

怎樣利用快速瞬變負載測試 DC/DC 轉換器

摘要

負載瞬變測試是檢查功率轉換器表現的一種快速方法，它可以反映出轉換器的調整速度，能將轉換器的穩定性問題凸顯出來。轉換器的負載調整特性、占空比極限、PCB 佈局問題和輸入電壓的穩定性也可經此測試快速顯現出來。此文解釋了負載瞬變測試的原理，並將其用於實際的 DC/DC 問題解決過程中，最後還給出了自製低成本快速瞬變負載工具的方法。

目錄

1. 概述.....	2
2. 典型的 DC/DC 轉換器階躍回應特性	2
3. 不穩定的控制回路	3
4. 不穩定的電源供應.....	11
5. 斜坡補償問題	13
6. PCB 佈局問題	18
7. 實用提示匯總	21
8. 快速負載瞬變測試工具.....	24
9. 結論.....	28

1. 概述

許多現今的電子設備都包含了計算和無線連接功能，這些功能電路常常表現出很重的脈衝負載特性。面對這種快速變化的脈衝負載，全新的 DC/DC 轉換器需要具有快速的環路回應特性來維持輸出電壓的穩定。為了測試這種類型的轉換器，擁有能夠生成與最終應用類似的快速變化的負載的工具是很重要的。

對於具有比較穩定的負載的通用型 DC/DC 轉換器來說，快速的回路回應特性是不需要的，因而也不必進行負載瞬態回應特性的測試。但在把快速階躍變化的負載施加到一個穩壓器上時，必然在很寬的頻帶內對調節回路造成衝擊，在某些情況下甚至可能逼迫它們運行在控制回路的極限之下。通過將一個快速變化的階躍負載施加到一個轉換器的輸出端，再對其輸出電壓的回應過程進行分析，可讓我們快速而且容易地知道這個轉換器在面臨這樣的狀況時能否維持其輸出電壓的穩定，同時也能凸顯出可能存在的環路穩定性問題、電源供應的穩定性問題、斜坡補償問題、負載調節性能和 PCB 佈局問題。

2. 典型的 DC/DC 轉換器階躍回應特性

圖 1 顯示了一個電流模式 Buck 轉換器在其負載發生 1A 快速跳變時典型的回應過程，其輸出電壓正常值 $V_{OUT\ NOM} = 3.3V$ 。

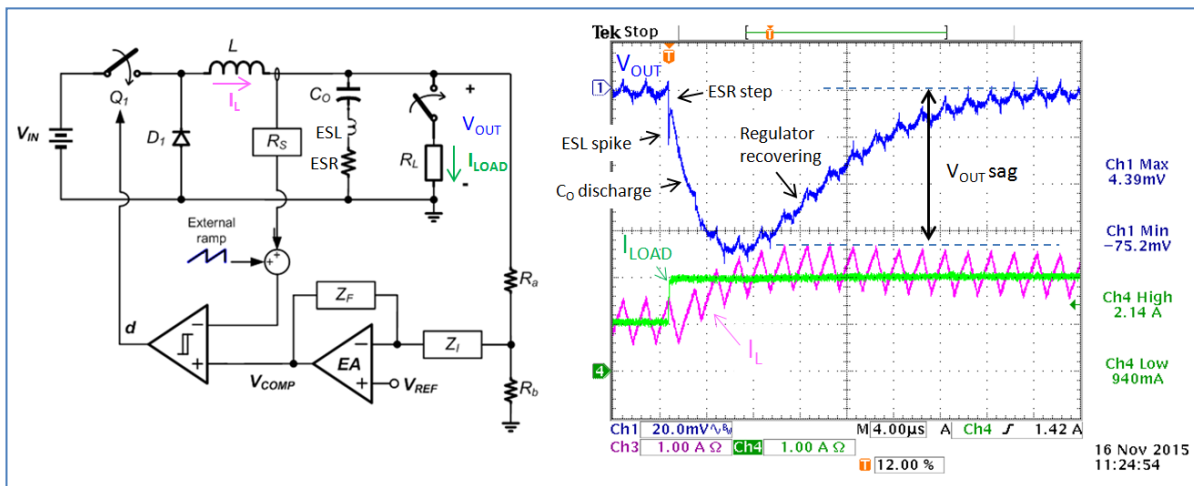


圖 1：電流模式 BUCK 轉換器面對快速瞬變負載時的回應

電流模式轉換器對負載的階躍變化不能做出即時回應，所以，當負載發生階躍變化的時候，供給負載的電流最初是來源於輸出電容裡的儲能。面對負載的快速跳變，輸出電容的 ESR 和 ESL 首先起作用，在輸出電壓上表現為一個不大的跳變和尖峰，然後才是輸出電容放電的開始，這將造成輸出電壓的下沉。輸出電壓的下降將被誤差放大器感知到，相應地，這將導致 V_{COMP} 的上升，這又會增加開關 Q1 導通的占空比，電感電流因此增大以滿足負載增大了的需要。在此過程關中，電壓下沉的幅度和恢復的時間將取決於多種因素：輸出電容的大小，負載電流跳變的幅度和它變化的速度 di/dt ，誤差放大器的補償水準和整個控制回路的頻寬。

拋開由 ESR 和 ESL 造成的尖峰來看，轉換器的階躍回應過程在這個案例中看起來是非常平滑的，這表明此轉換器的表現是穩健的。回應過程中的電壓下沉幅度為 75mV，相當於輸出電壓的 2.2%，這對大部分 3.3V 的電源供應來說是可以接受的。需要注意的是，如果我們使用的輸出電容是低 ESR 的 MLCC，由 ESR 所造成的跳變通常就看不出來。

可能影響轉換器面對負載階躍的回應過程的情形大概有這些：

1. **不穩定的控制回路**：當控制回路調整得不好時，轉換器的控制作用可能過頭，快速負載階躍可能導致輸出電壓的顛簸或是存在振鈴現象，某些情況下甚至可能進入振盪狀態。
2. **不穩定的電源供應**：轉換器輸出端的負載跳變會導致轉換器輸入端的電源供應器的負載跳變。假如電源供應器的穩定性不好，或者是與轉換器匹配得不好，則電源供應器自身就可能振盪起來，這必然會傳遞到轉換器的輸出端，看起來就像轉換器的控制回路不穩定一樣。
3. **斜坡補償問題**：電流模式轉換器採用斜坡補償方法避免高占空比應用中可能出現的次諧波振盪。為了讓斜坡補償工作正常，適當程度的電感電流紋波是必須的。電感選擇不當會導致不當的電流紋波，並在遇到階躍負載時出現不穩定的次諧波。
4. **在占空比極限下工作**：當轉換器在靠近最小/最大占空比的狀態下運行時，負載的快速階躍變化將使轉換器觸及占空比的極限，這將導致輸出電壓下沉或上沖過度，某些時候甚至會造成轉換器運作在保護模式下。
5. **PCB 佈局問題**：假如由於 PCB 佈局而造成的阻抗出現在轉換器的小信號環節和功率環節上，電壓的耗損和雜訊的耦合就會發生，這將劣化轉換器對階躍負載的回應特性。假如負載處在遠離轉換器的地方，多出來的路徑阻抗會在負載增加時導致電壓的下沉，劣化轉換器的負載調整性能。此外，當負載發生跳變時，路徑電感也能導致振鈴信號的出現。

後面的章節將針對上述問題分別提出應對的方法。

3. 不穩定的控制回路

回路穩定性問題是功率轉換器設計中很重要的一個方面，增益-相位分析法是常用的檢查功率轉換器回路是否穩定的方法。通過對轉換器進行快速負載瞬變測試查看其穩定性是可能的，但要從中看出到底是哪裡出了問題並不總是十分清晰的。

圖 2 顯示了一個標準的電流模式 Buck 轉換器的控制回路：

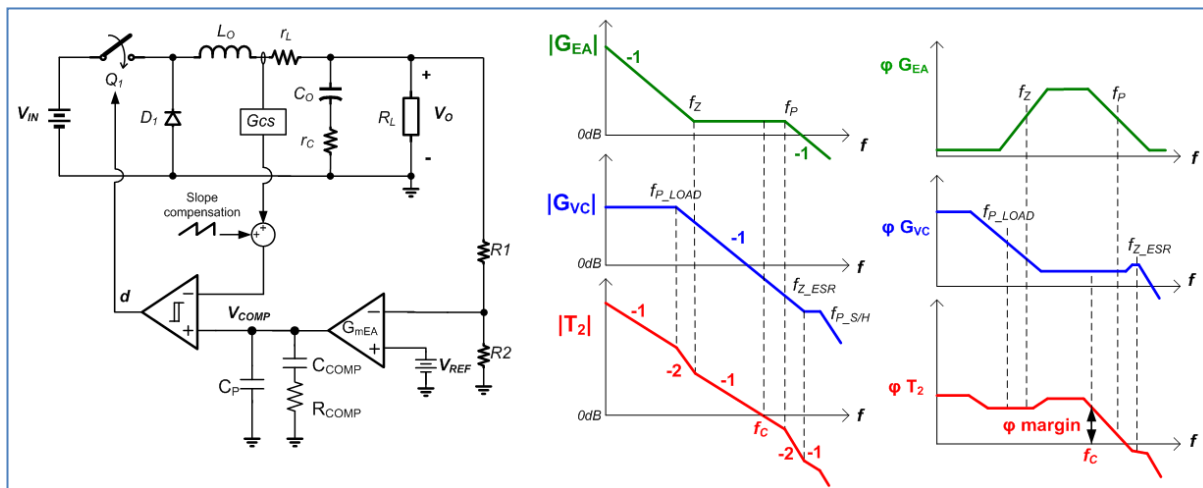


圖 2

(簡化了的) 調製器的增益 G_{vc} 擁有一個負載極點 $f_{P_LOAD} = \frac{1}{2\pi C_O \cdot R_L}$ 和一個 ESR 零點 $f_{Z_ESR} = \frac{1}{2\pi C_O \cdot r_c}$ 。峰值電流模式控制架構的取樣和保持電路將導致一對位於開關工作頻率一半處的雙極點。

補償器的增益常被用於將轉換器的單位增益頻率設定在工作頻率的 1/10 處以避開雙極點的影響：

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

於是，轉換器的頻寬大概就是： $f_c = \frac{R_{COMP} \cdot G_{mEA} \cdot G_{CS}}{2\pi C_O} \cdot \frac{V_{REF}}{V_O}$

補償器的零點被設計在靠近調製器負載極點處： $f_z = \frac{1}{2\pi C_{COMP} \cdot R_{COMP}}$ 。

補償器的極點 被設計在靠近調製器的 ESR 零點處： $f_p = \frac{1}{2\pi C_P \cdot R_{COMP}}$ 。

當使用 MLCC 作為輸出電容時，ESR 零點頻率會很高，常常超過了工作頻率。在這種情況下，將補償電路的極點設定在工作頻率的一半處可避免轉換器的切換雜訊影響環路的工作。需要注意的是，許多轉換器具有內部的位於 COMP 和地之間的電容，因而外部的 C_P 可以很小或是被省略掉。

通過將單位增益頻率處的相位進行提升，可以贏得足夠的相位裕量以實現穩定工作。不穩定的工作狀態（相位裕量不足）可以發生在單位增益頻率發生移動或是補償電路的零點或極點頻率選擇不當時。

為了示範上述理論，讓我們來看一個典型的 12V → 3.3V / 2A 應用的案例。我們將使用 800kHz 工作頻率的電流模式 Buck 轉換器 [RT7247CHGSP](#) 來進行，計算元件參數所用的工具是免費的線上設計工具 [Richtek Designer™](#)，這個應用的電路如圖 3 所示：

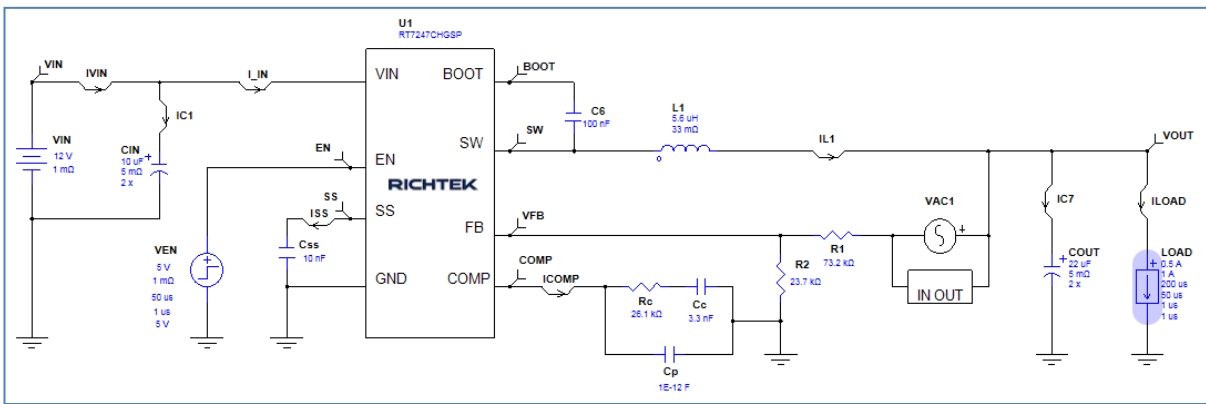


圖 3

使用前文所述公式和設計工具生成的原理圖中的元件值，我們可以得到如下的環路參數：

- $f_c = 79\text{kHz}$ ，靠近工作頻率 f_{sw} 的 1/10；
- $f_{P_LOAD} = 2.2\text{kHz}$ ，針對 2A 負載；
- 取樣保持電路的雙極點頻率： $f_{P_S/H} = 400\text{kHz}$ ；
- $f_{P_ESR} = 1.4\text{MHz}$ ，基於兩隻 5mΩ MLCC 的並聯；
- 補償器的零點： $f_z = 1.8\text{kHz}$ ；

補償器的極點頻率： $f_p = 508\text{kHz}$ ，基於 1pF 外部電容和 11pF 的 COMP 端內部電容。
 模擬所得的增益相點陣圖如圖 4 所示，實際的頻寬為 69kHz，相應的相位裕量為 57°。
 由於調製器採樣保持電路的作用，相位裕量在高頻部分快速下降。
 實際的電路按照下圖所示的元件值得以形成：

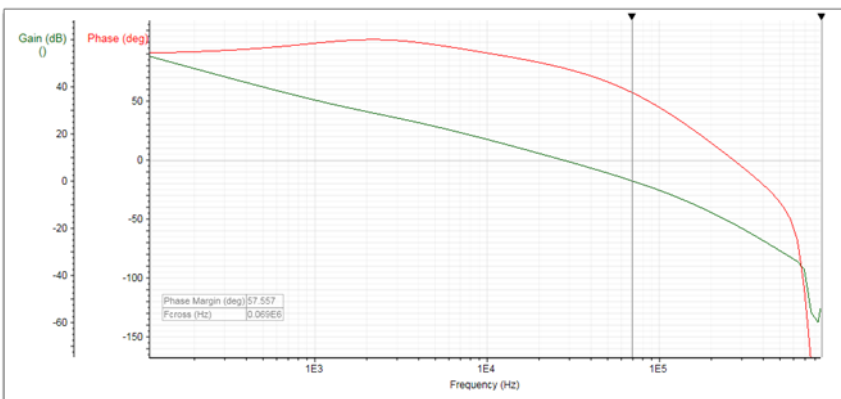


圖 4

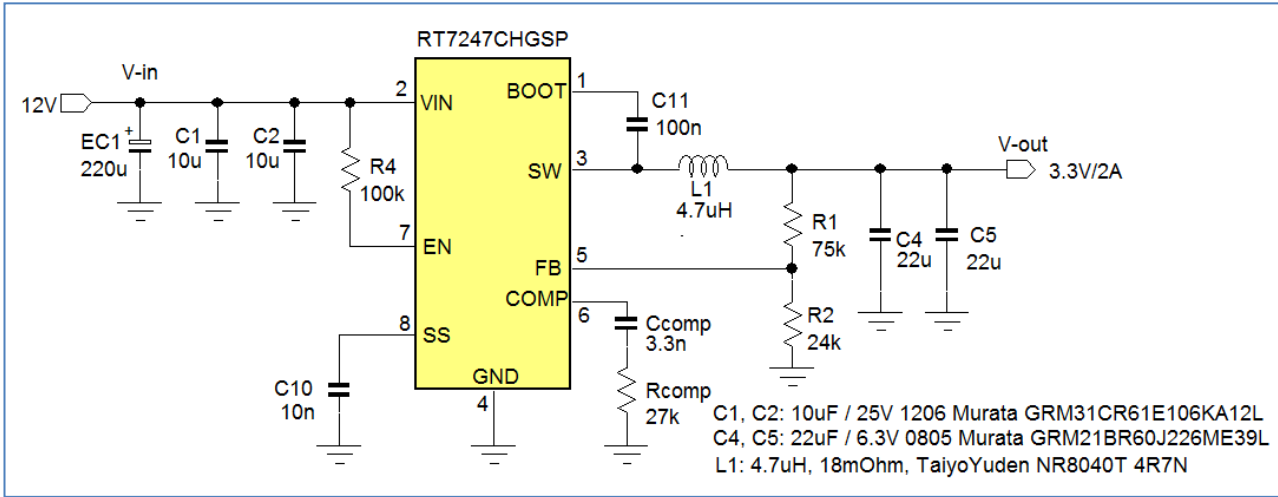
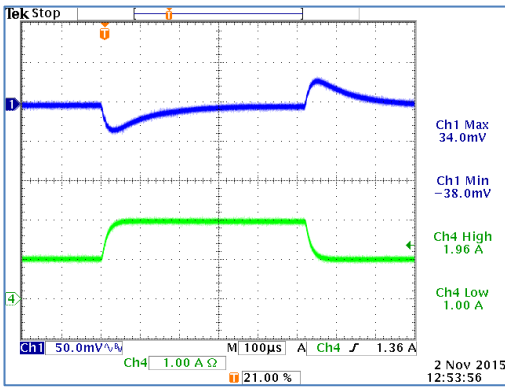


圖 5



當使用電子負載形成相對比較慢的負載階躍對此電路進行測試時，其回應過程看起來是不錯的（參見圖 6）。

圖 6

但在使用第 8 章所述的快速瞬變測試工具形成的快速階躍負載對此電路進行測試時，電路的響應就出現了過度的振鈴信號（參見圖 7），這表示此電路的環路穩定性並不理想。

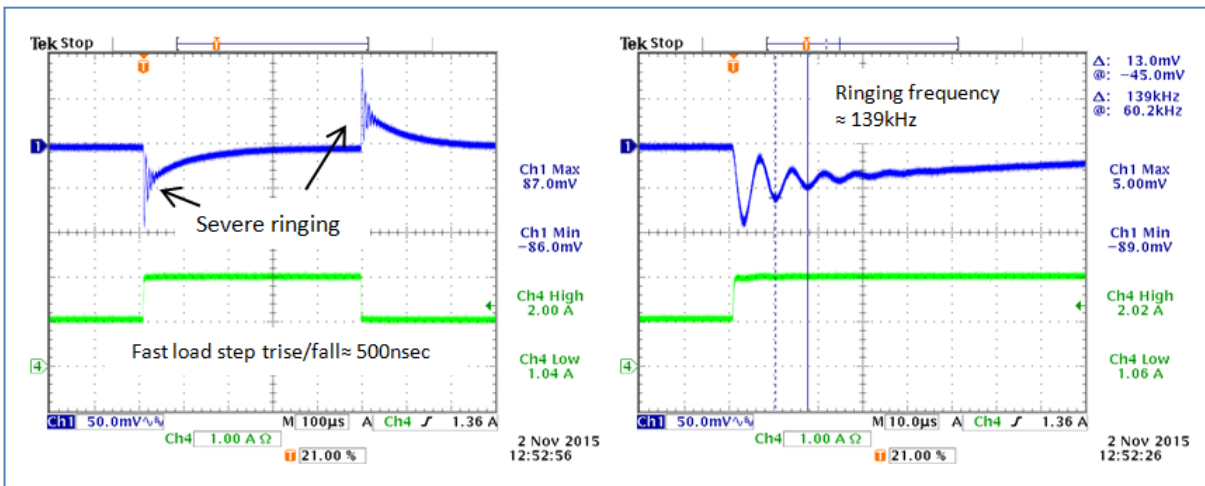


圖 7

對回應過程進行更細緻的觀察，可以看到振鈴過程包含多個週期，其振盪的頻率大約為 139kHz。

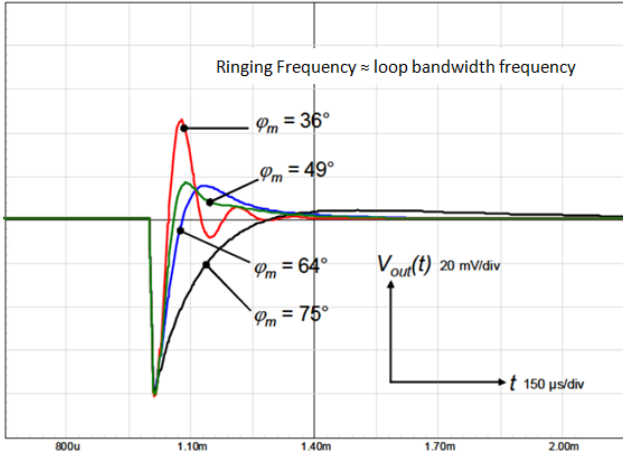


圖 8：不同相位裕量與階躍回應之間的關係¹

因此，在計算出來的環路頻寬和實際測量出來的頻寬之間出現了明顯的不同。

影響環路頻寬的參數是 $f_c = \frac{R_{COMP} \cdot G_{mEA} \cdot G_{CS}}{2\pi C_O} \cdot \frac{V_{REF}}{V_O}$ 。

假設 IC 的參數都是正確的，看起來能夠造成錯誤的參數似乎只能是輸出電容。

能夠影響 MLCC 電容量的重要參數有兩個：

1. 電容上所承受的直流電壓：較高的直流電壓使電容量減小。
2. 電容上所承受的交流電壓：較低的交流電壓使電容量減小。

你總是需要檢視你的電容供應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體資料。在我們的實際案例中，我們並聯使用了兩隻 22μF/6.3V/0805 的 Murata 電容，型號為 GRM21BR60J226ME39L。

通過使用 Murata 的網頁工具 SimSurfing：<http://ds.murata.com/software/simsurfing/en-us/>，我們可以得到圖 9 所示的 GRM21BR60J226ME39L 的特性資料。

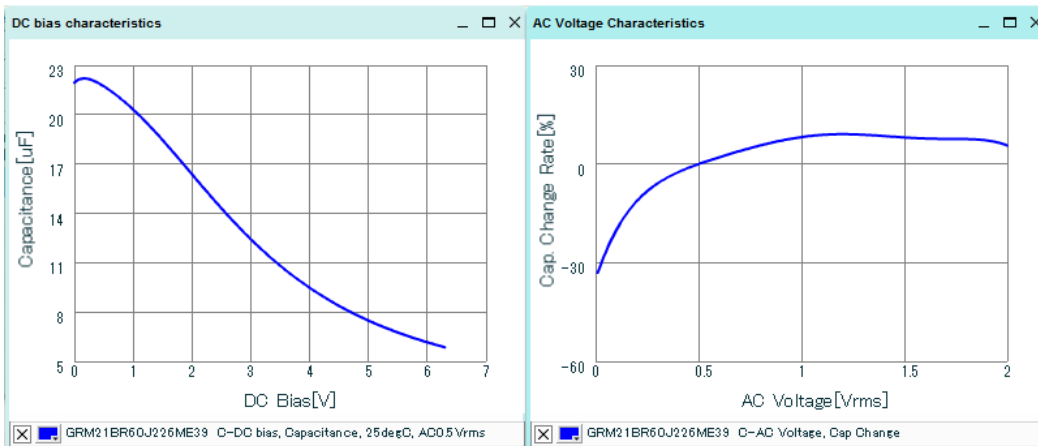
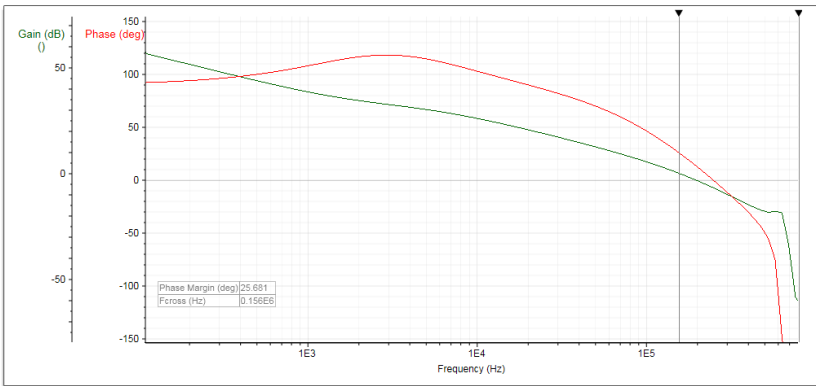


圖 9

從中可以看到，電容器 GRM21BR60J226ME39L 在 3.3Vdc 偏置下的容量只有 11.4μF，它在很低交流紋波 (~20mV) 下的容量又會再下降 30%。所以，我們最後得到的容量只有每只 8μF，兩隻電容合起來只為轉換器提供了 16μF 的電容，遠低於原始設計的 44μF。這麼低的值將使我們的頻寬增加很多，同時降低了相位裕量。

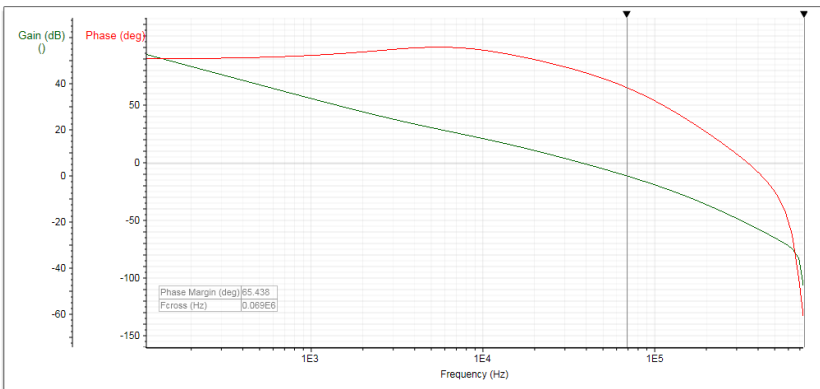


使用實際的 16 μ F 輸出電容在 Richtek Designer™ 中重新進行運算，最後得到的環路頻寬是 156kHz，相位裕量僅有 26°。參見圖 10。

圖 10

為了解決不穩定的問題，我們需要將頻寬降低到原始的目標值 80kHz。有兩種方法可以達成這一目標：

- 增大輸出電容量，使其在 3.3Vdc 和低交流紋波下的等效電容量達到 44 μ F。
- 按輸出電容的減小量相同的比例減小補償電阻的值。



我們通過減小補償電阻的值來提升頻寬，其它一切維持不變。

R_{COMP} 的新值為 $16 / 44 * 26.1k = 9.5k$ ，我們選擇 9.1k 的電阻來進行新的模擬，最後得到的環路頻寬為 69kHz，相應的相位裕量為 65°。參見圖 11。

圖 11

對經過調整後的實際電路進行測量，它對階躍負載的回應表現出了平滑的回應過程，沒有出現振鈴信號。

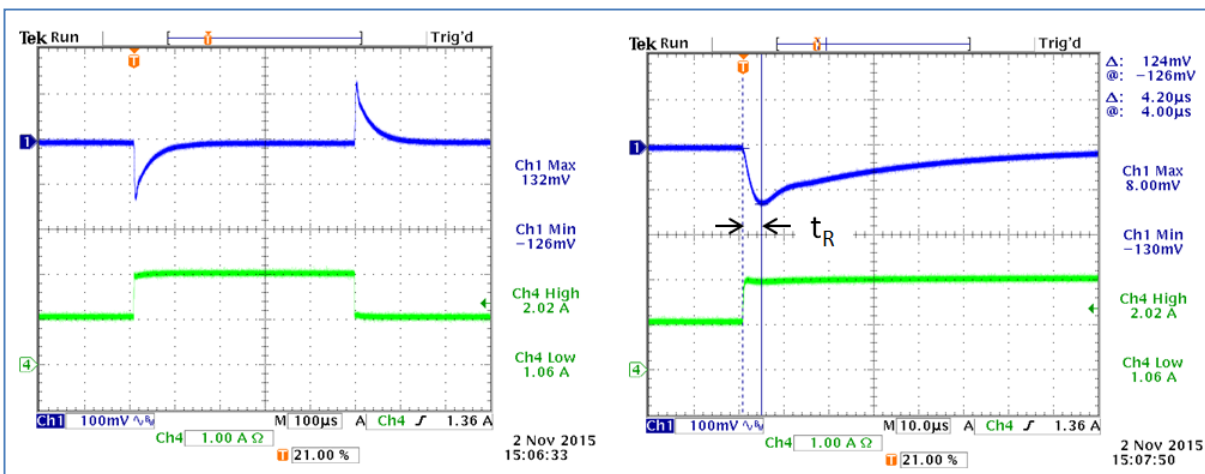


圖 12

對轉換器面臨快速負載增加時的回應時間 t_R 進行探索是很有意思的事情：對於電流模式的轉換器來說， t_R 是與轉換器的頻寬成反比的，因而可以被用來對頻寬進行評估。實際的測量表明， t_R 介於 $\frac{0.22}{f_c} \sim \frac{0.35}{f_c}$ 之間。

在上述案例中， t_R 大約為 $4.2\mu s$ ，轉換器的頻寬大概可以被評估為 $70kHz$ 。因此，通過測量快速負載階躍的回應過程就可以知道轉換器的穩定性，並且給出其頻寬的評估資料。測量中所使用的負載階躍上升時間一定要遠小於轉換器的回應時間 t_R 。

像電子負載那樣提供的太慢的負載階躍不能在很寬的頻帶範圍內激發轉換器的環路響應過程，因而不能確保凸顯出轉換器的穩定性問題。用於檢測 DC/DC 轉換器的穩定性問題的快速負載階躍應當具有遠小於 $1/f_c$ 的上升時間。

因為輸出電容太小而導致的轉換器不穩定問題可以發生在各種不同類型的轉換器中，包括 Buck、Boost 和 LDO。所以，當把 MLCC 電容使用於這些應用中時，一定要檢查實際工作條件下的真實電容量。除此以外，還會有其它造成轉換器不穩定的因素存在於電流模式的 Buck 轉換器中，頻寬變得太低就是其中一例。下面的這個案例可對此進行說明，其中涉及到的 Buck 轉換器具有內置的補償電路。

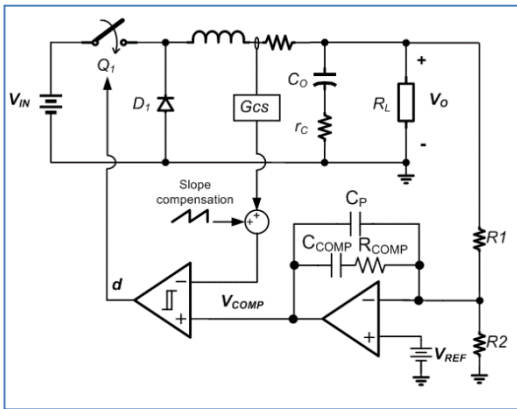


圖 13

大多數使用內置補償電路的 Buck 轉換器使用運算放大器作為誤差放大器，它們的表現類似於 G_m 型誤差放大器，但有一點不同：誤差放大器的增益是與回饋網路的阻抗有關的。

其環路頻寬由此式給定：
$$f_c = \frac{R_{COMP}}{R1} \cdot \frac{G_{CS}}{2\pi C_O}$$

補償電路的零點位於
$$f_Z = \frac{1}{2\pi C_{COMP} \cdot R_{COMP}}$$

補償電路的極點位於
$$f_P = \frac{1}{2\pi C_P \cdot R_{COMP}}$$

我們的案例使用 [RT7252AZSP](#)，這是一款以 $340kHz$ 頻率工作、負載能力 $2A$ 的 PSM 模式 buck 轉換器，使用內部補償，擁有 PGOOD 輸出信號，我們讓它從 $12V$ 輸入獲得 $5V$ 的輸出為系統和 USB 口供電，電路使用規格書建議的元件參數來進行設計。RT7252AZSP 的內部參數是這樣的： $R_{COMP} = 400k\Omega$ ， $C_{COMP} = 35pF$ ， $C_P = 1pF$ ， $G_{CS} = 2.5A/V$ 。

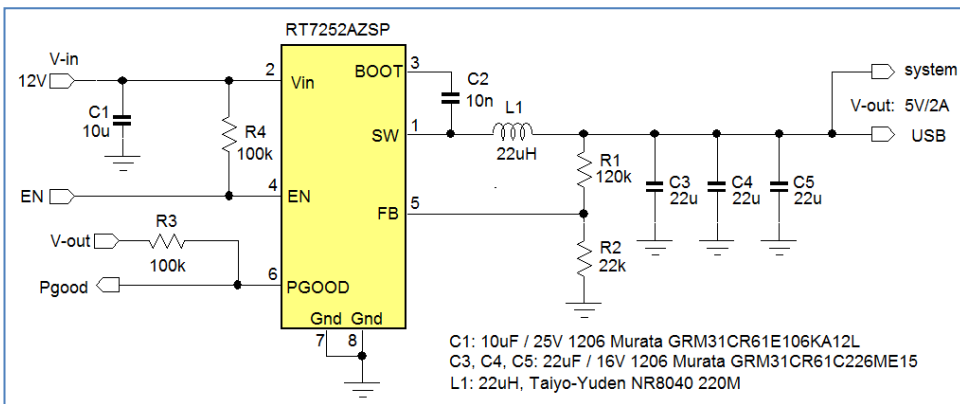


圖 14

這個 5V 輸出的電路顯示在圖 14 中。規格書建議使用 44μF 的輸出電容，實際電路使用 3 只 22μF/16V/1206 的 MLCC，以便在 5Vdc 下獲得 33μF 的電容量。

根據電路求得的環路參數如下：

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

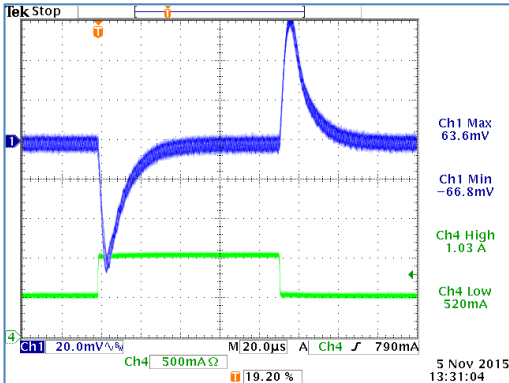
$f_{P_LOAD} = 1.9\text{kHz}$ (針對 2A 負載)，

採樣保持電路導致的雙極點位置： $f_{P_S/H} = 170\text{kHz}$ ，

$f_{P_ESR} = 2.5\text{MHz}$ (基於 3 只並聯的 5mΩ MLCC 算出)，

補償電路的極點位於 $f_p = 398\text{kHz}$ ，

補償電路的零點位於 $f_z = 11\text{kHz}$ (此頻率處於相對高處，根據 IC 內部可知的最大電容量算得)。



將快速變化的階躍負載施加到這個電路上，它顯示出平滑的回應過程，說明電路是完全穩定的。

根據測量到的回應時間 t_r ，轉換器的評估頻寬大約為41kHz。

圖 15

當 USB 熱插拔事件發生的時候，我們可在輸出端看到很大的 5V 電壓的下跌。為了降低熱插拔事件所帶來的電壓下跌，一個 150μF 的低 ESR 聚合物電容被添加到 5V 輸出上，參見圖 16。

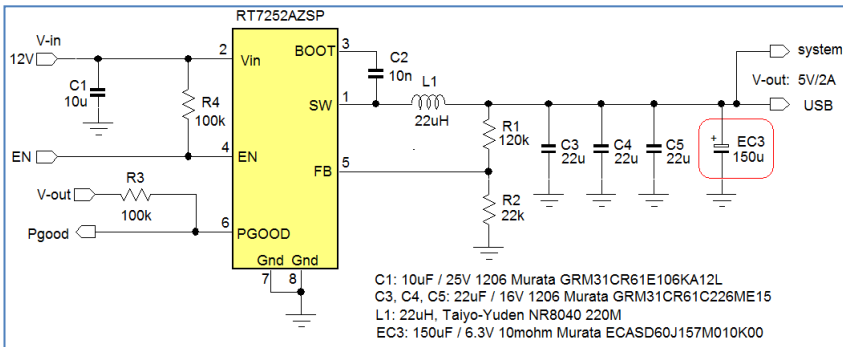
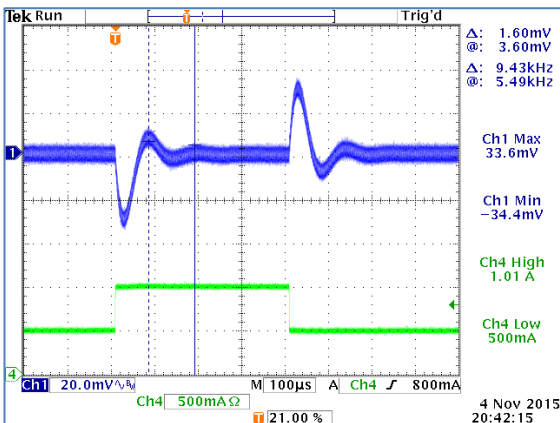


圖 16



再次檢視它面對階躍負載時的穩定性，可以看到其回應過程出現了振盪現象，這提示了穩定性的不足。

通過測量得知振盪的頻率大約為 9.4kHz，這表明環路的頻寬太窄了。

低下來了的頻寬可從加大的輸出電容量得到解釋：因為 $f_c = \frac{R_{COMP}}{R1} \cdot \frac{G_{CS}}{2\pi C_O} \cdot \frac{V_{REF}}{V_O}$ ，這將導致大約 7.3kHz 的頻寬，這是 150μF 電容加入後的結果。

圖 17

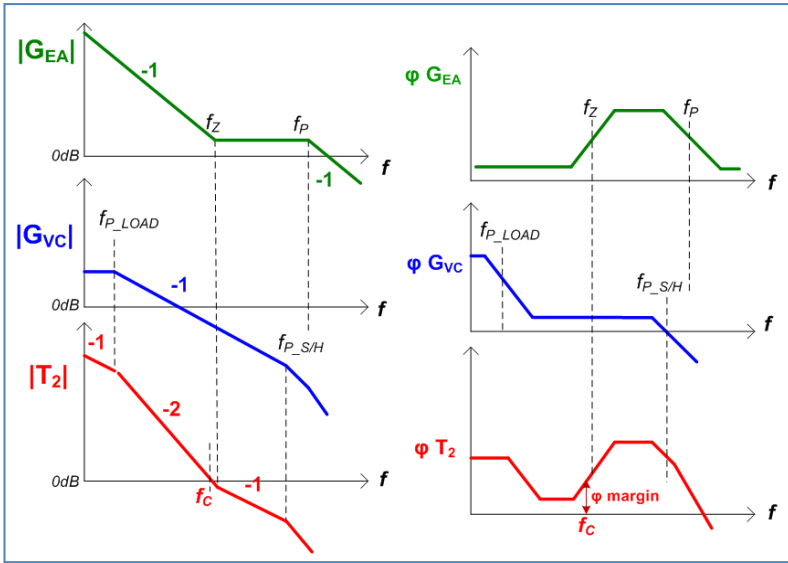


圖 18

穩定性的劣化現在可以得到解釋了：額外加入的輸出電容降低了頻寬，也降低了轉換器的負載極點，內部 11kHz 的補償電路零點落在比 9.4kHz 的單位增益頻率略高的地方。低頻率的負載極點導致相位的快速下降，在補償電路的相位提升作用發生影響之前，環路增益就穿過了 0dB 位置，導致 0dB 位置處的相位裕量很低。

為了提升相位裕量，最好的做法是將轉換器的單位增益頻率設定在高於補償電路零點頻率的地方，使 f_c 落在相位提升區域內，這可通過減小 R_1 以增加誤差放大器的增益來實現。為了讓頻寬重新增加到 34kHz， R_1 需要按 9.4/34 的比率減小，因此， R_1 變成 33kΩ，相應地， R_2 也需要同樣地減小以維持 5V 的輸出電壓。

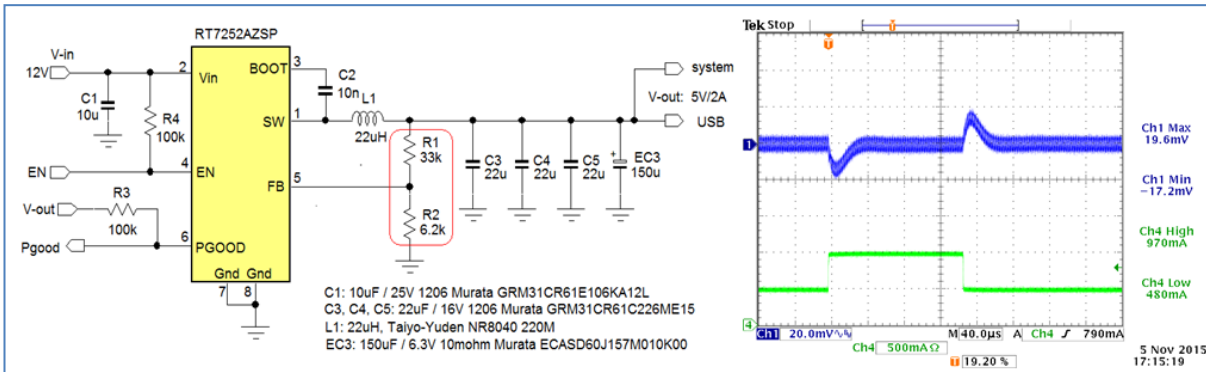


圖 19

對修改後的電路進行階躍負載測試，確認電路是穩定的，其頻寬大約為 35kHz。參見圖 19。

關於穩定性的上述案例都是關於電流模式控制架構 Buck 轉換器的。ACOT 控制架構的 Buck 轉換器內部沒有誤差放大器，更易於使用。但在某些情形下，它會發生欠阻尼的負載階躍回應。關於 ACOT™ 器件的穩定性的資訊，請閱讀應用筆記 [《ACOT™ 的穩定性測試》](#)。

4. 不穩定的電源供應

在前面的章節裡，快速瞬變的負載被施加到 DC/DC 轉換器的輸出端，輸出電壓上出現的振鈴信號是我們的探討物件，它能指示出轉換器環路是否處於不穩定的狀態。在某些情況下，轉換器輸出端的振鈴信號並不總是意味著環路是不穩定的。出現在轉換器輸出端的負載階躍總是會在轉換器的輸入電源上表現為負載階躍，輸入側負載階躍的速度與轉換器自身的速度有關，反應很快的轉換器幾乎可將其負載階躍的速度完全傳輸到它的輸入源上。而電源供應器的任何不穩定或振盪過程都會在轉換器的輸入端呈現出振鈴信號，這種振鈴信號也總是會在轉換器的輸出端被（部分地）看到，能被看到的程度是和 DC/DC 轉換器的線路調整能力相關的。但只要能被看到，它就可能把我們引導至對轉換器的穩定型水準的錯誤判斷上。

下述的實例可對此效應進行驗證：

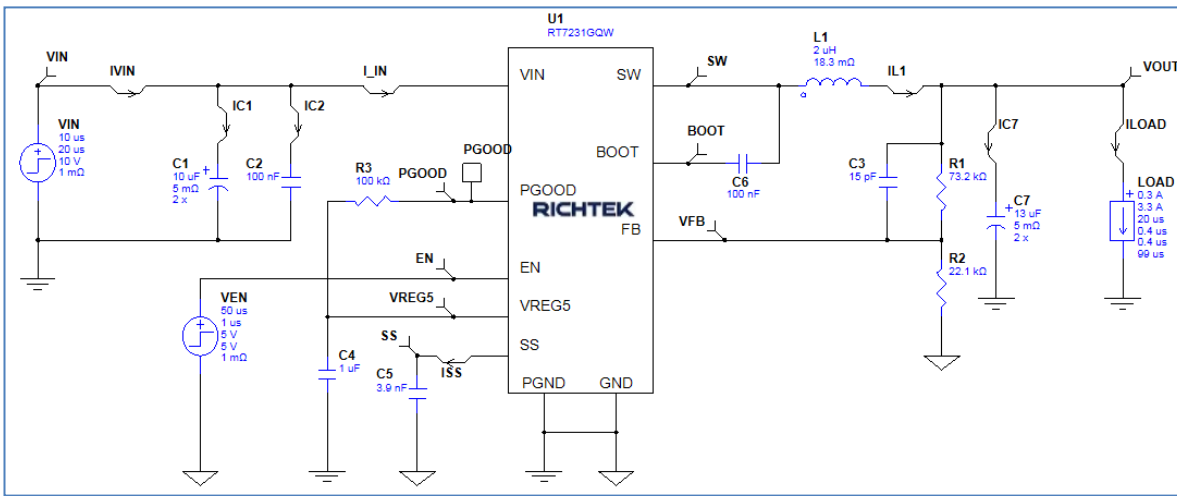


圖 20

圖 20 顯示的是採用 [RT231GQW](#) 構成的 10V 轉 3.3V 電路。RT231GQW 是一款 18V/4A 的 700kHz ACOT™ 器件，電路由 Richtek Designer™ 生成，我們的分析也用它來完成。電路中的輸出電容被修改成 2x13µF 以反映兩隻 22µF/16V/1206 的 MLCC 電容在 3.3Vdc 偏置下的實際容量，模擬器的負載也被修改成以 400ns 的短時間形成 3A 的負載高速階躍。

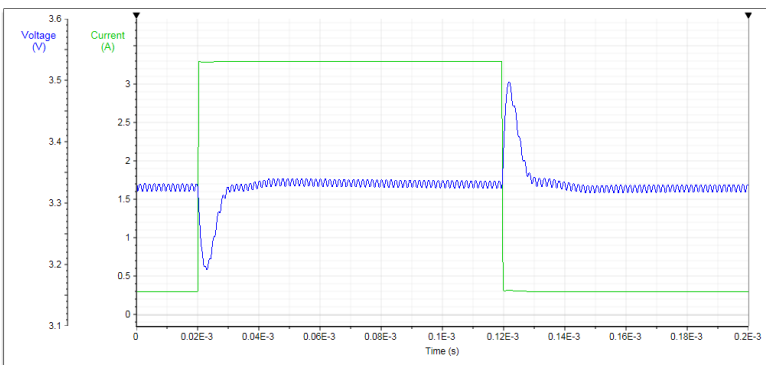


圖 21

由設計工具 Richtek Designer™ 進行的瞬態分析生成的圖形如圖 21 所示，其響應過程是平滑的，說明電路具有很好的穩定性。

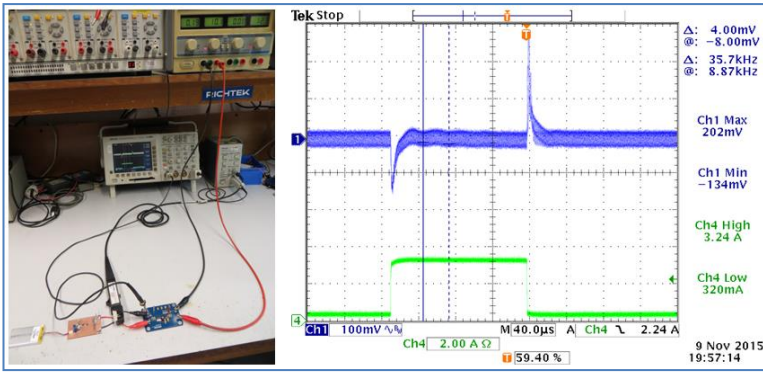


圖 22

把相同的電路置於實驗室環境下進行測試，電源供應使用實驗室裡的電源供應器，快速瞬變的負載則由第 8 章介紹的負載瞬變工具提供，我們可在負載階躍的響應階段看到輕微的振鈴信號，信號頻率大約為 36kHz。參見圖 22。

反復檢視實驗所用的元器件，沒有找到任何造成轉換器不穩定的原因。

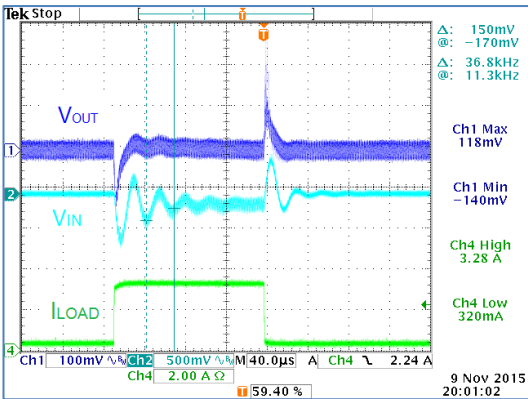


圖 23

當對轉換器輸入電容上的電壓進行測量的時候，發現上面存在和轉換器輸出端振鈴信號頻率相同的振鈴信號，而且幅度更大，表現得更加明顯。

這種輸入端的振鈴信號是由低 ESR 的陶瓷輸入電容和實驗室電源供應器及其傳輸線的電感一起共同形成的諧振信號。

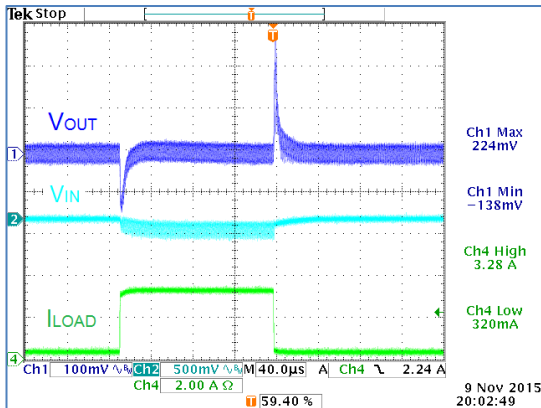
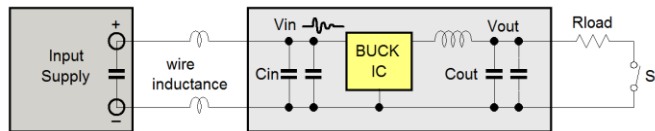
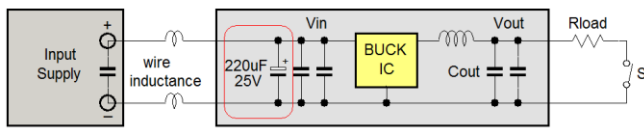


圖 24

我們這裡遇到的輸入端振鈴信號是很容易被消除的，只需將電解電容和轉換器的輸入電容並聯在一起即可達到目的。電解電容具有比較高的 ESR，它在電路中的作用就像 RC 吸收電路一樣，可以很容易地把陶瓷電容和線路電感共同形成的諧振信號吸收掉。通常地，把擁有 50~100mΩ ESR 的 220µF/25V 電容用在這裡就足夠了，它們也會對熱插拔事件所形成的電壓尖峰衝擊起到抑制作用。



要對一個轉換器進行快速瞬變負載測試的時候，強烈建議在其陶瓷輸入電容基礎上增加一個 220µF/25V 或是更大的電解電容以避免可能的輸入端振鈴信號的發生，這些信號能夠傳輸到轉換器的輸出端，可對轉換器的穩定性判定發生不良影響。

5. 斜坡補償問題

電流模式 Buck 轉換器使用斜坡補償方法避免高占空比應用中次諧振現象的發生，一個內生的斜坡信號被添加至電流檢測波形以後才讓其與誤差放大器的輸出信號進行幅度比較。

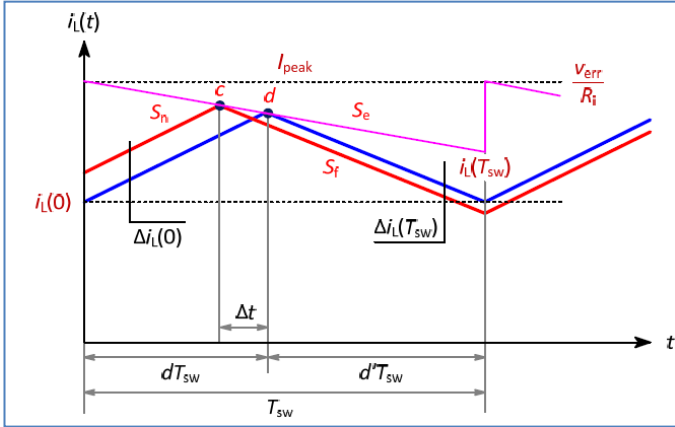


圖 25¹

為了讓斜坡補償能夠很好地工作，斜坡補償信號的斜率 S_e 需要與電感電流下行斜坡信號的斜率 S_f 保持某個合適的比例，如圖 25 所示。就理論而言，需要 $S_e \geq 0.5 S_f$ ，但在實際上，內部斜坡的斜率常常大於這一規格，以便確保在廣泛的應用和元件選擇中保持足夠的斜坡補償水準。

電感電流下行斜坡的斜率 S_f 是由 V_{OUT}/L 決定的，因而在某個 V_{OUT} 之下需有一個適當的 L 值以滿足 IC 內部斜坡補償斜率的需要。

電感值的選擇錯誤會造成不正確的電感電流斜率，問題也因此而發生。

在常規的開關式 DC/DC 轉換器設計中，電感值是根據電感電流紋波為負載電流最大值的一定比例來進行計算得到的，該比例通常為 30%，可惜這並不能總是給出最佳的選擇。下面的例子將說明這一點。

在一項工業應用中，我們需要從最低為 6V 的輸入得到一個 5V/5A 的輸出，這就需要使用一款具有高占空比能力的大電流 Buck 轉換器。為此，我們選擇了 [RT2856GQW](#)，這是一款工業級的電流模式 6A 器件，集成了低 R_{dson} MOSFET，其占空比幾乎可達 100%。參見圖 26。

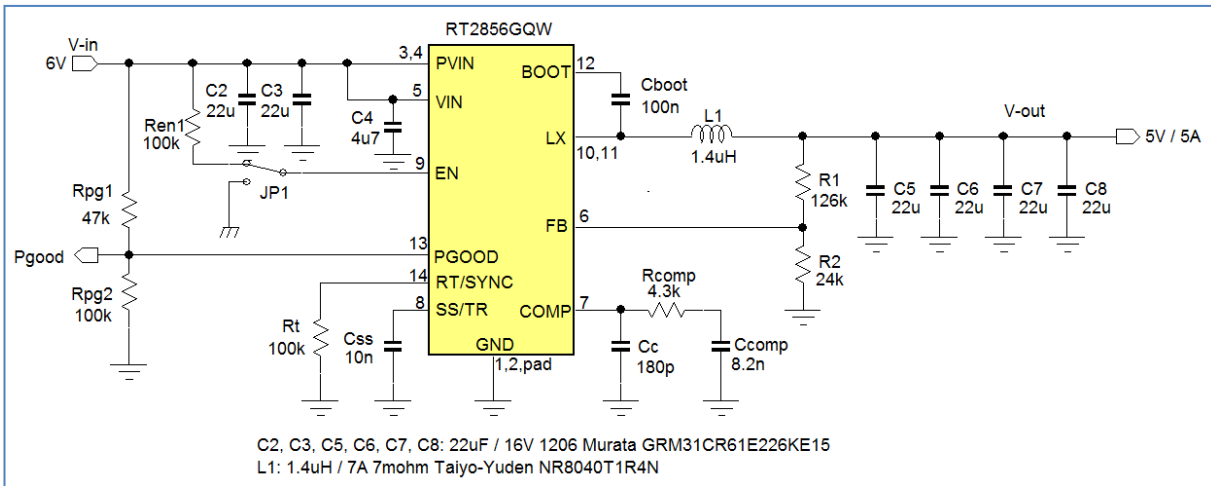


圖 26

大部分元件的取值都是根據規格書的推薦得來，4 只 22 μ F/16V GRM31CR61E226KE15 MLCC 被用於在 5Vdc 偏置下得到推薦的 44 μ F 輸出電容值。電感量根據下述公式進行計算以獲得大約 $0.3 * I_{LOAD_MAX}$ 的

電流紋波：

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

因為 $V_{IN} = 6V$ ， $V_{OUT} = 5V$ ， $f = 500kHz$ ， $\Delta I_L = 0.3 * 5A = 1.5A$ ，所以 $L = 1.11\mu H$ ，選定為 $1.4\mu H$ 。當這個電路在快速階躍負載下進行測試時，輸出電壓上出現了很大的紋波，參見圖 27。

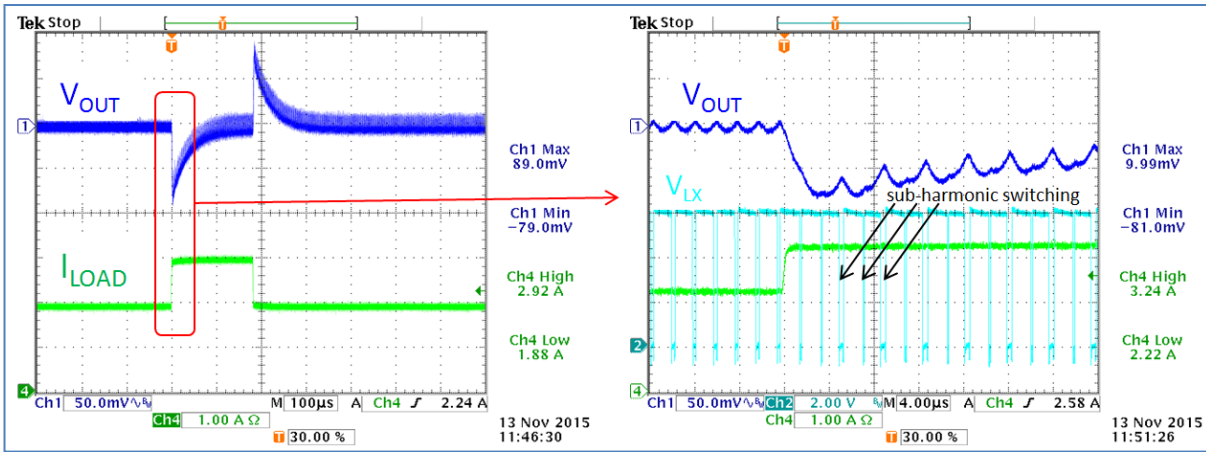


圖 27

在時間軸上展開並且加入開關節點的電壓波形以後，可以看到階躍負載的施加導致了不規則的占空比表現，其重複頻率為 $\frac{1}{2} f_{sw}$ ，這意味著引入了次諧波振盪，它是與斜坡補償有關的。通過更多的實踐，發現次諧波振盪會在較高的負載水準和 V_{IN} 最低時發生。

此應用中的次諧波振盪可以這樣來解釋：如前文所述，IC 內部的斜坡補償信號斜率 S_e 是根據通常的電感電流下降斜率 S_f 生成的，而電感電流的下降斜率 S_f 是決定於 V_{OUT}/L 和 IC 內部的電流感測器增益 G_{cs} 。當 V_{OUT} 增加了， L 也必須增加以保持 S_f 不變，以便與補償信號的斜率 S_e 匹配，這可以在規格書中談論電感值的地方看到：要在 V_{OUT} 增加的時候增加 L 。在這項應用中，電感值是基於 5A 應用時紋波電流為 30% 即 1.5A 設計的，但由於應用中的 V_{IN} 接近其輸出 V_{OUT} ，因而需要很小的電感量來滿足 1.5A 電流紋波的需要。很小的電感量就會導致很陡峭的電感電流下降斜率 S_f ，IC 內部的斜坡補償信號的斜率 S_e 就不足以滿足這一需要以避免在高占空比情況下出現次諧波振盪。

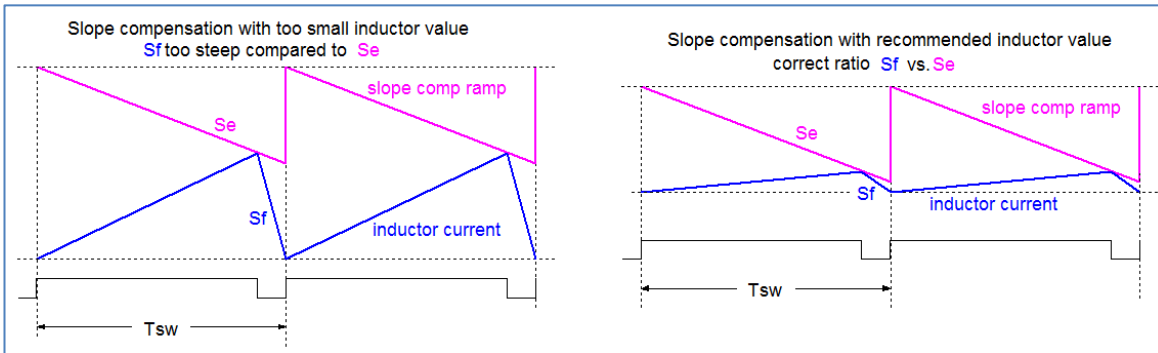


圖 28

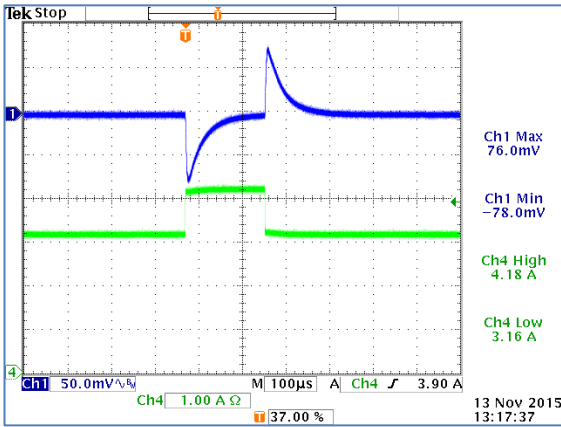


圖 29

此案例之問題的解決辦法是按照規格書的建議增加電感量。針對 5V 輸出的應用，推薦的電感量是 4.7µH。為了避免電感體積太大，使用略微小一點的電感也是可以的，但千萬別偏離太多。我們的案例中選用了 3.3µH 的電感，經過驗證解決了次諧波振盪問題，可在整個輸入電壓範圍和負載範圍內保持穩定的工作狀態。參見圖 28。這裡所說的這些效應在模擬工具 [Richtek Designer™](#) 中也可以得到驗證。

電感選擇上的另一種錯誤也會帶來問題，讓我們從一個 15V 轉 3.3V 的降壓應用開始談起，其負載電流的最大值為 0.5A，設計採用 [RT7247CHGSP](#) 完成，該晶片是 18V/2A/800kHz 的電流模式 Buck 轉換器，參見圖 30。

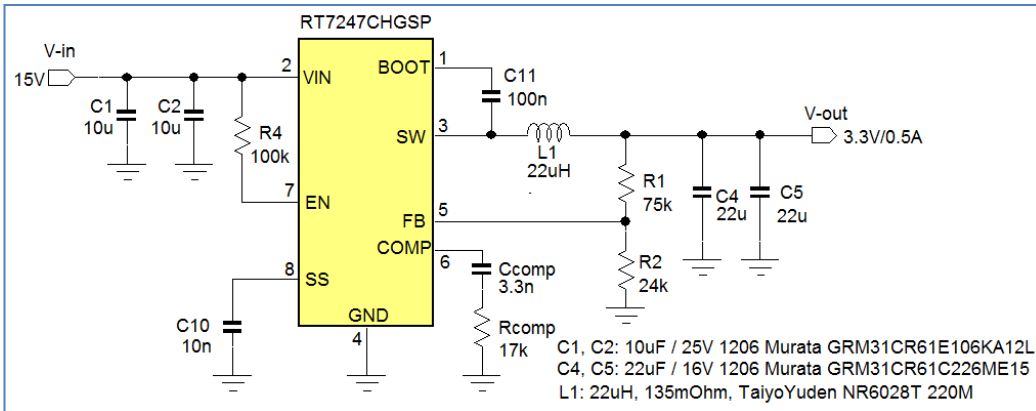


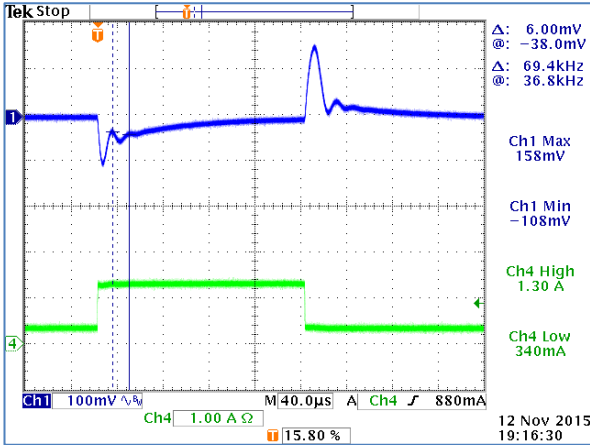
圖 30

設計中大部分元件的取值都來源於規格書的推薦，電感量則利用下述公式算得，目標是使電流紋波約為 $0.3 \cdot I_{LOAD_MAX}$ ：

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

因為 $V_{IN} = 15V$ ， $V_{OUT} = 3.3V$ ， $f = 800kHz$ ， $\Delta I_L = 0.3 \cdot 0.5A = 0.15A$ ，所以 $L = 21.5\mu H$ ，選擇 22µH 的規格。

當使用快速階躍負載對此電路進行測試時，圖 31 所示的回應波形上出現了振鈴，這表明相位裕量太低。



對環路參數進行計算（因為偏置電壓為 3.3Vdc，使用 $C_O = 2 \times 17\mu\text{F}$ 的參數），得： $f_c = 67\text{kHz}$ ，這與測量得到的振鈴頻率相符； $f_{P_LOAD} = 710\text{Hz}$ （對 0.5A 負載）；取樣保持電路帶來的雙極點頻率為 $f_{P_S/H} = 400\text{kHz}$ ； $f_{P_ESR} = 1.9\text{MHz}$ （基於 3 只 $5\text{m}\Omega$ MLCC 的並聯）；補償電路極點 $f_P = 851\text{kHz}$ （基於 11pF 的內部 C_P 電容）；補償電路零點 $f_z = 2.84\text{kHz}$ 。

圖 31

據這些計算所得到的值來看，單位增益頻率看起來是對的，小於 f_{sw} 的 $1/10$ 。補償電路的零點頻率處在低於單位增益頻率處，其極點頻率很靠近 f_{sw} 。從這些值來看，沒有什麼明確的原因可以解釋為什麼相位裕量低了。

然而，電感量要比推薦的 3.3V 輸出時的 $4.7\mu\text{H}$ 高出很多，這是因為要得到 30% 的紋波電流，而最大負載電流只有 0.5A，這會導致很大的電感量。

大電感必然導致很低的電感電流紋波，其變化斜率遠低於補償信號的斜率，而補償信號的斜率是根據紋波為 IC 的最大負載電流 2A 的 30% 設計的。

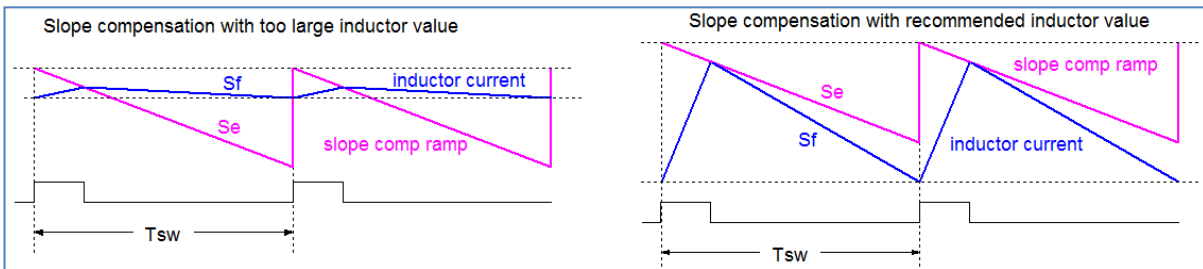
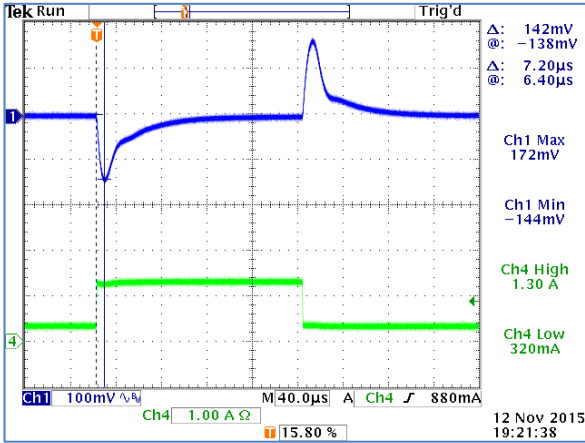


圖 32

圖 32 顯示了不同電感情況下電感電流紋波和斜坡補償信號的對比。與斜坡補償信號的幅度相比，大電感導致的電流紋波信號的幅度要小很多。在這樣的情況下，峰值電流模式的控制系統表現得有點像電壓模式的控制系統，而電壓模式的控制系統需要的是完全不同的補償方式。這個時候在頻域裡所發生的事情是調製電路的雙極點從 $1/2 f_{sw}$ 移動到 f_c 去了，這將導致調製電路的相位裕量快速降低，在 f_c 處的相位提升不足，導致最後的相位裕量不足。

對於這個案例來說，相位裕量可用幾種方法進行提升：

- 按照電流紋波為 I_C 的最大額定電流的 30% 計算電感量。對於低負載電流的應用來說，這意味著電感量將會小很多，電感電流相對負載電流來說也會很大。
- 降低轉換器的頻寬。在此案例中，將轉換器頻寬設定為 f_{sw} 的 1/20 可帶來足夠的相位裕量。
- 通過增加與 $R1$ 並聯的前饋電容 C_{FF} 來增加一個 III 型補償，其值可以這樣設定： $C_{FF} = \frac{1}{2\pi f_c \cdot R1}$ ，這一措施可在單位增益頻率上添加一個額外的相位提升效果。



按照 b 方案將 R_{COMP} 減小至 8.2k 使頻寬降低到 40kHz 後重新測試電路，轉換器表現出了平穩的階躍響應過程，測試其頻寬為大約 41kHz。參見圖 33。這裡顯示的結果可以用 [Richtek Designer™](#) 進行模擬模擬。

圖 33

需要特別注意的是，在大多數低占空比的應用中，最好不要使用比推薦值大很多的電感量，因為太小的電流紋波會使轉換器的占空比很容易受到雜訊的影響，很容易導致抖動的發生。同時，大電感也意味著更高的成本，不值得選用。

6. PCB 佈局問題

PCB 佈局在 DC/DC 轉換器的設計中扮演著很重要的角色，在那些存在很快的負載瞬態過程的應用如 V_{CORE}、DDR 記憶體等應用中，尤其是負載自身對電源電壓的變化很敏感的應用中，PCB 佈局甚至成為設計的關鍵環節。在動態負載之下，轉換器和負載之間的物理距離可能成為電源品質的限制因素，將 DC/DC 轉換器和負載放在盡可能靠近的位置就成為這種應用中很重要的設計原則。假如做不到這一點，轉換器和負載之間的路徑上的電阻和電感就會對動態特性和靜態負載調節性能發生明顯的影響。

下面這個實際案例可以說明這個問題：

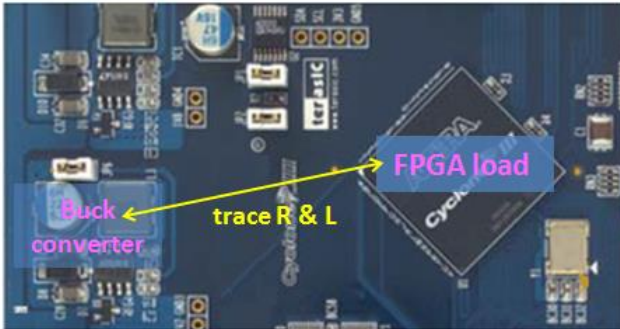


圖 34

在圖 34 所示的板上，Buck 轉換器和負載 FPGA 之間有一定的距離，因而在轉換器和負載之間起連接作用的銅箔導致的寄生電阻和電感就會表現出它們的作用來，當負載在靜態和動態之間轉換時，不同的電壓降落會呈現出來。

在圖 35 所示的 12V 轉 1.0V/5A 電路中，ACOT™ 架構的 Buck 轉換器 [RT7239GQW](#) 對其輸出電壓進行穩定調節，但轉換器和 1V/5A 負載之間的連接線卻表現出明顯的電感和電阻。

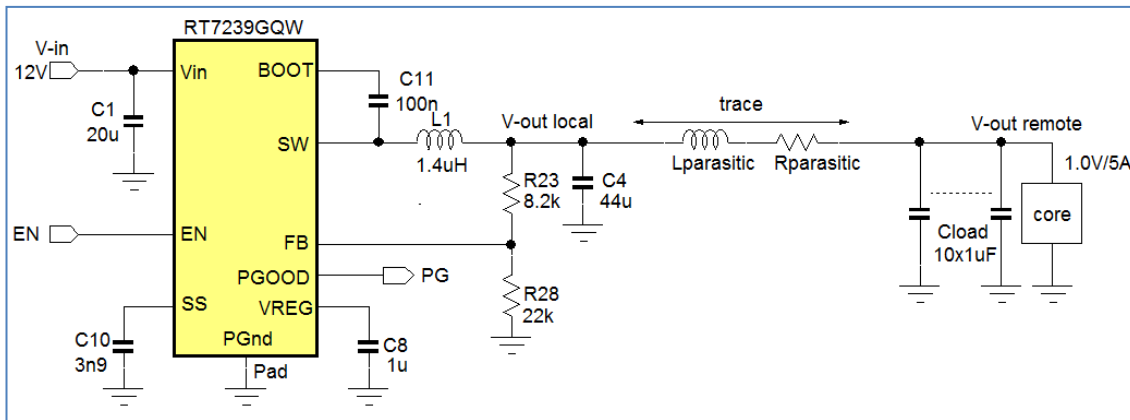


圖 35

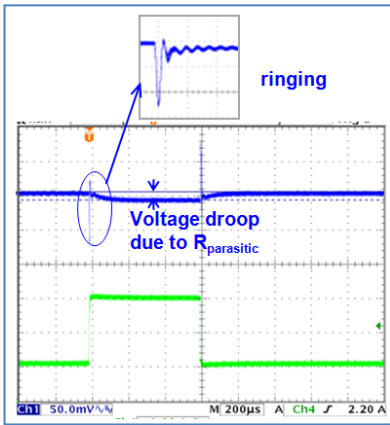


圖 36

當負載上出現大電流時，負載端的電壓會由於線路電阻而表現出明顯的跌落，這就導致了很差的負載調節特性。

負載的快速階躍變化將因為傳輸路徑上存在的電感和負載端的電容而在負載端導致高頻振鈴信號，而這種振鈴信號與轉換器的穩定性是無關的，它僅僅是不良的 PCB 佈局設計的副產物。

為了降低路徑電阻和電感導致的電源變化，需要把一些新的解決方案納入設計中。

通過採用遠端電壓檢測的方法可以消除由於路徑電阻而導致的電壓跌落問題，在圖 37 中，電阻 R23 的電壓取樣點的就從靠近轉換器的輸出端移動到了靠近負載的地方。與此相應的是，路徑上寄生的電感與負載端的電容結合在一起將使高頻信號的相移增加，這種反饋回路上的額外相移可以造成轉換器的不穩定。為了避免此問題，一個放置在近處的高頻回饋元件 C30 就被加入到了電路中。

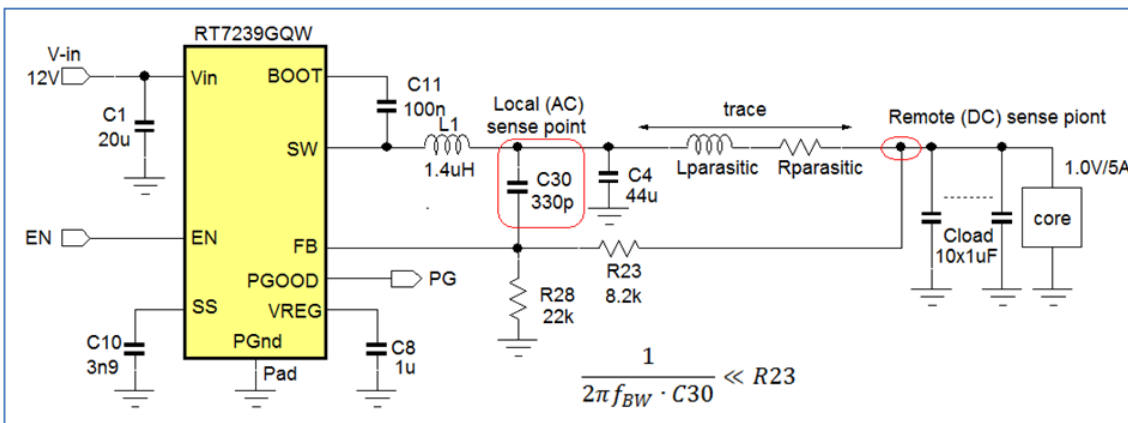


圖 37：結合了分離的高低頻回饋位置的遠端回饋

C30 的取值應當是這樣的，它在轉換器單位增益頻率處的阻抗應當遠小於遠程取樣電阻 R23 的值，所以有 $C30 \gg \frac{1}{2\pi f_{BW} \cdot R23}$ 。

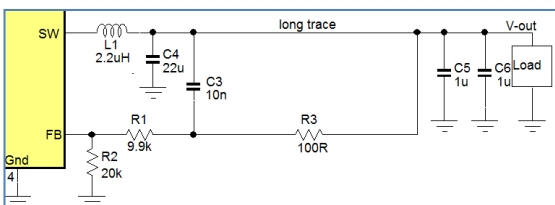
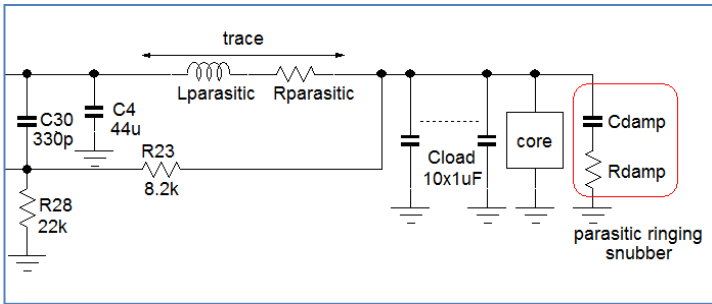


圖 38

當轉換器的 FB 端處於雜訊敏感狀態時，圖 38 所示的電路配置可供使用：一個額外的遠端檢測電阻和本處的交流耦合電容可被加入。在此，需要確保電容的阻抗在轉換器頻寬頻率處要低於電阻的值。



為了減小負載側因為寄生電感而導致的振鈴信號，可在負載側添加 RC 抑制電路對其進行平抑。為了確定 RC 抑制電路的值，需要對振鈴信號的頻率進行測量，由此可以推算出寄生電感的值： $L_{PARASITIC} = \frac{1}{(2\pi \cdot f_{ring})^2 \cdot C_{LOAD}}$ ，我們由此得到的 LPARASITIC 是 30nH。

圖 39

由此可以算出 RC 平滑電路的阻容參數：

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

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

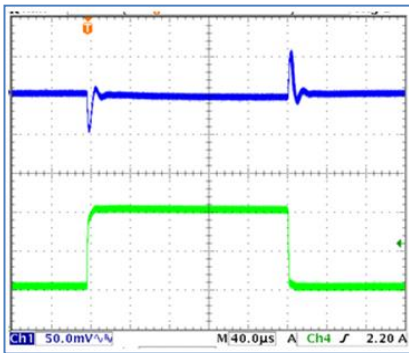


圖 40

實用上，只要在負載側增加一隻和計算所得的電容值和電阻值具有相當的電容量和 ESR 的電解電容或聚合物電容即可將 PCB 佈局所導致的振鈴信號抑制掉。圖 40 所示的快速階躍負載測試結果就是在使用了遠端檢測和抑制網路以後得到的。

7. 實用提示匯總

檢查輸出電容

在很多 DC/DC 轉換器中，輸出電容都在環路穩定性上扮演著很重要的角色。當使用 MLCC 電容時，你總是應該考慮到直流偏置和交流紋波對電容量的影響。當電容量改變以後，必須對環路穩定性進行複查。

足夠快的負載階躍速度

確保負載發生跳變的速度要足夠快，以便在足夠寬的頻帶內對環路造成衝擊，負載階躍的上升時間應該遠小於 $1/f_c$ 。

負載跳變的幅度對於轉換器問題的檢查不是很重要，但最好是使用比較小的幅度（例如為最大負載電流的 20%~30%），而且要在整個負載範圍內通過改變負載基數進行測試，這樣就可以在全負載範圍內對轉換器的表現進行檢查。

確保穩定的電源供應

當負載階躍回應波形上出現振鈴信號時，需要通過檢查分辨該信號是由於轉換器自身或是電源供應的振鈴信號引起的。當要進行快速負載階躍測試時，確保在轉換器輸入端去耦電容上並聯一隻電解電容。

選取正確的電感量

選用太大或太小的電感都會引發問題。在低占空比應用中，電感電流紋波應該基於 IC 額定電流的一定比例進行取值。在高占空比應用中，應該考慮到 IC 內部斜坡補償信號的斜率來選擇電感電流的下降斜率。IC 規格書中根據不同輸出電壓 V_{out} 推薦的電感量應該被當作設計的指引來使用。

降低轉換器輸出端到負載之間的阻抗

在負載表現出很快的瞬變過程的應用中，DC/DC 轉換器和負載的位置應該盡可能地靠近，其間的路徑應該盡可能地寬，並且確保地電流回路的暢通。遇到負載調整問題時要使用遠測檢測方式解決問題，這種情況下要直接在轉換器輸出端對轉換器的穩定性進行測試。假如此時發現轉換器存在穩定性問題，可在近處引入交流回饋信號。面對由於佈局而導致的振鈴問題，可以加入 RC 平滑電路或聚合物電容予以抑制。

占空比極限與負載跳變的時機

快速的負載瞬變可導致轉換器占空比的極大變化，在某些情況下可使轉換器觸及其占空比的最大或最小限制。負載階躍出現在轉換器切換週期中的不同位置也會對其回應結果造成影響。

讓我們來看看下面這個例子，它使用了 [RT7294CGJ6F](#)，這是一款低成本的 18V/2.5A ACOT Buck 器件，封裝為 SOT-23-6，電路的目標是生成一個 1V 的輸出為 MCU 內核供電。

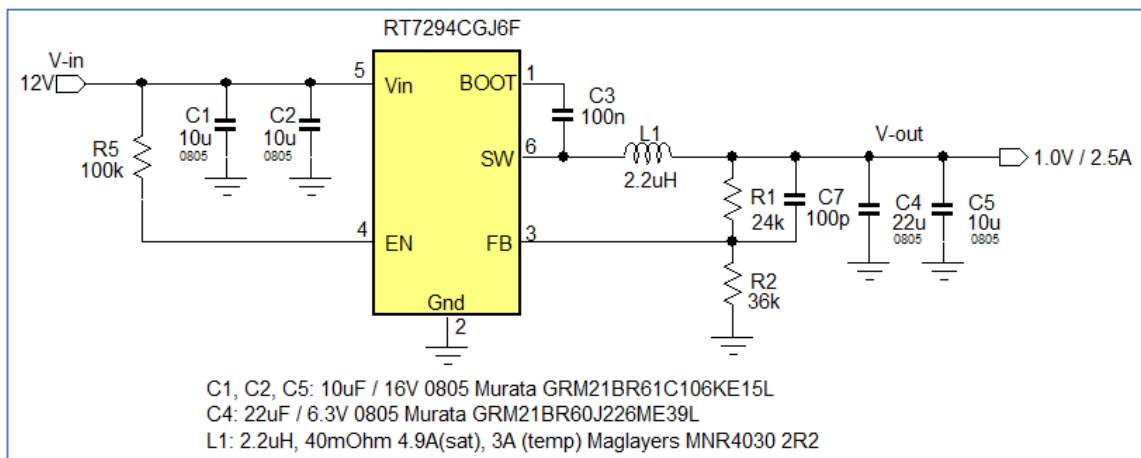


圖 41

ACOT 轉換器具有固定的導通時間和可變的截止時間，能對突然發生的負載變化做出很快的回應。這種轉換器的最大占空比受導通時間和轉換器可能達到的最短截止時間的關係的限制；它能達成的最低占空比則可以低到 0%。當從高到低的負載階躍出現時，ACOT 轉換器可使下橋 MOSFET 持續處於導通狀態以便讓電感電流盡快降下來，在此期間，占空比就暫時處於 0% 的狀態下。圖 42 就是這一表現的展示。

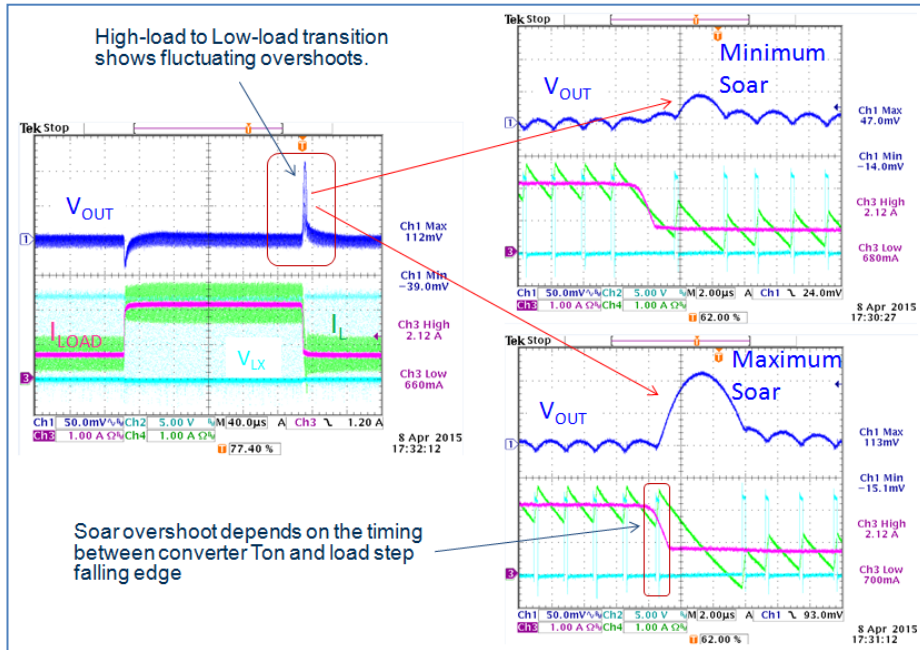


圖 42

由這種負載的由高到低的變化帶來的過沖稱為輸出電壓的隆起。在此例中可以看到，輸出電壓隆起的幅度不是恒定的。假如負載的階躍發生在轉換器的截止時間內，此時電感電流已經降下來了，轉換器只需繼續保持下橋導通狀態以繼續電流的下降過程。但假如負載的階躍恰好發生在轉換器開始一次新的導通過程的時刻，我們就必須等待導通過程的結束，然後才會開始電感電流的下降過程，而這就將造成比較高的輸出電壓隆起。在遇到重複的負載階躍時，這種可見的不同電壓隆起幅度不應當被錯誤地看作是轉換器處於不穩定狀態的標誌。

PSM 轉換器和強制 PWM 轉換器面對負載階躍時的不同表現

某些 DC/DC 轉換器通過採用 PSM 工作模式提升輕載情形下的轉換效率。PSM 是 Pulse Skipping Mode 的首字母縮寫，有時又被稱為 PFM (Pulse Frequency Modulation, 脈衝頻率調製) 或 DCM (Discontinuous Conduction Mode, 非連續導通模式)。這些器件在下橋導通期間出現電感電流變負時會關閉下橋，在負載電流很低時會降低開關切換頻率。當一個轉換器工作在 PSM 模式下時，其平均輸出電壓會比其工作在 CCM(Continuous Conduction Mode, 連續導通模式)模式下時略高。因此，當階躍負載使其從 PSM 模式轉入 CCM 時，轉換器的負載調節性能會變得比較差。另外，重載到輕載的轉換會導致比較長時間的電壓隆起，因為 PSM 轉換器不會吸入任何電流。這些結論性的東西可用下面的例子予以展現，例子中涉及到的 [RT7272A](#) 和 [RT7272B](#) 都是 36V/3A/500kHz 的工業級 Buck 轉換器，RT7272A 是以強制 PWM 模式工作的器件，RT7272B 則是以 PSM 模式工作的器件，我們把它們用在 24V 轉 3.3V/2A 的應用中進行測試，應用電路圖見圖 43。

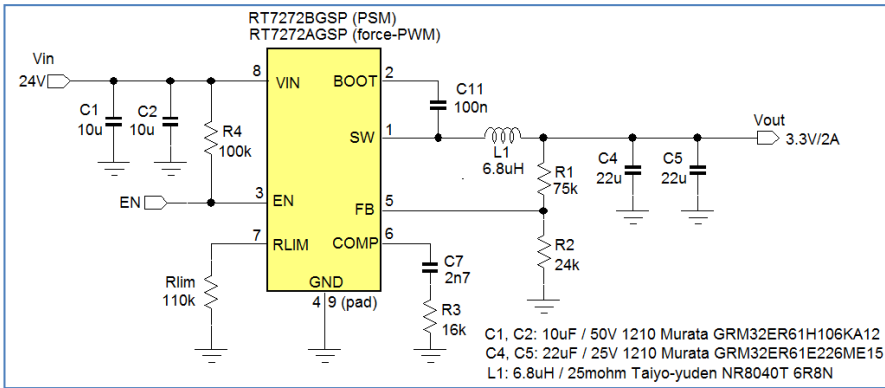


圖 43

PSM 模式和強制 PWM 模式器件在負載階躍作用下的表現上的不同表現在圖 44 中：

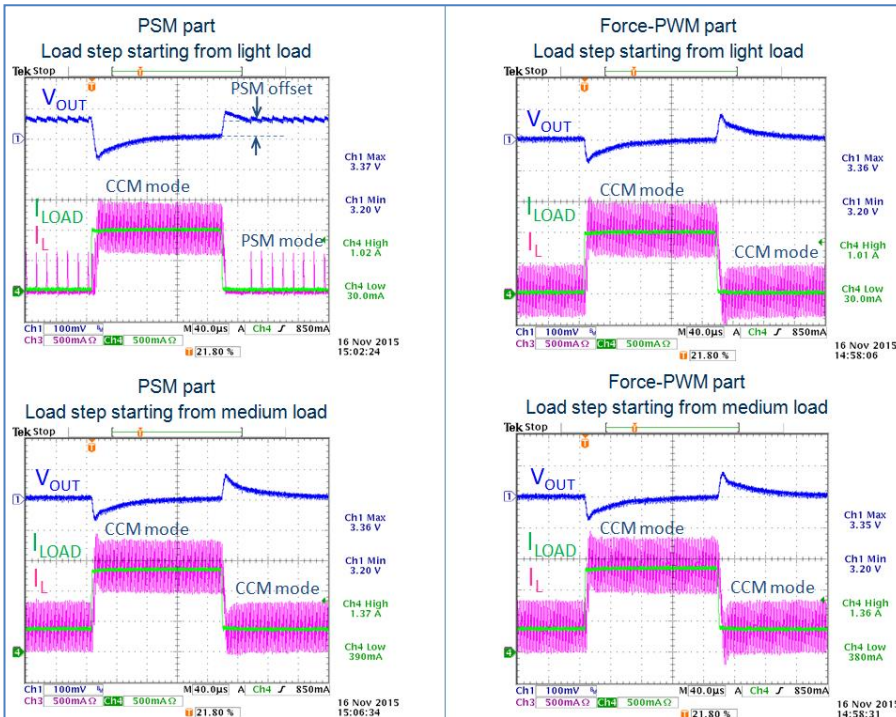


圖 44

對於 PSM 器件來說，當階躍負載使其從 PSM 模式切入 CCM 模式時，它會表現出一個所謂的 PSM 偏差，此偏差通常大約為 V_{out} 的 1%。

對於強制 PWM 器件來說，無論負載條件如何，它總是處於 CCM 模式。在輕載狀態下，其電感電流會出現負值。

當負載階躍開始於電感電流最小值剛好高於 0 的中等負載狀態下時，由負載階躍所導致的反應在 PSM 器件中和強制 PWM 器件中的表現是一樣的，這是因為轉換器總是處於 CCM 模式下。

假如應用需要在全負載範圍內都具有很好的負載調節性能和很好的瞬態回應特性，強制 PWM 模式的器件就是唯一的選擇。那些需要很好的輕載效率的應用就應該選擇 PSM 模式的器件。立錡科技的 Buck 轉換器常常容許 PSM 器件和強制 PWM 器件擁有引腳相容的封裝，有些器件則具有模式選擇端子可將器件設定為 PSM 模式或強制 PWM 模式。

8. 快速負載瞬變測試工具

大部分電子負載都能生成負載階躍，但通常由它們所生成的負載階躍的變化速度 di/dt 是很有限的，這部分是由於電子負載內部電路的限制，但也是因為電子負載和實際應用電路之間的長傳輸線存在電感的緣故。為了生成快速負載階躍，一個簡單的自製工具可供使用，它是由一隻 MOSFET 開關對負載電阻進行通斷控制形成的。

圖 45 顯示了這個快速瞬變工具的基本構成：一個受脈衝發生器控制其通/斷的 MOSFET 開關。MOSFET 開關的切換速度可用其柵極的可選的 RC 網路進行調節；MOSFET 漏極連接的電阻 R2 可根據需要的動態負載調節幅度進行選擇；電阻 R1 用於設定負載階躍的靜態基點。負載電流的階躍變化可通過示波器的電流探頭進行測量，對轉換器輸出電壓的測量則需要在輸出電容或是負載點上進行。

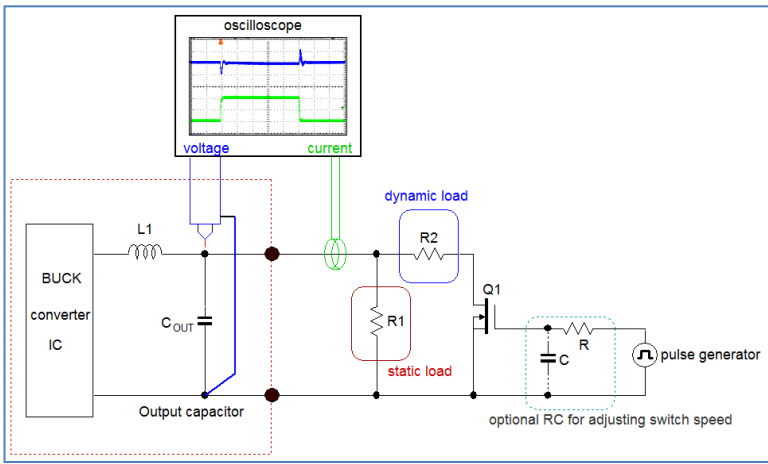


圖 45

圖 46 顯示了這樣一個實用的快速負載瞬變生成工具的原理圖：

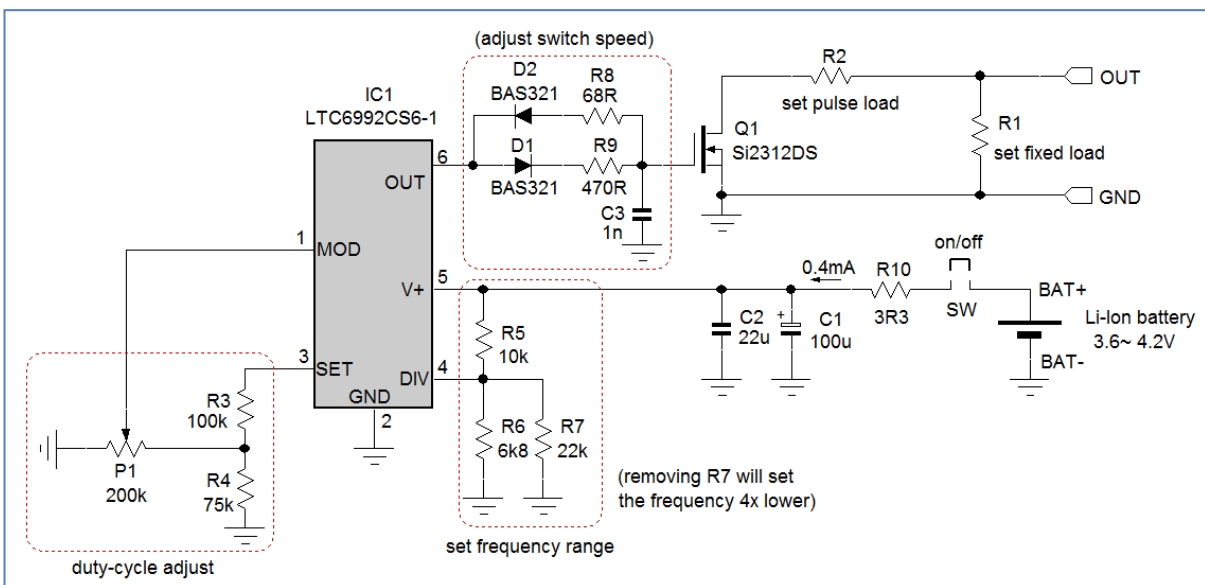


圖 46：快速負載瞬變生成工具的原理圖

IC1 是一款電壓控制的 PWM 信號發生器，其 MOD 端的電壓確定了 PWM 信號的占空比，DIV 端的電壓則確定了 PWM 信號的頻率範圍，連接在 SET 端的電阻值確定了精確的頻率，OUT 端子具有足夠的驅動能力可以足夠快的上升/下降速度驅動小型的 MOSFET 開關。占空比通常設定在比較低的 5% 左右的水準上，這樣可使負載電阻和 MOSFET 在吸取大電流的情況下還能不超過其功率容限。一個時長大約 150μs 的脈衝就已足夠讓我們看到完整的電壓隆起過程和絕大多數 DC/DC 轉換器的電壓恢復過程了，所以，PWM 信號的頻率可被設定為 330Hz。要生成這個頻率，LTC6992 的規格書推薦的內部分頻器是 1024，這可通過將 R5 和 R6//R7 的比例設定為 0.344 獲得。

最後的頻率可以通過 R3 + R4//P1 進行設定，其計算公式為 $f_{OUT} = \frac{1}{t_{OUT}} = \frac{1\text{MHz} \cdot 50k}{N_{DIV} \cdot R_{SET}}$ ，由此決定的結果是 316Hz。

將 MOD 端電壓設定為 0.1V_{SET}~0.9V_{SET} 可給出 0%~100% 的占空比。根據給定的 R3、R4 和 P1 的值，調節 P1 可得到的占空比範圍是 0%~35%。

LTC6992 OUT 端子具有很快的回應速度和 ±20mA 的驅動能力，可在 100ns 內使 Q1 MOSFET Si2312DS 開通或關斷。大多數應用並不需要這麼快的速度，這就意味著可通過 D1、D2、R8、R9 和 C3 對 Q1 的開/關速度進行調節。依據圖中給定的值，上升/下降時間約為 400ns，這已足夠查看大多數 DC/DC 轉換器的穩定性問題或 PCB 佈局問題使用。對於給定的 Si2312DS 來說，通過它的脈衝電流可達 8A。更高的電流也是可能的，但在計算負載電阻的時候需要考慮到 MOSFET 的 R_{dson} 對電壓降的影響。當要用於低壓應用中時，可以選擇具有更低 R_{dson} 和更小 Q_G 的 MOSFET。

使用鋰離子電池來為此電路供電是一種很方便的選擇，這可使得整個電路是完全孤立的，可以避免接地設備帶來的地彈問題。此電路的設計是電壓不敏感的，電池電壓的變化不會影響到頻率和占空比的設定，整個電路的電流消耗約為 0.4mA，電池使用時間可以很長。

圖 47 顯示了此電路的一種可能的 PCB 佈局：

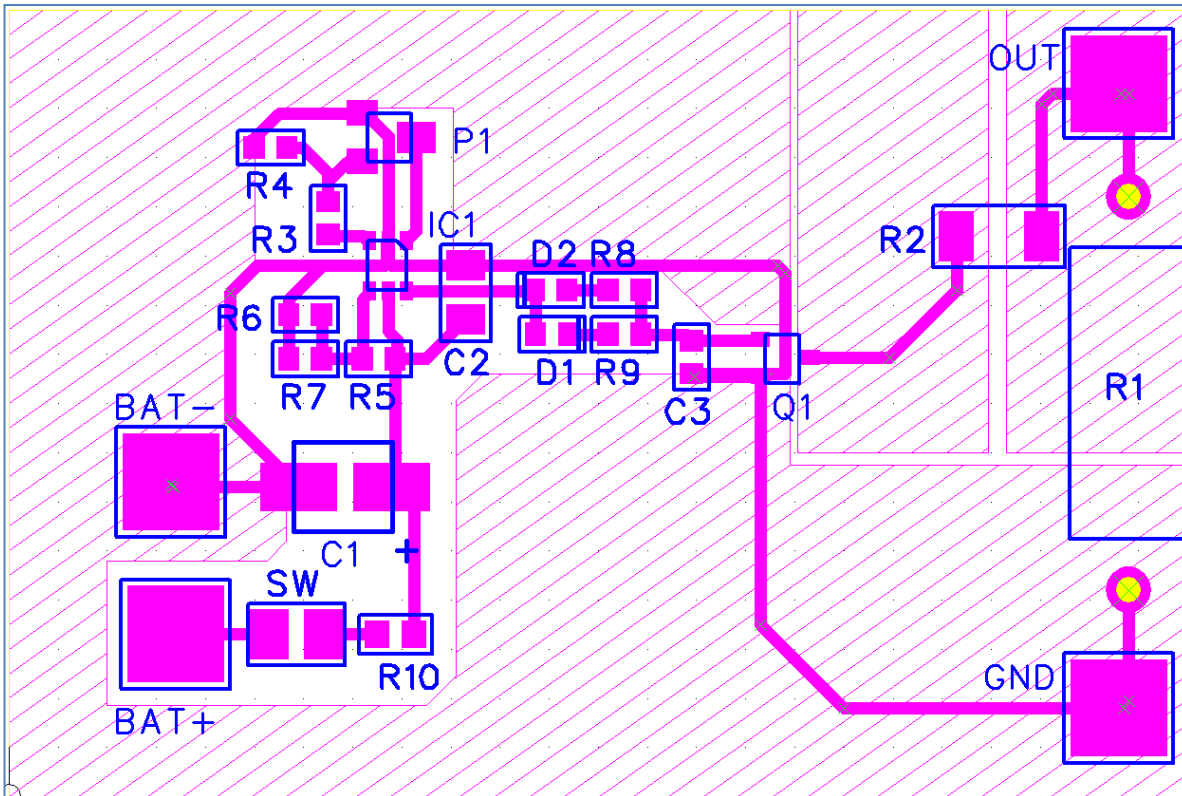


圖 47：快速負載瞬變工具的 PCB 佈局

確保負載和 MOSFET 之間路徑的低阻抗是很重要的。大面積的銅箔被保留著，以便可以焊接更多的並聯負載電阻。靜態負載電阻可以是固定的，也可以是可變的。

下麵是元件清單：

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 _{dson} 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

因為電路很簡單，完全有可能自己用手工就在覆銅板上把電路雕刻出來了。下面的圖片就是製作此工具需要用到的全部原材料和手工雕刻出來的 PCB：

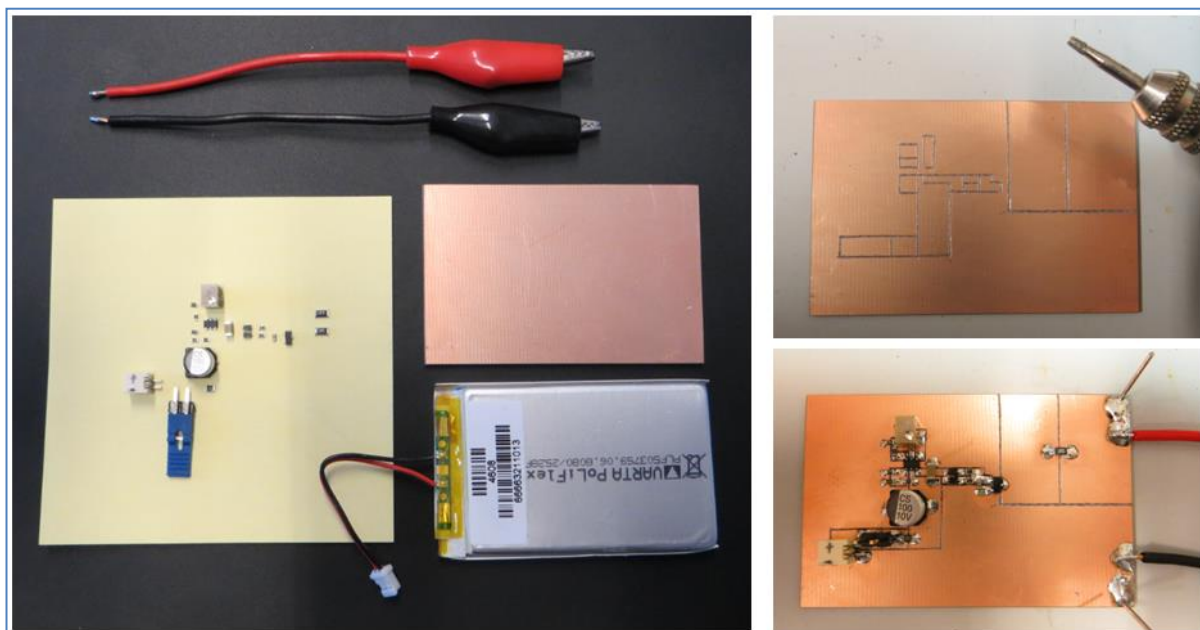


圖 48

組裝完成以後的工具看起來是這個樣子：

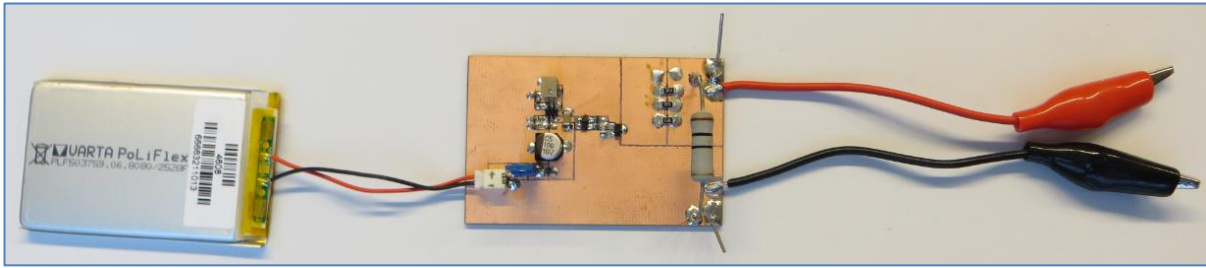


圖 49

用電流探頭套住負載瞬變工具的引線對負載階躍電流進行測量是很方便的。由於電流探頭是隔離式的，其好處是不會在測量系統中引入地回路，但它卻可能在負載階躍電路中引入額外的電感，這在上升/下降速度非常快（~100ns）的測試中就可能改變階躍電流的波形，而且也不是所有的電流探頭都有足夠的頻寬可用於測量很快的上升和下降速度。

圖 50 顯示了一種可能的通過電流檢測電阻測量電流的方法。

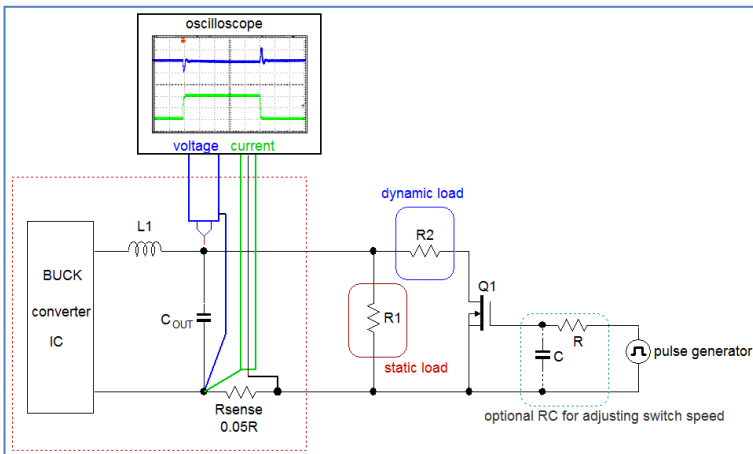


圖 50

假如示波器各通道之間是共地的，那就絕對需要將檢測電阻的地和電壓探頭的地連接在同一個接地點上。即便是極小的阻抗存在於這些接地點之間，也會在電流和電壓探頭的接地點之間形成不同的電位差，並在示波器上對電壓波形構成影響，這可很容易地通過連接/斷開示波器的電流檢測連接器並且分別記錄下相應的電壓波形進行測試。假如電壓波形有改變，那就存在地回路上的電流。



圖 51：通過電流檢測電阻進行電流測量

圖 51 顯示了用於電流檢測的工具和上升/下降速度很快時的測量方法，最好是將示波器的電流檢測端子設定為 50Ω 以避免由於電纜上的反射信號可能導致的振鈴過程，要注意這會輕微地降低電流檢測的精度。

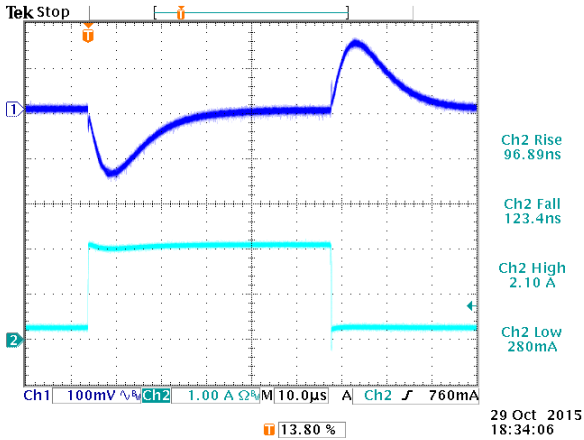


圖 52：使用電流檢測電阻測量超快速負載階躍的結果

9. 結論

使用快速負載階躍對 DC/DC 轉換器進行測試以判定其環路穩定性問題、輸入電源的穩定性問題、斜坡補償問題、負載調整特性問題和 PCB 佈局問題是快速而方便的方法。要想尋找到問題的根源，對轉換器的工作方式有基本的瞭解是必須的，遵從某些基本的規則可使快速負載瞬變測試所凸顯出來的問題變得更容易被理解。你自己就可以手工製作出用於進行快速負載瞬變測試的小工具，它非常方便攜帶，適用於絕大多數 DC/DC 轉換器的快速檢測中。

參考文獻：

[1] Christophe P. Basso, “Switch-Mode Power Supplies Spice Simulations and Practical Designs”, McGraw_Hill, 1st edition 2008, 2nd edition 2014

相關資源

[立錡科技電子報](#)

[訂閱立錡科技電子報](#)

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.