

## 如何消除返馳式轉換器於啟動期間 MOSFET 之過應力

### How to Eliminate Over Stress of MOSFET during Start-up of Flyback Converter

#### 摘要

本應用文件從三大方向探討「如何有效消除返馳式轉換器於啟動期間 MOSFET 之過應力」：從 RICHTEK 專利內嵌軟啟動功能之返馳式轉換控制器設計；再到系統回授穩定度與開關晶體之應力關係；最後帶入被動式電壓箝位 RCD 緩衝電路分析及設計。本應用文件提供研發工程師於電源系統開發設計時，得參考本應用文件於降低開關晶體 MOSFET 之應力，避免開關晶體之損壞，以提高電路操作之可靠性。

#### 一、前言

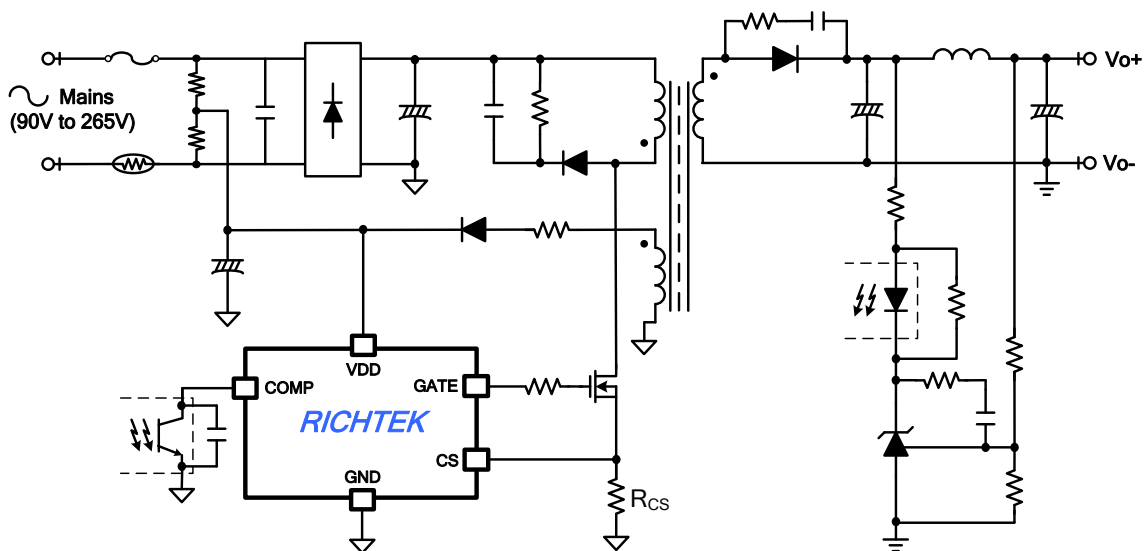
切換式電源供應器(Switching Power Supply)相對於線性式電源供應器(Linear Power Supply)具有體積小、重量輕、效率高……等優點，因而被廣泛應用。切換式電源拓樸之一「返馳式轉換器(Flyback Converter)」由於擁有初/次級隔離、電路架構簡單、零件數少、成本低……等特色，被廣泛應用於 150W 以下的電源系統。

開關元件 Power MOSFET 扮演著切換式電源轉換器重要角色，「如何消除返馳式轉換器於啟動期間 MOSFET 之過應力」，乃為本應用文件探討之重點。本文將從返馳式轉換控制器設計、回授穩定度、緩衝電路設計，三大方向探討如何有效消除返馳式轉換器於啟動期間 MOSFET 之過應力。

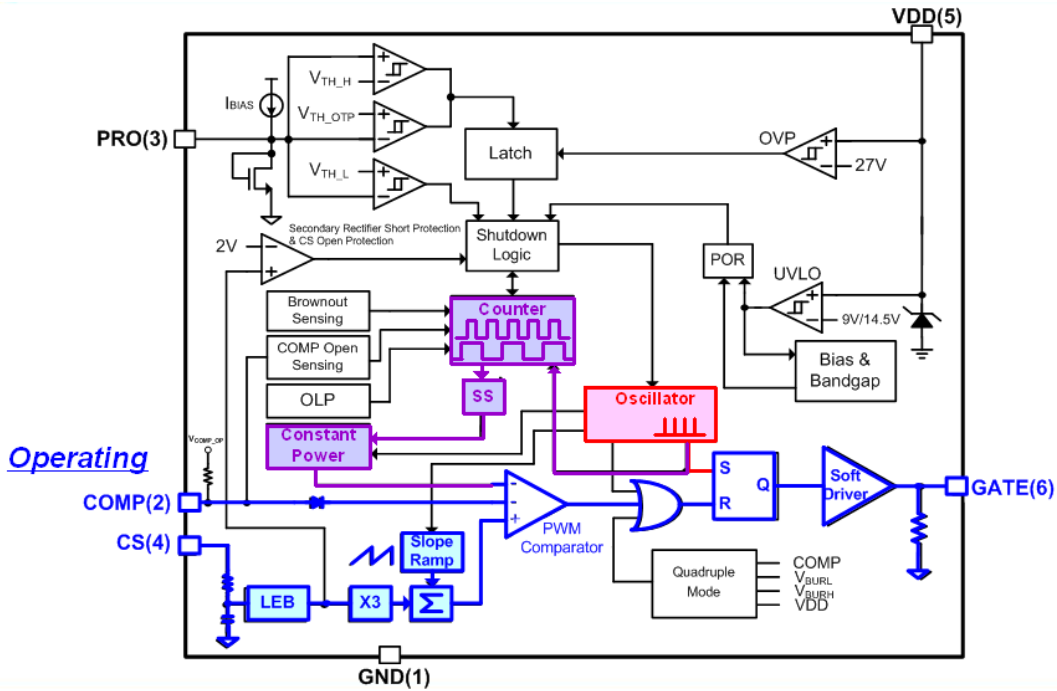
#### 二、返馳式控制器設計—RICHTEK 專利內嵌軟啟動功能

圖一為典型返馳式轉換器應用電路。以 RICHTEK RT7736—智慧抖頻應用返馳式轉換器之脈衝寬度調變控制器，作為說明範例。參考 RT7736 Datasheet 之功能方塊圖，如圖二所示：當 VDD 電壓達到 RT7736 控制 IC 啟動門檻電壓( $V_{TH\_ON}$ )，控制 IC 即會開始運作，控制 IC 開始運作會先啟動軟啟動功能(Soft Start, SS)。

控制 IC 內之震盪器(Oscillator)產生時脈頻率(Clock)來設定 S-R 控鎖器(S-R Flip-Flop)之 S 端(Set)；透過回授電壓( $V_{COMP}$ )或定功率(Constant Power)之電流限制訊號(Current Limit,  $V_{CS\_CL}$ )，回授電壓與電流限制訊號二者取電壓最低之訊號與流過電流偵測電阻 ( $R_{CS}$ ) 之電壓 ( $V_{CS}$ ) 經由脈波寬度比較器 (PWM Comparator)觸發 S-R 控鎖器之 R 端(Reset)，決定此時間極 (GATE)之脈波寬度。



圖一、典型返馳式轉換器應用電路



圖二、RT7736 功能方塊圖

控制 IC 透過閘極(GATE)腳位驅動返馳式轉換器開關晶體(Ex : MOSFET)，開關晶體導通(Turn ON 或 Close)時，輸入電壓完全跨在變壓器(耦合電感器)之上，電感電流成線性增加，電感所儲存的能量也因而逐漸增加；同時由於功率二極體反偏，此時負載所需的能量完全由輸出電容提供。藉由回授控制信號，當閘極驅動信號將開關晶體關閉(Turn OFF 或 Open)時，由於電感的磁通必需連續，迫使功率二極體導通，此時電感的電壓也會反相來重置其磁通。這時候，通過二極體的電感電流將呈線性減少，除了提供給負載外，也提供給輸出電容充電，直到控制 IC 之時脈頻率觸發下一週期開始為止，週而復始。以連續導通模式(Continuous-Conduction-Mode, CCM)為例，圖三為返馳式轉換器及控制器動作示意圖：

開關晶體導通時，電流偵測電阻上之電壓(Vcs)爬升斜率(mR)：

$$m_R = \frac{V_{in}}{L_p} \quad (1)$$

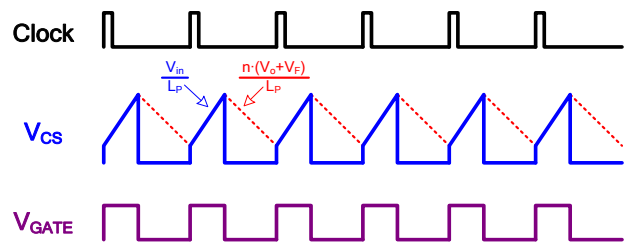
開關晶體關閉時，電流偵測電阻上之電壓(Vcs)下降斜率(mF)：

$$m_F = \frac{n \times (V_o + V_F)}{L_p} \quad (2)$$

$$n = \frac{N_p}{N_s} \quad (3)$$

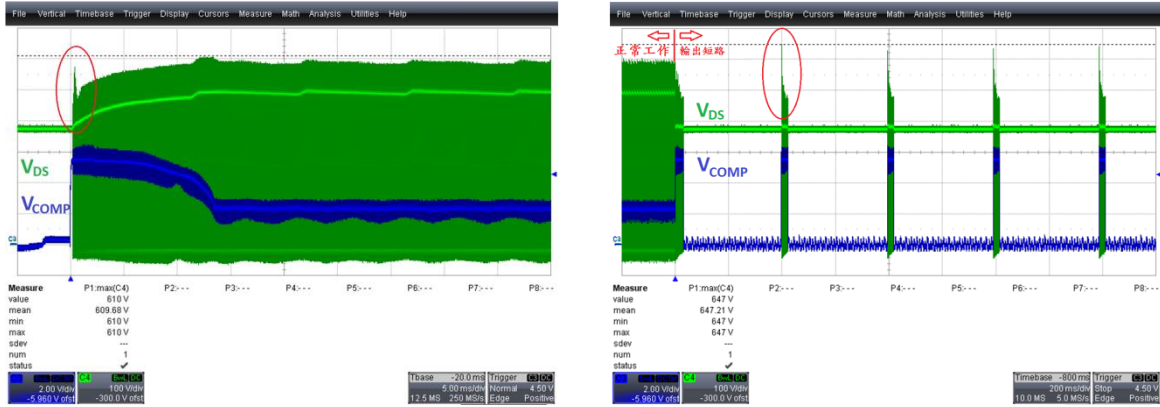
其中  $V_{in}$  為跨於變壓器兩端之輸入電壓； $L_p$  為變壓器一次側之激磁電感； $V_o$  為輸出電壓； $V_F$  為功率二極體導通電壓； $n$  為變

壓器圈數比； $N_p$  為變壓器一次側圈數； $N_s$  為變壓器二次側圈數。



圖三、返馳式轉換器及控制器動作示意圖 (CCM)

返馳式轉換器開始運作初期，輸出為零尚未建立。由公式(2)可知電流偵測電阻上之電壓下降斜率趨近於零。而控制 IC 於每個週期皆至少有最小導通時間( $T_{ON\_MIN}$ )，致使電流偵測電阻上之電壓不斷上升，即開關晶體上之尖峰電流(Peak Current)持續增加。當開關晶體關閉瞬間，累加的尖峰電流、變壓器之漏電感和開關晶體之寄生電容產生高頻震盪，於開關晶體(Ex : MOSFET)之汲極(Drain)與源極(Source)間( $V_{DS}$ )感應極大之電壓突尖(Voltage Spike)。返馳式轉換器啟動期間，於高輸入電壓工作下，將可能衍生開關晶體過應力之問題，如圖四(a)。當返馳式轉換器輸出短路之時，控制 IC 觸發自動重啟保護(Auto Recovery)時，於高輸入電壓工作下，將更惡化開關晶體應力之問題，如圖四(b)。



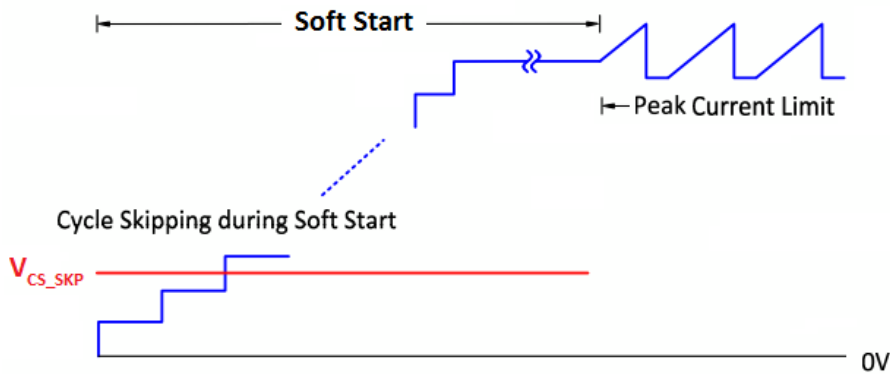
(a) 啟動期間

(b) 輸出短路

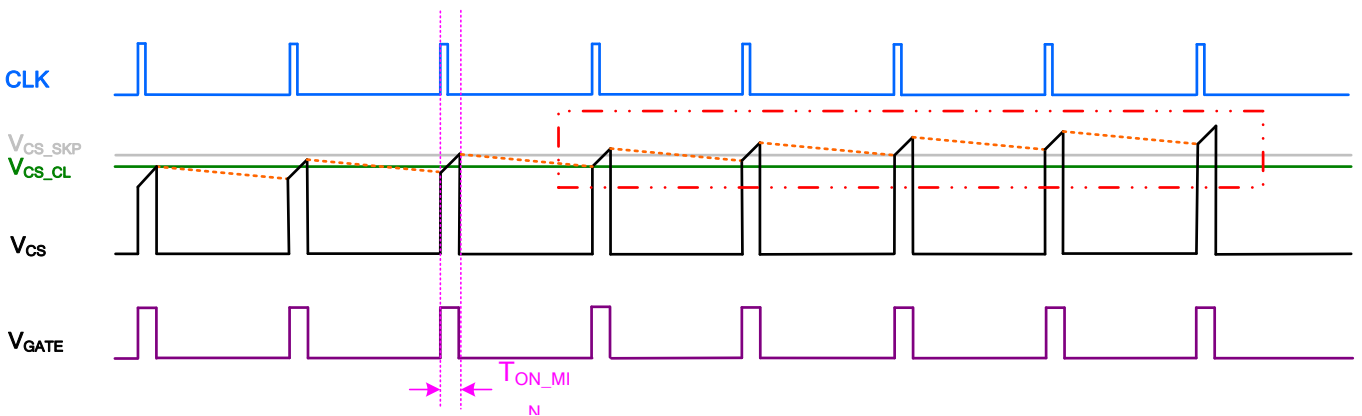
圖四、返馳式轉換器開關晶體之應力

RICHTEK 專利內嵌軟啟動功能，內建於「RT7736 智慧型抖頻應用返馳式轉換器之脈衝寬度調變控制器」上，得有效地抑制啟動尖峰電流，提高電路操作可靠度，並可降低功率開關晶體上的額定電壓及電流。專利內嵌軟啟動功能：於控制 IC 開始運作時會先被啟動，透過階梯式的電流限制訊號，逐步將輸出電壓慢慢建立。同時搭配過電流門檻電壓 ( $V_{CS\_SKP}$ ) 跳週期

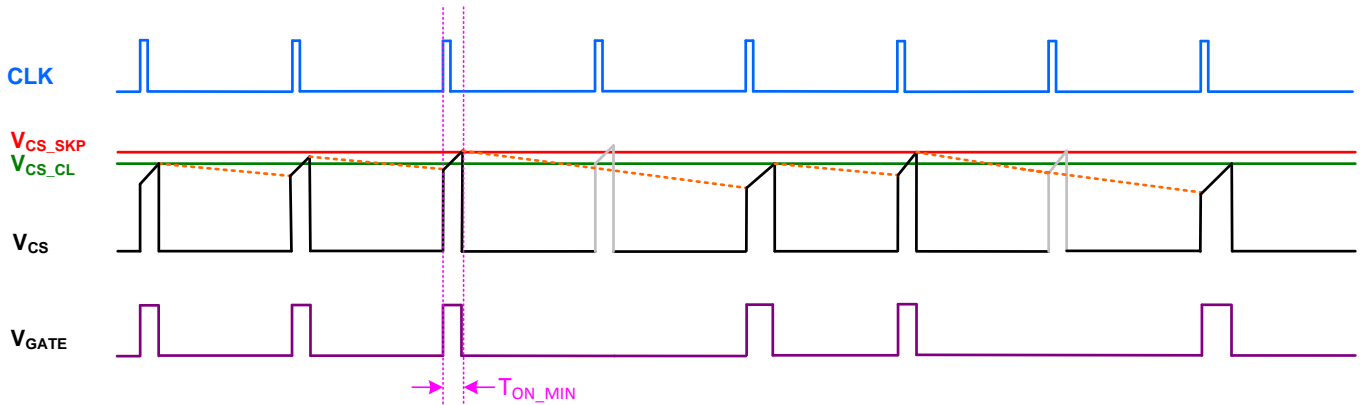
(Cycle Skipping) 模式設計，於軟啟動期間，當電流偵測電阻上之電壓超過電流門檻電壓，控制 IC 會觸發跳週期模式，延長電感電壓反相重置磁通時間，以降低開關晶體上之尖峰電流，亦使下一週期之開極脈波寬度有效地建立，加速輸出電壓之建立。如圖五為 RICHTEK 專利內嵌軟啟動功能示意圖；圖六為 RICHTEK 專利軟啟動功能—跳週期 (Cycle Skipping) 模式。



圖五、RICHTEK 專利內嵌軟啟動功能示意圖



(a) 傳統軟啟動功能



(b) RICHTEK 專利軟啟動功能—跳週期(Cycle Skipping)模式

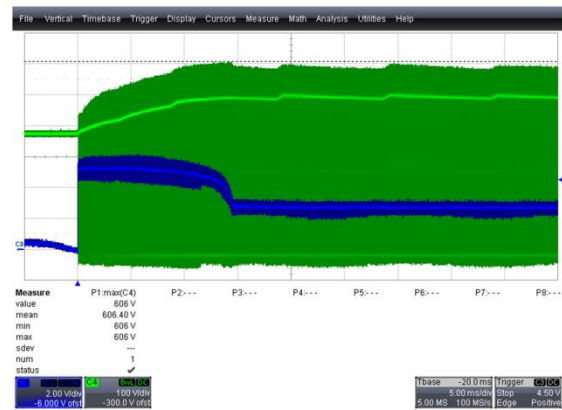
圖六、傳統軟啟動功能 vs. RICHTEK 專利軟啟動功能

透過實驗於相同返馳式轉換器電源系統，量測系統啟動期間，如圖七所示，返馳式轉換器於啟動期間—傳統軟啟動功能 vs. RICHTEK 專利軟啟動功能：可以發現傳統軟啟動功能於啟動初

期有一極大之電壓突尖，直到輸出慢慢建立起來之後，電感激磁磁通與電感電壓反相重置磁通相近，開關晶體之應力才逐漸降低，直到輸出電壓完全建立達到最大之應力。



(a) 傳統軟啟動功能

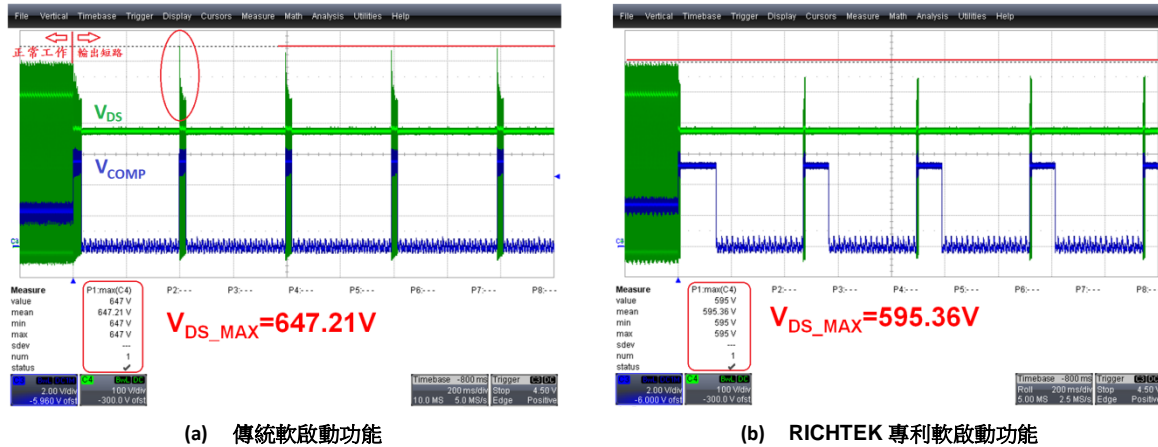


(b) RICHTEK 專利軟啟動功能

圖七、啟動期間開關晶體之應力—傳統軟啟動功能 vs. RICHTEK 專利軟啟動功能

透過實驗於相同返馳式轉換器電源系統，量測系統輸出短路時，如圖八所示，返馳式轉換器輸出短路—傳統軟啟動功能 vs. RICHTEK 專利軟啟動功能：可以發現當返馳式轉換器輸出短路之時，控制 IC 觸發自動重啟保護(Auto Recovery)，於高輸入

電壓工作下，更惡化開關晶體之應力。優化的 RICHTEK 專利軟啟動功能外加控制 IC 輸出短路機制，得有效降低開關晶體之應力，以避免開關晶體之損壞，提高電路操作之可靠性。



圖八、輸出短路時開關晶體之應力—傳統軟啟動功能 vs. RICHTEK 專利軟啟動功能

### 三、 返馳式轉換器—回授穩定度與開關晶體之應力關係

返馳式轉換器之設計，變壓器之圈數比(n)與開關晶體之電壓應力直接相關。換句話說，決定了最大工作週期就決定了變壓器圈數比，同時也決定了與開關晶體之電壓應力。

開關晶體最大之電壓應力( $V_{DS\_MAX}$ )：

$$V_{DS\_max} = V_{in\_max} + n \times (V_o + V_f) + V_{Spike} \quad (4)$$

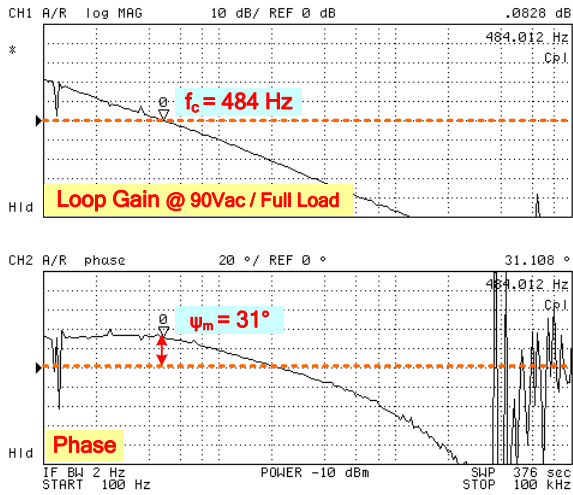
其中  $V_{in\_max}$  為跨於變壓器兩端之最大輸入電壓；n 為變壓器圈數比； $V_o$  為輸出電壓； $V_f$  為功率二極體導通電壓； $V_{Spike}$  為變壓器漏電感造成的電壓突尖(於下節說明討論)。

從轉換器運行的原理上來看，工作週期意味著開關晶體與二極體導通的比率。從有效的利用半導體觀點，各佔一半的工作週期是利用率最高的，也就是說，將最大工作週期( $D_{max}$ )定在 0.5 左右，對開關晶體與二極體的利用率最高。所以一般設定在最低輸入電壓下，工作週期為 0.5。再計算出變壓器圈數比(n)，並藉由開關晶體與二極體電壓應力裕度，再調整 n 與  $D_{max}$ 。詳細返馳式轉換器及其變壓器圈數比之設計，請參考「定頻返馳式轉換器設計指南」應用文件。本應用文件於此探討設計者較易忽略思考之「返馳式轉換器—回授穩定度與開關晶體之應力關係」，假設返馳式轉換器其變壓器圈數比已優化設計。

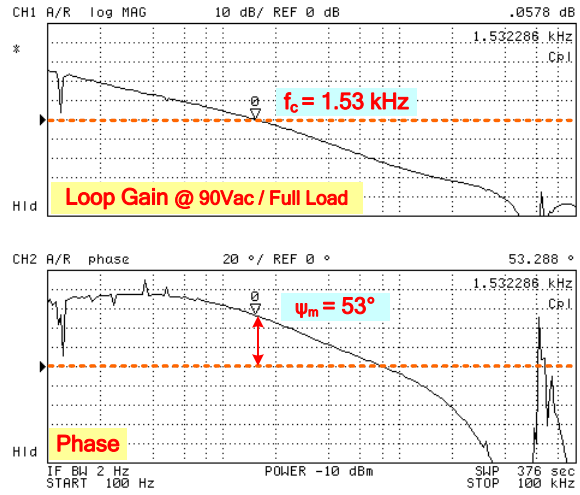
探討返馳式轉換器之回授穩定度，應先了解返馳轉換器固有的右半平面零點問題。這個零點無法用傳統的極點補償。所以，回授補償其交越頻率( $f_c$ )必需遠低於這個零點位置。實務上，返馳式轉換器的交越頻率多半設計在 3kHz 以下。對於一個離線的返馳式轉換器而言，交越頻率設計在低壓輸入滿載時工作點為 800Hz 到 3kHz 為最恰當 (以 65kHz 開關頻率而言)，相位餘裕(Phase Margin,  $\phi_m$ )大於 45 度以上。詳細返馳式轉換器回授設計請參考「離線返馳轉換器回授設計」應用文件。

設計不同回授穩定度補償，透過實驗於相同返馳式轉換器電源系統，量測開關晶體之應力與理論相佐證：回授補償「 $f_c < 800 \text{ Hz} \ \& \ \phi_m < 45^\circ$ 」vs. 「 $f_c > 800 \text{ Hz} \ \& \ \phi_m > 45^\circ$ 」，探討回授穩定度與開關晶體之應力關係。圖九及圖十分別於低壓及高壓輸入滿載時迴路增益之交越頻率與相位餘裕實驗量測曲線。再對應圖十一返馳式轉換器於高壓輸入滿載時開關晶體之應力比較可知：當交越頻率較低且相位餘裕不足時，暫態響應緩慢，致使輸出電壓建立過程過衝(Overshoot)，對照理論公式(4)得證，過衝的輸出電壓將使得開關晶體之應力增加。適當的交越頻率設計及足夠的相位餘裕之回授穩定度補償，得有效降低返馳式轉換器於啟動期間開關晶體之應力，以避免開關晶體之損壞。



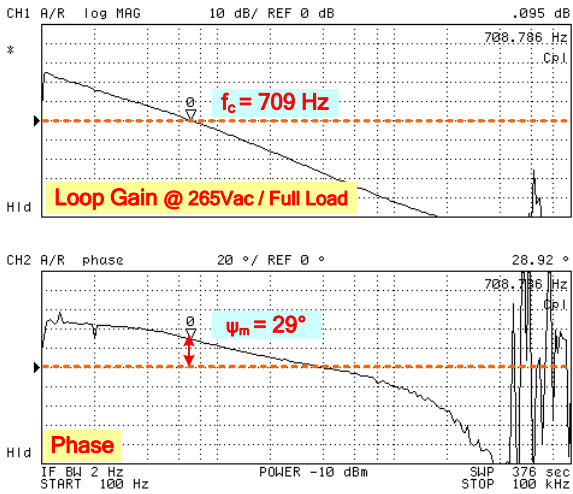


(a)  $f_c < 800 \text{ Hz}$  &  $\phi_m < 45^\circ$

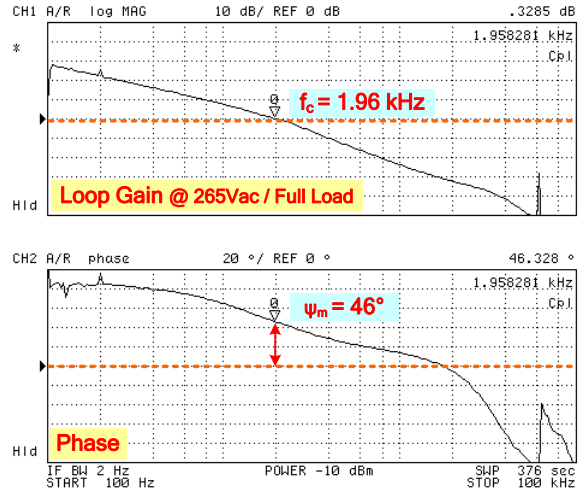


(b)  $f_c > 800 \text{ Hz}$  &  $\phi_m > 45^\circ$

圖九、低壓輸入滿載時迴路增益之交越頻率與相位餘裕

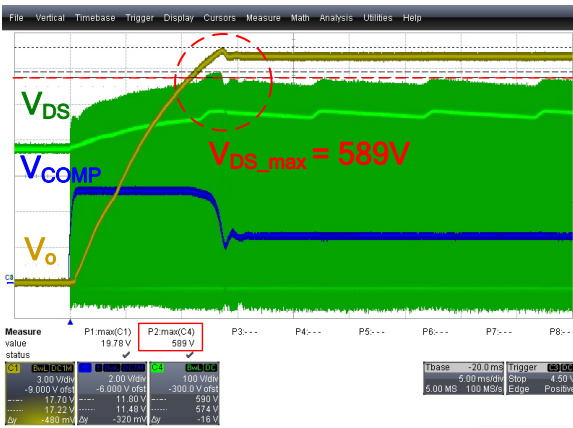


(a)  $f_c < 800 \text{ Hz}$  &  $\phi_m < 45^\circ$

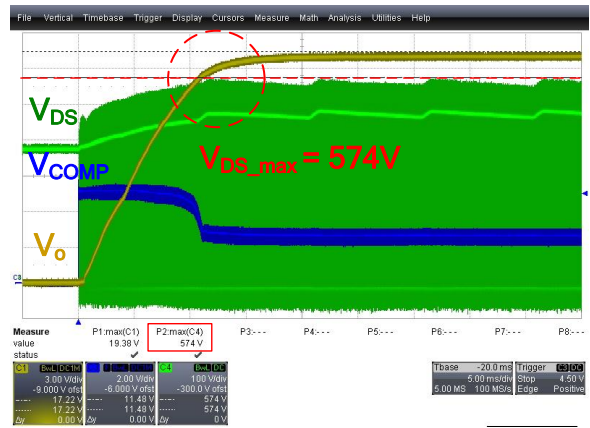


(b)  $f_c > 800 \text{ Hz}$  &  $\phi_m > 45^\circ$

圖十、高壓輸入滿載時迴路增益之交越頻率與相位餘裕



(a)  $f_c < 800 \text{ Hz}$  &  $\phi_m < 45^\circ$



(b)  $f_c > 800 \text{ Hz}$  &  $\phi_m > 45^\circ$

圖十一、返馳式轉換器於高壓輸入滿載時開關晶體之應力

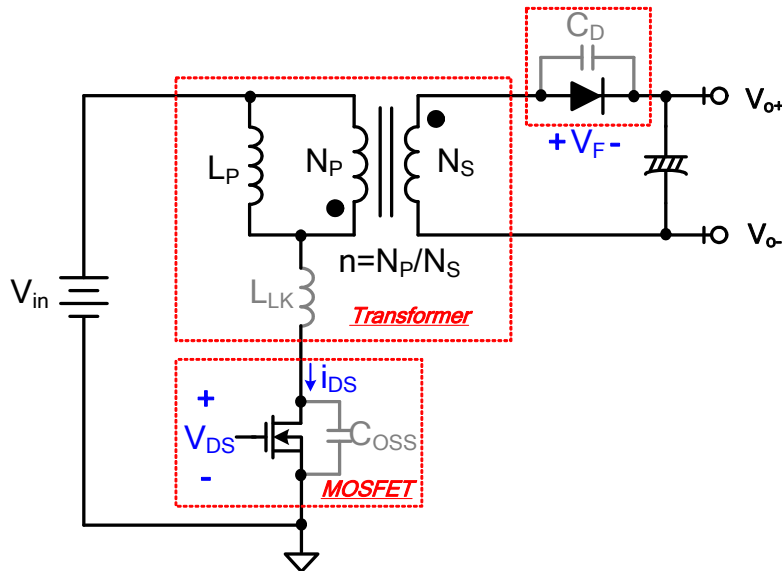
四、被動式電壓箝位 RCD 緩衝電路分析及設計

返馳式轉換器因變壓器之漏電感及開關晶體(Ex: MOSFET)寄生之電容, 如圖十二所示: 返馳式轉換器及其元件等效電路模型。於開關晶體關閉(Turn OFF 或 Open)時, 由於電感的磁通必需連續, 而變壓器之漏電感無法將儲存於漏電感之磁通轉換至二次側, 漏電感電流瞬間被截斷, 於開關晶體之汲極(Drain)與源極(Source)間( $V_{DS}$ )將有一極大之電壓突尖(Voltage Spike), 變壓器之漏電感與開關晶體寄生之電容共振產生高頻震盪, 如圖十三所示: 圖十三(a) 為返馳式轉換器工作於連續導通模式(Continuous-Conduction-Mode, CCM); 圖十三(b) 為返馳式轉換器工作於不連續導通模式(Discontinuous-Conduction-Mode, DCM)。

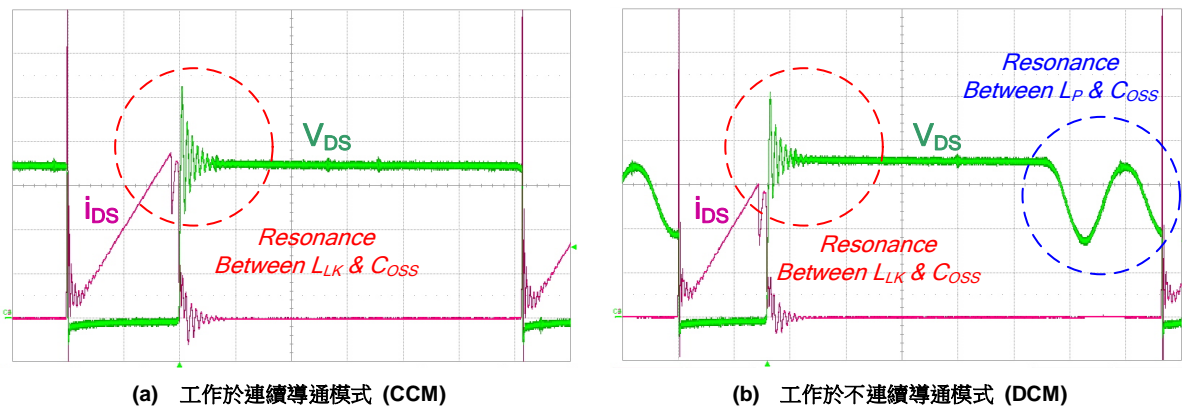
變壓器之漏電感與開關晶體寄生之電容共振產生之高頻震盪疊加於開關晶體之汲極與源極間( $V_{DS}$ ), 此疊加電壓突尖( $V_{DS\_Peak}$ ):

$$V_{DS\_Spike} = i_{DS\_Peak} \times \sqrt{\frac{L_{LK}}{C_P + C_{OSS}}} + V_{in} + n \times (V_o + V_F) \quad (5)$$

其中  $i_{DS\_Peak}$  為變壓器一次側流經開關晶體峰值電流;  $L_{LK}$  為變壓器一次側等效之漏電感;  $C_P$  為變壓器一次側等效之寄生電容;  $V_{in}$  為跨於變壓器兩端之輸入電壓;  $n$  為變壓器圈數比;  $V_o$  為輸出電壓;  $V_F$  為功率二極體導通電壓。



圖十二、返馳式轉換器及其元件等效電路模型

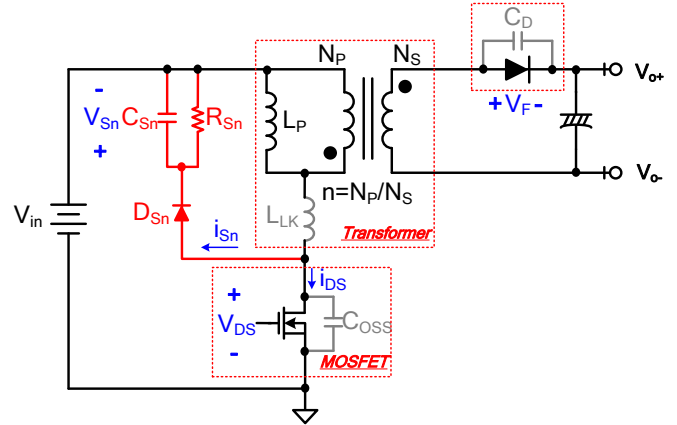


圖十三、返馳式轉換器其元件寄生之漏電感與電容共振波形

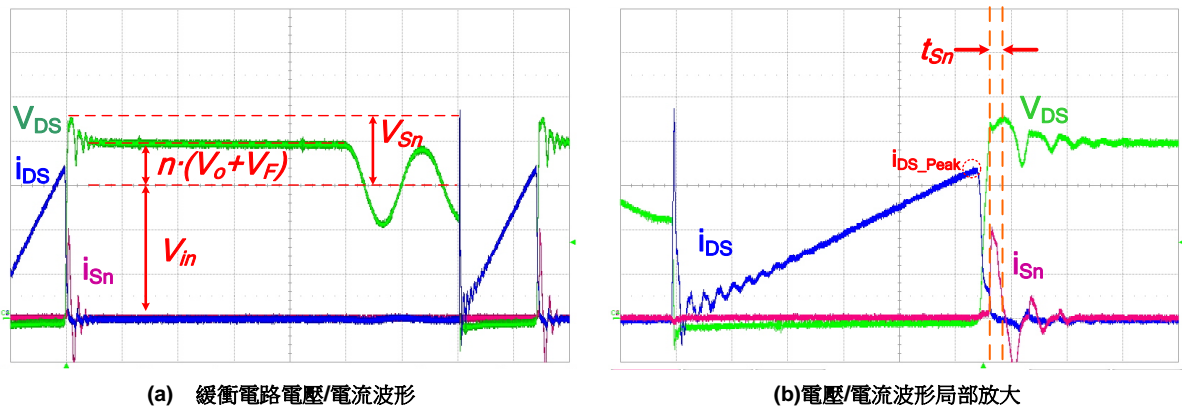
Application Note

元件寄生之電感及電容所產生之電壓突尖並伴隨之高頻震盪，將可能對開關晶體造成應力衝擊甚至損壞。高頻震盪亦可能衍生電源系統之電磁干擾或電路操作之可靠度問題。適當的緩衝電路(Snubber)得加以抑制此高頻震盪並對上述問題作有效之改善。

本應用文件介紹目前廣泛應用於返馳式轉換器之被動式電壓箝位 RCD 緩衝電路，如圖十四所示。在開關晶體關斷瞬間，電感的磁通必需連續，變壓器的漏電感電流需要依原初始方向繼續流動，其電流將分成兩路：一路( $i_{DS}$ )在逐漸關斷的開關晶體繼續流動；另一路( $i_{Sn}$ )經由緩衝電路的二極體( $D_{Sn}$ )向電容( $C_{Sn}$ )充電。由於  $C_{Sn}$  上的電壓不能突然改變，因而降低了開關晶體關斷電壓上升的速率，並把開關晶體的關斷功率損耗轉移到了緩衝電路，如圖十五所示：工作於不連續導通模式被動式電壓箝位 RCD 緩衝電路電壓/電流波形。



圖十四、附加被動式電壓箝位 RCD 緩衝電路之返馳式轉換器



(a) 緩衝電路電壓/電流波形

(b) 電壓/電流波形局部放大

圖十五、被動式電壓箝位 RCD 緩衝電路電壓/電流波形 (DCM)

開關晶體關斷瞬間，緩衝電路的二極體導通，變壓器的漏電感電流上升斜率( $m_{i_{Sn}}$ )：

$$m_{i_{Sn}} = \frac{\partial i_{Sn}}{\partial t} = - \left[ \frac{V_{Sn} - n \times (V_o + V_F)}{L_{LK}} \right] \quad (6)$$

其中  $i_{Sn}$  為緩衝電路流經二極體電流。

緩衝電路的二極體導通時間( $t_{Sn}$ )：

$$t_{Sn} = \frac{i_{DS\_Peak} \times L_{LK}}{V_{Sn} - n \times (V_o + V_F)} \quad (7)$$

返馳式轉換器峰值電流( $i_{DS\_Peak}$ )依工作模式不同分為：

工作於不連續導通模式(DCM)其開關晶體峰值電流

( $i_{DS\_Peak\_DCM}$ )：

$$i_{DS\_Peak\_DCM} = \sqrt{\frac{2 \times P_{in}}{L_p \times f_s}} \quad (8)$$

工作於連續導通模式(CCM)其開關晶體峰值電流

( $i_{DS\_Peak\_CCM}$ )：

$$i_{DS\_Peak\_CCM} = \frac{P_{in} \times [V_{in\_max} + n \times (V_o + V_F)]}{V_{in\_max} \times n \times (V_o + V_F)} + \frac{V_{in\_max} \times n \times (V_o + V_F)}{2 \times L_p \times f_s \times [V_{in\_max} \times n \times (V_o + V_F)]} \quad (9)$$

其中  $P_{in}$  為返馳式轉換器輸入功率。



緩衝電路之功率損耗( $P_{Sn}$ )：

$$P_{Sn} = \frac{1}{2} \times i_{DS\_Peak} \times t_{Sn} \times V_{Sn} \times f_s$$

$$= \frac{1}{2} \times L_{LK} \times i_{DS\_Peak}^2 \times \frac{V_{Sn}}{V_{Sn} - n \times (V_o + V_F)} \times f_s$$
(10)

其中電容電壓( $V_{Sn}$ )一般設計為 2~2.5 倍的  $n(V_o + V_F)$ 。

承公式(10)換算至電功率公式可知緩衝電路之電阻( $R_{Sn}$ )：

$$R_{Sn} = \frac{2 \times V_{Sn} \times [V_{Sn} - n \times (V_o + V_F)]}{L_{LK} \times i_{DS\_Peak}^2 \times f_s}$$
(11)

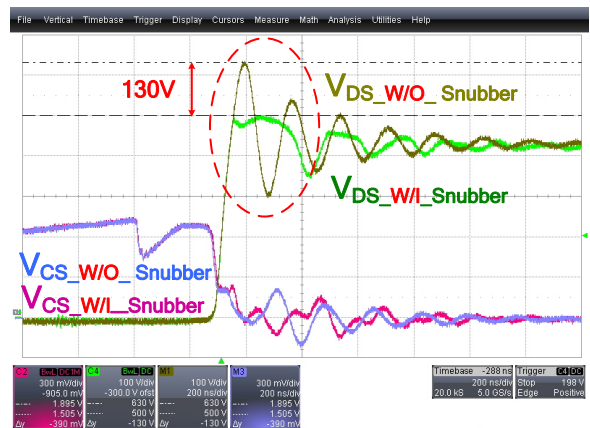
緩衝電路之電容( $C_{Sn}$ )電壓漣波( $\Delta V_{Sn}$ )一般設計為 5~10%的電容電壓( $V_{Sn}$ )。伏秒平衡(Volt-Second Balance)之觀念，推導可得緩衝電路之電容( $C_{Sn}$ )設計：

$$C_{Sn} = \frac{V_{Sn}}{\Delta V_{Sn} \times R_{Sn} \times f_s}$$
(12)

返馳式轉換器開關晶體(Ex : MOSFET)之汲極(Drain)與源極(Source)間( $V_{DS}$ )最大電壓一般發生於系統工作於最高輸入電壓及滿載情況。因此，返馳式轉換器之被動式電壓箝位 RCD 緩衝電路，以此條件作為緩衝電路之電容及電阻設計，而緩衝電路之二極體一般選用快速二極體。圖十六所示為於相同返馳式轉換器電源系統上，加入被動式電壓箝位 RCD 緩衝電路與沒加緩衝電路，開關晶體之應力比較。優化的被動式電壓箝位 RCD 緩衝電路設計可有效降低開關晶體之應力，以避免開關晶體之損壞，提高電路操作之可靠度，同時改善高頻震盪衍生之電磁干擾問題。



(a) 開關晶體應力之比較



(b) 放大電壓波形

圖十六、附加 vs. 未加被動式電壓箝位 RCD 緩衝電路之開關晶體應力比較

## 五、總結

開關元件 Power MOSFET 扮演著切換式電源轉換器重要角色。

「返馳式轉換器(Flyback Converter)」擁有初/次級隔離、電路架構簡單、零件數少、成本低……等特色，被廣泛應用。返馳式轉換器開關晶體(MOSFET)之最大應力不一定發生於滿載穩態操作，而其一值得被探討的即為返馳式轉換器「啟動期間」。本應用文件從理論闡述及實驗佐證，全方位多角度探討「如何有效消除返馳式轉換器於啟動期間 MOSFET 之過應力」。從返馳式轉換器系統的核心—返馳式轉換器控制器 IC 軟啟動功能；到系統層面—電源系統回授穩定度補償；最後提供應用電路—被動式電壓箝位 RCD 緩衝電路分析及設計。提供研發工程師於返馳式轉換器電源系統開發設計時，得參考本應用文件於降低開關晶體(MOSFET)之應力，避免開關晶體之損壞，以提高電路操作之可靠度。

### 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.