

應用於 LED 照明之單級高功因返馳式轉換器 Single-Stage High Power Factor Flyback for LED Lighting

摘要

本應用須知說明單級高功因返馳式轉換器(Flyback converter)如何以少量的元件與簡單的控制方式，提高輸入功率因數(Power Factor, PF)，降低輸入電流諧波。內容包括功率因數的定義、高功因返馳式轉換器動作原理、峰值電流控制(Peak-current mode control)與固定導通時間控制(Constant on-time control)、輸入電壓前饋補償(Feed-forward compensation)、以及總諧波失真(Total Harmonic Distortion, THD)優化。

一、前言

近年來，發光二極體(Light-Emitting Diode, LED)技術發展迅速，由於其具有發光效率高、長壽命與不含汞等優勢，已經被視為下一代主要照明源。隨著環保意識抬頭，大家對於 LED 驅動器的要求不再只是點亮，對於節能的要求也愈來愈嚴格。美國能源之星(Energy Star)規定功率高於 5W 的住宅照明驅動器之功率因數必須大於 0.7，商業照明大於 0.9。本應用須知將探討 LED 照明的驅動器，如何以少量的元件與簡單的控制方式，提高輸入功率因數，降低輸入電流諧波，以達到規範要求，並且達到節能的目的。

二、功率因數

由於能源日益短缺，促使人們越來越重視電子裝置的用電效率。傳統的電源轉換器大多使用二極體整流器與電解電容對輸入電源進行整流，此種架構雖然簡單，但由於輸入電流嚴重非線性失真，造成低頻諧波大量增加，導致功率因數低落。功率因數指實功率(Real power)與視在功率(Apparent power)間的比值，是衡量電力利用效率高低的指標。若功率因數低落，要產生相同功率輸出時所需要的電流就會提高。當電流提高時，電路系統的能量損失就會增加，造成相關電力設備的容量也隨之增加。電力公司為了反應較大容量設備及浪費能量的成本，一般會對功率因數較低的工商業用戶以較高的電費費率來計算電費。功率因數定義如下：

$$\text{Power factor} = \frac{P}{S} \quad (1)$$

其中 P 代表實功率。S 代表視在功率，是電壓和電流均方根值(RMS)的乘積。純電阻負載的視在功率等於實功率，其功率因數為 1。

若負載是由電感、電容及電阻組成的線性負載，能量可能會在負載端及電源端往復流動，造成實功率下降。線性元件組成的電路，若電壓是正弦波，其電流會是相同頻率的弦波，而其視在功率與實功率的關係為

$$|P| = |S| \times |\cos\theta| \quad (2)$$

其中， θ 是電流和電壓之間的相位角，功率因數等於此角的餘弦 $\cos\theta$ ，也可以稱為位移功率因數(Displacement Power Factor, DPF)。

若負載中有電感、電容及電阻以外的元件(非線性負載)，會造成輸入電流的波形扭曲。視在功率包括所有諧波成份，此時功率因數中不但有電壓和電流之間的相位差導致的位移功率因數，也會有對應諧波成份的失真功率因數(Distortion power factor)，其定義如下：

$$\text{Distortion power factor} = \frac{1}{\sqrt{1+\text{THD}_i^2}} = \frac{I_{1,\text{rms}}}{I_{\text{rms}}} \quad (3)$$

THD_i 為負載電流的總諧波失真。 $I_{1,\text{rms}}$ 為電流的基頻成份，而 I_{rms} 為總電流，二者都以均方根值表示。上述定義假設電壓仍維持正弦波，沒有失真，此假設接近一般實際應用的情形。若將失真功率因數乘以位移功率因數，即可得到總功率因數，也可稱為真功率因數，或直接簡稱為功率因數：

$$\text{Power factor} = \text{DPF} \times \frac{I_{1,\text{rms}}}{I_{\text{rms}}} \quad (4)$$

歐盟為了規範電子裝置的功率因數，設置諧波的標準 EN61000-3-2。若要通過該規範，電子裝置就必須具備功率因數修正(Power Factor Correction, PFC)技術。接下來將介紹應用於 LED 照明的高功因驅動電路。

三、高功因返馳式轉換器動作原理

LED 照明燈具的功率通常低於 100W，操作在臨界導通模式 (Critical Conduction Mode, CRM) 或不連續導通模式 (Discontinuous Conduction Mode, DCM) 是比較合適的選擇。在各種隔離型切換式轉換器 (Isolated switching converter) 中，元件最少並且架構最簡單的是返馳式轉換器。因此，LED 照明驅動器時常採用操作在 CRM 或 DCM 的返馳式轉換器，其電路圖示於圖一，而圖二為其理想電流波形圖。從伏-秒平衡原理，輸出電壓 V_o 與輸入電壓 V_{in} 的關係為：

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{N_s}{N_p} \times \frac{D_{on}}{D_{off}} \quad (5)$$

其中， D_{on} 為功率開關 Q_1 的導通責任比， D_{off} 為輸出二極體 D_o 的導通責任比，如圖二所示。

利用法拉第定理，可以推導出變壓器 TX_1 的激磁電感 L 的電流漣波如下：

$$\Delta i_L = \frac{V_{in}}{L} \times t_{on} \quad (6)$$

由於工作在 CRM 或 DCM，電流在每個切換週期都會降為零，因此電流漣波大小等於電流峰值，如(7)式。

$$\Delta i_L = i_{L,pk} \quad (7)$$

如果輸入電壓為正弦波，輸入電壓可以表示如下：

$$V_{in}(t) = \sqrt{2} \times V_{in,rms} \times \sin(\omega t) \quad (8)$$

其中， $\omega = 2\pi \cdot f_L$ ， f_L 為輸入電壓頻率(50~60Hz)。假設控制功率開關導通時間 t_{on} 為固定，則

$$i_{L,pk}(t) = \frac{t_{on}}{L} \times \sqrt{2} \times V_{in,rms} \times \sin(\omega t) = I_{L,pk} \times \sin(\omega t) \quad (9)$$

也就是電感的峰值電流呈現與電壓同相位的正弦波，其峰值為 $I_{L,pk}$ 。

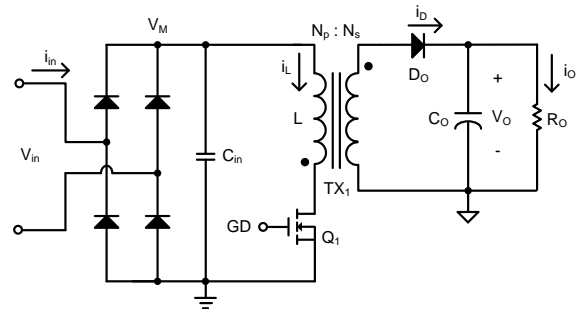
$$I_{L,pk} = \frac{t_{on}}{L} \times \sqrt{2} \times V_{in,rms} \quad (10)$$

如果在橋式整流的前端有電磁干擾 (Electromagnetic Interference, EMI) 濾波器，通常這個濾波器為了要濾除高頻的開關漣波與雜訊，其等效差模(Differential mode)角頻率將遠低於功率開關 Q_1 的切換頻率，但高於輸入電壓的頻率 f_L 。因此輸入電流就是電感漣波的平均值。依三角形平均法，輸入電流可表示如(11)式。

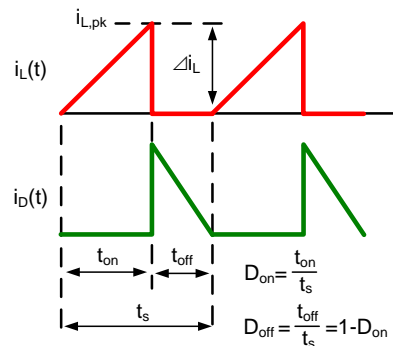
$$i_{in}(t) = \frac{1}{2} \times i_{L,pk}(t) \times \frac{t_{on}(t)}{t_s(t)} = \frac{1}{2} \times i_{L,pk}(t) \times D_{on}(t) \quad (11)$$

若是操作在 DCM， $t_s(t)$ 固定，控制晶片只要把 $t_{on}(t)$ 固定，就可以讓輸入電流 $i_{in}(t)$ 和輸入電壓 $V_{in}(t)$ 同相，因此理論上其功率因數為 1.0。

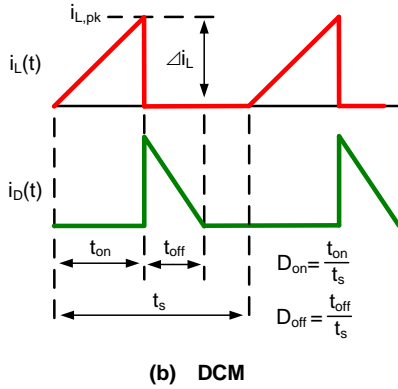
若是操作在 CRM， $t_s(t)$ 隨 $V_{in}(t)$ 變化，即使控制晶片把 $t_{on}(t)$ 固定， $i_{in}(t)$ 和 $V_{in}(t)$ 仍非完全同相。因此理論上操作在 CRM 的返馳式轉換器 PF 和 THD 比操作在 DCM 略差。但操作在 CRM 時，峰值電流較低，並且 EMI 比較容易解決，因此操作在 DCM 和 CRM 的控制晶片都有人採用。



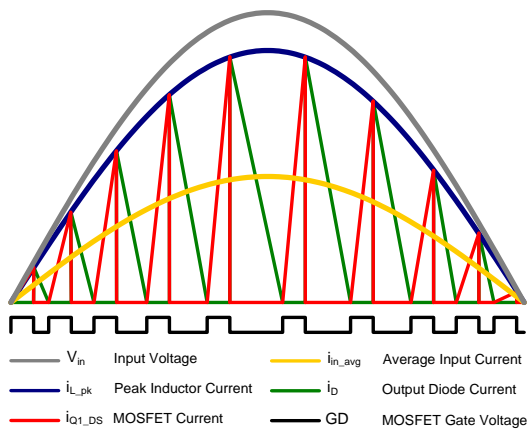
圖一、返馳式轉換器電路圖



(a) CRM



圖二、返馳式轉換器理想電流波形圖



圖三、CRM 返馳式轉換器理想電流波形圖

圖三為操作在 CRM 的返馳式轉換器理想電壓電流波形圖。假設功率因數等於 1.0，輸入電流的有效值可以表示成平均電流峰值的 $1/\sqrt{2}$ 。再利用功率關係，可推得(12)式。

$$i_{in,rms} = \frac{i_{in,pk}}{\sqrt{2}} = \frac{P_{in}}{V_{in,rms}} \tag{12}$$

由(11)式可得

$$i_{in,pk} = \frac{1}{2} \times i_{L,pk} \times \frac{t_{on,pk}}{t_{s,pk}} \tag{13}$$

其中， $t_{on,pk}$ 為輸入電壓在峰值時的 t_{on} ， $t_{s,pk}$ 亦然。結合(10)，(12)，(13)式， $t_{on,pk}$ 表示如下

$$t_{on,pk} = \frac{\sqrt{2 \times P_{in} \times L \times t_{s,pk}}}{V_{in,rms}} \tag{14}$$

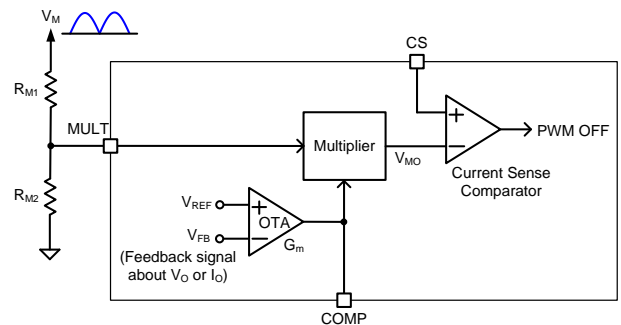
觀察(14)式可得知，導通時間 t_{on} 會隨輸入電壓、輸入功率、電感 L 以及切換週期 t_s 而變化。

四、峰值電流控制與固定導通時間控制

常見的兩種 PFC 控制方式為峰值電流控制與固定導通時間控制，以下分別介紹之。

1. 峰值電流控制：

欲實現峰值電流控制 PFC 必須檢知輸入電壓，其功能方塊圖如圖四所示。圖四中的 V_M 為市電輸入經過橋式整流後的電壓， V_M 經電阻 R_{M1} 、 R_{M2} 分壓後進入控制晶片。回授訊號 V_{FB} 與參考電壓 V_{REF} 經過一個低頻寬的轉導放大器 (Operational Transconductance Amplifier, OTA)，得到電壓 V_{COMP} ，然後與 V_{MULT} 相乘。回授訊號 V_{FB} 可能來自輸出電壓分壓、輸出電流檢知、或原邊控制 (Primary Side Regulation, PSR)。將轉導放大器的頻寬設計遠低於輸入電壓頻率，其輸出 V_{COMP} 就會是漣波很小的直流電壓。因此，乘法器 (Multiplier) 的輸出 V_{MO} 與 V_M 成正比，也就是與輸入電壓成正比。當電感峰值電流的檢知電壓 CS 與乘法器的輸出電壓 V_{MO} 相等時，將脈波寬度調變 (Pulse Width Modulation, PWM) 訊號重置為 OFF，截止功率開關 Q_1 ，因此電感電流峰值將維持與輸入電壓同相的正弦波形，達到高功因的效果。



圖四、峰值電流控制 PFC 功能方塊圖

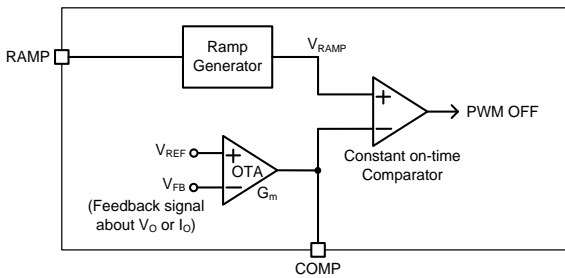
2. 固定導通時間控制：

固定導通時間控制 PFC 功能方塊圖如圖五所示，內部包含了一個斜波產生器 (Ramp Generator)，而省略了成本較高且設計複雜的乘法器。架構簡單的斜波產生器可以不需要檢知輸入電壓，自行產生一個固定斜率 S_{RAMP} 的電壓斜波 V_{RAMP} 。當 V_{RAMP} 等於 V_{COMP} 時，將 PWM 訊號重置為 OFF，截止功率開關 Q_1 。 V_{COMP} 的來源和峰值電流控制 PFC 相同，也是回授訊號 V_{FB} 與參考電壓 V_{REF} 經過一個轉導放大器的輸出。同樣地，將轉導放大器的頻寬設計遠低於輸入電壓頻

率，其輸出 V_{COMP} 就會是漣波很小的直流電壓。若在一個市電週期之內， V_{COMP} 幾乎維持不變，並且 V_{RAMP} 的斜率 S_{RAMP} 也是固定不變，則功率開關 Q_1 的導通時間 t_{on} 就會固定，如(15)式，因此電感電流峰值將維持與輸入電壓同相的正弦波形，達到高功因的效果。

$$t_{on} = \frac{V_{COMP}}{S_{RAMP}} \quad (15)$$

然而 V_{COMP} 合適的操作範圍受限於轉導放大器的線性區間，一般設計約為 0.8~4.2V。若斜率 S_{RAMP} 由晶片內部固定，則導通時間 t_{on} 也會受到限制。由(14)式可得知，在特定的輸入電壓與輸入功率之下，導通時間 t_{on} 與電感 L 相關，若 t_{on} 受限則代表電感的選用也會受限。因此，有些控制晶片會設置一個 RAMP 腳位，讓使用者外部連接電阻或電容來調整斜率 S_{RAMP} ，避免晶片的應用範圍受限。



圖五、固定導通時間控制 PFC 功能方塊圖

以上兩種控制方式都可以操作在 CRM 或是 DCM。若操作在 CRM，控制晶片必須有零電流檢知 (Zero Current Detection) 電路，當偵測到返馳式轉換器的二次側電流降為零的時候，把功率開關 Q_1 導通。若操作在 DCM，控制晶片必須有振盪器 (Oscillator)，在每一個固定週期 t_s 將功率開關 Q_1 導通。有些 DCM 控制晶片會設置一個 R_T (或 C_T) 腳位，讓使用者外部連接電阻或電容來調整週期 t_s 。

五、輸入電壓前饋補償

採用固定導通時間控制 PFC，無論是否設置 RAMP 腳位讓使用者調整斜波斜率 S_{RAMP} ，輸入電壓不同都會造成不同的 COMP 電壓準位 V_{COMP} 。在控制晶片中，時常以 V_{COMP} 判斷負載的輕重準位，例如： V_{COMP} 低於某一個固定電壓時，判斷為輕載，進入突發模式 (Burst mode) 以提升輕載效率。若是不同輸入電壓對應到不同的 V_{COMP} ，則進入突發模式的負載準位也會不同，這樣的控制比較不理想。立錡科技 (Richtek) 生產的 PFC 控制晶片 RT7300 與 RT7302 在固定導通時間控制中加入輸入電壓前饋補償，可以讓輸入電壓不同時， V_{COMP} 不要有太大的變化。圖六為具輸入電壓前饋補償的固定導通時間 PFC 功能方塊圖。電壓 V_{set} 經過轉導放大器向電容 C_{RAMP} 充電，直到 V_{RAMP} 電壓與控制電壓 V_{COMP} 相等，這段時間就等於是固定的導通時間 t_{on} 。

$$t_{on} = \frac{C_{RAMP} \times V_{COMP}}{V_{set} \times G_{mRAMP}} \quad (16)$$

其中，電容 C_{RAMP} 與轉導 G_{mRAMP} 是由控制晶片內部設定，而 V_{COMP} 則由負回授穩壓得來。合併(14)式和(16)式， V_{COMP} 可以表示如下：

$$V_{COMP} = \frac{\sqrt{2 \times P_{in} \times L \times t_{s,pk}} \times V_{set} \times G_{mRAMP}}{V_{in,rms} \times C_{RAMP}} \quad (17)$$

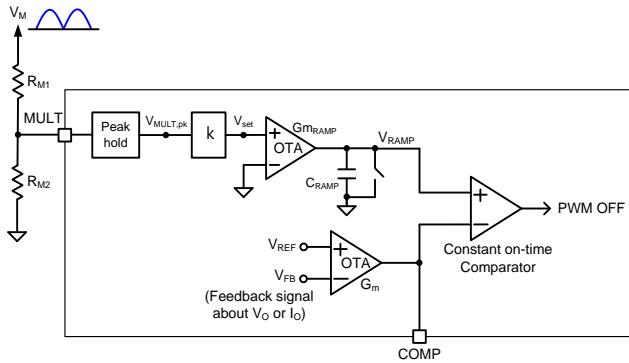
由(17)式得知，若 V_{set} 是控制晶片內部固定的常數，則 V_{COMP} 會與 $V_{in,rms}$ 成反比。在圖六中， V_M 為市電輸入經過橋式整流後的電壓，控制晶片偵測 V_M 經電阻 R_{M1} 、 R_{M2} 分壓後的峰值 $V_{MULT,pk}$ ，並乘以常數 k 做為 V_{set} 。因此 V_{set} 可以表示如下：

$$V_{set} = k \times \sqrt{2} \times V_{in,rms} \times \left(\frac{R_{M2}}{R_{M1} + R_{M2}} \right) \quad (18)$$

將(18)式代入(17)式可得

$$V_{COMP} = \frac{2 \sqrt{P_{in} \times L \times t_{s,pk}} \times G_{mRAMP}}{C_{RAMP}} \times \left(\frac{R_{M2}}{R_{M1} + R_{M2}} \right) \quad (19)$$

因此，在系統參數固定之下， V_{COMP} 只隨 P_{in} 變化，而不受輸入電壓影響，這就達到前饋補償的效果。



圖六、具輸入電壓前饋補償的固定導通時間 PFC 功能方塊圖

六、總諧波失真優化

在先前的章節有提到，理論上操作在 CRM 的返馳式轉換器 PF 和 THD 比操作在 DCM 略差。本應用須知提出一種總諧波失真優化電路(THD optimizer)，能改善操作在 CRM 的返馳式轉換器 PF 和 THD。

將(9)式代入(11)式：

$$i_{in}(t) = \frac{\sqrt{2} \times t_{on}(t)}{2 \times L} \times V_{in,rms} \times \sin(\omega t) \times D_{on}(t) \quad (20)$$

觀察(20)式可以得知，如果功率開關的導通時間 t_{on} 固定，輸入電流 i_{in} 與輸入電壓 V_{in} 之間仍存在導通責任比 D_{on} 的關係。若能讓 t_{on} 與 D_{on} 成反比，即可讓 i_{in} 與 V_{in} 更接近完全同相。由於功率開關的切換週期遠低於市電週期，因此以上一個切換週期的 D_{on} 來調整這一個週期的 t_{on} ，在整個市電週期可以視為幾乎沒有延遲。參照圖七，在 V_{set} 與轉導放大器之間插入總諧波失真優化電路，以 PWM 訊號作為調變斜波斜率的參數，其理想波形圖示於圖八。因此 V_{set2} 可以表示如下：

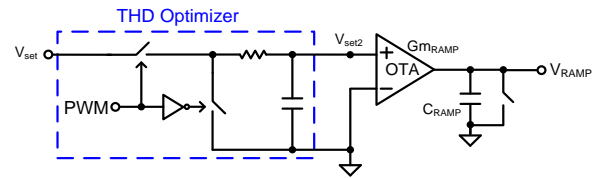
$$V_{set2} = V_{set} \times D_{on} \quad (21)$$

將(21)式代入(16)式：

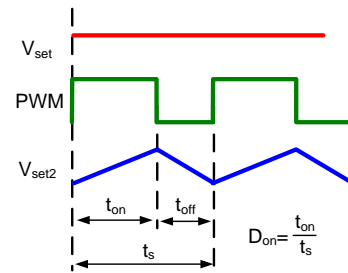
$$t_{on} = \frac{C_{RAMP} \times V_{COMP}}{(V_{set} \times D_{on}) \times G_{mRAMP}} \quad (22)$$

如(22)式所示，加入總諧波失真優化電路可以讓 t_{on} 與 D_{on} 成反比，因此可以讓 i_{in} 與 V_{in} 更接近完全同相。圖九為硬體電路量測的輸入電壓 V_{in} 與輸入電流 i_{in} 波形，輸入電壓 230V_{AC}，輸出電壓 30V，輸出電流 350mA。在同樣的系統參數之下，控制晶片未加入總諧波失真優化電路的 THD 約為 13.83%。加入總諧波失真優化電路之後，THD 降為 5.28%。從波形可以明顯看出，

加入總諧波失真電路優化之後，輸入電流波形更近似與輸入電壓同相位的正弦波。



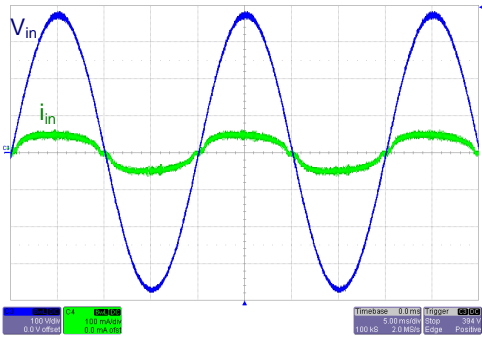
圖七、總諧波失真優化電路



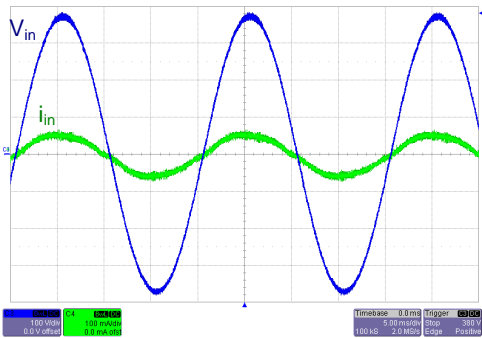
圖八、總諧波失真優化電路理想波形

七、總結

本應用須知描述單級高功因返馳式轉換器的動作原理，並且說明固定導通時間控制 PFC，搭配輸入電壓前饋補償，可以讓輸入電壓不同時，COMP 電壓準位不要有太大的變化。此外，加入總諧波失真優化電路，可大幅降低輸入電流諧波，並以實測波形驗證。



(a) 未加入總諧波失真優化電路



(b) 加入總諧波失真優化電路

(V_{in} : 100V/div, i_{in} : 100mA/div, time: 5ms/div)

圖九、硬體電路量測的輸入電壓與電流波形

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.