

寬輸入高壓 Buck 轉換器 RT6204 實戰技巧

摘要

RT6204 是可在很寬的輸入、輸出電壓範圍內工作的 Buck 轉換器，其輸入電壓範圍為 5.2V-60V，輸出可在 0.8V-50V 範圍內進行調節，可以輸出 0.5A 電流。在為其選擇週邊元件的時候，輸入電壓範圍和輸出電壓都是必須考慮的因素。本文給出了 4 種不同的轉換器設計，它們的輸出電壓範圍從 1.2V 延展至 24V，每個設計的元件參數計算過程和在全電壓範圍內的實際測量結果都全部列出以供參考。

目錄

1. 概述	2
2. RT6204 通用設計指南	2
3. 案例 1：1.2V 輸出	4
4. 案例 2：5V 輸出	8
5. 案例 3：12V 輸出	12
6. 案例 4：24V 輸出	17
7. 總結	20

1. 概述

RT6204 是易於使用的、輸入輸出電壓範圍都很寬的 Buck 轉換器，可在 5.2V-60V 輸入下輸出 0.8V-50V 可調的電壓，負載能力最高達 0.5A。本文的第 2 章將對 RT6204 在應用中的元器件選擇和設計中的思考重點進行一個鳥瞰，然後在接下來的第 3、4、5 和 6 章中針對特定的輸入、輸出條件介紹設計的方法，這些案例的輸出電壓範圍從 1.2V 擴展到 24V，覆蓋了從 MCU 供電到工業現場供電的各種應用範圍。

2. RT6204 通用設計指南

RT6204 的常規應用電路如圖 1 所示，它是一個電流模式的轉換器，補償電路外置，軟啟動外部可調，集成了上橋 MOSFET 開關和下橋同步整流開關，輸出電壓可通過簡單的電阻分壓器進行設定。由於使用外置的補償電路，電流模式控制架構的 RT6204 在應用中的特性可以進行非常靈活的調節，可以適應各種輸出電容類型，低 ESR 的陶瓷電容和鋁電解電容都可以被拿來使用，給予設計者的自由非常大，他們可以根據自己的喜好選擇最具有成本效益的器件去滿足應用的需要。

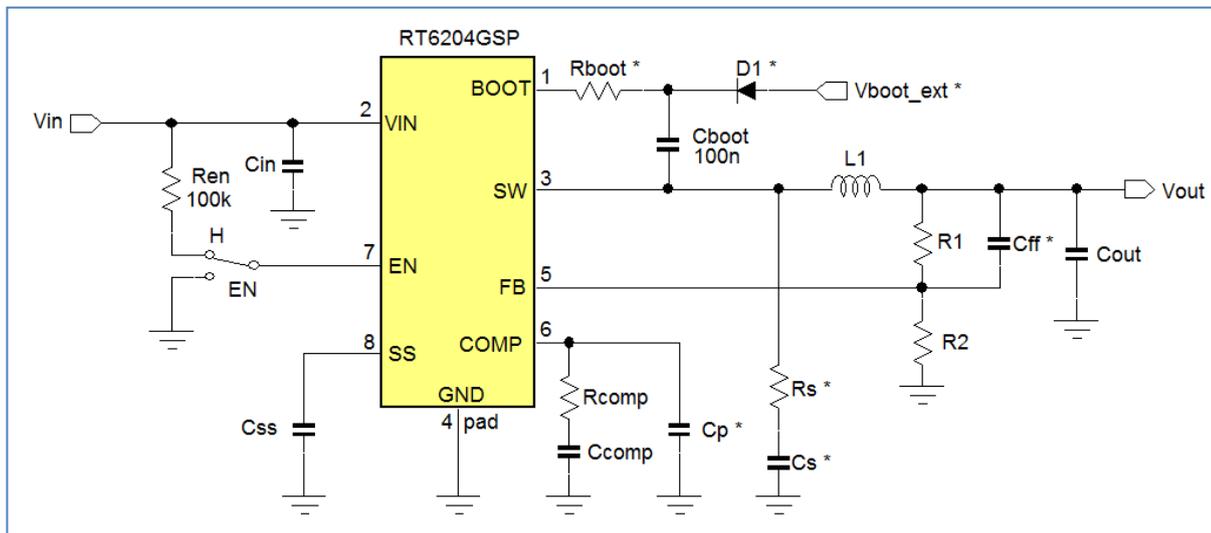


圖 1

下面的規則可被利用來計算電路中的各種元件參數：

- 輸入、輸出電壓的計算和考慮：

RT6204 的輸出電壓可通過 R1 和 R2 在 0.8V-50V 之間進行調整：

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

回饋網路的阻抗不是很重要，但最好不要取太高的阻值，那樣會使轉換器比較容易受到雜訊的影響。一般的建議是把 R2 的值設定在 10kΩ - 30kΩ 之間。

RT6204 的最短導通時間為 90ns，它在連續導通模式 (CCM) 下的最小占空比為 $90\text{ns} \cdot 350\text{kHz} = 3.15\%$ ，當轉換器運行到觸及最短導通時間的時候會對輸出紋波和過流保護的表現造成影響，相關的解釋請看第 3 章。

如果 RT6204 運行至占空比高於 65% 的狀況時，通過 D1 施加的外部自舉電源就應該被加上，這個外部電源的電壓建議處於 3.3V-3.8V 之間。如果其電壓低於 3.5V，二極體的類型就最好是肖特基的。

- 電感 L1 的值的取得有兩個方面的因素需要考慮：電感電流紋波和斜率補償。

對於占空比低於 50% 的應用，電感量的計算需要使電感電流紋波低於 IC 的 0.5A 額定電流負載能力的 30%，即 $\Delta I_L = 150\text{mA}$ ，其計算公式為 $L = \frac{V_{OUT}}{F_{SW} \cdot \Delta I_L} \cdot \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right)$ 。

- 在占空比會高於 50% 的應用中，電感電流的下降速度 di/dt 就需要和轉換器的內部斜率補償相適應，這樣就要求 L1 要滿足這個公式： $L1 > \frac{V_{OUT}}{0.06} \mu\text{H}$ 。

- 在輸出電容的選擇上有多個考慮點：

a. CCM 模式下的輸出電壓紋波

CCM 模式下的輸出電壓紋波計算公式為 $V_{\text{RIPPLE_CCM}} = \Delta I_{\text{L_CCM}} \left(\text{ESR} + \frac{1}{8 \cdot C_{\text{OUT}} \cdot F_{\text{SW}}} \right)$ ，此時的電感電流紋波的計算

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

假如輸出電壓很低，輸出電容為陶瓷電容，CCM 模式下的輸出電壓紋波會很小。

b. PSM 模式下的輸出電壓紋波

PSM 模式下的輸出電壓紋波的大小取決於該模式下的電流峰值的大小和負載電流的大小，最壞的情況發生在負載為零時，其值在此時為 $V_{\text{RIPPLE_PSM}} = \Delta I_{\text{L_PSM}} \cdot \text{ESR} + \frac{L}{2 \cdot C_{\text{OUT}}} \Delta I_{\text{L}}^2 \left(\frac{V_{\text{IN}}}{V_{\text{OUT}} (V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}})} \right)。$

RT6204 把 PSM 模式下的電感電流峰值設定在大約 150mA 上，但它還同時存在大約 80ns 的動作滯後，所以在 V_{IN} 很高、 V_{OUT} 很低時電流的實際峰值會增加。實際上，PSM 模式下的輸出電壓紋波總是大大於 CCM 模式下的紋波。

c. 負載瞬變期間的電壓波動

CCM 模式下負載瞬變期間的輸出電壓波動的幅度取決於負載跳變的幅度、控制回路的回應速度和輸出電壓的大小，下面的公式可對負載跳變期間的輸出電壓下沉幅度進行預估：

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

其中， ΔI_{STEP} 是負載跳變的幅度， F_{BW} 是轉換器的頻寬。假如負載跳變是從 PSM 模式開始並將轉換器引入 CCM 模式，輸出電壓的下沉幅度會更大。轉換器的頻寬通常設定為開關工作頻率的 1/10 左右，如果使用了電解電容作為輸出電容，其 ESR 隨溫度的變化範圍會很大，這時就需要更低的轉換器頻寬設定，以便轉換器的工作可以在整個工作溫度範圍內都能保持穩定。轉換器的頻寬可以通過補償電阻 R_{COMP} 進行設定。

- 輸入電容

輸入電容對轉換器的開關過程形成的高頻電流的幅度具有決定性的作用，它需要具有足夠好的濾波效果將出現在輸入端的高頻紋波最小化，這個角色通常由陶瓷電容來擔當，它被放置在緊靠轉換器的 V_{IN} 和 GND 端子的地方。在高輸入電壓的情形下，陶瓷電容的容量會有明顯的下降，這是需要在計算輸入電壓紋波時就要考慮到的。輸入電壓紋波的峰峰值可以用下式進行評估：

$$\Delta V_{\text{IN}} = \frac{I_{\text{OUTmax}} \cdot V_{\text{OUT}}}{C_{\text{IN}} \cdot F_{\text{SW}} \cdot V_{\text{IN}}} \left(1 - \frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}}} \right)，\text{ 其中的 } C_{\text{IN}} \text{ 是輸入電容在相應輸入電壓下的有效值。}$$

通常情況下，輸入電容的容量至少應有 1 μF ，額定耐壓能力為 100V，這可能需要使用 0805 或 1206 的封裝。選擇輸入電容要考慮的另一個資料是流過它的紋波電流有效值：

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

此有效值的最大值出現在輸出電壓 V_{OUT} 為輸入電壓 V_{IN} 的 50% 時。

RT6204 的最大負載電流為 0.5A，輸入電容上的紋波電流的有效值最大為 0.25A，這個值對 0805 或 1206 封裝的陶瓷電容來說都算不上什麼問題，因為它對此並不敏感。

假如轉換器被使用在需要進行熱插拔的應用中，那就建議給陶瓷電容並聯上一隻小型的電解電容。

- 補償元件參數的計算

RT6204 的補償可以使用標準的電流模式 II 型補償電路，下面的公式可以用於相關參數的計算。

補償電路的增益可以用 R_{COMP} 進行設定，其值需要提供適當的轉換器交叉頻率 (F_{C} ，大約為 $0.1 \cdot F_{\text{SW}}$) 和足夠的相位裕量： $R_{\text{COMP}} = \frac{2\pi \cdot C_{\text{O}} \cdot 0.1 F_{\text{SW}} \cdot V_{\text{OUT}}}{C_{\text{MEA}} \cdot G_{\text{CS}} \cdot V_{\text{REF}}}$ 。

假如輸出電容是電解類型的，那就需要低一些的頻寬，這個部分見第 5 章的討論。

對補償電容 C_{COMP} 的值的選取需要將補償零點 $f_z = \frac{1}{2\pi \cdot C_{\text{COMP}} \cdot R_{\text{COMP}}}$ 放置在比轉換器的負載極點

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

C_{P} 的值的選擇應將高頻極點放在輸出電容的 ESR 導致的零點上，所以 $C_{\text{P}} = \frac{C_{\text{OUT}} \cdot \text{RESR}}{R_{\text{COMP}}}$ 。

當輸出電容為陶瓷電容時，由其 ESR 決定的零點將處於極高的頻率上，遠遠高於轉換器的工作頻率。所以，對於採用陶瓷輸出電容的低輸出電壓應用來說， C_{P} 可以被省略掉。

前饋電容 C_{ff} 通常並不需要，它的作用是改善控制回路的回應特性。有些時候一個小的 C_{ff} 電容可以被用來改善 PSM 模式的工作狀況，通過對出現在 FB 端子上的額外紋波的抑制達到減少雙脈衝現象的效果，這可以通過在具體的案例中進行有針對性的調整來實現。

- 從 EN 端子變成高電平到 V_{OUT} 達到其設定電壓的時間可以通過軟起動電容 C_{SS} 的設定以確定軟起動時間 t_{SS} 來實現，其計算方法是 $t_{SS} = \frac{(C_{SS} \cdot 1.1V)}{I_{SS}}$ ，其中的 C_{SS} 是軟起動電容的值， I_{SS} 是軟起動電流（典型值為 $6\mu A$ ）。 V_{OUT} 從 V_{SS} 上升到 $0.3V$ 時開始隨其上升而上升， V_{SS} 的終點是 $1.1V$ 。
 V_{OUT} 的上升時間可以這樣計算： $t_r = \frac{(C_{SS} \cdot 0.8V)}{I_{SS}}$ 。
高輸出電壓的應用和/或輸出電容很大的場合應當使用足夠長的軟起動時間，這樣可以避免較高的衝擊電流的出現。
- 通過將 EN 端設為高電平可以使能 RT6204，判斷其為高電平的典型電壓值是 $1.25V$ 。EN 端子有 $1\mu A$ 的拉電流。為了在 V_{IN} 加入時自動啟動，可用一隻 $100k$ 的上拉電阻將 EN 端和 V_{IN} 連接起來。EN 端可以承受 $60V$ 的電壓。

3. 案例 1：1.2V 輸出

案例 1 的目標是設計一款在寬輸入電壓範圍內工作的 $1.2V$ 輸出的轉換器。

- 最高輸入電壓：基於最短導通時間和 $1.2V$ 輸出電壓可以推導出的最高輸入電壓是 $1.2V/3.15\% = 38V$ 。在此 $1.2V$ 的案例中，我們將探討最短導通時間是如何影響輸出紋波和過流保護特性的。
- 回饋網路：利用公式 $V_{OUT} = V_{REF} \left(1 + \frac{R1}{R2}\right)$ 可以進行 $R1$ 和 $R2$ 的選擇。在此案例中，選擇 $R1=7.5k$ 、 $R2=15k$ 可以得到 $1.2V$ 輸出。
- 電感量：對於 $1.2V$ 的應用來說，占空比絕對不會達到 50% ，所以斜率補償不會成為這個案例中需要考慮的問題，電感量的計算可以單純地用紋波電流作為計算依據。
在 $V_{IN} = 38V$ 、紋波電流為 $0.3 \cdot 0.5A = 0.15A$ 的條件下，利用公式 $L = \frac{V_{OUT}}{F_{SW} \cdot \Delta I_L} \cdot \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right)$ 可得 $L = 22.1\mu H$ 。
在最大負載為 $0.5A$ 時，電感電流峰值為 $(1+0.15) \cdot 0.5A = 0.575A$ 。通常情況下，電感的飽和電流參數應當比最高電流峰值至少大 10% 。所以，電感的 I_{sat} 指標應當大於 $0.63A$ 。為此，我們選擇的電感樣本是 Taiyo-Yuden 的 NR6020T $22\mu H$ ，它具有 $1A$ 的 I_{sat} 參數。
- 為了選擇輸出電容，我們使用 PSM 模式下的紋波作為選擇的依據。
首先對 PSM 模式下的電流峰值進行評估：在 $V_{IN} = 38V$ 、 $V_{OUT} = 1.2V$ 、 $L = 22\mu H$ 的條件下，電感電流的上升斜率為 $(38V-1.2V)/22\mu H = 1.67A/\mu s$ ， $80ns$ 的延時會帶來 $0.133A$ 的電流增量。所以，PSM 模式下的電流峰值大約為 $280mA$ 。因為輸出為 $1.2V$ ，我們使用低 ESR 的陶瓷電容作為輸出電容，這種電容的 ESR 幾乎可以被忽略，所以輸出電壓的紋波計算公式就可以被簡化為 $V_{RIPPLE_PSM} = \frac{L}{2 \cdot C_{OUT}} \Delta I_{L_PSM}^2 \left(\frac{V_{IN}}{V_{OUT}(V_{IN}-V_{OUT})}\right)$ 。

以 $50mV_{pp}$ 作為最壞情況下的 PSM 紋波目標，電容的值需為 $15.7\mu F$ 。在此案例裡，我們選擇 Murata 的兩隻 $10\mu F/16V$ 0805 X5R MLCC 作為輸出電容，其型號為 GRM21BR61C106KE，這種電容在 $1.2V$ 直流偏置下的容量下降幅度非常低，完全可以被忽略，但其額定容量是在 $0.5V_{rms}$ 交流電壓下測量得到的，如果交流電壓降低，其容量還會降低，它在這種低輸出電壓紋波的應用中的電容量將會有大約 27% 的下降（欲瞭解更多的 MLCC 電容屬性，請參閱此網址：<http://ds.murata.com/software/sim surfing/en-us/>）。我們最後得到的輸出電容總量是大約 $15\mu F$ ，它將被用於後續的計算中。

對 PSM 模式下的輸出電壓紋波的測量結果顯示在圖 2 中，電路的參數條件為 $L1 = 22\mu\text{H}$ 、 $C_{\text{OUT_eff}} = 15\mu\text{F}$ 。

$V_{\text{IN}} = 38\text{V}$, $V_{\text{OUT}} = 1.2\text{V}$, 負載電流為 1mA

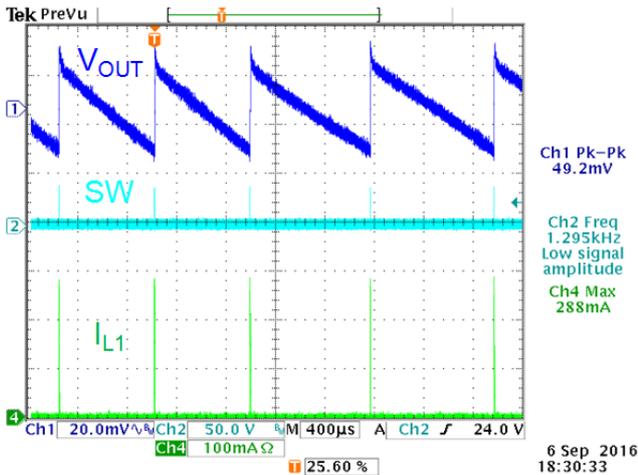
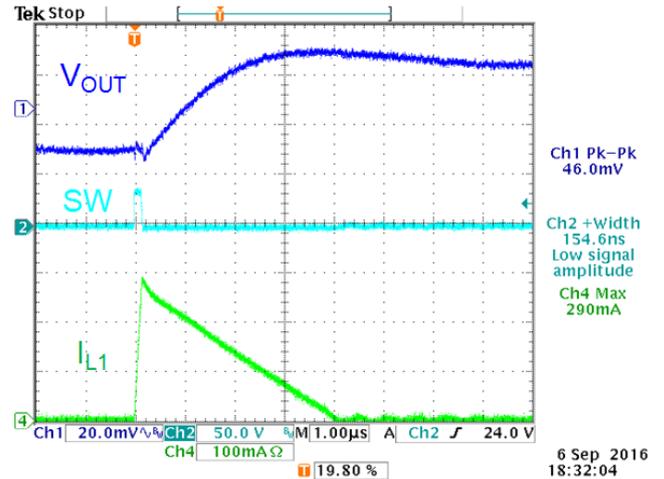


圖 2

15 μF 電容帶來的 PSM 紋波為 46mVpp



高輸入電壓下的最小導通時間的效應顯示在圖 3 中，其工作條件為 $V_{\text{OUT}} = 1.2\text{V}$ 、負載電流 0.28A 。

$V_{\text{IN}} = 38\text{V}$ ：剛好是純 PWM 模式，沒有脈衝跳躍。

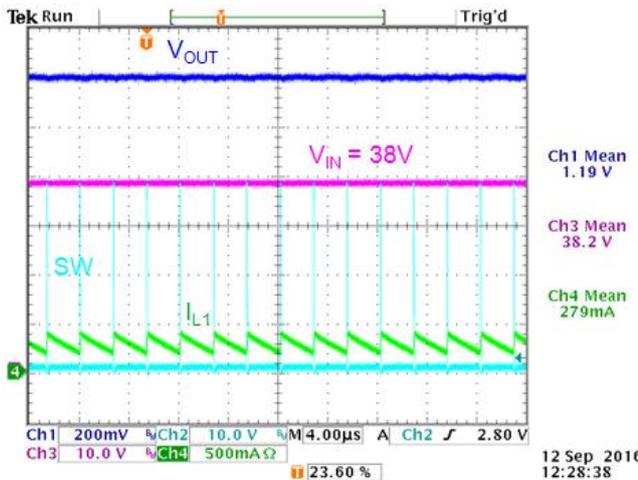
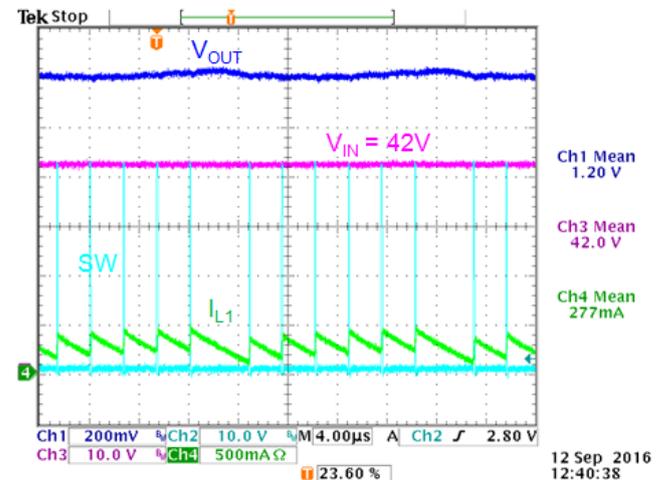


圖 3

$V_{\text{IN}} = 42\text{V}$ ：觸及最短導通時間限制，出現脈衝跳躍。



當高輸入、低輸出的應用中觸及最短導通時間限制時，轉換器開始脈衝跳躍以維持輸出電壓的穩定，這種跳躍將導致輸出紋波增大的結果。

- 在輸入電容的選擇中，容許的最大輸入紋波需求必須被考慮到，它們還必須具有足夠的電壓耐受等級。對於 40V 輸入的應用，要求輸入電容具有至少 60V 的電壓耐受能力是必要的，這就常常意味著要選用額定耐壓為 100V 的陶瓷電容。

根據公式 $\Delta V_{\text{IN}} = \frac{I_{\text{OUTmax}} \cdot V_{\text{OUT}}}{C_{\text{IN}} \cdot f_{\text{SW}} \cdot V_{\text{IN}}} \left(1 - \frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}}}\right)$ 和 0.5A 的負載電流、 38V 輸入、 1.2V 輸出及 $1\mu\text{F}$ 的輸入電容等資料，輸入電壓的紋波大約為 44mV ，需要注意的是此資料中不包含由於電容的 ESL 和銅箔的 ESL 所導致的高頻振鈴信號的資訊。

在此案例中，我們使用一隻小型的 $100\text{nF}/100\text{V}$ 0603 X7R 電容 (Murata GRM188R72A104KA35) 與一隻 $2.2\mu\text{F}/100\text{V}$ 1206 X7R 電容 (Murata GRM31CR72A225KA73) 並聯作為輸入電容，它們在 38V 直流電壓下的等效電容約為 $1.1\mu\text{F}$ 。

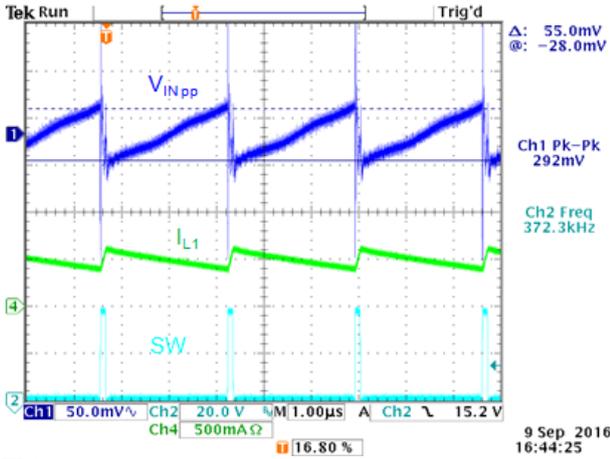


圖 4

圖 4 顯示的是測量出來的輸入電壓紋波，測量條件是 38V 輸入、0.5A 輸出。

紋波電壓看起來是鋸齒波的樣子，幅度為 55mVpp，其中含有明顯的高頻雜訊成分，它們是由伴生的 ESL 造成的。為了避免這些高頻雜訊進入電源輸入線路，最好是增加由高頻磁珠和外加的電容構成的濾波器把它們濾除掉。

在此案例中的輸入電容紋波電流的最壞狀況發生在輸入電壓最低的地方（5.2V），其值大概為 0.2A，這對所選的輸入電容來說不是個問題。

• 補償元件參數的計算

關於補償元件參數的計算，我們將使用第 2 章給出來的公式，計算中使用的輸出電容資料採用有效值 $C_{OUT_eff} = 15\mu F$ 。

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

轉換器的負載極點位於 $f_{P_LOAD} = \frac{1}{2\pi C_{OUT} \cdot R_{LOAD}}$ ，其值為 4.4kHz，所以有 $C_{COMP} = \frac{1}{2\pi \cdot 4.4kHz \cdot R_{COMP}} = 6.4nF$ ，我們取值 $C_{COMP} = 6.8nF$ 。

所有陶瓷輸出電容合成起來的 ESR = 2.5mΩ，由其形成的 ESR 零點位於 4.2MHz， C_P 可以省略不用。轉換器的穩定性可以通過施加快速跳變的階躍負載來進行檢測，其結果見圖 5。

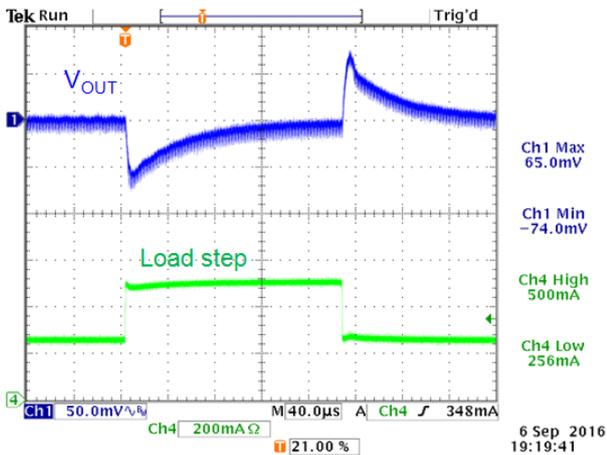


圖 5

24V 輸入下的轉換器在面對快速階躍負載時的表現是穩定的，沒有振鈴過程出現。由 250mA 快速負載階躍導致的電壓下墜幅度為 74mV。

- 軟啟動電容 C_{SS} 可以設定從 EN 變為高電平到 V_{OUT} 到達其設定電壓的時間 T_{SS} ，其計算公式為 $t_{SS} = \frac{C_{SS} \cdot 1.1V}{I_{SS}}$ ，其中的 I_{SS} 為軟啟動電流，典型值為 $6\mu A$ 。
對於 $1.2V$ 的輸出和相對較小的輸出電容，衝擊電流不會太大。設 $C_{SS} = 10nF$ 即可給出 $1.83ms$ 的軟啟動時間， V_{OUT} 的上升時間為 $1.3ms$ 。

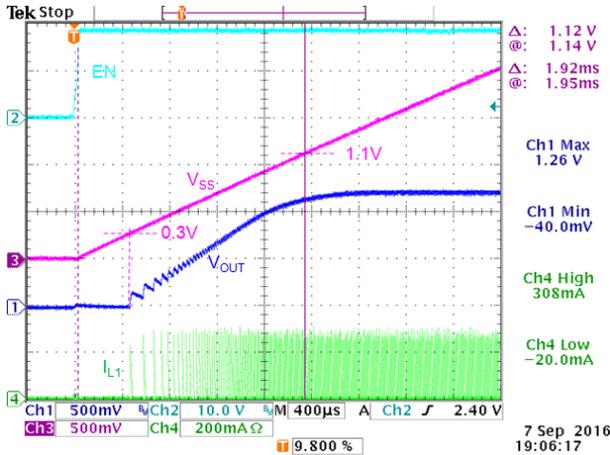


圖 6

圖 6 顯示了軟啟動的表現狀況：當 EN 變成高電平以後，軟啟動電壓開始上升，轉換器在軟啟動電壓上升到 $0.3V$ 時開始開關切換過程使 V_{OUT} 上升，開關切換的頻率會隨著 V_{OUT} 的上升而增加。當軟啟動電壓上升至 $1.1V$ 時，轉換器的輸出電壓也到達其額定值。

- 過流保護的表現
RT6204 通過對上橋 MOSFET 流過的電流的檢測進行逐週期峰值電流的限制，當轉換器的負載增加到一定程度時，峰值電流限制就會發生，保護電路將降低上橋 MOSFET 開關的導通時間以避免電流的進一步上升。

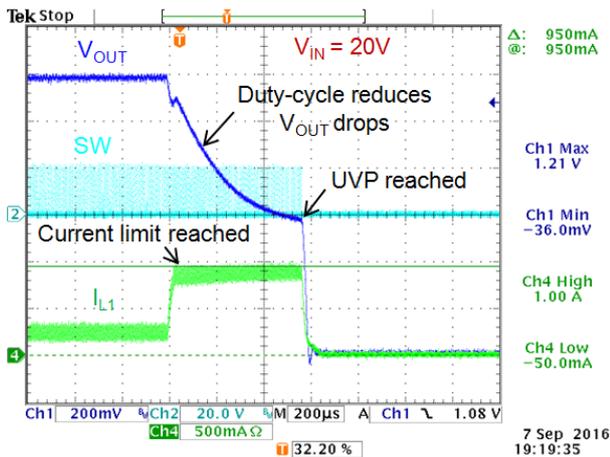


圖 7

圖 7 顯示了 $V_{IN} = 20V$ 時的電流限制測量波形：當電感電流達到 $950mA$ 時，占空比減小， V_{OUT} 開始下降。在 $20V$ 轉 $1.2V$ 的應用中，過流保護發生時的實際電流值要比規格書中列出來的過流保護閾值略高，這是因為電流保護限制被觸及到動作過程之間會有一個延時。因為電流的變化速度為 $(20V-1.2V)/22\mu H = 0.85A/\mu s$ ， $80ns$ 的延時會導致電流多增加 $0.068A$ 。

當 V_{OUT} 下降至輸出欠壓保護閾值（輸出電壓設定值的 50% ）時，轉換器關機，然後自動重新開始一次啟動過程。

當 RT6204 工作于高輸入電壓、低輸出電壓的環境下，同時又遇到過流狀況時，重要的事情是要確保轉換器的最短導通時間特性不會妨礙過流保護的正常操作。在同時出現最短導通時間工作和超載狀況時，轉換器工作的占空比是最低的，輸出電壓就維持在由占空比所決定的輸出電壓上，這時由超載導致的電感電流就不能受到適當的控制而主要取決於負載的狀況，只有電流足夠大到由 MOSFET 和電感元件造成的電壓降使得輸出電壓低於設定電壓的 50% 時才會觸發輸出欠壓保護動作。

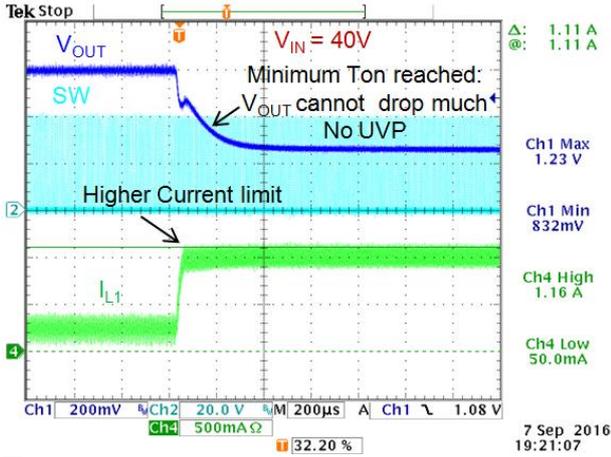


圖 8

圖 8 顯示的是輸入電壓為 40V 時的電流限制狀況：由於時延的緣故，過流保護的動作發生在電流為 1.1A 時，轉換器一直在嘗試降低占空比，但它卻被限制在接近最短導通時間的地方。此時的輸出電壓不能往下降，它被卡在大約 830mV 的地方不能動彈，因而欠壓保護的閾值就不能被觸及，轉換器就一直工作在這種超載的狀態下。假如轉換器的負載再繼續增加，電感電流就能繼續增加並可能超過過流保護的閾值，這時候輸出電壓就可能因 MOSFET 的 Rdson 和電感的 DCR 造成的壓降的增加而下降，這樣就可能觸發輸出欠壓保護動作。

所以，當 RT6204 工作在高輸入電壓、低輸出電壓和存在超載在可能的條件下時，最重要的就是要檢查最短導通時間所帶來的限制。

完整的 1.2V 輸出的應用電路圖顯示在圖 9 中。

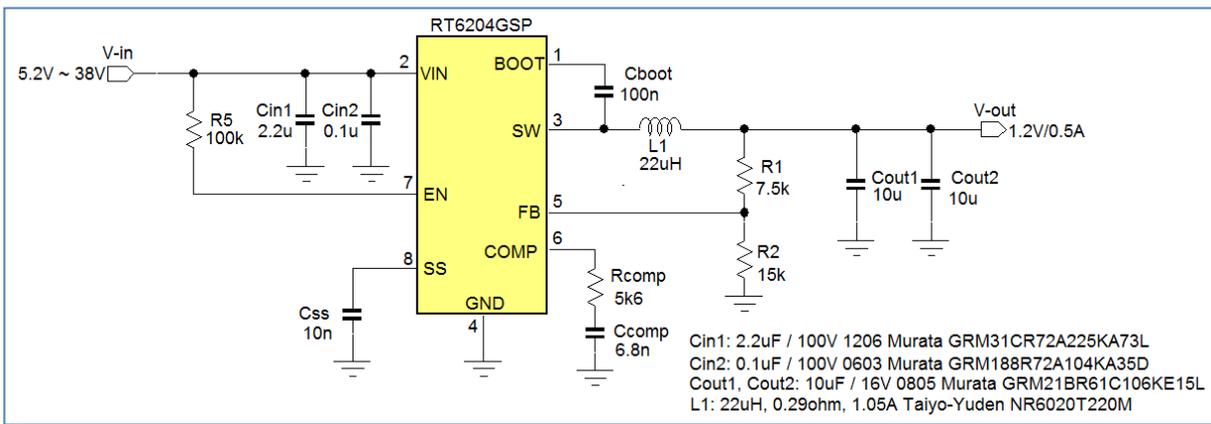


圖 9

4. 案例 2：5V 輸出

第二個案例的輸出電壓是 5V，輸入仍然是一個很寬的範圍

- 在此案例中的最高輸入電壓決定於 RT6206 的最高輸入電壓，其值為 60V，此條件下的占空比為 $5/60 = 8.3\%$ ，這要比 RT6204 的最小占空比 3.15% 大很多。假如輸入電壓可能低於 7.5V，占空比就會大於 65%，因此需要將外部自舉二極體及其所屬的電路加上去。
- 回饋網路：根據 $V_{OUT} = V_{REF} \left(1 + \frac{R1}{R2}\right)$ 可對 R1 和 R2 進行選擇，我們選 R1 = 43k、R2 = 8.2k 可得到 4.995V 的輸出電壓。
- 電感量：對於 5V 的輸出，當 VIN 低於 10V 時占空比就會超過 50%，這樣的應用需要進行斜率補償，它需要有電感最小值的限制。根據 $L1 > \frac{V_{OUT}}{0.06} (\mu H)$ 的斜率補償標準，電感量必須大於 83μH。根據在 60V 輸入下要有 30% 的電流紋波的限制，可由公式 $L = \frac{V_{OUT}}{F_{SW} \cdot \Delta I_L} \cdot \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right)$ 得到 $L = 87.3\mu H$ ，我們選擇 100μH。在實際的驗證中，我們選擇 Wuerth Electronic 的型號為 744066101 的 100μH 遮罩電感，它具有 1.2A 的飽和電流參數和 0.255Ω 的直流電阻。

- 對於輸出電容的選擇，我們使用 PSM 工作模式下的紋波作為選擇的依據。

首先對 PSM 模式下的電流紋波進行估算：在 $V_{IN} = 60V$ 、 $V_{OUT} = 5V$ 、 $L = 100\mu H$ 的條件下，電感電流的上升速度為 $(60V-5V)/100\mu H = 0.55A/\mu s$ ，再加上 80ns 的延時導致的電流增量 0.044A，PSM 模式下的電流紋波峰值大約為 194mA。在低輸入電壓下，由延時導致的電流增量很小，在 PSM 模式下的電流紋波峰值就可以直接使用 150mA 的值。又由於輸出電壓只有 5V，我們將使用低 ESR 的陶瓷電容作為輸出電容，由電容的 ESR 造成的紋波幾乎可以被忽略。所以，我們得到 PSM 模式下的輸出電壓紋波計算公式為

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

在 60V 輸入電壓下，要保證 50mVpp 的 PSM 模式下的輸出電壓紋波需要的電容大約為 9 μF 。所以，我們選擇兩隻 10 $\mu F/25V$ X5R 1206 的 MLCC 作為輸出電容，它們在 5V 直流偏置和很低的交流紋波下的有效電容量分別大約為 6 μF ，合成起來的總電容大約為 12 μF ，這將成為我們後續計算的依據。經過計算得知，12 μF 電容在 60V 輸入下的 PSM 工作模式下的輸出電壓紋波大約為 37mVpp。

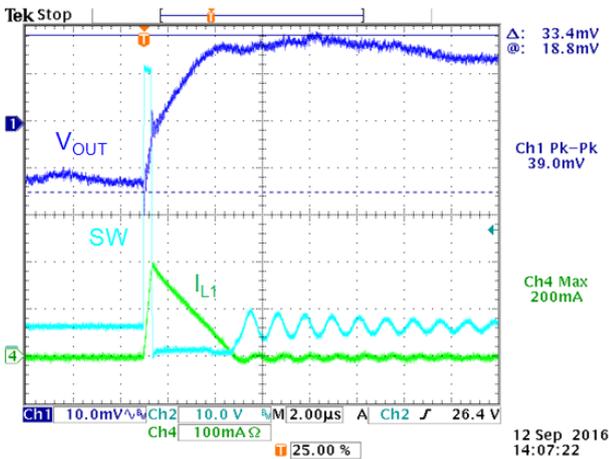


圖 10

圖 10 顯示了這個使用了 12 μF 有效值的輸出電容的 5V 輸出的轉換器在 60V 輸入、零負載條件下以 PSM 模式工作時的表現，39mVpp 的輸出電壓紋波峰峰值和電感電流的峰值都與計算結果很相符。

- 關於輸入電容的選擇，容許的輸入端紋波和電容的電壓耐受能力都必須被考慮到。對於 60V 的應用來說，電容必須具有至少 90V 的電壓耐受能力，這也就意味著需要使用 100V 耐壓的陶瓷電容作為輸入電容。

根據公式 $\Delta V_{IN} = \frac{I_{OUTmax} \cdot V_{OUT}}{C_{IN} \cdot F_{SW} \cdot V_{IN}} \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right)$ 和負載電流為 0.5A 的條件，在 60V 輸入和 5V 輸出的情況下，1 μF 的輸入電容將給出 110mV 左右的輸入紋波，需要注意的是這其中不包含由電容的 ESL 和銅箔佈線帶來的 ESL 所導致的振鈴信號的資料。

在此案例中，我們使用一隻小型的 100nF/100V 0603 X7R 電容(Murata GRM188R72A104KA35)和兩隻在 60V 電壓偏置下的有效容量為 0.7 μF 的 2.2 $\mu F/100V$ 1206 X7R 電容 (Murata GRM31CR72A225KA73) 並聯在一起作為輸入電容，合成以後的電容量為 1.5 μF ，可給出 78mVpp 輸入電壓紋波峰峰值，工作條件為 60V 輸入和 0.5A 輸出。

輸入紋波電流的最壞情況出現在輸入電壓為 10V 時，在負載為 0.5A 時，其值為 0.25A，這對所選的輸入電容來說不是問題。

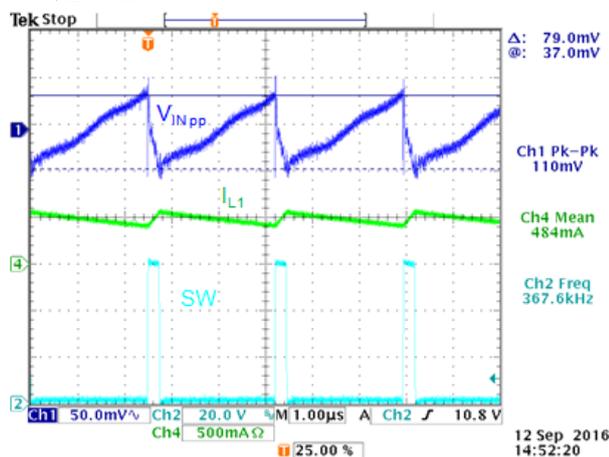


圖 11

圖 11 顯示了實際的輸入紋波測試結果，它顯示為 79mV 的鋸齒形紋波。附加在波形上的高頻雜訊是由寄生的電感引起的。

• 補償元件參數的計算

要計算補償元件的參數，我們使用第 2 章給出來的公式，計算中使用的輸出電容為 $C_{OUT_eff} = 12\mu F$ 。

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

轉換器的負載極點 $f_{P_LOAD} = \frac{1}{2\pi C_{OUT} \cdot R_{LOAD}}$ 位於 $1.3kHz$ ，由此算得 $C_{COMP} = \frac{1}{2\pi \cdot 1.3kHz \cdot R_{COMP}} = 6.8nF$ 。

輸出電容的 ESR 合成起來是 $2.5m\Omega$ ，這使得其 ESR 零點位於 $5.3MHz$ ，由此計算出的 C_P 為 $1.6pF$ ，但在具有較高占空比的輸出電壓較高的應用中最好是使用較大的 C_P ，所以規格書建議將其設為 $47pF$ ，這樣形成的補償極點位於 $188kHz$ 處，這就使得此轉換器在較高的占空比應用中也比較穩定，即使其相位裕量在整個範圍內都比較低也沒關係。

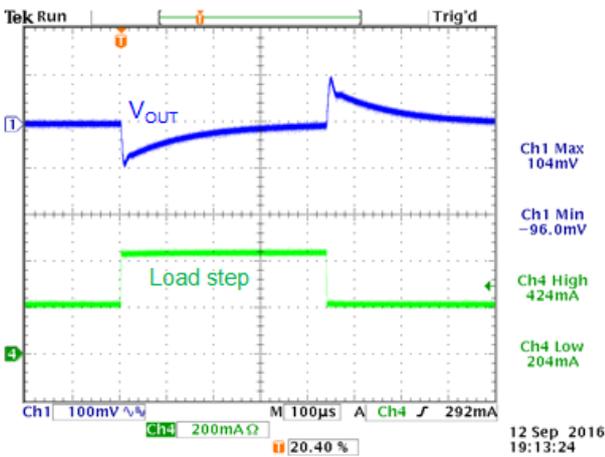


圖 12 顯示的是輸出電壓在面對從 $200mA$ 到 $420mA$ 的快速跳變時的回應狀況，轉換器工作在 CCM 模式下，輸入電壓為 $50V$ 。回應是沒有振盪過程的穩定狀態， $220mA$ 負載跳變帶來的電壓下墜幅度是 $90mV$ 。

圖 12

- 由於 $5V$ 的輸出再結合相對很小的輸出電容，本案中的衝擊電流不會讓人頭疼。像 $1.2V$ 輸出的案例那樣， $10nF$ 的軟起動電容可以被拿來使用，這將由公式 $t_{SS} = \frac{(C_{SS} \cdot 1.1V)}{I_{SS}}$ 給出 $1.83ms$ 的啟動時間，輸出電壓由 0 上升到 $5V$ 的時間將為 $1.3ms$ 。

• 外部自舉電容的充電電路

假如轉換器的輸入電壓會低於 $7.5V$ ，外部自舉電源的加入就是必要的。自舉電源的最佳電壓是 $3.3V$ 左右，更高的電壓如 $5V$ 將導致較高的上橋 MOSFET 驅動能力，這會引入雜訊，並在某些情況下形成不穩定的開關切換過程。 $3.3V$ 的自舉電源可以通過一隻齊納二極體從 $5V$ 的輸出取得。自舉電路所需要的平均電流是很低的，最大值約為 $1mA$ ，但流過二極體 $D1$ 的峰值電流約為 $40mA$ ，一隻小的緩衝電容可以用於此電流的供應。參見圖 13，使用了齊納二極體的外加自舉電源顯示在其中。

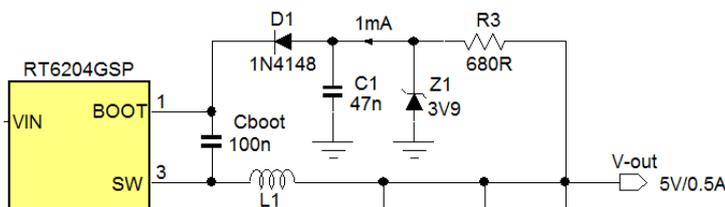


圖 13

為了最小化此電路的功耗，流過齊納二極體的電流要保持在低位，大約為 $1mA$ 。為了補償齊納二極體的轉折電壓在小電流下的損失，一隻具有更高電壓的二極體被選中，是 Vishay 的 $BZX384C3V9$ 。通過使用一隻 680Ω 的電阻，在輸出電壓為 $5V$ 、自舉電路的充電電流為 $1mA$ 的情況下，流過齊納二極體的電流大約為 $1.5mA$ ，其鉗位元電壓約為 $3.5V$ 。 $R3$ 上的總功耗為 $(2.5mA)^2 \cdot 680\Omega = 4.25mW$ ，所以用一隻小尺寸的 SMD 電阻即可滿足需要。 $47nF$ 的電容可為流過 $D1$ 的 $40mA$ 電流提供足夠的平滑作用。

當轉換器進入最大占空比的直通模式時，輸出電壓 V_{OUT} 將會降低，外部自舉電源也會下降到大約 3.2V 左右，這樣還是能提供足夠的電源供應。

圖 14 顯示的是帶有最大負載的轉換器在輸入電壓降低以後的表現。一個轉換器的最大占空比決定於它的最短截止時間，RT6204 的這個資料為 200ns，所以其最大占空比為 93%。轉換器進入最大占空比狀態的輸入電壓在很大程度上取決於負載電流，因為由 MOSFET 開關導致的 $I \cdot R_{dson}$ 壓降和電感導致的 $I \cdot DCR$ 壓降需要被考慮進去，它們在 0.5A 負載下的壓降大約為 0.45V，因而其進入直通狀態的開始電壓為 $5V/0.93 + 0.45V = 5.82V$ 。

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

$V_{IN} = 6V, V_{OUT} = 5V$:
接近最大占空比

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

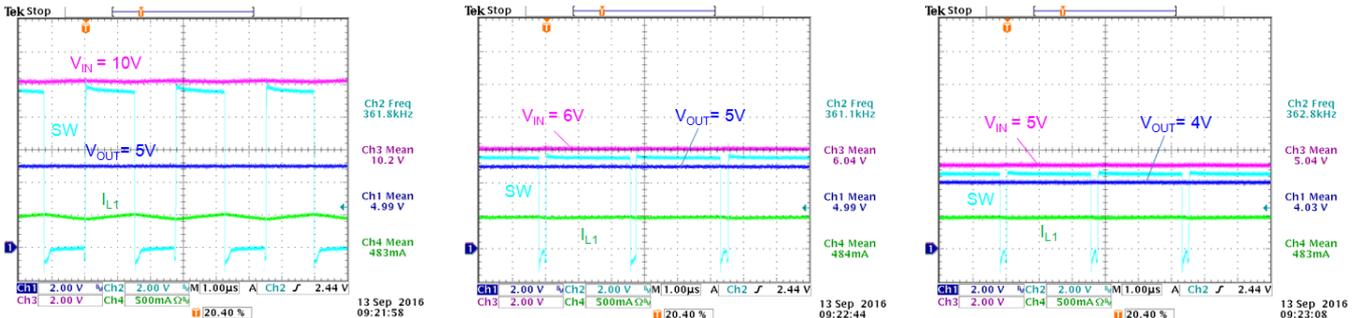


圖 14

最後形成的 5V 輸出應用電路圖見圖 15。

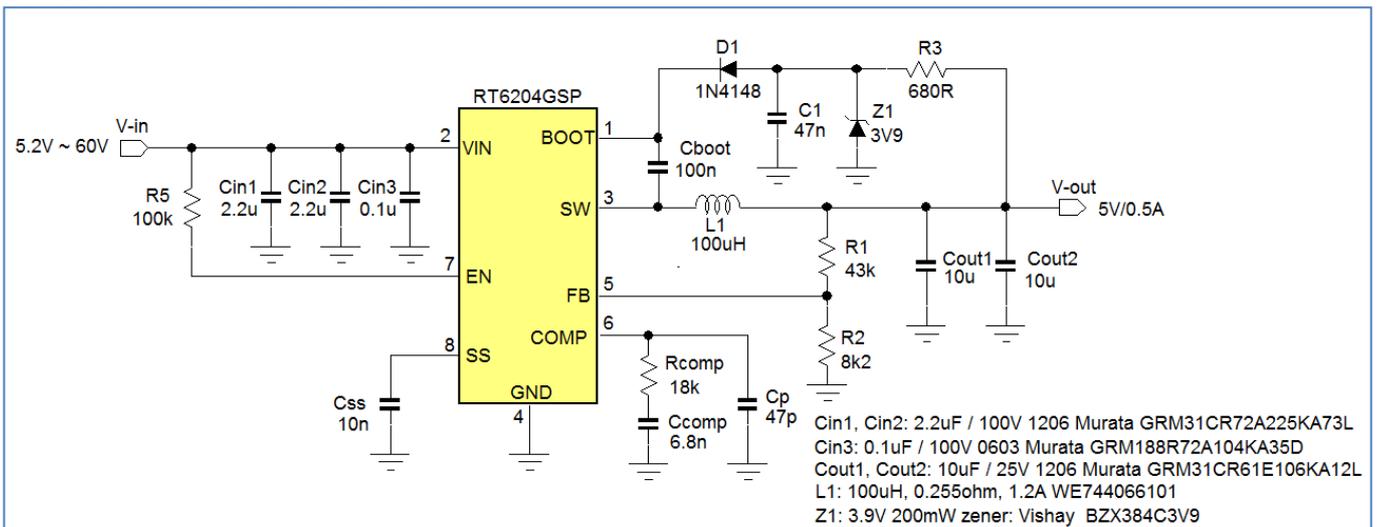


圖 15

5. 案例 3：12V 輸出

第 3 個案例的輸出電壓是 12V，輸入電壓範圍仍然很寬。

- 針對 12V 輸出的轉換器的最高輸入電壓與 5V 輸出的情況相同，都是由 RT6204 的最高輸入電壓能力所決定的 60V。當輸入電壓低於 18.5V 的時候，占空比高於 65%，所以給自舉電路增加外部充電電源是必要的。
- 回饋網路：利用公式 $V_{OUT} = V_{REF} \left(1 + \frac{R1}{R2}\right)$ 可以確定 R1 和 R2，我們選擇 R1 = 140k、R2 = 10k，這和規格書中給的資料一樣。
- 電感量：對於 12V 的輸出， V_{IN} 小於 24V 時占空比就大於 50%，所以需要最小的電感量限制與斜率補償相適應。依據斜率補償的標準， $L1 > \frac{V_{OUT}}{0.06}$ (μH)，要求電感量要大於 200 μH 。
基於 30% 電感電流紋波的要求，60V 輸入下根據公式 $L = \frac{V_{OUT}}{F_{SW} \cdot \Delta I_L} \cdot \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right)$ 計算得到的電感量為 $L = 183\mu H$ ，所以我們選擇 220 μH 。在實際中我們選用了 Bourns 公司的型號為 SRU1048A-221Y 的遮罩電感，它具有 0.7A 的飽和電流值，直流電阻為 0.455 Ω 。

- 輸出電容的選型：對於 12V 的應用，選擇陶瓷電容或電解電容作為輸出電容都是可行的。陶瓷電容在 12V 電壓下會有明顯的容量下降，將不得不使用大型的封裝或是選擇多隻電容並聯來形成超過 10 μF 的容量。例如，型號為 GRM31CR61E106KA12L 的陶瓷電容的規格為 10 μF /25V X5R 1206 封裝，它在 12V 直流電壓和低紋波情況下的容量只有大約 2.9 μF ，兩隻並聯也才 5.8 μF 。小型 SMD 封裝的鋁電解電容如 Panasonic VFK 系列，47 μF 、35V、6.3mmX5.8mm 的規格，它所具有的 ESR 為 0.36 Ω ，可以承擔的紋波電流有效值為 240mA。
根據所用電容類型的不同，我們可以對轉換器工作在 PSM 模式和 CCM 模式下的輸出紋波分別進行計算。PSM 模式下的電感電流紋波的計算方法與 5V 輸出案例中的方法相同，它在 60V 轉 12V 情形下的值大約為 165mA（電感量為 220 μH ）。如果是在 CCM 模式下，電感電流紋波的資料大約為 124mA。

考慮電容 ESR 後的輸出電壓紋波計算公式如下：

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

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

在 PSM 模式下，60V 輸入、輸出電容為 5.8 μF MLCC 情形下的輸出電壓紋波約為 55mVpp。同樣條件下的 CCM 模式工作所產生的輸出電壓紋波大約為 8mVpp。

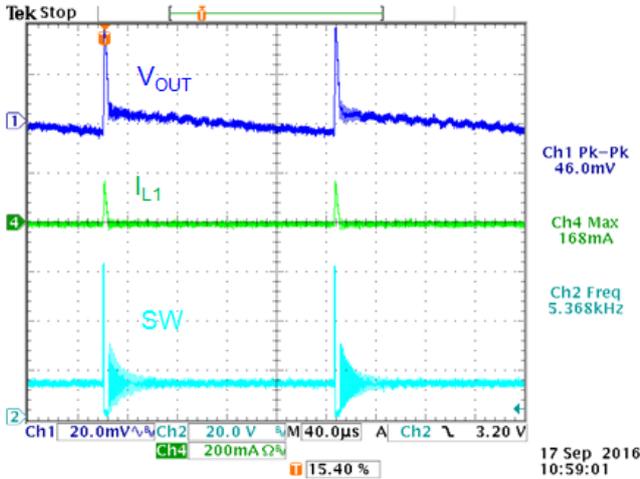
改用 0.36 Ω ESR 的 47 μF 電解電容作為輸出電容後，PSM 工作模式下的輸出電壓紋波約為 59mVpp，CCM 工作模式下的輸出電壓紋波約為 46mVpp。

從這些資料可以看出，PSM 工作模式下的輸出電壓紋波的幅度在使用兩種不同電容的情況下是很接近的，但是 MLCC 電容在 CCM 模式下的紋波就很小。可是，如果在輸入電壓很低的情況下重新進行計算，我們將發現在使用電解電容的情況下由 PSM 工作模式所帶來的紋波會比在使用 MLCC 電容的情況下小。

對於這個 12V 的應用，我們最後的決定是採用 47 μF /35V 6.3mmX5.8mm 的電解電容，它的 ESR 為 0.36 Ω 。

圖 16 顯示的是使用了電解電容以後的轉換器在 PSM 模式下和 CCM 模式下工作時的輸出電壓紋波測試結果。

PSM 模式下 12V 輸出上的電壓紋波測試結果：
46mVpp，電容為電解類型。



CCM 模式下 12V 輸出上的電壓紋波測試結果：
32mVpp，電容為電解類型。

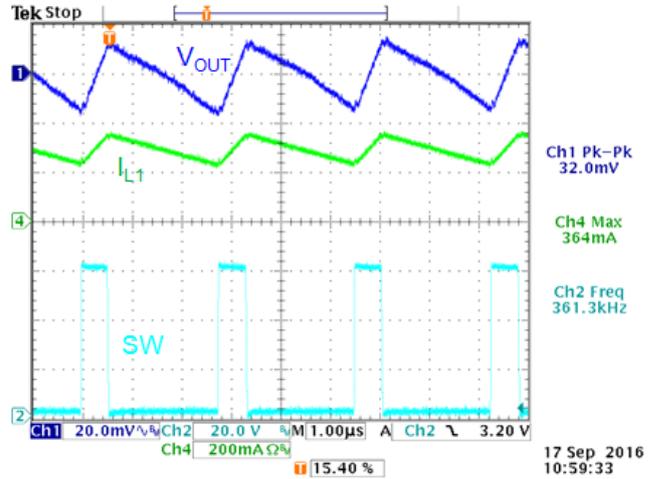


圖 16

需要注意的是電解電容的 ESR 與溫度有很強的相關性，它在低溫下會變得很大。如果所設計的電路要在較低的溫度下工作，這種效應就必須被考慮到。

強烈建議給電解電容並聯一個小型的 100nF/50V 陶瓷電容，由於它具有很低的 ESR，它對開關過程造成的高頻尖峰信號有很好的濾除效果，但對紋波信號的幅度和轉換器的穩定性不會有任何作用。

- 對於輸入電容，我們將使用 5V 輸出的案例中的選擇結果，由一隻 100nF/100V 0603 X7R 電容 (Murata GRM188R72A104KA35)和兩隻 2.2μF/100V 1206 X7R 電容 (Murata GRM31CR72A225KA73)並聯將給出 1.5μF 的結果。

根據公式 $\Delta V_{IN} = \frac{I_{OUTmax} \cdot V_{OUT}}{C_{IN} \cdot F_{SW} \cdot V_{IN}} \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right)$ ，在負載電流為 0.5A、輸入電壓為 60V、輸入電容為 1.5μF 的情況下，輸入電壓的紋波為 152mVpp。

出現在輸入電容上的電流紋波的有效值為最大的條件是 $V_{IN} = 24V$ 和負載電流為 0.5A，其值為 0.25A，這對所選的輸入電容來說不是問題。

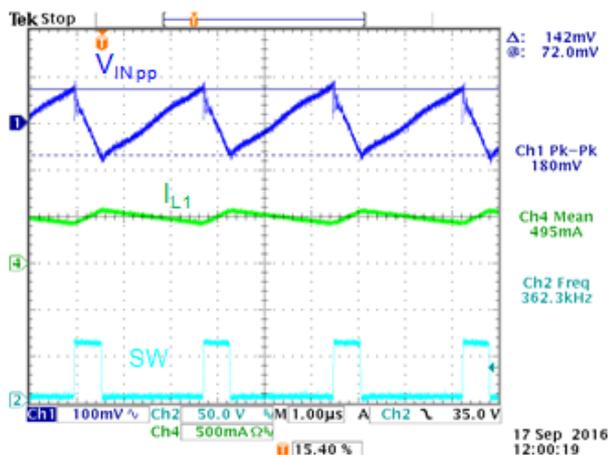


圖 17

圖 7 顯示了實際的轉換器輸入端的紋波測試情況，它是幅度為 142mV 的鋸齒波，附加其上的高頻雜訊是由於伴生電感的存在而有的。

• 補償元件參數的計算

補償元件參數的計算公式在第 2 章已列出，計算中採用的輸出電容參數為 $C_{OUT} = 47\mu F$ ，其 $ESR = 0.36\Omega$ ，我們將首先使用標準的頻寬資料設定： $0.1 \cdot F_{SW}$ 。

根據公式 $R_{COMP} = \frac{2\pi C_{O} \cdot 0.1 F_{SW} \cdot V_{OUT}}{G_{mEA} \cdot G_{CS} \cdot V_{REF}}$ ，還有這些參數： $G_{mEA} = 970\mu A/V$ ， $G_{CS} = 0.9A/V$ ， $C_{OUT} = 47\mu F$ ，有 $R_{COMP} = 178k\Omega$ ，我們選擇 $180k\Omega$ 。

轉換器的負載極點 $f_{P_{LOAD}} = \frac{1}{2\pi C_{OUT} \cdot R_{LOAD}}$ 位於 $141Hz$ ，於是有 $C_{COMP} = \frac{1}{2\pi \cdot 141Hz \cdot R_{COMP}} = 6.3nF$ ，我們選擇 $6.8nF$ 。

輸出電容的 0.36Ω 的 ESR 導致的 ESR 零點位於 $9.4kHz$ ，從公式 $C_P = \frac{C_{OUT} \cdot R_{ESR}}{R_{COMP}}$ 可求得 $C_P = 95pF$ ，我們選擇 $100pF$ 。

圖 18 顯示的是室溫下轉換器對負載階躍的回應，快速變化的負載在 $250mA$ 和 $500mA$ 之間跳變。

在 $25^{\circ}C$ 下的 $4ms$ 負載階躍， $R_{COMP} \cdot C_{COMP}$ 的時間常數導致 V_{OUT} 的恢復時間大約為 $3ms$

$80\mu s$ 的負載階躍顯示了輸出電容的 ESR 所導致的 V_{OUT} 下降幅度

展開以後的波形讓我們確認電壓的下墜是由 $\Delta I_{LOAD} \cdot ESR$ 引起的 ($250mA \cdot 0.36\Omega = 90mV$)

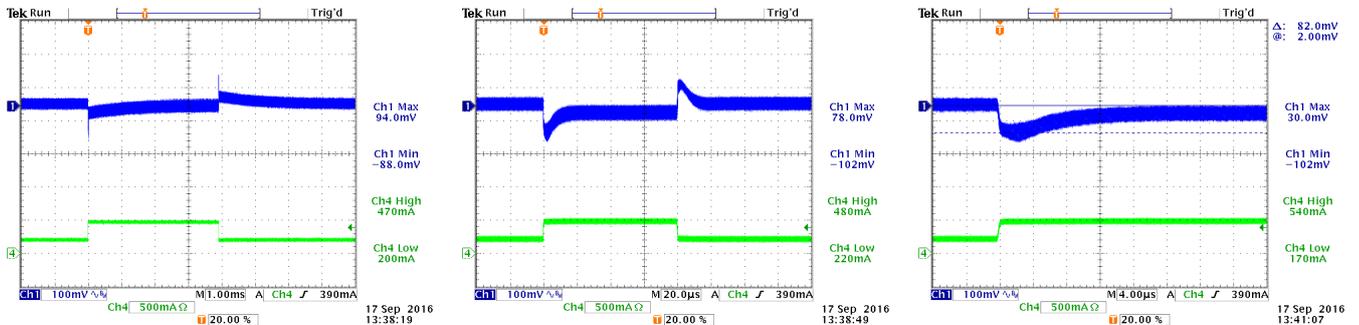


圖 18

如先前提醒的那樣，電解電容的 ESR 與溫度有很大的關係，它在低溫下會變得很高。圖 19 顯示的是 $-20^{\circ}C$ 環境下的階躍回應特性：

$-20^{\circ}C$ 下的 $4ms$ 階躍：紋波增加了。

$-20^{\circ}C$ 下的 $80\mu s$ 階躍：不穩定現象出現。

展開以後的波形顯示出電壓下墜的幅度為 $\Delta I_{LOAD} \cdot ESR = 316mV$ ，因而 $ESR = 316mV / 250mA = 1.26\Omega$ 。

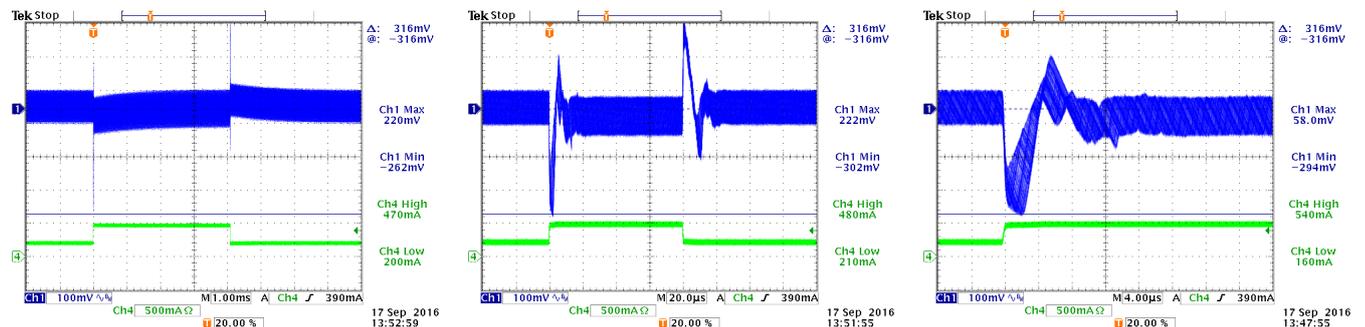


圖 19

很顯然，在低溫下的轉換器是不穩定的。實際發生的事情是低溫下增加了的輸出電容 ESR 將調製電路的 ESR 零點移動到了很低的頻率上，大約為 $2.6kHz$ ，這就增加了調製器的高頻增益並使得控制回路的頻寬增加，而相位裕量就變得不足了。

為了解決這個問題，補償元件的參數需要做些調整。你可以增加 C_P 的值，但這樣會降低室溫條件下的相位裕量。比較好的做法是通過減小 R_{COMP} 使所有情況下的轉換器頻寬都降低，這樣可以使高 ESR （低溫）和低 ESR （高溫）情況下的相位裕量都最佳化。

在此例中，我們將頻寬降低 3 倍至大約 13kHz，於是有 $R_{COMP} = 68k$ ， $C_{COMP} = 15nF$ 。在室溫下的 $ESR = 0.36\Omega$ ，由此算得 $C_P = 250pF$ ，我們取 $270pF$ 。圖 20 顯示的是調整後的結果，無論是高溫下還是低溫下，由階躍負載帶來的回應看起來都很好。

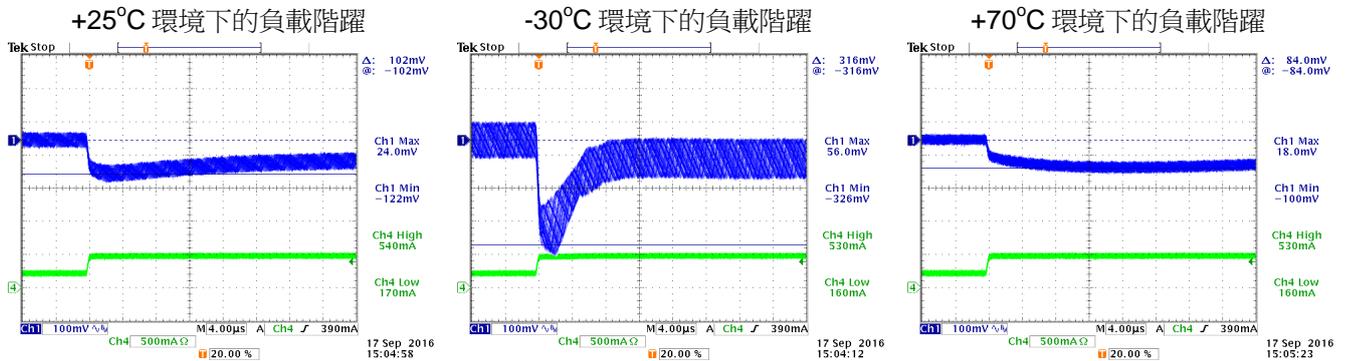


圖 20

- 軟起動的設計：對於擁有 $47\mu F$ 輸出電容的 12V 應用來說，過快的 V_{OUT} 上升速度能導致一定的衝擊電流。為了將 V_{OUT} 上升過程導致的衝擊電流限制在 100mA 以內，上升時間必須大於 $47\mu F * 12V / 100mA = 5.6ms$ 。因為 $C_{SS} = \frac{I_{SS} * t_r}{0.8V}$ ，所以必須 C_{SS} 大於 $42nF$ ，我們選擇 $47nF$ ，這將導致 8.6ms 的軟起動時間， V_{OUT} 從 0 上升到 12V 的時間為 6.3ms。

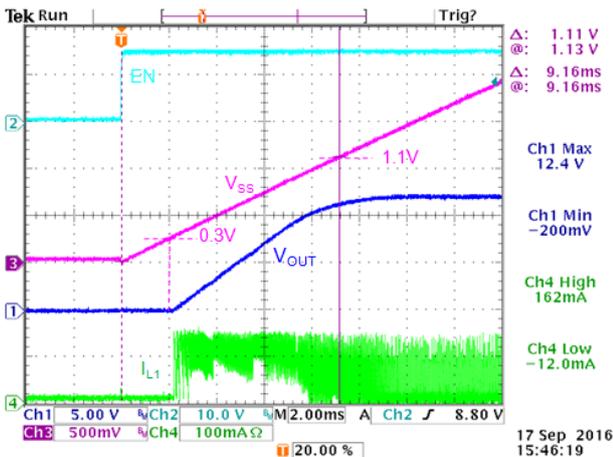


圖 21

圖 21 顯示了該 12V 輸出電路的軟啟動過程。

- 自舉電容的外部充電電路
假如轉換器的輸入電壓有可能低於 18.5V，外部自舉電源的加入就是必要的。自舉電路電源的最佳電壓為 3.3V，更高的電壓如 5V 將導致太強的上橋 MOSFET 驅動能力，這樣可能導致雜訊的引入和某些情況下的不穩定開關切換過程。3.3V 自舉電路電源的生成可以用類似 5V 輸出案例中的齊納二極體鉗位元電路來完成。由於自舉電路的平均充電電流需要 1mA，齊納二極體的偏置電流需要 1.5mA，限流電阻 R3 的值大約為 $(12V - 3.3V) / 2.5mA = 3.5k$ ，我們選擇 3.3k，其上的總功耗為 $(2.5mA)^2 * 3.3k\Omega = 20mW$ ，小型封裝的 SMD 電阻即可滿足需要。具體的電路見圖 22。

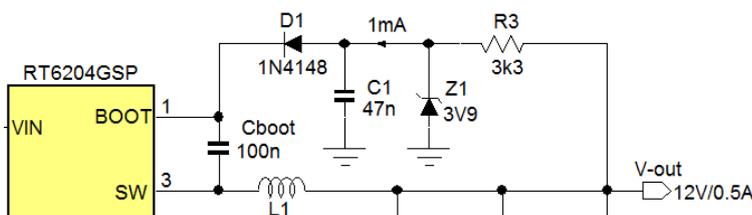
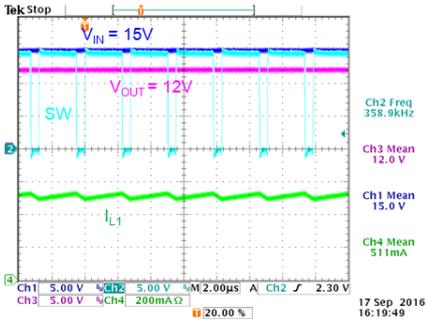


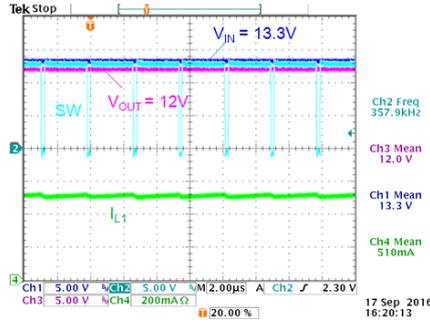
圖 22

圖 23 所示的是 12V 的轉換器在輸入電壓降低以後工作在最大負載下的狀況。RT6204 的最短截止時間大約是 200ns，這個參數決定了它的最高占空比約為 93%。RT6204 進入最大占空比狀態的輸入電壓與負載電流有關，這是由 MOSFET 開關的 $I \cdot R_{dson}$ 壓降和電感器的 $I \cdot DCR$ 壓降一起共同決定的，這些壓降在 0.5A 負載下的資料約為 0.66V。所以，12V 輸出應用的直通模式大約開始於輸入電壓等於 $12V/0.93 + 0.66V = 13.56V$ 的時候。

$V_{IN} = 15V$ ， $V_{OUT} = 12V$ ，
占空比約為 80%



$V_{IN} = 13.3V$ ， $V_{OUT} = 12V$ ，
剛好觸及最大占空比



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

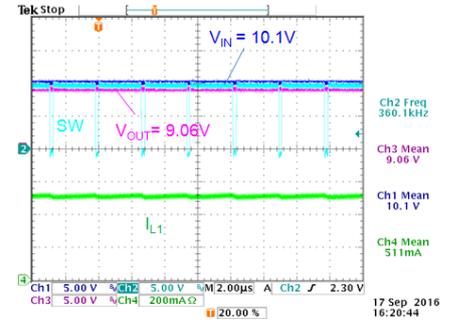


圖 23

最後形成的 12V 輸出轉換器的應用電路如下圖 24 所示。

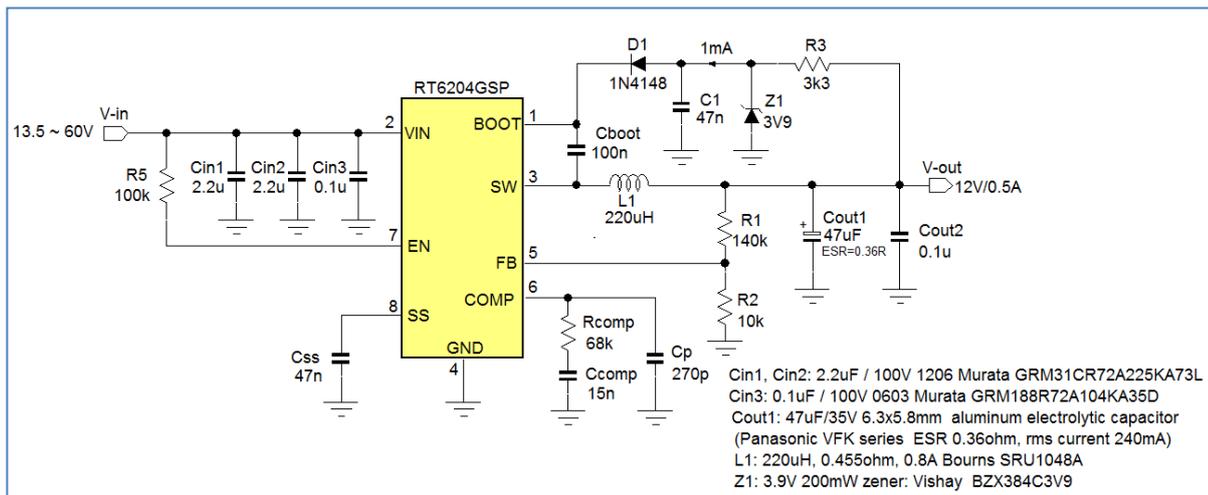


圖 24

6. 案例 4：24V 輸出

第 4 個案例是關於 24V 輸出的轉換器，輸入電壓範圍仍然很寬。

- 與 12V 輸出的案例一樣，24V 輸出的轉換器的最高輸入電壓由 RT6204 的最高輸入電壓參數決定。假如輸入電壓可能低於 37V，RT6204 的占空比就有機會高於 65%，這時候就需要使用外部自舉電容充電電路。

- 回饋網路：使用公式 $V_{OUT} = V_{REF} \left(1 + \frac{R1}{R2}\right)$ 可以完成 R1 和 R2 的計算，我們的選擇是 R2=10k、R1=290k。

- 電感量：對於 24V 的輸出，只要輸入電壓低於 48V，占空比就會大於 50%。所以，對於寬輸入電壓的應用需要考慮到斜率補償對電感量最小值的需要。斜率補償的要求是 $L1 > \frac{V_{OUT}}{0.06} (\mu H)$ ，這要求電感量要大於 400μH。

在 60V 輸入的條件下用公式 $L = \frac{V_{OUT}}{F_{SW} \cdot \Delta I_L} \cdot \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right)$ 計算電感量，30%的紋波要求電感量為 $L = 274\mu H$ 。兩相對照，我們需要使用斜率補償的要求選擇電感參數。所以，我們選用 470μH 的電感用於設計中，具體的選型是 Bourns 公司的型號為 SSR1240-471 的遮罩電感，它具有 0.6A 的飽和電流參數和 1.35Ω 的直流電阻。

- 輸出電容的選擇：對於 24V 的應用來說，MLCC 陶瓷電容實在不是一個合適的選擇，因為它們在這樣的電壓偏置下的容量衰減實在是太大了。為了在這樣的電壓下得到足夠容量的電容，你需要使用很大尺寸的 50V 電容，其成本將會非常高。

小型貼片封裝的鋁電解電容是更合適的選擇。在 12V 輸出的應用中，我們使用了 47μF、35V、6.3mmX5.8mm 規格的電容（Panasonic VFK 系列），它們具有 0.36Ω 的 ESR，可以承受 240mA 有效值的紋波電流，我們可以考慮把它用在此 24V 的應用中。

有了基礎的資料，我們就可以計算 PSM 模式和 CCM 模式下的輸出電壓紋波了。對於 24V 的輸出來說，RT6204 在 PSM 模式下的峰值電流基本上就是由器件本身確定的 150mA 電流限制值，由延時給它帶來的影響是比較小的。在 CCM 模式下，由 470μH 電感所帶來的電流紋波大約為 88mApp。

兩種模式下的紋波計算公式如下：

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

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

在輸入電壓為 60V、輸出電容為 47μF 並具有 0.36Ω ESR 的條件下，計算所得的 PSM 紋波約為 62mVpp，CCM 紋波約為 32mVpp。

因此，我們在此 24V 輸出的應用中所選定的輸出電容就是 47μF/35V 6.3mmX5.8mm 的電解電容，它的 ESR 資料為 0.36Ω。

圖 25 顯示的是使用電解電容作為輸出電容以後的電路在 PSM 和 CCM 模式下的輸出紋波測量結果。需要給出的建議是要給輸出電容並聯一隻小型的 100nF/50V 陶瓷電容，它的低 ESR 特性可以將開關切換過程導致的高頻雜訊予以濾除，但它不會有降低紋波幅度或是提高轉換器穩定性的效果。

使用電解電容以後的 24V 輸出端 PSM 紋波，幅度為 82mVpp

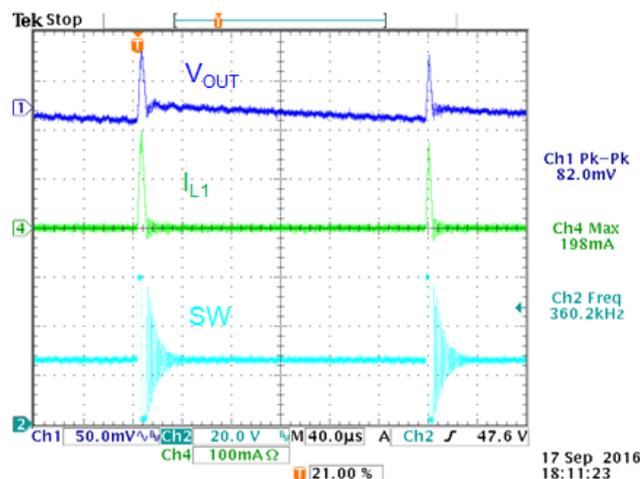
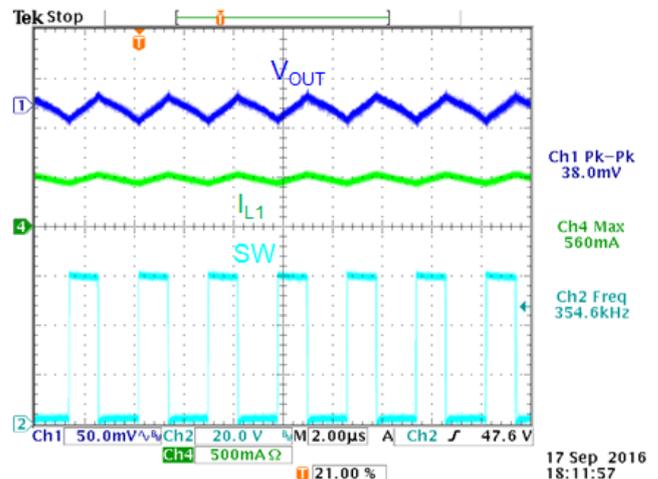


圖 25

使用電解電容以後的 24V 輸出端 CCM 紋波，幅度為 38mVpp



- 輸入電容的選型：24V 輸出應用的輸入端紋波會比前述案例的高，這是因為它的功率等級更高。在 12V 輸出的應用中，我們選擇一隻 100nF/100V 0603 X7R 電容 (Murata GRM188R72A104KA35)和兩隻 2.2μF/100V 1206 X7R 電容 (Murata GRM31CR72A225KA73)並聯作為輸入電容，它們合成以後的實際容量為 1.5μF。如果選擇同樣的電容組合作為此應用的輸入電容，在 60V 輸入電壓、0.5A 輸出的情況下，由公式 $\Delta V_{IN} = \frac{I_{OUTmax} \cdot V_{OUT}}{C_{IN} \cdot F_{SW} \cdot V_{IN}} \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right)$ 將得到 229mVpp 的輸入紋波結果。考慮到電磁相容性的需要，再給它增加一隻 2.2μF/100V 1206 X7R 電容和一隻高頻磁珠是有必要的。

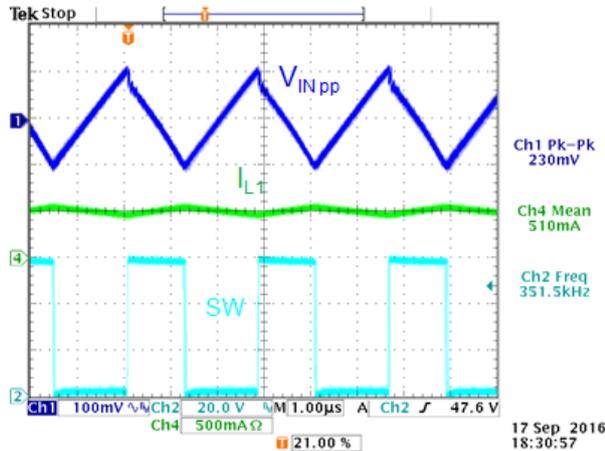


圖 26

圖 26 顯示的是在輸入電容有效值為同樣的 1.5μF 的情況下實際測量到的輸入端電壓紋波表現，其結果為 230mVpp 的鋸齒波，測試條件為輸入電壓 60V、負載 0.5A。

此 24V 應用中流過輸入電容的紋波電流有效值的最大值出現在條件為 $V_{IN} = 48V$ 、負載電流 0.5A 時，其值為 0.25A，這個結果對於所選用的輸入電容來說不是問題。

- 補償元件的參數計算

在 12V 輸出的應用中我們已經知道，隨溫度變化有很大變化的電解電容的 ESR 可以將轉換器的穩定性問題變成一個大問題。假如我們現在的轉換器也要工作在很低的溫度下，我們就必須將 ESR 放大 3 倍來進行考慮。一旦考慮到這一點，轉換器的頻寬就必須在標準頻寬 $0.1 \cdot F_{SW}$ 的基礎上降低三倍。所以，我們將在 24V 輸出的應用中使用與 12V 輸出的案例一樣的頻寬，用 12kHz 替代 35kHz。

我們同樣使用在第 2 章給出的公式來計算補償元件的參數，計算中將使用 $C_{OUT} = 47\mu F$ 和其 $ESR = 0.36\Omega$ 的資料。

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

轉換器的負載極點 $f_{P_{LOAD}} = \frac{1}{2\pi \cdot C_{OUT} \cdot R_{LOAD}}$ 位於 71Hz 處，因此 $C_{COMP} = \frac{1}{2\pi \cdot 71Hz \cdot R_{COMP}} = 18.7nF$ ，我們選擇 18nF。

我們使用室溫環境下的輸出電容 ESR 資料來計算 C_P ：由 0.36Ω 的 ESR 資料可以得到 ESR 零點位於 9.4kHz，利用公式 $C_P = \frac{C_{OUT} \cdot RESR}{R_{COMP}}$ 可得 $C_P = 136pF$ ，我們取略微大一點的值 150pF。

圖 27 顯示的是負載跳變在 250mA 和 500mA 之間進行的階躍回應，三幅圖分別顯示的是在+25°C 環境下進行的較長負載脈衝的回應和分別在-30°C 和+70°C 環境下進行的短負載脈衝的回應

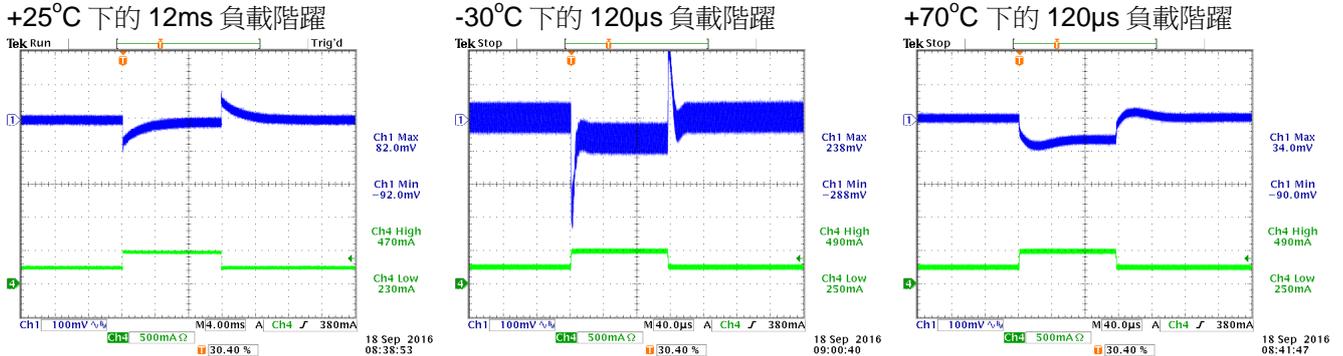


圖 27

- 軟啟動設計：為了讓使用 47µF 輸出電容的 24V 輸出應用的衝擊電流低於 100mA，輸出電壓 V_{OUT} 的上升時間應當大於 $47\mu\text{F} \cdot 24\text{V} / 100\text{mA} = 11\text{ms}$ 。由公式 $C_{SS} = \frac{(I_{SS} \cdot t_r)}{0.8V}$ ，C_{SS} 應當大於 82nF，我們選擇 100nF，由此導致的 V_{OUT} 從 0 上升到 24V 的時間是 13ms。

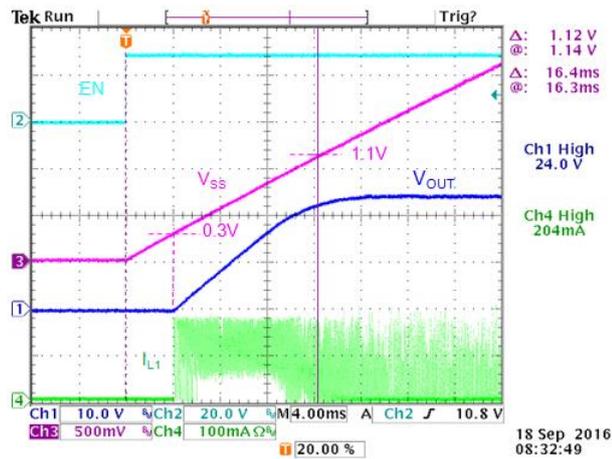


圖 28 顯示了 24V 輸出轉換器的軟起動過程的表現。

圖 28

- 外部自舉電容充電電路的設計

假如轉換器的輸入電壓可能低於 37V，外部自舉電路電源的加入就是必要的，此電源的電壓最好是 3.3V 左右，更高的電壓如 5V 將使得對上橋 MOSFET 的驅動能力太強，這會引入雜訊並在某些情形下導致不穩定的開關切換過程。3.3V 的電源可以從 24V 輸出獲得，這需要像 12V 輸出的案例那樣使用齊納二極體。

由於自舉電容的平均充電電流需要 1mA，齊納二極體的偏置電流需要 1.5mA，電阻 R3 的值應為 $(24\text{V} - 3.3\text{V}) / 2.5\text{mA} = 8.2\text{k}$ ，它的功率消耗為 $(2.5\text{mA})^2 \cdot 8.2\text{k}\Omega = 51\text{mW}$ ，這需要用稍微大一點的 SMD 電阻來承擔。

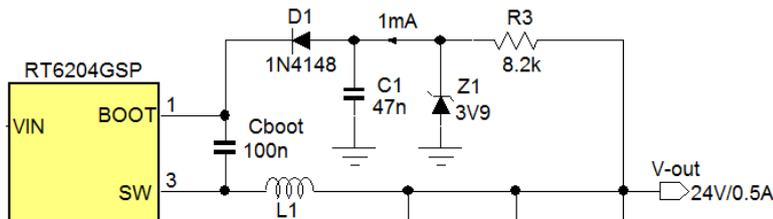
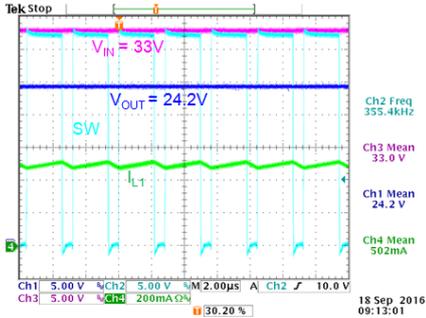


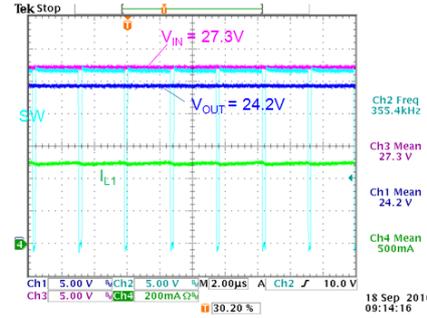
圖 29

圖 30 顯示的是工作在最大負載下的 24V 輸出轉換器在輸入電壓下降時的情形。由於 RT6204 具有的約為 200ns 的最短截止時間的緣故，這導致它的最大占空比約為 93%，但到底輸入電壓下降到多少才會使之進入最大占空比狀態卻是與負載電流有關的，由 MOSFET 的 $I \cdot R_{ds(on)}$ 壓降和由電感造成的 $I \cdot DCR$ 壓降的影響必須被考慮在內。對於 0.5A 負載的 24V 應用來說，這個資料約為 0.98V。所以，當負載電流為 0.5A 時，24V 輸出的轉換器開始進入最大占空比的直通狀態的輸入電壓大約為 $24V/0.93 + 0.98V = 26.8V$ 。

$V_{IN} = 33V$, $V_{OUT} = 24.2V$,
占空比約為 75%



$V_{IN} = 27.3V$, $V_{OUT} = 24.2V$,
剛好進入最大占空比狀態



$V_{IN} = 25.2V$, 最大占空比狀態下的
直通狀態, $V_{OUT} = 22.2V$

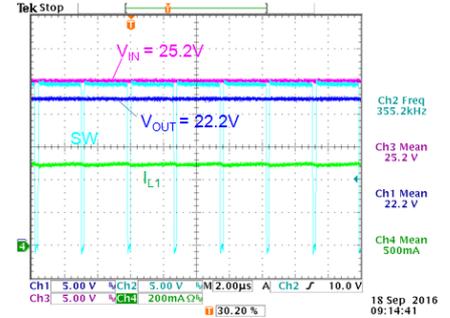


圖 30

最後形成的 24V 輸出的應用電路見圖 31。

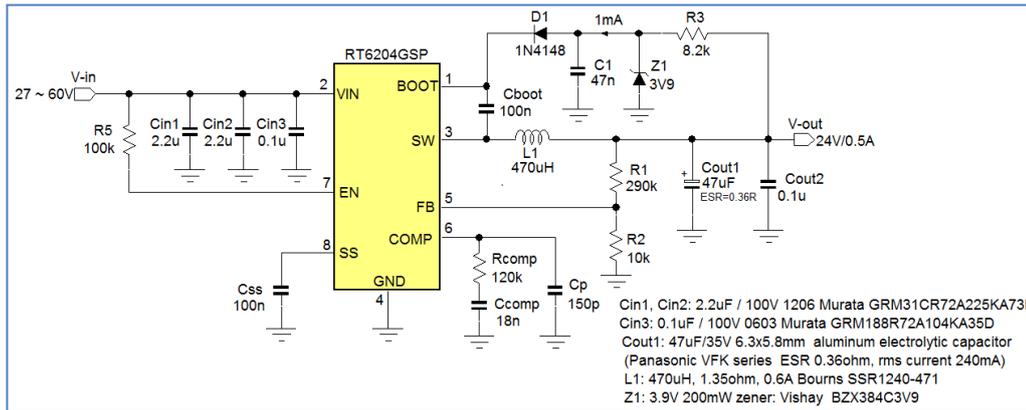


圖 31

7. 總結

Buck 轉換器 RT6204 可被用於寬輸入電壓的環境中，其輸出電壓範圍也很寬。由於使用外部補償電路和可調的軟起動設計，可以根據其選用的輸出電容類型進行設計的優化。只需要使用簡單的公式即可對其關鍵週邊元件參數進行計算，而實際測量的結果和計算所得的結果具有非常好的一致性。

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.