

## 怎样利用快速瞬变负载测试 DC/DC 转换器

### 摘要

负载瞬变测试是检查功率转换器表现的一种快速方法，它可以反映出转换器的调整速度，能将转换器的稳定性问题凸显出来。转换器的负载调整特性、占空比极限、PCB 布局问题和输入电压的稳定性也可经此测试快速显现出来。此文解释了负载瞬变测试的原理，并将其用于实际的 DC/DC 问题解决过程中，最后还给出了自制低成本快速瞬变负载工具的方法。

### 目录

1. 概述.....	2
2. 典型的 DC/DC 转换器阶跃响应特性 .....	2
3. 不稳定的控制回路 .....	3
4. 不稳定的电源供应 .....	11
5. 斜坡补偿问题 .....	13
6. PCB 布局问题 .....	18
7. 实用提示汇总 .....	21
8. 快速负载瞬变测试工具.....	24
9. 结论.....	28

## 1. 概述

许多现今的电子设备都包含了计算和无线连接功能，这些功能电路常常表现出很重的脉冲负载特性。面对这种快速变化的脉冲负载，全新的 DC/DC 转换器需要具有快速的环路响应特性来维持输出电压的稳定。为了测试这种类型的转换器，拥有能够生成与最终应用类似的快速变化的负载的工具是很重要的。

对于具有比较稳定的负载的通用型 DC/DC 转换器来说，快速的回路响应特性是不需要的，因而也不必进行负载瞬态响应特性的测试。但在把快速阶跃变化的负载施加到一个稳压器上时，必然在很宽的频带内对调节回路造成冲击，在某些情况下甚至可能逼迫它们运行在控制回路的极限之下。通过将快速变化的阶跃负载施加到一个转换器的输出端，再对其输出电压的响应过程进行分析，可让我们快速而且容易地知道这个转换器在面临这样的状况时能否维持其输出电压的稳定，同时也能凸显出可能存在的环路稳定性问题、电源供应的稳定性问题、斜坡补偿问题、负载调节性能和 PCB 布局问题。

## 2. 典型的 DC/DC 转换器阶跃响应特性

图 1 显示了一个电流模式 Buck 转换器在其负载发生 1A 快速跳变时典型的响应过程，其输出电压正常值  $V_{OUT\ NOM} = 3.3V$ 。

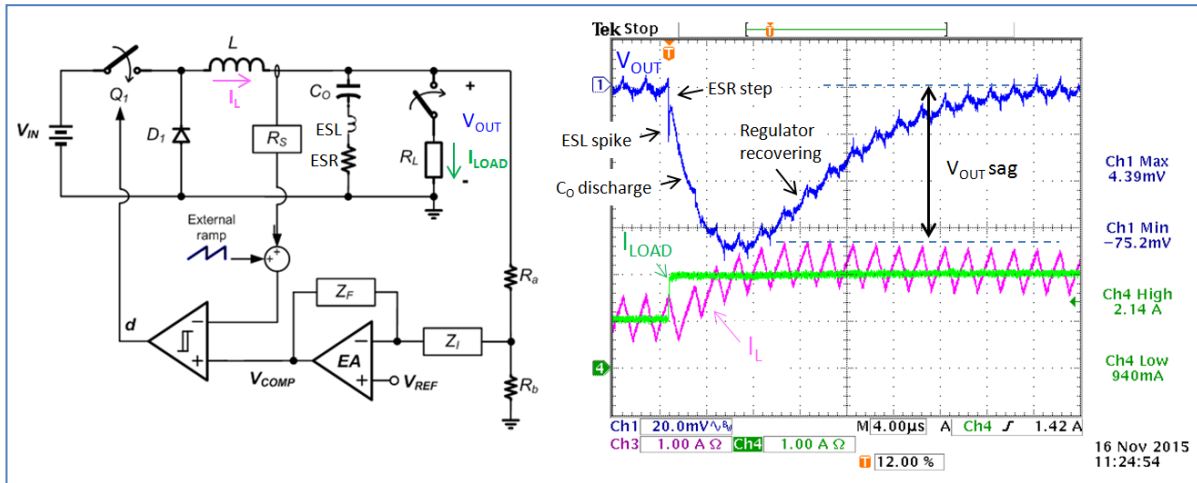


图 1：电流模式 BUCK 转换器面对快速瞬变负载时的响应

电流模式转换器对负载的阶跃变化不能做出即时响应，所以，当负载发生阶跃变化的时候，供给负载的电流最初是来源于输出电容里的储能。面对负载的快速跳变，输出电容的 ESR 和 ESL 首先起作用，在输出电压上表现为一个不大的跳变和尖峰，然后才是输出电容放电的开始，这将造成输出电压的下沉。输出电压的下降将被误差放大器感知到，相应地，这将导致  $V_{COMP}$  的上升，这又会增加开关 Q1 导通的占空比，电感电流因此增大以满足负载增大了的需要。在此过程关中，电压下沉的幅度和恢复的时间将取决于多种因素：输出电容的大小，负载电流跳变的幅度和它变化的速度  $di/dt$ ，误差放大器的补偿水平和整个控制回路的带宽。

抛开由 ESR 和 ESL 造成的尖峰来看，转换器的阶跃响应过程在这个案例中看起来是非常平滑的，这表明此转换器的表现是稳健的。响应过程中的电压下沉幅度为 75mV，相当于输出电压的 2.2%，这对大部分 3.3V 的电源供应来说是可以接受的。需要注意的是，如果我们使用的输出电容是低 ESR 的 MLCC，由 ESR 所造成的跳变通常就看不出来。

可能影响转换器面对负载阶跃的响应过程的情形大概有这些：

1. **不稳定的控制回路：**当控制回路调整得不好时，转换器的控制作用可能过头，快速负载阶跃可能导致输出电压的颠簸或是存在振铃现象，某些情况下甚至可能进入振荡状态。
2. **不稳定的电源供应：**转换器输出端的负载跳变会导致转换器输入端的电源供应器的负载跳变。假如电源供应器的稳定性不好，或者是与转换器匹配得不好，则电源供应器自身就可能振荡起来，这必然会传递到转换器的输出端，看起来就像转换器的控制回路不稳定一样。
3. **斜坡补偿问题：**电流模式转换器采用斜坡补偿方法避免高占空比应用中可能出现的次谐波振荡。为了让斜坡补偿工作正常，适当程度的电感电流纹波是必须的。电感选择不当会导致不当的电流纹波，并在遇到阶跃负载时出现不稳定的次谐波。
4. **在占空比极限下工作：**当转换器在靠近最小/最大占空比的状态下运行时，负载的快速阶跃变化将使转换器触及占空比的极限，这将导致输出电压下沉或上冲过度，某些时候甚至会造成转换器运作在保护模式下。
5. **PCB 布局问题：**假如由于 PCB 布局而造成的阻抗出现在转换器的小信号环节和功率环节上，电压的耗损和噪声的耦合就会发生，这将劣化转换器对阶跃负载的响应特性。假如负载处在远离转换器的地方，多出来的路径阻抗会在负载增加时导致电压的下沉，劣化转换器的负载调整性能。此外，当负载发生跳变时，路径电感也能导致振铃信号的出现。

后面的章节将针对上述问题分别提出应对的方法。

### 3. 不稳定的控制回路

回路稳定性问题是功率转换器设计中很重要的一个方面，增益-相位分析法是常用的检查功率转换器回路是否稳定的方法。通过对转换器进行快速负载瞬变测试查看其稳定性是可能的，但要从中看出到底是哪里出了问题并不总是十分清晰的。

图 2 显示了一个标准的电流模式 Buck 转换器的控制回路：

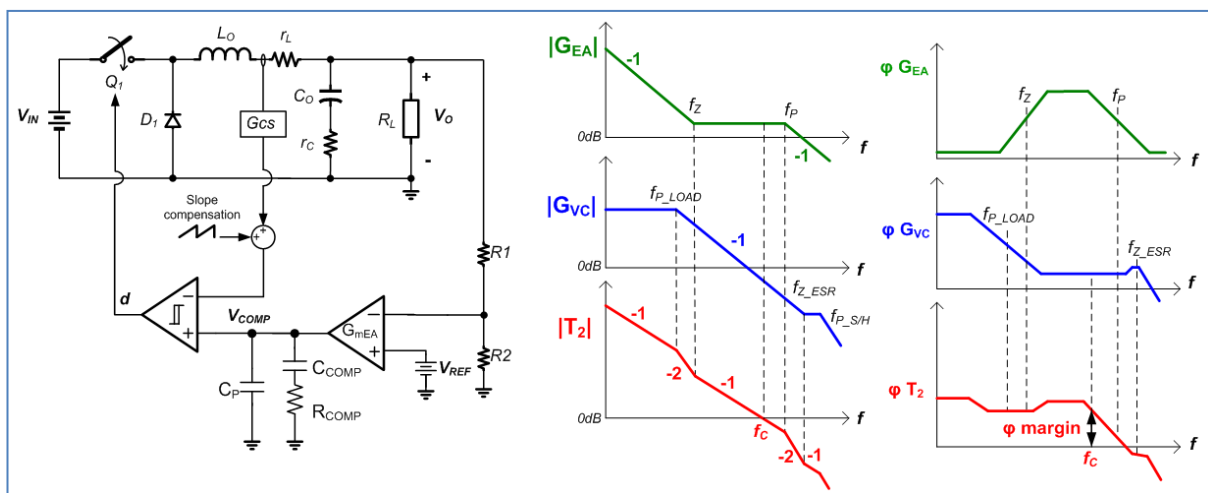


图 2

（简化了的）调制器的增益  $G_{VC}$  拥有一个负载极点  $f_{P\_LOAD} = \frac{1}{2\pi C_O \cdot R_L}$  和一个 ESR 零点  $f_{Z\_ESR} = \frac{1}{2\pi C_O \cdot r_C}$ 。峰值电流模式控制架构的取样和保持电路将导致一对位于开关工作频率一半处的双极点。

补偿器的增益常被用于将转换器的单位增益频率设定在工作频率的 1/10 处以避开双极点的影响：

$$R_{COMP} = \frac{2\pi C_O \cdot 0.1 F_{SW} \cdot V_O}{G_{mEA} \cdot G_{CS} \cdot V_{REF}}$$

于是，转换器的带宽大概就是： $f_c = \frac{R_{COMP} \cdot G_{mEA} \cdot G_{CS} \cdot V_{REF}}{2\pi C_O \cdot V_O}$

补偿器的零点被设计在靠近调制器负载极点处： $f_z = \frac{1}{2\pi C_{COMP} \cdot R_{COMP}}$

补偿器的极点 被设计在靠近调制器的 ESR 零点处： $f_p = \frac{1}{2\pi C_P \cdot R_{COMP}}$

当使用 MLCC 作为输出电容时，ESR 零点频率会很高，常常超过了工作频率。在这种情况下，将补偿电路的极点设定在工作频率的一半处可避免转换器的切换噪声影响环路的工作。需要注意的是，许多转换器具有内部的位于 COMP 和地之间的电容，因而外部的  $C_P$  可以很小或是被省略掉。

通过将单位增益频率处的相位进行提升，可以赢得足够的相位裕量以实现稳定工作。不稳定的工作状态（相位裕量不足）可以发生在单位增益频率发生移动或是补偿电路的零点或极点频率选择不当时。

为了示范上述理论，让我们来看一个典型的 12V → 3.3V / 2A 应用的案例。我们将使用 800kHz 工作频率的电流模式 Buck 转换器 [RT7247CHGSP](#) 来进行，计算元件参数所用的工具是免费的在线设计工具 [Richtek Designer™](#)，这个应用的电路如图 3 所示：

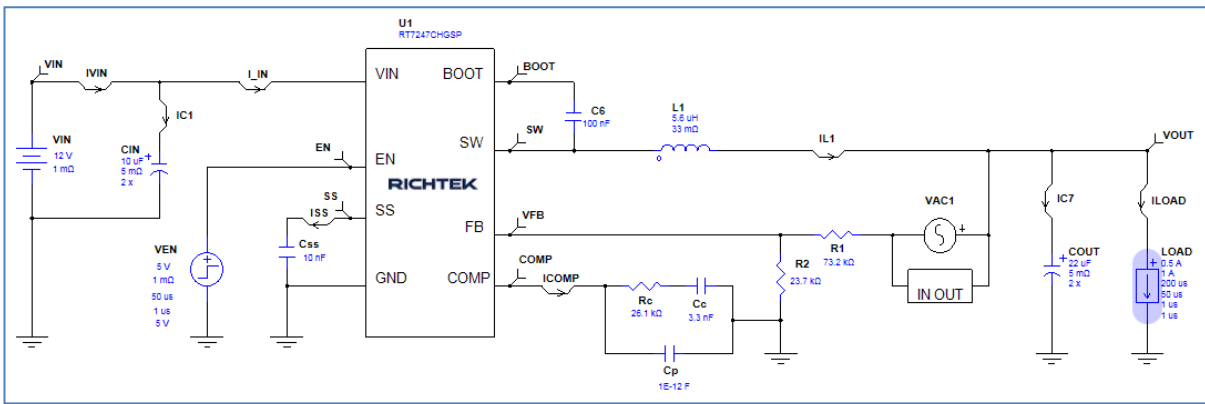


图 3

使用前文所述公式和设计工具生成的原理图中的元件值，我们可以得到如下的环路参数：

$f_c = 79\text{kHz}$ ，靠近工作频率  $f_{sw}$  的 1/10；

$f_{p\_LOAD} = 2.2\text{kHz}$ ，针对 2A 负载；

取样保持电路的双极点频率： $f_{p\_S/H} = 400\text{kHz}$ ；

$f_{p\_ESR} = 1.4\text{MHz}$ ，基于两只 5mΩ MLCC 的并联；

补偿器的零点： $f_z = 1.8\text{kHz}$ ；

补偿器的极点频率： $f_p = 508\text{kHz}$ ，基于 1pF 外部电容和 11pF 的 COMP 端内部电容。

仿真所得的增益相位图如图 4 所示，实际的带宽为 69kHz，相应的相位裕量为 57°。

由于调制器采样保持电路的作用，相位裕量在高频部分快速下降。

实际的电路按照下图所示的元件值得以形成：

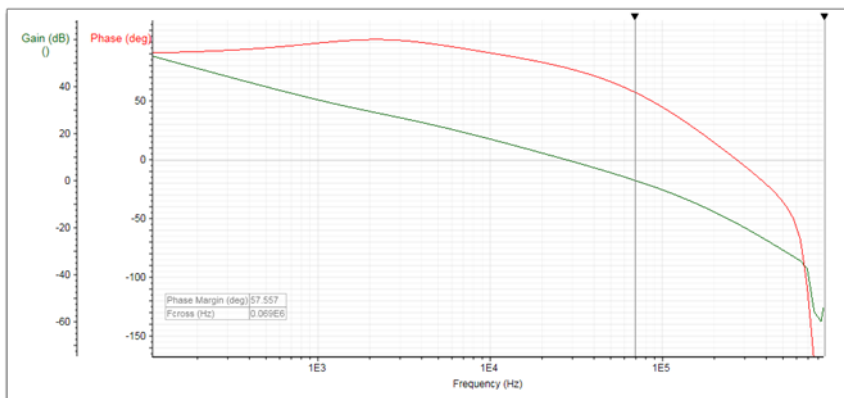


图 4

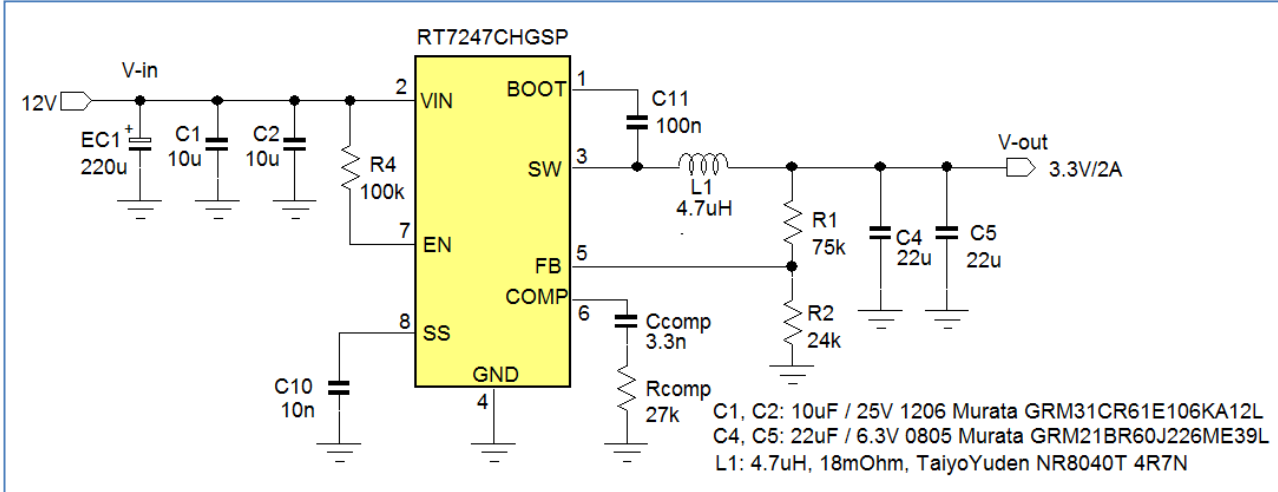
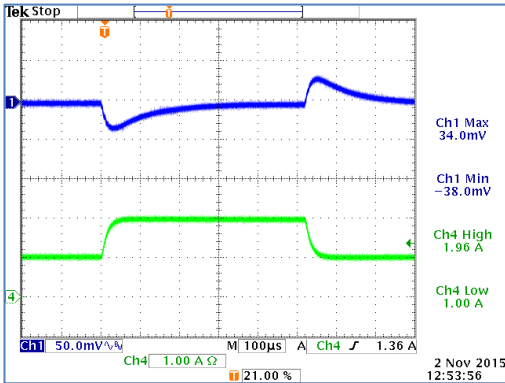


图 5



当使用电子负载形成相对比较慢的负载阶跃对此电路进行测试时，其响应过程看起来是不错的（参见图 6）。

图 6

但在使用第 8 章所述的快速瞬变测试工具形成的快速阶跃负载对此电路进行测试时，电路的响应就出现了过度的振铃信号（参见图 7），这表示此电路的环路稳定性并不理想。

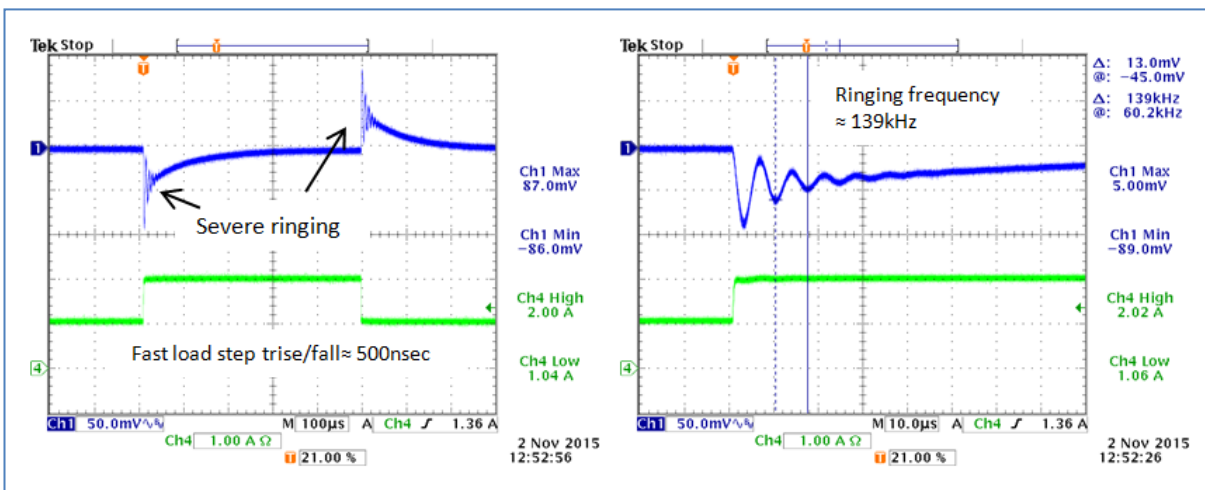


图 7

对响应过程进行更细致的观察，可以看到振铃过程包含多个周期，其振荡的频率大约为 139kHz。

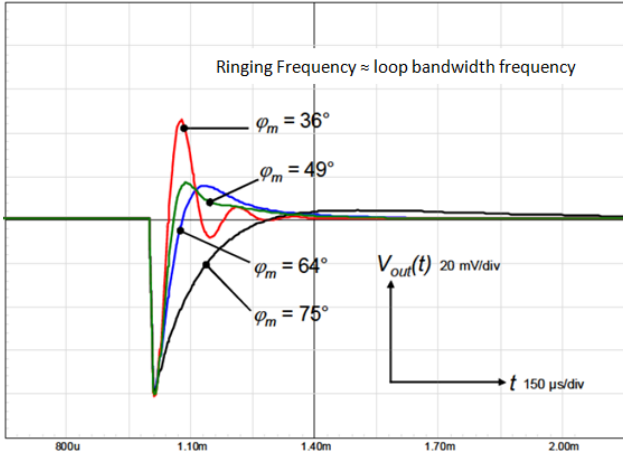


图 8：不同相位裕量与阶跃响应之间的关系<sup>1</sup>

为了对相位裕量进行评估，图 8 中的图形可供利用。（请注意我们所测量到的振铃信号是叠加在指数型的恢复波形上的，该波形由于 C<sub>COMP</sub> 很大而变得很慢。）

由于我们测量到了好些个振铃信号周期，所以相位裕量应该是低于 36°。

透过阶跃响应中的振铃信号的频率，环路的带宽可以被评估出来，我们由此得到的带宽很高，大约为 139kHz。

因此，在计算出来的环路带宽和实际测量出来的带宽之间出现了明显的不同。

影响环路带宽的参数是  $f_c = \frac{R_{COMP} \cdot G_{mEA} \cdot G_{CS}}{2\pi C_O} \cdot \frac{V_{REF}}{V_O}$ 。

假设 IC 的参数都是正确的，看起来能够造成错误的参数似乎只能是输出电容。

能够影响 MLCC 电容量的重要参数有两个：

1. 电容上所承受的直流电压：较高的直流电压使电容量减小。
2. 电容上所承受的交流电压：较低的交流电压使电容量减小。

你总是需要检视你的电容供应商向你提供的直流偏置下的特性和交流偏置下的特性的具体数据。在我们的实际案例中，我们并联使用了两只 22μF/6.3V/0805 的 Murata 电容，型号为 GRM21BR60J226ME39L。

通过使用 Murata 的网页工具 SimSurfing：<http://ds.murata.com/software/simsurfing/en-us/>，我们可以得到图 9 所示的 GRM21BR60J226ME39L 的特性资料。

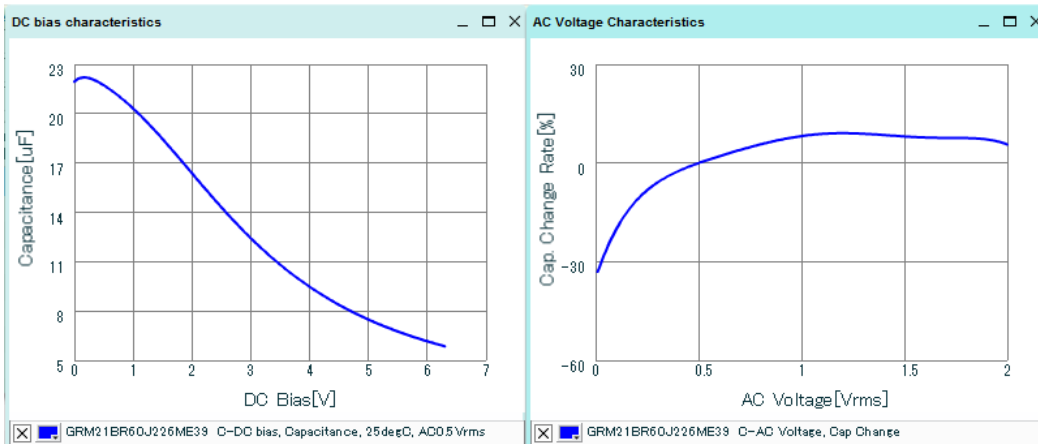


图 9

从中可以看到，电容器 GRM21BR60J226ME39L 在 3.3Vdc 偏置下的容量只有 11.4μF，它在很低交流纹波（~20mV）下的容量又会再下降 30%。所以，我们最后得到的容量只有每只 8μF，两只电容合起来只为转换器提供了 16μF 的电容，远低于原始设计的 44μF。这么低的值将使我们的带宽增加很多，同时降低了相位裕量。

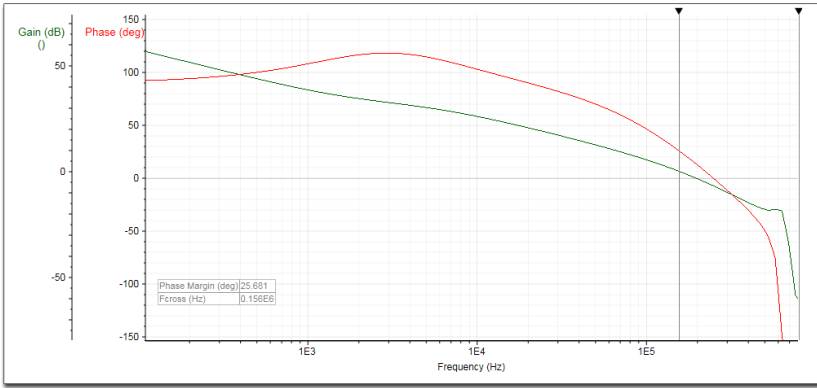


图 10

使用实际的  $16\mu\text{F}$  输出电容在 Richtek Designer™ 中重新进行运算，最后得到的环路带宽是  $156\text{kHz}$ ，相位裕量仅有  $26^\circ$ 。参见图 10。

为了解决不稳定的问题，我们需要将带宽降低到原始的目标值  $80\text{kHz}$ 。  
有两种方法可以达成这一目标：

- 增大输出电容量，使其在  $3.3\text{Vdc}$  和低交流纹波下的等效电容量达到  $44\mu\text{F}$ 。
- 按输出电容的减小量相同的比例减小补偿电阻的值。

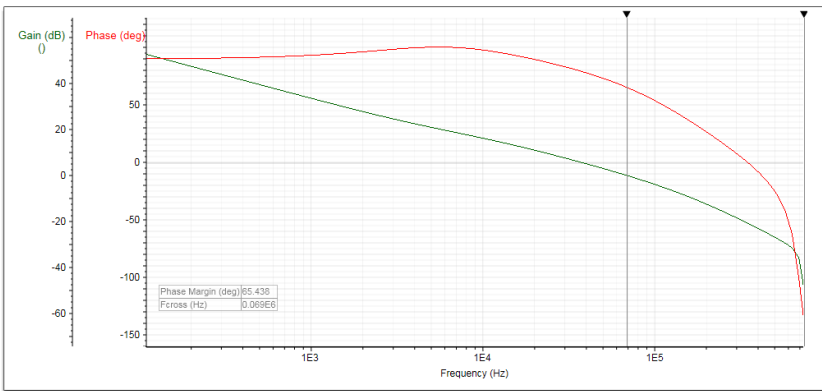


图 11

我们通过减小补偿电阻的值来提升带宽，其它一切维持不变。

$R_{\text{COMP}}$  的新值为  $16 / 44 * 26.1\text{k} = 9.5\text{k}$ ，我们选择  $9.1\text{k}$  的电阻来进行新的仿真，最后得到的环路带宽为  $69\text{kHz}$ ，相应的相位裕量为  $65^\circ$ 。参见图 11。

对经过调整后的实际电路进行测量，它对阶跃负载的响应表现出了平滑的响应过程，没有出现振铃信号。

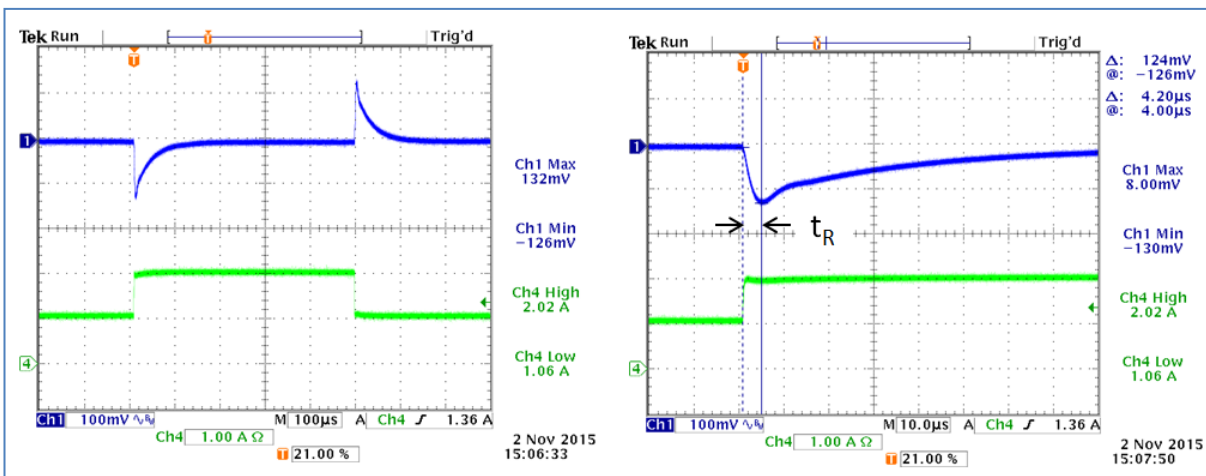


图 12

对转换器面临快速负载增加时的响应时间  $t_R$  进行探索是很有意思的事情：对于电流模式的转换器来说， $t_R$  是与转换器的带宽成反比的，因而可以被用来对带宽进行评估。实际的测量表明， $t_R$  介于  $\frac{0.22}{f_c} \sim \frac{0.35}{f_c}$  之间。

在上述案例中， $t_R$  大约为  $4.2\mu s$ ，转换器的带宽大概可以被评估为  $70kHz$ 。

因此，通过测量快速负载阶跃的响应过程就可以知道转换器的稳定性，并且给出其带宽的评估数据。测量中所使用的负载阶跃上升时间一定要远小于转换器的响应时间  $t_R$ 。

像电子负载那样提供的太慢的负载阶跃不能在很宽的频带范围内激发转换器的环路响应过程，因而不能确保凸显出转换器的稳定性问题。用于检测 DC/DC 转换器的稳定性问题的快速负载阶跃应当具有远小于  $1/f_c$  的上升时间。

因为输出电容太小而导致的转换器不稳定问题可以发生在各种不同类型的转换器中，包括 Buck、Boost 和 LDO。所以，当把 MLCC 电容使用于这些应用中时，一定要检查实际工作条件下的真实电容量。除此以外，还会有其它造成转换器不稳定的因素存在于电流模式的 Buck 转换器中，带宽变得太低就是其中一例。下面的这个案例可对此进行说明，其中涉及到的 Buck 转换器具有内置的补偿电路。

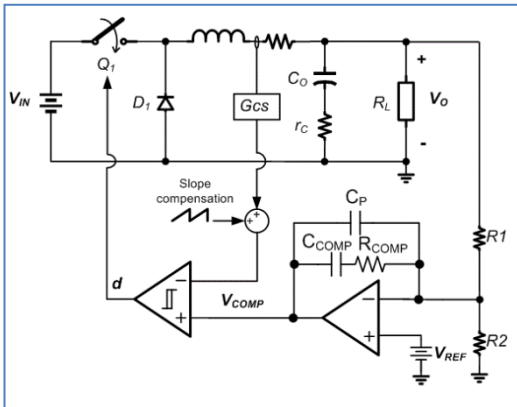


图 13

大多数使用内置补偿电路的 Buck 转换器使用运算放大器作为误差放大器，它们的表现类似于  $G_m$  型误差放大器，但有一点不同：误差放大器的增益是与反馈网络的阻抗有关的。

其环路带宽由此式给定： $f_c = \frac{R_{COMP}}{R1} \cdot \frac{G_{CS}}{2\pi C_o}$ ，

补偿电路的零点位于  $f_z = \frac{1}{2\pi C_{COMP} \cdot R_{COMP}}$ ，

补偿电路的极点位于  $f_p = \frac{1}{2\pi C_p \cdot R_{COMP}}$ 。

我们的案例使用 [RT7252AZSP](#)，这是一款以  $340kHz$  频率工作、负载能力  $2A$  的 PSM 模式 buck 转换器，使用内部补偿，拥有 PGOOD 输出信号，我们让它从  $12V$  输入获得  $5V$  的输出为系统和 USB 口供电，电路使用规格书建议的元件参数来进行设计。RT7252AZSP 的内部参数是这样的： $R_{COMP} = 400k\Omega$ ， $C_{COMP} = 35pF$ ， $C_p = 1pF$ ， $G_{CS} = 2.5A/V$ 。

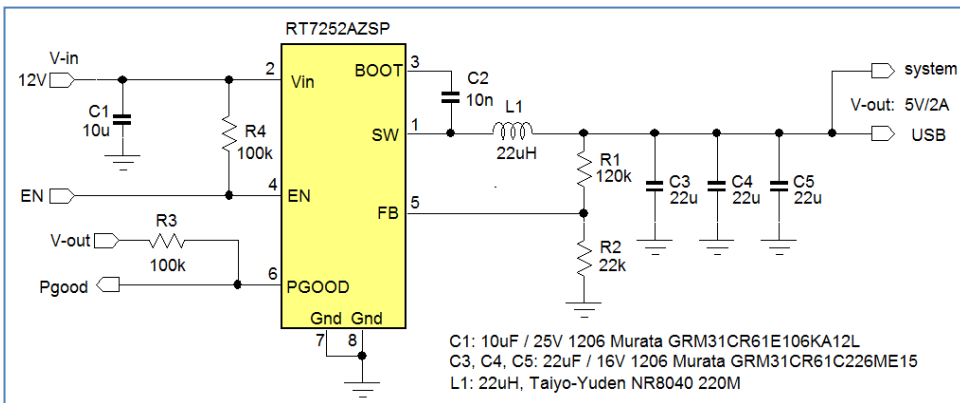


图 14



这个 5V 输出的电路显示在图 14 中。规格书建议使用 44μF 的输出电容，实际电路使用 3 只 22μF/16V/1206 的 MLCC，以便在 5Vdc 下获得 33μF 的电容量。

根据电路求得的环路参数如下：

$f_c = 40\text{kHz}$ （接近  $f_{sw}$  的 1/10），

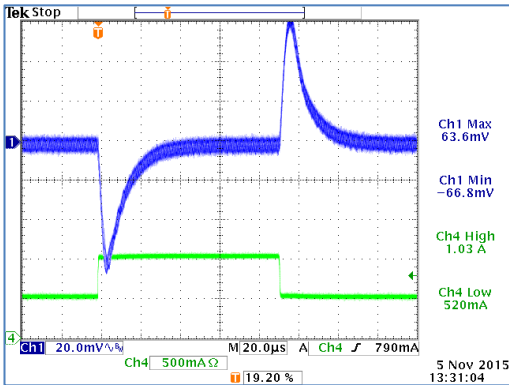
$f_{P\_LOAD} = 1.9\text{kHz}$ （针对 2A 负载），

采样保持电路导致的双极点位置： $f_{P\_S/H} = 170\text{kHz}$ ，

$f_{P\_ESR} = 2.5\text{MHz}$ （基于 3 只并联的 5mΩ MLCC 算出），

补偿电路的极点位于  $f_p = 398\text{kHz}$ ，

补偿电路的零点位于  $f_z = 11\text{kHz}$ （此频率处于相对高处，根据 IC 内部可知的最大电容量算得）。



将快速变化的阶跃负载施加到这个电路上，它显示出平滑的响应过程，说明电路是完全稳定的。

根据测量到的响应时间 $t_r$ ，转换器的评估带宽大约为41kHz。

图 15

当 USB 热插入事件发生的时候，我们可在输出端看到很大的 5V 电压的下跌。为了降低热插入事件所带来的电压下跌，一个 150μF 的低 ESR 聚合物电容被添加到 5V 输出上，参见图 16。

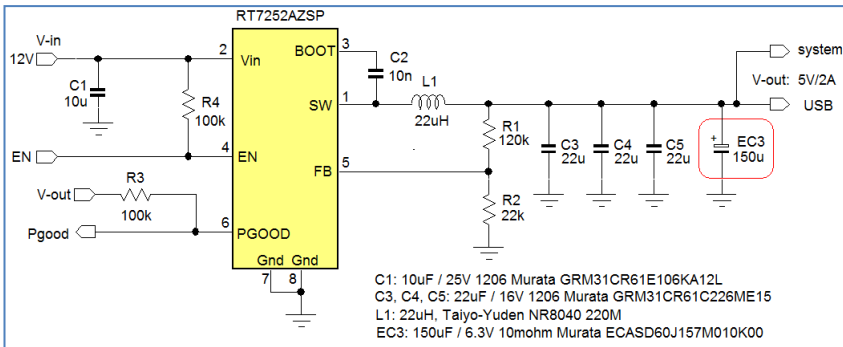
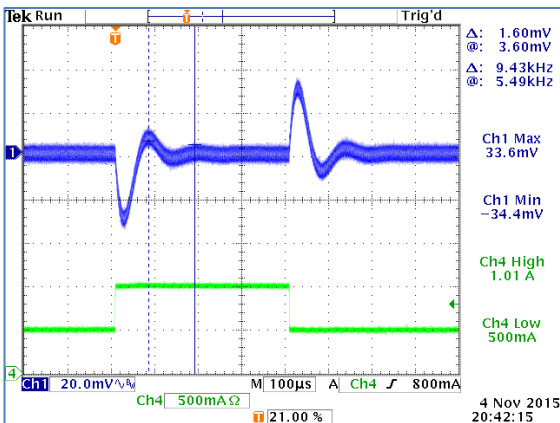


图 16



再次检视它面对阶跃负载时的稳定性，可以看到其响应过程出现了振荡现象，这提示了稳定性的不足。

通过测量得知振荡的频率大约为 9.4kHz，这表明环路的带宽太窄了。

低下来了带宽可从加大的输出电容量得到解释：因为  $f_c = \frac{R_{COMP}}{R1} \cdot \frac{G_{CS}}{2\pi C_O} \cdot \frac{V_{REF}}{V_O}$ ，这将导致大约 7.3kHz 的带宽，这是 150μF 电容加入后的结果。

图 17

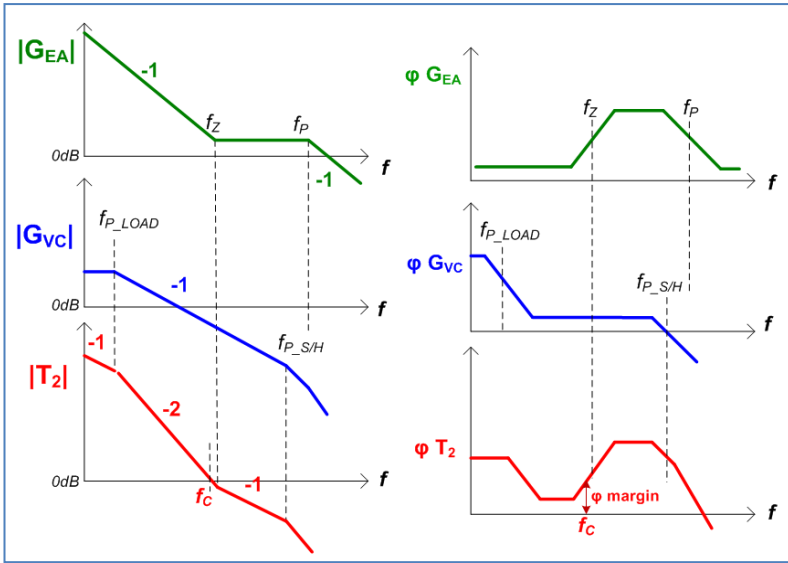


图 18

稳定性的劣化现在可以得到解释了：额外加入的输出电容降低了带宽，也降低了转换器的负载极点，内部 11kHz 的补偿电路零点落在比 9.4kHz 的单位增益频率略高的地方。低频率的负载极点导致相位的快速下降，在补偿电路的相位提升作用产生影响之前，环路增益就穿过了 0dB 位置，导致 0dB 位置处的相位裕量很低。

为了提升相位裕量，最好的做法是将转换器的单位增益频率设定在高于补偿电路零点频率的地方，使  $f_c$  落在相位提升区域内，这可通过减小  $R_1$  以增加误差放大器的增益来实现。为了让带宽重新增加到 34kHz， $R_1$  需要按 9.4/34 的比率减小，因此， $R_1$  变成 33kΩ，相应地， $R_2$  也需要同样地减小以维持 5V 的输出电压。

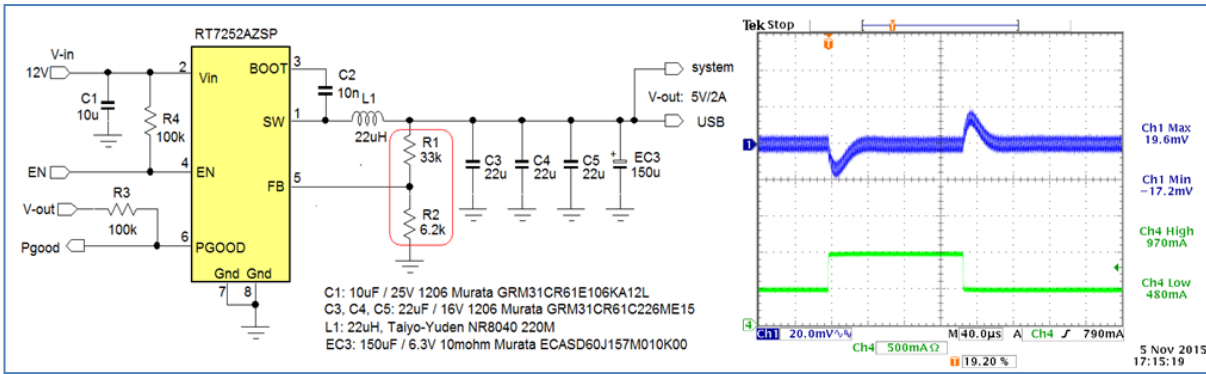


图 19

对修改后的电路进行阶跃负载测试，确认电路是稳定的，其带宽大约为 35kHz。参见图 19。

关于稳定性的上述案例都是关于电流模式控制架构 Buck 转换器的。ACOT 控制架构的 Buck 转换器内部没有误差放大器，更易于使用。但在某些情形下，它会发生欠阻尼的负载阶跃响应。关于 ACOT™ 器件的稳定性的信息，请阅读应用笔记 [《ACOT™ 的稳定性测试》](#)。

### 4. 不稳定的电源供应

在前面的章节里，快速瞬变的负载被施加到 DC/DC 转换器的输出端，输出电压上出现的振铃信号是我们的探讨对象，它能指示出转换器环路是否处于不稳定的状态。在某些情况下，转换器输出端的振铃信号并不总是意味着环路是不稳定的。出现在转换器输出端的负载阶跃总是会在转换器的输入电源上表现为负载阶跃，输入侧负载阶跃的速度与转换器自身的速度有关，反应很快的转换器几乎可将其负载阶跃的速度完全传输到它的输入源上。而电源供应器的任何不稳定或振荡过程都会在转换器的输入端呈现出振铃信号，这种振铃信号也总是会在转换器的输出端被（部分地）看到，能被看到的程度是和 DC/DC 转换器的线路调整能力相关的。但只要能被看到，它就可能把我们引导至对转换器的稳定型水平的错误判断上。

下述的实例可对此效应进行验证：

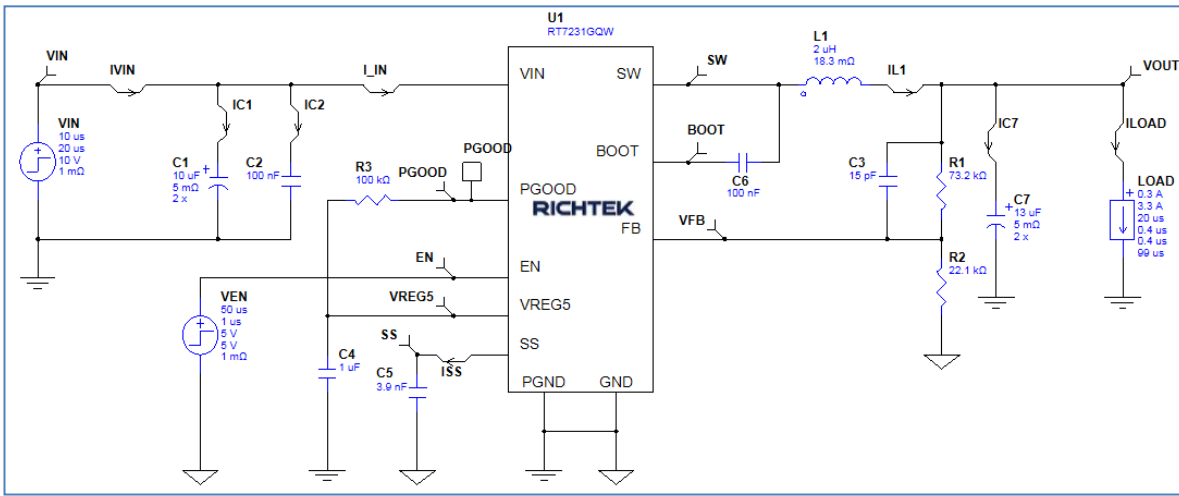


图 20

图 20 显示的是采用 [RT7231GQW](#) 构成的 10V 转 3.3V 电路。RT7231GQW 是一款 18V/4A 的 700kHz ACOT™ 器件，电路由 Richtek Designer™ 生成，我们的分析也用它来完成。电路中的输出电容被修改成 2x13μF 以反映两只 22μF/16V/1206 的 MLCC 电容在 3.3Vdc 偏置下的实际容量，仿真器的负载也被修改成以 400ns 的短时间形成 3A 的负载高速阶跃。

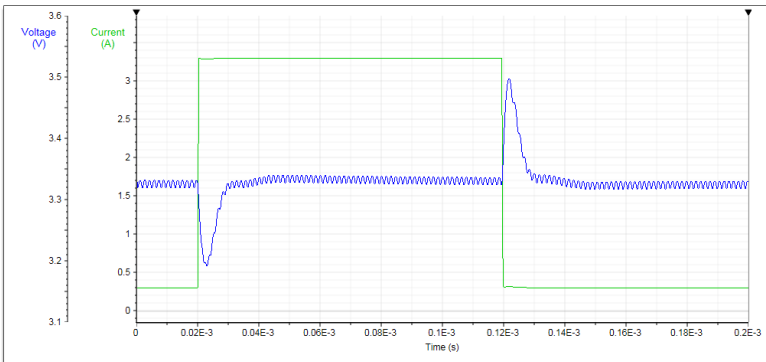


图 21

由设计工具 Richtek Designer™ 进行的瞬态分析生成的图形如图 21 所示，其响应过程是平滑的，说明电路具有很好的稳定性。

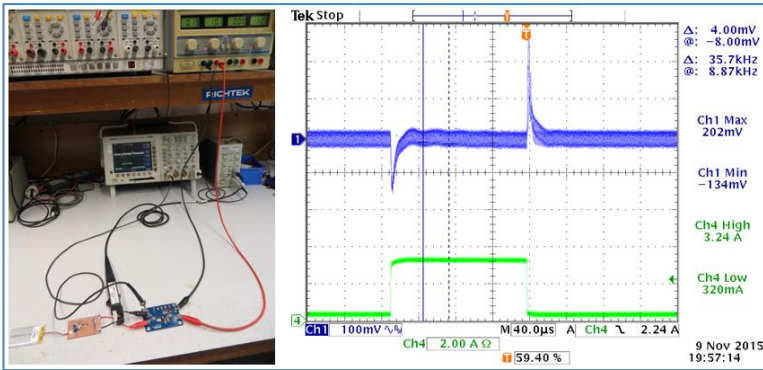


图 22

把相同的电路置于实验室环境下进行测试，电源供应使用实验室里的电源供应器，快速瞬变的负载则由第 8 章介绍的负载瞬变工具提供，我们可在负载阶跃的响应阶段看到轻微的振铃信号，信号频率大约为 36kHz。参见图 22。

反复检视实验所用的元器件，没有找到任何造成转换器不稳定的原因。

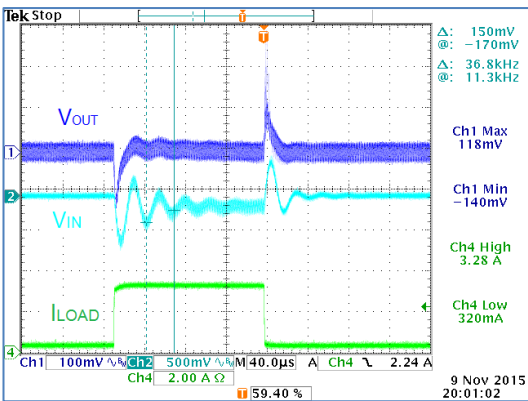


图 23

当对转换器输入电容上的电压进行测量的时候，发现上面存在和转换器输出端振铃信号频率相同的振铃信号，而且幅度更大，表现得更加明显。

这种输入端的振铃信号是由低 ESR 的陶瓷输入电容和实验室电源供应器及其传输线的电感一起共同形成的谐振信号。

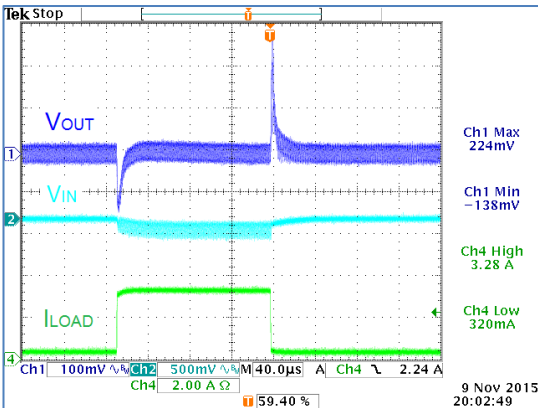
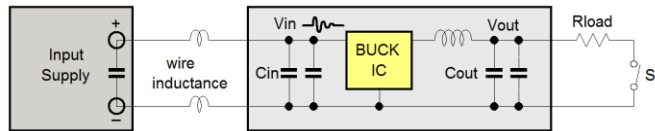
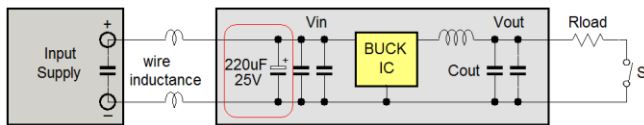


图 24

我们这里遇到的输入端振铃信号是很容易被消除的，只需将电解电容和转换器的输入电容并联在一起即可达到目的。电解电容具有比较高的 ESR，它在电路中的作用就像 RC 吸收电路一样，可以很容易地把陶瓷电容和线路电感共同形成的谐振信号吸收掉。通常地，把拥有 50~100mΩ ESR 的 220μF/25V 电容用在这里就足够了，它们也会对热插入事件所形成的电压尖峰冲击起到抑制作用。



要对一个转换器进行快速瞬变负载测试的时候，强烈建议在其陶瓷输入电容基础上增加一个 220μF/25V 或是更大的电解电容以避免可能的输入端振铃信号的发生，这些信号能够传输到转换器的输出端，可对转换器的稳定性判定发生不良影响。

### 5. 斜坡补偿问题

电流模式 Buck 转换器使用斜坡补偿方法避免高占空比应用中次谐振现象的发生，一个内生的斜坡信号被添加至电流检测波形以后才让其与误差放大器的输出信号进行幅度比较。

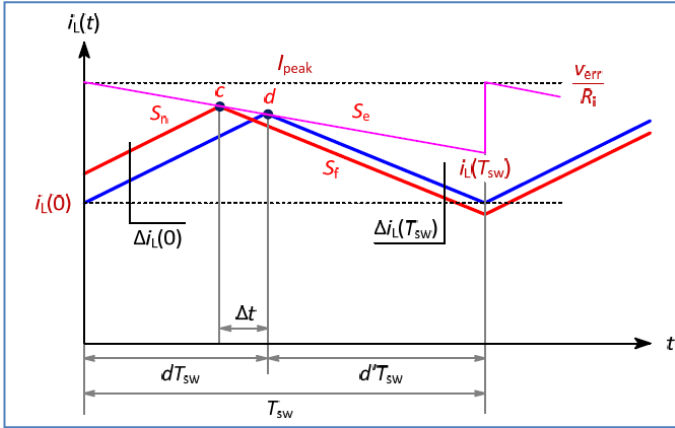


图 25<sup>1</sup>

为了让斜坡补偿能够很好地工作，斜坡补偿信号的斜率  $S_e$  需要与电感电流下行斜坡信号的斜率  $S_f$  保持某个合适的比例，如图 25 所示。就理论而言，需要  $S_e \geq 0.5 S_f$ ，但在实际上，内部斜坡的斜率常常大于这一规格，以便确保在广泛的应用和元件选择中保持足够的斜坡补偿水平。

电感电流下行斜坡的斜率  $S_f$  是由  $V_{OUT}/L$  决定的，因而在某个  $V_{OUT}$  之下需有一个适当的  $L$  值以满足 IC 内部斜坡补偿斜率的需要。

电感值的选择错误会造成不正确的电感电流斜率，问题也因此而发生。

在常规的开关式 DC/DC 转换器设计中，电感值是根据电感电流纹波为负载电流最大值的一定比例来进行计算得到的，该比例通常为 30%，可惜这并不能总是给出最佳的选择。下面的例子将说明这一点。

在一项工业应用中，我们需要从最低为 6V 的输入得到一个 5V/5A 的输出，这就需要使用一款具有高占空比能力的大电流 Buck 转换器。为此，我们选择了 [RT2856GQW](#)，这是一款工业级的电流模式 6A 器件，集成了低  $R_{dson}$  MOSFET，其占空比几乎可达 100%。参见图 26。

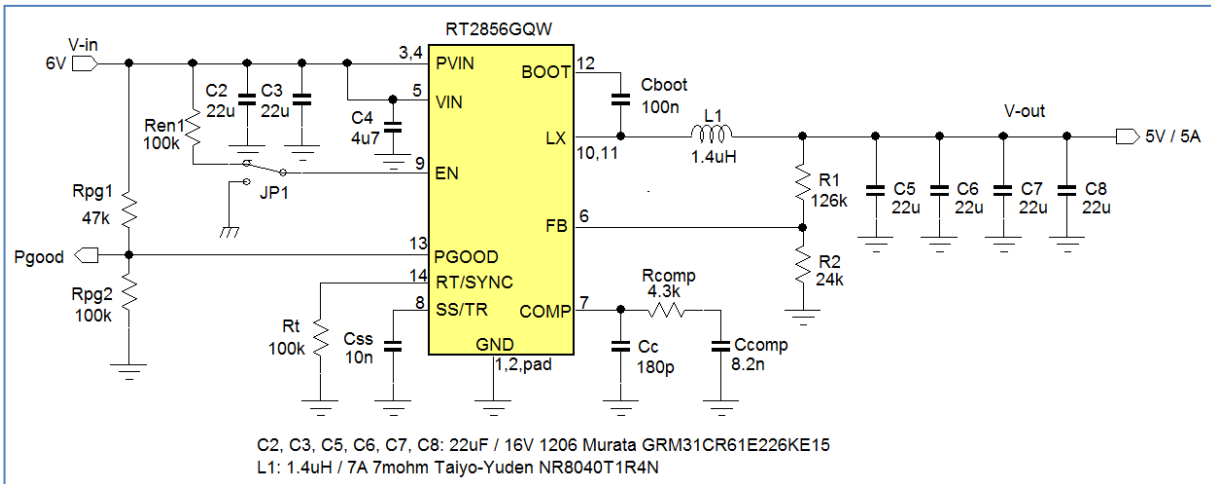


图 26

大部分元件的取值都是根据规格书的推荐得来，4 只 22 $\mu$ F/16V GRM31CR61E226KE15 MLCC 被用于在 5Vdc 偏置下得到推荐的 44 $\mu$ F 输出电容值。电感量根据下述公式进行计算以获得大约  $0.3 * I_{LOAD\_MAX}$  的

电流纹波：

$$L = \left[ \frac{V_{OUT}}{f \times \Delta I_L(MAX)} \right] \times \left[ 1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN(MAX)}} \right]$$

因为  $V_{IN} = 6V$ ， $V_{OUT} = 5V$ ， $f = 500kHz$ ， $\Delta I_L = 0.3 * 5A = 1.5A$ ，所以  $L = 1.11\mu H$ ，选定为  $1.4\mu H$ 。当这个电路在快速阶跃负载下进行测试时，输出电压上出现了很大的纹波，参见图 27。

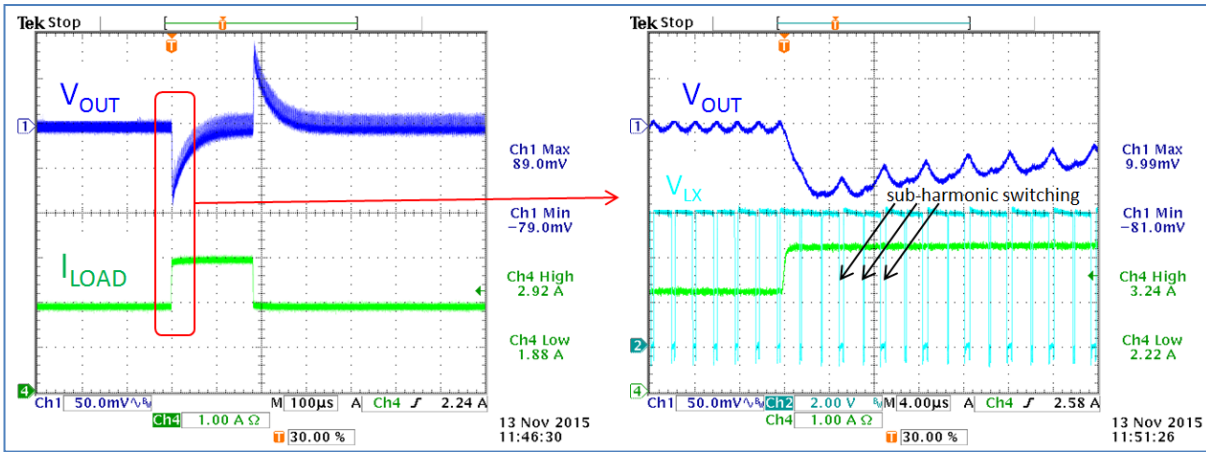


图 27

在时间轴上展开并且加入开关节点的电压波形以后，可以看到阶跃负载的施加导致了不规则的占空比表现，其重复频率为  $\frac{1}{2} f_{SW}$ ，这意味着引入了次谐波振荡，它是与斜坡补偿有关的。通过更多的实践，发现次谐波振荡会在较高的负载水平和  $V_{IN}$  最低时发生。

此应用中的次谐波振荡可以这样来解释：如前文所述，IC 内部的斜坡补偿信号斜率  $S_e$  是根据通常的电感电流下降斜率  $S_f$  生成的，而电感电流的下降斜率  $S_f$  是决定于  $V_{OUT}/L$  和 IC 内部的电流传感器增益  $G_{CS}$ 。当  $V_{OUT}$  增加了， $L$  也必须增加以保持  $S_f$  不变，以便与补偿信号的斜率  $S_e$  匹配，这可以在规格书中谈论电感值的地方看到：要在  $V_{OUT}$  增加的时候增加  $L$ 。在这项应用中，电感值是基于 5A 应用时纹波电流为 30% 即 1.5A 设计的，但由于应用中的  $V_{IN}$  接近其输出  $V_{OUT}$ ，因而需要很小的电感量来满足 1.5A 电流纹波的需要。很小的电感量就会导致很陡峭的电感电流下降斜率  $S_f$ ，IC 内部的斜坡补偿信号的斜率  $S_e$  就不足以满足这一需要以避免在高占空比情况下出现次谐波振荡。

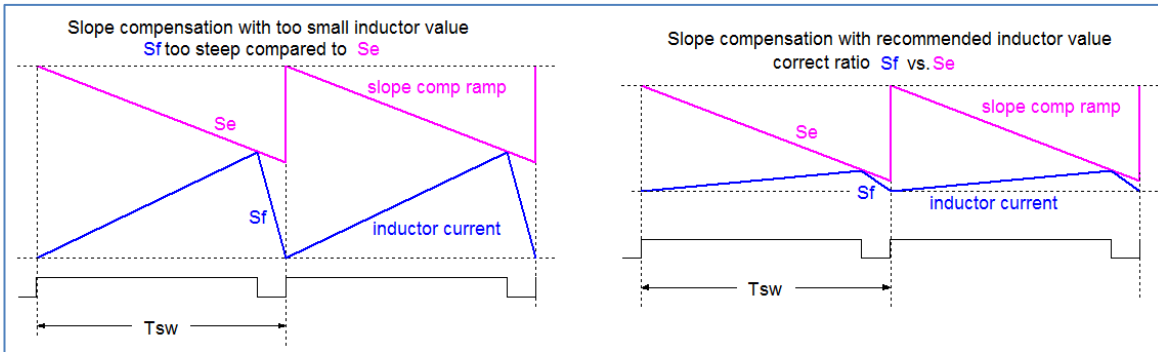


图 28

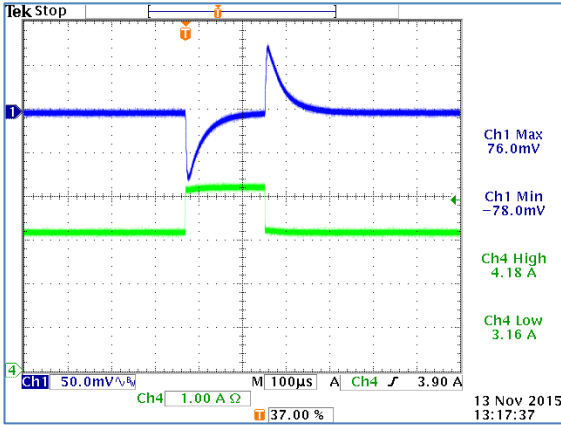


图 29

此案例之问题的解决办法是按照规格书的建议增加电感量。针对 5V 输出的应用，推荐的电感量是 4.7μH。为了避免电感体积太大，使用略微小一点的电感也是可以的，但千万别偏离太多。我们的案例中选用了 3.3μH 的电感，经过验证解决了次谐波振荡问题，可在整个输入电压范围和负载范围内保持稳定的工作状态。参见图 28。这里所说的这些效应在仿真工具 [Richtek Designer™](#) 中也可以得到验证。

电感选择上的另一种错误也会带来问题，让我们从一个 15V 转 3.3V 的降压应用开始谈起，其负载电流的最大值为 0.5A，设计采用 [RT7247CHGSP](#) 完成，该芯片是 18V/2A/800kHz 的电流模式 Buck 转换器，参见图 30。

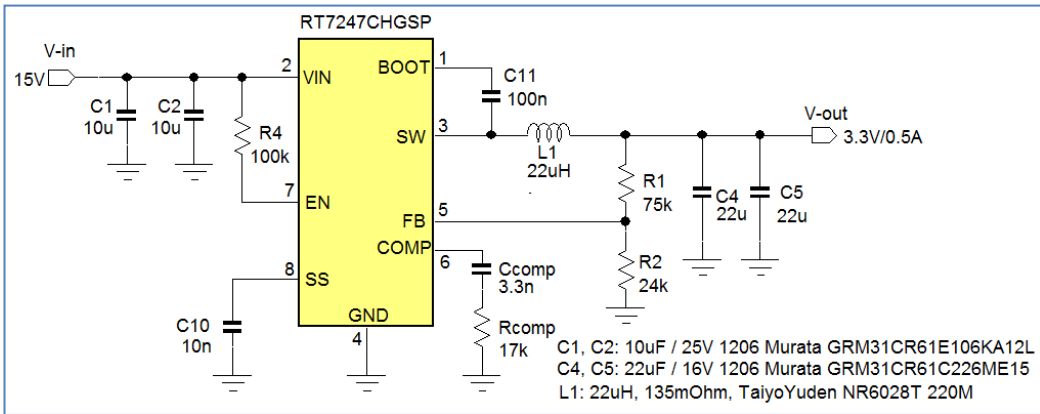


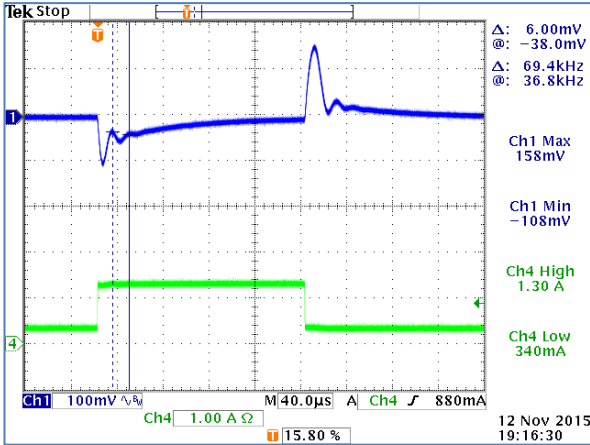
图 30

设计中大部分元件的取值都来源于规格书的推荐，电感量则利用下述公式算得，目标是使电流纹波约为  $0.3 \cdot I_{LOAD\_MAX}$ ：

$$L = \left[ \frac{V_{OUT}}{f \times \Delta I_L (MAX)} \right] \times \left[ 1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}(MAX)} \right]$$

因为  $V_{IN} = 15V$ ， $V_{OUT} = 3.3V$ ， $f = 800kHz$ ， $\Delta I_L = 0.3 \cdot 0.5A = 0.15A$ ，所以  $L = 21.5\mu H$ ，选择 22μH 的规格。

当使用快速阶跃负载对此电路进行测试时，图 31 所示的响应波形上出现了振铃，这表明相位裕量太低。



对环路参数进行计算（因为偏置电压为 3.3Vdc，使用  $C_O = 2 \times 17\mu\text{F}$  的参数），得： $f_c = 67\text{kHz}$ ，这与测量得到的振铃频率相符； $f_{P\_LOAD} = 710\text{Hz}$ （对 0.5A 负载）；取样保持电路带来的双极点频率为  $f_{P\_S/H} = 400\text{kHz}$ ； $f_{P\_ESR} = 1.9\text{MHz}$ （基于 3 只  $5\text{m}\Omega$  MLCC 的并联）；补偿电路极点  $f_p = 851\text{kHz}$ （基于  $11\text{pF}$  的内部  $C_P$  电容）；补偿电路零点  $f_z = 2.84\text{kHz}$ 。

图 31

据这些计算所得到的值来看，单位增益频率看起来是对的，小于  $f_{sw}$  的 1/10。补偿电路的零点频率处在低于单位增益频率处，其极点频率很靠近  $f_{sw}$ 。从这些值来看，没有什么明确的原因可以解释为什么相位裕量低了。

然而，电感量要比推荐的 3.3V 输出时的  $4.7\mu\text{H}$  高出很多，这是因为要得到 30% 的纹波电流，而最大负载电流只有 0.5A，这会导致很大的电感量。

大电感必然导致很低的电感电流纹波，其变化斜率远低于补偿信号的斜率，而补偿信号的斜率是根据纹波为 IC 的最大负载电流 2A 的 30% 设计的。

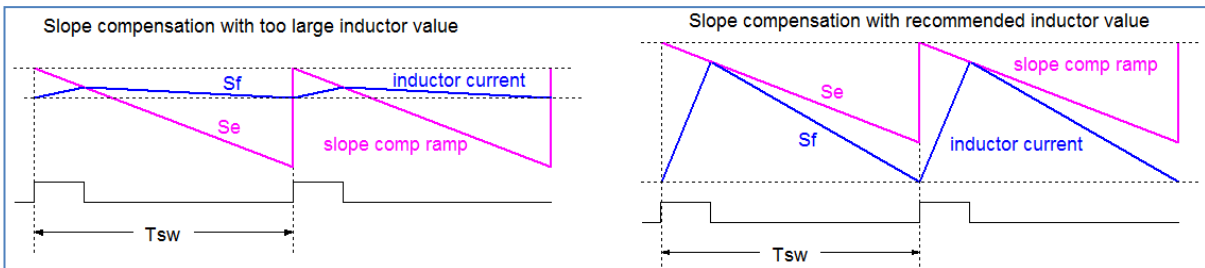


图 32

图 32 显示了不同电感情况下电感电流纹波和斜坡补偿信号的对比。与斜坡补偿信号的幅度相比，大电感导致的电流纹波信号的幅度要小很多。在这样的情况下，峰值电流模式的控制系统表现得有点像电压模式的控制系统，而电压模式的控制系统需要的是完全不同的补偿方式。这个时候在频域里所发生的事情是调制电路的双极点从  $1/2 f_{sw}$  移动到  $f_c$  去了，这将导致调制电路的相位裕量快速降低，在  $f_c$  处的相位提升不足，导致最后的相位裕量不足。



对于这个案例来说，相位裕量可用几种方法进行提升：

- 按照电流纹波为  $I_C$  的最大额定电流的 30% 计算电感量。对于低负载电流的应用来说，这意味着电感量将会小很多，电感电流相对负载电流来说也会很大。
- 降低转换器的带宽。在此案例中，将转换器带宽设定为  $f_{sw}$  的 1/20 可带来足够的相位裕量。
- 通过增加与  $R_1$  并联的前馈电容  $C_{FF}$  来增加一个 III 型补偿，其值可以这样设定：
$$C_{FF} = \frac{1}{2\pi f_C \cdot R_1}$$
，这一措施可在单位增益频率上添加一个额外的相位提升效果。

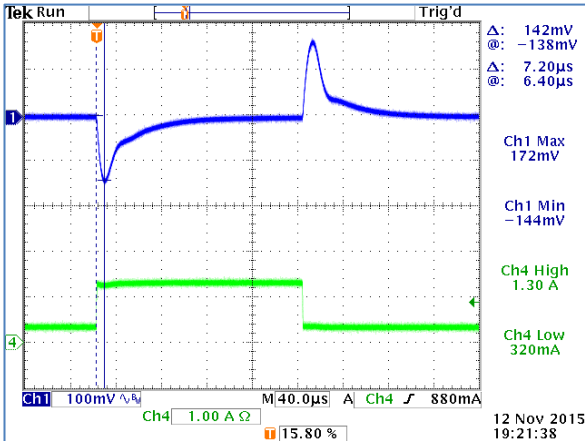


图 33

按照 b 方案将  $R_{COMP}$  减小至 8.2k 使带宽降低到 40kHz 后重新测试电路，转换器表现出了平稳的阶跃响应过程，测试其带宽为大约 41kHz。参见图 33。

这里显示的结果可以用 [Richtek Designer™](#) 进行仿真模拟。

需要特别注意的是，在大多数低占空比的应用中，最好不要使用比推荐值大很多的电感量，因为太小的电流纹波会使转换器的占空比很容易受到噪声的影响，很容易导致抖动的发生。同时，大电感也意味着更高的成本，不值得选用。

## 6. PCB 布局问题

PCB 布局在 DC/DC 转换器的设计中扮演着很重要的角色，在那些存在很快的负载瞬态过程的应用如 V<sub>CORE</sub>、DDR 存储器等应用中，尤其是负载自身对电源电压的变化很敏感的应用中，PCB 布局甚至成为设计的关键环节。在动态负载之下，转换器和负载之间的物理距离可能成为电源品质的限制因素，将 DC/DC 转换器和负载放在尽可能靠近的位置就成为这种应用中很重要的设计原则。假如做不到这一点，转换器和负载之间的路径上的电阻和电感就会对动态特性和静态负载调节性能发生明显的影响。

下面这个实际案例可以说明这个问题：

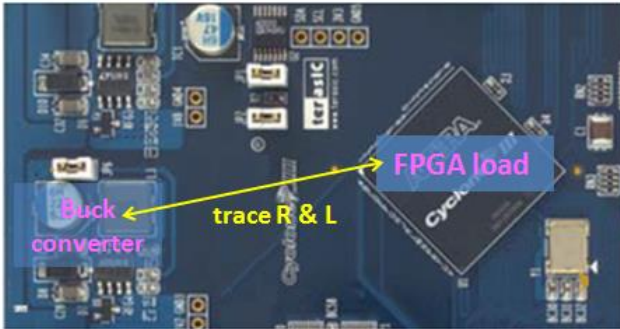


图 34

在图 34 所示的板上，Buck 转换器和负载 FPGA 之间有一定的距离，因而在转换器和负载之间起连接作用的铜箔导致的寄生电阻和电感就会表现出它们的作用来，当负载在静态和动态之间转换时，不同的电压降落会呈现出来。

在图 35 所示的 12V 转 1.0V/5A 电路中，ACOT™架构的 Buck 转换器 [RT7239GQW](#) 对其输出电压进行稳定调节，但转换器和 1V/5A 负载之间的连接线却表现出明显的电感和电阻。

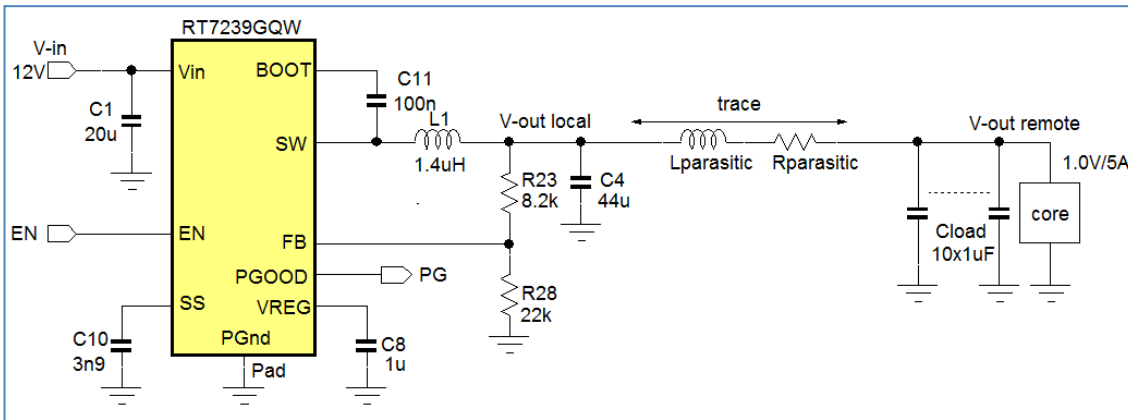


图 35

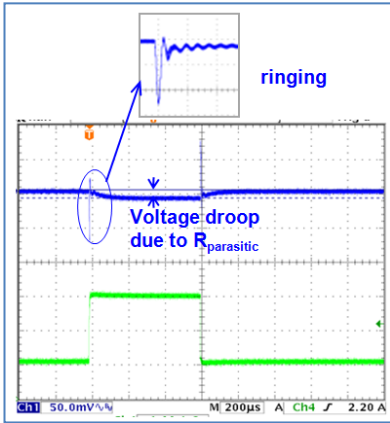


图 36

当负载上出现大电流时，负载端的电压会由于线路电阻而表现出明显的跌落，这就导致了很差的负载调节特性。

负载的快速阶跃变化将因为传输路径上存在的电感和负载端的电容而在负载端导致高频振铃信号，而这种振铃信号与转换器的稳定性是无关系的，它仅仅是不良的 PCB 布局设计的副产物。

为了降低路径电阻和电感导致的电源变化，需要把一些新的解决方案纳入设计中。

通过采用远程电压检测的方法可以消除由于路径电阻而导致的电压跌落问题，在图 37 中，电阻 R23 的电压取样点的就从靠近转换器的输出端移动到了靠近负载的地方。与此相应的是，路径上寄生的电感与负载端的电容结合在一起将使高频信号的相移增加，这种反馈回路上的额外相移可以造成转换器的不稳定。为了避免此问题，一个放置在近处的高频反馈元件 C30 就被加入到了电路中。

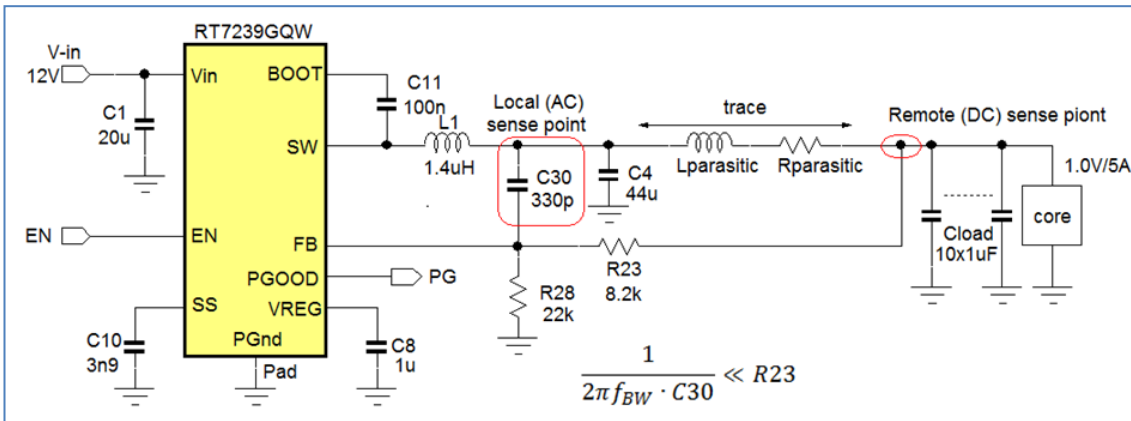


图 37：结合了分离的高低频反馈位置的远程反馈

C30 的取值应当是这样的，它在转换器单位增益频率处的阻抗应当远小于远程取样电阻 R23 的值，所以有  $C30 \gg \frac{1}{2\pi f_{BW} \cdot R23}$ 。

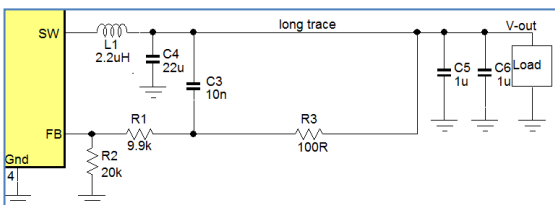


图 38

当转换器的 FB 端处于噪声敏感状态时，图 38 所示的电路配置可供使用：一个额外的远程检测电阻和本处的交流耦合电容可被加入。在此，需要确保电容的阻抗在转换器带宽频率处要低于电阻的值。

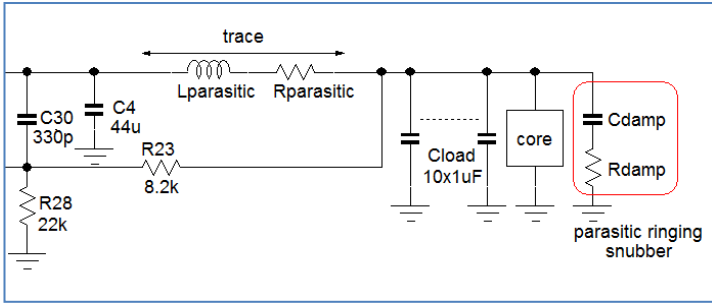


图 39

为了减小负载侧因为寄生电感而导致的振铃信号，可在负载侧添加 RC 抑制电路对其进行平滑。为了确定 RC 抑制电路的值，需要对振铃信号的频率进行测量，由此可以推算出寄生电感的值： $L_{PARASITIC} = \frac{1}{(2\pi \cdot f_{ring})^2 \cdot C_{LOAD}}$ ，我们由此得到的  $L_{PARASITIC}$  是 30nH。

由此可以算出 RC 平滑电路的阻容参数：

$$R_{DAMP} = \sqrt{\frac{L_{PARASITIC}}{C_{LOAD}}} \approx \sqrt{\frac{30nH}{10uF}} = 55m\Omega$$

$$C_{DAMP} = \frac{2\pi \sqrt{L_{PARASITIC} \cdot C_{LOAD}}}{R_{DAMP}} \approx \frac{2\pi \sqrt{30nH \cdot 10\mu F}}{55m\Omega} = 62uF$$

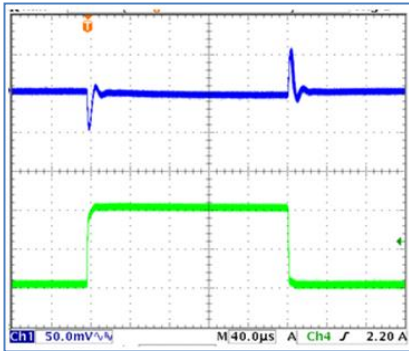


图 40

实用上，只要在负载侧增加一只和计算所得的电容量和电阻值具有相当的电容量和 ESR 的电解电容或聚合物电容即可将 PCB 布局所导致的振铃信号抑制掉。图 40 所示的快速阶跃负载测试结果就是在使用了远程检测和抑制网络以后得到的。

## 7. 实用提示汇总

### 检查输出电容

在很多 DC/DC 转换器中，输出电容都在环路稳定性上扮演着很重要的角色。当使用 MLCC 电容时，你总是应该考虑到直流偏置和交流纹波对电容量的影响。当电容量改变以后，必须对环路稳定性进行复查。

### 足够快的负载阶跃速度

确保负载发生跳变的速度要足够快，以便在足够宽的频带内对环路造成冲击，负载阶跃的上升时间应该远小于  $1/f_c$ 。

负载跳变的幅度对于转换器问题的检查不是很重要，但最好是使用比较小的幅度（例如为最大负载电流的 20%~30%），而且要在整个负载范围内通过改变负载基数进行测试，这样就可以在全负载范围内对转换器的表现进行检查。

### 确保稳定的电源供应

当负载阶跃响应波形上出现振铃信号时，需要通过检查分辨该信号是由于转换器自身或是电源供应的振铃信号引起的。当要进行快速负载阶跃测试时，确保在转换器输入端去耦电容上并联一只电解电容。

### 选取正确的电感量

选用太大或太小的电感都会引发问题。在低占空比应用中，电感电流纹波应该基于 IC 额定电流的一定比例进行取值。在高占空比应用中，应该考虑到 IC 内部斜坡补偿信号的斜率来选择电感电流的下降斜率。IC 规格书中根据不同输出电压  $V_{OUT}$  推荐的电感量应该被当作设计的指引来使用。

### 降低转换器输出端到负载之间的阻抗

在负载表现出很快的瞬变过程的应用中，DC/DC 转换器和负载的位置应该尽可能地靠近，其间的路径应该尽可能地宽，并且确保地电流回路的畅通。遇到负载调整问题时要使用远测检测方式解决问题，这种情况下要直接在转换器输出端对转换器的稳定性进行测试。假如此时发现转换器存在稳定性问题，可在近处引入交流反馈信号。面对由于布局而导致的振铃问题，可以加入 RC 平滑电路或聚合物电容予以抑制。

### 占空比极限与负载跳变的时机

快速的负载瞬变可导致转换器占空比的极大变化，在某些情况下可使转换器触及其占空比的最大或最小限制。负载阶跃出现在转换器切换周期中的不同位置也会对其响应结果造成影响。

让我们来看看下面这个例子，它使用了 [RT7294CGJ6F](#)，这是一款低成本的 18V/2.5A ACOT Buck 器件，封装为 SOT-23-6，电路的目标是生成一个 1V 的输出为 MCU 内核供电。

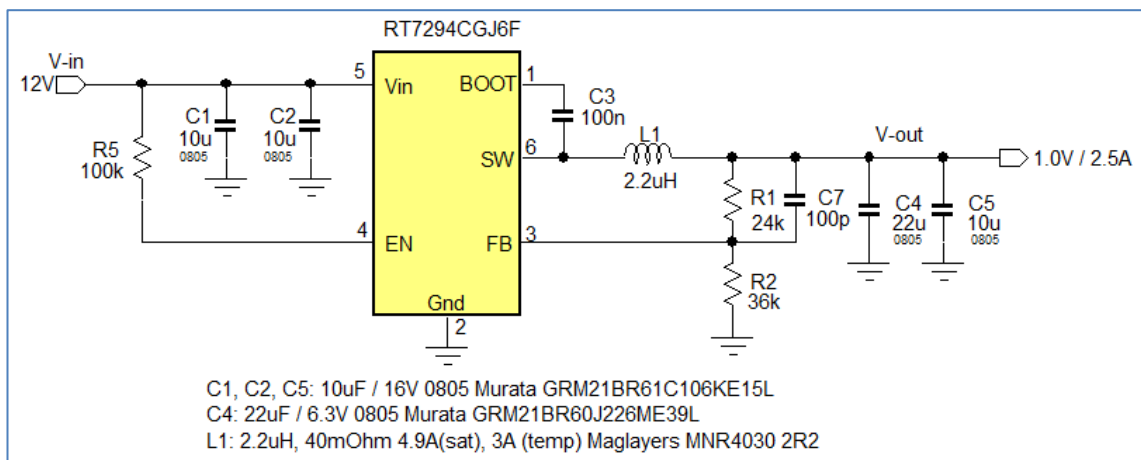


图 41

ACOT 转换器具有固定的导通时间和可变的截止时间，能对突然发生的负载变化做出很快的回应。这种转换器的最大占空比受导通时间和转换器可能达到的最短截止时间的关系的限制；它能达成的最低占空比则可以低到 0%。当从高到低的负载阶跃出现时，ACOT 转换器可使下桥 MOSFET 持续处于导通状态以便让电感电流尽快降下来，在此期间，占空比就暂时处于 0% 的状态下。图 42 就是这一表现的展示。

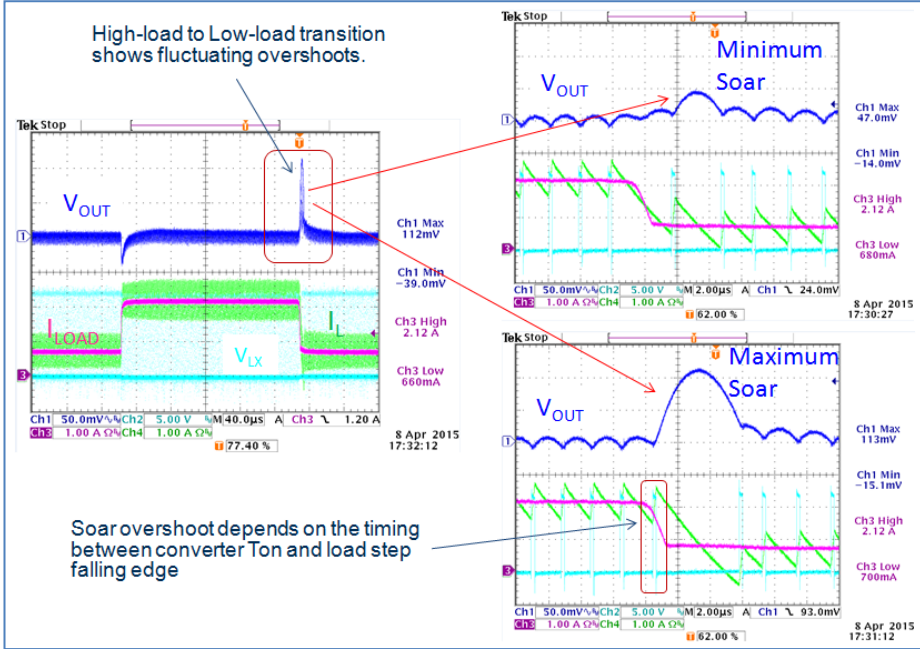


图 42

由这种负载的由高到低的变化带来的过冲称为输出电压的隆起。在此例中可以看到，输出电压隆起的幅度不是恒定的。假如负载的阶跃发生在转换器的截止时间内，此时电感电流已经降下来了，转换器只需继续保持下桥导通状态以继续电流的下降过程。但假如负载的阶跃恰好发生在转换器开始一次新的导通过程的时刻，我们就必须等待导通过程的结束，然后才会开始电感电流的下降过程，而这就将造成比较高的输出电压隆起。在遇到重复的负载阶跃时，这种可见的不同电压隆起幅度不应当被错误地看作是转换器处于不稳定状态的标志。

**PSM 转换器和强制 PWM 转换器面对负载阶跃时的不同表现**

某些 DC/DC 转换器通过采用 PSM 工作模式提升轻载情形下的转换效率。PSM 是 Pulse Skipping Mode 的首字母缩写，有时又被称为 PFM (Pulse Frequency Modulation, 脉冲频率调制) 或 DCM (Discontinuous Conduction Mode, 非连续导通模式)。这些器件在下桥导通期间出现电感电流变负时会关闭下桥，在负载电流很低时会降低开关切换频率。当一个转换器工作在 PSM 模式下时，其平均输出电压会比其工作在 CCM(Continuous Conduction Mode, 连续导通模式)模式下时略高。因此，当阶跃负载使其从 PSM 模式转入 CCM 时，转换器的负载调节性能会变得比较差。另外，重载到轻载的转换会导致比较长时间的电压隆起，因为 PSM 转换器不会吸入任何电流。这些结论性的东西可用下面的例子予以展现，例子中涉及到的 [RT7272A](#) 和 [RT7272B](#) 都是 36V/3A/500kHz 的工业级 Buck 转换器，RT7272A 是以强制 PWM 模式工作的器件，RT7272B 则是以 PSM 模式工作的器件，我们把它们用在 24V 转 3.3V/2A 的应用中进行测试，应用电路图见图 43。

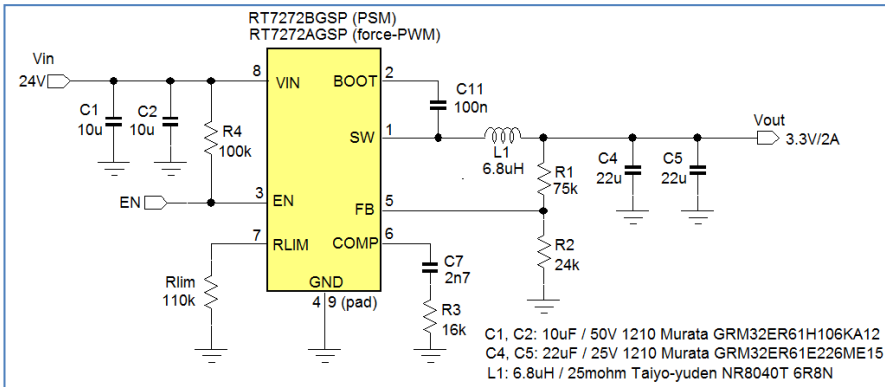


图 43

PSM 模式和强制 PWM 模式器件在负载阶跃作用下的表现上的不同表现在图 44 中：

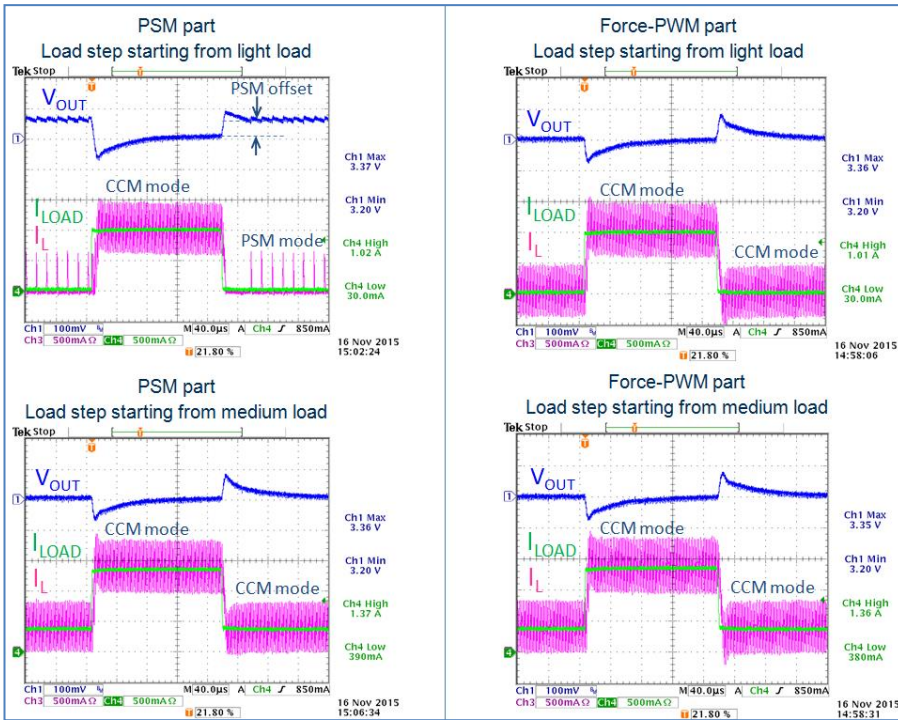


图 44

对于 PSM 器件来说，当阶跃负载使其从 PSM 模式切入 CCM 模式时，它会表现出一个所谓的 PSM 偏差，此偏差通常大约为  $V_{OUT}$  的 1%。

对于强制 PWM 器件来说，无论负载条件如何，它总是处于 CCM 模式。在轻载状态下，其电感电流会出现负值。

当负载阶跃开始于电感电流最小值刚好高于 0 的中等负载状态下时，由负载阶跃所导致的反应在 PSM 器件中和强制 PWM 器件中的表现是一样的，这是因为转换器总是处于 CCM 模式下。

假如应用需要在全负载范围内都具有很好的负载调节性能和很好的瞬态响应特性，强制 PWM 模式的器件就是唯一的选择。那些需要很好的轻载效率的应用就应该选择 PSM 模式的器件。立锜科技的 Buck 转换器常常容许 PSM 器件和强制 PWM 器件拥有引脚兼容的封装，有些器件则具有模式选择端子可将器件设定为 PSM 模式或强制 PWM 模式。

### 8. 快速负载瞬变测试工具

大部分电子负载都能生成负载阶跃，但通常由它们所生成的负载阶跃的变化速度  $di/dt$  是很有限的，这部分是由于电子负载内部电路的限制，但也是因为电子负载和实际应用电路之间的长传输线存在电感的缘故。为了生成快速负载阶跃，一个简单的自制工具可供使用，它是由一只 MOSFET 开关对负载电阻进行通断控制形成的。

图 45 显示了这个快速瞬变工具的基本构成：一个受脉冲发生器控制其通/断的 MOSFET 开关。MOSFET 开关的切换速度可用其栅极的可选的 RC 网络进行调节；MOSFET 漏极连接的电阻 R2 可根据需要的动态负载调节幅度进行选择；电阻 R1 用于设定负载阶跃的静态基点。负载电流的阶跃变化可通过示波器的电流探头进行测量，对转换器输出电压的测量则需要在输出电容或是负载点上上进行。

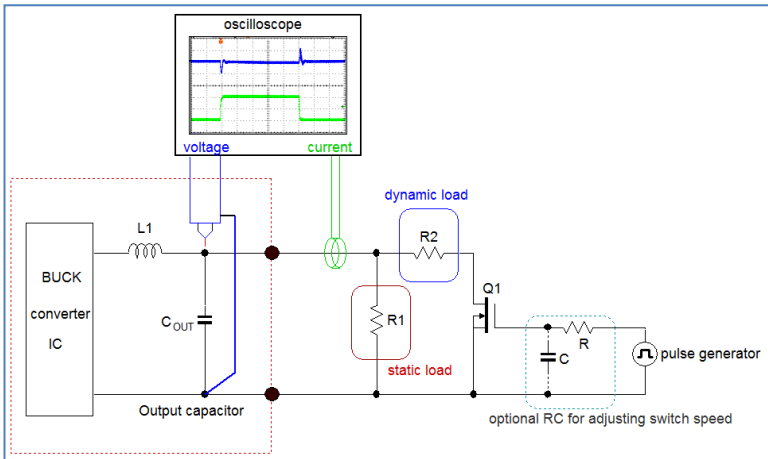


图 45

图 46 显示了这样一个实用的快速负载瞬变生成工具的原理图：

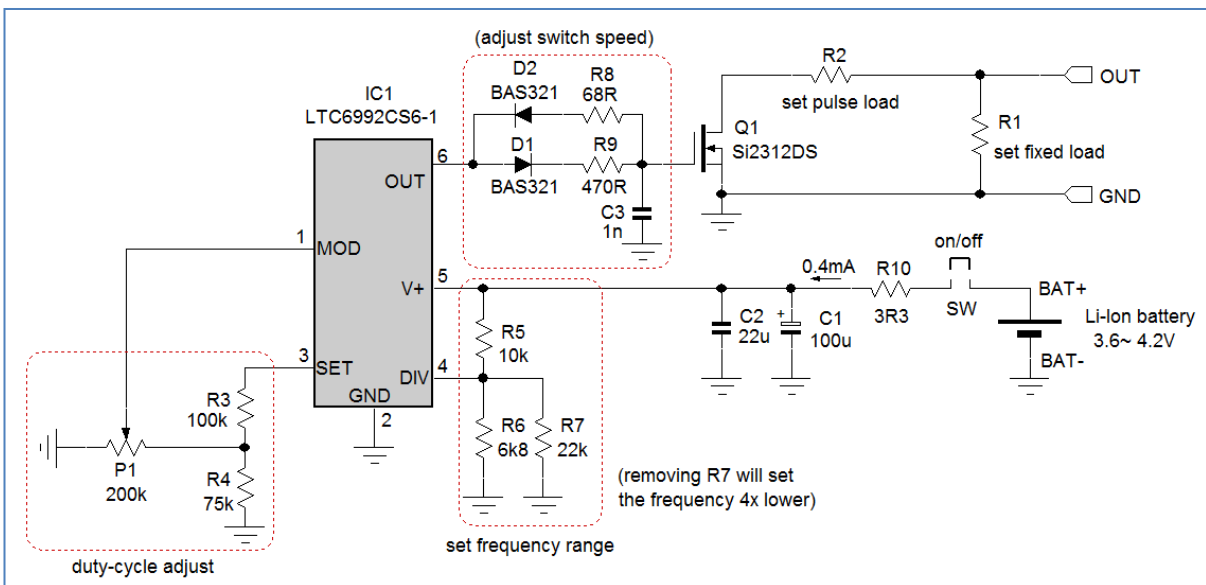


图 46：快速负载瞬变生成工具的原理图



IC1 是一款电压控制的 PWM 信号发生器，其 MOD 端的电压确定了 PWM 信号的占空比，DIV 端的电压则确定了 PWM 信号的频率范围，连接在 SET 端的电阻值确定了精确的频率，OUT 端子具有足够的驱动能力可以足够快的上升/下降速度驱动小型的 MOSFET 开关。占空比通常设定在比较低的 5%左右的水平上，这样可使负载电阻和 MOSFET 在吸取大电流的情况下还能不超过其功率容限。一个时长大约 150 $\mu$ s 的脉冲就已足够让我们看到完整的电压隆起过程和绝大多数 DC/DC 转换器的电压恢复过程了，所以，PWM 信号的频率可被设定为 330Hz。要生成这个频率，LTC6992 的规格书推荐的内部分频器是 1024，这可通过将 R5 和 R6//R7 的比例设定为 0.344 获得。

最后的频率可以通过 R3 + R4//P1 进行设定，其计算公式为  $f_{\text{OUT}} = \frac{1}{t_{\text{OUT}}} = \frac{1\text{MHz} \cdot 50\text{k}}{N_{\text{DIV}} \cdot R_{\text{SET}}}$ ，由此决定的结果是 316Hz。

将 MOD 端电压设定为 0.1V<sub>SET</sub>~0.9V<sub>SET</sub> 可给出 0%~100%的占空比。根据给定的 R3、R4 和 P1 的值，调节 P1 可得到的占空比范围是 0%~35%。

LTC6992 OUT 端子具有很快的响应速度和 $\pm 20\text{mA}$ 的驱动能力，可在 100ns 内使 Q1 MOSFET Si2312DS 开通或关断。大多数应用并不需要这么快的速度，这就意味着可通过 D1、D2、R8、R9 和 C3 对 Q1 的开/关速度进行调节。依据图中给定的值，上升/下降时间约为 400ns，这已足够查看大多数 DC/DC 转换器的稳定性问题或 PCB 布局问题使用。对于给定的 Si2312DS 来说，通过它的脉冲电流可达 8A。更高的电流也是可能的，但在计算负载电阻的时候需要考虑到 MOSFET 的 R<sub>dson</sub> 对电压降的影响。当要用于低压应用中时，可以选择具有更低 R<sub>dson</sub> 和更小 Q<sub>G</sub> 的 MOSFET。

使用锂离子电池来为此电路供电是一种很方便的选择，这可使得整个电路是完全孤立的，可以避免接地设备带来的地弹问题。此电路的设计是电压不敏感的，电池电压的变化不会影响到频率和占空比的设定，整个电路的电流消耗约为 0.4mA，电池使用时间可以很长。

图 47 显示了此电路的一种可能的 PCB 布局：

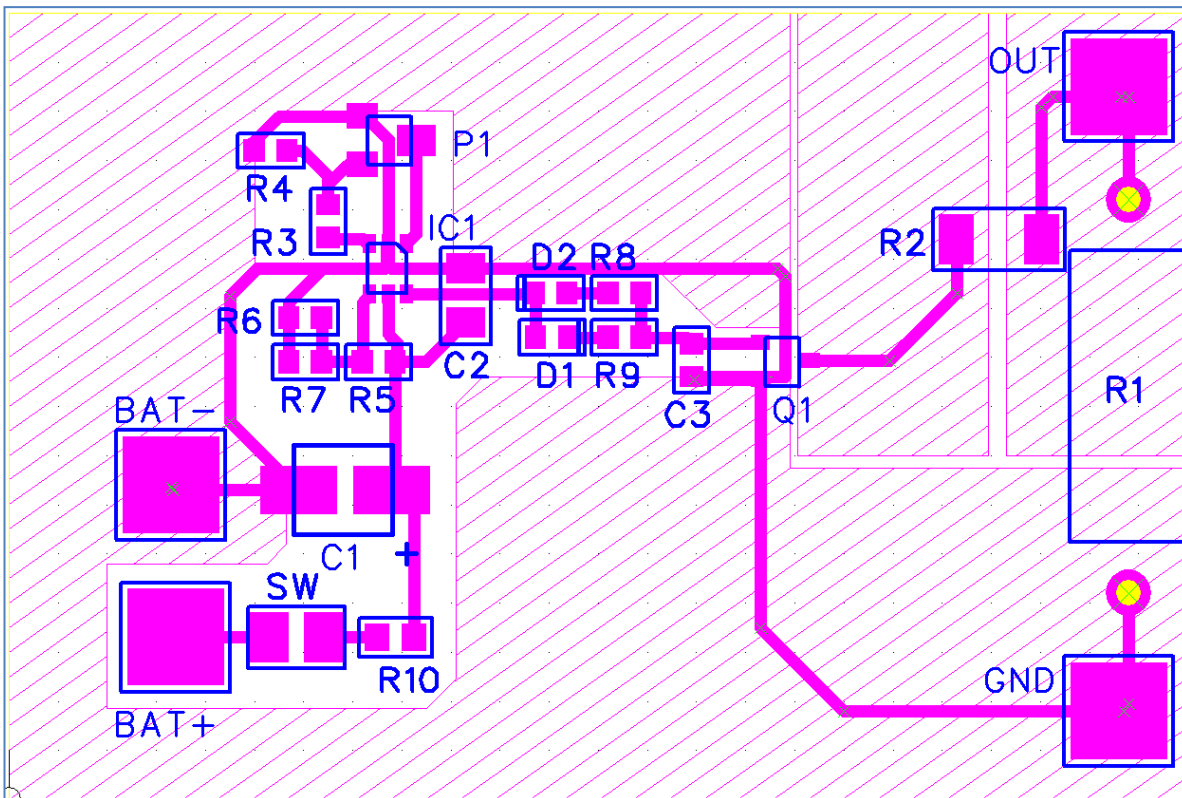


图 47：快速负载瞬变工具的 PCB 布局

确保负载和 MOSFET 之间路径的低阻抗是很重要的。大面积的铜箔被保留着，以便可以焊接更多的并联负载电阻。静态负载电阻可以是固定的，也可以是可变的。

下面是元件清单：

Item	Value	Type or Part number
R1	1Ω ~ 25Ω fixed or variable power resistor	Leaded 10W or Rheostat variable 25W
R2	SMD power resistors 1Ω ~ 10Ω 0.25W/0.75W/2W	1206 0.25W / 1210 0.75W / 2512 2W
R3	100k 1% 0.1W	0603
R4	75k 1% 0.1W	0603
R5	10k 1% 0.1W	0603
R6	6.8k 1% 0.1W	0603
R7	22k 1% 0.1W	0603
R8	68R 1% 0.1W	0603
R9	470R 1% 0.1W	0603
R10	3.3R 1% 0.1W	0603
P1	200K TRIMMER, 5 TURN SMD	Bourns 3214W-1-204E
C1	100μF/10V 6.3X5.2 electrolytic capacitor SMD	Panasonic MCESL10V107M6.3X5.2
C2	22μF/16V 1206 X5R	Murata GRM31CR61C226KE15L
C3	1nF/50V X7R	0603
D1, D2	200V/200mA fast diode SOD323	NXP BAS321
SW	Jumper header + jumper 1ROW, 2.54MM	MOLEX 90120-0126
Q1	20V / 33mΩ R <sub>dson</sub> N-MOSFET SOT23-3	Vishay Si2312DS
IC1	Voltage controlled PWM generator, SOT-23-6	Linear LTC6992CS6-1#TRMPBF
Battery	3.7V nom. 1250mAh Li-Ion battery	Varta PLF503759.06.8080/2528F or similar

因为电路很简单，完全有可能自己用手工就在覆铜板上把电路雕刻出来了。下面的图片就是制作此工具需要用到的全部原材料和手工雕刻出来的 PCB：

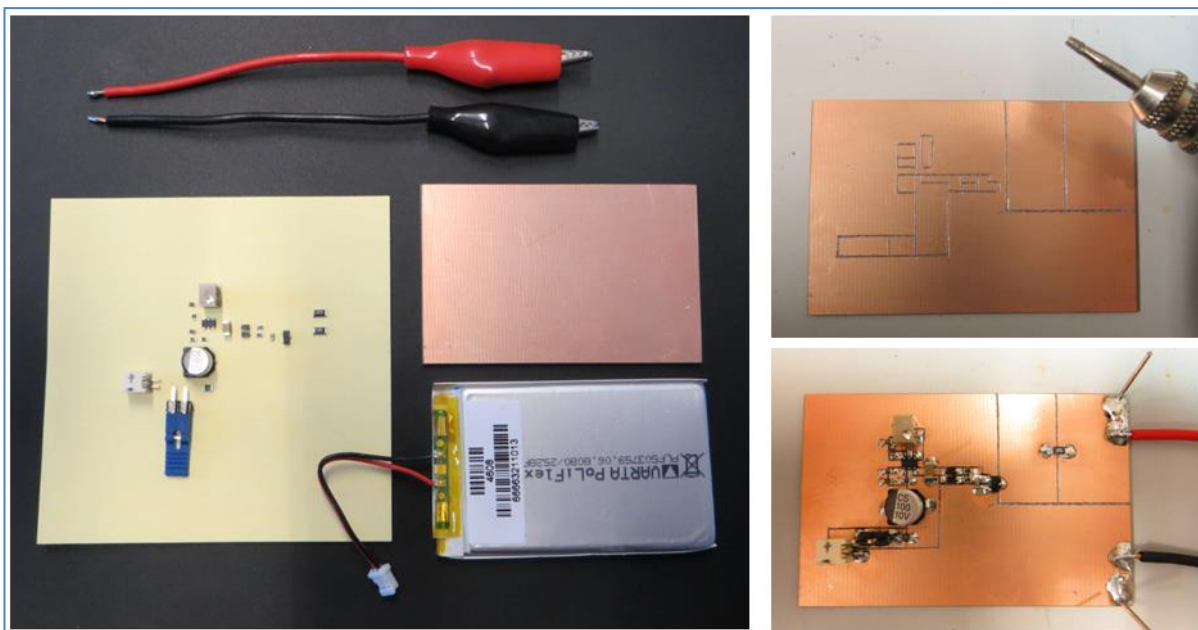


图 48

组装完成以后的工具看起来是这个样子：

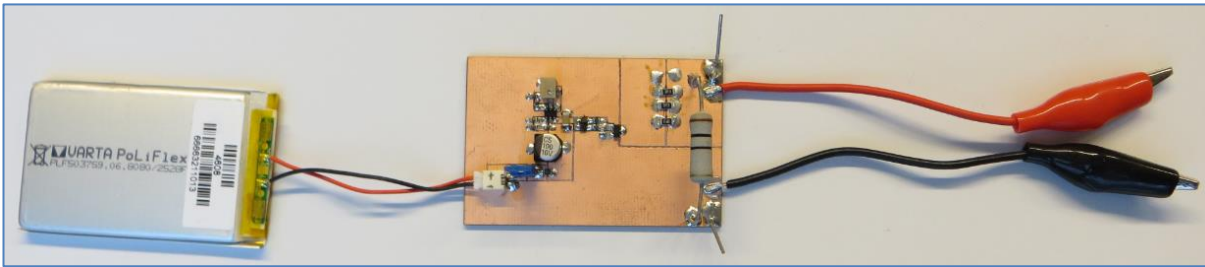


图 49

用电流探头套住负载瞬变工具的引线对负载阶跃电流进行测量是很方便的。由于电流探头是隔离式的，其好处是不会在测量系统中引入地回路，但它却可能在负载阶跃电路中引入额外的电感，这在上升/下降速度非常快（~100ns）的测试中就可能改变阶跃电流的波形，而且也不是所有的电流探头都有足够的带宽可用于测量很快的上升和下降速度。

图 50 显示了一种可能的通过电流检测电阻测量电流的方法。

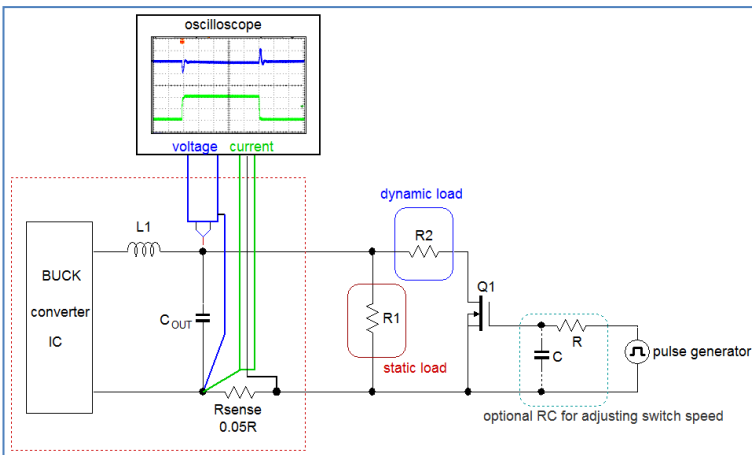


图 50

假如示波器各通道之间是共地的，那就绝对需要将检测电阻的地和电压探头的地连接在同一个接地点上。即便是极小的阻抗存在于这些接地点之间，也会在电流和电压探头的接地点之间形成不同的电位差，并在示波器上对电压波形构成影响，这可很容易地通过连接/断开示波器的电流检测连接器并且分别记录下相应的电压波形进行测试。假如电压波形有改变，那就存在地回路上的电流。

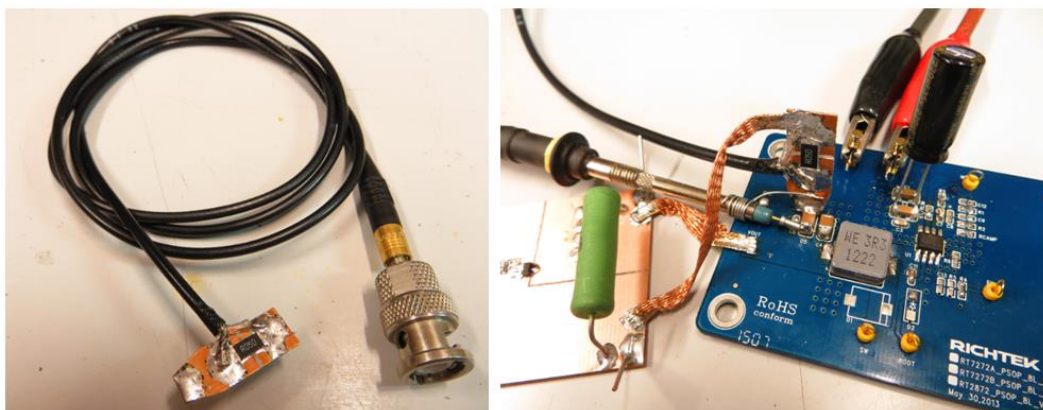


图 51：通过电流检测电阻进行电流测量

图 51 显示了用于电流检测的工具和上升/下降速度很快时的测量方法，最好是将示波器的电流检测端子设定为 50Ω 以避免由于电缆上的反射信号可能导致的振铃过程，要注意这会轻微地降低电流检测的精度。

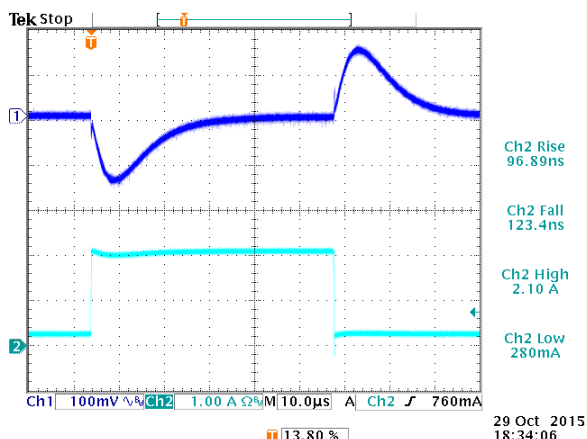


图 52: 使用电流检测电阻测量超快速负载阶跃的结果

## 9. 结论

使用快速负载阶跃对 DC/DC 转换器进行测试以判定其环路稳定性问题、输入电源的稳定性问题、斜坡补偿问题、负载调整特性和 PCB 布局问题是快速而方便的方法。要想寻找到问题的根源，对转换器的工作方式有基本的了解是必须的，遵从某些基本的规则可使快速负载瞬变测试所凸显出来的问题变得更易于理解。你自己就可以手工制作出用于进行快速负载瞬变测试的小工具，它非常方便携带，适用于绝大多数 DC/DC 转换器的快速检测中。

参考文献:

[1] Christophe P. Basso, “Switch-Mode Power Supplies Spice Simulations and Practical Designs”, McGraw\_Hill, 1<sup>st</sup> edition 2008, 2<sup>nd</sup> edition 2014

### 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 1<sup>st</sup> 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.