

汽车级的 Buck 转换器 RT2875

摘要

在汽车应用中设计 Buck 架构的 DC/DC 转换器时需要针对汽车环境进行一些特别的考虑：极宽的工作温度环境，输入电压存在大幅波动，不容许出现严重的电磁辐射和噪声对收音系统造成干扰。本文针对汽车环境以通过 AEC-Q100 Grade-2 认证的 36V/3A Buck 转换器 [RT2875BQGCP](#) 为例介绍了 Buck 架构电压调节器的设计方法，示范了自动设计仿真工具 [Richtek Designer™](#) 在参数设定和元件调整方面的具体用法。

目录

1. 概述.....	2
2. 汽车环境的挑战.....	2
3. RT2875BQGCP 特性概要	3
4. RT2875 的家族情况	4
5. RT2875 被用于设计时需要考虑的因素	4
6. 实际的 RT2875 应用案例.....	6
应用案例：5.0V/1.5A 电源.....	6
R _{LIM} 的取值.....	8
负载瞬变特性和回路的稳定性设计	11
转换器的功率损失、转换效率和热设计	18
设计中的电磁兼容性考虑.....	20
7. PCB 布局样板	24
8. 其他应用要点提示	24
使用外部时钟同步功能	24
自举电容的充电电路.....	27
9. 结论.....	29

1. 概述

汽车内部环境以严酷著称，设计用于这样环境的电子产品时需要对可靠性予以特别的考虑，采用符合车用品质的器件是常见的选择。

车辆电池总线上的电压波动幅度很大，这是设计从中取电的电压调节器时不能忽略的。

车内的温度范围极宽，而所有的设计都需要考虑到这一点，应在整个温度范围内对所有元器件的参数进行考核，看它们是否能满足实际的需要。

对于车载电子设备来说，收音机近在咫尺，如果开关模式转换器的辐射水平不能降低到一定的程度，其信号就会侵入收音系统成为令人讨厌的噪声。

立锜科技已经针对汽车应用发布了多款通过 AEC-Q100 认证的集成电路产品，本文后续的几章将以 [RT2875BQGCP](#) 为例说明从汽车电池获得稳压输出的方法，该产品是经过 AEC-Q100 2 级认证的 36V/3A 电流模式 Buck 转换器。

2. 汽车环境的挑战

图 1 显示了一种车内电力系统的可能形式。

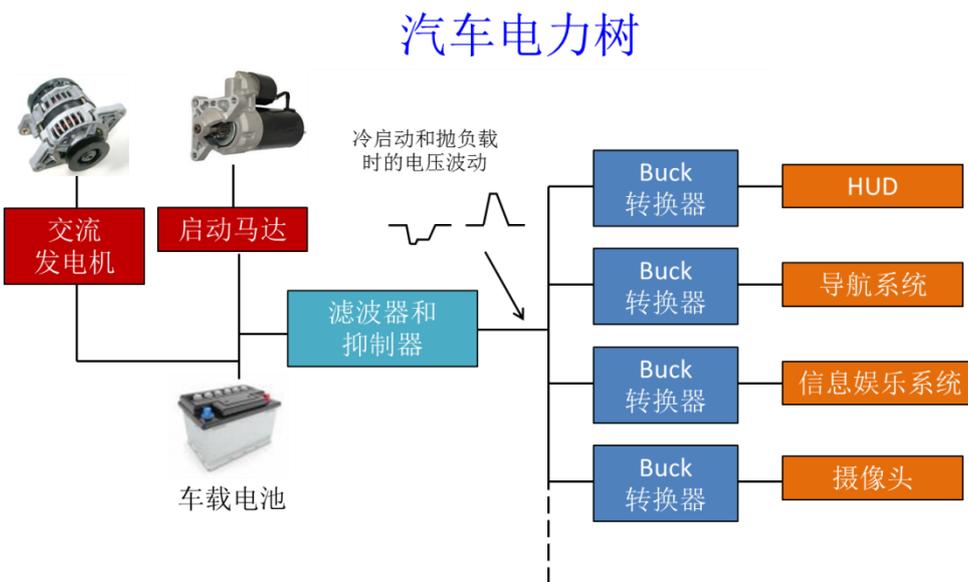


图 1

电池电压的变化

汽车引擎启动的时候，电池供电的线路电压会出现严重的跌落，冷启动时可能更会低至 3V 左右。车载电池的充电电流来自交流发电机，在将电池和交流发电机断开的时刻，强大的电流会在线路上形成过高的电压，线路上的滤波电路和电压抑制电路会将这种电压冲击的大部分滤除掉，但其后连接的电子器件仍然需要具有足够的承受能力去承受剩余的部分。无论这些状况如何发生，电压调节器都需要努力维持其输出的稳定。电子系统中需要的电源电压通常在 1.8V ~ 5V 之间。当输入电压接近调节器输出电压的时候，或者就是冷启动造成的低电压情况下，电压调节器实际上已经无法保持其输出的稳定，这时候的电压跌落通常来说是被容许的。

EMI 电磁辐射问题

所有的开关模式转换器都会形成一定的电磁辐射，辐射的量与开关切换频率、开关切换速度、负载电流、滤波器和 PCB 布局密切相关。转换器附近的收音机对其工作频段内的电磁场极其敏感，因而很容易受到转换器切换噪声的影响。通过选择适当的开关切换频率可避免转换器生成的辐射信号落在收音机的敏感频带内；降低开关切换速度可以有效地降低电磁辐射，但也同时增加了转换器的开关切换损耗，造成转换效率的降低；良好的滤波设计和 PCB 布局对于降低噪声、减小对其他电路的影响起着至关重要的作用。

宽阔的工作温度范围

汽车的使用环境既有极寒的冬天，也包括骄阳照耀下的夏日，其温度变化范围是极大的，而所有电子元件的很多参数都会随着这样的温度变化而发生漂移。所以，要想将一个电子元件用于这样的环境中，就需要将它置于各种不同的温度环境下进行考核，确保它在每一种环境下的每一种工作模式都能正常地运作。因此，所谓汽车级的 IC，它的各项参数是在所有的工作温度下都进行过验证的，工程师在选择这样的 IC 时可以利用其数据表知道它可以被使用在什么样的环境中。

3. RT2875BQGCP 特性概要

RT2875B 具有很丰富的特性，这使它成为工业和汽车级应用的理想选择之一。图 2 是它的应用电路图，其中包含了很多不同的功能和特性。

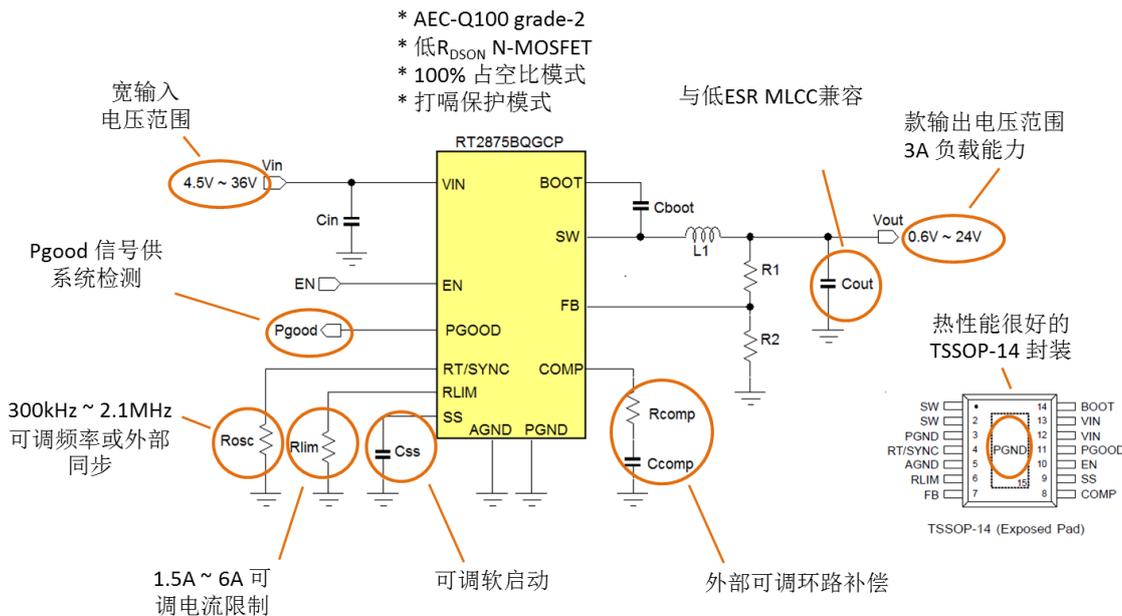


图 2

- 宽输入电压范围，可达 100% 的占空比，这一结合使之成为应对电池电压波动的利器，可使其输出电压的变化最小化。
- 可设置的开关切换频率容许在效率和元件尺寸的平衡上进行权衡；可外界引入的同步信号使得精确的频率设定成为可能，可以避开最敏感的频带。
- 可调电流限制能对最大电感电流峰值进行设定，这样就可以选择精确优化的电感饱和电流额定参数，避免过载造成的电感饱和风险。
- 外部补偿对于转换器的环路响应特性的设定是很重要的，这可确保转换器在不同的频率下工作时都能在整个工作温度范围内具有稳定的工作状态。
- 具有超低 $R_{DS(ON)}$ 的内部 MOSFET 可使转换器的自身发热最小化，加上散热效率很高的封装，器件能在很高的环境温度下工作，而发生过热的可能性却是极小。

在后面的章节里，我们关注的重点是如何在汽车应用中去使用这颗 IC，讨论将尽可能细节化。

4. RT2875 的家族情况

[RT2875](#) 的家族包含了 3 个成员：

- [RT2875AQGCP](#)，它的参考电压精度为 2%，采用闭锁模式（latch-off）的欠压保护方法；
- [RT2875BQGCP](#)，它的参考电压精度为 2%，采用打嗝模式（hiccup）的欠压保护方法；
- [RT2875DQGCP](#)，它的参考电压精度为 1%，采用打嗝模式的欠压保护方法。

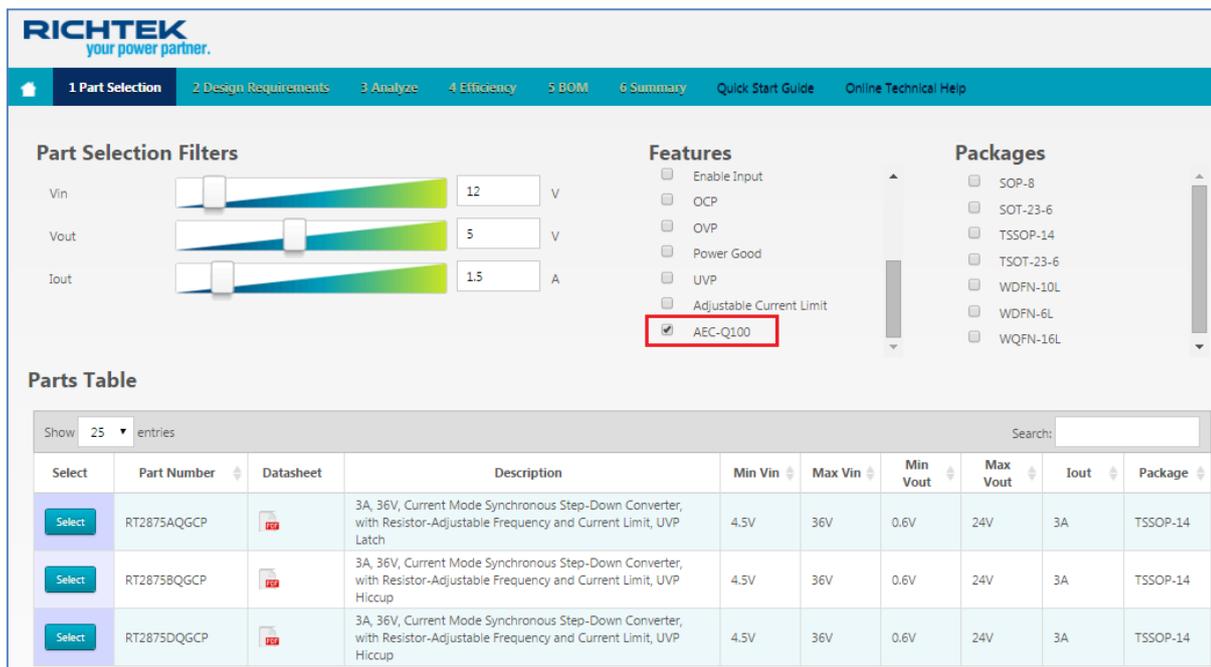
究竟是要选择闭锁模式或打嗝模式的欠压保护方法，这取决于用户的喜好。

欠压保护是由输出电压低于设定的欠压保护阈值条件触发的。如果欠压保护的方式是闭锁模式，要想恢复其输出就需要系统的介入对转换器进行复位（通过 EN 使能端）操作；如果欠压保护的方式是打嗝模式，输出的恢复就是自动的。在持续过载的情况下，打嗝模式可以确保很低的功率消耗。在大多数的应用中，打嗝模式是最优的选择。

假如应用中的输出电压精度要求比较高，[RT2875D](#) 可能是最优的选择，但对大多数的应用来说，全温度范围内的 2% 的精度应该是足够了。

5. RT2875 被用于设计时需要考虑的因素

当我们要开始一次汽车应用的设计工作时，在线设计工具 [Richtek Designer™](#) 可能是一个最佳的起点，你可以用它快速开始你的设计工作。为了对所有汽车级元件有一个鸟瞰，在元件选择界面的特性选项中选中 AEC-Q100 这一项目，所有通过这一认证的器件就可以被列入选单中（一个器件是否被列入还要看其它特性是否符合要求），参见图 3。



The screenshot shows the Richtek Designer web tool interface. The top navigation bar includes: 1 Part Selection, 2 Design Requirements, 3 Analyze, 4 Efficiency, 5 BOM, 6 Summary, Quick Start Guide, and Online Technical Help. The main content area is divided into three sections: Part Selection Filters, Features, and Packages. The Part Selection Filters section shows sliders for Vin (12V), Vout (5V), and Iout (1.5A). The Features section has a list of checkboxes, with AEC-Q100 checked and highlighted by a red box. The Packages section lists various package types. Below these sections is a Parts Table with columns for Select, Part Number, Datasheet, Description, Min Vin, Max Vin, Min Vout, Max Vout, Iout, and Package. The table lists three parts: RT2875AQGCP, RT2875BQGCP, and RT2875DQGCP, all with a 3A, 36V, Current Mode Synchronous Step-Down Converter description and TSSOP-14 package.

图 3

现在，你可以从元件列表中选中你所需要的汽车级元件了。同时，你也可以在这里看到它的主要规格，甚至可以选择去阅读它的详细规格书。

当你选中了一个器件以后，输入详细设计参数的菜单就会显示出来，参见图 4。

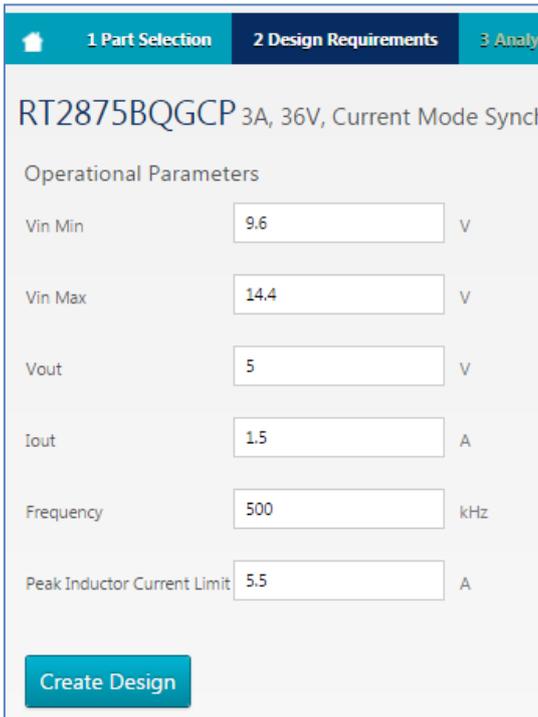


图 4

输入电压的最小值和最大值、输出电压和负载电流通常是由应用环境决定的。对于 RT2875 来说，开关切换频率和电感电流峰值的限制值是可以外部电阻进行设定的，在这里设定的数据可以自动转换为电路中的元件参数。在设定这些数据的时候，有些考虑是必须进行的：

开关切换频率：

选择较高的开关切换频率可降低输出电压纹波，容许使用较低的电感量，增加转换器的带宽，对负载瞬态变化的响应被加快。与此同时，这也会导致开关切换损耗的增加，当输入电压较高时尤其如此。

另外，较高的开关切换频率也会限制能够得到的最小和最大的占空比，这是因为：

$$\delta_{\min} = t_{\text{ON min}} \cdot F_{\text{SW}} \quad (\text{RT2875 } t_{\text{ON min}} \approx 100\text{ns})$$

$$\delta_{\max} = 1 - t_{\text{OFF min}} \cdot F_{\text{SW}} \quad (\text{RT2875 } t_{\text{OFF min}} \approx 100\text{ns})$$

而 Buck 转换器的占空比 δ 是由 $V_{\text{OUT}}/V_{\text{IN}}$ 决定的。

具有高降压比的应用结合较高的开关切换频率设定很容易就会触碰到最小占空比限制，RT2875 在遇到这样的状况时就会进入脉冲跨越（skip pulse）模式以维持输出电压的稳定，但在这种模式下的输出电压纹波会增加，因为其脉冲是以集群方式出现的，因而这种工作模式通常是要被避免出现的。所以，当所选数据可能导致最低占空比限制被触碰到的情况时，设计工具将会给出警告信息以引起注意。如果你遇到了这样的状况，最好的做法就是另选一个更低的开关切换频率。

当工作在 V_{IN} 接近 V_{OUT} 的条件下时，转换器的最大占空比会被触及到。同样的，RT2875 在遇到这种情况时会进入脉冲跨越模式以维持输出电压的稳定，这样它就逐渐趋向于 100% 的占空比，脉冲集群现象出现，输出纹波相应增大。较低的开关切换频率对此问题的改善会有帮助，但较高的输出电压与冷启动造成的电压跌落重叠在一起时，问题的出现可能还是难以避免的，转换器在这样的状况下能做的也就是把占空比拉高至 100% 以尽力维持输出电压的稳定，这也是没有办法的事情。

电感电流的最大值限制：

这个参数的作用是对流过电感的电流峰值进行设定，这在不需要高负载电流的应用中是很有价值的。通过这样的设定，电感电流峰值被限定在电感能够承担的饱和电流之下，这样就可以选用比较小型同时也比较便宜的电感类型。即便实际应用中的过载状况发生了，电感电流也不会超过限定值，电感的饱和现象就不会发生。

由于负载电流与电感电流的平均值是相等的，而负载电流的平均值已经包含了电流纹波的部分，当电感电流峰值限制被触及的时候，最大的负载电流总是要比实际的电流峰值限制值低 $\frac{1}{2} I_{\text{RIPPLE pp}}$ 。参见图 5。

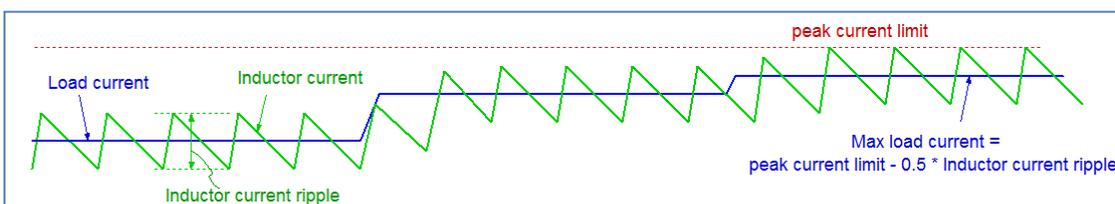


图 5：峰值电流限制值与最大负载电流之间的关系

需要注意的是，显示在设计需求菜单中的电感电流峰值限制值是一个典型值，你应当通过 IC 的规格书来了解其误差范围，确保当电流限制的最小值被触及到时仍能满足负载的电流需求。由于 IC 的动作是有一些固有的延时的，实际发生的电流限制点与输入电压 V_{IN} 、输出电压 V_{OUT} 和电感量是有关系的。设计工具 [Richtek Designer™](#) 能对实际应用的电流限制点进行验证，其结果与实际 IC 中发生的电流限制表现是十分一致的。

6. 实际的 RT2875 应用案例

应用案例：5.0V/1.5A 电源

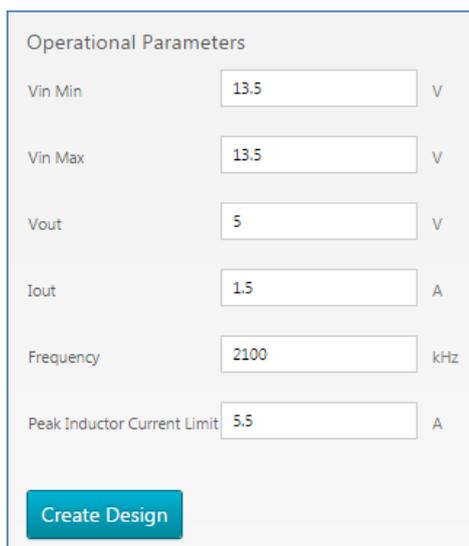
我们现在要进行的是一个 5.0V/1.5A 输出的系统电源供应器的设计。输入端的条件是这样的：13.5V 的典型输入，引擎启动期间的最低电压是 6V，抛负载期间的最高电压是 28V。开关切换频率的最佳选择是 2.1MHz，这可以把对 AM 广播的干扰最小化。最大的负载跳变是 1A（峰峰值）。环境温度范围为 $-30^{\circ}\text{C} \sim +70^{\circ}\text{C}$ 。打嗝模式的欠压保护是最优选择。输出电压要求在全温度范围内保证 $5\text{V} \pm 5\%$ 的精度。

对于这项应用来说，[RT2875BQGCP](#) 是一个合适的选择。

下面是针对这项应用的一些检查要点：

- 对于 2.1MHz 的开关切换频率来说，在触及最短导通时间（100ns）的时候的占空比为 21%，触及最短截止时间的时候的占空比为 79%。因此，在 28V 输入条件下，部分的脉冲跨越现象将会发生，这一现象也会在 V_{IN} 低于 6.3V 时发生。在 5V 输入的情况下，转换器将工作在 100% 占空比模式下，输出电压将会轻微下降。但在 13.5V 的常规输入下，转换器不会遇到任何占空比受限的问题。
- 1.5A 的最大负载完全处于转换器的额定电流负载能力以内，IC 的耗散功率相对较低，即使开关切换频率很高也没关系。
- 使用峰值电流限制功能对电感电流峰值进行限制是可能的，1.5A 的负载电流完全能够得到保证。

我们将使用 [Richtek Designer™](#) 来提供整个设计中的元件参数。



Operational Parameters	
Vin Min	13.5 V
Vin Max	13.5 V
Vout	5 V
Iout	1.5 A
Frequency	2100 kHz
Peak Inductor Current Limit	5.5 A

Create Design

图 6

在开始后自动设计之前，我们需要启动 [Richtek Designer™](#) 并且选择 RT2875BQ，然后在设计需求环节输入工作条件。

当输入了最低输入电压和最高输入电压以后，[Richtek Designer™](#) 会使用这两个参数的平均值对元件参数进行计算。

我们将保持电流限制值的预设状态，到了后面再对它进行修改。参见图 6。

只需点击生成设计按钮，一幅包含了所有元件值的电路图就会被 [Richtek Designer™](#) 自动生成出来。

自动生成的电路显示在图 7 中。

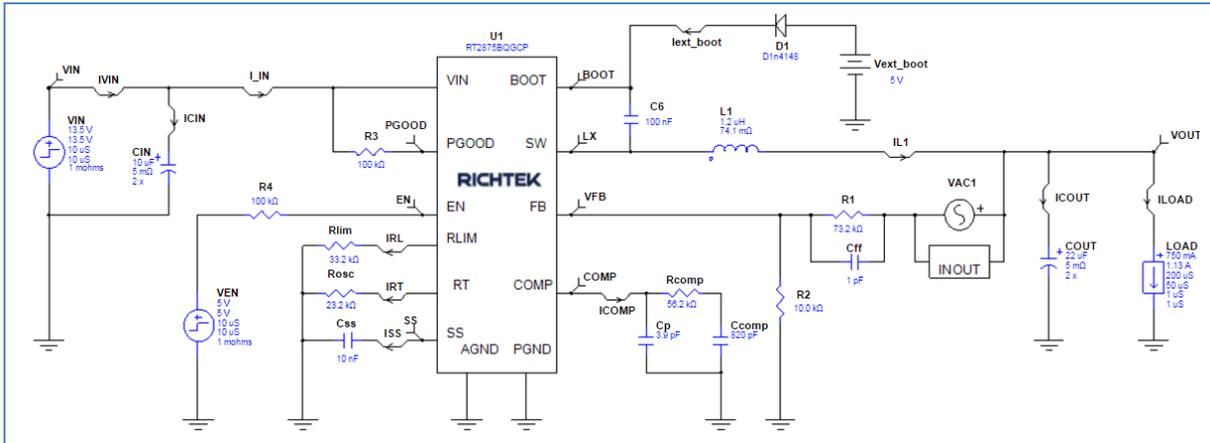


图 7

下面对电路图中的元件参数进行一些解释：

- 电感量的计算以最终得到的电流纹波为 IC 额定负载能力 3A 的 40% 为标准进行计算，其计算公式为 $L = \frac{V_{OUT}}{F_{SW} \cdot \Delta I_L} \cdot \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right)$ 。
在高占空比的应用中，Richtek Designer™ 所选择的电感量会比上述公式计算所得的值更大，其目的是与 IC 的斜坡补偿特性一致。建议保留接近推荐电感量的电感值。
- 现在输出电容的配置是 2x22µF 的低 ESR MLCC，这对大多数应用来说是没有问题的。对于需要低纹波或是面临负载瞬变时需要较低电压隆起和下坠的应用来说，输出电容的量可以增加。输出电容对稳定性是有影响的，要注意的是设计工具提供的电容量没有考虑直流偏置和交流纹波对它的影响。因此，在为应用选择 MLCC 电容的时候，设计师需要仔细检查电容器在直流偏置和交流纹波下的实际电容量，甚至还需考虑最坏温度情况下的电容变化情况，把这些新的参数导入电路中重新进行仿真并检查转换器在最坏情况下的稳定性是必要的。
- 补偿器的增益由 RCOMP 进行设定，其值的计算以使转换器获得大约 0.06 * FSW 的交叉频率 FC 并拥有足够的相位裕量为准，其计算公式为 $R_{COMP} = \frac{2\pi C_O \cdot 0.06 F_{SW} \cdot V_O}{G_{mEA} \cdot G_{CS} \cdot V_{REF}}$ 。

C_{COMP} 的计算以获得的补偿零点频率 $f_Z = \frac{1}{2\pi C_{COMP} \cdot R_{COMP}}$ 比转换器的负载极点 $f_{P_{LOAD}} = \frac{1}{2\pi C_{OUT} \cdot R_{LOAD}}$ 略低一点为准，其中的 R_{LOAD} 是根据输出电压和 IC 的额定负载为 3A 求得的。

C_P 的值是根据将一个高频极点设定在输出电容的 ESR 零点频率处得到的， $C_P = \frac{C_{OUT} \cdot R_{ESR}}{R_{COMP}}$ 。

要注意的是 RT2875 的内部已经包含了 11pF 的 COMP 电容，因而 C_P 常常可以减少或是省略掉。

一个重点必须要被了解，那就是对输出电容量的任何改变都会直接影响到转换器的带宽，R_{COMP} 需要因这样的改变而得到调整，这样才能维持适当的交叉频率。

被仿真的电路中还包含了电容 C_{FF}，它通常被用于增加额外的相位裕量。当需要额外的相位提升时，C_{FF} 可以根据公式 $C_{FF} = \frac{1}{2\pi \cdot R_1 \cdot 0.8 \cdot F_C}$ 进行计算。

由于通过 C_{FF} 增加相位裕量会增加高频增益，因而增益裕量需要被降低。因此，仅仅在非常必要时才建议使用 C_{FF}。（1pF 的 C_{FF} 预设值基本上起不到相位提升的作用。）

- 预设的软启动电容为 10nF，这导致的软启动时间大约为 1ms。
- 电路中还给出了由 Vext_boot 和 D1 组成的对自举电容 C6 进行充电的附加电路。虽然 RT2875 内部已经包含了自举电容的充电电路，但对于输出电压等于或大于 3.3V 的汽车应用来说，这一附加电路还是被建议使用，它可确保自举电容在所有的占空比条件下都能得到足够的充电，即使输入电压 VIN 降低到接近 VOUT、转换器的占空比已经向 100%逼近了也是如此，它所带来一个明显好处是可以提升转换器的转换效率。

对于输出电压 VOUT 范围在 3.3V~5V 的应用来说，该自举电容充电电路的电源可以直接从 VOUT 获取。当 VOUT 为 3.3V 的时候，D1 最好是采用肖特基二极管。假如 VOUT 大于 5V，该电源可以用电阻分压外加电容缓冲的形式从 VOUT 获取。通过测量电流 Iext_boot 所获得的数据可以用于检查为自举电容充电的电流是否足够。

[Richtek Designer™](#)所提供的仿真能力容许你对电路的很多特性进行检查。例如，可以通过 VIN 或使能端对启动过程和关机过程进行检讨，可以检查输出电压上的纹波、输出电压在负载瞬变期间的波动，可以查看超出最大负载能力以后的电流限制状况，查看 VIN 上升或下降时的脉冲跨越状况和 100%的占空比时电路是个什么样子，可以通过负载瞬变或是增益-相位分析了解回路的稳定性，还能进行效率评估和功耗分析，生成最后的物料清单作为采购和生产的建议。

R_{LIM} 的取值

为了获得能在全温度范围内确保负载能力的 R_{LIM} 的最优值，我们需要在最大负载情况下对电感电流峰值检查，确保能够与最大的负载电流匹配，同时又不会在最坏的情况下触发保护动作的发生。

电感电流的纹波由此公式决定： $\Delta I_L = \frac{V_{OUT}}{F_{SW} \cdot L} \cdot \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right)$ 。

在我们的案例中，我们将使用标准的 1μH 电感，而名义上的输入电压 VIN 是 13.5V，这在已经选定的频率下将导致 1.5App 电流纹波。

在最坏的情况下，电流峰值为 1.5A（直流负载）+ 0.5 * 1.5App = 2.25A，IC 内部的电流限制必须高于这个值以避免意外的触及这一限制。实际选择的峰值电流设定值最好是比名义上的峰值电流限制高出至少 50%，这样我们就得到峰值电流限制值的推荐数据 2.25A * 1.5 = 3.37A。这额外的裕量可以包容多种误差，其中就包括了 IC 的工作频率误差和电流限制误差，也包括了不同的输入电压条件所带来的影响，尤其是在转换器的工作状态因触及最小关断时间（输入电压 VIN 太低）而进入脉冲跨越模式时，此时的电流限制状态会快速导致 VOUT 的降低。虽然工作在 VIN 较高的条件下会导致电流纹波的增加，较高的 VIN 也会使电感电流的上升速度 di/dt 增加，由于 IC 内部的电流限制电路会有固定的延时，从而导致实际电流限制值的增加，这可以算是一个副作用。

Vin Min	13.5	V
Vin Max	13.5	V
Vout	5	V
Iout	1.5	A
Frequency	2100	kHz
Peak Inductor Current Limit	3.37	A

图 8

为了让电路在计算出的电流限制值下进行仿真，我们在图 8 所示的菜单中键入 3.37A 的峰值电感电流限制值。

[Richtek Designer™](#)将根据新的数据计算 R_{LIM} 的值并生成新的电路，我们可以在各种输入条件下对新的电流限制值进行验证。

新生成的电路显示在图 9 中，新的 R_{LIM} 值为 59k，电感的值也被我们修改成了标准的 1 μ H。

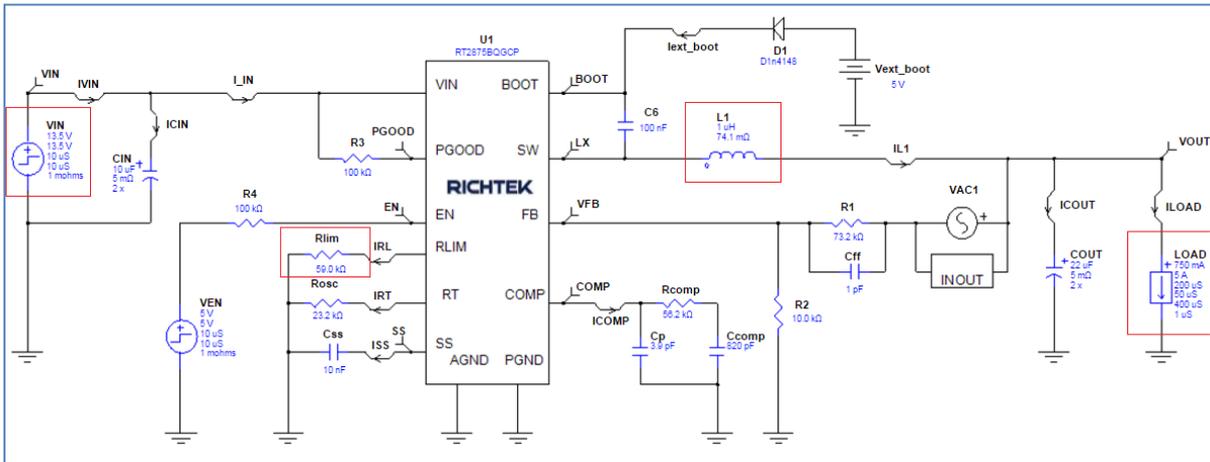


图 9

为了模拟出电流受限的表现，我们将负载电流的最大值设定到一个比较高的值上（5A），同时将负载上升时间设定为 400 μ s，然后就可以在不同的输入电压下进行瞬态分析了。首先设定 $V_{IN} = 13.5V$ ，瞬态分析的结果显示在图 10 中，其中显示了电流受限的工作状态。

为了对感兴趣的波形进行研究，最好是选择显示所有波形的页面 All，在选择消除所有波形以后再单选出 ILOAD (粉红色)、VOUT (蓝色) 和 IL1 (绿色) 来显示。

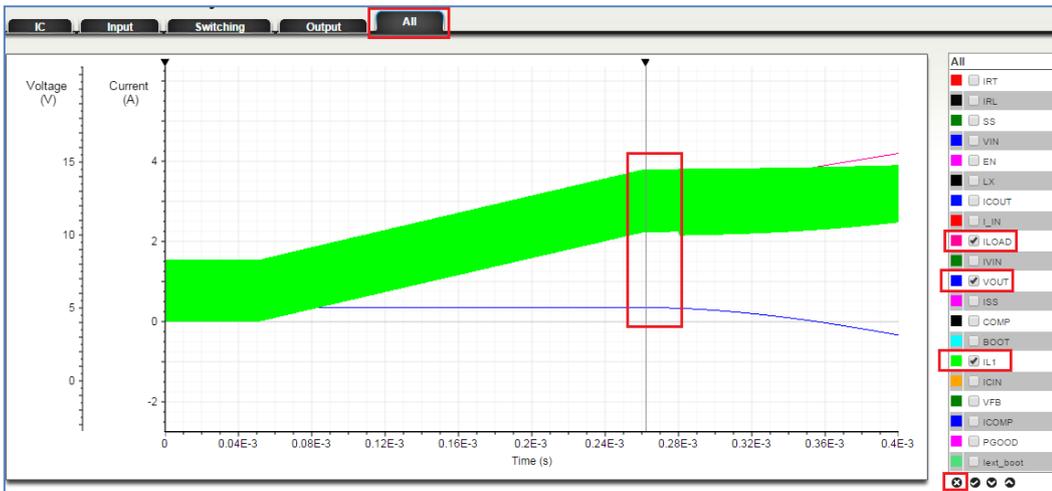


图 10

图中红色方框所在处的光标指示出电流开始受到限制的时间点，输出电压 V_{OUT} 也从这时开始降低。使用图形放大功能将红框所在处的波形展开，我们可以对电流受限的状态进行检查，参见图 11。

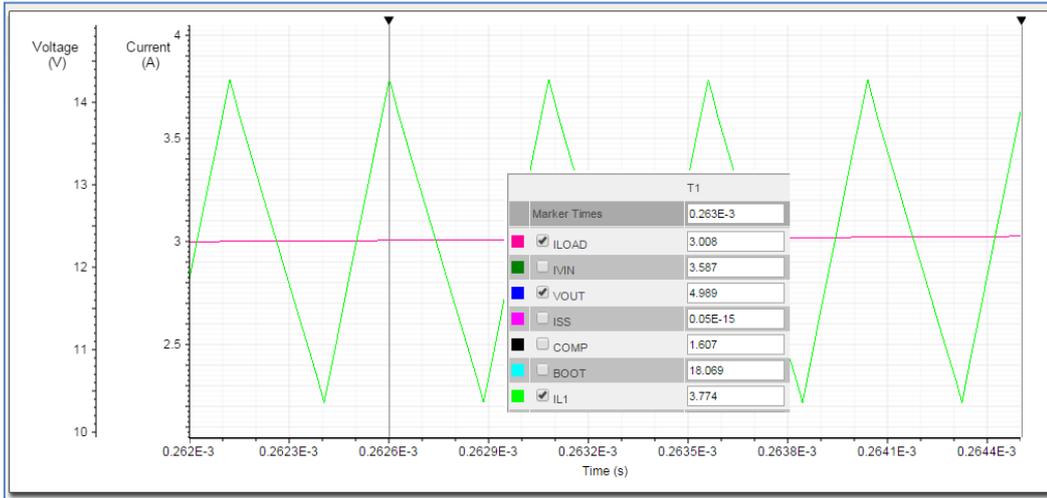
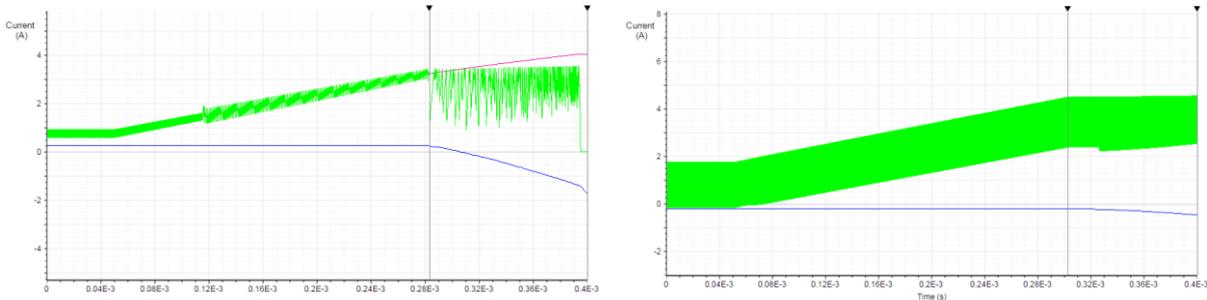


图 11

使用光标阅读功能可以查看到电流数据：在 13.5V 的输入和 3.0A 的负载电流下，峰值电流限制值是 3.77A。这个数据比原定的目标限制值 3.37A 略高一点，这是因为 Richtek Designer™ 在计算 R_{LIM} 的时候是根据规格书中的公式进行的，而该公式是基于 3.3V 典型输出、500kHz 开关切换频率的条件进行的。在我们的案例中，电路运行在高了很多的频率下，计算中还包括了 IC 内部的延时的作用。将同样的仿真在最低和最高输入电压（6V 和 28V）下进行，可以看到电流限制值会有什么不同，参见图 12。

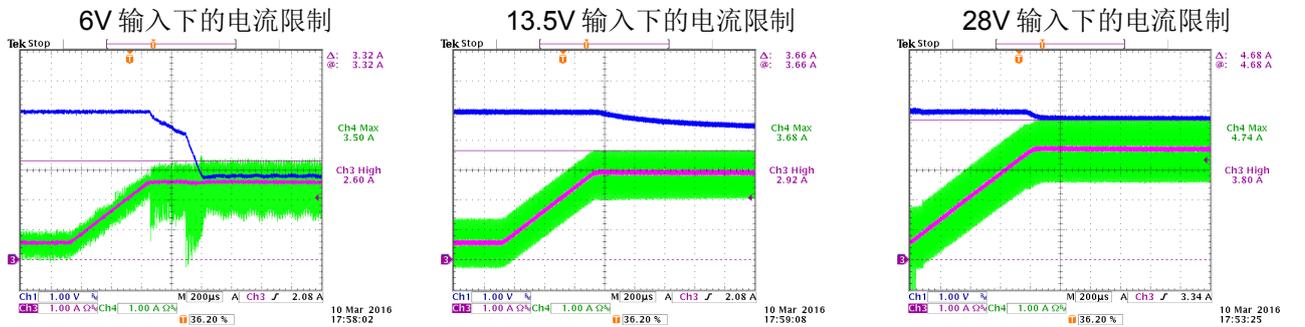


$V_{IN} = 6V : I_{L1}$ 峰值 = 3.37A, $I_{LOAD} = 3.17A$

$V_{IN} = 6V : I_{L1}$ 峰值 = 4.43A, $I_{LOAD} = 3.56A$

图 12

从不同输入电压的模拟结果可以看出，输入电压最低的时候是电流限制的最坏情况。我们强烈建议在实际的量测中对仿真模拟结果进行验证，图 13 所示的波形就是同样条件下的实际量测结果。



I_{L1} 峰值 = 3.32A, $I_{LOAD} = 2.6A$

I_{L1} 峰值 = 3.68A, $I_{LOAD} = 2.92A$

I_{L1} 峰值 = 4.74A, $I_{LOAD} = 3.80A$

图 13

实际的量测确认了最坏的工作条件，其表现与仿真模拟的结果一致。6V 输入条件下的负载能力是 2.6A，这比 1.5A 的负载需求高 73%，这一裕量完全可以涵盖 IC 和电感的误差。所以， R_{LIM} 的值被设定为 59k Ω 是没问题的。

最大的峰值电流会出现在输入电压最高的时候，假如考虑到 IC 的误差，最严重情况下的数据大约会比测量到的数据 4.74A 大 15%左右而达到 5.5A，电感的饱和电流参数需要比这个值更高以避免饱和现象的发生。

为了进行这项测试，我们选择的是 Wuerth Electronic（伍尔特电子）的 [74437321010](#) 型电感，其参数规格为： $L = 1\mu\text{H}$ ， $I_{\text{RMS}} = 3.5\text{A}$ ， $R_{\text{DC}} = 41\text{m}\Omega$ ， $I_{\text{SAT}} = 7\text{A}$ 。

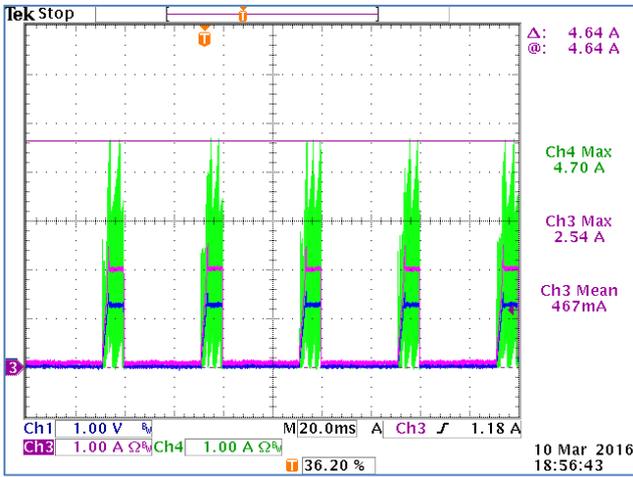


图 14

图 14 显示的是 RT2875BQ 在 28V 输入电压下发生持续过载情况下的波形：当电流限制发生以后，输出电压降低，当它降低到设定输出电压的 50%时就触发了欠压保护，输出被关闭。

如果用 RT2875AQ 来做此测试，输出就会被闭锁，需要通过 EN 信号重新进行使能才能重启其输出。

如果是 RT2875BQ 或 RT2875DQ，重启过程就是自动发生的，每一次启动过程都含有软启动特性。持续的过载会导致持续的打嗝状态，而平均电流消耗在此状态下是很低的，这样就可以避免在故障情况下出现过热问题。

负载瞬变特性和回路的稳定性设计

电流模式转换器的负载瞬变特性与控制回路的带宽和输出电容的大小有关，由于它们也会影响回路的稳定性，所以都需要进行检讨。

我们先用设计工具 [Richtek Designer™](#) 针对输出纹波和负载瞬变响应的性能进行一些检查：由于应用中会有最大 1App 的负载瞬变，所以我们将负载设定为从 0.5A 跳变到 1.5A，将电流的上升和下降时间设定为 0.5μs，这样可以代表负载的快速瞬变。瞬变分析的运行条件设定为 13.5V 的输入，输出电容为预设的 2x22μF。参见图 15。

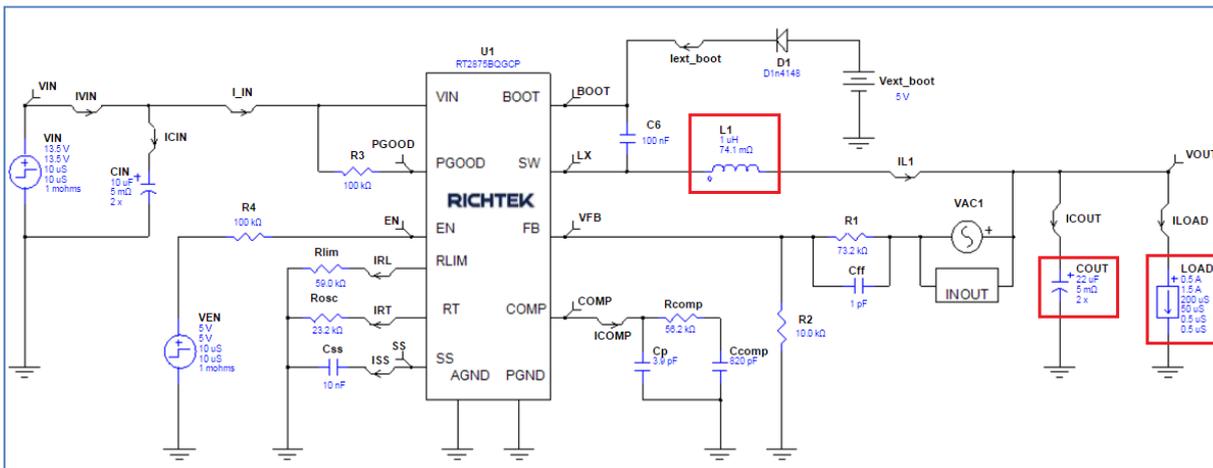


图 15

在瞬变分析结束以后，我们选择观看输出端的波形，再选择对输出电压的峰峰值 Pk2Pk 进行测量，参见图 16。

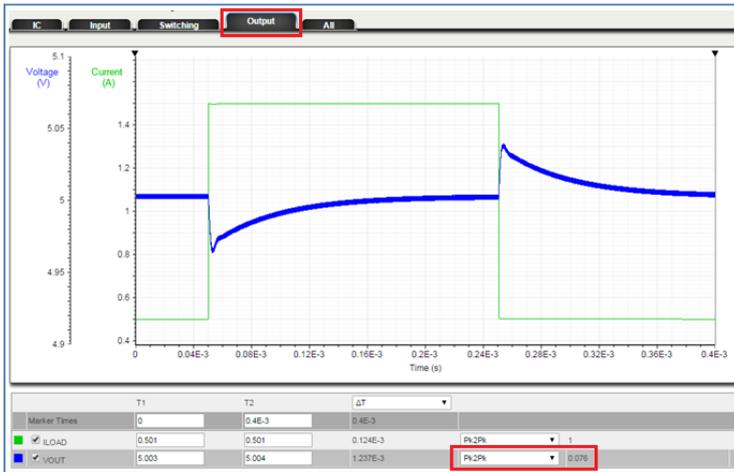


图 16

由于开关切换工作频率很高，1A 快速负载跳变所导致的电压下坠的幅度大约为 40mV，小于输出电压的 1%；输出电压的纹波也很小，大约为 4mV。负载跳变所导致的响应过程是稳定的，这说明系统具有足够的相位裕量。

实际上，这个设计中的电压下坠和隆起的状况都是足够好的，完全可以满足应用的需要。

电路的稳定性可以通过运行交流分析来进行验证，参见图 17。

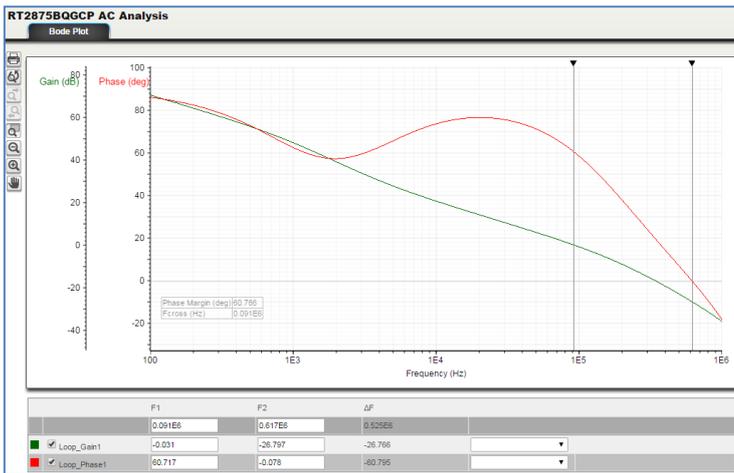


图 17

通过交流分析，我们可以看到这个系统具有 91kHz 的交叉频率、60°的相位裕量和 26dB 的增益裕量。

从中可以看到，交叉频率处的相位开始快速下降，所以任何交叉频率的增加都会快速降低相位裕量。同样需要注意的是在交流分析中 [Richtek Designer™](#) 会使用最初的 0.5A 负载条件，当负载更高的时候，转换器的负载极点就会移动到更高的频率上，这会导致更高的交叉频率，但也同时导致更低的相位裕量。

为了在仿真模拟中检视瞬态响应和回路稳定性在实际案例中的表现，我们需要选择关键的元器件并且把这些元件的参数纳入仿真模拟过程中去。输出电容在转换器的稳定性上就有关键性的作用，我们可以使用仿真工具所提供的元件清单作为器件选择时的参考，参见图 18。

Ref	Qty	Find	Part Number	Manufacturer	Description
U1	1		RT2875BQGCP	Richtek	
C6	1		GCM188R71C104KA37D	Murata	Cap Ceramic 0.1uF 16V X7R 10% SMD 0603 125C Paper T/R
CIN	2		GRM32ER71H106KA12L	Murata	Cap Ceramic 10uF 50V X7R 10% SMD 1210 125C Embossed T/R
COUT	2		GRM32ER71E226KE15L	Murata	Cap Ceramic 22uF 25V X7R 10% SMD 1210 125C Embossed T/R
Ccomp	1		GRM033R71C821KA01D	Murata	Cap Ceramic 820pF 16V X7R 10% SMD 0201 125C Paper T/R
Cp	1		User Selection Required		Capacitor 3.9pF
Css	1		C1608X7R1E103K	TDK	Cap Ceramic 0.01uF 25V X7R 10% SMD 0603 125C Paper T/R
L1	1		74477001	Würth Electronics	Power Choke Shielded Wirewound 1.2uH -20% to 40% 1KHz Ferrite 12A 7mOhm

图 18

工具所推荐的输出电容是 Murata GRM32ER71E226，这是 22μF±20%/25V/X7R/1210 规格的 MLCC，它

适合在高温环境下工作。

为了了解此电容在 5V 直流电压和 4mV 交流纹波偏置下的电容量，我们可以使用网页工具 [Murata Simsurfing](#) 对此进行评估，图 19 显示了它在直流偏置、交流偏置和不同温度下的电容量变化情况。

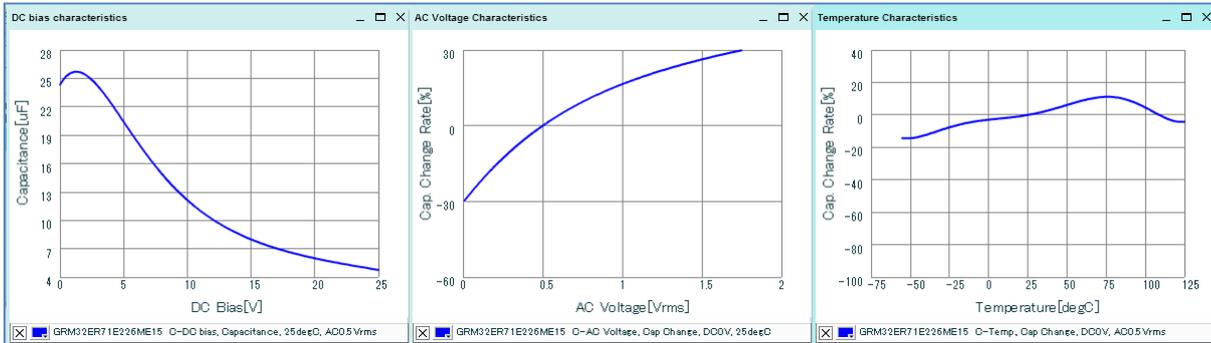


图 19

有图可见，GRM32ER71E226 在 5VDC 下的容量为 20.4μF，在低纹波下有 30% 的容量损失，-30°C 温度下的电容量又有 10% 的下降，在 75°C 温度下则有 11% 的增加。

对于我们的案例来说，该电容在 25°C 的典型容量为 14.28μF；其最小值出现在-30°C 的时候，为 10.3μF；其最大值则是 18.7μF，出现在 70°C 温度下。我们可以把这些值使用在最坏情况的分析中。假如使用了其他类型的电容，我们也需要对同样的特性进行检查，确定实际的电容量到底是多少，检查的时候需要考虑到最坏的情形。

为了对最坏的情形进行稳定性估计，我们使用最小的电容量 2x10.3μF，同时将负载电流设定为 1.5A。

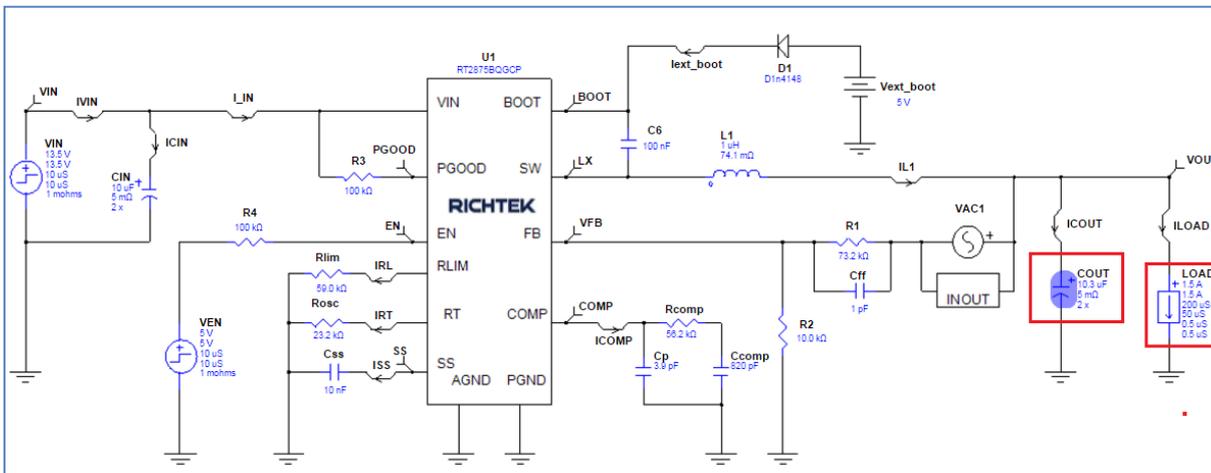


图 20

图 21 显示了输出电容最小、负载电流最大的最坏情形下的伯德图。

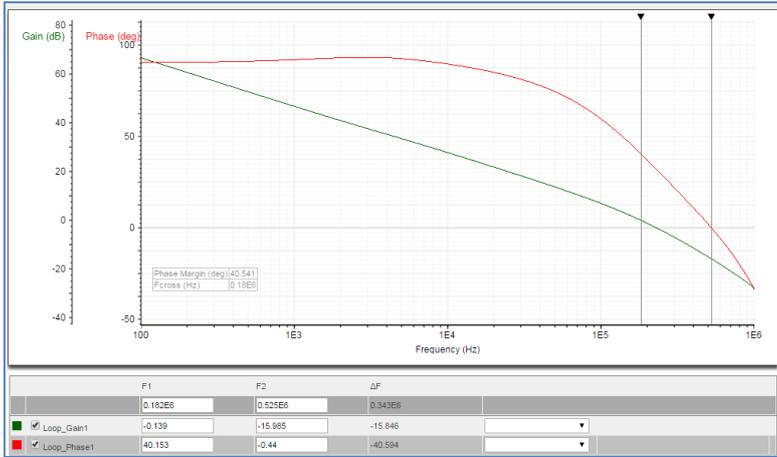


图 21

该交流分析的结果显示交叉频率已经移动到 180kHz，这造成了相位裕量的降低，现在它的值是 40.5°，而增益裕量是 15dB。

很显然，这样的稳定性对于汽车环境来说是不足的。为了改变这一状况，转换器的带宽需要有显著的降低以确保有足够的相位裕量。

在我们这么做以前，应该检查一下会影响交叉频率的其他参数。

$$f_C = \frac{R_{COMP} \cdot G_{mEA} \cdot G_{CS}}{2\pi C_{OUT}} \cdot \frac{V_{REF}}{V_{OUT}}$$

参数 G_{mEA} （误差放大器的跨导）和 G_{CS} （电流传感器增益）都是 IC 的内部参数，RT2875 的规格书给出了它们的典型值，但作为车用产品的测试数据会说明这些参数是否会有更大的误差或是随温度的变化更大，下表列出了这些数据：

IC 参数:	典型值和误差范围	-40°C 下的漂移 (%)	25°C 下的漂移 (%)	105°C 下的漂移 (%)
G_{mEA}	950μA/V ±9% (±6σ)	+18%	0%	-17%
G_{CS}	5.2A/V ±20% (±6σ)	-6%	0%	-8%

积 $G_{mEA} \cdot G_{CS}$ 在 -40°C 下的最大偏差为 $1.27 \cdot 1.14 = 1.45$ 倍，在 +105°C 下的最大偏差为 $0.74 \cdot 0.72 = 0.53$ 倍。

所以，由于 G_{mEA} 和 G_{CS} 的误差和温度漂移，交叉频率在低温下可最多增加 45%，而在高温下可最多降低 47%。为了确保在所有温度条件下都能保持稳定，补偿电阻 R_{COMP} 的值必须降低，使其设定的交叉频率即使漂移了 +45% 或 -47%，我们仍然能够得到足够的相位裕量。

利用自动设计工具 [Richtek Designer™](#) 可以很容易地修改 R_{COMP} 的值并看到它的改变对交叉频率和相位裕量的影响。需要注意的是，除了改变补偿器的增益以外， R_{COMP} 改变也会改变补偿器的零点和极点频率，所以相位曲线会跟着改变。在图 22 中， R_{COMP} 被降低到 33k， C_P 被设定为 0.1pF，以便降低补偿极点的相位下降量。

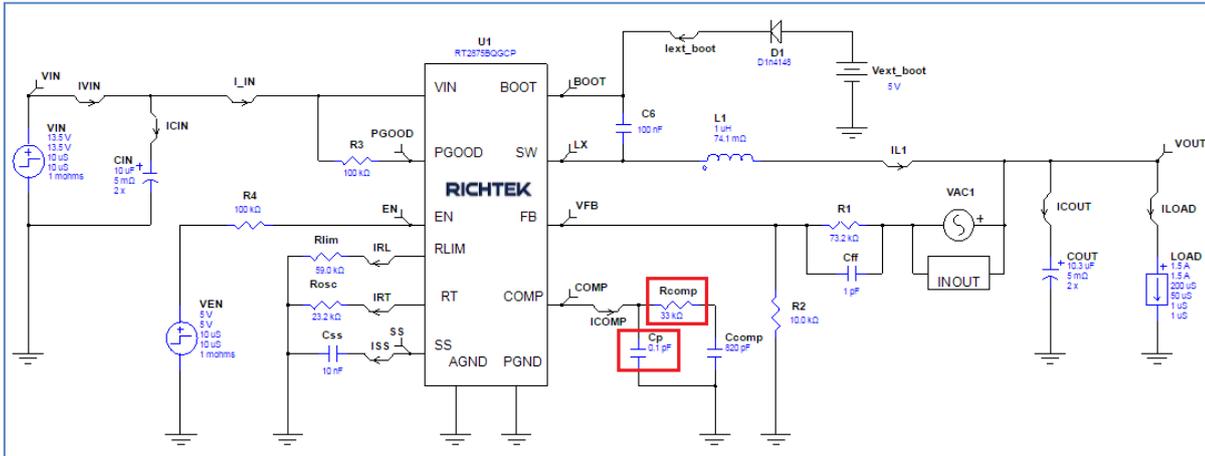


图 22

图 23 显示了改变后的增益和相位结果：交叉频率为 139kHz，相位裕量为 66°

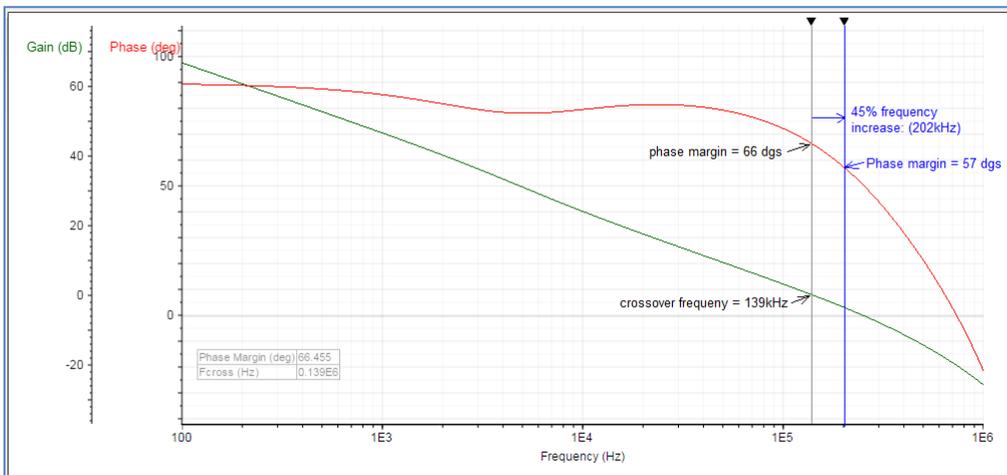


图 23

利用光标可以检查交叉频率提高 45%至 202kHz 时的相位裕量，这个数据为 57°，是足够的。

现在来看看另一个极限情况，在高温环境下，这时候的交叉频率最低。为了模拟这一点，我们将 COUT 设定为最大值 18.7µF x 2，将负载设为零，这将导致最低的交叉频率。参见图 24。

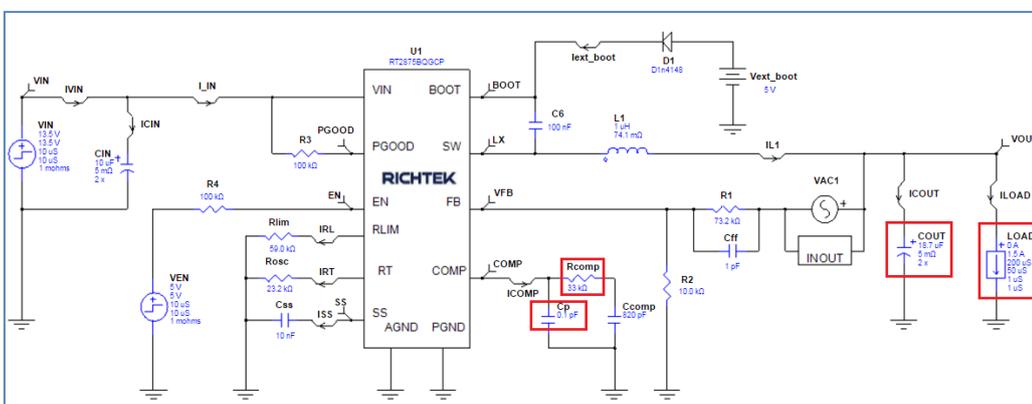


图 24

如图 25 所示，交叉频率为 78kHz，相位裕量为 74°，这对应高温下的结果。

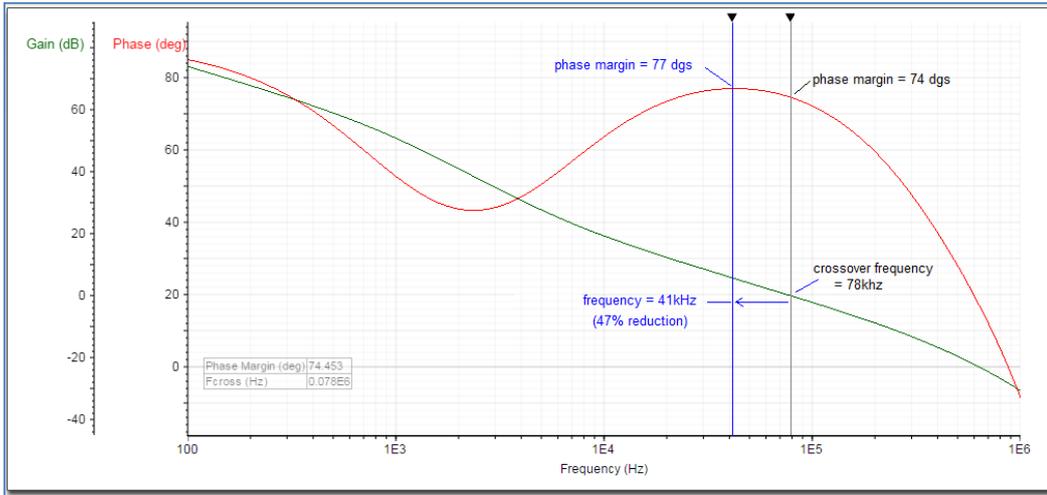


图 25

即使考虑到 IC 在高温下还会导致交叉频率有 47% 的降低，我们看到的相位裕量也不会变得更糟。

为了检查系统在高输入电压和低输入电压下的稳定性，可将输入电压设定为 $V_{IN} = 28V$ 和 $V_{IN} = 6V$ 进行交流分析。实际上，系统的增益-相位曲线在不同输入电压下不会有大的改变，但必须注意到的是交流分析不能在 $V_{IN} = 6V$ 下运行，这是由于此时的转换器因触及最短截止时间而工作在脉冲跨越模式下，这是一种非线性的过程，而交流分析无法在这种过程中进行。如果把输入电压增加到 7V，工作过程就不会再触及最短截止时间了，交流分析可以顺利完成。

另外一种检查系统稳定性的方法是对转换器施加快速跳变的阶跃负载，这时候需要查看输出电压上会不会出现任何振荡过程。图 26 显示的是将在 0.5A 至 1.5A 跳变的负载施加在输出端时的系统响应过程，这些量测都以 13.5V 的电压作为输入，负载电容则分别以典型值、最小值和最大值进行配置。

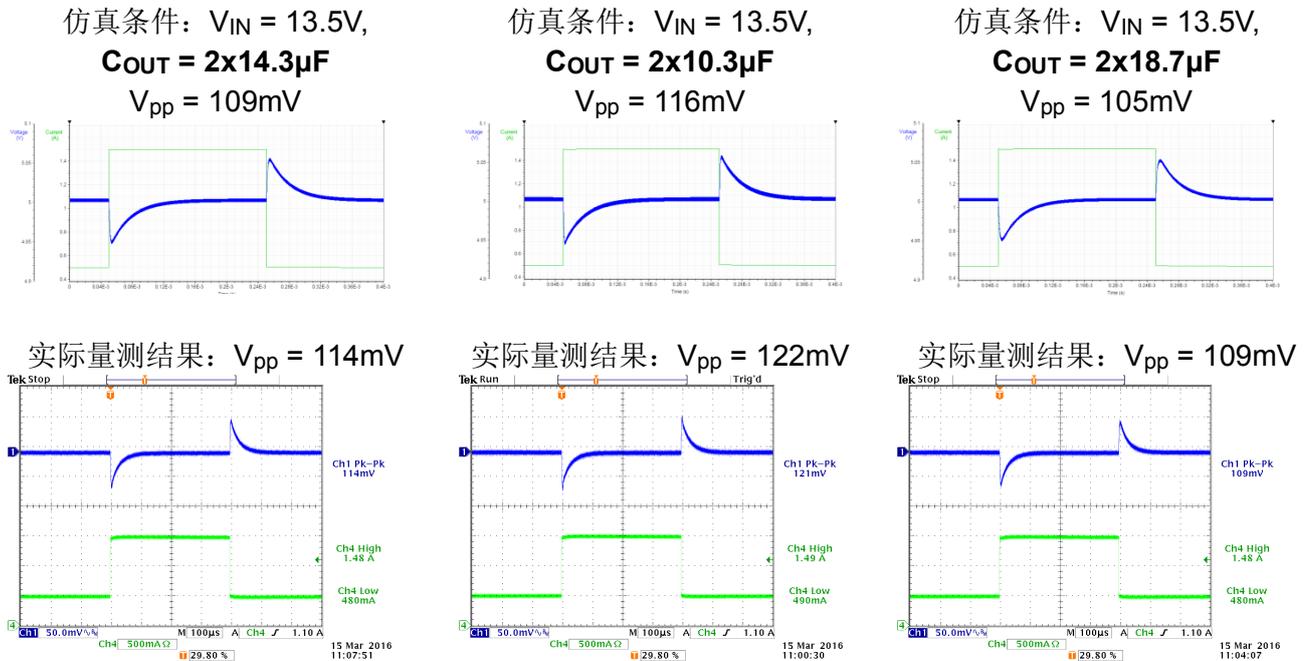


图 26

不同输入电压对瞬态响应的影响显示在图 27 中。

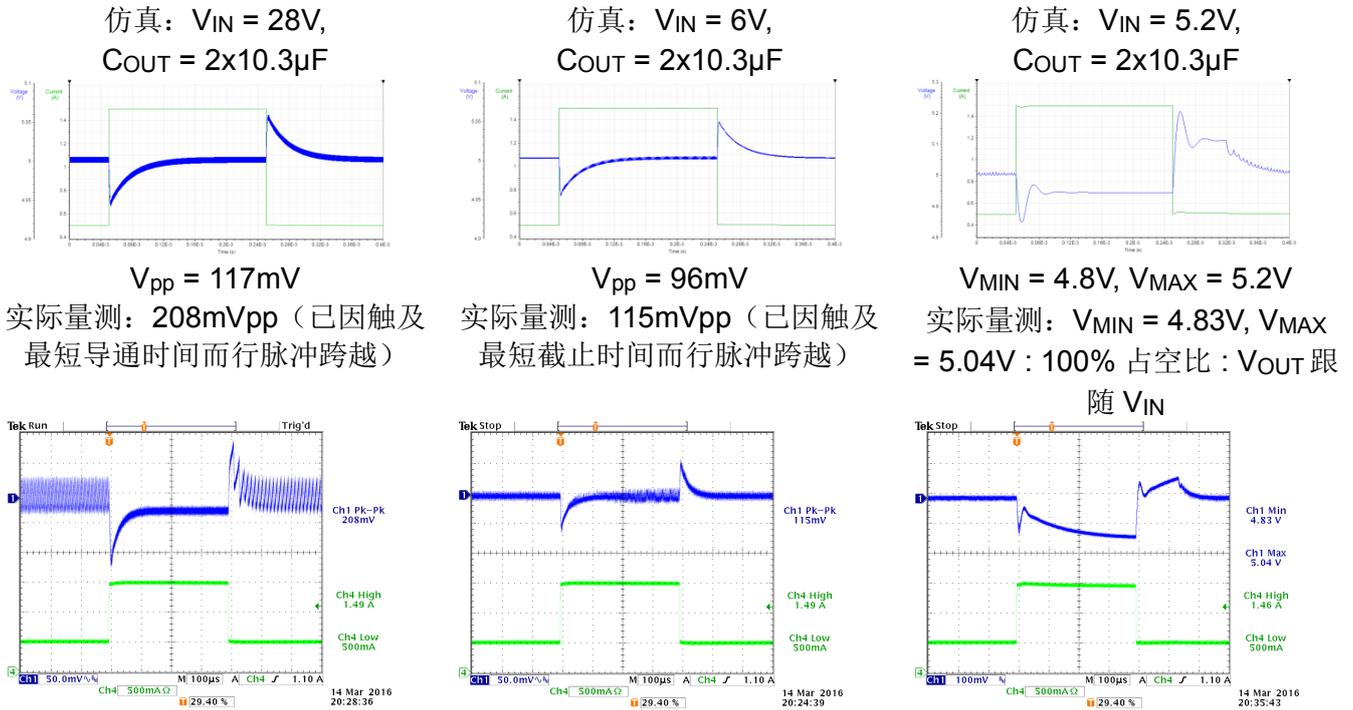


图 27

在 28V 输入条件下，转换器因为触及最短导通时间而进入脉冲跨越状态，这导致较高的输出电压纹波，这没有在仿真中呈现出来。同样的状况在输入电压很低时也会表现出来，这时的转换器进入 100%占空比状态，输出电压无法再实现自动调节，它将跟随 V_{IN} 的变化，其间的差等于电流流过 $R_{DS(ON)}$ 和电感器的直流电阻 DCR 所形成的电压差。此时发生的任何振荡过程都是电感和电容的谐振造成的，与转换器的稳定性没有关系。实际量测到的 100%占空比情况下的输出波形与仿真输出的波形有些不同，因为在仿真中的电源是理想电源，而用于实际量测的电源不是理想的。非理想的电源在遇到负载瞬变时会出现电压下坠现象，而这种变化会被反映到转换器的输出上。

图 28 展示了输入电压 V_{IN} 从 13V 分别降低到 5.4V、5.1V 和 4.7V 时的工作状态及输出电压变化情况，其中的粉色线代表输入电压 V_{IN} ，蓝色线代表输出电压 V_{OUT} ，青色代表开关节点工作波形。

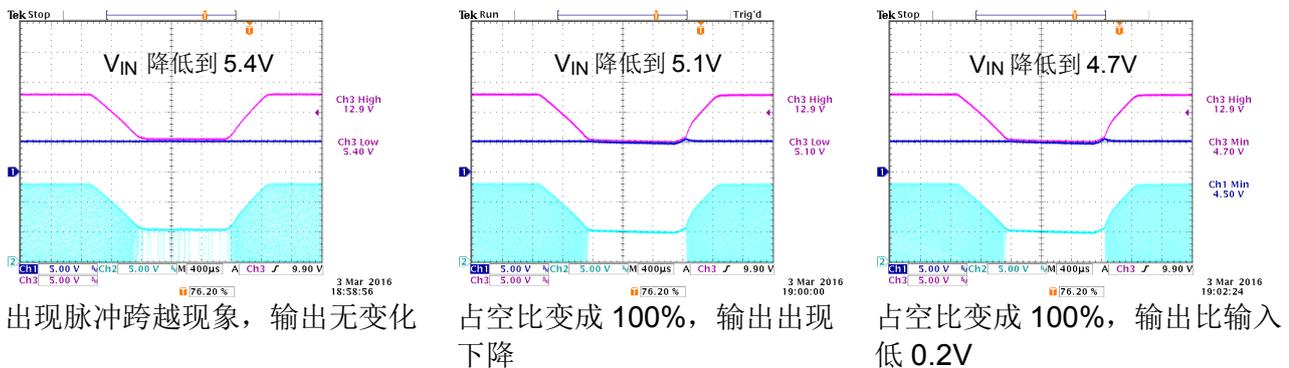


图 28

转换器的功率损失、转换效率和热设计

转换器的功率损失包含导通损失（由 IC 内部 MOSFET 的 $R_{DS(on)}$ 和电感的直流电阻导致）和开关切换损失（包含 MOSFET 的栅极驱动功耗、开关状态变化过程导致的损耗、死区时间造成的损耗、电感铁芯的损耗和电容 ESR 所造成的损耗）。在我们的案例中，开关切换频率很高，与开关切换频率成正比的开关切换损耗就非常显著。

Richtek Designer™ 在进行效率分析的时候会计算导通损耗和开关切换损耗，可用于对转换器的总体转换效率和功率损耗进行快速评估。为了进行效率分析，需要先设定输入电压、电感器直流电阻和负载电流的值。参见图 29。

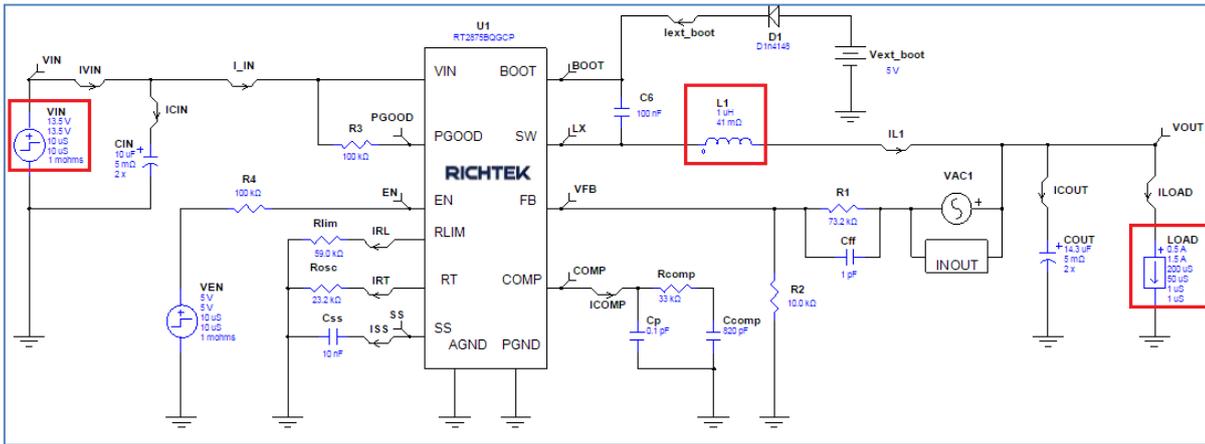


图 29

运行了效率分析以后，图 30 所示的图形可以显示出来。

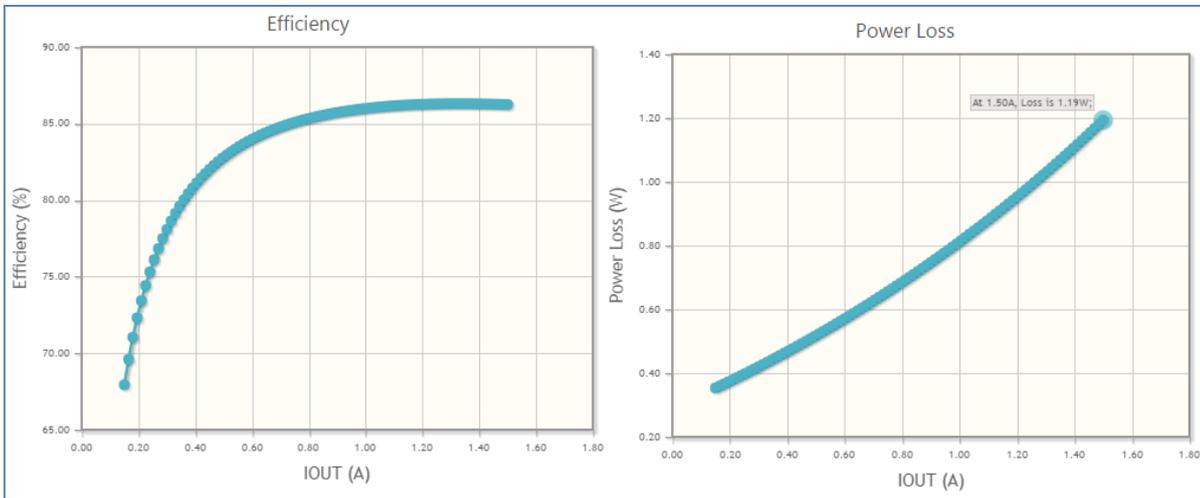


图 30

在描绘出来的图形上移动光标，相应位置所对应的效率和功耗的值就会显示出来：当负载电流为 1.5A 时，转换器的转换效率为 86.25%，总的功率损耗为 1.19W。

在使用相同的关键元件的板上所测量得到的实际效率和功率损耗如图 31 所示的曲线所示。

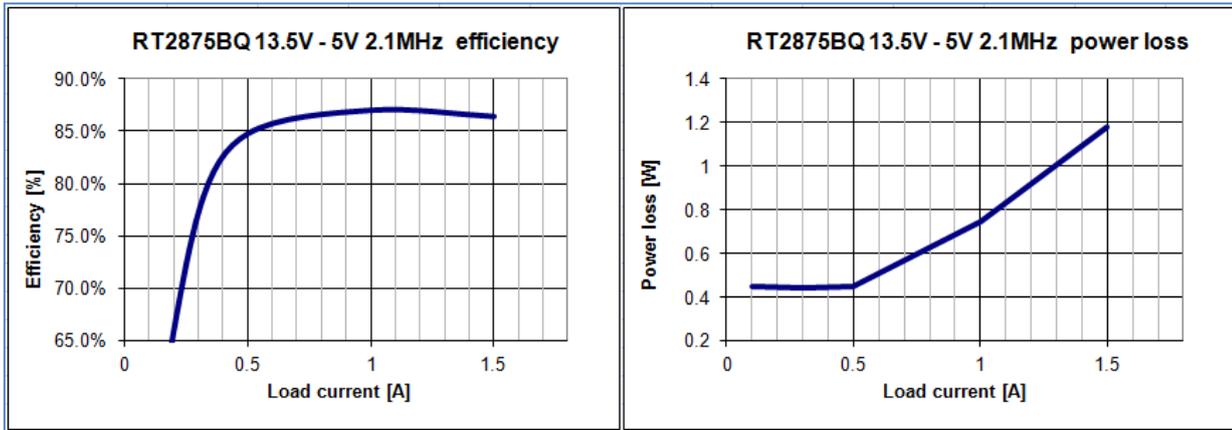


图 31

在负载电流为 1.5A 时所测量得到的实际效率和功耗分别为 86.4%和 1.18W，十分接近仿真分析的数据。在轻载情况下，仿真与实际量测的误差会稍微大一些，这是由于高频工作情况下的开关切换损耗的计算很难做得非常精确。

通过将外围元件的功耗最小化，我们可以利用 [Richtek Designer™](#)对 IC 的自身功耗进行大致的评估。为了实现这一目的，我们需要如图 32 所示的那样将电感的直流电阻设定为 0。

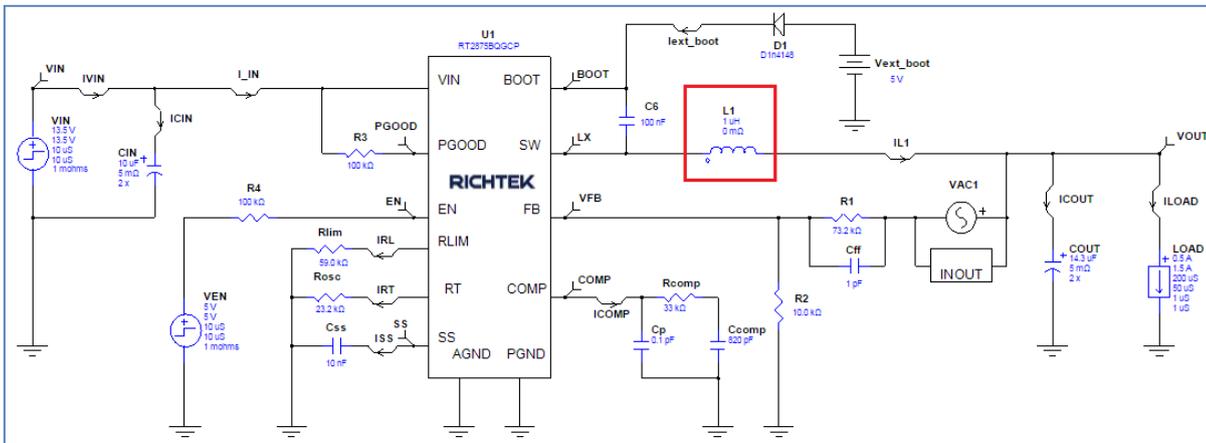


图 32

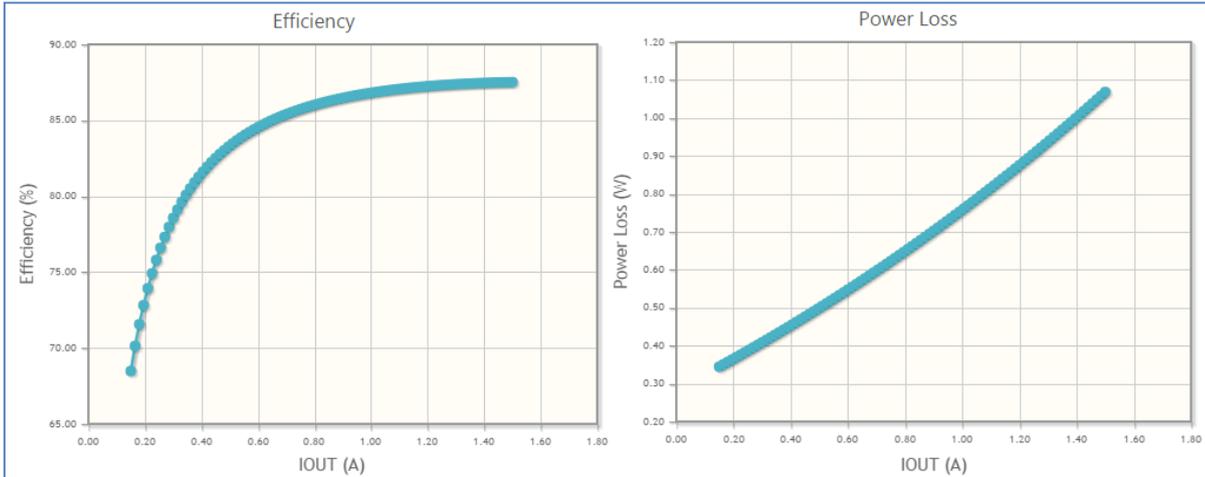


图 33

在电感直流电阻为零的条件下计算出来的效率为 87.51%（负载电流为 1.5A），功率损耗为 1.07W，这可以被看成是完全由 IC 所消耗的。（实际量测的结果显示 IC 的功耗是 1.09W。）

根据 RT2875BQ 的产品规格书中的数据，它在符合 JEDEC 51-7 所规定的四层热测试板上的从其内核结点到外部环境之间的热阻为 28°C/W，在这样的测试板上的 IC 的 1.07W 功耗将导致 30°C 的温升。假如环境温度为 70°C，IC 内部的内核结点温度就会上升到 100°C，这一温度低于推荐的最高结温 125°C。

需要注意的是开关切换损耗与输入电压 V_{IN} 的平方成正比，所以更高的 V_{IN} 将导致更高的功耗。当上面的电路工作在 28V 输入下时，IC 的功耗将升高到 2.27W（实际量测到的数据是 2.22W），这将导致 IC 的结温升高 63.6°C。假如环境温度为 70°C 时，结温就是 133°C。通常情况下，抛负载所造成的输入电压较高状态所持续的时间都不会太长（< 500ms），而结温的升高是需要一定的时间的，所以抛负载过程所形成的 28V 输入并不会造成 IC 过热。

设计中的电磁兼容性考虑

低压 Buck 转换器中的电磁辐射主要由开关切换回路中流过的高频电流引起。在图 34 所示的 Buck 转换器的两个电流主回路中，带有阴影的 A1 区域是最关键的回路，因为其中流过的电流 I_1 中含有不连续的电流脉冲，其变化率 di/dt 很高。由于辐射的强度与回路的面积成正比，保持 A1 区域的面积最小化是非常重要的。回路 A2 也会形成辐射，但其影响通常不及 A1，因为其中的电流环由 $I_1 + I_2$ 形成，是持续的三角波信号，其变化率 di/dt 低于 I_1 的变化率。与此话题相关的内容，请参阅应用笔记 [《怎样消除 Buck 转换器中的 EMI 问题》](#)。

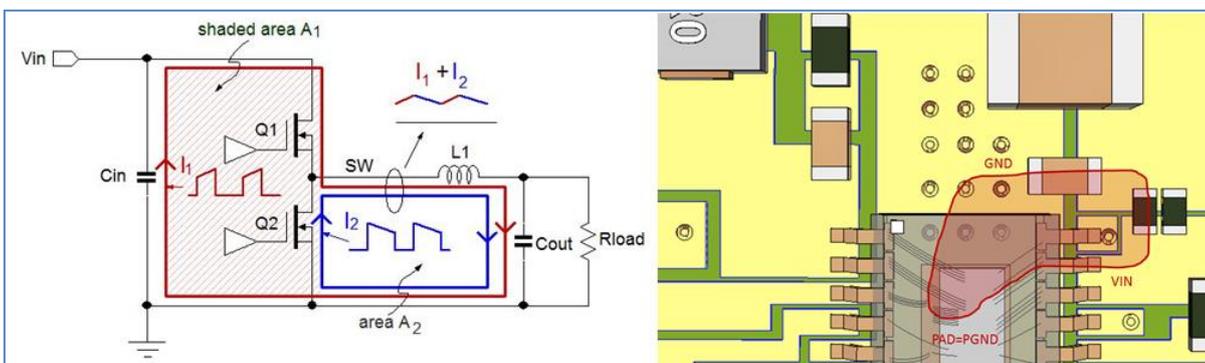


图 34

为了在 PCB 布局中将 A1 区域的面积最小化，需要将输入电容尽可能地靠近 IC 放置，而且要和 IC 的 VIN 和 PGND 尽可能短地连接起来，如图 34 右侧部分所示。由于 IC 内核的 PGND 是和散热焊盘连接在一起的，IC 底部的地是和 IC 内核的地形成最短路径的地方。

更多降低 EMI 的方法展示在图 35 所示的原理图中：

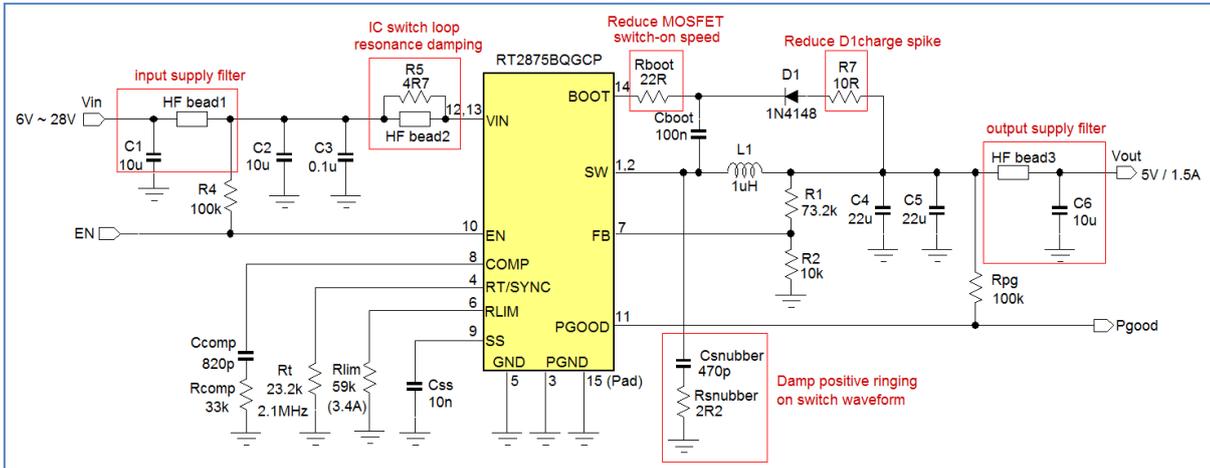
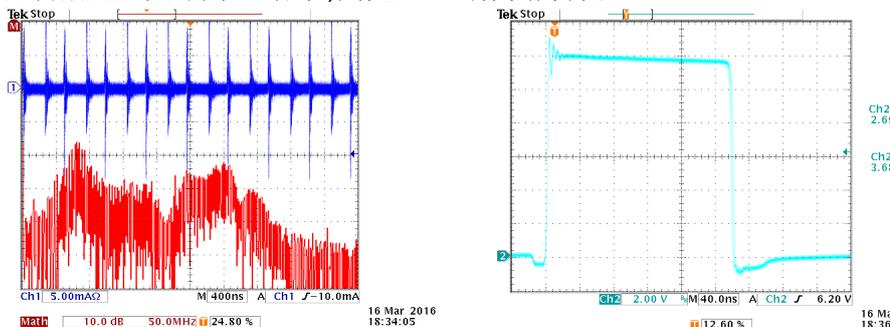


图 35

1. 高频磁珠 HF bead1 与 C1 一起形成了一个 LC 滤波器，可对 Buck 转换器的输入电流进行平滑处理。
2. R5 和磁珠 HF bead2 形成一个能对 IC 内部的开关切换路径上的谐振形成抑制的环节。HF bead2 需要很小，一个可选的型号是 Murata 的 [BLM15PG100SN1](#)。由于这个环节的加入，IC 的 VIN 端可能出现电压的毛刺，这是需要进行检视的一个地方。如果发现毛刺的幅度太高，R5 就应该被减小。
3. 电阻 Rboot 的加入可以降低上桥开关导通的速度，因而可以增加开关波形的上升时间，但这也同时增加了开关切换的损耗。
4. Rsubber 和 Csubber 形成的平滑电路能抑制开关波形上的正向振铃过程，但它们的加入也会造成损耗的增加。
5. 加入 R7 可以降低流过 D1 的高频电流尖峰，但是这个电阻千万不能太大了，它会降低对 Cboot 的充电电流。
6. HF bead3 和 C6 形成一个输出端的 LC 滤波器，需要注意的是 HF bead3 的加入会使转换器的负载调整特性和负载阶跃响应特性变差。

图 36 显示了不同 EMI 解决方案之下测量到的电源输入端的共模噪声和开关切换节点的电压波形：

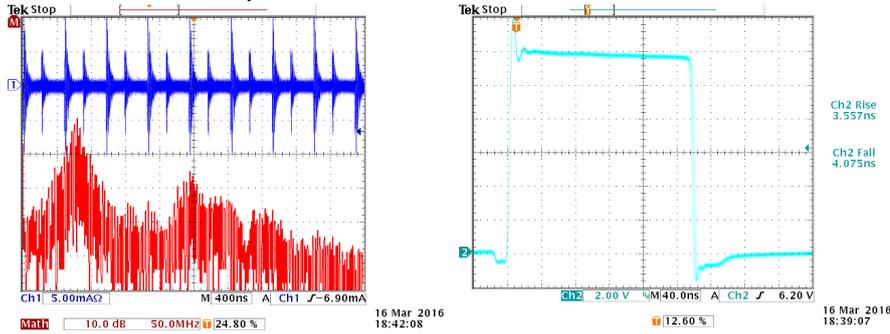
原始配置下的测量结果,尚无 EMI 解决方案加入



在 70MHz 和 250 ~ 300MHz 频段存在高辐射

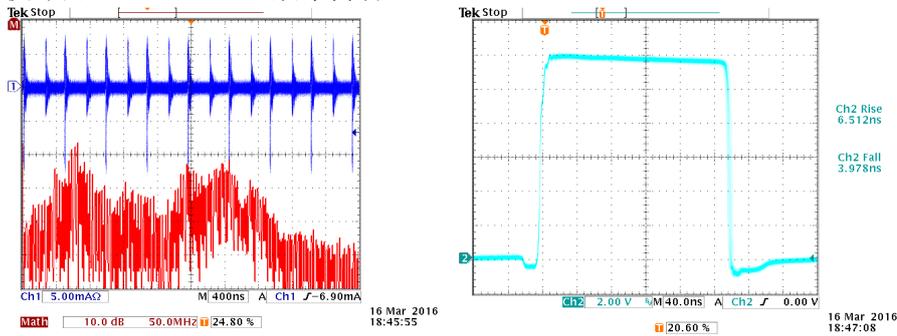
存在 210MHz 的振铃信号， $T_{R/F} = 2.7/3.7ns$

仅加入 2.2Ω + 470pF RC 平滑电路，效率降低 1%。



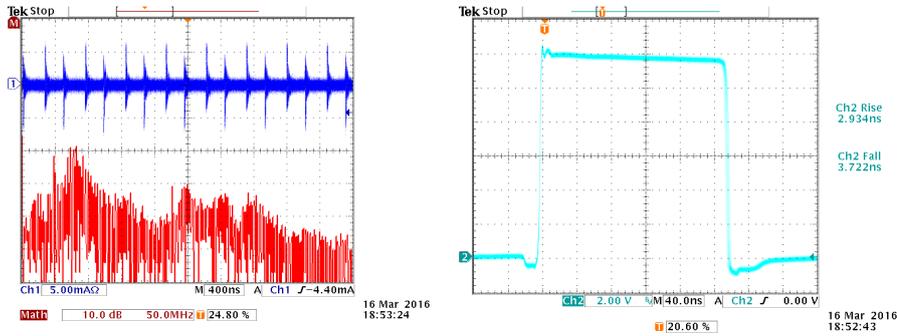
250 ~ 300MHz 频段的辐射降低 振铃受到抑制， $T_{R/F} = 3.6/4.1ns$

仅添加 22Ω Rboot，效率降低 0.6%。



70 ~ 200MHz 频段的辐射降低 振铃受到明显抑制， $T_{R/F} = 6.5/4.0ns$

仅在 IC VIN 加入磁珠//4.7Ω，效率无下降



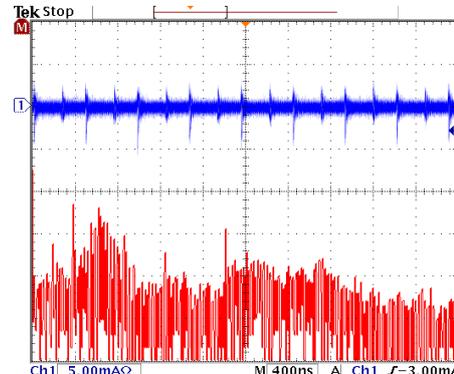
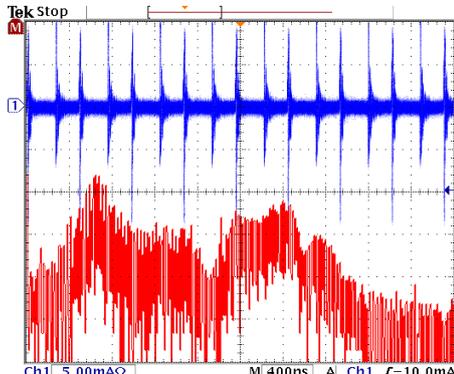
70 ~ 300MHz 频段的辐射降低 振铃受到抑制， $T_{R/F} = 2.9/3.7ns$

图 36

图 37 左右两侧的图形比较了多种 EMI 解决措施加入前后的共模电流情况：

措施加入以前

在 IC VIN 端加入磁珠//4.7Ω、加入 22Ω Rboot 和输入端的磁珠以后

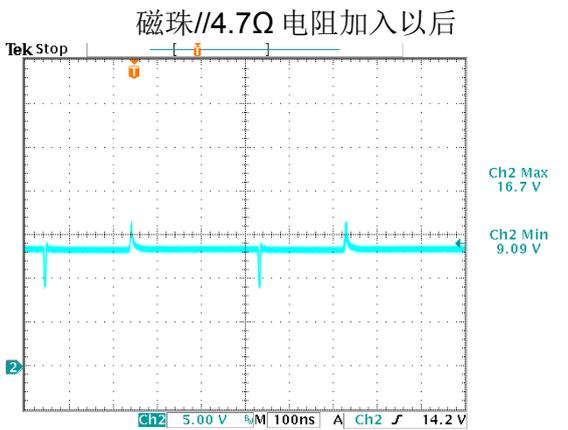
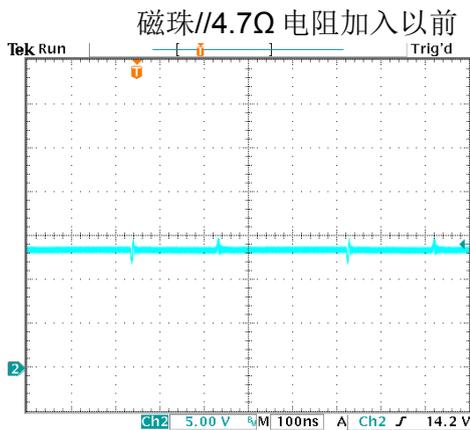


在 70MHz 和 250 ~ 300MHz 频段存在高辐射

70MHz ~ 300MHz 频段的辐射降低了 10dB 以上

图 37

图 38 显示了在 IC VIN 端添加 HF bead2 和 R5 前后的电压波形。由于加入了高频阻抗，在开关切换瞬间将会形成电压的下降和突起。假如由此形成的电压尖峰太大，R5 的值需要减小。



IC VIN 端存在±1.5V 毛刺

IC VIN 端存在-4.4V/+3.2V 毛刺

图 38

对 RT2875 验证板进行输入端共模电流测试的方法显示图 39 中。

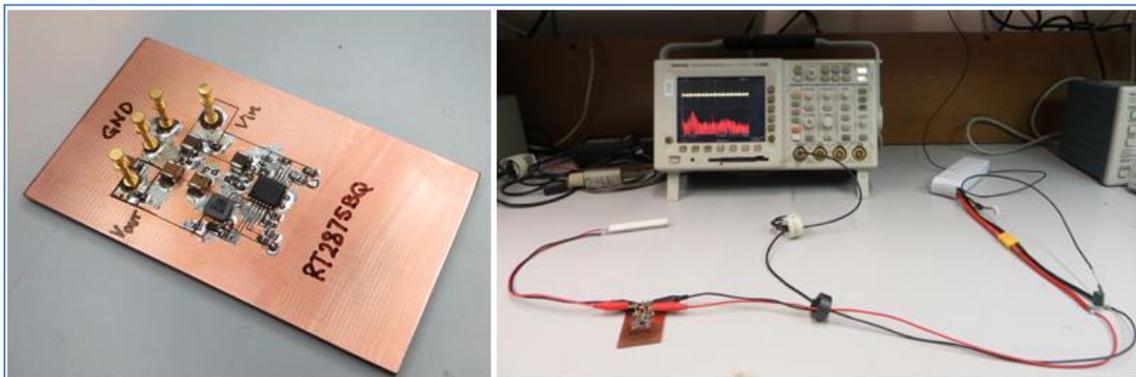


图 39

7. PCB 布局样板

图 40 显示了一个 PCB 布局的样板。在该布局中，所有的大电流元件都被放置在 IC 的一侧，小信号元件则被放置在 IC 的另一侧。中间部位是大电流的信号地，它们与 IC 的散热焊盘形成低阻抗的连接，这里也正是 IC 的功率地。这个部分通过大量的导通孔和地线层连接起来，一是起到降低接地阻抗的作用，二是作为热量的传递通道将 IC 消耗形成的热量传播出去。IC 底部的地线上没有开关切换形成的电流流过，因而可以作为小信号元件的接地点来使用。RT2875 的大电流流过的 PGND 和小信号部分的地是通过不同的端子来分开的。

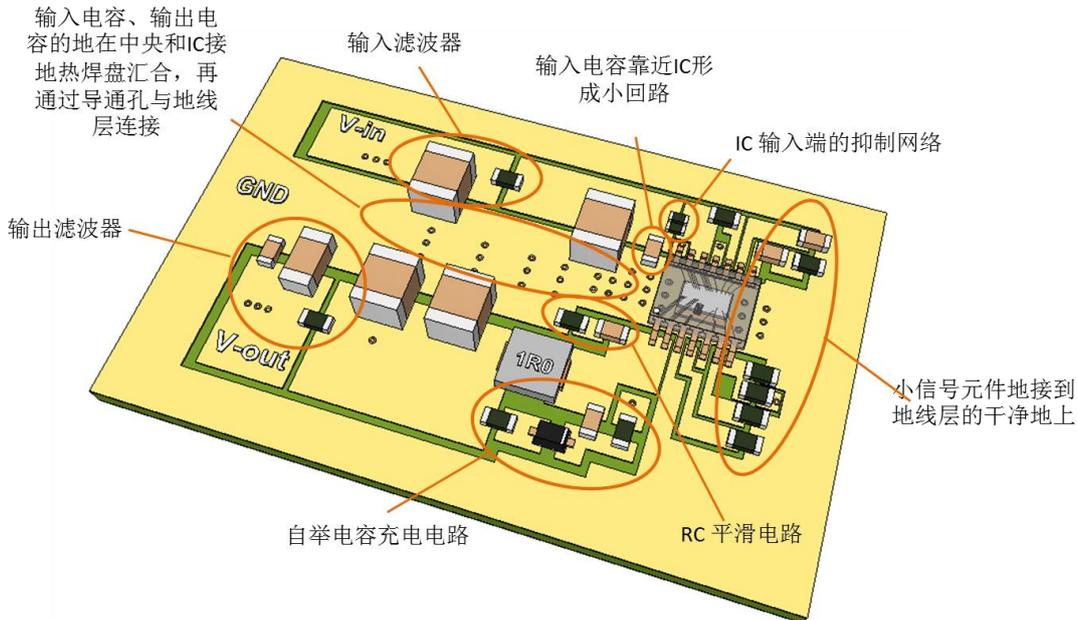


图 40

8. 其他应用要点提示

使用外部时钟同步功能

外部时钟同步功能可以被使用来将开关切换频率设定在精确的数值上，而且是在运行中改变的，这样就可以将开关切换频率调整到远离收音机敏感频带的频率上。假如需要在某个频带内调整频率，元器件的参数就最好是依据最低工作频率来做选择。我们来看一款工作频率需要在 350kHz ~ 500kHz 间调整的 5V1.5A 转换器的设计：在 [Richtek Designer™](#) 中，我们将工作频率设定为 350kHz 让其自动生成电路，按照最坏情况将输出电容设定在最小值 10.3μF，负载电流设定在最大值 1.5A，R_{COMP} 的计算值是 9.3k，我们选择标准值 9.1k，最后生成的电路在图 41 中。

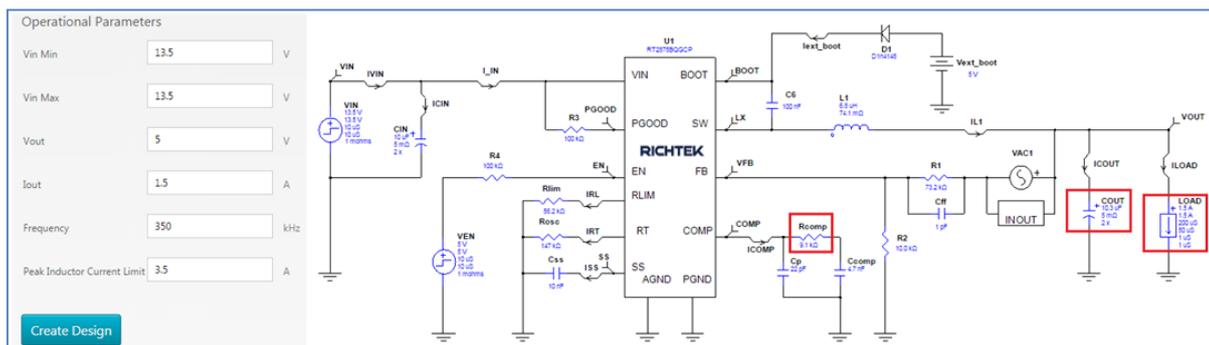


图 41

在运行交流分析以后，描画出来的增益-相位曲线显示出足够的相位裕量，即使在高于交叉频率 50%的地方也是如此。参见图 42。

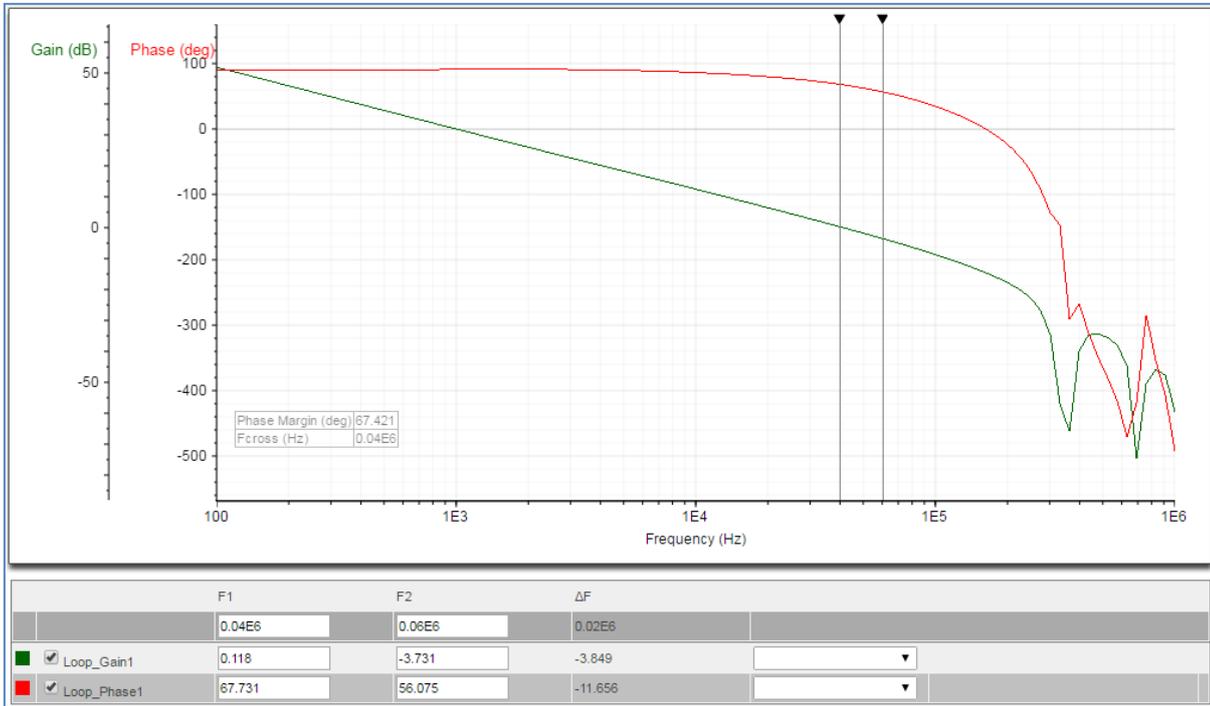


图 42

为了检查 500kHz 工作频率下的稳定性，需要将 R_t 从 147k 调整为 102k 后再运行交流分析。图 43 的结果显示出 500kHz 下的相位裕量比 350kHz 下的相位裕量更好一点，这是因为交叉频率是基于 350kHz 的工作频率设定的。

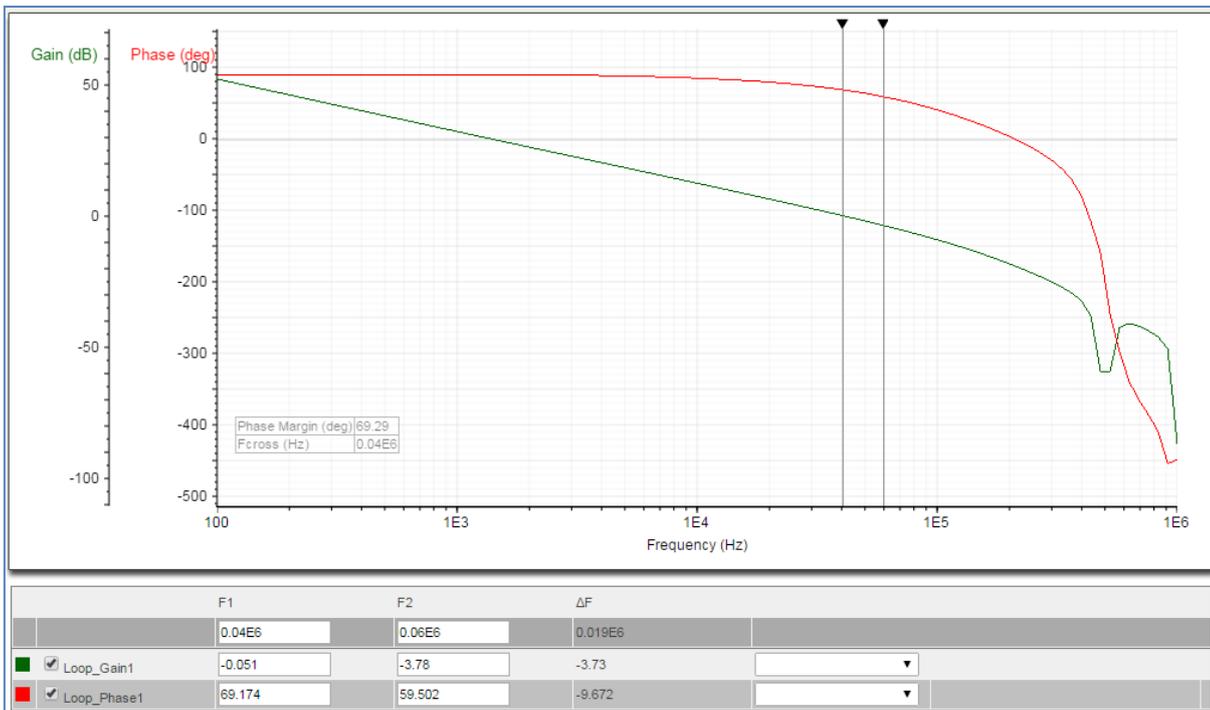


图 43

在大多数使用外部同步信号的系统中，同步信号是由 MCU 生成的。假如为 MCU 的供电正是来自于它要使之同步的 Buck 转换器，上电的过程就可能出现问题，因为 MCU 的同步信号输出端子有可能将 RT2875 的 RT/SYNC 端子拉为低电平，这样它就不会开始工作，或者是在短期接地期间工作不正常。为了避免这样的问题出现，图 44 所示的电路是一种推荐的方法：MCU 的同步信号输出端不要直接和 RT2875 的 RT/SYNC 连接起来，而是通过分压器 Rt1/Rt2。这样一来，即使 MCU 的端子处于低电平，RT2875 的工作频率也由 Rt1 设定好了（在此处，它的工作频率是 500kHz）。当 MCU SYNC 端处于浮空状态时，RT2875 的工作频率就由 Rt1 + Rt2 确定（在这里是 350kHz）。当 MCU 正式送出方波同步信号时，RT2875 就与该信号同步了。建议给 Rt1 并联一个电容 Ct，由 Rt1 * Ct 决定的时间常数应当与最低频率的同步信号周期相同。虽然 RT2875 可以从一开始就使用外部同步信号，但在此案例中我们没有使用外部同步信号作为开始，我们使用 RT2875 的 PGOOD 信号来告诉 MCU 它可以启动了。

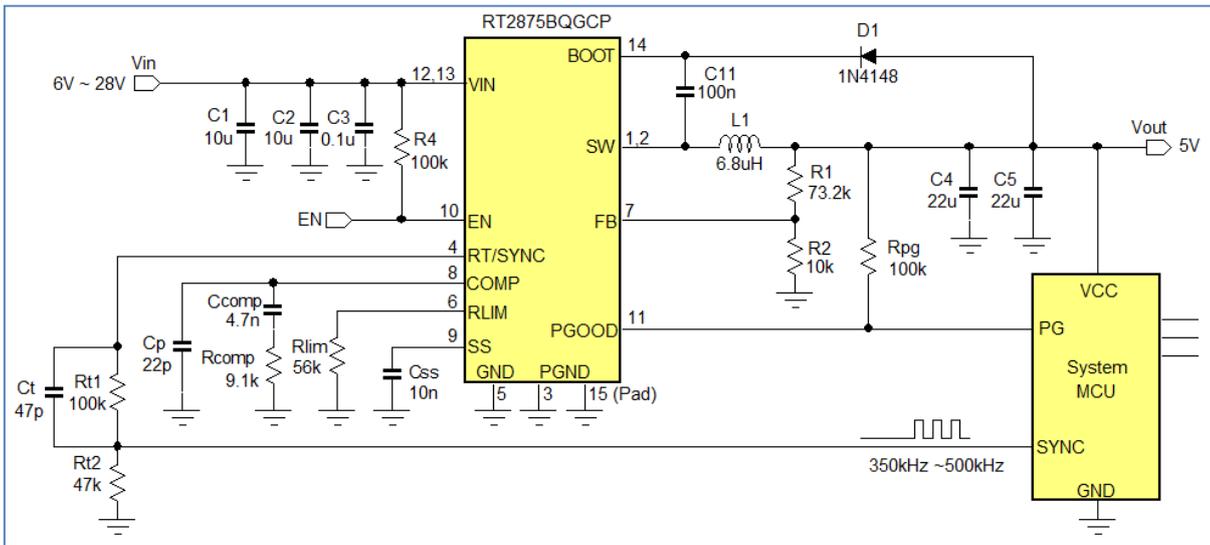
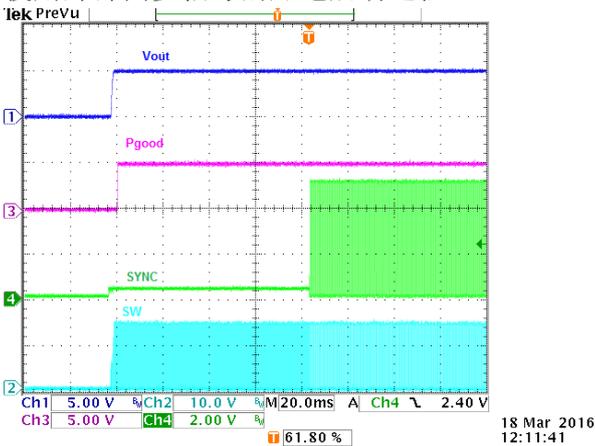


图 44

图 45 显示了上述电路中转换器的启动过程：MCU 的 SYNC 端在启动的过程中先是处于浮空状态，经过设定以后才会紧接着有 350kHz 的占空比为 50%的信号输出。

使用外部同步信号的加电启动过程



从自由运行到同步运行之间的过程细节

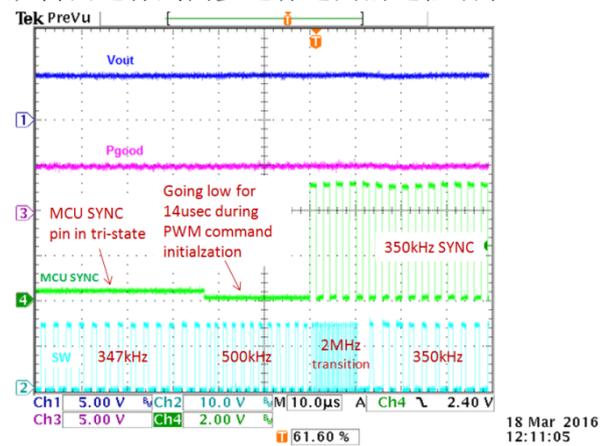


图 45

从图 45 的右侧图可见，MCU 的 SYNC 端在开始的时候是处于浮空状态的，这导致大约 347kHz 的工作频率（由 $Rt1+Rt2$ 决定）。当 MCU 进行 PWM 运行设定的时候，其 SYNC 端变为低电平（持续大约 24 μ s），RT2875 在此期间以 500kHz 频率工作。当 350kHz 同步脉冲出现时，RT2875 用了 4 个周期的时间对外部信号进行频率测量和内部参数进行处理，这时候的转换器以最高工作频率工作。此后，转换器与外部时钟实现同步运行。如果 SYNC 信号再次进入浮空状态，类似的转换过程又会发生，转换器又会变回到由 $Rt1+Rt2$ 决定工作频率的状态。

自举电容的充电电路

在第 6 章中我们有提到 RT2875 已经在内部包含了自举电容充电电路，但在类似汽车应用中遇到可能出现高占空比应用的时候最好还是要外加一个充电电路。

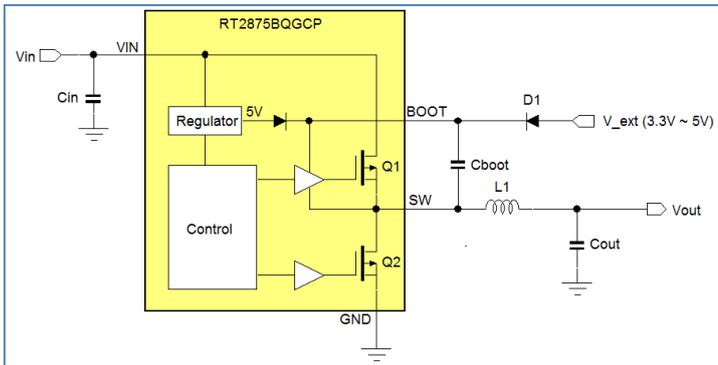


图 46

如图 46 所示， C_{BOOT} 会在下桥开关 Q2 导通的时候被充电、在上桥开关 Q1 导通的时候被放电。假如下桥开关导通时间很短，IC 内部的充电电路就可能不能对 C_{BOOT} 进行完全充电。 C_{BOOT} 电压太低会降低对上桥开关的驱动能力，这会造成上桥开关的损耗增大。太低的 C_{BOOT} 电压还会导致 C_{BOOT} 欠压保护被触发，这将导致强制性的下桥导通以实现对其再充电，而这在正常工作过程中是需要避免的。通过使用外部自举电容充电电路就可确保 C_{BOOT} 在高占空比应用期间也能得到足够的充电以确保电路的正常运作。

对于输出电压 V_{OUT} 在 3.3V ~ 5V 的应用来说，为自举电容充电的电源可以从输出端取得。电路中的 D1 在 V_{OUT} 为 3.3V 时最好选用肖特基二极管，这样就可以使 C_{BOOT} 可以被充电到 4V 以上，这对驱动上桥开关就足够了。在这里需要注意到开关节点电位在转换器的死区时间里会暂时低于地电位，这会增加 C_{BOOT} 的充电。

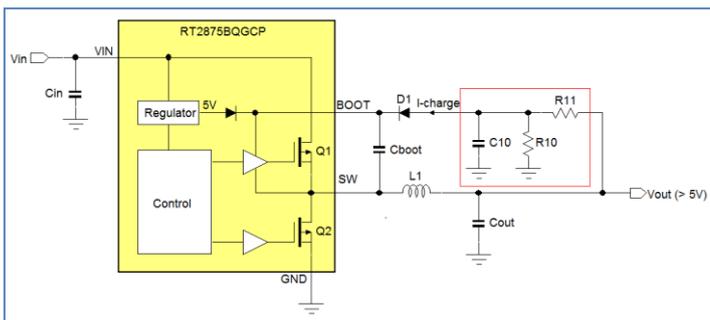


图 47

假如输出电压 V_{OUT} 高于 5V，自举充电电路的电源可以通过电阻分压的方式从 V_{OUT} 获取，其中需要加入一个缓冲电容，参见图 47。为了计算 R10、R11 和 C10 的值，需要知道充电电流 I-charge 的大小，Richtek Designer™ 可以提供这一信息。

在图 48 的左侧，我们输入一些参数，这样就生成了一个工作在 1MHz 的 6V/1.5A 输出的电源转换电路。

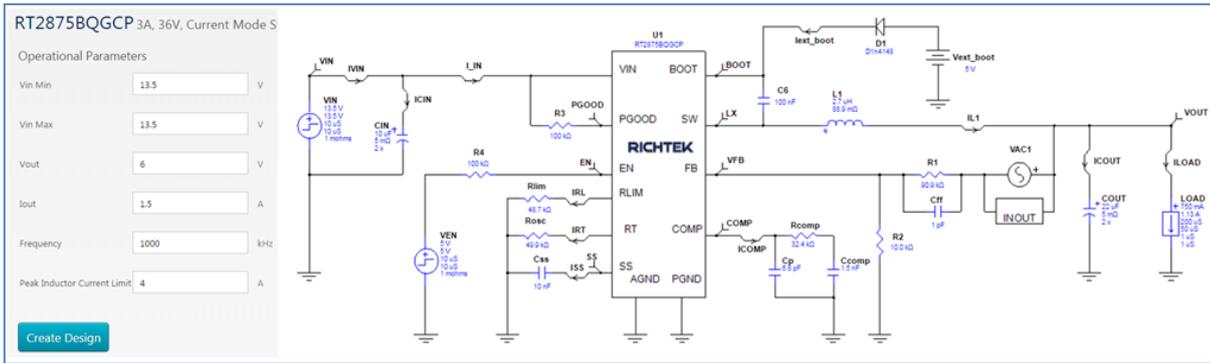


图 48

在该图中，外部自举电容充电电路中含有电流测量元件 `lext_boot`，其测量数据可以作为设计分压电路的依据。为了得到测量数据，我们选择进行稳态分析。

在得到稳态分析的结果以后，选择 **Switching** 页面，先消除所有波形显示再选择显示 `LX` 和 `lext_boot`，如图 49 所示。

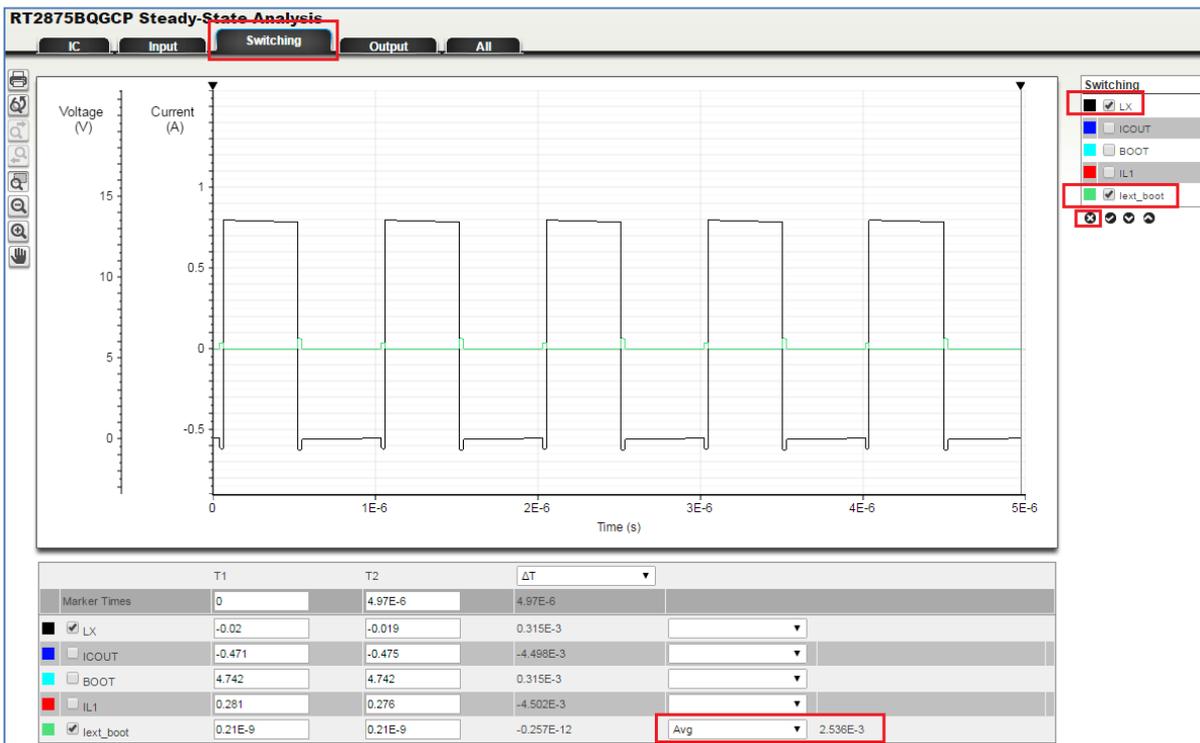


图 49

现在你能在转换器的死区时段看到出现在 `lext_boot` 中的电流脉冲，这段时间是开关波形处于负电位的时候。为了设计电阻网络，我们需要 `lext_boot` 的平均值，在底部的测量菜单中选择 **Avg** 即可做到这一点，我们看到的平均值大概是 2.5mA。

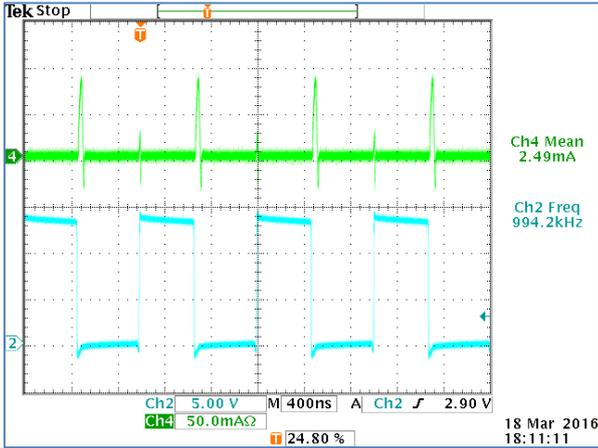


图 50

图 50 显示的是对实际的 `lext_boot` 进行测量的结果，2.49mA 的数据很接近仿真分析的结果。我们将 R11/R10 的比值设定在无负载的输出电压为 5V 上，再将 2.5mA 充电电流形成的压差设定为 0.5V。

$$\text{第一个条件导致的结果是 } \frac{R10}{R10+R11} \cdot 6V = 5V,$$

$$\text{第二个条件给出的结果是 } \frac{R10 \cdot R11}{R10+R11} \cdot 2.5mA = 0.5V,$$

这样就得到 R10 = 1.2kΩ、R11 = 240Ω 的结果。

C10 的值应该足够大以避免充电脉冲造成的电压下降不要太大，我们按照 $R10/R11 \cdot C10$ 比开关切换周期大几倍的标准来进行，最后得到选择的结果 C10 = 22nF。

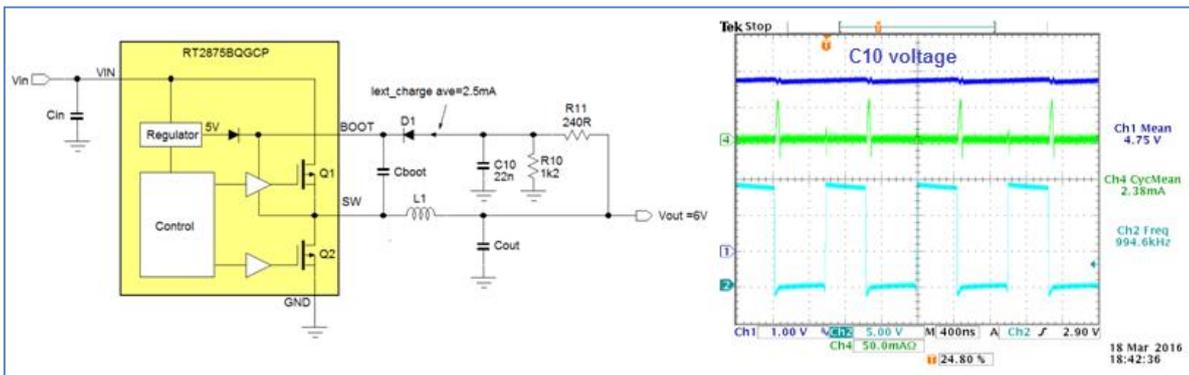


图 51

最后的电路和测量结果显示在图 51 中，C10 上的平均电压为 4.75V。在输出电压 VOUT 更高的应用中，例如 12V 的应用，可能选择 4.7V 的稳压二极管代替 R10 是更好的选择，此时需要选用能给稳压二极管提供高于平均充电电流的偏置电流的 R11 的值即可。

9. 结论

使用 RT2875 来设计满足汽车环境需求的应用时，需要针对该环境的具体要求将更多的因素纳入考虑范畴内：为了确保在所有严苛条件下都能正常工作，全温度范围内的元件误差和参数变化都是需要被考虑到的。自动设计仿真工具 [Richtek Designer™](#) 在设计过程中可以为元件参数的选择提供很好的指引，还可根据元件参数的变化提供性能的评估。RT2875 的丰富特性可以满足各种汽车应用的需要，可在很宽阔的输入电压范围内和各种工作频率下表现出很好的性能。

相关资源

立錡科技电子报

[订阅立錡科技电子报](#)

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.