

汽車級的 Buck 轉換器 RT2875

摘要

在汽車應用中設計 Buck 架構的 DC/DC 轉換器時需要針對汽車環境進行一些特別的考慮：極寬的工作溫度環境，輸入電壓存在大幅波動，不容許出現嚴重的電磁輻射和雜訊對收音系統造成干擾。本文針對汽車環境以通過 AEC-Q100 Grade-2 認證的 36V/3A Buck 轉換器 [RT2875BQGCP](#) 為例介紹了 Buck 架構電壓調節器的設計方法，示範了自動設計模擬工具 [Richtek Designer™](#) 在參數設定和元件調整方面的具體用法。

目錄

1. 概述.....	2
2. 汽車環境的挑戰.....	2
3. RT2875BQGCP 特性概要	3
4. RT2875 的家族情況	4
5. RT2875 被用於設計時需要考慮的因素.....	4
6. 實際的 RT2875 應用案例.....	6
應用案例：5.0V/1.5A 電源.....	6
R _{LIM} 的取值.....	8
負載瞬變特性和回路的穩定性設計.....	11
轉換器的功率損失、轉換效率和熱設計.....	18
設計中的電磁相容性考慮.....	20
7. PCB 佈局樣板	24
8. 其他應用要點提示	24
使用外部時鐘同步功能	24
自舉電容的充電電路.....	27
9. 結論	29

1. 概述

汽車內部環境以嚴酷著稱，設計用於這樣環境的電子產品時需要對可靠性予以特別的考慮，採用符合車用品質的器件是常見的選擇。

車輛電池匯流排上的電壓波動幅度很大，這是設計從中取電的電壓調節器時不能忽略的。

車內的溫度範圍極寬，而所有的設計都需要考慮到這一點，應在整個溫度範圍內對所有元器件的參數進行考核，看它們是否能滿足實際的需要。

對於車載電子設備來說，收音機近在咫尺，如果開關模式轉換器的輻射水準不能降低到一定的程度，其信號就會侵入收音系統成為令人討厭的雜訊。

立錡科技已經針對汽車應用發佈了多款通過 AEC-Q100 認證的積體電路產品，本文後續的幾章將以 [RT2875BQGCP](#) 為例說明從汽車電池獲得穩壓輸出的方法，該產品是經過 AEC-Q100 2 級認證的 36V/3A 電流模式 Buck 轉換器。

2. 汽車環境的挑戰

圖 1 顯示了一種車內電力系統的可能形式。

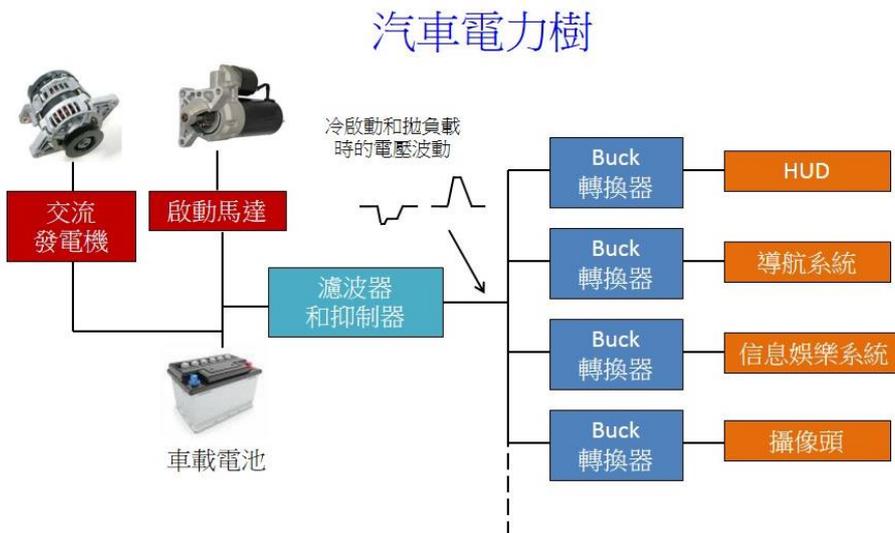


圖 1

電池電壓的變化

汽車引擎啟動的時候，電池供電的線路電壓會出現嚴重的跌落，冷開機時可能更會低達 3V 左右。車載電池的充電電流來自交流發電機，在將電池和交流發電機斷開的時刻，強大的電流會線上路上形成過高的電壓，線路上的濾波電路和電壓抑制電路會將這種電壓衝擊的大部分濾除掉，但其後連接的電子器件仍然需要具有足夠的能力去承受剩餘的部分。無論這些狀況如何發生，電壓調節器都需要努力維持其輸出的穩定。電子系統中需要的電源電壓通常在 1.8V ~ 5V 之間。當輸入電壓接近調節器輸出電壓的時候，或者就是冷開機造成的低電壓情況下，電壓調節器實際上已經無法保持其輸出的穩定，這時候的電壓跌落通常來說是被容許的。

EMI 電磁輻射問題

所有的開關模式轉換器都會形成一定的電磁輻射，輻射的量與開關切換頻率、開關切換速度、負載電流、濾波器和 PCB 佈局密切相關。轉換器附近的收音機對其工作頻段內的電磁場極其敏感，因而很容易受到轉換器切換雜訊的影響。通過選擇適當的開關切換頻率可避免轉換器生成的輻射信號落在收音機的敏感頻帶內；降低開關切換速度可以有效地降低電磁輻射，但也同時增加了轉換器的開關切換損耗，造成轉換效率的降低；良好的濾波設計和 PCB 佈局對於降低雜訊、減小對其他電路的影響起著至關重要的作用。

寬闊的工作溫度範圍

汽車的使用環境既有極寒的冬天，也包括驕陽照耀下的夏日，其溫度變化範圍是極大的，而所有電子元件的很多參數都會隨著這樣的溫度變化而發生漂移。所以，要想將一個電子元件用於這樣的環境中，就需要將它置於各種不同的溫度環境下進行考核，確保它在每一種環境下的每一種工作模式都能正常地運作。因此，所謂汽車級的 IC，它的各項參數是在所有的工作溫度下都進行過驗證的，工程師在選擇這樣的 IC 時可以利用其資料表知道它可以被使用在什麼樣的環境中。

3. RT2875BQGCP 特性概要

RT2875B 具有很豐富的特性，這使它成為工業和汽車級應用的理想選擇之一。圖 2 是它的應用電路圖，其中包含了很多不同的功能和特性。

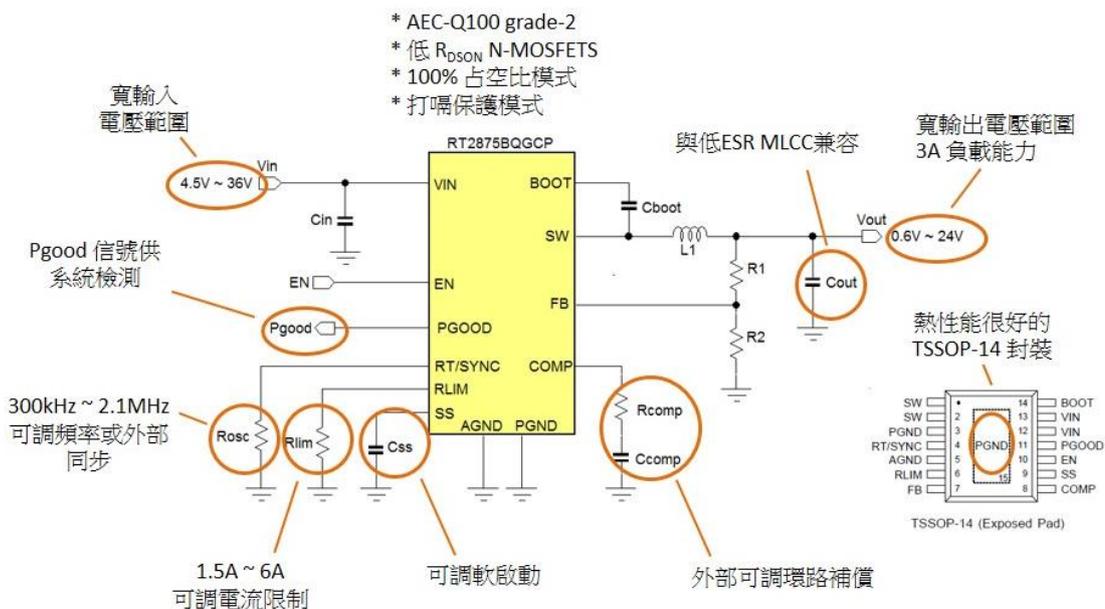


圖 2

- 寬輸入電壓範圍，可達 100% 的占空比，這一結合使之成為應對電池電壓波動的利器，可使其輸出電壓的變化最小化。
- 可設置的開關切換頻率容許在效率和元件尺寸的平衡上進行權衡；可外界引入的同步信號使得精確的頻率設定成為可能，可以避開最敏感的頻帶。
- 可調電流限制能對最大電感電流峰值進行設定，這樣就可以選擇精確優化的電感飽和電流額定參數，避免超載造成的電感飽和風險。
- 外部補償對於轉換器的環路回應特性的設定是很重要的，這可確保轉換器在不同的頻率下工作時都能在整個工作溫度範圍內具有穩定的工作狀態。
- 具有超低 $R_{DS(on)}$ 的內部 MOSFET 可使轉換器的自身發熱最小化，加上散熱效率很高的封裝，器件能在很高的環境溫度下工作，而發生過熱的可能性卻是極小。

在後面的章節裡，我們關注的重點是如何在汽車應用中去使用這顆 IC，討論將盡可能細節化。

4. RT2875 的家族情況

RT2875 的家族包含了 3 個成員：

- [RT2875AQGCP](#)，它的參考電壓精度為 2%，採用閉鎖模式（latch-off）的欠壓保護方法；
- [RT2875BQGCP](#)，它的參考電壓精度為 2%，採用打嗝模式（hiccup）的欠壓保護方法；
- [RT2875DQGCP](#)，它的參考電壓精度為 1%，採用打嗝模式的欠壓保護方法。

究竟是要選擇閉鎖模式或打嗝模式的欠壓保護方法，這取決於用戶的喜好。

欠壓保護是由輸出電壓低於設定的欠壓保護閾值條件觸發的。如果欠壓保護的方式是閉鎖模式，要想恢復其輸出就需要系統的介入對轉換器進行復位（通過 EN 使能端）操作；如果欠壓保護的方式是打嗝模式，輸出的恢復就是自動的。在持續超載的情況下，打嗝模式可以確保很低的功率消耗。在大多數的應用中，打嗝模式是最優的選擇。

假如應用中的輸出電壓精度要求比較高，[RT2875D](#) 可能是最優的選擇，但對大多數的應用來說，全溫度範圍內的 2% 的精度應該是足夠了。

5. RT2875 被用於設計時需要考慮的因素

當我們要開始一次汽車應用的設計工作時，線上設計工具 [Richtek Designer™](#) 可能是一個最佳的起點，你可以用它快速開始你的設計工作。為了對所有汽車級元件有一個鳥瞰，在元件選擇介面的特性選項中選中 AEC-Q100 這一專案，所有通過這一認證的器件就可以被列入選單中（一個器件是否被列入還要看其它特性是否符合要求），參見圖 3。

The screenshot shows the Richtek Designer interface. At the top, there are navigation tabs: 1 Part Selection, 2 Design Requirements, 3 Analyze, 4 Efficiency, 5 BOM, 6 Summary, Quick Start Guide, and Online Technical Help. The main area is divided into three sections: Part Selection Filters, Features, and Packages. The Part Selection Filters section has sliders for Vin (set to 12V), Vout (set to 5V), and Iout (set to 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 like SOP-8, SOT-23-6, etc. 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.

圖 3

現在，你可以從元件清單中選出你所需要的汽車級元件了。同時，你也可以在這裡看到它的主要規格，甚至可以選擇去閱讀它的詳細規格書。

當你選中了一個器件以後，輸入詳細設計參數的功能表就會顯示出來，參見圖 4。

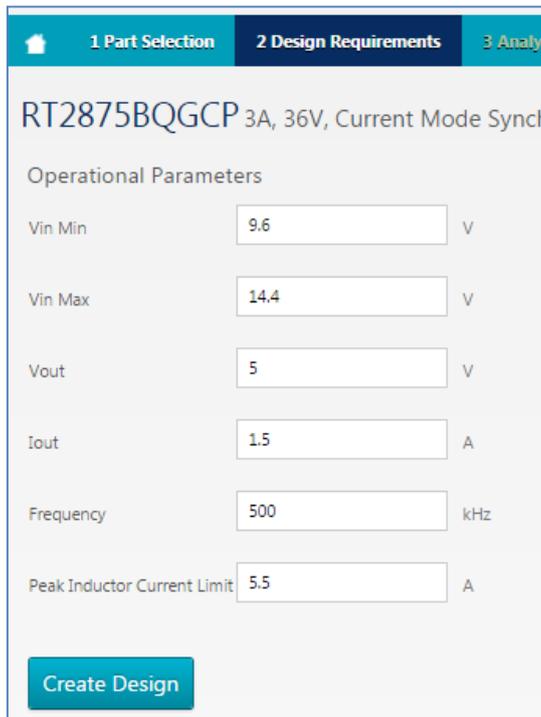


圖 4

輸入電壓的最小值和最大值、輸出電壓和負載電流通常是由應用環境決定的。對於 RT2875 來說，開關切換頻率和電感電流峰值的限制值是可以通過外部電阻進行設定的，在這裡設定的資料可以自動轉換為電路中的元件參數。在設定這些資料的時候，有些考慮是必須進行的：

開關切換頻率：

選擇較高的開關切換頻率可降低輸出電壓紋波，容許使用較低的電感量，增加轉換器的頻寬，對負載瞬態變化的回應被加快。與此同時，這也會導致開關切換損耗的增加，當輸入電壓較高時尤其如此。

另外，較高的開關切換頻率也會限制能夠得到的最小和最大的占空比，這是因為：

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

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

而 Buck 轉換器的占空比 δ 是由 $V_{\text{OUT}}/V_{\text{IN}}$ 決定的。

具有高降壓比的應用結合較高的開關切換頻率設定很容易就會觸碰到最小占空比限制，RT2875 在遇到這樣的狀況時就會進入脈衝跨越 (skip pulse) 模式以維持輸出電壓的穩定，但在這種模式下的輸出電壓紋波會增加，因為其脈衝是以集群方式出現的，因而這種工作模式通常是要被避免出現的。所以，當所選資料可能導致最低占空比限制被觸碰到的情況時，設計工具將會給出警告資訊以引起注意。如果你遇到了這樣的狀況，最好的做法就是另選一個更低的開關切換頻率。

當工作在 V_{IN} 接近 V_{OUT} 的條件下時，轉換器的最大占空比會被觸及到。同樣的，RT2875 在遇到這種情況時會進入脈衝跨越模式以維持輸出電壓的穩定，這樣它就逐漸趨向於 100% 的占空比，脈衝集群現象出現，輸出紋波相應增大。較低的開關切換頻率對此問題的改善會有幫助，但較高的輸出電壓與冷開機造成的電壓跌落重疊在一起時，問題的出現可能還是難以避免的，轉換器在這樣的狀況下能做的也就是把占空比拉高至 100% 以盡力維持輸出電壓的穩定，這也是沒有辦法的事情。

電感電流的最大值限制：

這個參數的作用是對流過電感的電流峰值進行設定，這在不需要高負載電流的應用中是很有價值的。通過這樣的設定，電感電流峰值被限定在電感能夠承擔的飽和電流之下，這樣就可以選用比較小型同時也比較便宜的電感類型。即便實際應用中的超載狀況發生了，電感電流也不會超過限定值，電感的飽和現象就不會發生。

由於負載電流與電感電流的平均值是相等的，而負載電流的平均值已經包含了電流紋波的部分，當電感電流峰值限制被觸及的時候，最大的負載電流總是要比實際的電流峰值限制值低 $\frac{1}{2} I_{\text{RIPPLE pp}}$ 。參見圖 5。

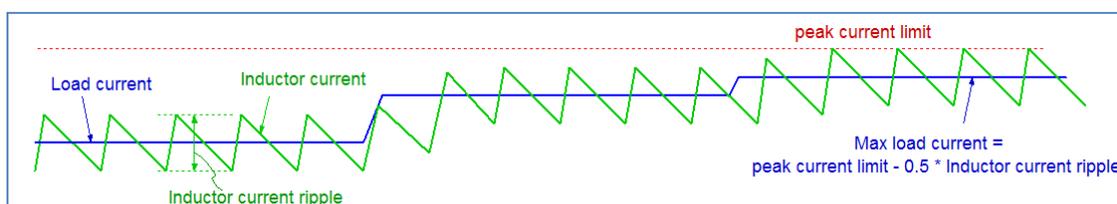


圖 5：峰值電流限制值與最大負載電流之間的關係

需要注意的是，顯示在設計需求功能表中的電感電流峰值限制值是一個典型值，你應當通過 IC 的規格書來瞭解其誤差範圍，確保當電流限制的最小值被觸及到時仍能滿足負載的電流需求。由於 IC 的動作是有一些固有的延時的，實際發生的電流限制點與輸入電壓 V_{IN} 、輸出電壓 V_{OUT} 和電感量是有關係的。設計工具 [Richtek Designer™](#) 能對實際應用的電流限制點進行驗證，其結果與實際 IC 中發生的電流限制表現是十分一致的。

6. 實際的 RT2875 應用案例

應用案例：5.0V/1.5A 電源

我們現在要進行的是一個 5.0V/1.5A 輸出的系統電源供應器的設計。輸入端的條件是這樣的：13.5V 的典型輸入，引擎啟動期間的最低電壓是 6V，拋負載期間的最高電壓是 28V。開關切換頻率的最佳選擇是 2.1MHz，這可以把對 AM 廣播的干擾最小化。最大的負載跳變是 1A（峰峰值）。環境溫度範圍為 $-30^{\circ}\text{C} \sim +70^{\circ}\text{C}$ 。打嗝模式的欠壓保護是最優選擇。輸出電壓要求在全溫度範圍內保證 $5\text{V} \pm 5\%$ 的精度。對於這項應用來說，[RT2875BQGCP](#) 是一個合適的選擇。

下面是針對這項應用的一些檢查要點：

- 對於 2.1MHz 的開關切換頻率來說，在觸及最短導通時間（100ns）的時候的占空比為 21%，觸及最短截止時間的時候的占空比為 79%。因此，在 28V 輸入條件下，部分的脈衝跨越現象將會發生，這一現象也會在 V_{IN} 低於 6.3V 時發生。在 5V 輸入的情況下，轉換器將工作在 100% 占空比模式下，輸出電壓將會輕微下降。但在 13.5V 的常規輸入下，轉換器不會遇到任何占空比受限的問題。
- 1.5A 的最大負載完全處於轉換器的額定電流負載能力以內，IC 的耗散功率相對較低，即使開關切換頻率很高也沒關係。
- 使用峰值電流限制功能對電感電流峰值進行限制是可能的，1.5A 的負載電流完全能夠得到保證。

我們將使用 [Richtek Designer™](#) 來提供整個設計中的元件參數。



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

圖 6

在開始後自動設計之前，我們需要啟動 [Richtek Designer™](#) 並且選擇 RT2875BQ，然後在設計需求環節輸入工作條件。

當輸入了最低輸入電壓和最高輸入電壓以後，[Richtek Designer™](#) 會使用這兩個參數的平均值對元件參數進行計算。

我們將保持電流限制值的預設狀態，到了後面再對它進行修改。參見圖 6。

只需點擊生成設計按鈕，一幅包含了所有元件值的電路圖就會被 [Richtek Designer™](#) 自動生成出來。

自動生成的電路顯示在圖 7 中。

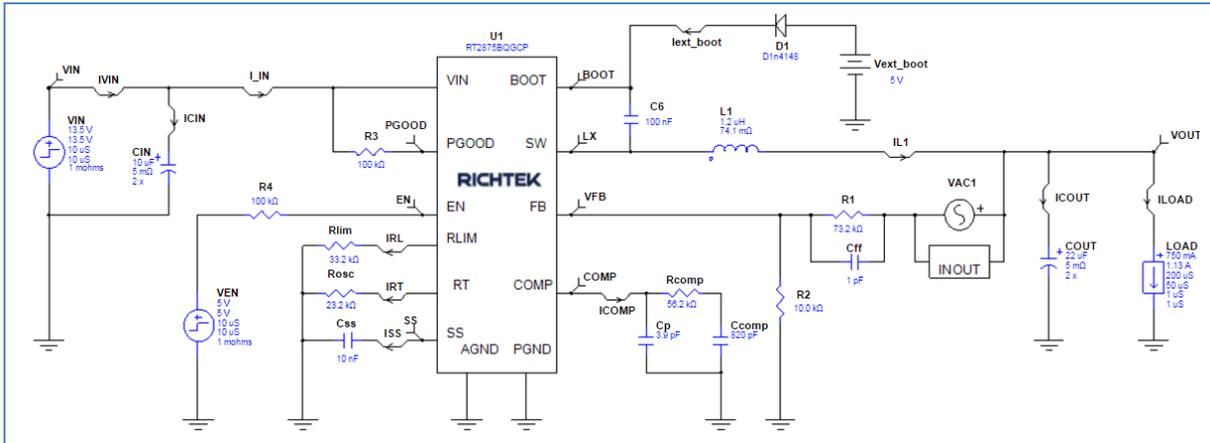


圖 7

下面對電路圖中的元件參數進行一些解釋：

- 電感量的計算以最終得到的電流紋波為 IC 額定負載能力 3A 的 40%為標準進行計算，其計算公式為 $L = \frac{V_{OUT}}{F_{SW} \cdot \Delta I_L} \cdot \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right)$ 。在高占空比的應用中，Richtek Designer™所選擇的電感量會比上述公式計算所得的值更大，其目的是與 IC 的斜坡補償特性一致。建議保留接近推薦電感量的電感值。

- 現在輸出電容的配置是 2x22µF 的低 ESR MLCC，這對大多數應用來說是沒有問題的。對於需要低紋波或是面臨負載瞬變時需要較低電壓隆起和下墜的應用來說，輸出電容的量可以增加。輸出電容對穩定性是有影響的，要注意的是設計工具提供的電容量沒有考慮直流偏置和交流紋波對它的影響。因此，在為應用選擇 MLCC 電容的時候，設計師需要仔細檢查電容器在直流偏置和交流紋波下的實際電容量，甚至還需考慮最壞溫度情況下的電容變化情況，把這些新的參數導入電路中重新進行模擬並檢查轉換器在最壞情況下的穩定性是必要的。

- 補償器的增益由 RCOMP 進行設定，其值的計算以使轉換器獲得大約 0.06 * Fsw 的交叉頻率 Fc 並擁有足夠的相位裕量為準，其計算公式為 $R_{COMP} = \frac{2\pi C_O \cdot 0.06 F_{SW} \cdot V_O}{G_{mEA} \cdot G_{CS} \cdot V_{REF}}$ 。

C_{COMP} 的計算以獲得的補償零點頻率 $f_z = \frac{1}{2\pi C_{COMP} \cdot R_{COMP}}$ 比轉換器的負載極點 $f_{P_LOAD} = \frac{1}{2\pi C_{OUT} \cdot R_{LOAD}}$ 略低一點為準，其中的 R_{LOAD} 是根據輸出電壓和 IC 的額定負載為 3A 求得的。

C_P 的值是根據將一個高頻極點設定在輸出電容的 ESR 零點頻率處得到的， $C_P = \frac{C_{OUT} \cdot R_{ESR}}{R_{COMP}}$ 。

要注意的是 RT2875 的內部已經包含了 11pF 的 COMP 電容，因而 C_P 常常可以減少或是省略掉。

一個重點必須要瞭解，那就是對輸出電容的任何改變都會直接影響到轉換器的頻寬，R_{COMP} 需要因這樣的改變而得到調整，這樣才能維持適當的交叉頻率。

被模擬的電路中還包含了電容 C_{FF}，它通常被用於增加額外的相位裕量。當需要額外的相位提升時，C_{FF} 可以根據公式 $C_{FF} = \frac{1}{2\pi \cdot R_1 \cdot 0.8 \cdot F_C}$ 進行計算。

由於通過 C_{FF} 增加相位裕量會增加高頻增益，因而增益裕量需要被降低。因此，僅僅在非常必要時才建議使用 C_{FF}。（1pF 的 C_{FF} 預設值基本上起不到相位提升的作用。）

- 預設的軟啟動電容為 10nF，這導致的軟啟動時間大約為 1ms。
- 電路中還給出了由 Vext_boot 和 D1 組成的對自舉電容 C6 進行充電的附加電路。雖然 RT2875 內部已經包含了自舉電容的充電電路，但對於輸出電壓等於或大於 3.3V 的汽車應用來說，這一附加電路還是被建議使用，它可確保自舉電容在所有的占空比條件下都能得到足夠的充電，即使輸入電壓 VIN 降低到接近 VOUT、轉換器的占空比已經向 100% 逼近了也是如此，它所帶來的一個明顯好處是可以提升轉換器的轉換效率。

對於輸出電壓 VOUT 範圍在 3.3V~5V 的應用來說，該自舉電容充電電路的電源可以直接從 VOUT 獲取。當 VOUT 為 3.3V 的時候，D1 最好是採用肖特基二極體。假如 VOUT 大於 5V，該電源可以用電阻分壓外加電容緩衝的形式從 VOUT 獲取。通過測量電流 Iext_boot 所獲得的資料可以用於檢查為自舉電容充電的電流是否足夠。

Richtek Designer™ 所提供的模擬能力容許你對電路的很多特性進行檢查。例如，可以通過 VIN 或使能端對啟動過程和關機過程進行檢討，可以檢查輸出電壓上的紋波、輸出電壓在負載瞬變期間的波動，可以查看超出最大負載能力以後的電流限制狀況，查看 VIN 上升或下降時的脈衝跨越狀況和 100% 的占空比時電路是個什麼樣子，可以通過負載瞬變或是增益-相位分析瞭解回路的穩定性，還能進行效率評估和功耗分析，生成最後的物料清單作為採購和生產的建議。

R_{LIM} 的取值

為了獲得能在全溫度範圍內確保負載能力的 R_{LIM} 的最優值，我們需要在最大負載情況下對電感電流峰值檢查，確保能夠與最大的負載電流匹配，同時又不會在最壞的情況下觸發保護動作的發生。

$$\Delta I_L = \frac{V_{OUT}}{F_{SW} \cdot L} \cdot \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right)$$

在我們的案例中，我們將使用標準的 1μH 電感，而名義上的輸入電壓 VIN 是 13.5V，這在已經選定的頻率下將導致 1.5App 電流紋波。

在最壞的情況下，電流峰值為 1.5A（直流負載） + 0.5 * 1.5App = 2.25A，IC 內部的電流限制必須高於這個值以避免意外的觸及這一限制。實際選擇的峰值電流設定值最好是比名義上的峰值電流限制高出至少 50%，這樣我們就得到峰值電流限制值的推薦資料 2.25A * 1.5 = 3.37A。這額外的裕量可以包容多種誤差，其中就包括了 IC 的工作頻率誤差和電流限制誤差，也包括了不同的輸入電壓條件所帶來的影響，尤其是在轉換器的工作狀態因觸及最小關斷時間（輸入電壓 VIN 太低）而進入脈衝跨越模式時，此時的電流限制狀態會快速導致 VOUT 的降低。雖然工作在 VIN 較高的條件下會導致電流紋波的增加，較高的 VIN 也會使電感電流的上升速度 di/dt 增加，由於 IC 內部的電流限制電路會有固定的延時，從而導致實際電流限制值的增加，這可以算是一個副作用。

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

為了讓電路在計算出的電流限制值下進行模擬，我們在圖 8 所示的功能表中鍵入 3.37A 的峰值電感電流限制值。

Richtek Designer™ 將根據新的資料計算 R_{LIM} 的值並生成新的電路，我們可以在各種輸入條件下對新的電流限制值進行驗證。

圖 8

新生成的電路顯示在圖 9 中，新的 R_{LIM} 值為 59k，電感的值也被我們修改成了標準的 1 μ H。

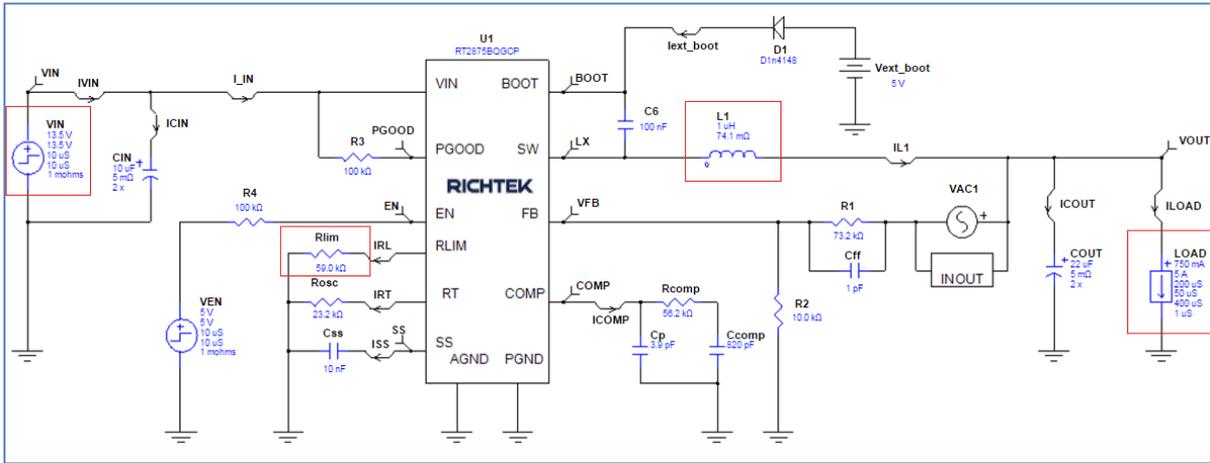


圖 9

為了模擬出電流受限的表現，我們將負載電流的最大值設定到一個比較高的值上（5A），同時將負載上升時間設定為 400 μ s，然後就可以在不同的輸入電壓下進行瞬態分析了。首先設定 $V_{IN} = 13.5V$ ，瞬態分析的結果顯示在圖 10 中，其中顯示了電流受限的工作狀態。

為了對感興趣的波形進行研究，最好是選擇顯示所有波形的頁面 All，在選擇消除所有波形以後再單選出 ILOAD (粉紅色)、VOUT (藍色) 和 IL1 (綠色) 來顯示。

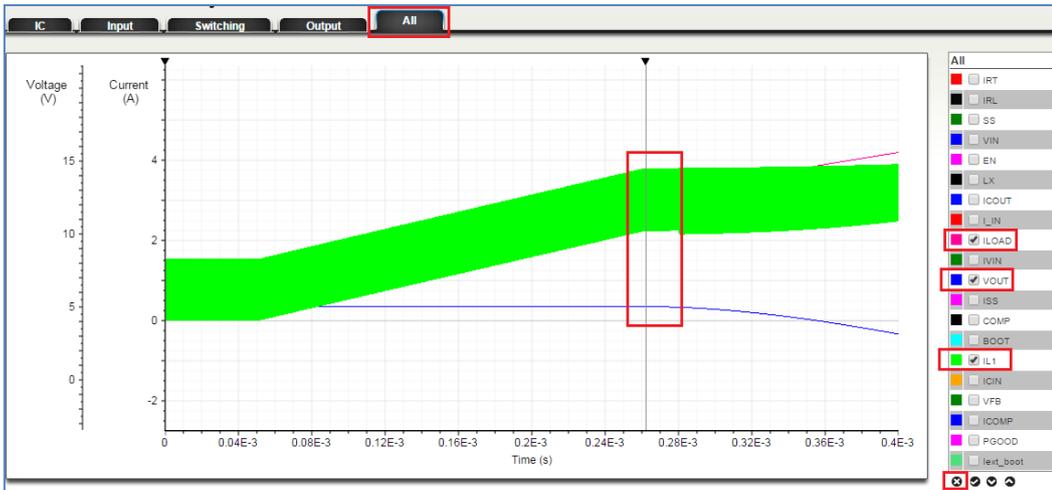


圖 10

圖中紅色方框所在處的游標指示出電流開始受到限制的時間點，輸出電壓 V_{OUT} 也從這時開始降低。使用圖形放大功能將紅框所在處的波形展開，我們可以對電流受限的狀態進行檢查，參見圖 11。

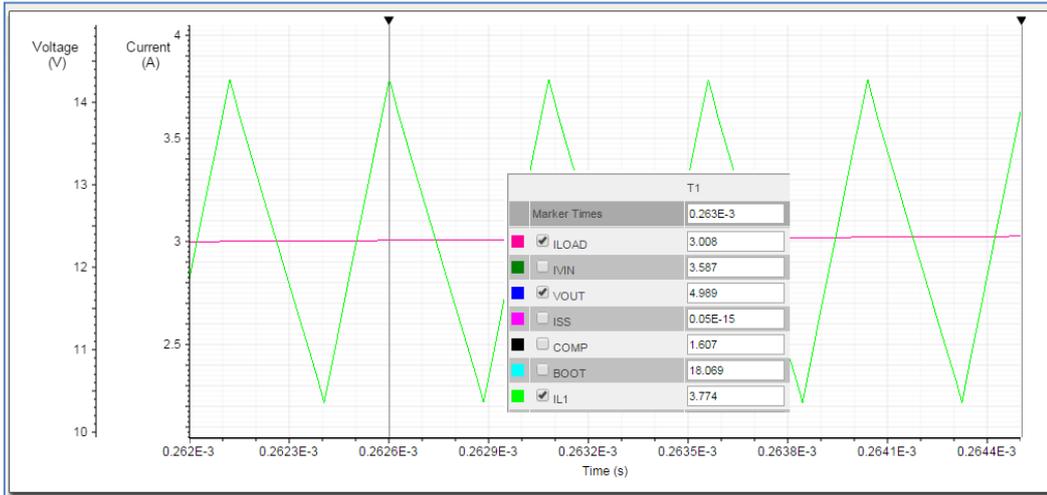
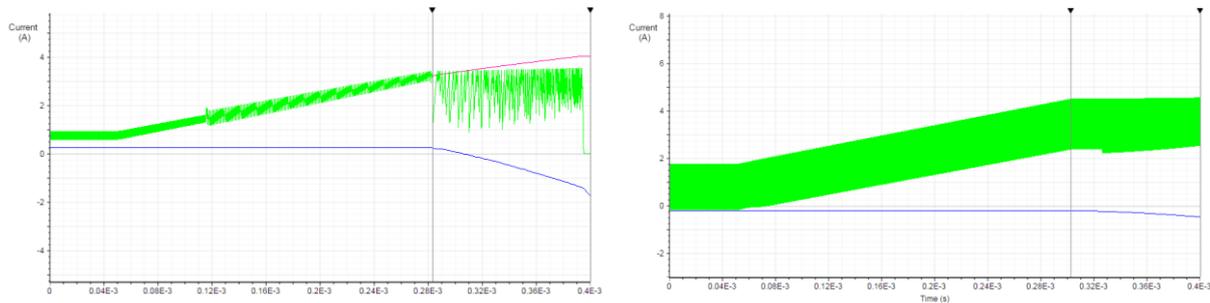


圖 11

使用游標閱讀功能可以查看到電流資料：在 13.5V 的輸入和 3.0A 的負載電流下，峰值電流限制值是 3.77A。這個資料比原定的目標限制值 3.37A 略高一點，這是因為 Richtek Designer™ 在計算 R_{LIM} 的時候是根據規格書中的公式進行的，而該公式是基於 3.3V 典型輸出、500kHz 開關切換頻率的條件進行的。在我們的案例中，電路運行在高了很多的頻率下，計算中還包括了 IC 內部的延時的作用。將同樣的模擬在最低和最高輸入電壓（6V 和 28V）下進行，可以看到電流限制值會有什麼不同，參見圖 12。



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

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

圖 12

從不同輸入電壓的類比結果可以看出，輸入電壓最低的時候是電流限制的最壞情況。我們強烈建議在實際的量測中對模擬模擬結果進行驗證，圖 13 所示的波形就是同樣條件下的實際量測結果。

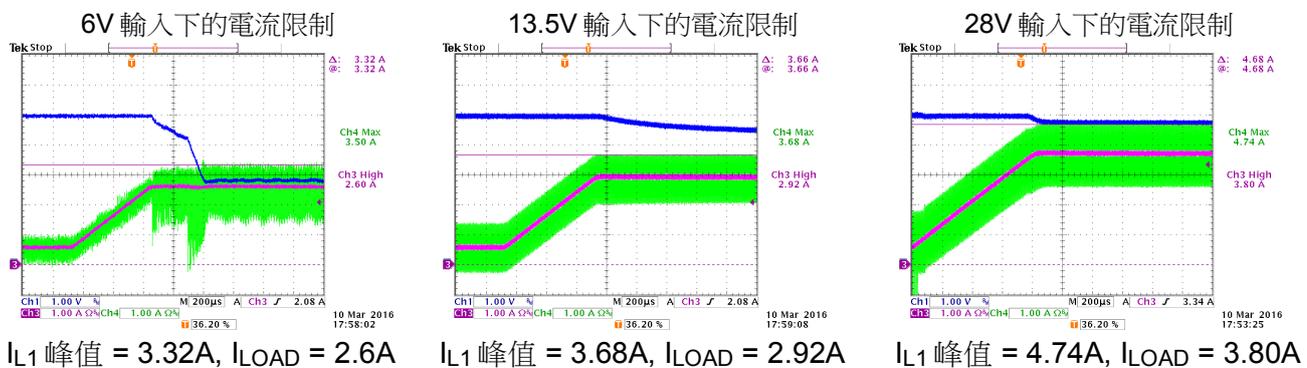


圖 13

實際的量測確認了最壞的工作條件，其表現與模擬模擬的結果一致。6V 輸入條件下的負載能力是 2.6A，這比 1.5A 的負載需求高 73%，這一裕量完全可以涵蓋 IC 和電感的誤差。所以， R_{LIM} 的值被設定為 59kΩ 是沒問題的。

最大的峰值電流會出現在輸入電壓最高的時候，假如考慮到 IC 的誤差，最嚴重情況下的資料大約會比測量到的資料 4.74A 大 15%左右而達到 5.5A，電感的飽和電流參數需要比這個值更高以避免飽和現象的發生。

為了進行這項測試，我們選擇的是 Wuerth Electronic (伍爾特電子) 的 [74437321010](#) 型電感，其參數規格為： $L = 1\mu\text{H}$ ， $I_{\text{RMS}} = 3.5\text{A}$ ， $R_{\text{DC}} = 41\text{m}\Omega$ ， $I_{\text{SAT}} = 7\text{A}$ 。

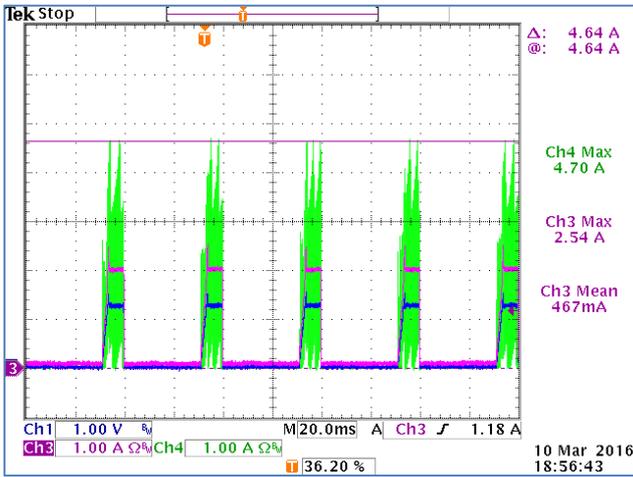


圖 14

圖 14 顯示的是 RT2875BQ 在 28V 輸入電壓下發生持續超載情況下的波形：當電流限制發生以後，輸出電壓降低，當它降低到設定輸出電壓的 50%時就觸發了欠壓保護，輸出被關閉。

如果用 RT2875AQ 來做此測試，輸出就會被閉鎖，需要通過 EN 信號重新進行使能才能重啟其輸出。

如果是 RT2875BQ 或 RT2875DQ，重啟過程就是自動發生的，每一次啟動過程都含有軟啟動特性。持續的超載會導致持續的打嗝狀態，而平均電流消耗在此狀態下是很低的，這樣就可以避免在故障情況下出現過熱問題。

負載瞬變特性和回路的穩定性設計

電流模式轉換器的負載瞬變特性與控制回路的頻寬和輸出電容的大小有關，由於它們也會影響回路的穩定性，所以都需要進行檢討。

我們先用設計工具 [Richtek Designer™](#) 針對輸出紋波和負載瞬變回應的性能進行一些檢查：由於應用中會有最大 1App 的負載瞬變，所以我們將負載設定為從 0.5A 跳變到 1.5A，將電流的上升和下降時間設定為 0.5 μs ，這樣可以代表負載的快速瞬變。瞬變分析的運行條件設定為 13.5V 的輸入，輸出電容為預設的 2x22 μF 。參見圖 15。

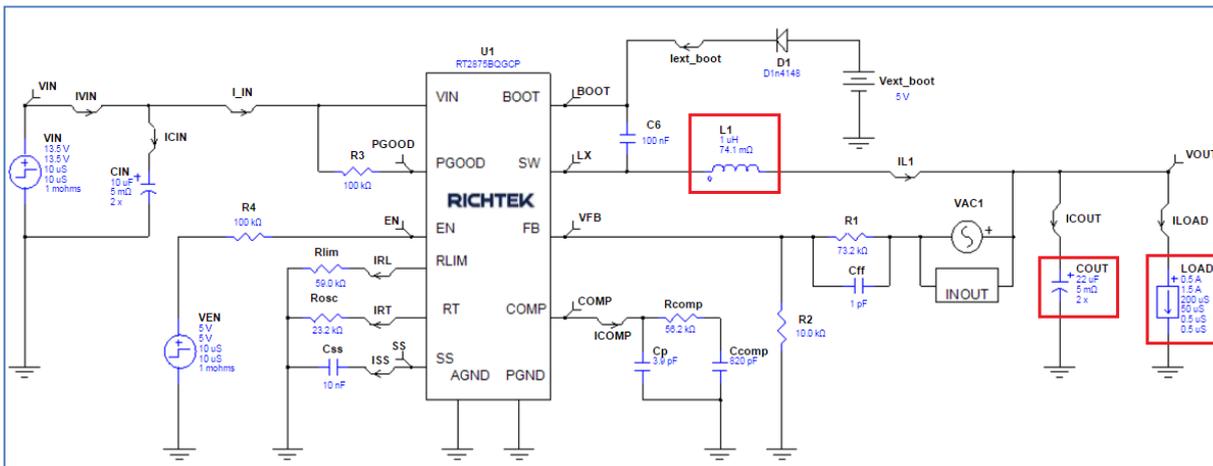


圖 15

在瞬變分析結束以後，我們選擇觀看輸出端的波形，再選擇對輸出電壓的峰峰值 **Pk2Pk** 進行測量，參見圖 16。

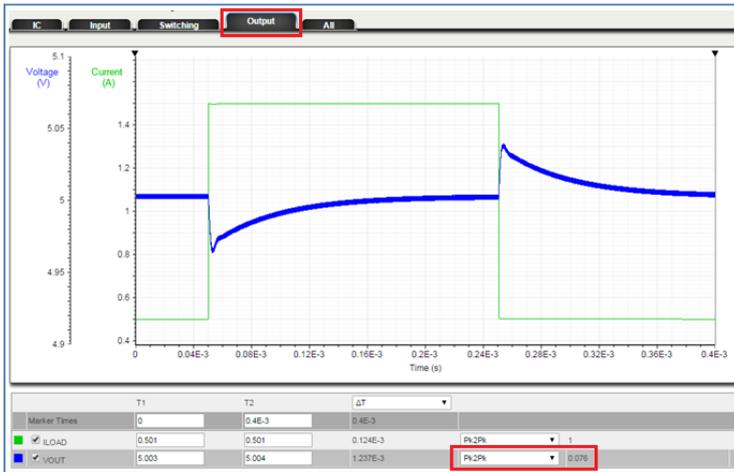


圖 16

由於開關切換工作頻率很高，1A 快速負載跳變所導致的電壓下墜的幅度大約為 40mV，小於輸出電壓的 1%；輸出電壓的紋波也很小，大約為 4mV。負載跳變所導致的回應過程是穩定的，這說明系統具有足夠的相位裕量。

實際上，這個設計中的電壓下墜和隆起的狀況都是足夠好的，完全可以滿足應用的需要。

電路的穩定性可以通過運行交流分析來進行驗證，參見圖 17。

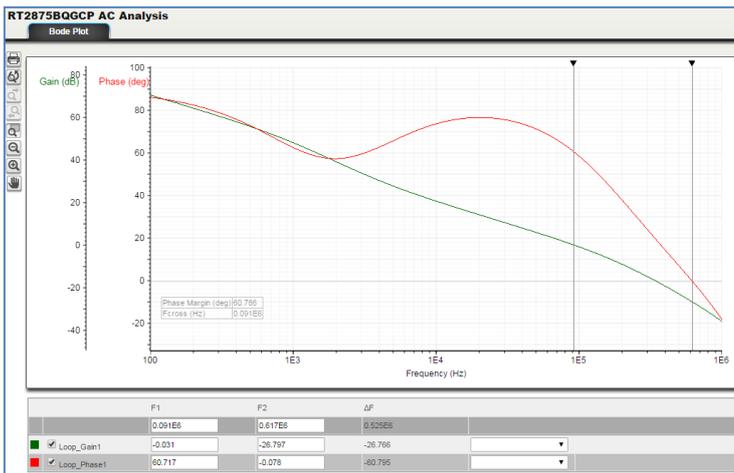


圖 17

通過交流分析，我們可以看到這個系統具有 91kHz 的交叉頻率、60°的相位裕量和 26dB 的增益裕量。

從中可以看到，交叉頻率處的相位開始快速下降，所以任何交叉頻率的增加都會快速降低相位裕量。同樣需要注意的是在交流分析中 **Richtek Designer™** 會使用最初的 0.5A 負載條件，當負載更高的時候，轉換器的負載極點就會移動到更高的頻率上，這會導致更高的交叉頻率，但也同時導致更低的相位裕量。

為了在模擬模擬中檢視瞬態回應和回路穩定性在實際案例中的表現，我們需要選擇關鍵的元器件並且把這些元件的參數納入模擬模擬過程中去。輸出電容在轉換器的穩定性上就有關鍵性的作用，我們可以使用模擬工具所提供的元件清單作為器件選擇時的參考，參見圖 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

圖 18

工具所推薦的輸出電容是 Murata GRM32ER71E226，這是 22 μ F \pm 20%/25V/X7R/1210 規格的 MLCC，它適合在高溫環境下工作。

為了瞭解此電容在 5V 直流電壓和 4mV 交流紋波偏置下的電容量，我們可以使用網頁工具 [Murata Simsurfing](#) 對此進行評估，圖 19 顯示了它在直流偏置、交流偏置和不同溫度下的電容量變化情況。

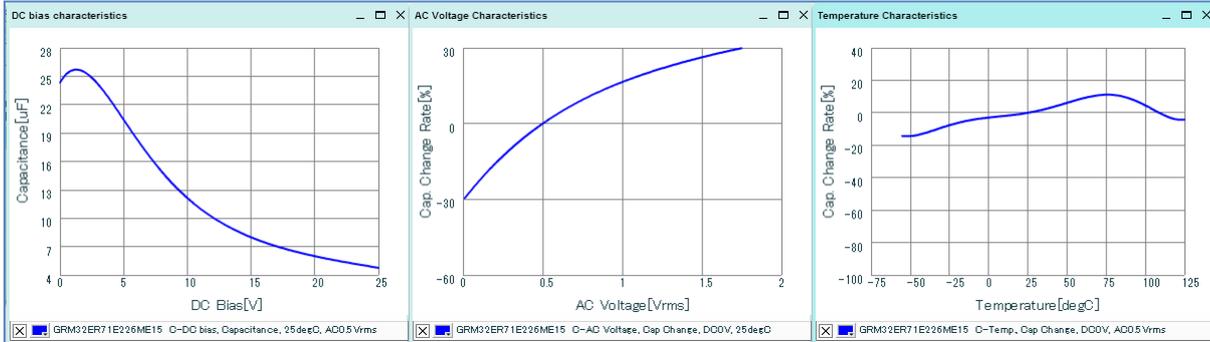


圖 19

有圖可見，GRM32ER71E226 在 5VDC 下的容量為 20.4 μ F，在低紋波下有 30% 的容量損失，-30 $^{\circ}$ C 溫度下的電容量又有 10% 的下降，在 75 $^{\circ}$ C 溫度下則有 11% 的增加。

對於我們的案例來說，該電容在 25 $^{\circ}$ C 的典型容量為 14.28 μ F；其最小值出現在 -30 $^{\circ}$ C 的時候，為 10.3 μ F；其最大值則是 18.7 μ F，出現在 70 $^{\circ}$ C 溫度下。我們可以把這些值使用在最壞情況的分析中。假如使用了其他類型的電容，我們也需要對同樣的特性進行檢查，確定實際的電容量到底是多少，檢查的時候需要考慮到最壞的情形。

為了對最壞的情形進行穩定性估計，我們使用最小的電容量 2x10.3 μ F，同時將負載電流設定為 1.5A。

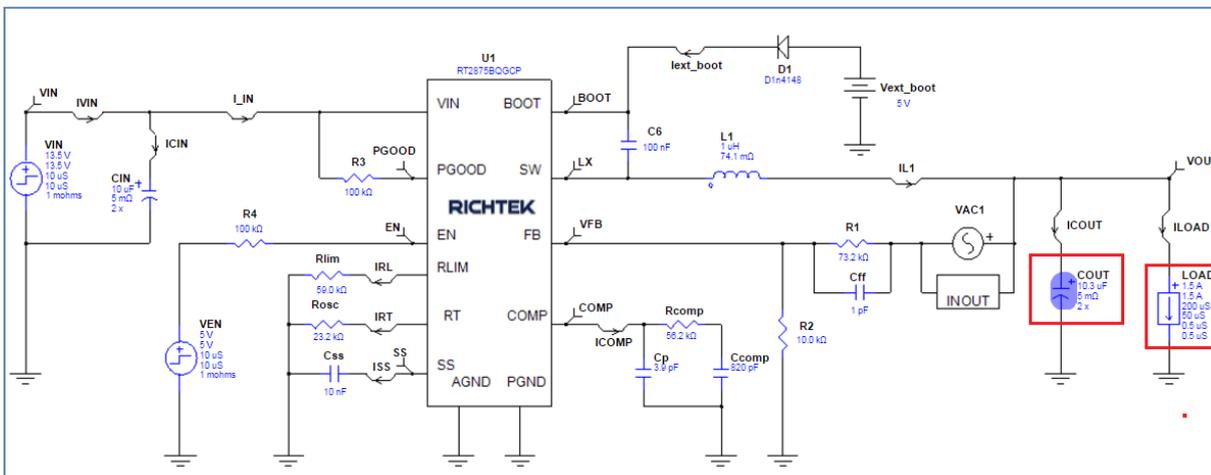


圖 20

圖 21 顯示了輸出電容最小、負載電流最大的最壞情形下的伯德圖。

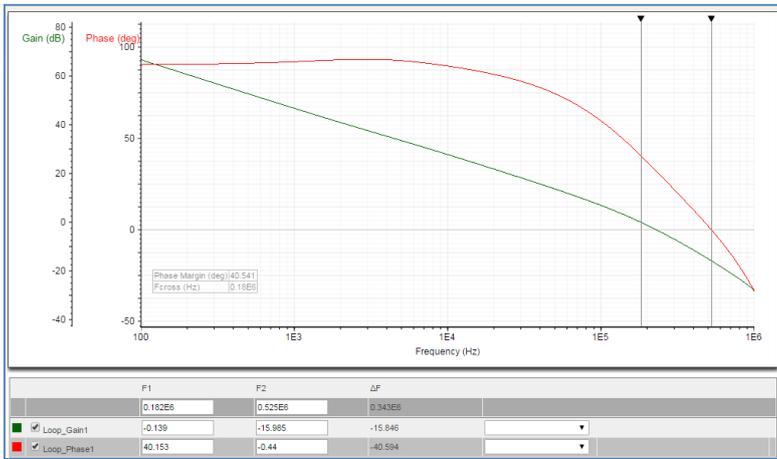


圖 21

該交流分析的結果顯示交叉頻率已經移動到 180kHz，這造成了相位裕量的降低，現在它的值是 40.5°，而增益裕量是 15dB。

很顯然，這樣的穩定性對於汽車環境來說是不足的。為了改變這一狀況，轉換器的頻寬需要有顯著的降低以確保有足夠的相位裕量。

在我們這麼做以前，應該檢查一下會影響交叉頻率的其他參數。

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

參數 G_{mEA} （誤差放大器的跨導）和 G_{CS} （電流感測器增益）都是 IC 的內部參數，RT2875 的規格書給出了它們的典型值，但作為車用產品的測試資料會說明這些參數是否會有更大的誤差或是隨溫度的變化更大，下表列出了這些資料：

IC 參數：	典型值和誤差範圍	-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%

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

所以，由於 G_{mEA} 和 G_{CS} 的誤差和溫度漂移，交叉頻率在低溫下可最多增加 45%，而在高溫下可最多降低 47%。為了確保在所有溫度條件下都能保持穩定，補償電阻 R_{COMP} 的值必須降低，使其設定的交叉頻率即使漂移了 +45% 或 -47%，我們仍然能夠得到足夠的相位裕量。

利用自動設計工具 [Richtek Designer™](#) 可以很容易地修改 R_{COMP} 的值並看到它的改變對交叉頻率和相位裕量的影響。需要注意的是，除了改變補償器的增益以外， R_{COMP} 改變也會改變補償器的零點和極點頻率，所以相位曲線會跟著改變。在圖 22 中， R_{COMP} 被降低到 33k， C_P 被設定為 0.1pF，以便降低補償極點的相位下降量。

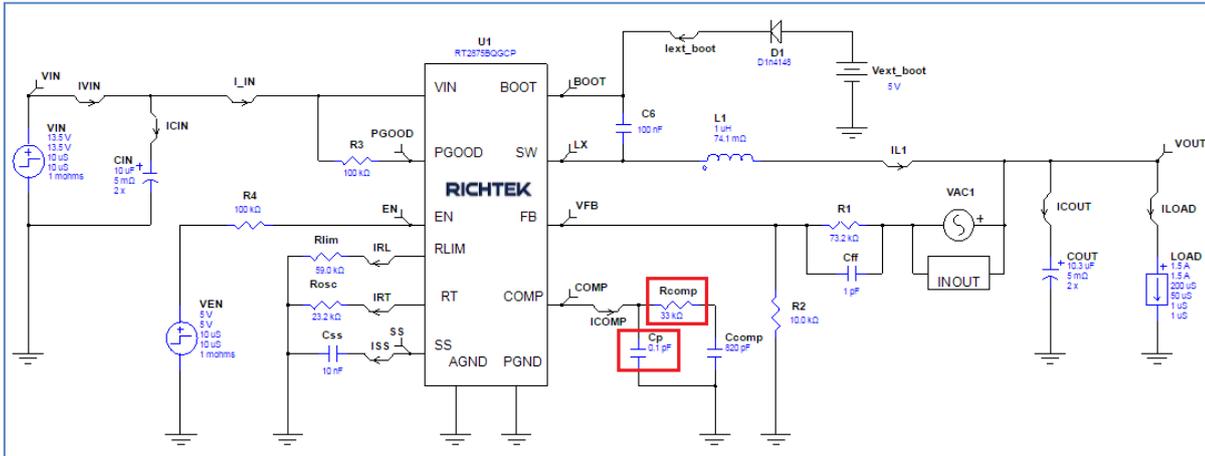


圖 22

圖 23 顯示了改變後的增益和相位結果：交叉頻率為 139kHz，相位裕量為 66°

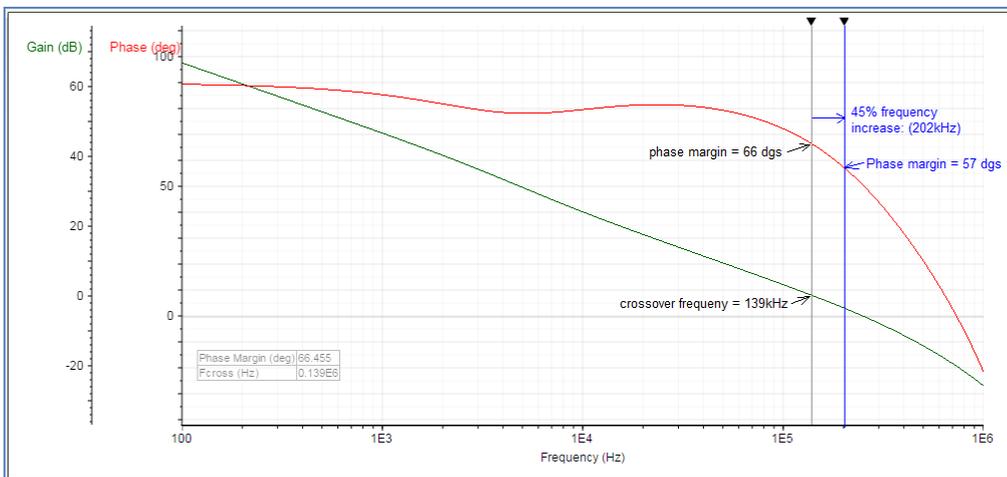


圖 23

利用游標可以檢查交叉頻率提高 45%至 202kHz 時的相位裕量，這個資料為 57°，是足夠的。

現在我們來看看另一個極限情況，在高溫環境下，這時候的交叉頻率最低。為了模擬這一點，我們將 Cout 設定為最大值 18.7µF x 2，將負載設為零，這將導致最低的交叉頻率。參見圖 24。

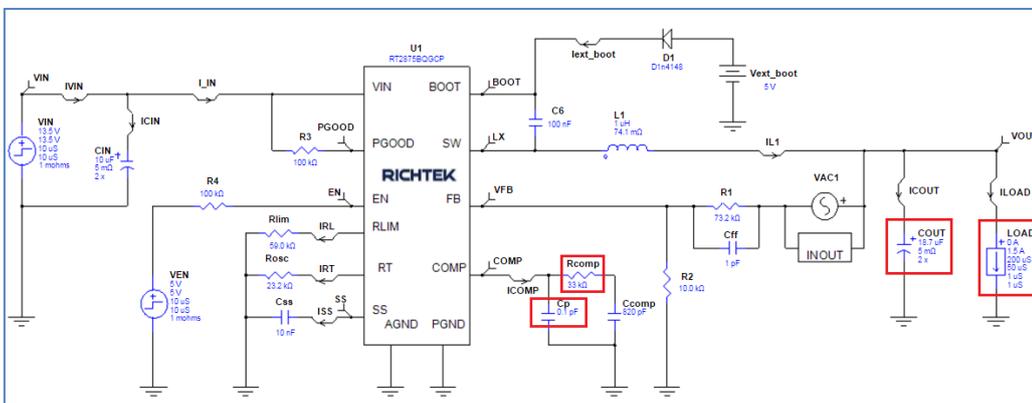


圖 24

如圖 25 所示，交叉頻率為 78kHz，相位裕量為 74°，這對應高溫下的結果。

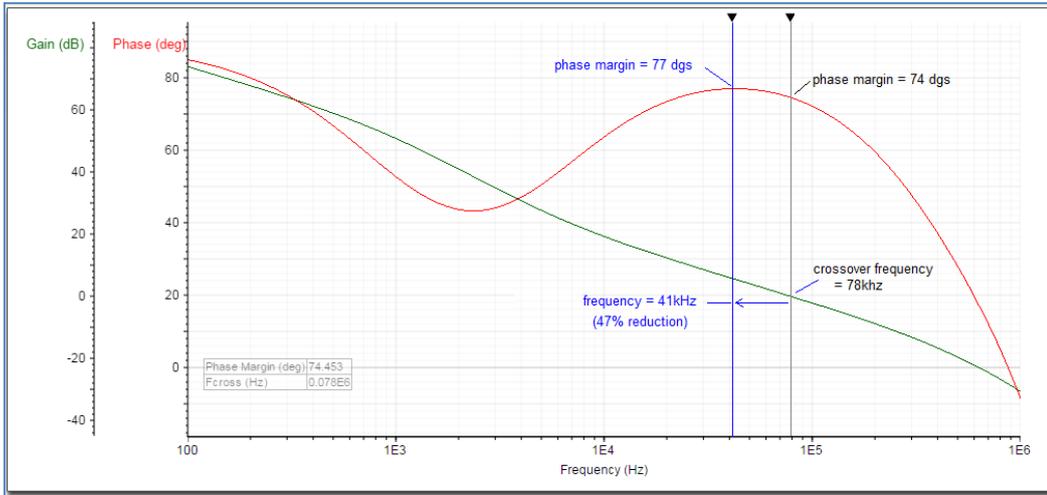


圖 25

即使考慮到 IC 在高溫下還會導致交叉頻率有 47% 的降低，我們看到的相位裕量也不會變得更糟。

為了檢查系統在高輸入電壓和低輸入電壓下的穩定性，可將輸入電壓設定為 $V_{IN} = 28V$ 和 $V_{IN} = 6V$ 進行交流分析。實際上，系統的增益-相位曲線在不同輸入電壓下不會有大的改變，但必須注意到的是交流分析不能在 $V_{IN} = 6V$ 下運行，這是由於此時的轉換器因觸及最短截止時間而工作在脈衝跨越模式下，這是一種非線性的過程，而交流分析無法在這種過程中進行。如果把輸入電壓增加到 7V，工作過程就不會再觸及最短截止時間了，交流分析可以順利完成。

另外一種檢查系統穩定性的方法是對轉換器施加快速跳變的階躍負載，這時候需要查看輸出電壓上會不會出現任何振盪過程。圖 26 顯示的是將在 0.5A 至 1.5A 跳變的負載施加在輸出端時的系統回應過程，這些量測都以 13.5V 的電壓作為輸入，負載電容則分別以典型值、最小值和最大值進行配置。

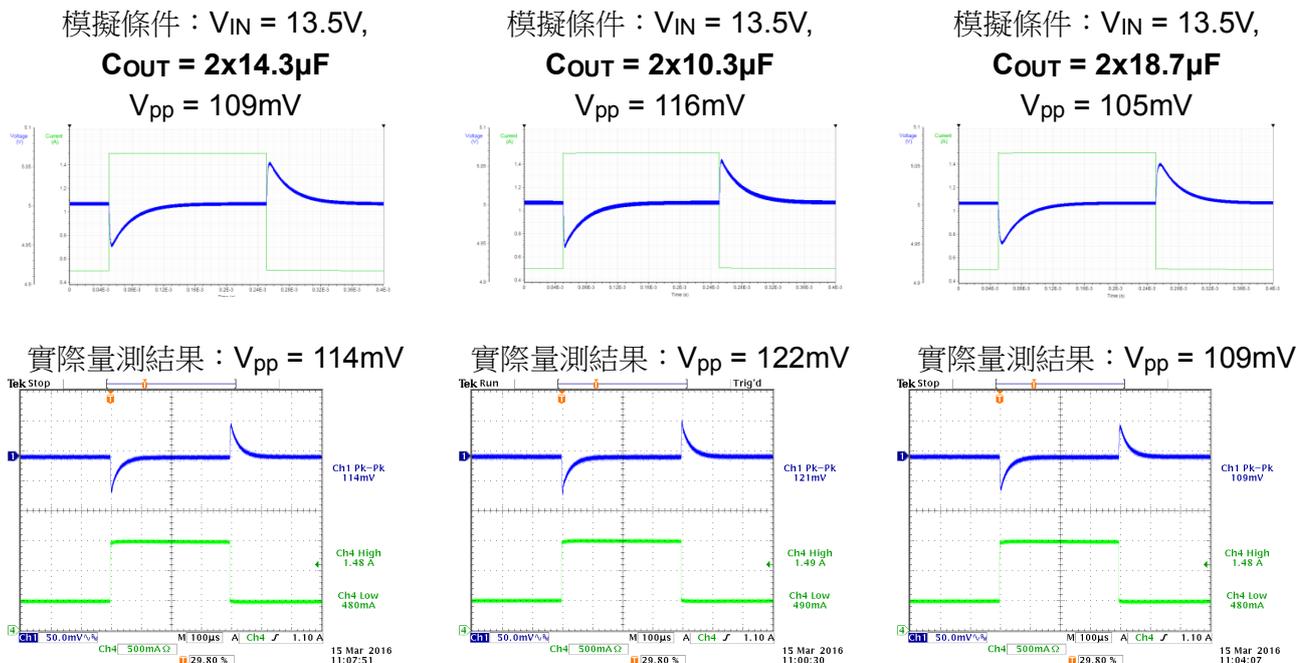


圖 26

不同輸入電壓對瞬態回應的影響顯示在圖 27 中。

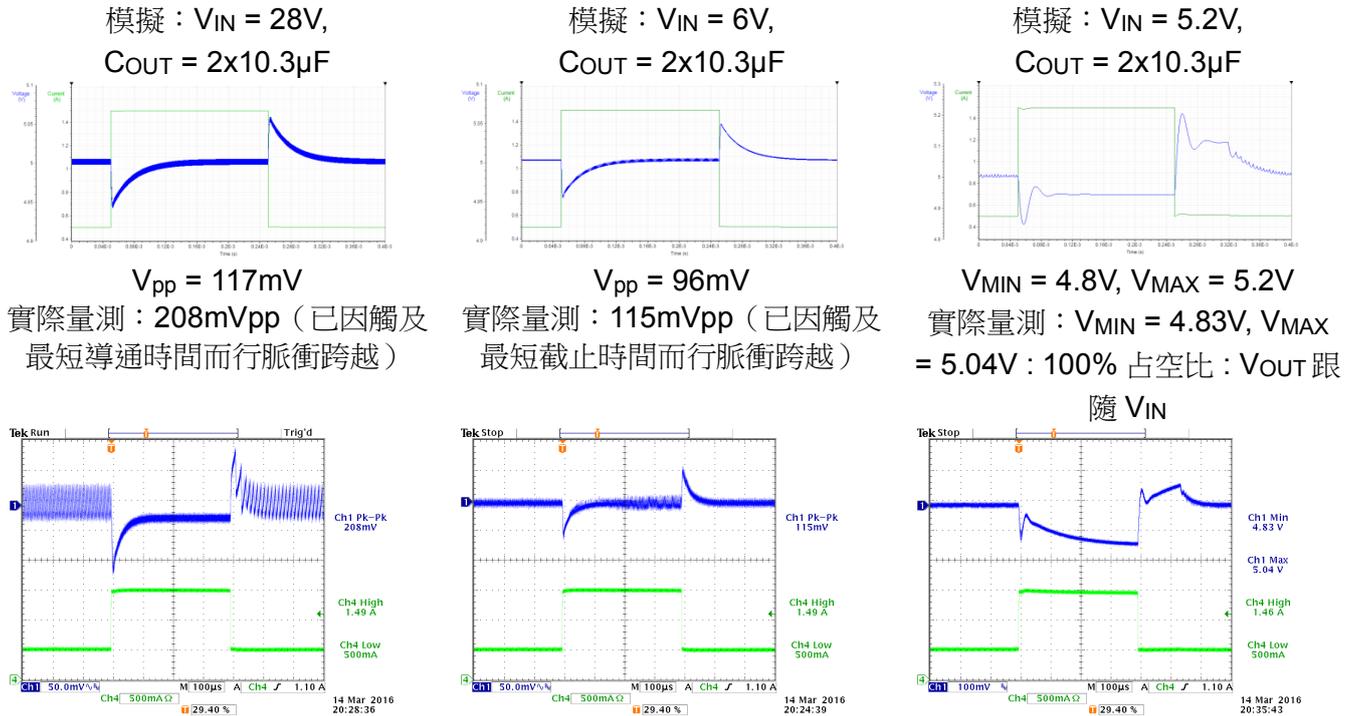


圖 27

在 28V 輸入條件下，轉換器因為觸及最短導通時間而進入脈衝跨越狀態，這導致較高的輸出電壓紋波，這沒有在模擬中呈現出來。同樣的狀況在輸入電壓很低時也會表現出來，這時的轉換器進入 100% 占空比狀態，輸出電壓無法再實現自動調節，它將跟隨 V_{IN} 的變化，其間的差等於電流流過 R_{dSON} 和電感器的直流電阻 DCR 所形成的電壓差。此時發生的任何振盪過程都是電感和電容的諧振造成的，與轉換器的穩定性沒有關係。實際量測到的 100% 占空比情況下的輸出波形與模擬輸出的波形有些不同，因為在模擬中的電源是理想電源，而用於實際量測的電源不是理想的。非理想的電源在遇到負載瞬變時會出現電壓下墜現象，而這種變化會被反映到轉換器的輸出上。

圖 28 展示了輸入電壓 V_{IN} 從 13V 分別降低到 5.4V、5.1V 和 4.7V 時的工作狀態及輸出電壓變化情況，其中的粉色線代表輸入電壓 V_{IN} ，藍色線代表輸出電壓 V_{OUT} ，青色代表開關節點工作波形。

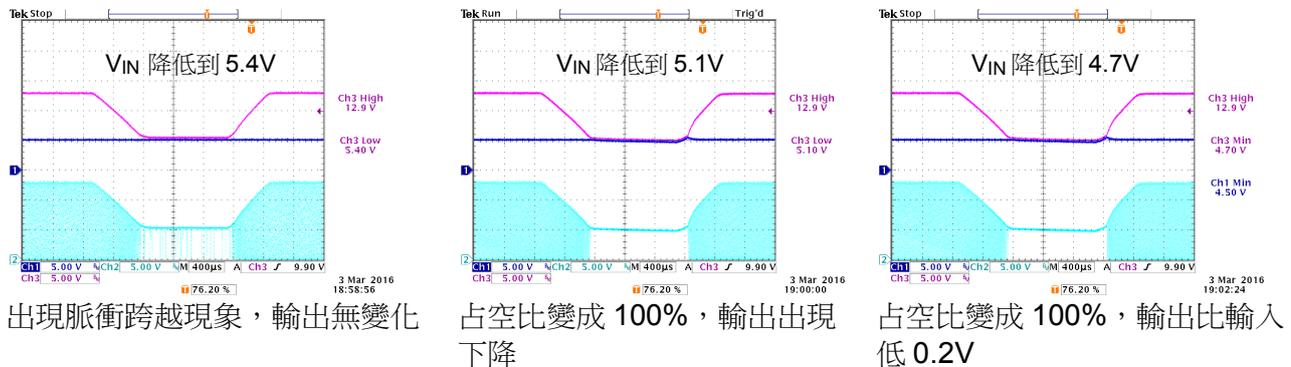


圖 28

轉換器的功率損失、轉換效率和熱設計

轉換器的功率損失包含導通損失（由 IC 內部 MOSFET 的 $R_{DS(on)}$ 和電感的直流電阻導致）和開關切換損失（包含 MOSFET 的柵極驅動功耗、開關狀態變化過程導致的損耗、死區時間造成的損耗、電感鐵芯的損耗和電容 ESR 所造成的損耗）。在我們的案例中，開關切換頻率很高，與開關切換頻率成正比的開關切換損耗就非常顯著。

Richtek Designer™ 在進行效率分析的時候會計算導通損耗和開關切換損耗，可用於對轉換器的總體轉換效率和功率損耗進行快速評估。為了進行效率分析，需要先設定輸入電壓、電感器直流電阻和負載電流的值。參見圖 29。

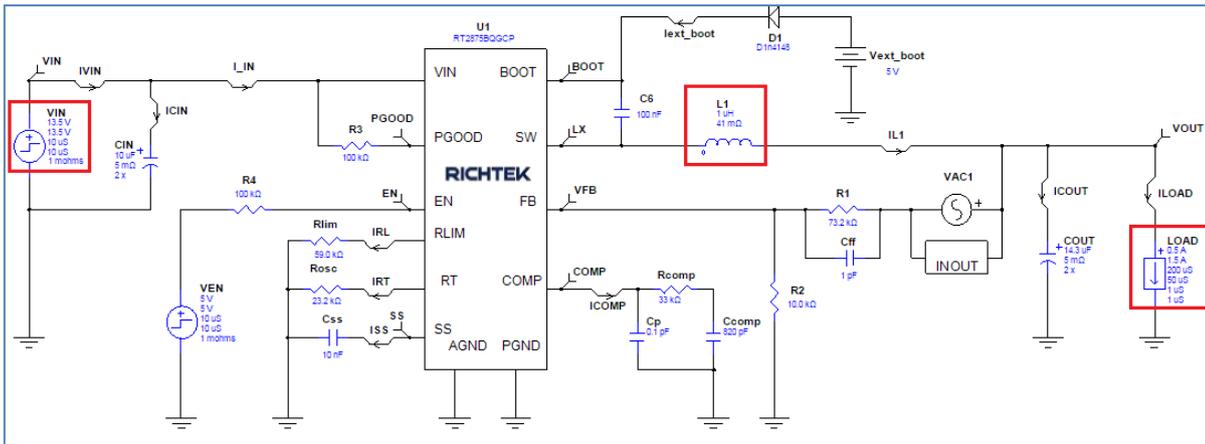


圖 29

運行了效率分析以後，圖 30 所示的圖形可以顯示出來。

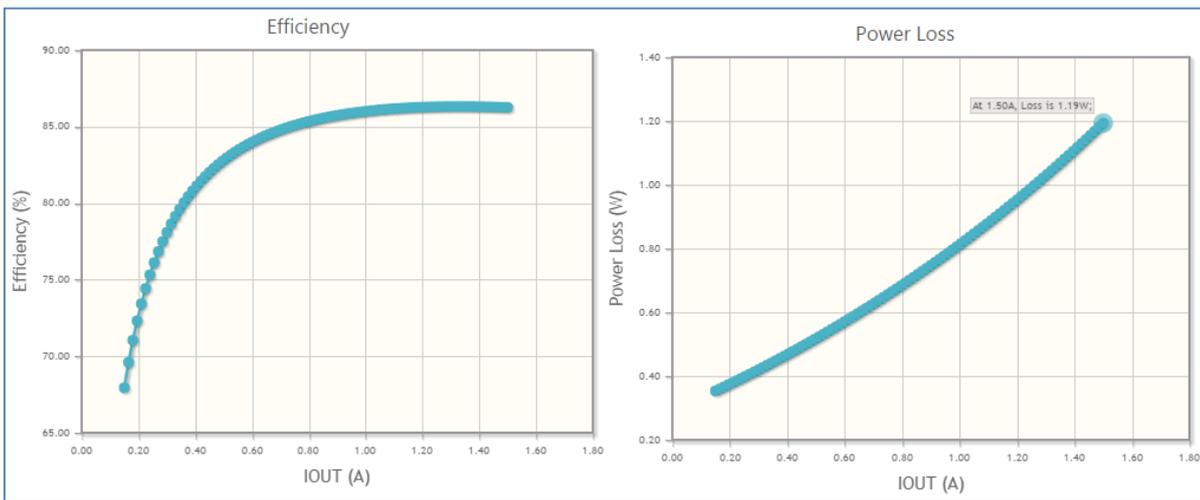


圖 30

在描繪出來的圖形上移動游標，相應位置所對應的效率和功耗的值就會顯示出來：當負載電流為 1.5A 時，轉換器的轉換效率為 86.25%，總的功率損耗為 1.19W。

在使用相同的關鍵元件的板上所測量得到的實際效率和功率損耗如圖 31 所示的曲線所示。

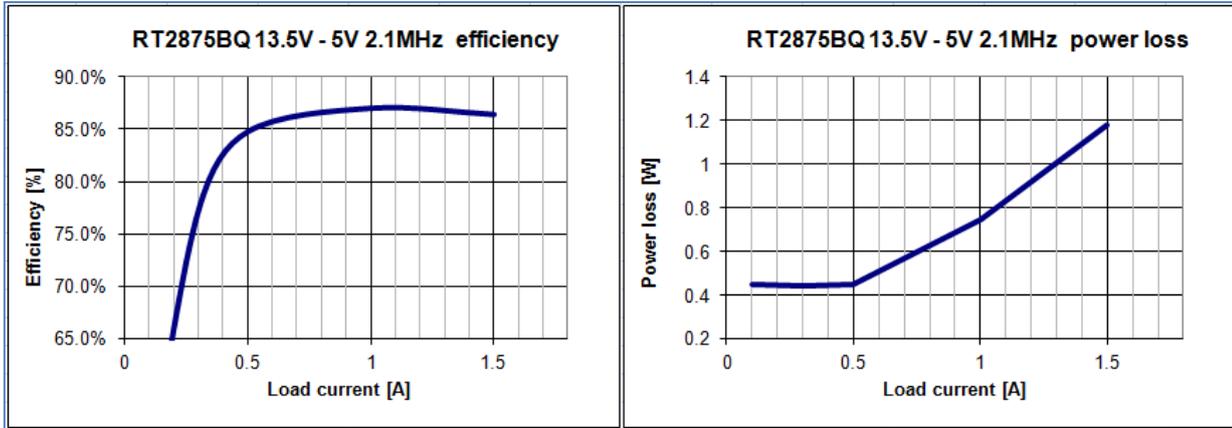


圖 31

在負載電流為 1.5A 時所測量得到的實際效率和功耗分別為 86.4%和 1.18W，十分接近模擬分析的資料。在輕載情況下，模擬與實際量測的誤差會稍微大一些，這是由於高頻工作情況下的開關切換損耗的計算很難做得非常精確。

通過將週邊元件的功耗最小化，我們可以利用 [Richtek Designer™](#)對 IC 的自身功耗進行大致的評估。為了實現這一目的，我們需要如圖 32 所示的那樣將電感的直流電阻設定為 0。

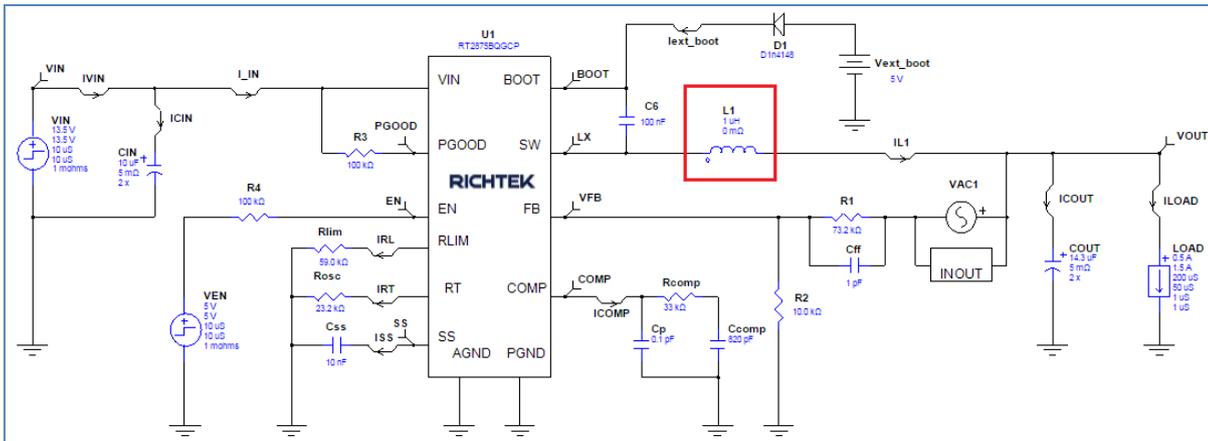


圖 32

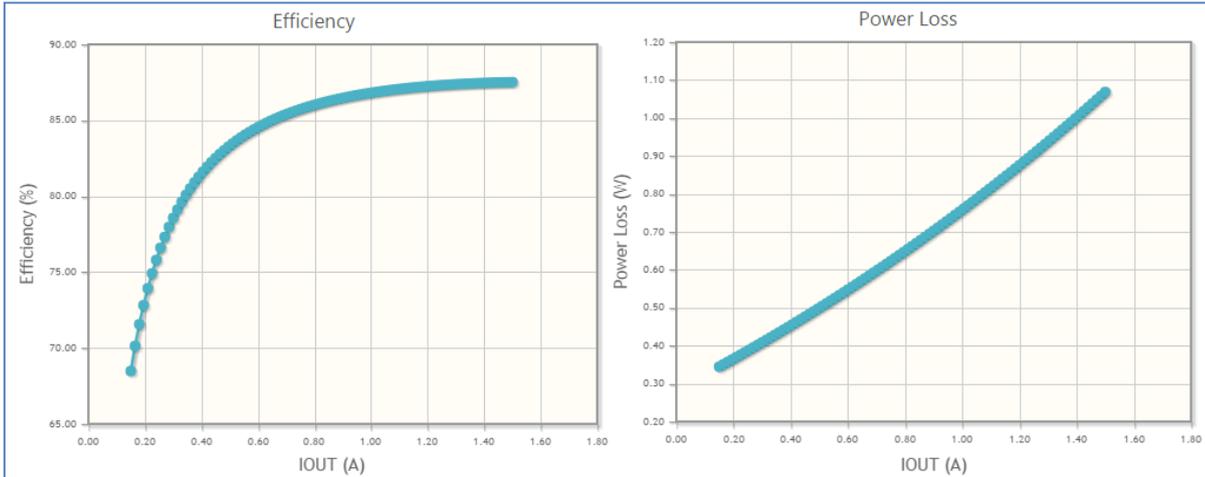


圖 33

在電感直流電阻為零的條件下計算出來的效率為 87.51%（負載電流為 1.5A），功率損耗為 1.07W，這可以被看成是完全由 IC 所消耗的。（實際量測的結果顯示 IC 的功耗是 1.09W。）

根據 RT2875BQ 的產品規格書中的資料，它在符合 JEDEC 51-7 所規定的四層熱測試板上的從其內核結點到外部環境之間的熱阻為 28°C/W，在這樣的測試板上的 IC 的 1.07W 功耗將導致 30°C 的溫升。假如環境溫度為 70°C，IC 內部的內核結點溫度就會上升到 100°C，這一溫度低於推薦的最高結溫 125°C。

需要注意的是開關切換損耗與輸入電壓 V_{IN} 的平方成正比，所以更高的 V_{IN} 將導致更高的功耗。當上面的電路工作在 28V 輸入下時，IC 的功耗將升高到 2.27W（實際量測到的資料是 2.22W），這將導致 IC 的結溫升高 63.6°C。假如環境溫度為 70°C 時，結溫就是 133°C。通常情況下，拋負載所造成的輸入電壓較高狀態所持續的時間都不會太長（< 500ms），而結溫的升高是需要一定的時間的，所以拋負載過程所形成的 28V 輸入並不會造成 IC 過熱。

設計中的電磁相容性考慮

低壓 Buck 轉換器中的電磁輻射主要由開關切換回路中流過的高頻電流引起。在圖 34 所示的 Buck 轉換器的兩個電流主回路中，帶有陰影的 A1 區域是最關鍵的回路，因為其中流過的電流 I_1 中含有不連續的電流脈衝，其變化率 di/dt 很高。由於輻射的強度與回路的面積成正比，保持 A1 區域的面積最小化是非常重要的。回路 A2 也會形成輻射，但其影響通常不及 A1，因為其中的電流環由 $I_1 + I_2$ 形成，是持續的三角波信號，其變化率 di/dt 低於 I_1 的變化率。與此話題相關的內容，請參閱應用筆記《[怎樣消除 Buck 轉換器中的 EMI 問題](#)》。

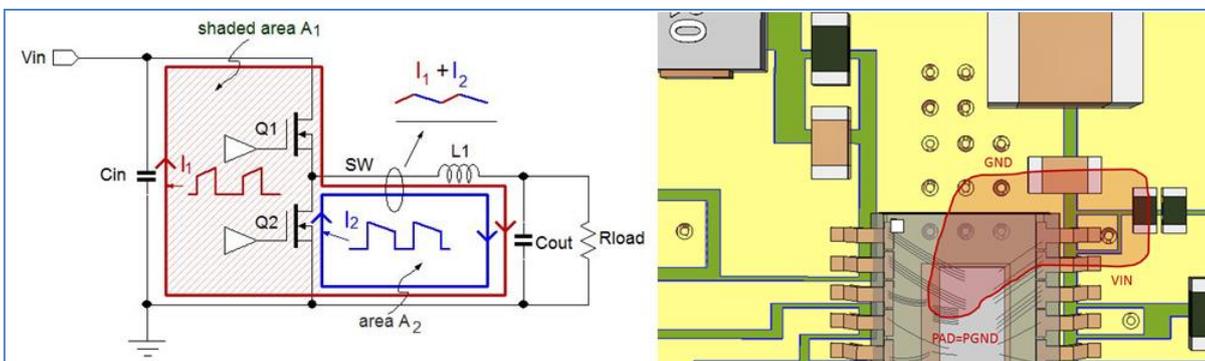


圖 34

為了在 PCB 佈局中將 A1 區域的面積最小化，需要將輸入電容盡可能地靠近 IC 放置，而且要和 IC 的 VIN 和 PGND 盡可能短地連接起來，如圖 34 右側部分所示。由於 IC 內核的 PGND 是和散熱焊盤連接在一起的，IC 底部的地是和 IC 內核的地形成最短路徑的地方。

更多降低 EMI 的方法展示在圖 35 所示的原理圖中：

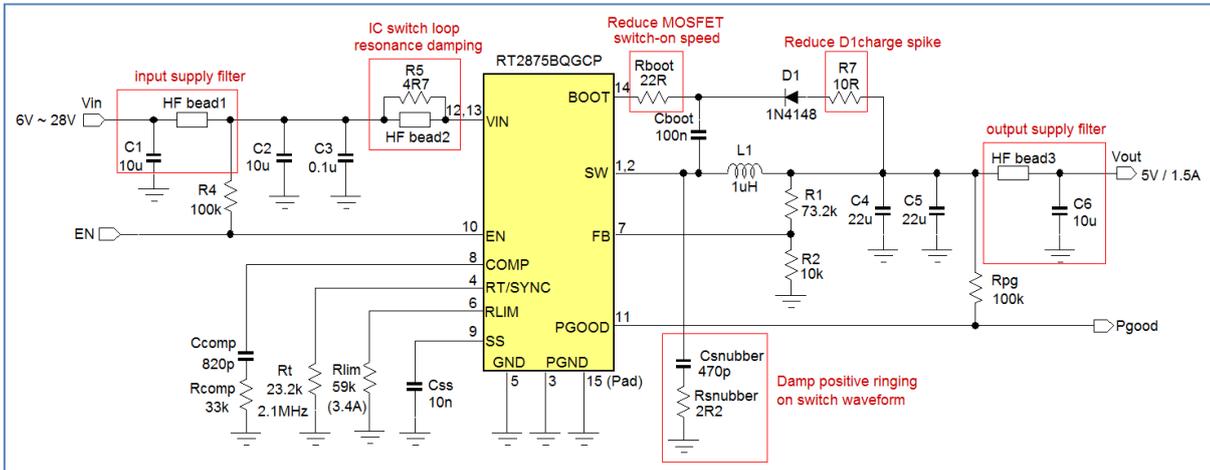
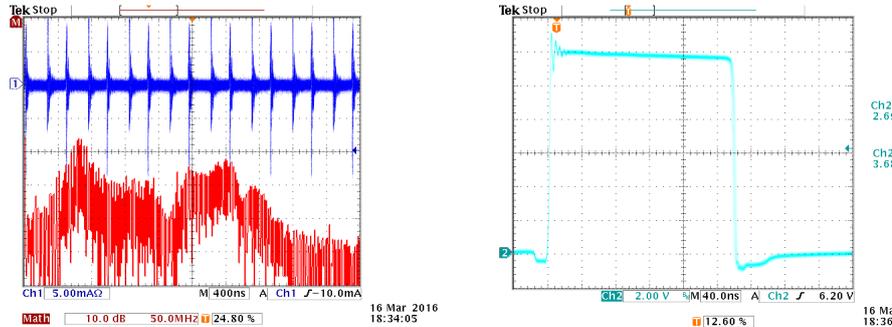


圖 35

1. 高頻磁珠 HF bead1 與 C1 一起形成了一個 LC 濾波器，可對 Buck 轉換器的輸入電流進行平滑處理。
2. R5 和磁珠 HF bead2 形成一個能對 IC 內部的開關切換路徑上的諧振形成抑制的環節。HF bead2 需要很小，一個可選的型號是 Murata 的 [BLM15PG100SN1](#)。由於這個環節的加入，IC 的 VIN 端可能出現電壓的毛刺，這是需要進行檢視的一個地方。如果發現毛刺的幅度太高，R5 就應該被減小。
3. 電阻 Rboot 的加入可以降低上橋開關導通的速度，因而可以增加開關波形的上升時間，但這也同時增加了開關切換的損耗。
4. Rsubber 和 Csubber 形成的平滑電路能抑制開關波形上的正向振鈴過程，但它們的加入也會造成損耗的增加。
5. 加入 R7 可以降低流過 D1 的高頻電流尖峰，但是這個電阻千萬不能太大了，它會降低對 Cboot 的充電電流。
6. HF bead3 和 C6 形成一個輸出端的 LC 濾波器，需要注意的是 HF bead3 的加入會使轉換器的負載調整特性和負載階躍回應特性變差。

圖 36 顯示了不同 EMI 解決方案之下測量到的電源輸入端的共模雜訊和開關切換節點的電壓波形：

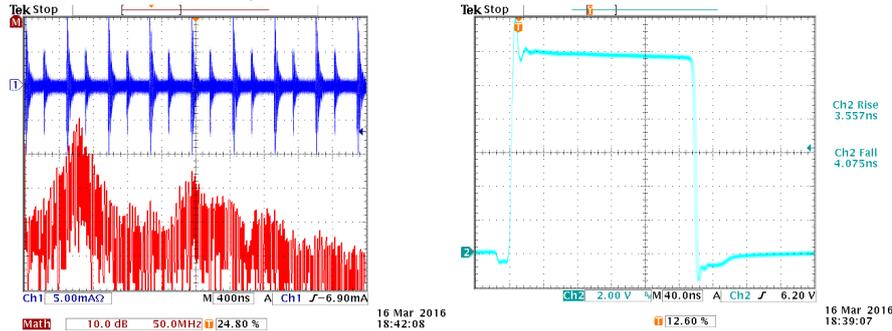
原始配置下的測量結果,尚無 EMI 解決方案加入



在 70MHz 和 250 ~ 300MHz 頻段存在高輻射

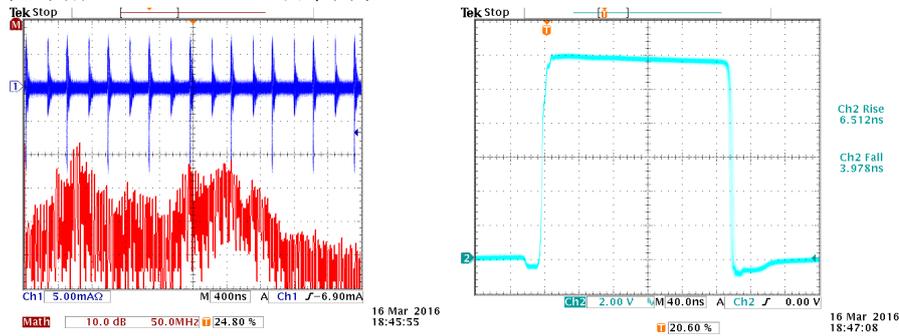
存在 210MHz 的振鈴信號， $T_{R/F} = 2.7/3.7ns$

僅加入 2.2Ω + 470pF RC 平滑電路，效率降低 1%。



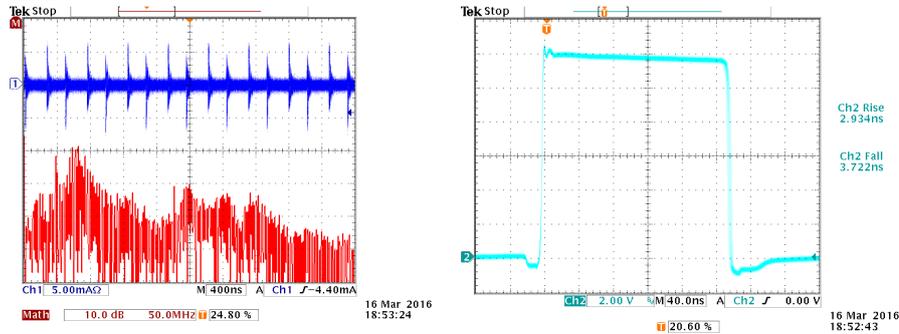
250 ~ 300MHz 頻段的輻射降低 振鈴受到抑制， $T_{R/F} = 3.6/4.1ns$

僅添加 22Ω Rboot，效率降低 0.6%。



70 ~ 200MHz 頻段的輻射降低 振鈴受到明顯抑制， $T_{R/F} = 6.5/4.0ns$

僅在 IC VIN 加入磁珠//4.7Ω，效率無下降



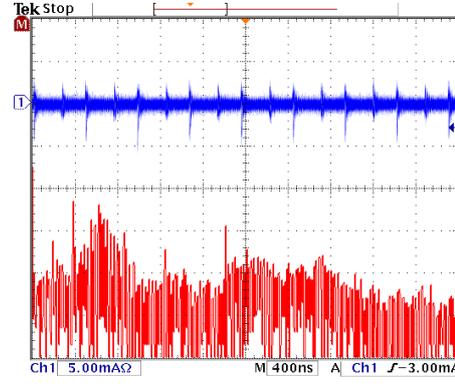
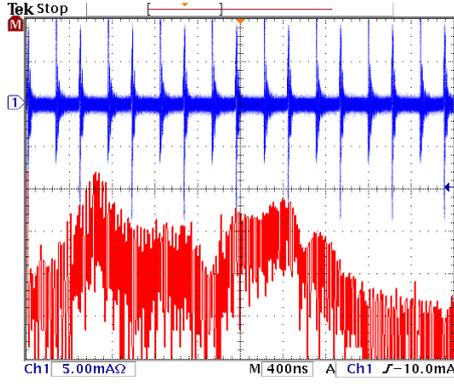
70 ~ 300MHz 頻段的輻射降低 振鈴受到抑制， $T_{R/F} = 2.9/3.7ns$

圖 36

圖 37 左右兩側的圖形比較了多種 EMI 解決措施加入前後的共模電流情況：

措施加入以前

在 IC VIN 端加入磁珠//4.7Ω、加入 22Ω Rboot 和輸入端的磁珠以後



在 70MHz 和 250 ~ 300MHz 頻段存在高輻射

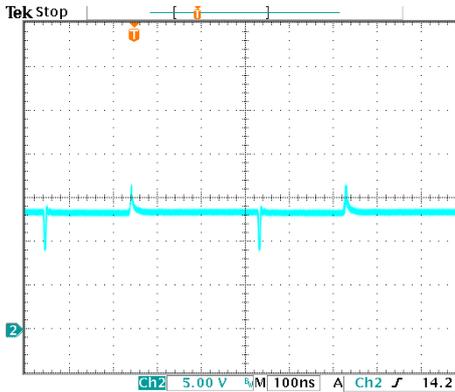
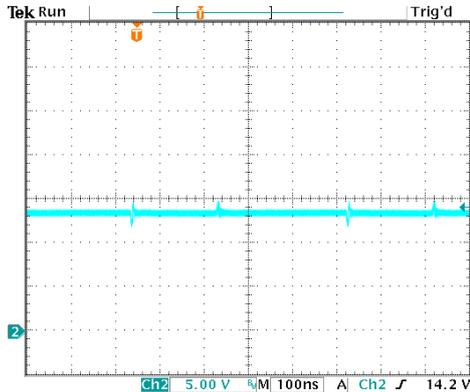
70MHz ~ 300MHz 頻段的輻射降低了 10dB 以上

圖 37

圖 38 顯示了在 IC VIN 端添加 HF bead2 和 R5 前後的電壓波形。由於加入了高頻阻抗，在開關切換瞬間將會形成電壓的下降和突起。假如由此形成的電壓尖峰太大，R5 的值需要減小。

磁珠//4.7Ω 電阻加入以前

磁珠//4.7Ω 電阻加入以後



IC VIN 端存在±1.5V 毛刺

IC VIN 端存在-4.4V/+3.2V 毛刺

圖 38

對 RT2875 驗證板進行輸入端共模電流測試的方法顯示圖 39 中。

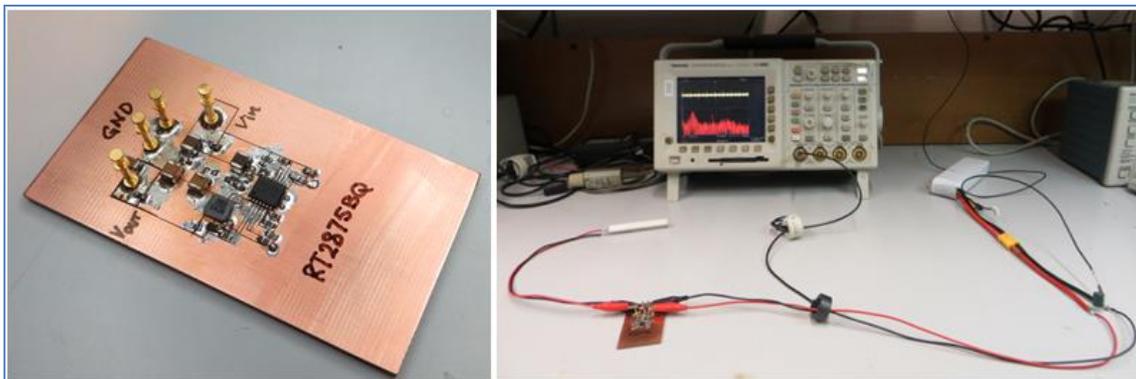


圖 39

7. PCB 佈局樣板

圖 40 顯示了一個 PCB 佈局的樣板。在該佈局中，所有的大電流元件都被放置在 IC 的一側，小信號元件則被放置在 IC 的另一側。中間部位是大電流的信號地，它們與 IC 的散熱焊盤形成低阻抗的連接，這裡也正是 IC 的功率地。這個部分通過大量的導通孔和地線層連接起來，一是起到降低接地阻抗的作用，二是作為熱量的傳遞通道將 IC 消耗形成的熱量傳播出去。IC 底部的地線上沒有開關切換形成的電流流過，因而可以作為小信號元件的接地點來使用。RT2875 的大電流流過的 PGND 和小信號部分的地是通過不同的端子來分開的。

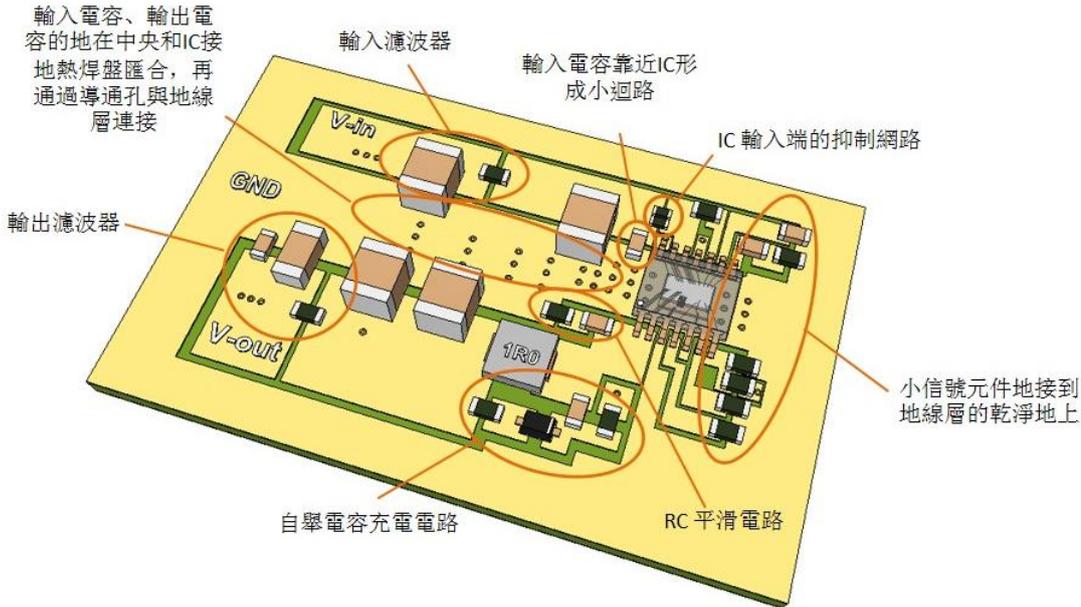


圖 40

8. 其他應用要點提示

使用外部時鐘同步功能

外部時鐘同步功能可以被使用來將開關切換頻率設定在精確的數值上，而且是在運行中改變的，這樣就可以將開關切換頻率調整到遠離收音機敏感頻帶的頻率上。假如需要在某個頻帶內調整頻率，元器件的參數就最好是依據最低工作頻率來做選擇。我們來看一款工作頻率需要在 350kHz ~ 500kHz 間調整的 5V1.5A 轉換器的設計：在 [Richtek Designer™](#) 中，我們將工作頻率設定為 350kHz 讓其自動生成電路，按照最壞情況將輸出電容設定在最小值 10.3μF，負載電流設定在最大值 1.5A，R_{COMP} 的計算值是 9.3k，我們選擇標準值 9.1k，最後生成的電路在圖 41 中。

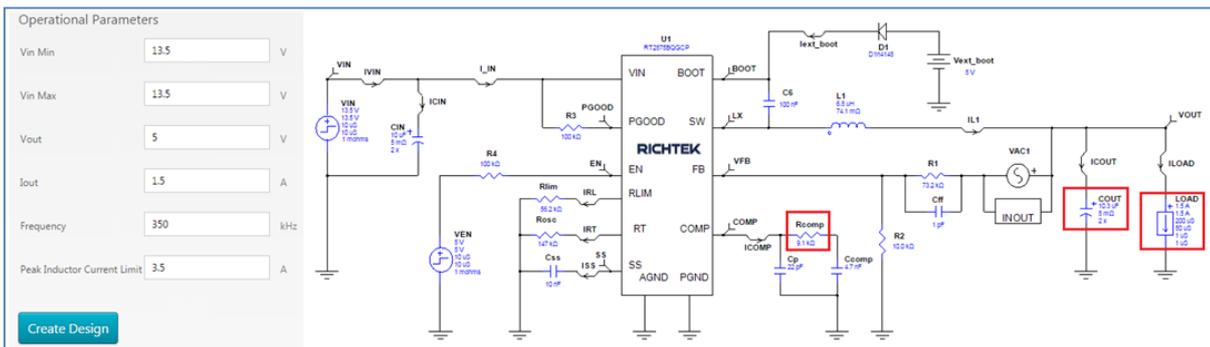


圖 41

在運行交流分析以後，描畫出來的增益-相位曲線顯示出足夠的相位裕量，即使在高於交叉頻率 50% 的地方也是如此。參見圖 42。

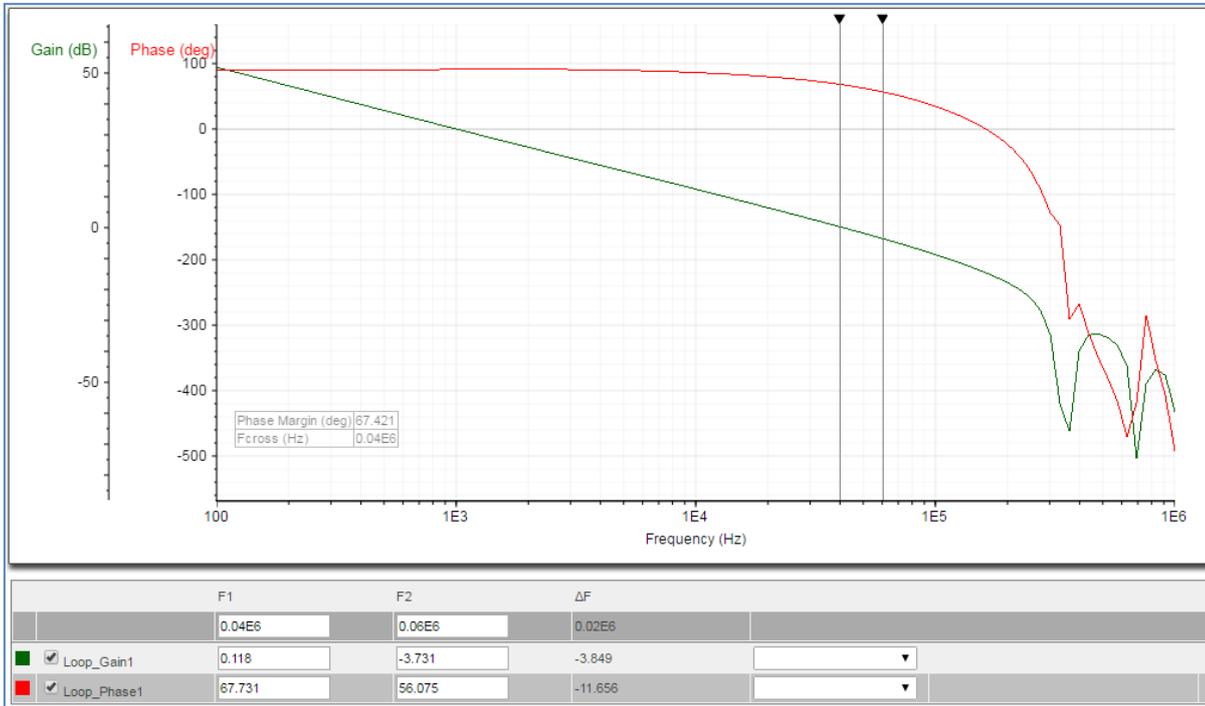


圖 42

為了檢查 500kHz 工作頻率下的穩定性，需要將 R_t 從 147k 調整為 102k 後再運行交流分析。圖 43 的結果顯示出 500kHz 下的相位裕量比 350kHz 下的相位裕量更好一點，這是因為交叉頻率是基於 350kHz 的工作頻率設定的。

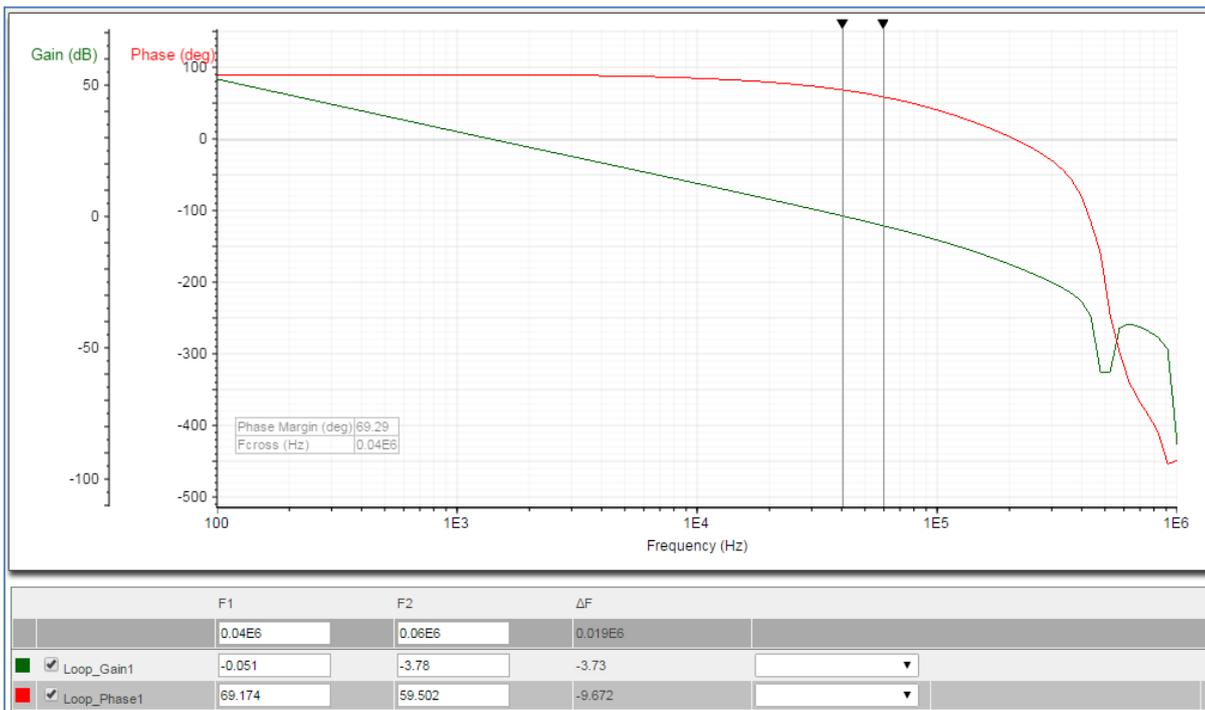


圖 43

從圖 45 的右側圖可見，MCU 的 SYNC 端在開始的時候是處於浮空狀態的，這導致大約 347kHz 的工作頻率（由 $Rt1+Rt2$ 決定）。當 MCU 進行 PWM 運行設定的時候，其 SYNC 端變為低電平（持續大約 24 μ s），RT2875 在此期間以 500kHz 頻率工作。當 350kHz 同步脈衝出現時，RT2875 用了 4 個週期的時間對外部信號進行頻率測量和內部參數進行處理，這時候的轉換器以最高工作頻率工作。此後，轉換器與外部時鐘實現同步運行。如果 SYNC 信號再次進入浮空狀態，類似的轉換過程又會發生，轉換器又會變回到由 $Rt1+Rt2$ 決定工作頻率的狀態。

自舉電容的充電電路

在第 6 章中我們有提到 RT2875 已經在內部包含了自舉電容充電電路，但在類似汽車應用中遇到可能出現高占空比應用的時候最好還是要外加一個充電電路。

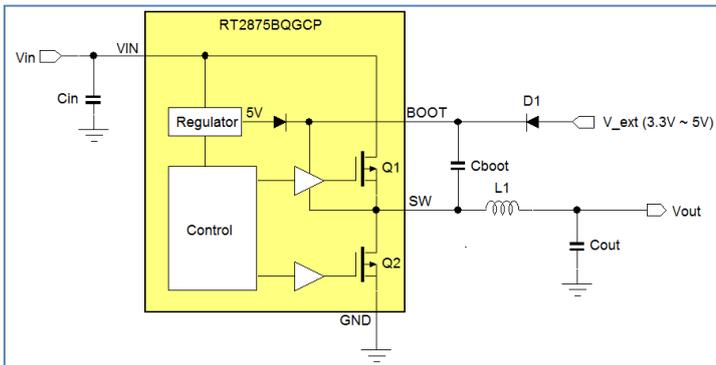


圖 46

如圖 46 所示， C_{BOOT} 會在下橋開關 Q2 導通的時候被充電、在上橋開關 Q1 導通的時候被放電。假如下橋開關導通時間很短，IC 內部的充電電路就可能不能對 C_{BOOT} 進行完全充電。 C_{BOOT} 電壓太低會降低對上橋開關的驅動能力，這會造成上橋開關的損耗增大。太低的 C_{BOOT} 電壓還會導致 C_{BOOT} 欠壓保護被觸發，這將導致強制的下橋導通以實現對 C_{BOOT} 的再充電，而這在正常工作過程中是需要避免的。通過使用外部自舉電容充電電路就可確保 C_{BOOT} 在高占空比應用期間也能得到足夠的充電以確保電路的正常運作。

對於輸出電壓 V_{OUT} 在 3.3V ~ 5V 的應用來說，為自舉電容充電的電源可以從輸出端取得。電路中的 D1 在 V_{OUT} 為 3.3V 時最好選用肖特基二極體，這樣就可以使 C_{BOOT} 可以被充電到 4V 以上，這對驅動上橋開關就足夠了。在這裡需要注意到開關節點電位在轉換器的死區時間裡會暫時低於地電位，這會增加 C_{BOOT} 的充電。

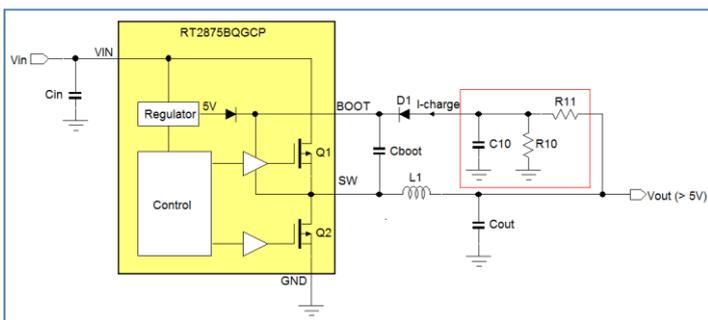


圖 47

假如輸出電壓 V_{OUT} 高於 5V，自舉充電電路的電源可以通過電阻分壓的方式從 V_{OUT} 獲取，其中需要加入一個緩衝電容，參見圖 47。為了計算 R10、R11 和 C10 的值，需要知道充電電流 I_{charge} 的大小，Richtek Designer™ 可以提供這一資訊。

在圖 48 的左側，我們輸入一些參數，這樣就生成了一個工作在 1MHz 的 6V/1.5A 輸出的電源轉換電路。

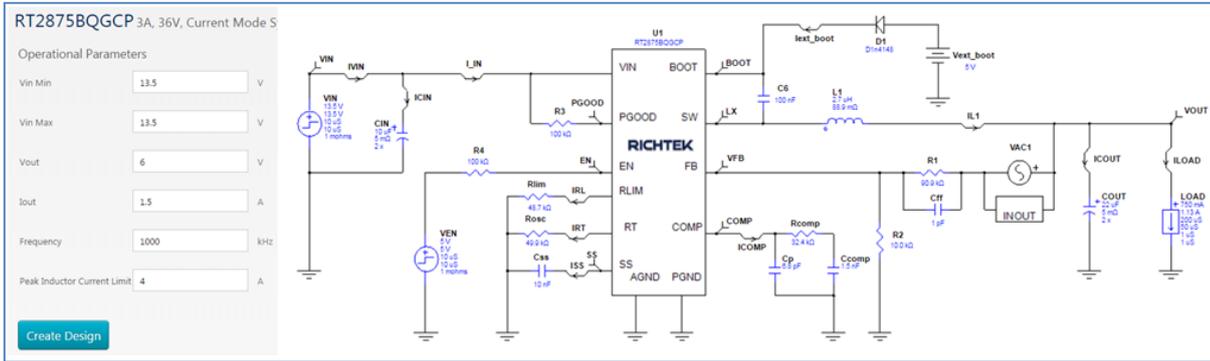


圖 48

在該圖中，外部自舉電容充電電路中含有電流測量元件 `lext_boot`，其測量資料可以作為設計分壓電路的依據。為了得到測量資料，我們選擇進行穩態分析。

在得到穩態分析的結果以後，選擇 **Switching** 頁面，先消除所有波形顯示再選擇顯示 `LX` 和 `lext_boot`，如圖 49 所示。

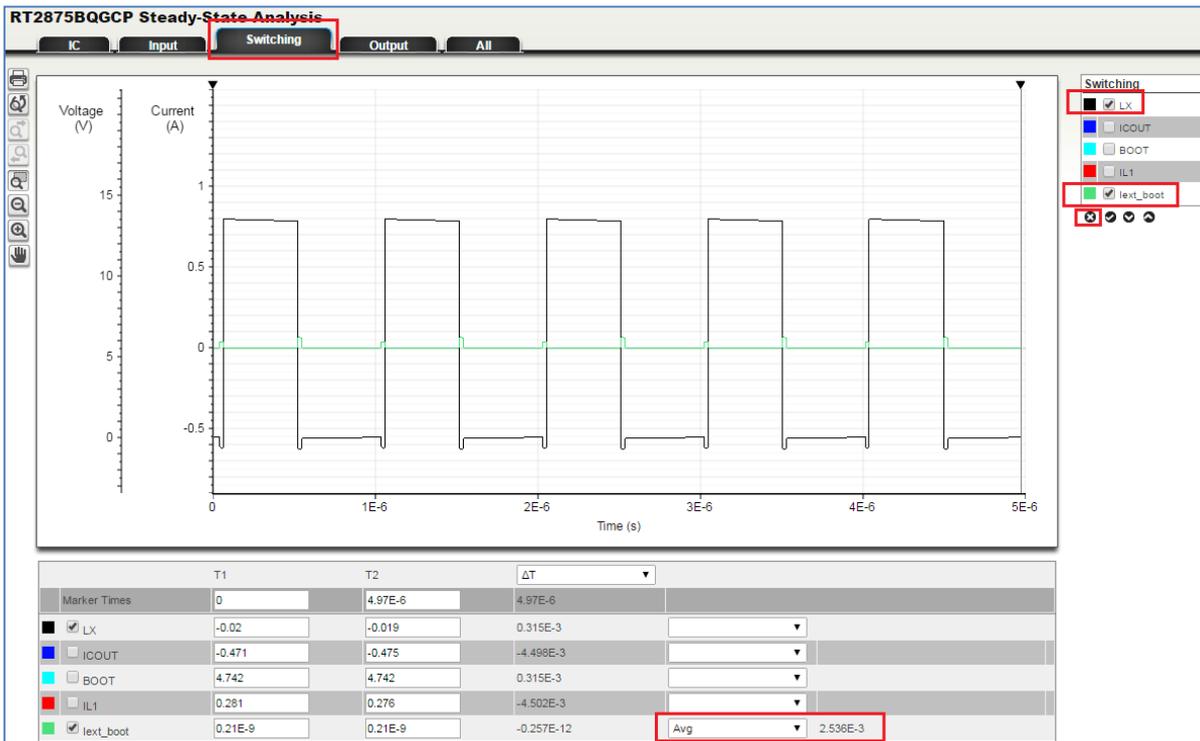


圖 49

現在你能在轉換器的死區時段看到出現在 `lext_boot` 中的電流脈衝，這段時間是開關波形處於負電位元的時候。為了設計電阻網路，我們需要 `lext_boot` 的平均值，在底部的測量功能表中選擇 **Avg** 即可做到這一點，我們看到的平均值大概是 2.5mA。

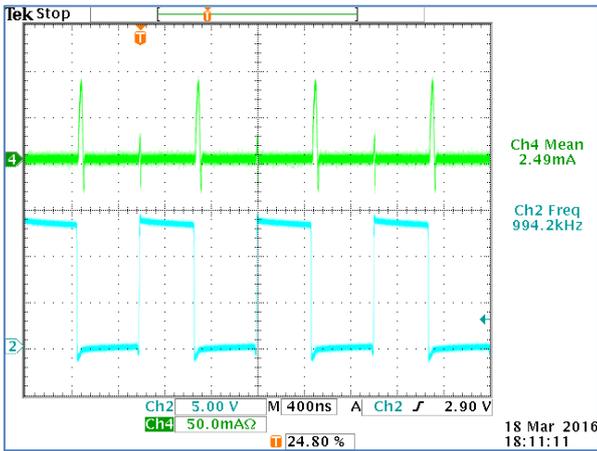


圖 50

圖 50 顯示的是對實際的 `lext_boot` 進行測量的結果，**2.49mA** 的資料很接近模擬分析的結果。我們將 `R11/R10` 的比值設定在無負載的輸出電壓為 **5V** 上，再將 **2.5mA** 充電電流形成的壓差設定為 **0.5V**。

$$\text{第一個條件導致的結果是 } \frac{R10}{R10+R11} \cdot 6V = 5V,$$

$$\text{第二個條件給出的結果是 } \frac{R10 \cdot R11}{R10+R11} \cdot 2.5mA = 0.5V,$$

這樣就得到 `R10 = 1.2kΩ`、`R11 = 240Ω` 的結果。

`C10` 的值應該足夠大以避免充電脈衝造成的電壓下降不要太大，我們按照 `R10//R11 * C10` 比開關切換週期大幾倍的標準來進行，最後得到選擇的結果 `C10 = 22nF`。

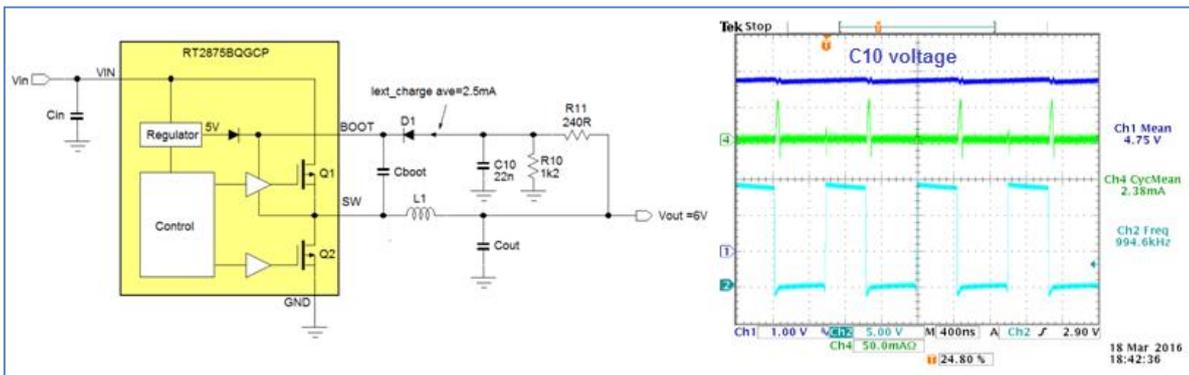


圖 51

最後的電路和測量結果顯示在圖 51 中，`C10` 上的平均電壓為 **4.75V**。在輸出電壓 `VOUT` 更高的應用中，例如 **12V** 的應用，可能選擇 **4.7V** 的穩壓二極體代替 `R10` 是更好的選擇，此時需要選用能給穩壓二極體提供高於平均充電電流的偏置電流的 `R11` 的值即可。

9. 結論

使用 `RTT2875` 來設計滿足汽車環境需求的應用時，需要針對該環境的具體要求將更多的因素納入考慮範圍內：為了確保在所有嚴苛條件下都能正常工作，全溫度範圍內的元件誤差和參數變化都是需要被考慮到的。自動設計模擬工具 `Richtek Designer™` 在設計過程中可以為元件參數的選擇提供很好的指引，還可根據元件參數的變化提供性能的評估。`RT2875` 的豐富特性可以滿足各種汽車應用的需要，可在很寬闊的輸入電壓範圍內和各種工作頻率下表現出很好的性能。

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.