

採用 RT8487 之 8W 低成本離線式 LED 驅動器

摘要

RT8487 是一具有內部高端驅動元件，可用於降壓或升-降壓架構中的邊界模式定電流控制器，能提供恆定輸出電流至 LED 負載。它包含了可實現高功率因數和低輸入電流總諧波失真率 (THD) 的特殊電路，同時也大大減少了外部元件數量。RT8487 所用的 SOT23-6 封裝使它得維持小應用焊盤，並使得 RT8487 成為離線式 LED 驅動器非常具有成本效益的解決方案。

本應用須知提供了如何用 RT8487 設計一個符合成本效益的 8W 降壓型 LED 驅動器的詳細資訊。

注意：RT8487 尚未正式推出，故本應用須知中的一些 IC 參數仍有可能會有變動。

目錄

1. 簡介	2
2. 應用電路	2
3. 主要元件值的計算	3
4. 主要性能的量測.....	8
5. 總材料清單.....	10
6. 印刷電路板 (PCB) 的佈局	10
7. 結論	11

1. 簡介

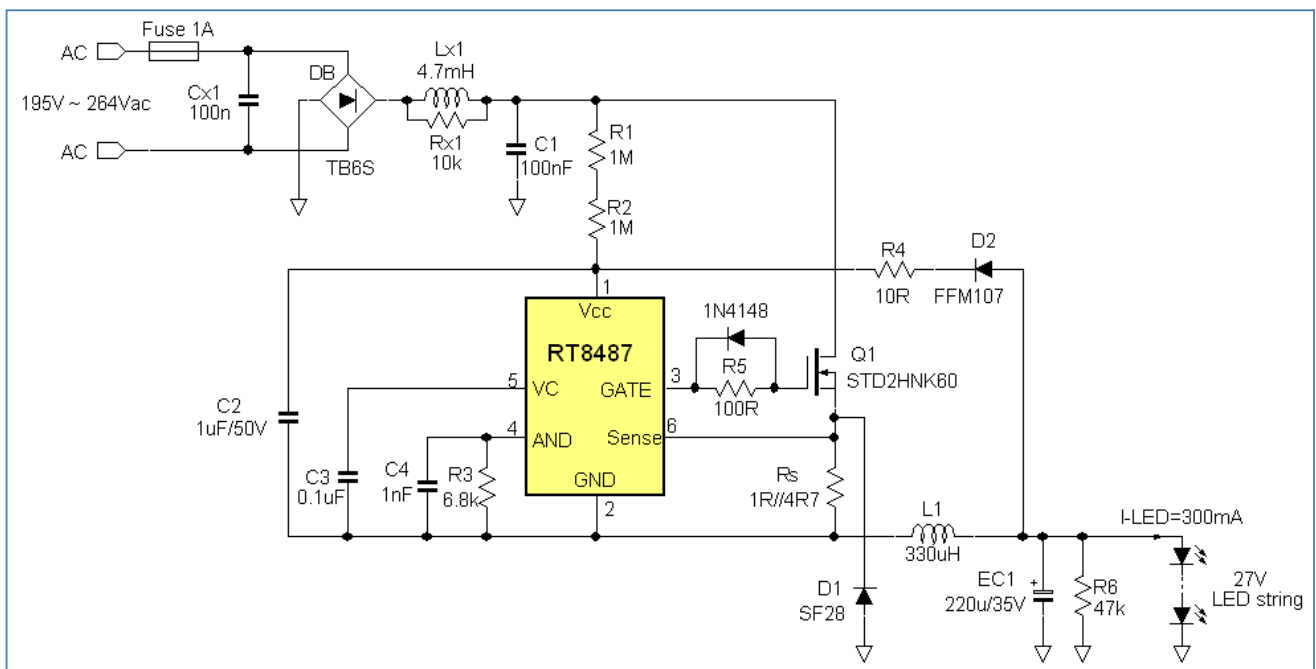
低成本離線式 LED 驅動器要求具備有高效率，滿足 IEC61000 C 級規格的高功率因數和低輸入電流總諧波失真率 (THDi)，精確 LED 電流，快速啟動，僅用低成本標準零組件而構成，和電路設計簡單等的條件。以下探討在浮動式降壓架構下，以 RT8487 設計而成的 8W LED 驅動器；它能符合上述所有的條件。

主要規格：

- 輸入範圍 230V \pm 15% (稍作改變，可將此設計變成全範圍輸入)
- 針對一般取代型照明應用：LED 燈串 27V，I-LED = 300mA \pm 5%，P-out = 8W
- 輸入電流總諧波失真率 (THDi) < 20%，滿足 IEC61000 C 級規格
- 啟動時間 < 300 毫秒
- 完整保護：輸出短路，LED 開路，過電流及過溫度保護
- 無變壓器設計及使用標準低成本零組件，主要目的是降低材料清單 (BOM) 的成本

2. 應用電路

8W LED 驅動器完整應用電路如下圖所示。



圖一

RT8487 是用於浮動式控制器降壓架構下，其完整應用電路示於圖一。該晶片可控制高端開關晶體 Q1 的開始導通的時間，藉著串聯於降壓電感器之電阻 R_s 來檢測 LED 的平均電流，如此可檢測到的是真正的負載電流。邊界導通模式 (BCM) 切換也是透過檢測零電感電流（同樣是透過 R_s ）而成。在最小汲極-源極電壓 (V_{DS}) 時的高效率諧振開關點則是透過由 R3 調整的、從零電流偵測點(ZCD)算起的導通延遲時間來實現的，並透過智慧演算法控制導通時間以獲得高輸入功率因數和低輸入電流總諧波失真率 (THDi)。IC 所需的偏壓是由 D2 和 C2 構成的自舉電路所提供，省去外加輔助線圈，所以只需用到一般標準的磁鼓線圈，而不需較貴、客製的變壓器。因啟動 IC 的偏壓電流低，所以可用高阻值的啟動電阻 R1 和 R2，且依然能達到快速啟動（一般為 123 毫秒）。完整的應用電路可建構於一個 18 x 36 平方毫米的單面 PCB。

3. 主要元件值的計算

以下各節將解釋各應用參數的設定。

設定平均輸出電流

流過 LED 燈串的平均輸出電流可由連於 RT8487 之 GND 和 SENSE 兩接腳之間的外部電阻 R_s 決定。由於 R_s 是串連於電感器，LED 的平均電流可以透過此電阻精確地檢測到。輸出電流 I_{OUT} 和 R_s 的關係可見如下：

$$I_{OUT} = \frac{250mV}{R_s}$$

本應用中，LED 電流定為 300mA，所以 $R_s = \frac{250mV}{300mA} = 0.833\Omega$

選用電阻 $1\Omega // 4.7\Omega$ 以得 0.824Ω 。

啟動電阻

啟動電阻 ($R1 + R2$) 的選擇條件是在最低輸入電壓下，經此二電阻的電流須大於 RT8487 的啟動電流，否則 RT8487 的 V_{CC} 可能永遠無法達到啟動電壓。其常規啟動電流為 $25\mu A$ 。

啟動電阻也不能使啟動電流超過操作電流，否則 V_{CC} 電壓會比自舉電路設的 V_{CC} 還高，因此 IC 可能會啟動過壓保護 (OVP)。操作電流通常為 $1mA$ 。

啟動電阻值和 V_{CC} 電容 C2 會決定啟動時間，定義如下：

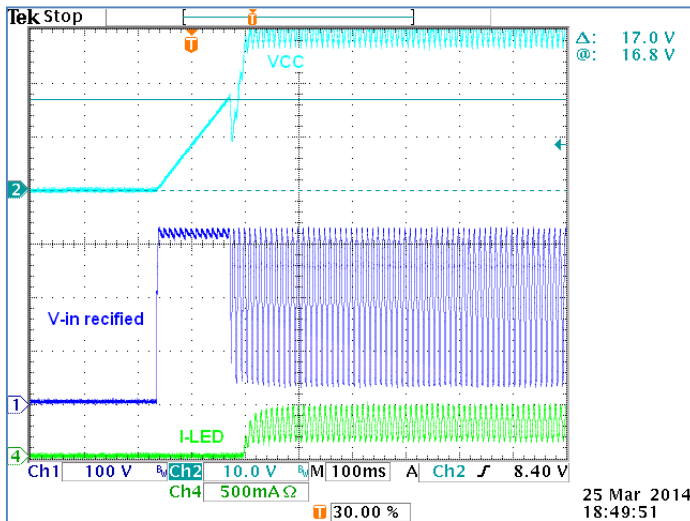
$$t_{start-up} = C2 \frac{V_{UVLO}}{I_{start-up}}$$

其中 V_{UVLO} 為 17V，而 $I_{start-up}$ 可近似為：
$$\frac{V_{in}\sqrt{2}}{(R1+R2)} - 25\mu A$$

大多數應用中， $C2$ 多選用 1 μ F。

且 $R1$ 和 $R2$ 都選用 1M Ω ，代入後，得其常規啟動電流為：
$$\frac{230\sqrt{2}}{2M\Omega} - 25\mu A = 138\mu A$$

啟動時間則為：
$$1\mu F \cdot \frac{17V}{138\mu A} = 123msec$$



圖二

圖二顯示在 230V 交流輸入，IC 啟動時的波形。

當交流電源輸入時，流經 $R1$ 和 $R2$ 的電流即開始對 $C2$ 充電。

當 IC 的 VCC 電壓超過 UVLO 值時，功率開關晶體即開始作開關動作，並快速地對輸出充電。

共測得的啟動時間為 150msec。

輸入電容器的選擇

對高功率因數的應用來說，輸入電容 $C1$ 必須夠小，才能整流正弦波的輸入電壓。輸入濾波電容器的額定電壓 V_{CIN} 須夠大，以承受最大輸入電壓。100nF / 500V 薄膜電容器會是一個恰當的選擇。為減低差模電磁干擾 (EMI)，可由兩個 47nF 電容器和一個適當的電感器組成 π 型濾波器來達成。

降壓電感器的選擇

由於在邊界導通模式下切換，降壓電感值會影響轉換器的切換頻率。若要較小尺寸的線圈，就選擇小的電感值，但它通常受限於 IC 最小導通時間（通常是 0.5 μ sec）和最小關閉時間（通常是 0.5 μ sec）。

最大電感值則受限於 IC 最大導通時間（通常是 15 μ sec）和最大關閉時間（通常是 33 μ sec）。

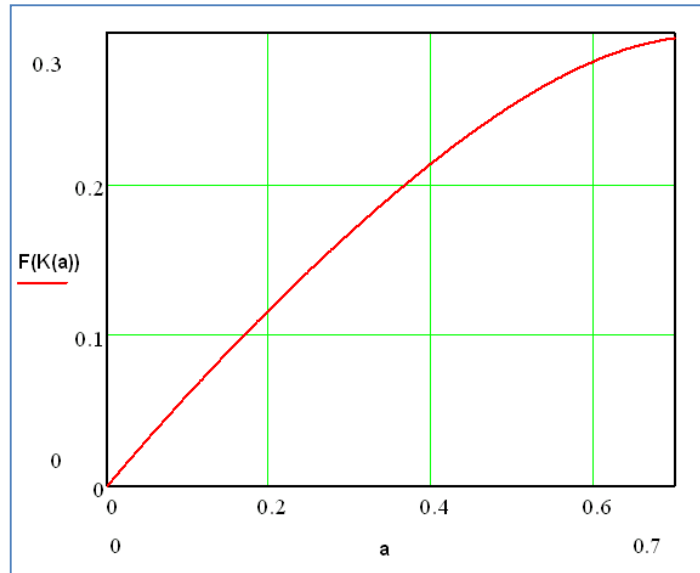
要計算電感值，首先要計算在整流過的正弦波峰上 (V_{peak}) 的最大尖峰電流值 (I_{peak})：

$$I_{peak} = \frac{2P_{in}}{V_{peak} \cdot F(K(a))}$$

其中 P_{in} 為轉換器的輸入功率， a 是 LED 電壓與降壓輸入電壓之比： $a = \frac{V_{LED}}{V_{peak}}$

而 $F(K(a))$ 是為 PFC 降壓且能有低 THD 的一個複變函數：

$$K(a) = \frac{1-a}{a}, F(K(a)) \approx -0.411a^4 + 0.296a^3 - 0.312a^2 + 0.638a - 0.0000846, \{a | 0 \sim 0.7\} \quad (1)$$



圖三

8W 應用中， P_{in} 可以由 $\frac{P_{LED}}{\eta} = \frac{27V \cdot 0.3A}{0.86} = 9.4W$ 算出。(以效率為 86% 作估計)

在整流過的正弦波峰上，因數 a 先被算出： $a = \frac{27V}{230\sqrt{2}} = 0.082$

從圖三或公式(1)可得， $F(K(a)) = 0.051$, so $I_{peak} = \frac{2 \cdot 9.4}{230\sqrt{2} \cdot 0.051} = 1.12A$

電感值的範圍也可由此算出： $L = \frac{V_{LED}}{I_{peak}} T_{off}$ 和 $L = \frac{(V_{peak} - V_{LED})}{I_{peak}} T_{on}$

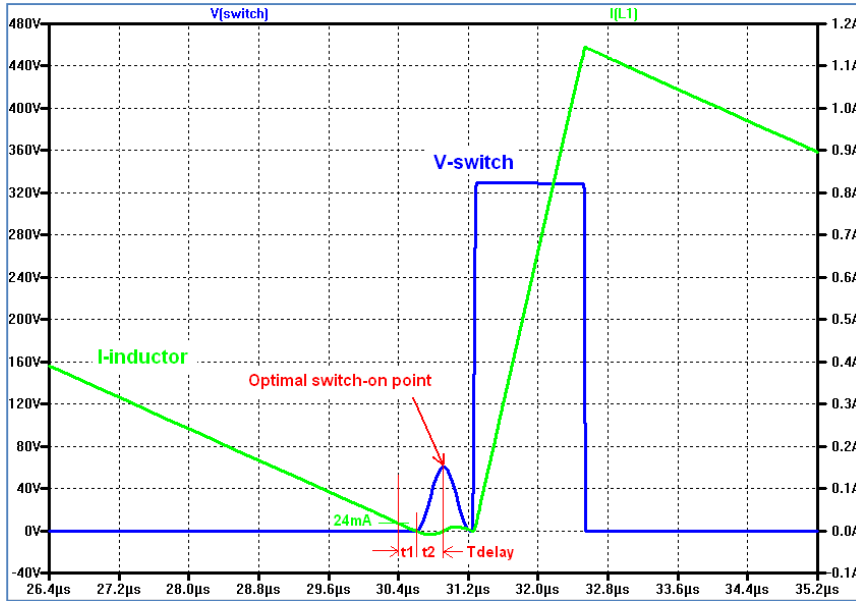
若電流額定值為 1.2A 時，選擇 330μH 作為 L1 值，好在尺寸、成本和效率中的作最佳折衷選擇。

在正弦波峰上，開關頻率可由此而得： $F_{SW} = \frac{1}{T_{on} + T_{off} + T_{delay}}$

(T_{delay} 由連於 AND 接腳的電阻決定，見下小節。)

設定開關導通延遲時間

電感電流為零之後，電感和開關結點上的總電容會產生諧振，該電容主要為開關晶體的汲極—源極電容。為儘可能減少開關晶體的開關損耗，RT8487 可靈活調整下一導通週期的延遲時間，以期能在最大諧振點時導通，該點即對應到最小汲極—源極電壓值。



圖四

要決定所需的延遲時間，要考慮兩個因數：

- a. 從零電流偵測 (ZCD) 點到實際零電流點的延遲時間(如圖四之 t1)。因為 ZCD 點是定義在 $V_{sense} = 20mV$

時，ZCD 延遲時間可由此式算出：
$$T_{ZCD} = \frac{L1}{V_{LED}} \cdot \frac{20mV}{R_{sense}}$$

在此應用中，其值為：
$$T_{ZCD} = \frac{330\mu H}{27V} \cdot \frac{20mV}{0.824} = 290nsec$$

- b. 從零電流點 (ZCD) 到開關諧振最大值的延遲時間 (如圖四之 t2) 也可由此式算出：

$$T_{resonance} = \pi \sqrt{L1 \cdot C_{SW}}$$
，其中 C_{SW} 是開關結點的電容，主要就是開關晶體的汲極—源極電容；在本應用中，此電容值為 38pF。諧振延遲時間即為 $T_{resonance} = \pi \sqrt{330\mu H \cdot 38pF} = 352nsec$ 。

最佳諧振導通點所需的總延遲時間 T_{delay} 即為 $290nsec + 352nsec = 642nsec$ 。

從零電流偵測點 (ZCD) 至下一開關晶體導通週期的延遲時間 (T_{delay}) 可藉電阻 R3 調整，R3 連接於晶片的 AND 接腳和 GND 接腳之間。

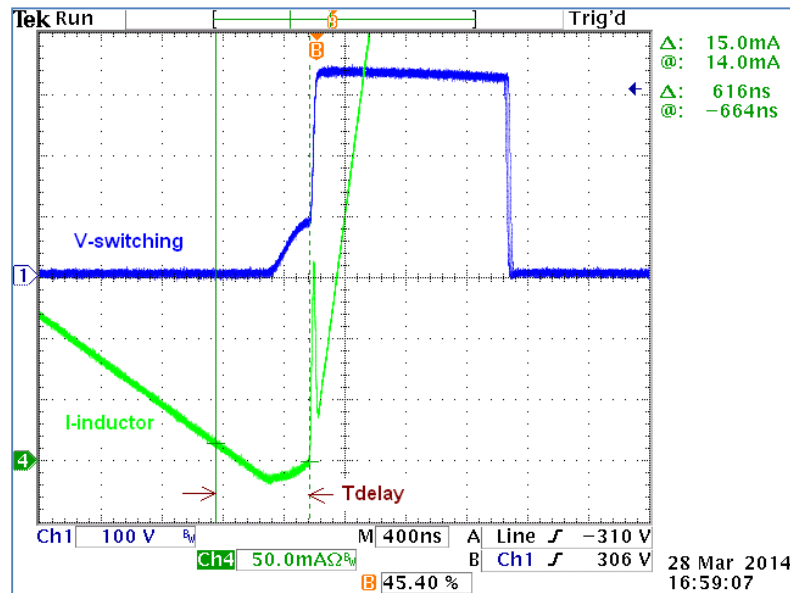
$$T_{delay} (\mu s) = (7 * R3^2 + 27600 * R3 + 400200) * 10^{-6} \quad (2)$$

- T_{delay} =大約的延遲時間，以 μsec 為單位（從零電流偵測點開始：即 $V_{sense} = 20mV$ 時）
- $R3$ 阻值以 $k\Omega$ 為單位

根據公式(2)， $R3 = 8.2k\Omega$ 時可得 $628nsec$ 的延遲時間。

但最後將 $R3$ 值設為 $6.8k\Omega$ ，以補償由於開關晶體的導通時間所造成的額外延遲。

下面的圖五顯示出在最佳諧振導通點時的開關波形。



圖五

開關晶體 MOSFET 的選擇

開關晶體電壓額定值須夠大，才能承受最大輸入峰值電壓及瞬間突起電源的裕量。最好選用汲極-源極額定值至少 $500V$ 的開關晶體。開關晶體的額定電流值和溫度有關，為達到低功耗和高效率，選用 $2A$ 的開關晶體。

順向二極體的選擇

當開關晶體關閉時，電流路徑是流經連接於開關的輸出點和接地之間的二極體 (D1)。順向偏壓時，二極體必須有低順向導通電壓降和快速的恢復時間。二極體的反向電壓額定值則須大於最大輸入峰值電壓並加上裕量，而電流額定值須大於電感的峰值電流。為求低功耗和較高效率，選用 $600V / 2A$ 的快速二極體。

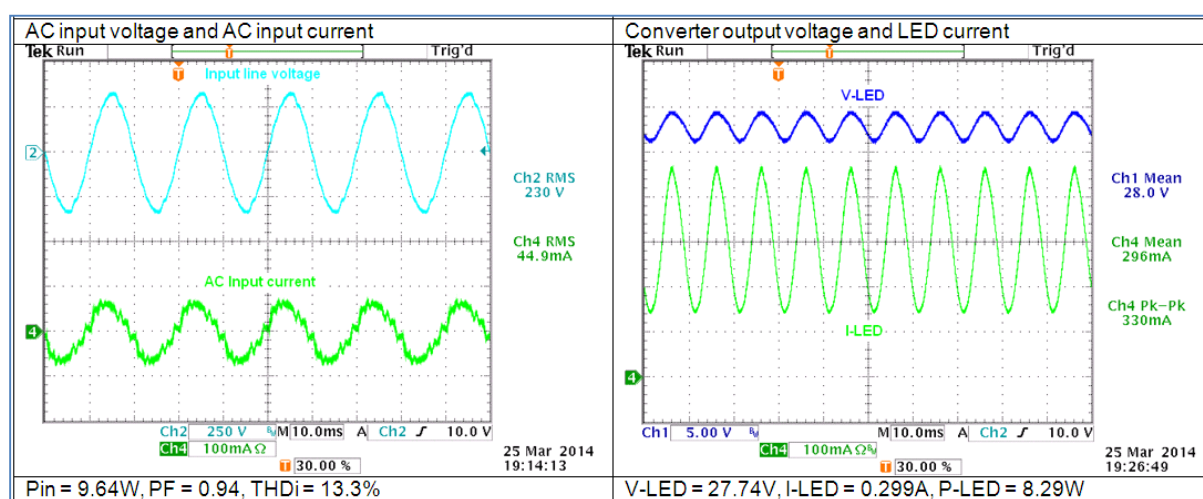
輸出電容的選擇

為實現高功率因數和低輸入電流總諧波失真率 (THDi)，電感電流會包含相當大量的低頻漣波。輸出電容會過濾開關的和低頻漣波的電流以傳輸低漣波電壓至 LED 燈串。有了輸出漣波電壓的大小與 LED 燈串的微分電阻即可決定流過 LED 的漣波電流。在此低成本的設計中，選用 $220\mu\text{F}$ 的電容器，大約可過濾 330mA 流過 LED 燈串的漣波電流。為了減少這種漣波，須要選用較大的輸出電容。

4. 主要性能的量測

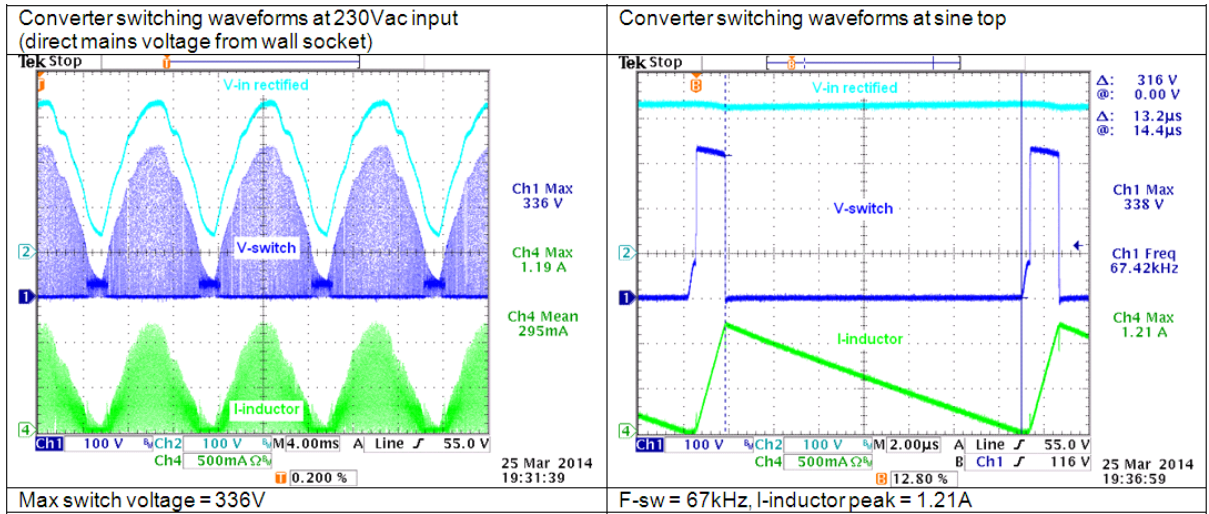
圖六顯示輸入和輸出電壓和電流的波形。

交流輸入波形可看出有高 PFC 和低 THD，且平均 LED 輸出電流則精確地定於 299mA 。



圖六

圖七為開關時的波形。為要實現低 THDi，電感電流峰值最好是 LED 平均電流的四倍之高。從單一開關週期可看出在最小汲極-源極電壓時，在邊界導通模式 (BCM) 切換的情形。



圖七

下表列出主要的性能參數。在電源電壓範圍內，它具有優異的 LED 電流穩定性，典型的效率 (efficiency) 為 86%，且有滿足 IEC61000 C 類規格的低 THD。

Vin ac	Pin ac	PF	THD	V-LED	I-LED	Pout	Efficiency	Ploss
195.5	9.59	0.96	11.6	27.69	0.299	8.279	86.3%	1.31
231.8	9.64	0.94	13.3	27.74	0.299	8.294	86.0%	1.35
264.2	9.68	0.90	17.7	27.68	0.300	8.304	85.8%	1.38

5. 總材料清單

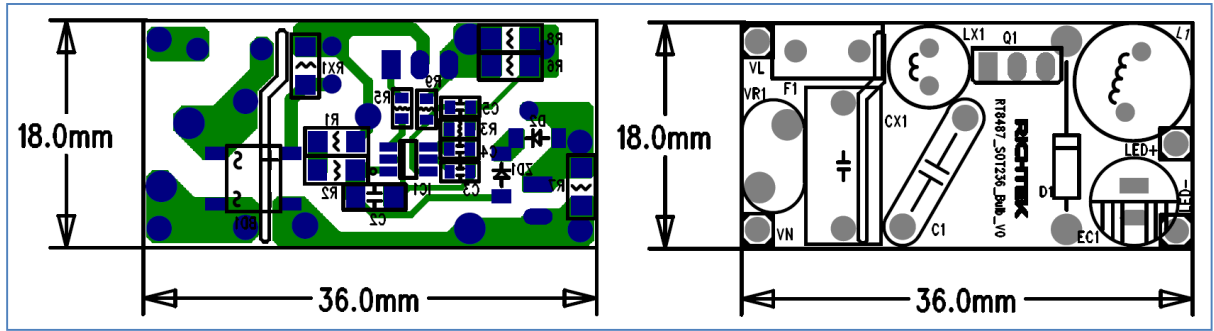
完成一個 8W LED 驅動器的總材料清單，如下所示：

Item	Quantity	Reference	Part / Value	Footprint	Remark
1	1	F1	1A/250V	---	Fuse 1A
2	1	LX1	4.7mH (DR0612)	DR0612	EMI drum coil
3	1	L1	330 μ H (CKPK1012)	DR1012	Buck drum coil
4	1	CX1	0.1 μ F/275Vac	DIP	X-capacitor
5	1	C1	0.1 μ F/450V	DIP	MPP Cap
6	1	C2	1 μ F/50V	1206	
7	1	C3	0.1 μ F/50V	0603	
8	1	C4	1nF/50V	0603	
9	1	EC1	220 μ F/35V	DIP	Output E-cap
10	1	RX1	10K	1206	
11	2	R1, R2	1M	1206	
12	1	R3	6.8K	0603	
13	1	R4	10R	0805	
14	1	R5	100R	0603	
15	1	R6	47k	0805	
16	1	R _s	1R // 4R7	1206	
17	1	D1	SF28	DIP	Fast 2A/600V
18	1	D2	FFM107	SOD-123L	Fast 1A/1000V
19	1	Extra-D	1N4148	SOD-123	250mA/75V
20	1	DB	TB6S	---	600V/1A diode bridge
21	1	Q1	STD2HNK60	TO-251	2A/600V MOSFET
22	1	IC1	RT8487GJ6	TSOT23-6	LED driver controller

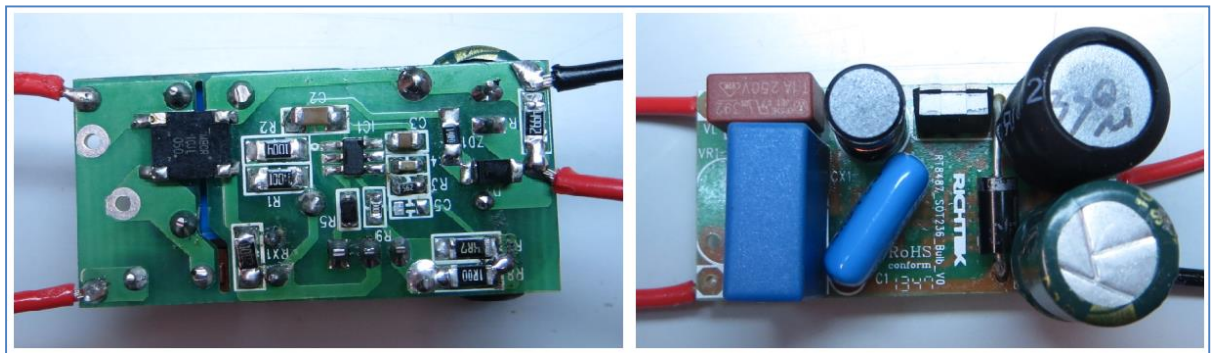
6. 印刷電路板 (PCB) 的佈局

將 8W LED 驅動器的應用電路建構於一個小的單面 PCB 上。因為是浮動式控制器的拓撲結構，IC 周圍的零組件都要緊密排放且靠近 IC。佈局時，應為高電壓振幅提供足夠的沿面距離和隔空間隙的裕量。

要注意的是，這裡只是初步的佈局。若要達到更優化的性能表現，還需要進一步微調：降壓電感器相對於 EMI 線圈的方向需要作些修正，因目前 L1 的雜散磁場會耦合到 LX1，反而量測到較高的 EMI 讀數。



圖八



圖九

7. 結論

使用 RT8487 能夠設計出極具成本效益，同時具備良好性能，且滿足現今市場對 LED 驅動器要求的 8W LED 驅動器。

請瀏覽立錡的網站 <http://www.richtek.com/LED/>，以了解更多立錡科技創新的 LED 驅動器解決方案的相關訊息。

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.