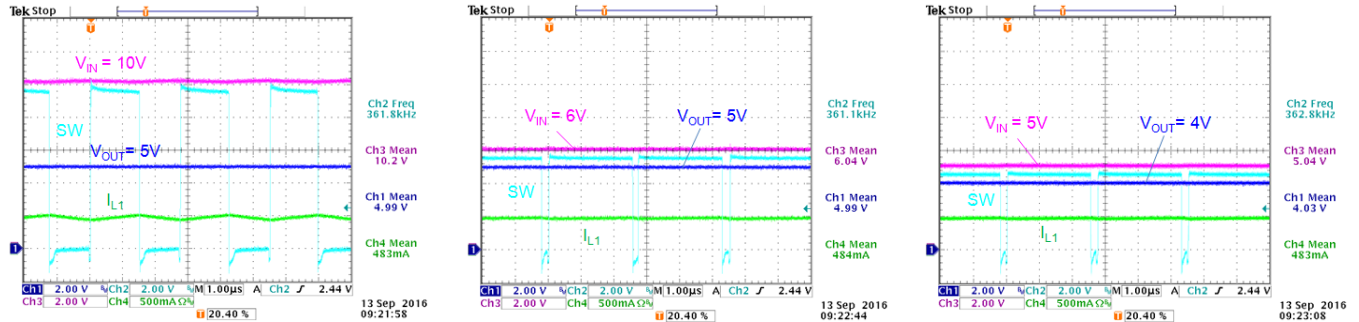


图 14

最后形成的 5V 输出应用电路图见图 15。

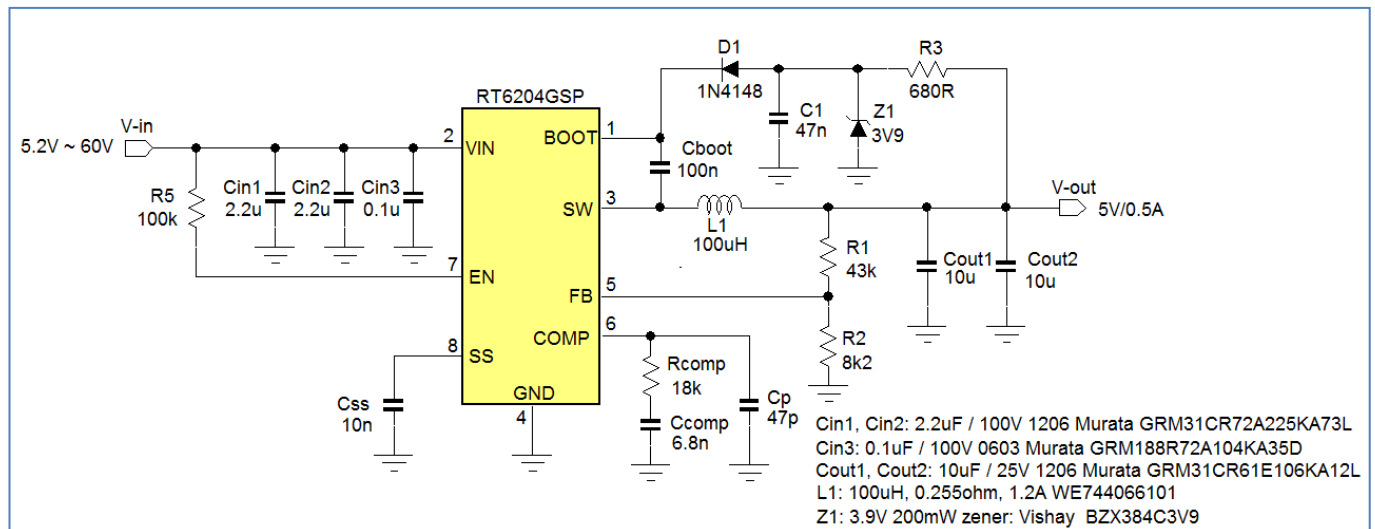


图 15

5. 案例 3: 12V 输出

第 3 个案例的输出电压是 12V，输入电压范围仍然很宽。

- 针对 12V 输出的转换器的最高输入电压与 5V 输出的情况相同，都是由 RT6204 的最高输入电压能力所决定的 60V。当输入电压低于 18.5V 的时候，占空比高于 65%，所以给自举电路增加外部充电电源是必要的。
- 反馈网络：利用公式 $V_{OUT} = V_{REF} \left(1 + \frac{R1}{R2}\right)$ 可以确定 R1 和 R2，我们选择 R1 = 140k、R2 = 10k，这和规格书中给的数据一样。

- 电感量：对于 12V 的输出， V_{IN} 小于 24V 时占空比就大于 50%，所以需要有最小的电感量限制与斜率补偿相适应。依据斜率补偿的标准， $L1 > \frac{V_{OUT}}{0.06}$ (μH)，要求电感量要大于 200 μH 。

基于 30% 电感电流纹波的要求，60V 输入下根据公式 $L = \frac{V_{OUT}}{F_{SW} \cdot \Delta I_L} \cdot \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right)$ 计算得到的电感量为 $L = 183\mu H$ ，所以我们选择 220 μH 。在实际中我们选用了 Bourns 公司的型号为 SRU1048A-221Y 的屏蔽电感，它具有 0.7A 的饱和电流值，直流电阻为 0.455 Ω 。

- 输出电容的选型：对于 12V 的应用，选择陶瓷电容或电解电容作为输出电容都是可行的。陶瓷电容在 12V 电压下会有明显的容量下降，将不得不使用大型的封装或是选择多只电容并联来形成超过 10 μF 的容量。例如，型号为 GRM31CR61E106KA12L 的陶瓷电容的规格为 10 μF /25V X5R 1206 封装，它在 12V 直流电压和低纹波情况下的容量只有大约 2.9 μF ，两只并联也才 5.8 μF 。

小型 SMD 封装的铝电解电容如 Panasonic VFK 系列，47 μF 、35V、6.3mmX5.8mm 的规格，它所具有的 ESR 为 0.36 Ω ，可以承担的纹波电流有效值为 240mA。

根据所用电容类型的不同，我们可以对转换器工作在 PSM 模式和 CCM 模式下的输出纹波分别进行计算。

PSM 模式下的电感电流纹波的计算方法与 5V 输出案例中的方法相同，它在 60V 转 12V 情形下的值大约为 165mA（电感量为 220 μH ）。如果是在 CCM 模式下，电感电流纹波的数据大约为 124mA。

考虑电容 ESR 后的输出电压纹波计算公式如下：

$$V_{RIPPLE_PSM} = \Delta I_{L_PSM} \cdot ESR + \frac{L}{2 \cdot C_{OUT}} \Delta I_L^2 \left(\frac{V_{IN}}{V_{OUT}(V_{IN} - V_{OUT})} \right);$$

$$V_{RIPPLE_CCM} = \Delta I_{L_CCM} \left(ESR + \frac{1}{8 \cdot C_{OUT} \cdot F_{SW}} \right), \text{ 其中的 } \Delta I_{L_CCM} = \frac{V_{OUT}}{F_{SW} \cdot L} \cdot \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right).$$

在 PSM 模式下，60V 输入、输出电容为 5.8 μF MLCC 情形下的输出电压纹波约为 55mVpp。同样条件下的 CCM 模式工作所产生的输出电压纹波大约为 8mVpp。

改用 0.36 Ω ESR 的 47 μF 电解电容作为输出电容后，PSM 工作模式下的输出电压纹波约为 59mVpp，CCM 工作模式下的输出电压纹波约为 46mVpp。

从这些数据可以看出，PSM 工作模式下的输出电压纹波的幅度在使用两种不同电容的情况下是很接近的，但是 MLCC 电容在 CCM 模式下的纹波就很小。可是，如果在输入电压很低的情况下重新进行计算，我们将发现在使用电解电容的情况下由 PSM 工作模式所带来的纹波会比在使用 MLCC 电容的情况下小。

对于这个 12V 的应用，我们最后的决定是采用 47 μF /35V 6.3mmX5.8mm 的电解电容，它的 ESR 为 0.36 Ω 。

图 16 显示的是使用了电解电容以后的转换器在 PSM 模式下和 CCM 模式下工作时的输出电压纹波测试结果。

PSM 模式下 12V 输出上的电压纹波测试结果：
46mVpp，电容为电解类型。

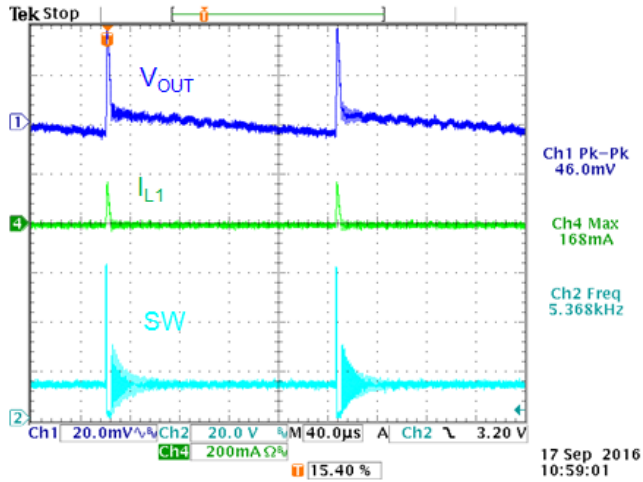
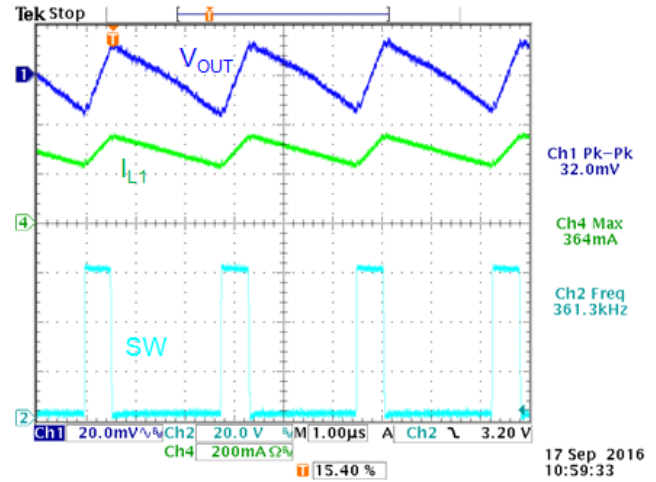


图 16

CCM 模式下 12V 输出上的电压纹波测试结果：
32mVpp，电容为电解类型。



需要注意的是电解电容的 ESR 与温度有很强的相关性，它在低温下会变得很大。如果所设计的电路要在较低的温度下工作，这种效应就必须被考虑到。

强烈建议给电解电容并联一个小型的 100nF/50V 陶瓷电容，由于它具有很低的 ESR，它对开关过程造成的高频尖峰信号有很好的滤除效果，但对纹波信号的幅度和转换器的稳定性不会有任何作用。

- 对于输入电容，我们将使用 5V 输出的案例中的选择结果，由一只 100nF/100V 0603 X7R 电容 (Murata GRM188R72A104KA35)和两只 2.2µF/100V 1206 X7R 电容 (Murata GRM31CR72A225KA73)并联将给出 1.5µF 的结果。

根据公式 $\Delta V_{IN} = \frac{I_{OUTmax} \cdot V_{OUT}}{C_{IN} \cdot F_{SW} \cdot V_{IN}} \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right)$ ，在负载电流为 0.5A、输入电压为 60V、输入电容为 1.5µF 的情况下，输入电压的纹波为 152mVpp。

出现在输入电容上的电流纹波的有效值为最大的条件是 $V_{IN} = 24V$ 和负载电流为 0.5A，其值为 0.25A，这对所选的输入电容来说不是问题。

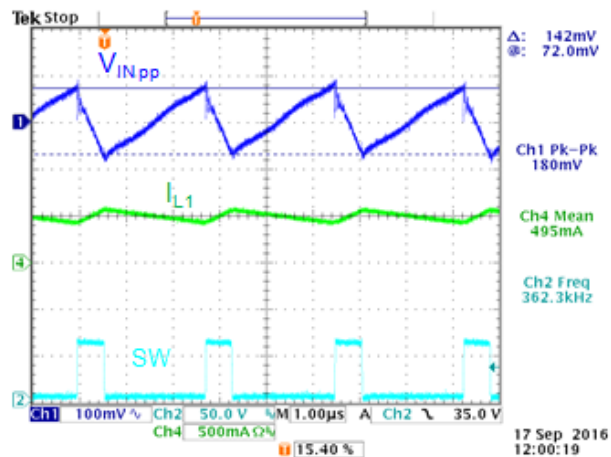


图 17

图 7 显示了实际的转换器输入端的纹波测试情况，它是幅度为 142mV 的锯齿波，附加其上的高频噪声是由于伴生电感的存在而有的。

• 补偿元件参数的计算

补偿元件参数的计算公式在第 2 章已列出，计算中采用的输出电容参数为 $C_{OUT} = 47\mu F$ ，其 $ESR = 0.36\Omega$ ，我们将首先使用标准的带宽数据设定： $0.1 \cdot F_{SW}$ 。

根据公式 $R_{COMP} = \frac{2\pi C_{O} \cdot 0.1 F_{SW}}{G_{mEA} \cdot G_{CS}} \cdot \frac{V_{OUT}}{V_{REF}}$ ，还有这些参数： $G_{mEA} = 970\mu A/V$ ， $G_{CS} = 0.9A/V$ ， $C_{OUT} = 47\mu F$ ，有 $R_{COMP} = 178k\Omega$ ，我们选择 $180k\Omega$ 。

转换器的负载极点 $f_{P_LOAD} = \frac{1}{2\pi \cdot C_{OUT} \cdot R_{LOAD}}$ 位于 $141Hz$ ，于是有 $C_{COMP} = \frac{1}{2\pi \cdot 141Hz \cdot R_{COMP}} = 6.3nF$ ，我们选择 $6.8nF$ 。

输出电容的 0.36Ω 的 ESR 导致的 ESR 零点位于 $9.4kHz$ ，从公式 $C_p = \frac{C_{OUT} \cdot R_{ESR}}{R_{COMP}}$ 可求得 $C_p = 95pF$ ，我们选择 $100pF$ 。

图 18 显示的是室温下转换器对负载阶跃的响应，快速变化的负载在 $250mA$ 和 $500mA$ 之间跳变。

在 $25^\circ C$ 下的 $4ms$ 负载阶跃， $R_{COMP} \cdot C_{COMP}$ 的时间常数导致 V_{OUT} 的恢复时间大约为 $3ms$

$80\mu s$ 的负载阶跃显示了输出电容的 ESR 所导致的 V_{OUT} 下降幅度

展开以后的波形让我们确认电压的下坠是由 $\Delta I_{LOAD} \cdot ESR$ 引起的 ($250mA \cdot 0.36\Omega = 90mV$)

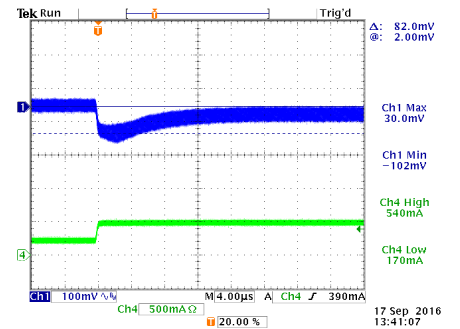
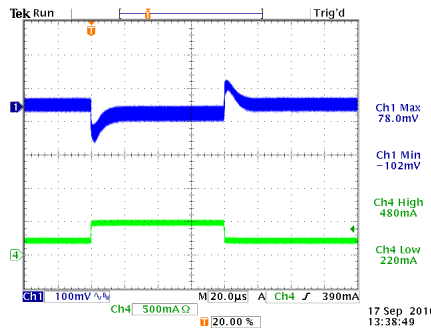
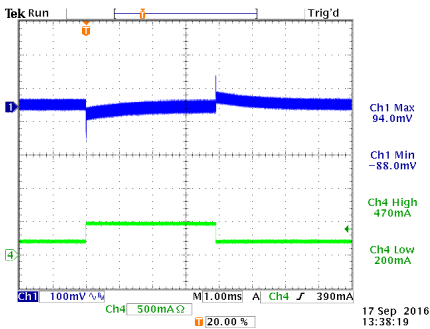


图 18

如先前提醒的那样，电解电容的 ESR 与温度有很大的关系，它在低温下会变得很高。图 19 显示的是 $-20^\circ C$ 环境下的阶跃响应特性：

$-20^\circ C$ 下的 $4ms$ 阶跃：纹波增加了。

$-20^\circ C$ 下的 $80\mu s$ 阶跃：不稳定现象出现。

展开以后的波形显示出电压下坠的幅度为 $\Delta I_{LOAD} \cdot ESR = 316mV$ ，因而 $ESR = 316mV/250mA = 1.26\Omega$ 。

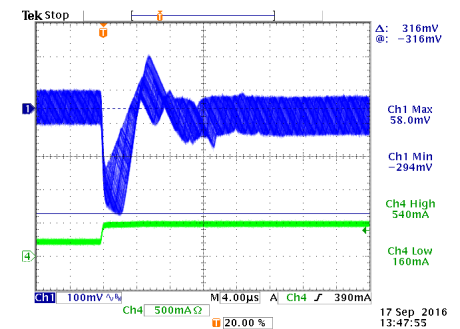
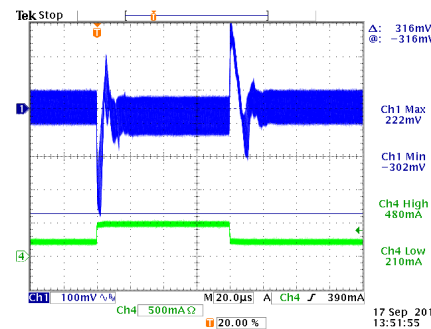
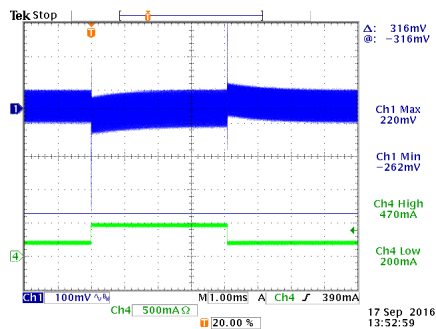


图 19

很显然，在低温下的转换器是不稳定的。实际发生的事情是低温下增加了的输出电容 ESR 将调制电路的 ESR 零点移动到了很低的频率上，大约为 $2.6kHz$ ，这就增加了调制器的高频增益并使得控制回路的带宽增加，而相位裕量就变得不足了。

为了解决这个问题，补偿元件的参数需要做些调整。你可以增加 C_p 的值，但这样会降低室温条件下的相位裕量。比较好的做法是通过减小 R_{COMP} 使所有情况下的转换器带宽都降低，这样可以使高 ESR （低温）和低 ESR （高温）情况下的相位裕量都最佳化。

在此例中，我们将带宽降低 3 倍至大约 13kHz，于是有 $R_{COMP} = 68k$ ， $C_{COMP} = 15nF$ 。在室温下的 $ESR = 0.36\Omega$ ，由此算得 $C_p = 250pF$ ，我们取 270pF。图 20 显示的是调整后的结果，无论是高温下还是低温下，由阶跃负载带来的响应看起来都很好。

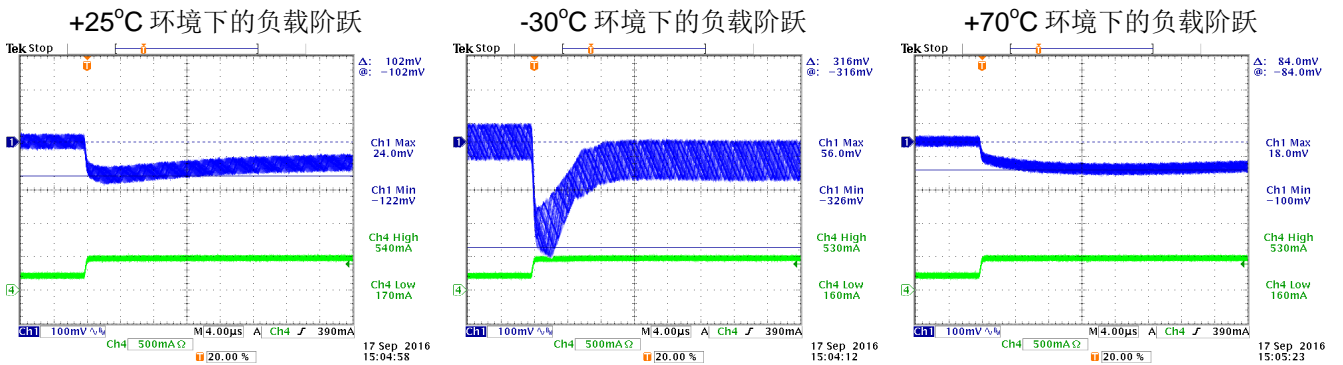


图 20

- 软启动的设计：对于拥有 $47\mu F$ 输出电容的 12V 应用来说，过快的 V_{OUT} 上升速度能导致一定的冲击电流。为了将 V_{OUT} 上升过程导致的冲击电流限制在 100mA 以内，上升时间必须大于 $47\mu F * 12V / 100mA = 5.6ms$ 。因为 $C_{SS} = \frac{(I_{SS} * t_r)}{0.8V}$ ，所以必须 C_{SS} 大于 42nF，我们选择 47nF，这将导致 8.6ms 的软启动时间， V_{OUT} 从 0 上升到 12V 的时间为 6.3ms。

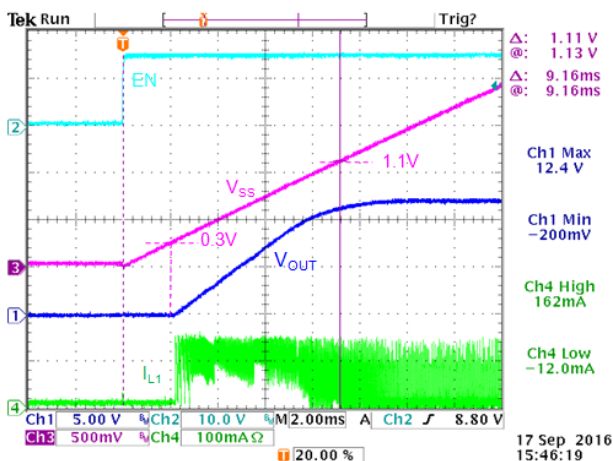


图 21

图 21 显示了该 12V 输出电路的软启动过程。

- 自举电容的外部充电电路
假如转换器的输入电压有可能低于 18.5V，外部自举电源的加入就是必要的。自举电路电源的最佳电压为 3.3V，更高的电压如 5V 将导致太强的上桥 MOSFET 驱动能力，这样可能导致噪声的引入和某些情况下的不稳定开关切换过程。3.3V 自举电路电源的生成可以用类似 5V 输出案例中的齐纳二极管钳位电路来完成。由于自举电路的平均充电电流需要 1mA，齐纳二极管的偏置电流需要 1.5mA，限流电阻 R3 的值大约为 $(12V - 3.3V) / 2.5mA = 3.5k$ ，我们选择 3.3k，其上的总功耗为 $(2.5mA)^2 * 3.3k\Omega = 20mW$ ，小型封装的 SMD 电阻即可满足需要。具体的电路见图 22。

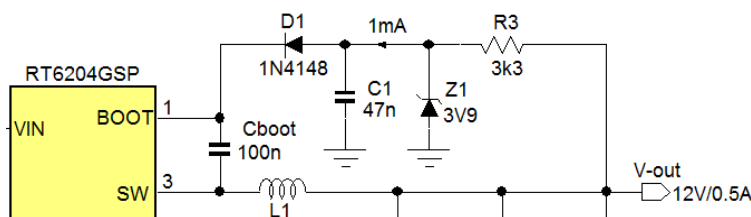
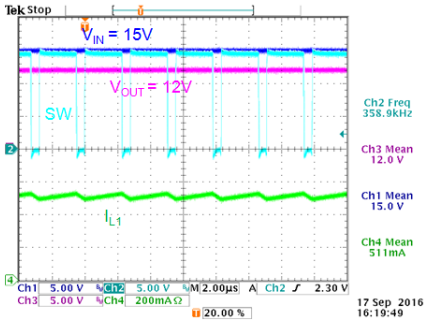


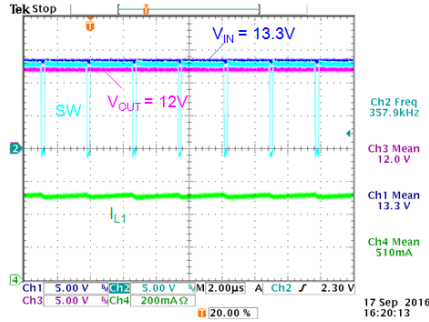
图 22

图 23 所示的是 12V 的转换器在输入电压降低以后工作在最大负载下的状况。RT6204 的最短截止时间大约是 200ns，这个参数决定了它的最高占空比约为 93%。RT6204 进入最大占空比状态的输入电压与负载电流有关，这是由 MOSFET 开关的 $I \cdot R_{dson}$ 压降和电感器的 $I \cdot DCR$ 压降一起共同决定的，这些压降在 0.5A 负载下的数据约为 0.66V。所以，12V 输出应用的直通模式大约开始于输入电压等于 $12V/0.93 + 0.66V = 13.56V$ 的时候。

$V_{IN} = 15V$, $V_{OUT} = 12V$,
占空比约为 80%



$V_{IN} = 13.3V$, $V_{OUT} = 12V$,
刚好触及最大占空比



$V_{IN} = 10.1V$, 处于占空比最大化的直通模式, $V_{OUT} = 9.06V$

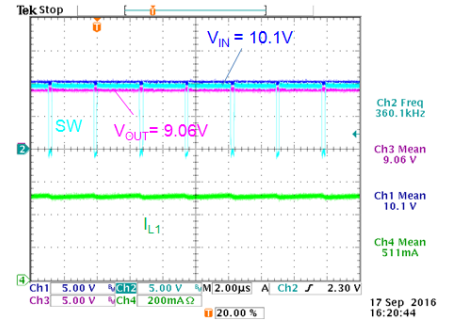


图 23

最后形成的 12V 输出转换器的应用电路如下图 24 所示。

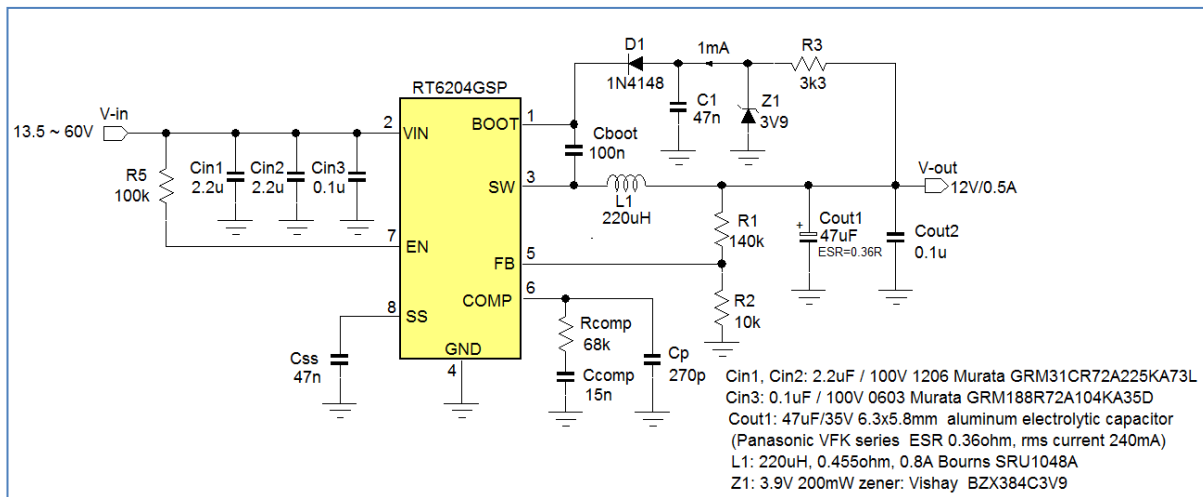


图 24

6. 案例 4: 24V 输出

第 4 个案例是关于 24V 输出的转换器，输入电压范围仍然很宽。

- 与 12V 输出的案例一样，24V 输出的转换器的最高输入电压由 RT6204 的最高输入电压参数决定。假如输入电压可能低于 37V，RT6204 的占空比就有机会高于 65%，这时候就需要使用外部自举电容充电电路。

- 反馈网络：使用公式 $V_{OUT} = V_{REF} \left(1 + \frac{R1}{R2}\right)$ 可以完成 R1 和 R2 的计算，我们的选择是 R2=10k、R1=290k。

- 电感量：对于 24V 的输出，只要输入电压低于 48V，占空比就会大于 50%。所以，对于宽输入电压的应用需要考虑到斜率补偿对电感量最小值的需要。斜率补偿的要求是 $L1 > \frac{V_{OUT}}{0.06} (\mu H)$ ，这要求电感量要大于 400μH。

在 60V 输入的条件下用公式 $L = \frac{V_{OUT}}{F_{SW} \cdot \Delta I_L} \cdot \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right)$ 计算电感量，30% 的纹波要求电感量为 $L = 274\mu H$ 。两相对照，我们需要使用斜率补偿的要求选择电感参数。所以，我们选用 470μH 的电感用于设计中，具体的选型是 Bourns 公司的型号为 SSR1240-471 的屏蔽电感，它具有 0.6A 的饱和电流参数和 1.35Ω 的直流电阻。

- 输出电容的选择：对于 24V 的应用来说，MLCC 陶瓷电容实在不是一个合适的选择，因为它们在这样的电压偏置下的容量衰减实在是太大了。为了在这样的电压下得到足够容量的电容，你需要使用很大尺寸的 50V 电容，其成本将会非常高。

小型贴片封装的铝电解电容是更合适的选择。在 12V 输出的应用中，我们使用了 47μF、35V、6.3mmX5.8mm 规格的电容（Panasonic VFK 系列），它们具有 0.36Ω 的 ESR，可以承受 240mA 有效值的纹波电流，我们可以考虑把它用在此 24V 的应用中。

有了基础的数据，我们就可以计算 PSM 模式和 CCM 模式下的输出电压纹波了。对于 24V 的输出来说，RT6204 在 PSM 模式下的峰值电流基本上就是由器件本身确定的 150mA 电流限制值，由延时给它带来的影响是比较小的。在 CCM 模式下，由 470μH 电感所带来的电流纹波大约为 88mApp。

两种模式下的纹波计算公式如下：

$$V_{RIPPLE_PSM} = \Delta I_{L_PSM} \cdot ESR + \frac{L}{2 \cdot C_{OUT}} \Delta I_L^2 \left(\frac{V_{IN}}{V_{OUT}(V_{IN} - V_{OUT})} \right),$$

$$V_{RIPPLE_CCM} = \Delta I_{L_CCM} \left(ESR + \frac{1}{8 \cdot C_{OUT} \cdot F_{SW}} \right), \text{ 其中的 } \Delta I_{L_CCM} = \frac{V_{OUT}}{F_{SW} \cdot L} \cdot \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right).$$

在输入电压为 60V、输出电容为 47μF 并具有 0.36Ω ESR 的条件下，计算所得的 PSM 纹波约为 62mVpp，CCM 纹波约为 32mVpp。

因此，我们在此 24V 输出的应用中所选定的输出电容就是 47μF/35V 6.3mmX5.8mm 的电解电容，它的 ESR 数据为 0.36Ω。

图 25 显示的是使用电解电容作为输出电容以后的电路在 PSM 和 CCM 模式下的输出纹波测量结果。需要给出的建议是要给输出电容并联一只小型的 100nF/50V 陶瓷电容，它的低 ESR 特性可以将开关切换过程导致的高频噪声予以滤除，但它不会有降低纹波幅度或是提高转换器稳定性的效果。

使用电解电容以后的 24V 输出端 PSM 纹波，幅度为 82mVpp

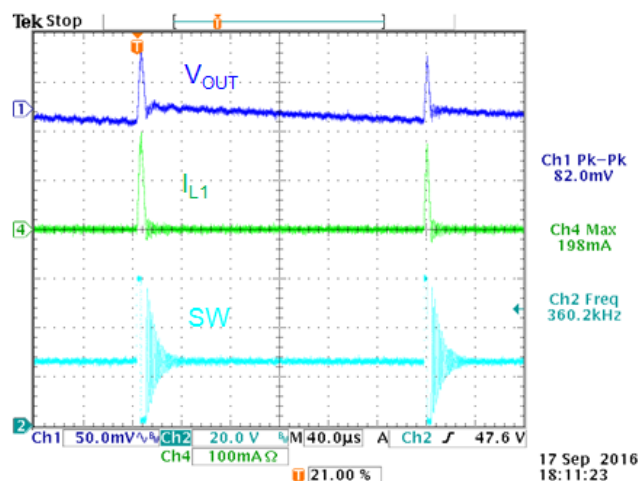
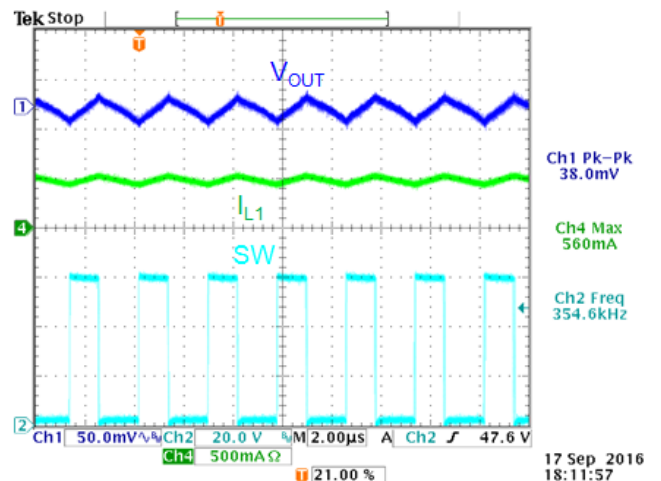


图 25

使用电解电容以后的 24V 输出端 CCM 纹波，幅度为 38mVpp



- 输入电容的选型：24V 输出应用的输入端纹波会比前述案例的高，这是因为它的功率等级更高。在 12V 输出的应用中，我们选择一只 100nF/100V 0603 X7R 电容 (Murata GRM188R72A104KA35)和两只 2.2μF/100V 1206 X7R 电容 (Murata GRM31CR72A225KA73)并联作为输入电容，它们合成以后的实际容量为 1.5μF。如果选择同样的电容组合作为此应用的输入电容，在 60V 输入电压、0.5A 输出的情况下，由公式 $\Delta V_{IN} = \frac{I_{OUTmax} \cdot V_{OUT}}{C_{IN} \cdot F_{SW} \cdot V_{IN}} \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right)$ 将得到 229mVpp 的输入纹波结果。考虑到电磁兼容性的需要，再给它增加一只 2.2μF/100V 1206 X7R 电容和一只高频磁珠是有必要的。

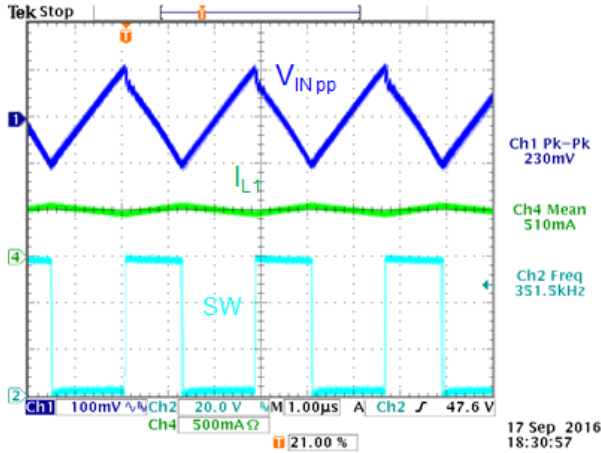


图 26

图 26 显示的是在输入电容有效值为同样的 1.5μF 的情况下实际测量到的输入端电压纹波表现，其结果为 230mVpp 的锯齿波，测试条件为输入电压 60V、负载 0.5A。

此 24V 应用中流过输入电容的纹波电流有效值的最大值出现在条件为 $V_{IN} = 48V$ 、负载电流 0.5A 时，其值为 0.25A，这个结果对于所选用的输入电容来说不是问题。

- 补偿元件的参数计算

在 12V 输出的应用中我们已经知道，随温度变化有很大变化的电解电容的 ESR 可以将转换器的稳定性问题变成一个大问题。假如我们现在的转换器也要工作在很低的温度下，我们就必须将 ESR 放大 3 倍来进行考虑。一旦考虑到这一点，转换器的带宽就必须在标准带宽 $0.1 \cdot F_{SW}$ 的基础上降低三倍。所以，我们将在 24V 输出的应用中使用与 12V 输出的案例一样的带宽，用 12kHz 替代 35kHz。

我们同样使用在第 2 章给出的公式来计算补偿元件的参数，计算中将使用 $C_{OUT} = 47\mu F$ 和其 $ESR = 0.36\Omega$ 的数据。

由公式 $R_{COMP} = \frac{2\pi C_O \cdot 12kHz}{G_{mEA} \cdot G_{CS}} \cdot \frac{V_{OUT}}{V_{REF}}$ 和 $G_{mEA} = 970\mu A/V$ 、 $G_{CS} = 0.9A/V$ 、 $C_{OUT} = 47\mu F$ ，我们有 $R_{COMP} = 124k\Omega$ ，我们选择 120kΩ。

转换器的负载极点 $f_{P_{LOAD}} = \frac{1}{2\pi C_{OUT} \cdot R_{LOAD}}$ 位于 71Hz 处，因此 $C_{COMP} = \frac{1}{2\pi \cdot 71Hz \cdot R_{COMP}} = 18.7nF$ ，我们选择 18nF。

我们使用室温环境下的输出电容 ESR 数据来计算 C_P ：由 0.36Ω 的 ESR 数据可以得到 ESR 零点位于 9.4kHz，利用公式 $C_P = \frac{C_{OUT} \cdot RESR}{R_{COMP}}$ 可得 $C_P = 136pF$ ，我们取略微大一点的值 150pF。

图 27 显示的是负载跳变在 250mA 和 500mA 之间进行的阶跃响应，三幅图分别显示的是在+25°C 环境下进行的较长负载脉冲的响应和分别在-30°C 和+70°C 环境下进行的短负载脉冲的响应

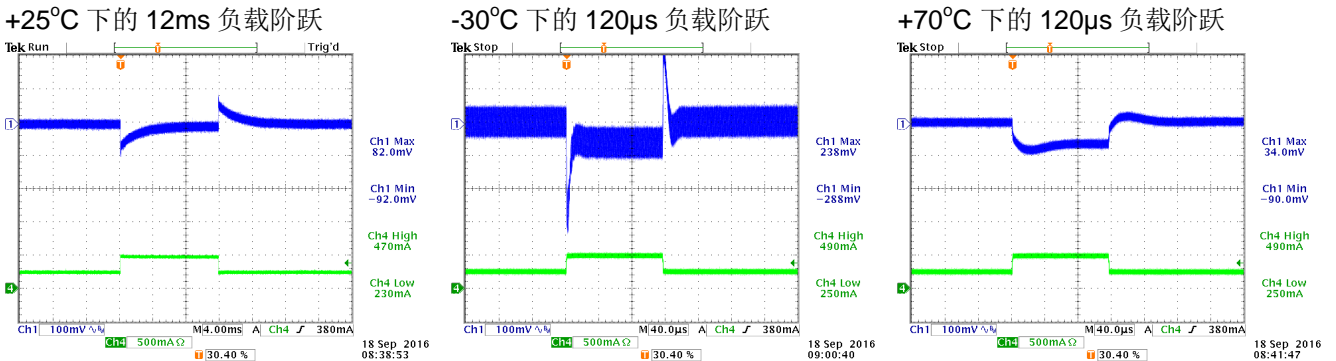


图 27

- 软启动设计：为了让使用 47µF 输出电容的 24V 输出应用的冲击电流低于 100mA，输出电压 V_{OUT} 的上升时间应当大于 $47\mu\text{F} \cdot 24\text{V} / 100\text{mA} = 11\text{ms}$ 。由公式 $C_{SS} = \frac{(I_{SS} \cdot t_r)}{0.8V}$ ，C_{SS} 应当大于 82nF，我们选择 100nF，由此导致的 V_{OUT} 从 0 上升到 24V 的时间是 13ms。

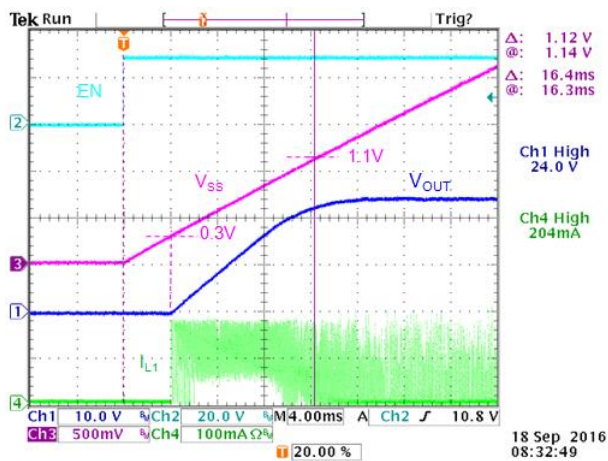


图 28

图 28 显示了 24V 输出转换器的软启动过程的表现。

- 外部自举电容充电电路的设计
假如转换器的输入电压可能低于 37V，外部自举电路电源的加入就是必要的，此电源的电压最好是 3.3V 左右，更高的电压如 5V 将使得对上桥 MOSFET 的驱动能力太强，这会引入噪声并在某些情形下导致不稳定的开关切换过程。3.3V 的电源可以从 24V 输出获得，这需要像 12V 输出的案例那样使用齐纳二极管。由于自举电容的平均充电电流需要 1mA，齐纳二极管的偏置电流需要 1.5mA，电阻 R3 的值应为 $(24\text{V} - 3.3\text{V}) / 2.5\text{mA} = 8.2\text{k}$ ，它的功率消耗为 $(2.5\text{mA})^2 \cdot 8.2\text{k}\Omega = 51\text{mW}$ ，这需要用稍微大一点的 SMD 电阻来承担。

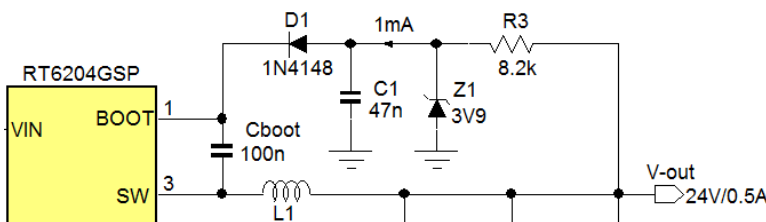
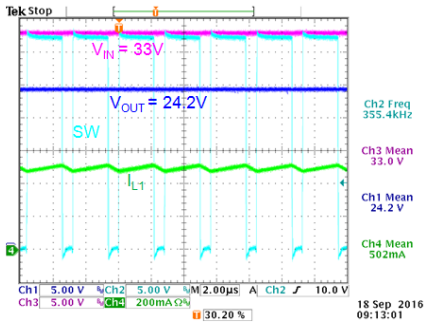


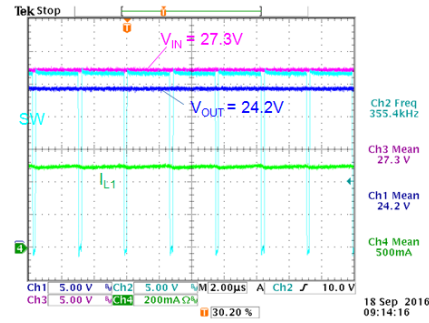
图 29

图 30 显示的是工作在最大负载下的 24V 输出转换器在输入电压下降时的情形。由于 RT6204 具有的约为 200ns 的最短截止时间的缘故，这导致它的最大占空比约为 93%，但到底输入电压下降到多少才会使之进入最大占空比状态却是与负载电流有关的，由 MOSFET 的 $I \cdot R_{ds(on)}$ 压降和由电感造成的 $I \cdot DCR$ 压降的影响必须被考虑在内。对于 0.5A 负载的 24V 应用来说，这个数据约为 0.98V。所以，当负载电流为 0.5A 时，24V 输出的转换器开始进入最大占空比的直通状态的输入电压大约为 $24V/0.93 + 0.98V = 26.8V$ 。

$V_{IN} = 33V, V_{OUT} = 24.2V,$
占空比约为 75%



$V_{IN} = 27.3V, V_{OUT} = 24.2V,$
刚好进入最大占空比状态



$V_{IN} = 25.2V,$ 最大占空比状态下的
直通状态, $V_{OUT} = 22.2V$

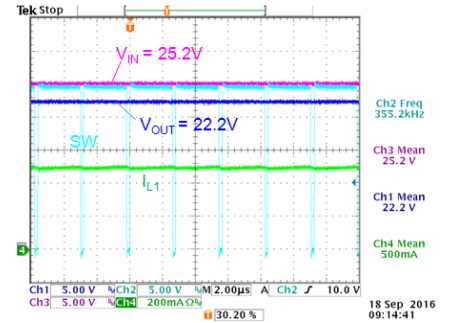


图 30

最后形成的 24V 输出的应用电路见图 31。

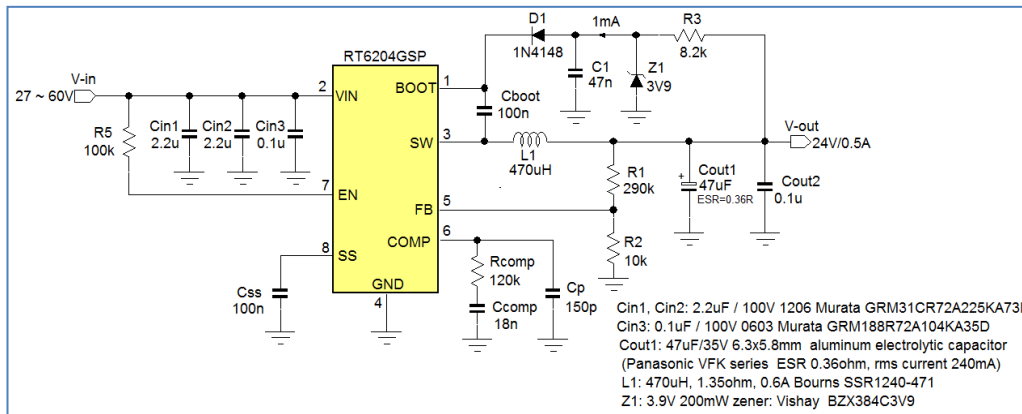


图 31

7. 总结

Buck 转换器 RT6204 可被用于宽输入电压的环境中，其输出电压范围也很宽。由于使用外部补偿电路和可调的软启动设计，可以根据其选用的输出电容类型进行设计的优化。只需要使用简单的公式即可对其关键外围元件参数进行计算，而实际测量的结果和计算所得的结果具有非常好的一致性。

相关资源

立锜科技电子报

[订阅立锜科技电子报](#)

Richtek Technology Corporation

14F, No. 8, Tai Yuen 1st Street, Chupei City

Hsinchu, Taiwan, R.O.C.

Tel: 886-3-5526789

Richtek products are sold by description only. Richtek reserves the right to change the circuitry and/or specifications without notice at any time. Customers should obtain the latest relevant information and data sheets before placing orders and should verify that such information is current and complete. Richtek cannot assume responsibility for use of any circuitry other than circuitry entirely embodied in a Richtek product. Information furnished by Richtek is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Richtek or its subsidiaries for its use; nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Richtek or its subsidiaries.