

## 初級側調節 (PSR) LED 驅動器 RT7302 與 RT7304 之設計指南

### 摘要

[RT7302](#) 與 [RT7304](#) 是具有主動式功率因數校正的定電流 LED 驅動器；在寬電源電壓範圍內，能支援高功率因數，並且可在準諧振 (QR) 模式下驅動轉換器，以達到較高的效率。藉由初級側調節 (PSR)，RT7302 和 RT304 無需利用次級側的並聯穩壓器或是光耦合器，即能精確地調節輸出電流，故此得以減少外部元件數、成本和驅動器基板的尺寸。

以 RT7302 為實例，本應用須知為具 PFC、隔離式、單級定電流 LED 驅動器，提供了一循序漸進的設計指南。RT7304 也同樣可適用。

本應用須知的設計實例是一個具有細長外觀的 18W LED 驅動器，適用於 T8 LED 燈管；但同樣的設計方式也可以用在其它 LED 燈泡、或其他外觀尺寸的應用當中。

### 目錄

1. 簡介 .....	2
2. RT7302 的基本操作 .....	3
3. 18W T8 LED 驅動器的設計 .....	4
4. 設計工具說明 .....	12
5. 評估板的電路示意圖 .....	14
6. 電氣性能的測量結果 .....	17
7. PCB 佈局注意事項 .....	19
8. 總結 .....	20

## 1. 簡介

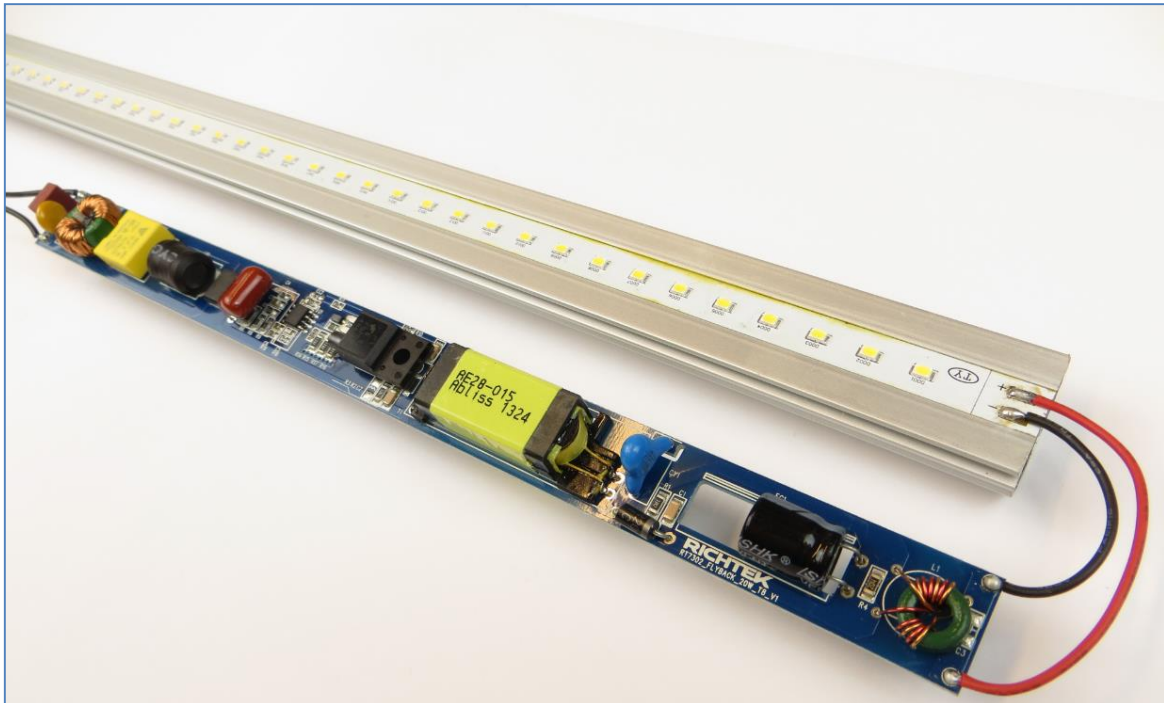
[RT7302](#) 與 [RT7304](#) 是具有主動式功率因數校正的定電流 LED 驅動器；在寬電源電壓範圍內，能支援高功率因數，並且可在準諧振 (QR) 模式下驅動轉換器，以達到較高的效率。藉由初級側調節 (PSR)，RT7302 和 RT304 無需利用次級側的並聯穩壓器或是光耦合器，即能精確地調節輸出電流，故此得以減少外部元件數、成本和驅動器基板尺寸。

RT7304 提供了穩健的設計，因其內嵌了全面的保護功能，包括 LED 開路保護、LED 短路保護、輸出二極體短路保護、VDD 欠壓鎖定 (UVLO)、VDD 過壓保護 (VDD OVP)、過溫保護 (OTP) 和逐週期電流限制。RT7304 採用具成本效益的 SOT-23-6 封裝。

RT7302 具有和 RT7304 相同的基本功能，但整合更多的功能，包括 HV 接腳提供的快速啟動、PWM 調光和輸入電壓前饋補償等。RT7302 採用 SOP-8 封裝。

以 RT7302 為實例，本應用須知為具 PFC、隔離式、單級定電流 LED 驅動器，提供了一循序漸進的設計指南。RT7304 也同樣可適用。

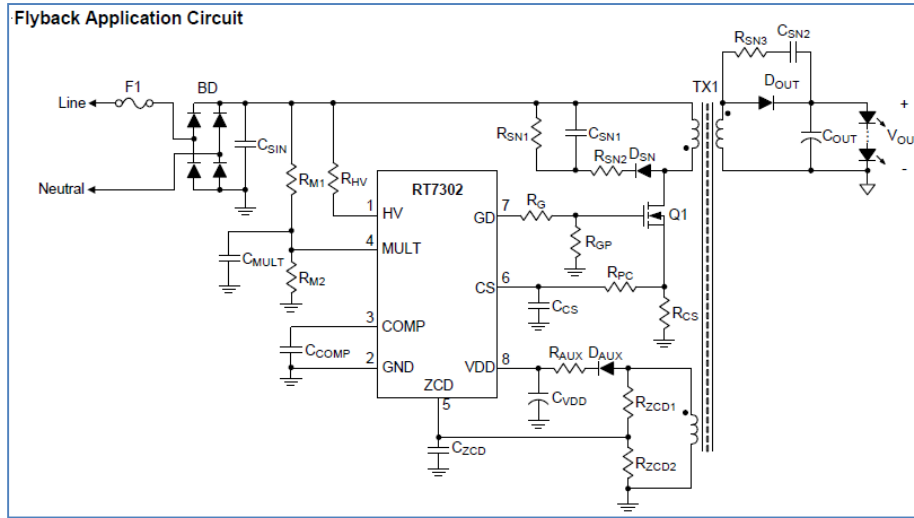
本應用須知的設計實例是一個具有細長外觀的 18W LED 驅動器，適用於 T8 LED 燈管；但同樣的設計方式也可以用在其它 LED 燈泡、或其他外觀尺寸的應用當中。



圖一、18W T8 LED 裝配件及應用評估板

## 2. RT7302 的基本操作

圖二顯示 RT7302 用於典型的返馳轉換器架構之中，其中輸入電壓為  $V_{in}$ 。



圖二

當主開關 Q1 導通一段固定時間  $t_{on}$  時，磁電感  $L_m$  的峰值電流  $I_{L\_pk}$  可以由下面公式計算而得：

$$I_{L\_pk} = \frac{V_{in}}{L_m} \times t_{on}$$

若輸入電壓為正弦波輸入電壓  $V_{in\_pk} \cdot \sin(\theta)$  經過全橋整流器後的輸出電壓，則電感峰值電流  $I_{L\_pk}$  可由以下公式來表示：

$$I_{L\_pk} = \frac{V_{in\_pk} |\sin(\theta)| \times t_{on}}{L_m}$$

轉換器操作於有固定導通時間控制的臨界導通模式 (CRM) 時，峰值電感電流的波封會與輸入電壓波形同相位，因此而達到高功率因數。最小導通時間是由 ZCD 網絡中，分壓器的上部電阻  $R_{ZCD1}$  所設定的。

準諧振切換是透過檢測輔助線圈零電流的狀態及內部智慧型波谷偵測電路而實現。在諧振波谷電壓發生時才導通 MOSFET，如此可降低開關切換的損耗和電磁干擾。ZCD 接腳也用於檢測輸出過壓；過壓保護臨界值可由  $R_{ZCD2}$  調整。

CS 接腳可感測 MOSFET 源極電阻上的電壓，如此可檢測初級側峰值電流。藉由內部的前緣遮沒電路可濾除此信號上的任何尖峰脈衝。傳輸延遲所造成的電流偏差可由 CS 接腳內部的電流源和外部串聯電阻  $R_{PC}$  來補償。

MULT 接腳用於檢測輸入峰值電壓，並且控制影響  $t_{on}$  的斜坡信號。利用所檢測到的輸入電壓來產生前饋信號，使其能在輸入電壓範圍內，調整斜坡信號以達到恆定的 COMP 電壓。如此，可以在全電源範圍內，改善調節率、簡化補償方式、並能達到最大功率限制；此特性對於適用於全電源範圍的 LED 驅動器之設計尤為重要。

RT7302 的 HV 接腳在啟動過程中會快速地對連接於 VDD 接腳的電容器充電。在啟動過程結束之後，HV 接腳即斷開此連接；VDD 之後由輔助線圈供電。此方法能確保快速啟動，並且於正常操作期間，在洩流電阻上不會消耗額外的功率。

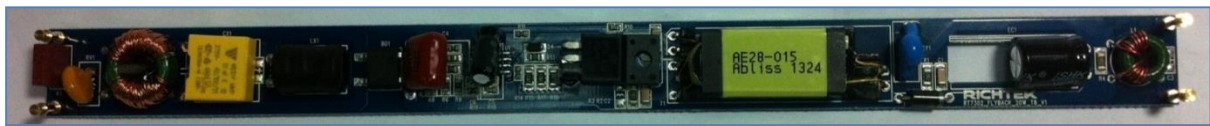
### 設計程序：

基本設計步驟如下：

確定輸入和輸出條件 → 計算輸入功率 → 變壓器的設計，計算匝數比  $N$ ，初級側電感值、初級和次級線圈的匝數 → 選用電流檢測電阻 ( $R_{CS}$ )、橋式整流器、MOSFET、輸出二極體 → 最低導通時間 ( $t_{on}$ ) 設定 ( $R_{ZCD1}$ ) → 過壓保護設定 ( $R_{ZCD2}$ ) → 傳輸延遲設定 ( $R_{PC}$ ) → 前饋補償 ( $R_{M1}$ ,  $R_{M2}$ )  
利用 RT7302 的設計工具，可快速地決定所需的元件值。在第 3 章，將詳細解說並示範 18W 參考設計的每一設計步驟。

## 3. 18W T8 LED 驅動器的設計

這一章的 LED 驅動器實例是 18W T8 LED 驅動器評估板，如圖三所示。



圖三、評估板尺寸為 230x18x10mm，可放在 T8 窄燈管的 LED 板後面

設計規格要求：

- 輸入範圍：90V ~ 264 V<sub>ac</sub>
- LED 負載：45V / 400mA
- 在 120V / 230 V<sub>ac</sub>，效率 > 85%
- PF：> 0.95 和 THDi < 15% (符合 IEC61000-3-2 C & D 級)

## 步驟 1、輸入和輸出條件

輸入和輸出條件如下所列：

最大交流輸入電壓  $V_{ac\_max}$ ：264V<sub>ac</sub>

最低交流輸入電壓  $V_{ac\_min}$ ：90V<sub>ac</sub>

電源頻率  $f_{line}$ ：50 Hz / 60 Hz

平均輸出電流  $I_o$ ：400mA

最小平均輸出電壓  $V_{o\_min}$ ：43V

最大平均輸出電壓  $V_{o\_max}$ ：47V

LED 燈串使用 14 個高功率 LED，總動態電阻為 14Ω

估計之最大平均輸入功率  $P_{in\_max\_est}$  可以表示為：

$$P_{in\_max\_est} = \frac{V_{o\_max} \cdot I_o}{\eta} \quad \text{其中 } \eta \text{ 為估計的效率。}$$

估計的效率為 85%，則輸入功率為： $47 * 0.4 / 0.85 = 22.12W$ 。

變壓器的估計峰值電流轉換比 ( $CTR_{TX1}$ ) 可以表示為

$$CTR_{TX1} = \frac{I_{SEC\_PK}}{I_{PRI\_PK}} \times \frac{N_S}{N_P}$$

其中  $I_{SEC\_PK}$  是次級側峰值電流， $I_{PRI\_PK}$  是初級側峰值電流， $N_S$  是次級線圈匝數，而  $N_P$  是初級線圈匝數。  
 $CTR_{TX1}$  估計約為 0.9。

反射輸出電壓  $V_{ro}$  可表示為

$$V_{ro} = \frac{N_P}{N_S} \cdot (V_{o\_max} + V_f)$$

其中  $V_f$  是輸出二極體的順向電壓。建議  $V_{ro}$  必須是在 95 ~ 125V。

在此範例中：設定  $V_{ro} = 125V$ 。

在最大輸出電壓時，最小 VDD 電源電壓  $V_{DD\_Vomax\_min}$  可得如下：

$$V_{DD\_Vomax\_min} = \frac{V_{o\_max}}{V_{o\_min}} \cdot V_{TH\_OFF\_max} \cdot 130\%$$

其中  $V_{TH\_OFF}$  是控制器的下降欠壓鎖定 (UVLO) 臨界電壓。

在最大輸出電壓時，VDD 電源電壓  $V_{DD\_max}$  必須在  $V_{DD\_Vomax\_min} \sim V_{DD\_OVP\_min}$  範圍內。

在此範例中：

$V_{O\_max} = 47V$ ， $V_{O\_min} = 43V$ ， $V_{TH\_OFF\_max} = 10V$ ， $V_{DD\_Vomax\_min} = 14.2V$

設定  $V_{DD\_max} = 20V$ 。

計算輸出電容  $C_{OUT}$ ：

輸出電容值會決定 LED 燈串上的電壓漣波量。此電壓漣波和 LED 燈串的動態電阻，會決定通過 LED 燈串的電流漣波，因而造成 100Hz 或 120Hz 的光閃爍。

在本範例中，所允許的最大 LED 電流漣波振幅設為 340mA<sub>pp</sub>，即漣波百分比為 42%。LED 燈串串聯了 14 個 LED，總動態電阻為 14Ω，所以電壓漣波  $V_{OUT} = 0.34A * 14\Omega = 4.76V_{pp}$ 。變壓器次級線圈電流可估計為一個頻率為輸入電源頻率兩倍的低頻漣波，且此低頻漣波的峰至峰振幅為平均輸出電流的兩倍。輸出電容值由下式可算出：

$$C_{OUT} = \frac{I_{OUT\_PP}}{V_{OUT\_PP} \cdot 2 \cdot \pi \cdot f}$$

其中  $I_{OUT\_PP}$  是兩倍的平均 LED 電流， $V_{OUT\_PP}$  是所允許的交流輸出電壓漣波，而  $f$  是兩倍電源頻率。以電源頻率 50Hz 來計算： $C_{OUT} = 2 * 0.4 / (4.76 * 2 * \pi * 100) = 267\mu F$ 。若想要 LED 電流漣波愈小，則  $C_{OUT}$  值需增加。然而，當 LED 燈串的總動態電阻較高時， $C_{OUT}$  值可以減小。

## 步驟 2、變壓器的設計

理想的初級與次級線圈匝數比可以表示為

$$\frac{N_P}{N_S} = \frac{V_{ro}}{V_{o\_max} + V_f}$$

在此範例中：

$V_{ro} = 125V$ ， $V_{O\_max} = 47V$ ， $V_f = 0.7V$ ，得  $N_P / N_S = 2.62$

理想的次級與輔助線圈匝數比可以表示為

$$\frac{N_S}{N_A} = \frac{V_{o\_max}}{V_{DD\_max}}$$

在此範例中：

$V_{O\_max} = 47V$ ， $V_{DD\_max} = 20V$ ，得  $N_S / N_A = 2.35$

MOSFET 的最大導通時間  $t_{on\_max}$  可以表示為

$$t_{on\_max} = D_{on\_max} \cdot \frac{1}{f_{s\_min}}$$

其中  $f_{s\_min}$  是最小開關切換頻率。

MOSFET 的最大責任週期  $D_{on\_max}$  可以表示為

$$D_{on\_max} = \frac{V_{ro}}{V_{ro} + V_{ac\_min\_pk}}$$

初級側電感  $L_m$  可導出為

$$L_m = \frac{t_{on}}{2I_o} \cdot \frac{N_p}{N_s} \cdot CTR_{TX1} \frac{\int_0^{\frac{1}{2f_{line}}} \frac{V_{ac}(t)^2}{V_{ro} + V_{ac}(t)} dt}{\frac{1}{2f_{line}}}$$

因此，當最小開關切換頻率  $f_{s\_min}$  決定之後，就可以求得  $L_m$ 。

在此範例中：

設定  $f_{s\_min} = 54\text{kHz}$ ，

$V_{ro} = 125\text{V}$ ， $V_{ac\_min\_pk} = 127\text{V}$ ，

算出  $t_{on\_max} = 8.68\mu\text{s}$  和  $L_m = 899\mu\text{H}$

為避免鐵芯飽和，變壓器初級側的最小匝數可由以下算式得到：

$$N_{p\_min} > \frac{I_{p\_pk} \cdot L_m}{B_{max} \cdot A_e}$$

其中  $A_e$  是鐵芯的橫截面面積 (單位： $\text{m}^2$ )，而  $B_{max}$  是最大磁通密度 (單位： $\text{Gauss}$ )。

在此範例中：

$I_{p\_pk} = 1.23\text{A}$ ， $L_m = 899\mu\text{H}$ ，選用 EDR-28 鐵芯，而其橫截面面積  $A_e = 88\text{m}^2$ 。

設定  $B_{max} = 2950\text{ Gauss}$ 。得  $N_{p\_min} > 42.5$  匝。

現在變壓器所有的參數都已決定，包括  $N_{p\_min}$ 、 $N_p/N_s$ 、 $N_s/N_A$  和  $L_m$ 。

$N_p = 43\text{T}$ ， $N_s = 43 / 2.62 = 16.4\text{T}$ ，所以  $N_s$  選 16T，而  $N_A = 16 / 2.35 = 6.8\text{T}$ ，故  $N_A$  選 7T。

### 步驟 3、選用電流檢測電阻

電流檢測電阻  $R_{CS}$  可以由以下公式決定：

$$R_{CS} = \frac{1}{2} \times \frac{N_p}{N_s} \times \frac{K_{CC}}{I_o} \times CTR_{TX1}$$

其中  $K_{CC}$  是控制 IC 內部的參數。

在此範例中：

實際的  $N_p/N_s = 2.69$ ， $K_{CC} = 0.25$ ， $I_o = 0.4\text{A}$ ， $CTR_{TX1} = 0.9$ ，

可算出電流檢測電阻  $R_{CS} = (1/2) * 2.69 * (0.25/0.4) * 0.9 = 0.79\Omega$ 。

#### 步驟 4、選用橋式整流器

橋式整流器的最大逆向電壓  $V_{RRM\_max}$  可以表示為：

$$V_{RRM\_max} = \sqrt{2} \cdot V_{ac\_max}$$

橋式整流器的最大順向電流  $I_{BR\_max}$  可以表示為：

$$I_{BR\_max} = \frac{P_{in\_max}}{V_{ac\_min}}$$

在此範例中：

$$V_{RRM\_max} = \sqrt{2} \cdot 264 = 373V$$

$$I_{BR\_max} = 22.12 / 90 = 0.25A$$

一個 600V / 1A 橋式整流器能提供足夠的降額值，其中包括湧入電流和電壓過衝。

#### 步驟 5、選用 MOSFET

MOSFET 的最大汲-源極電壓應力  $V_{DS\_max}$  為：

$$V_{DS\_max} = V_{RRM\_max} + V_{clamp}$$

其中  $V_{clamp}$  是緩衝電路的最大電壓，必須高於  $V_{ro}$ 。

MOSFET 的最大的汲-源極電流應力  $I_{DS\_max}$  則為：

$$I_{DS\_max} = \sqrt{2} \cdot V_{ac\_min} \cdot \frac{t_{on\_max}}{L_m}$$

在此範例中：

設定  $V_{clamp} = 160V$

$V_{DS\_max} = 373 + 160 = 533V$ ：為達足夠的降額值，選擇至少有 650V 額定值的 MOSFET。

$I_{DS\_max} = I_{p\_pk} = 1.23A$ ：選擇 MOSFET 的  $R_{dson}$  和散熱有關。在小型 T8 設計中，選用  $R_{dson} = 1.8\Omega$ 、4A 的 MOSFET，不需要散熱片。



## 步驟 6、選用輸出二極體和輔助二極體

輸出二極體的最大逆向電壓應力  $V_{Do\_max}$  可以表示為：

$$V_{Do\_max} = V_{RRM\_max} \cdot \frac{N_s}{N_p} + V_{o\_OVP}$$

其中  $V_{o\_OVP}$  是輸出過壓保護臨界值。

輸出二極體的最大平均順向電流應力  $I_{Do\_max}$  可以表示為：

$$I_{Do\_max} = I_o$$

在此範例中：

設定  $V_{o\_OVP} = 61V$

$$V_{Do\_max} = 373 / 2.62 + 61 = 203V$$

$$I_{Do\_max} = I_o = 0.4A$$

選擇高電流額定值的二極體可有較好的效率。

輔助二極體的最大逆向電壓應力  $V_{Da\_max}$  可以表示為：

$$V_{Da\_max} = V_{RRM\_max} \cdot \frac{N_A}{N_p} + V_{DD\_OVP}$$

其中  $V_{DD\_OVP}$  是  $V_{DD}$  過壓保護臨界值。

輸出二極體的最大平均順向電流應力  $I_{Da\_max}$  可以表示為：

$$I_{Da\_max} = I_{DD\_max}$$

其中  $I_{DD\_max}$  是控制 IC 的最大操作電流。

在此範例中：

$$V_{DD\_OVP} = 27V$$

$$V_{Da\_max} = 373 / (2.62 * 2.35) + 27 = 87.8V$$

$$I_{Da\_max} = I_{DD\_max} = 5mA$$

## 步驟 7、最小導通時間的設定

**RT7302** 限制每個開關切換週期最低的導通時間為  $t_{on\_min}$ 。 $t_{on\_min}$  是取樣保持 ZCD 電流  $I_{ZCD\_SH}$  的函數，其關係如下：

$$t_{on\_min} \cdot I_{ZCD\_SH} = 405 \text{ p} \cdot \text{sec} \cdot \text{A} \text{ (typ.)}$$

$I_{ZCD\_SH}$  可以表示為：

$$I_{ZCD\_SH} = \frac{V_{in} \cdot N_A}{R_{ZCD1} \cdot N_P}$$

因此，可以決定  $R_{ZCD1}$ ：

$$R_{ZCD1} = \frac{t_{on\_min} \cdot V_{in}}{405 \text{ p}} \cdot \frac{N_A}{N_P} \text{ (typ.)}$$

此外，流出 ZCD 接腳的電流必須低於 2.5mA（典型值）。因此，決定  $R_{ZCD1}$  時也必須注意：

$$R_{ZCD1} > \frac{\sqrt{2} \cdot V_{ac\_max}}{2.5 \text{ m}} \cdot \frac{N_A}{N_P}$$

在此範例中：

$$R_{ZCD1} > \sqrt{2} * 264 / 2.5 \text{ mA} / (2.62 * 2.35) = 24.2 \text{ k}\Omega$$

設定  $R_{ZCD1} = 60 \text{ k}\Omega$

當  $V_{in} = 10 \text{ V}$ ， $t_{on\_min} = 405 \text{ p} * 60 \text{ k} * (2.62 * 2.35) / 10 = 14.9 \mu\text{s}$

一般情況下， $t_{on\_min}$  較長，可以稍微改善 THDi。但如果  $t_{on\_min}$  太長，在  $V_{in}$  零交越時會產生電流諧振，THDi 反而因此惡化。因此， $t_{on\_min}$  可根據測量的 THDi 而微調。

## 步驟 8、輸出過壓保護的設定

輸出過壓保護是通過檢測輔助線圈的膝點電壓來實現的。R<sub>ZCD2</sub> 可以由以下方程式得到：

$$V_{O\_OVP} \cdot \frac{N_A}{N_S} \cdot \frac{R_{ZCD2}}{R_{ZCD1} + R_{ZCD2}} = 3.1V(\text{typ.})$$

在此範例中：

設定  $V_{O\_OVP} = 61V$

可以計算出  $R_{ZCD2} = 7.9k\Omega$

## 步驟 9、傳輸延遲補償的設計

傳輸延遲效應所引起的  $V_{CS}$  偏差 ( $\Delta V_{CS}$ ) 可導出如下式：

$$\Delta V_{CS} = \frac{V_{in} \cdot t_d \cdot R_{CS}}{L_m},$$

其中  $t_d$  為延遲時間，包括 RT7302 的傳輸延遲和 MOSFET 關斷的轉態時間。RT7302 的 CS 接腳所流出的電流  $I_{CS}$  可以表示為：

$$I_{CS} = K_{PC} \cdot V_{in} \cdot \frac{N_A}{N_P} \cdot \frac{1}{R_{ZCD1}}$$

其中  $K_{PC}$  是控制 IC 內部的常數值。R<sub>PC</sub> 可由下式獲得：

$$R_{PC} = \frac{\Delta V_{CS}}{I_{CS}}$$

$$= \frac{t_d \cdot R_{CS} \cdot R_{ZCD1}}{L_m \cdot K_{PC}} \cdot \frac{N_P}{N_A}$$

$t_d$  估計約為 150ns。

在此範例中：

$$R_{PC} = 150n \cdot 0.74 \cdot 60k / (899\mu \cdot 0.02) \cdot (2.62 \cdot 2.35) = 2.3k\Omega$$

然而，延遲週期  $t_d$  會隨 MOSFET 的寄生電容、控制 IC 的閘極驅動能力和傳輸延遲等而改變，因此無法準確估計  $t_d$ ，而 R<sub>PC</sub> 需要根據所測量的輸出電流作修改。如果輸出電流隨  $V_{in}$  上升而增加時，R<sub>PC</sub> 應增加；如果輸出電流隨  $V_{in}$  上升而減少時，R<sub>PC</sub> 應降低。

## 步驟 10、前饋補償設計 (僅適用於 [RT7302](#))

COMP 電壓  $V_{COMP}$  可從下列公式導出。

$$\frac{1}{2}(V_{MULT\_pk})^2 \times \frac{t_{on} + t_{off}}{t_s} \times G_{ramp} \times t_{on} = C_{ramp} \times V_{COMP}$$

$$V_{MULT\_pk} = V_{in\_pk} \times \frac{R_{M2}}{R_{M1} + R_{M2}}$$

$V_{MULT\_pk}$  是 MULT 接腳上的峰值電壓。 $G_{ramp}$  是斜坡信號產生器的轉導值，其典型值為  $2.5\mu A/V$ 。 $C_{ramp}$  是斜坡信號產生器的電容，其典型值為  $6.5pF$ 。當轉換器操作在 CRM 時， $(t_{on} + t_{off}) / t_s = 1$ 。建議把  $V_{COMP\_min}$  設計在  $1.2 \sim 1.5V$  的範圍內，而  $R_{M2}$  在  $30 \sim 60k\Omega$  之間。因此，分壓器的電阻值  $R_{M1}$  和  $R_{M2}$  可以根據以上參數來決定。

在此範例中：

$t_{on\_max} = 8.68\mu s$ 。

設定  $V_{COMP\_min} = 1.2V$ ，

得  $V_{MULT\_pk} = 0.85V$ 。

設定  $R_{M2} = 43k\Omega$ ，

可以計算出  $R_{M1} = 6.4m\Omega$ 。

## 4. 設計工具說明

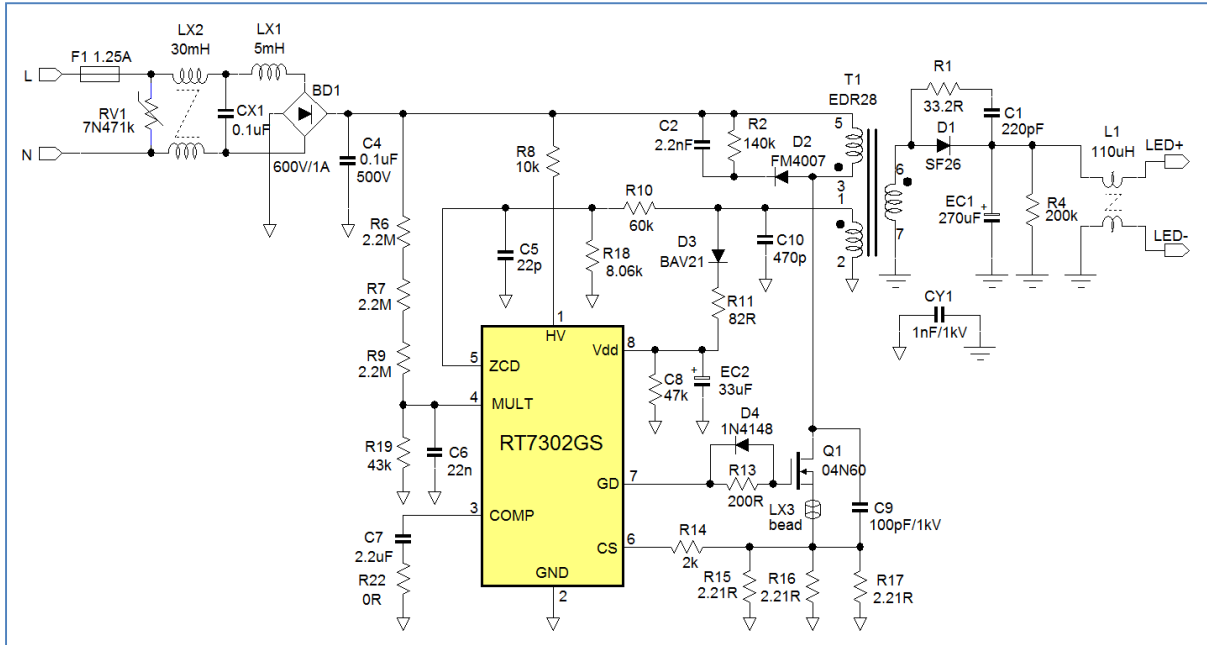
利用 [RT7302 設計工具](#) 和 [RT7304 設計工具](#)，可快速地決定所需的元件值。其內容與第 3 章中所述的設計步驟相同。在設計工具中，使用者將操作參數輸入於「黃色網格」中；而根據所輸入的參數，設計工具會自動將產生的結果放在「粉紅色網格」中。

下表一顯示為 18W T8 參考設計所輸入的數據和其所計算出的結果。



## 5. 評估板的電路示意圖

評估板的電路示意圖如圖四所示。



圖四、18W T8 LED 驅動器參考設計之電路示意圖

在參考電路設計中，加上 RV1 作為雷擊保護；加上 LX2、CX1 和 LX1 以減少輸入電源的傳導電磁干擾，而 L1 和 LX3 則是為了減少輻射電磁干擾。

完整的材料清單如下方表二所示。

表二、18W LED 驅動器之參考設計完整的材料清單

Item	Quantity	Reference	Part/Value	Type	Vendor	Remark
1	1	F1	T1.25A/300V	SS-5F-2P	Littlefuse	
2	1	RV1	7N471K	TVS-2P	Thinking	
3	1	LX2	30mH	LRS-T14	Abliss	T12.7*7.92*4.9 (μi=10000)
4	1	CX1	0.1μF	CFS-12X12	Shiny Space	
5	1	LX1	5mH	LDS-D9X12	Mag. layers	
6	1	BD1	1A/600V	DB-1A	GW	
7	1	C4	0.1μF/500V	CFS-11X10	Murata	
8	3	R6, R7, R9	2.2MΩ	805	RALEC	
9	1	R19	43kΩ	603	RALEC	
10	1	C6	22nF/50V	603	Murata	
11	1	C7	2.2μF/25V	805	Murata	
12	1	R22	0Ω	603	RALEC	
13	1	R8	10kΩ	1206	RALEC	
14	1	R2	140kΩ	1206	RALEC	
15	1	D2	FM4007	SOD123	Willas	
16	1	C2	2.2nF/1kV	1206	Murata	
17	1	R13	200R	805	RALEC	
18	1	D4	1N4148	SOD-123	Willas	
19	1	Q1	4A/650V	TO-220	IPS	FTA04N65D
20	1	C9	100p/1kV	1206	Murata	
21	1	LX3	T3.5*3*1.4	---	King core	On Source pin of Q1
22	3	R15, R16, R17	2.21Ω	1206	RALEC	
23	1	R14	2kΩ	603	RALEC	
24	1	C10	470p/1kV	1206	Murata	
25	1	CY1	1000pF/250Vac	CAP-10mm	Murata	
26	1	R10	60kΩ	603	RALEC	
27	1	R18	8.06kΩ	603	RALEC	
28	1	C5	22pF	603	Murata	
29	1	D3	BAV21	SOD-123	Willas	
30	1	R11	82R	603	RALEC	
31	1	EC2	33μF/50V	CES-5X11	Rubycon	
32	1	T1	EDR28	EDR28	Abliss	
33	1	U1	<a href="#">RT7302</a>	SOP-8	Richtek	

Item	Quantity	Reference	Part/Value	Type	Vendor	Remark
34	1	D1	SF26	DO-15	Willas	
35	1	R1	33.2R	1206	RALEC	
36	1	C1	220p/1kV	1206	Murata	
37	1	EC1	270μF/63V	CES-10X25	Rubycon	
38	1	L1	110μF	LR-T9	Abliss	T9*5*3 (μ=10000)
39	1	R4	200kΩ	1206	RALEC	

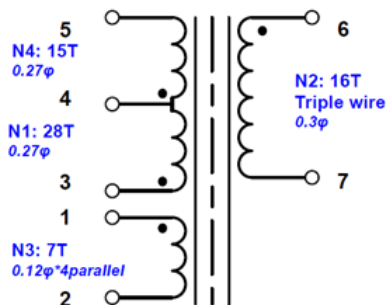
**變壓器設計：**變壓器之設計規格，如圖五所示。

Transformer Specification

Core Size:	EDR-28
Material:	PC40
Bobbin/PINs:	Horizontal / 7pins
Primary inductor: (± 5%)	920μH
Leakage inductor:	30μH



Electrical:



Winding Specifications:

Winding No.	PIN	Wire	Turns	Winding Type	Tape Layer
N1	3 → 4	0.27φ	28Ts	Close winding	2 Layers
N2	6 → 7	Triple wire 0.3φ	16Ts	Close winding	2 Layers
N3	1 → 2	0.12φ x 4 parallel	7Ts	Close winding	1 Layer
N4	4 → 5	0.27φ	15T	Close winding	1 Layer

圖五、變壓器規格

以夾層結構繞製變壓器初級側能減少變壓器的漏電感，因而增進效率和輸出電流調節率。變壓器的最大電壓擺幅是發生在接腳 3，應將其放在最內側，以改善輻射電磁干擾。為符合安全標準，在次級側通常採用三層絕緣線以提供有效的絕緣。



## 6. 電氣性能的測量結果

下方表三顯示了在全電源電壓範圍內，LED 驅動器輸入和輸出參數。

表三、性能測量結果

Frequency	Vac [V]	Pin [Watt]	Vout [V]	Iout [mA]	Pout [Watt]	Eff. [%]	PF Value	THD
60Hz	90	21.54	45.75	405	18.53	86.02%	0.9960	6.37
60Hz	100	21.24	45.78	405	18.54	87.29%	0.9960	6.68
60Hz	110	21.03	45.80	404	18.50	87.98%	0.9954	7.03
60Hz	120	20.87	45.83	403	18.47	88.50%	0.9950	7.24
60Hz	132	20.73	45.86	402	18.44	88.93%	0.9944	7.53
50Hz	180	20.60	46.00	401	18.45	89.54%	0.9908	7.51
50Hz	200	20.60	46.07	400	18.43	89.46%	0.9886	7.02
50Hz	220	20.64	46.15	400	18.46	89.44%	0.9851	6.73
50Hz	230	20.69	46.23	400	18.49	89.38%	0.9832	6.82
50Hz	240	20.75	46.31	400	18.52	89.27%	0.9811	6.99
50Hz	264	20.90	46.44	400	18.58	88.88%	0.9738	7.86

電流調節率 = 1.23%

效率偏差 = 3.52%

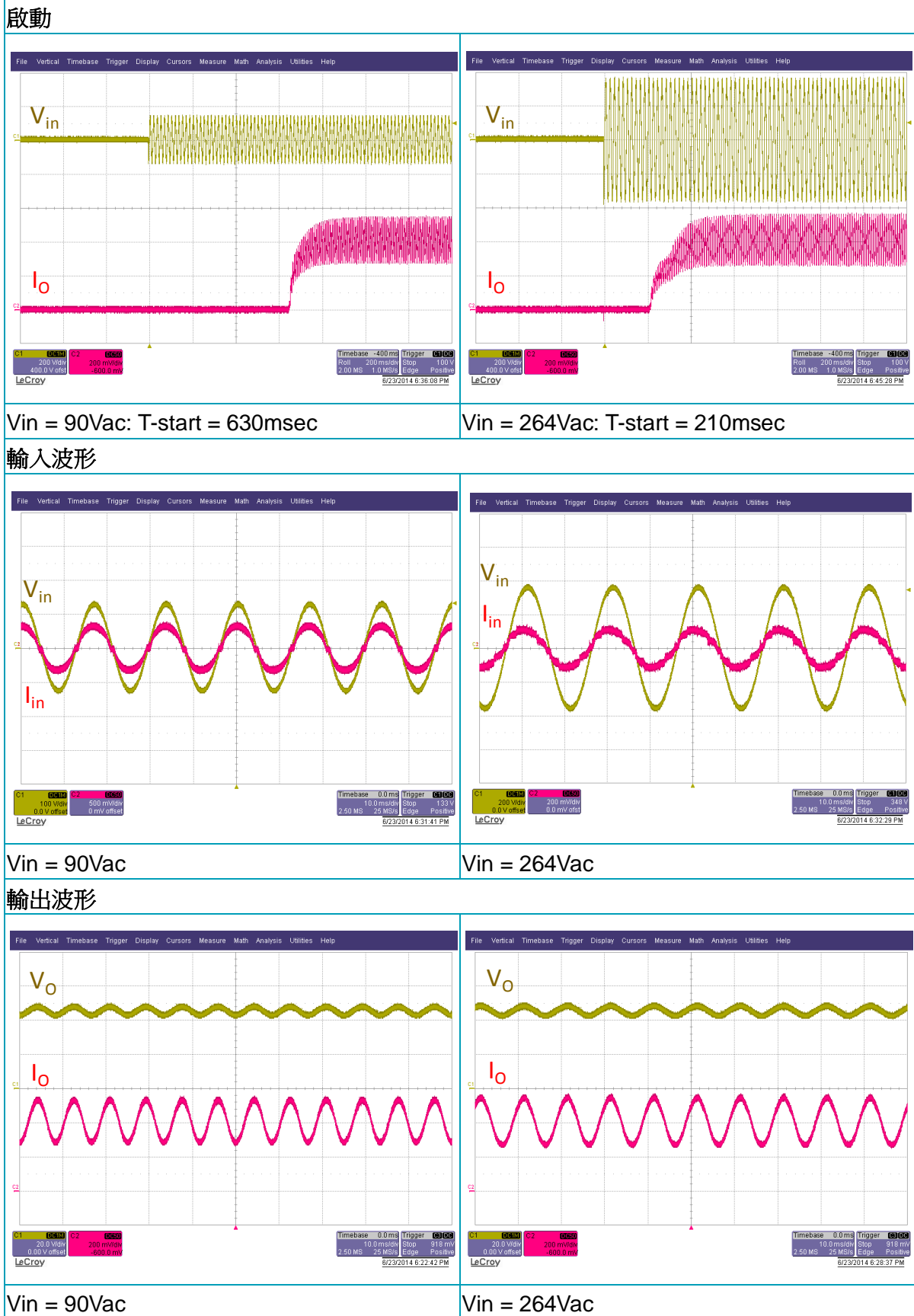
最大 PF = 0.996

最小 PF = 0.974

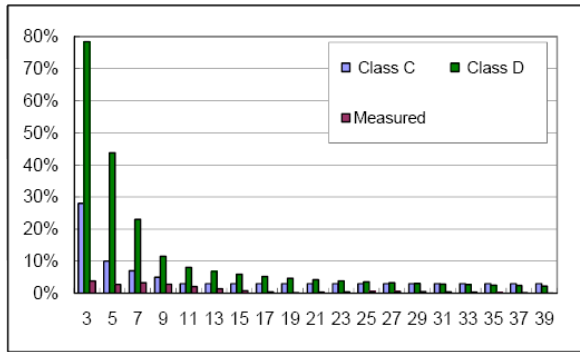
由以上數據可看出，此設計有良好的電流調節率、驅動器效率易達到設計要求、且功率因數和 THDi 都完全符合照明應用的規定。

表四中分別顯示在各種操作條件下，其電壓和電流的波形：

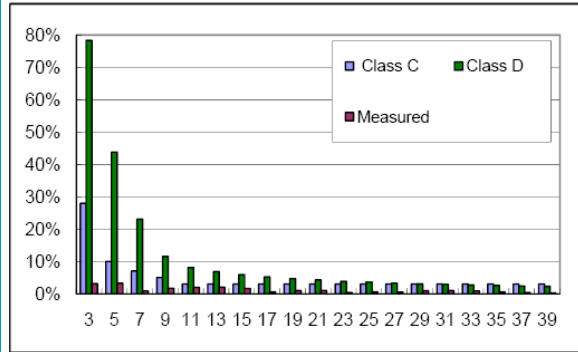
表四、在各種操作條件下所量測的波形



輸入電流諧波含量：(IEC61000-3-2)

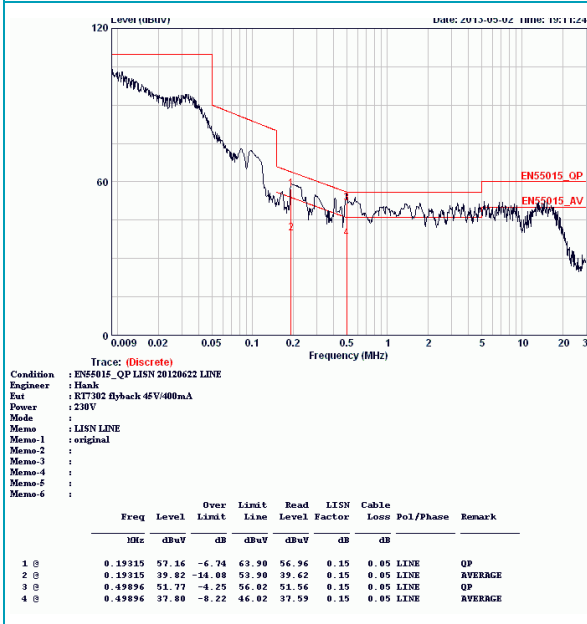


Vin = 110Vac: passes Class C and D

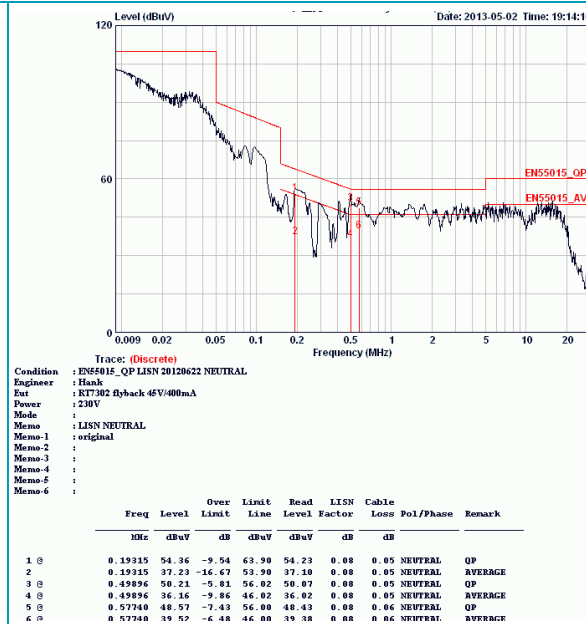


Vin = 230Vac: passes Class C and D

傳導電磁干擾



Vin = 230V-L



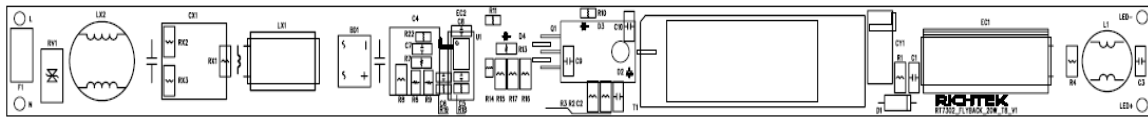
Vin = 230V-N

此展示板在 120V 和 230Vac 均通過傳導和輻射電磁干擾

7. PCB 佈局注意事項

此參考設計的 PCB 佈局如下面圖六所示；它建構於 FR-4 材料製作的雙面 PCB，並有狹窄的外觀尺寸，使其能適合於 T8 狹窄的燈罩。

為減少電磁干擾，應盡可能使開極驅動器、緩衝電路、輸出二極體和主要 MOSFET 開關迴路等的電流迴路愈短愈好。控制 IC、電流檢測電阻、輔助線圈和 Y 電容的接地端個別接到輸入電容的接地端。分別連接於控制 IC 的 COMP 接腳、ZCD 接腳和 MULT 接腳的電容則都盡量靠近 IC。



上層文字 (元件位置)



上層走線



下層走線

圖六、PCB 佈局

## 8. 總結

有此循序漸進的設計指南和 [RT7302 設計工具](#) 的幫助，使用者就能夠快速地設計出滿足高性能離線 LED 驅動器要求的 LED 驅動器；無需次級側的感測可大為簡化驅動器的機構設計，並可使用小型外觀尺寸的 PCB 板。

按照本設計指南去設計，即可符合電磁干擾的相關要求，並且通過雷擊測試。雖然此參考設計是針對 18W LED 驅動器而設計的，但 [RT7302](#) 可廣泛地應用在各種 8W ~ 60W LED 驅動器。

### 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 1<sup>st</sup> Street, Chupei City

Hsinchu, Taiwan, R.O.C.

Tel: 886-3-5526789

Richtek products are sold by description only. Richtek reserves the right to change the circuitry and/or specifications without notice at any time. Customers should obtain the latest relevant information and data sheets before placing orders and should verify that such information is current and complete. Richtek cannot assume responsibility for use of any circuitry other than circuitry entirely embodied in a Richtek product. Information furnished by Richtek is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Richtek or its subsidiaries for its use; nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Richtek or its subsidiaries.