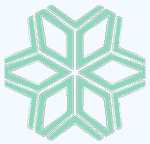


國立雲林科技大學電機工程系

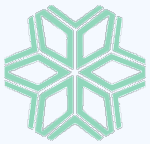
新式具零電流切換之交錯式半橋轉換器之分析與設計

陳一通



大綱

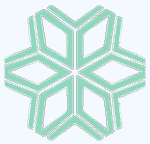
- 緒論
- 半橋式轉換器與交錯式轉換器以及零電流轉換器之分析
- 新式具零電流切換之交錯式半橋轉換器
- 轉換器元件選取、模擬與實驗結果
- 結論



大綱

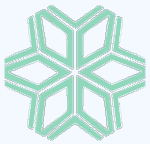
➤ 緒論

- 半橋式轉換器與交錯式轉換器以及零電流轉換器之分析
- 新式具零電流切換之交錯式半橋轉換器
- 轉換器元件選取、模擬與實驗結果
- 結論



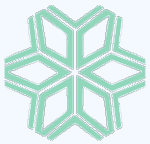
緒論

- 由於傳統式的線性電源供應器在目前重視能源使用效率及電子產品要求體積輕薄短小下將無法接受，因此許多電子設備之電源供應器皆紛紛改為切換式電源供應器。但切換式電源供應器的功率開關元件在導通或截止時，受本身的寄生電容與雜散電容的影響，會產生切換損失，而切換損失在高頻操作的情況下會更為提升，因此為了減少高頻切換式電源供應器所產生的高切換損失等缺點，而發展了柔性切換技術。
- 零電流轉換器可在開關截止前先降低功率開關上的電流至零，因此具有零電流切換之功能，可以有效增加轉換器效率。而交錯式的輸出可令兩個交錯的電流相加，進而減少電流漣波，減少轉換器所需的濾波元件，達到縮小體積之目的。

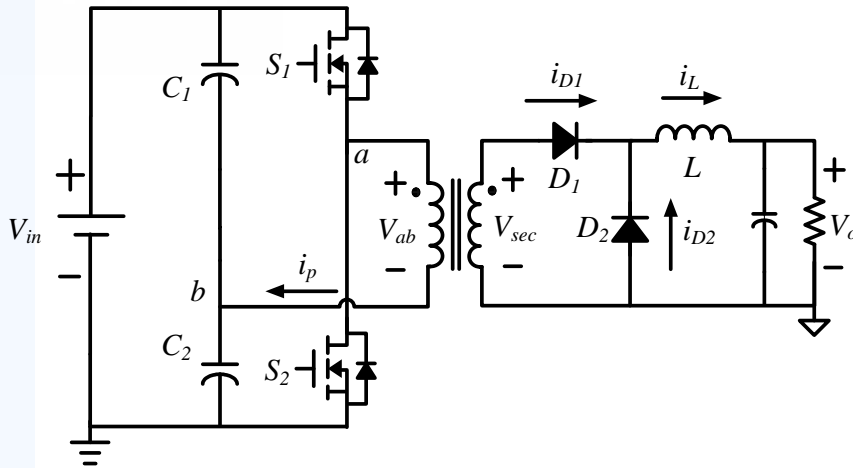


大綱

- 緒論
- **半橋式轉換器與交錯式轉換器以及零電流轉換器之分析**
- 新式具零電流切換之交錯式半橋式轉換器
- 轉換器元件選取、模擬與實驗結果
- 結論



1. 對稱半橋順向式轉換器

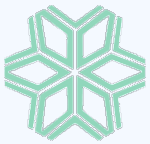


優點：

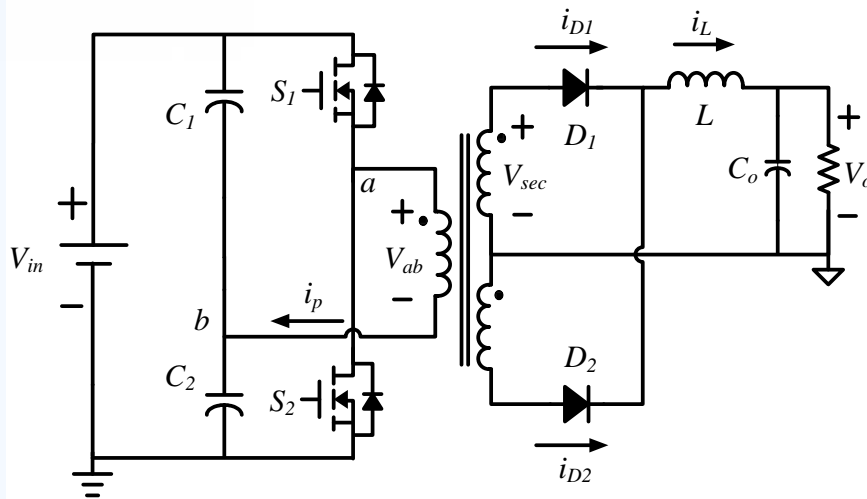
- 1. 架構簡單
- 2. 變壓器上之電壓較為平衡

缺點：

- 1. 開關元件皆處於硬式切換
- 2. 整流元件上之電流等於輸出電流



2. 半橋式中間抽頭轉換器

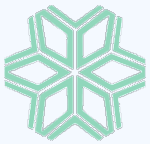


優點：

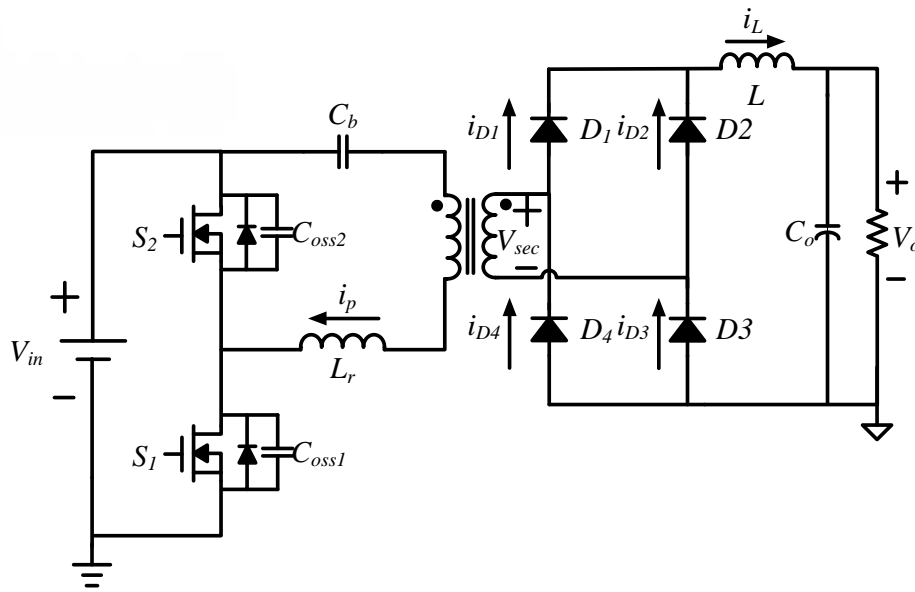
1. 電感電壓之波形頻率為順向式的兩倍
2. 元件上的電壓電流應力相同

缺點：

1. 二極體所乘載的電流為輸出電流之一倍
2. 硬性切換



3. 非對稱半橋式全波整流轉換器

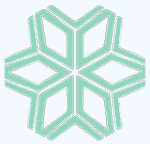


優點：

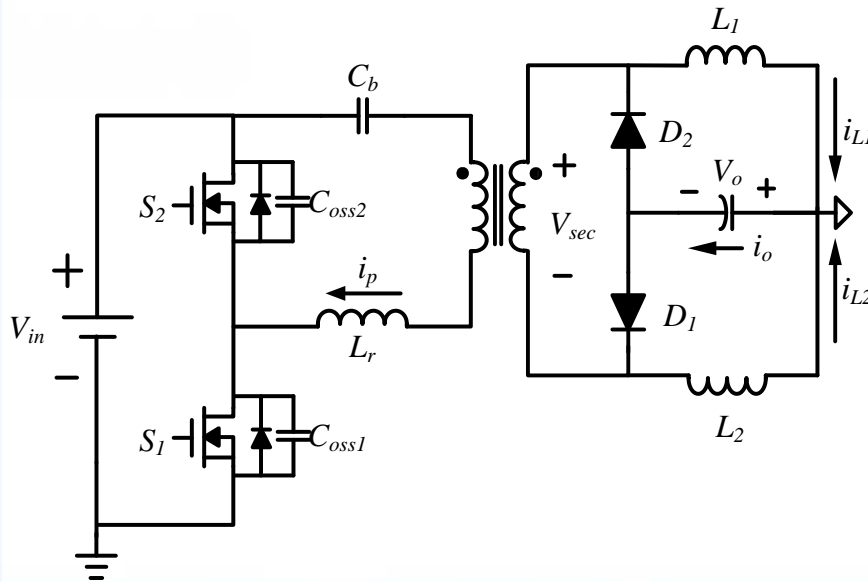
1. 電感電壓之波形頻率為順向式的兩倍
2. 整流二極體上的耐壓較低
3. 柔性切換

缺點：

1. 二極體耐流為一倍的輸出電流
2. 元件數量較多



4. 非對稱半橋式雙倍電流轉換器

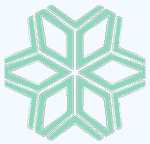


優點：

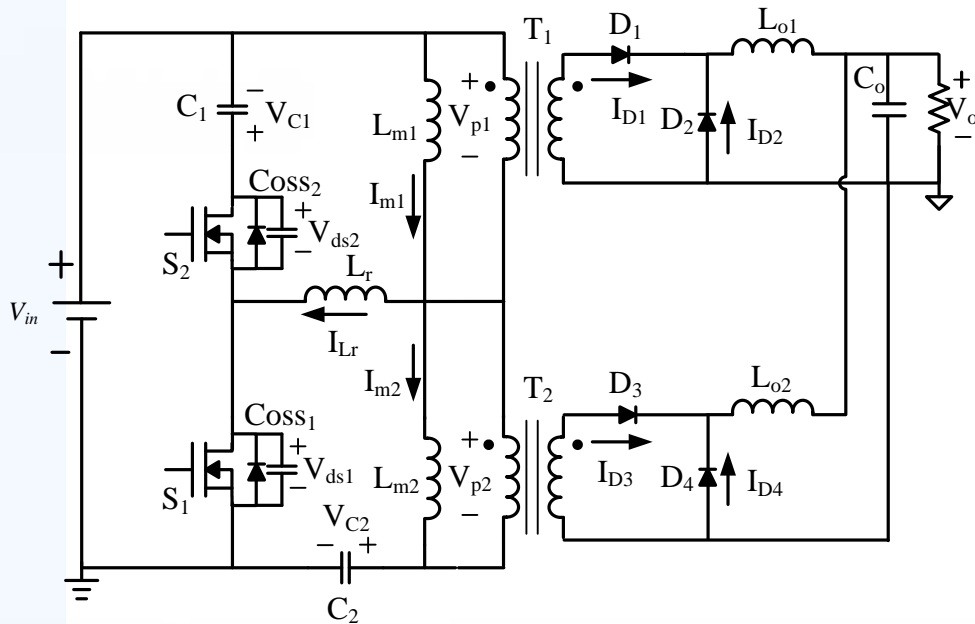
1. 具有順向式的兩倍輸出電流
2. 交錯式的輸出
3. 柔性切換

缺點：

1. 二極體耐流為一倍的輸出電流
2. 不對稱電流應力



5. 交錯式主動箝位順向式轉換器

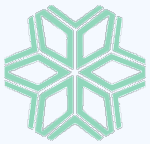


優點：

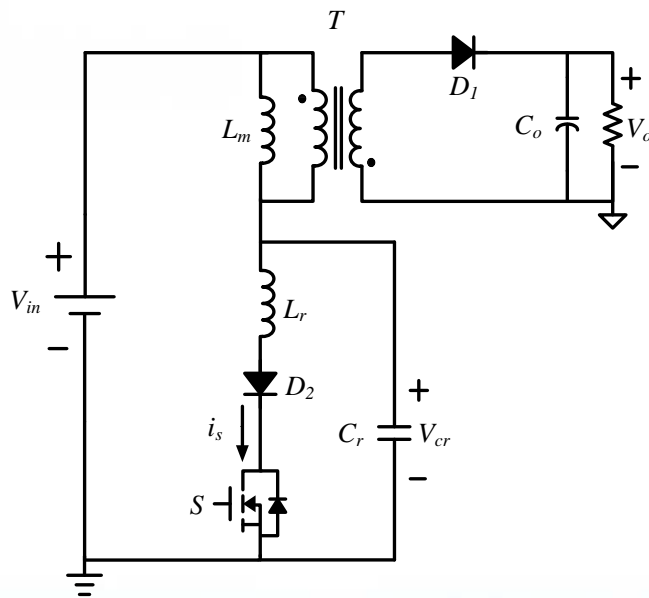
1. 柔性切換
2. 交錯式的輸出

缺點：

1. 開關耐壓為一倍輸入電壓加上箝位電容電壓
2. 需要兩組變壓器



6. 準諧振零電流返馳式轉換器

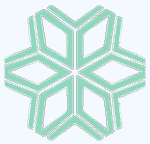


優點：

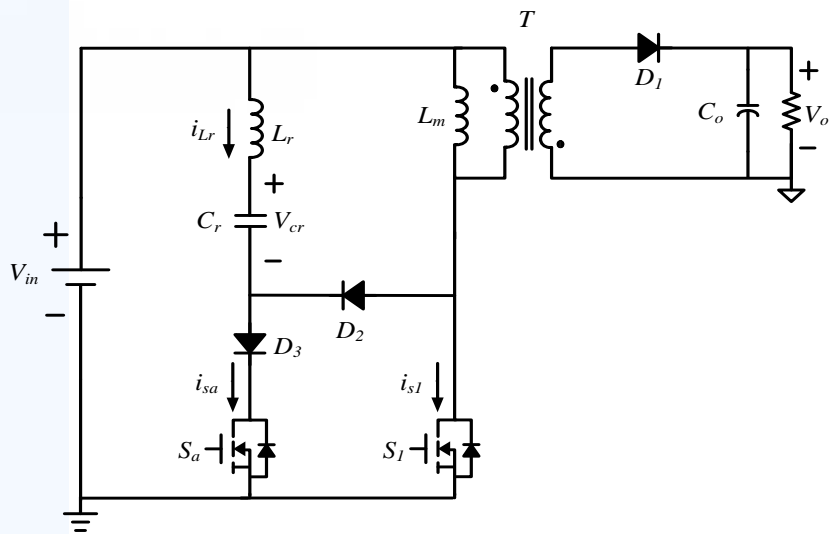
1. 零電流切換
2. 架構簡單

缺點：

1. 諧振電流較大
2. 開關電壓為兩倍輸入電壓



7. 零電流返馳式轉換器

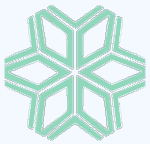


優點：

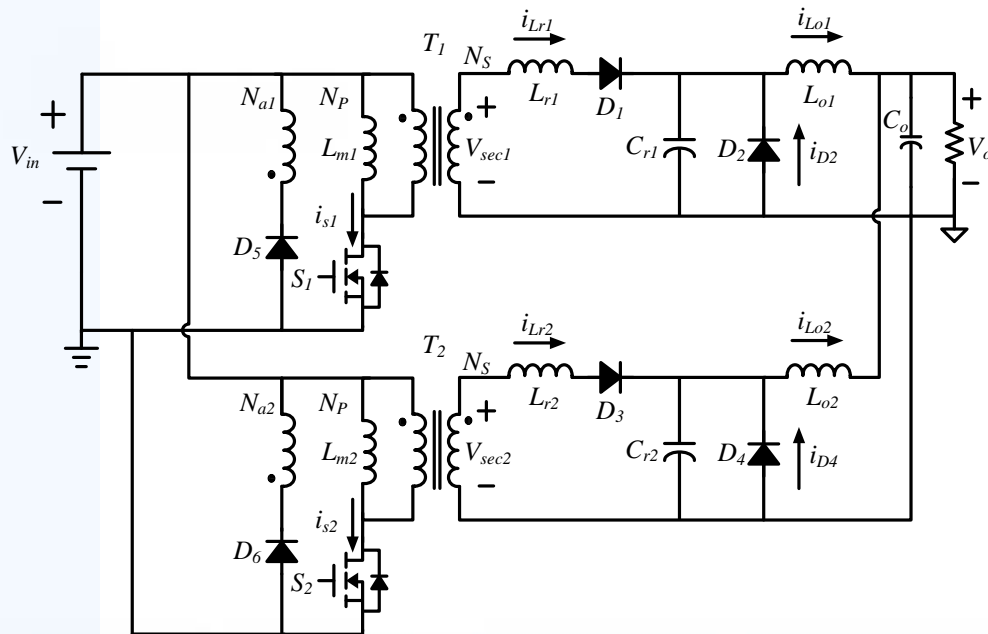
1. 主開關以及輔助開關皆有零電流切換

缺點：

1. 諧振電壓較大



8. 交錯式順向零電流轉換器

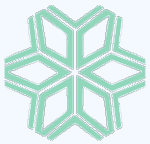


優點：

1. 具有零電流切換
2. 架構簡單

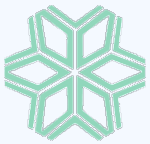
缺點：

1. 諧振電流與諧振所需元件較大
2. 變動範圍較小



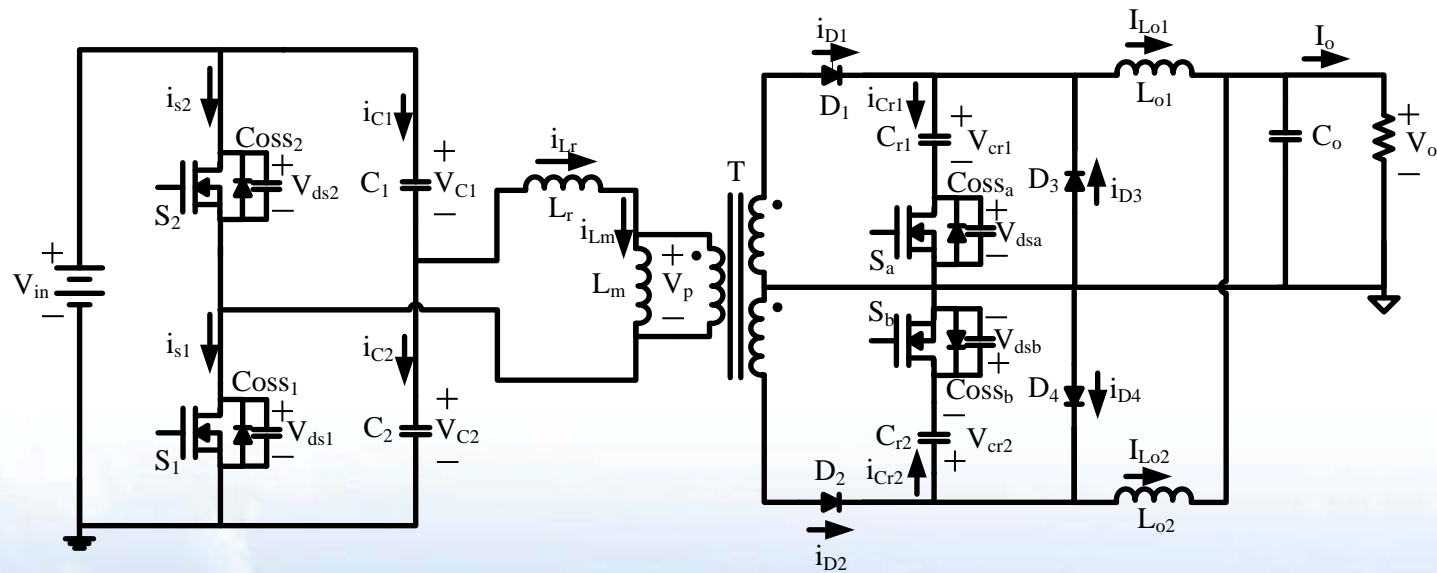
大綱

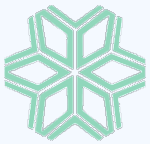
- 緒論
- 半橋式轉換器與交錯式轉換器以及零電流轉換器之分析
- **新式具零電流切換之交錯半橋式轉換器**
- 轉換器元件選取、模擬與實驗結果
- 結論



➤ 主電路架構與操作模式分析

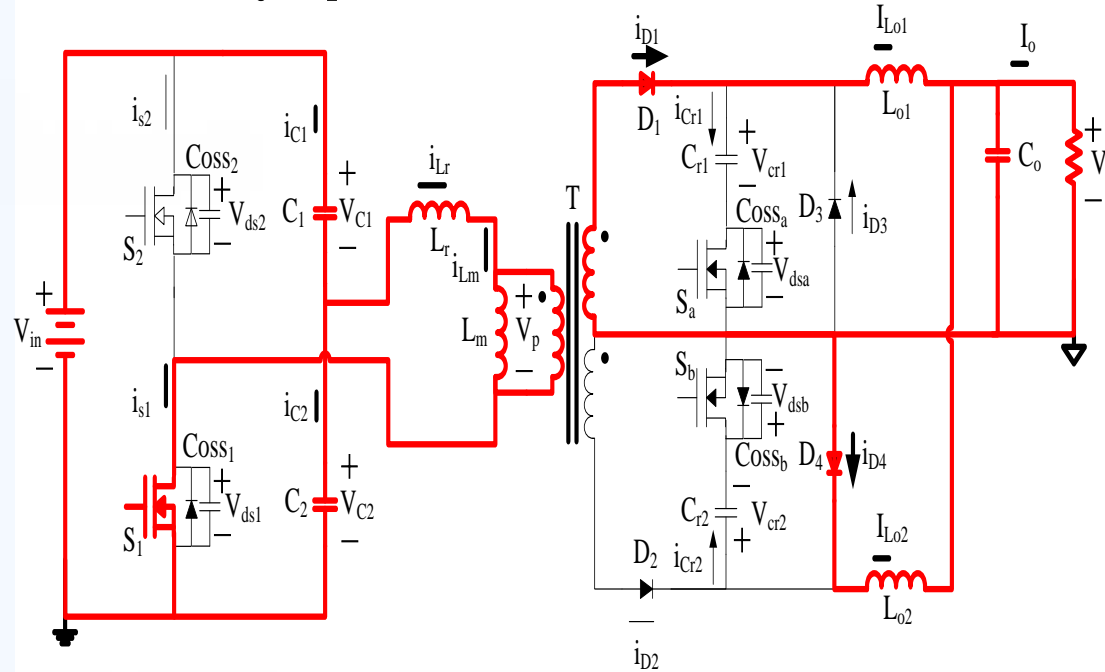
1. 所有功率開關以及變壓器皆視為理想元件。
2. 箝位電容與輸出電容夠大，因此可將其視為一定電壓源。
3. 輸出濾波電感與磁化電感夠大，可將其視為一定電流源。
4. 計算諧振電流與諧振電壓時皆將諧振電感等效到二次側。



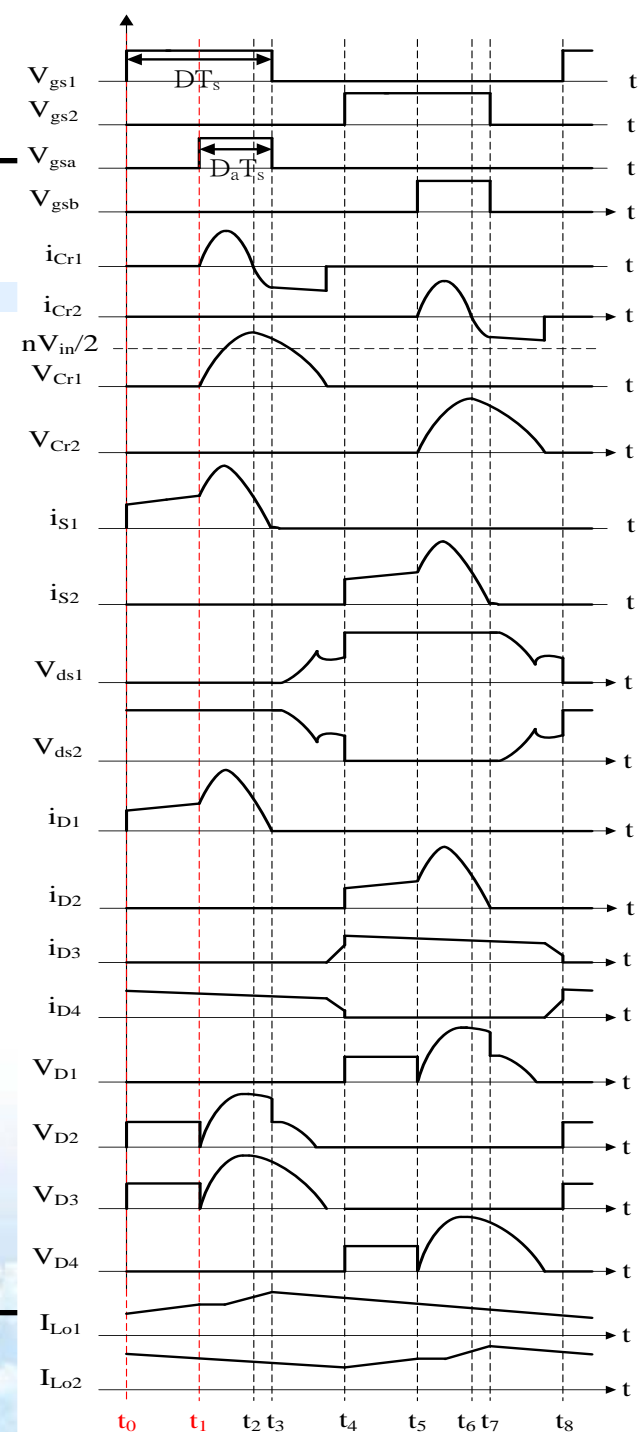


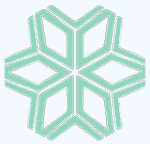
操作模式分析

模式一 $[t_0 \sim t_1]$:

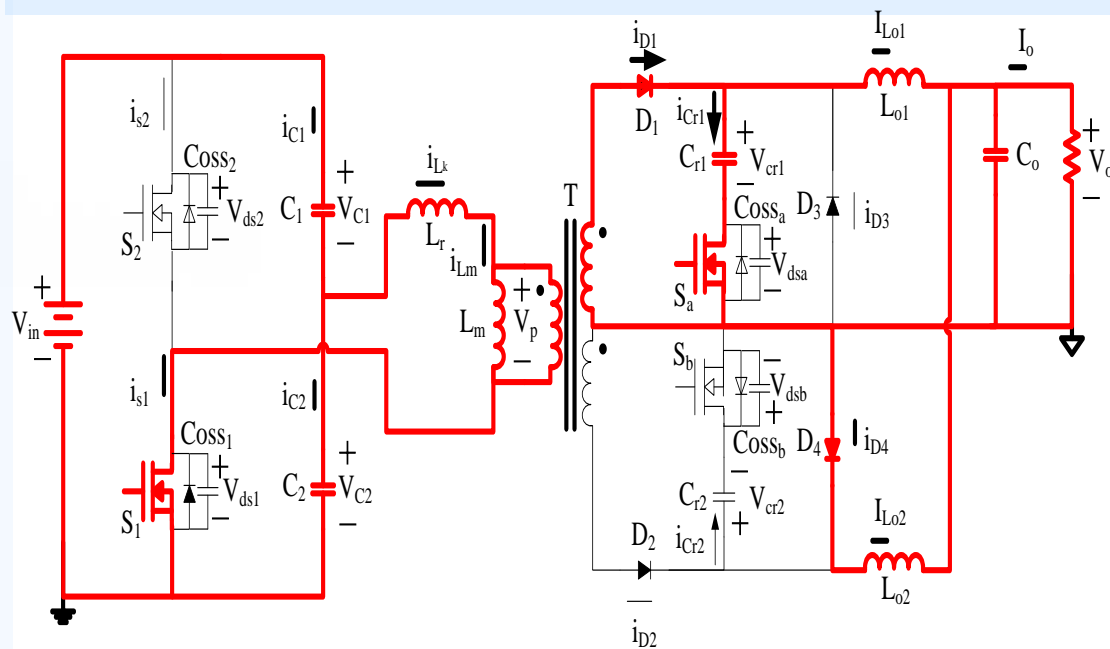


開關 S_1 導通，濾波電感 L_{01} 為儲能之狀態，濾波電感 L_{02} 則為釋能之狀態，此模式終止於開關 S_a 導通。



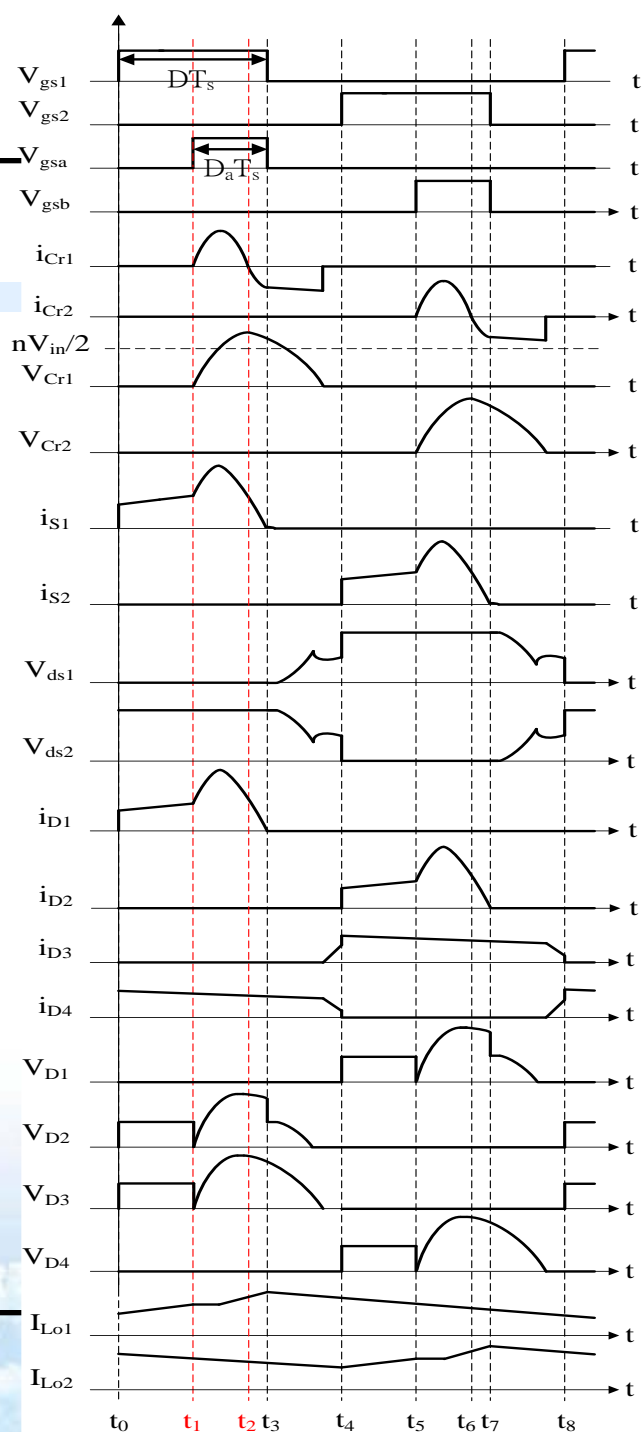


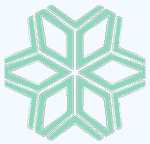
模式二 $[t_1 \sim t_2]$:



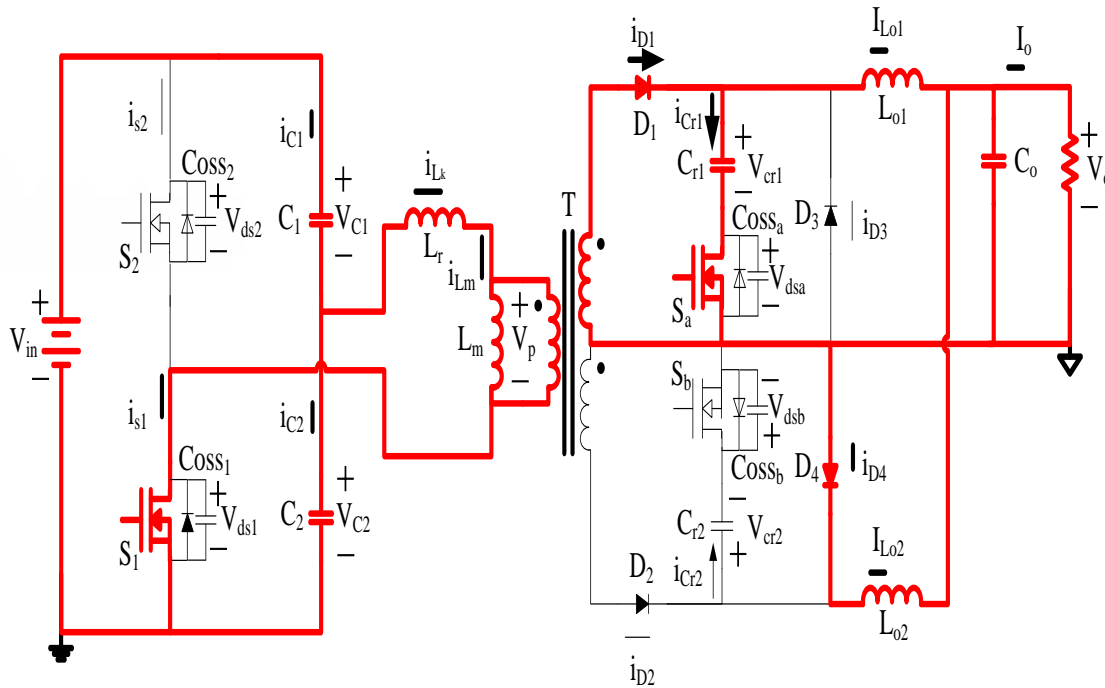
開關 S_a 導通，諧振電容與諧振電感開始諧振，濾波電感 L_{o2} 繼續釋能，此模式終止於諧振電流 i_{Cr1} 降到零。

$$i_{D1}(t) = \frac{nV_{in}}{2 \times Z_r} \times \sin \omega_r(t - t_1) + I_{Lo1} \quad V_{Cr1}(t) = \frac{nV_{in}}{2} [1 - \cos \omega_r(t - t_1)]$$





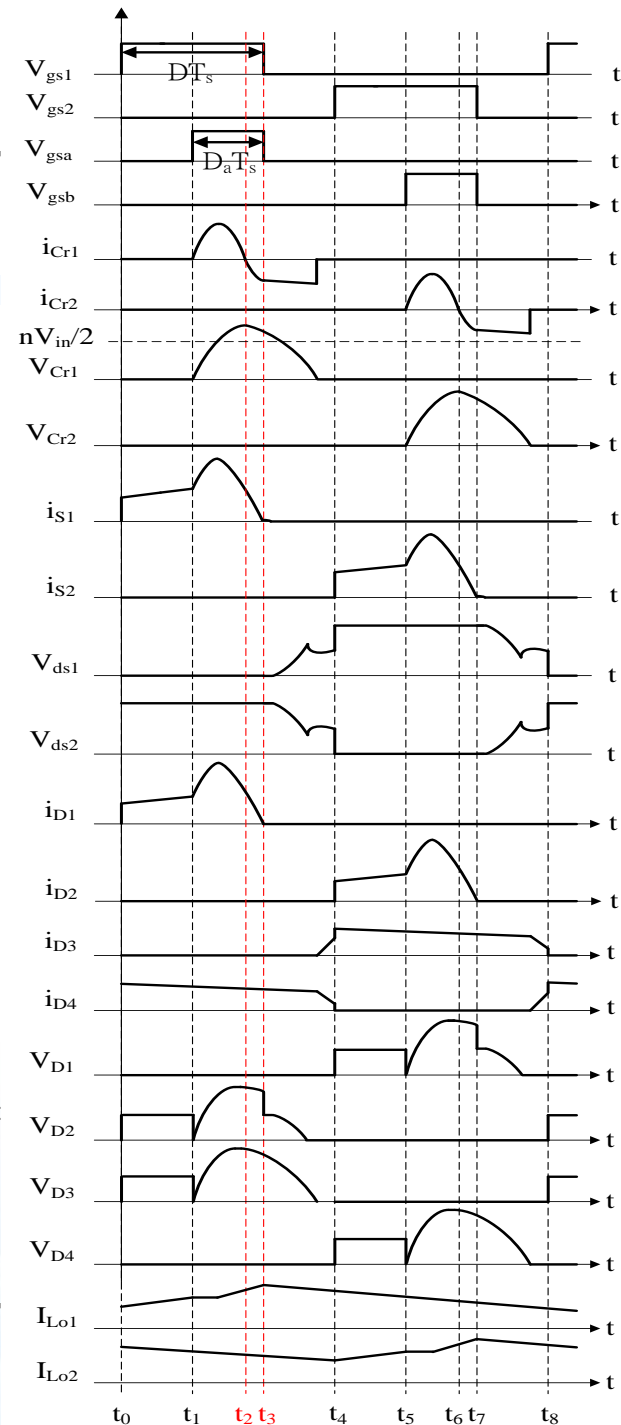
模式三 [t₂~t₃] :

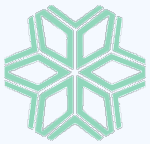


二極體電流 i_{D1} 下降到零，諧振電容 C_{r1} 對負載放電，此模式終止於二極體電流 i_{D1} 下降至零

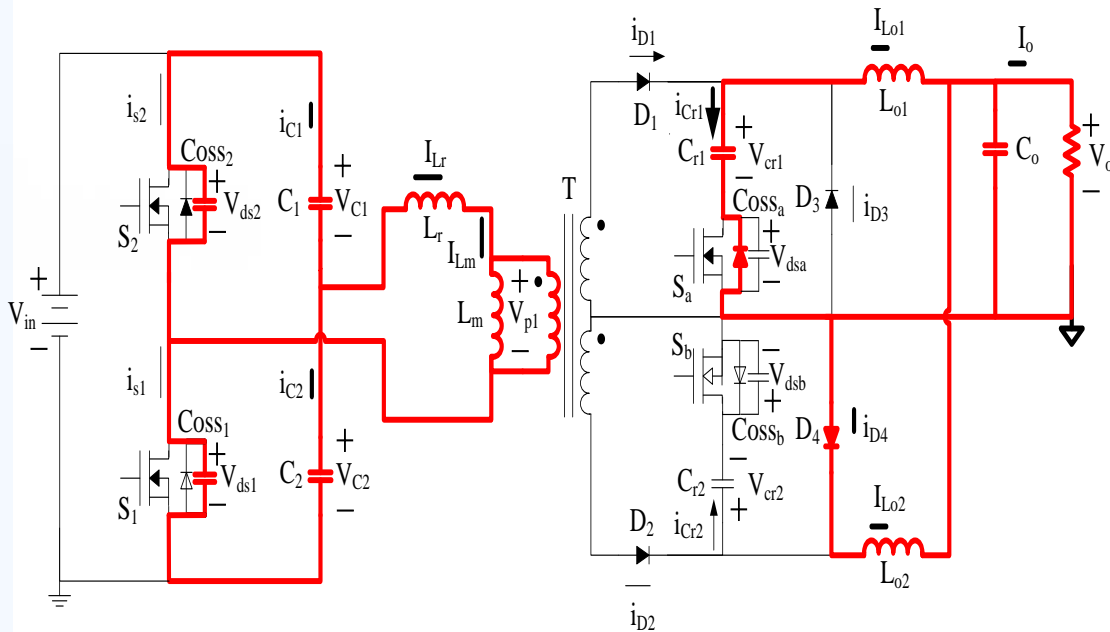
$$i_{D1}(t) = \frac{nV_{in}}{2 \times Z_r} \times \sin \omega_r \left(t - t_2 + \frac{\pi}{\omega_r} \right) + I_{L01}$$

$$V_{Cr1}(t) = \frac{nV_{in}}{2} \left[1 - \cos \omega_r \left(t - t_2 + \frac{\pi}{\omega_r} \right) \right]$$



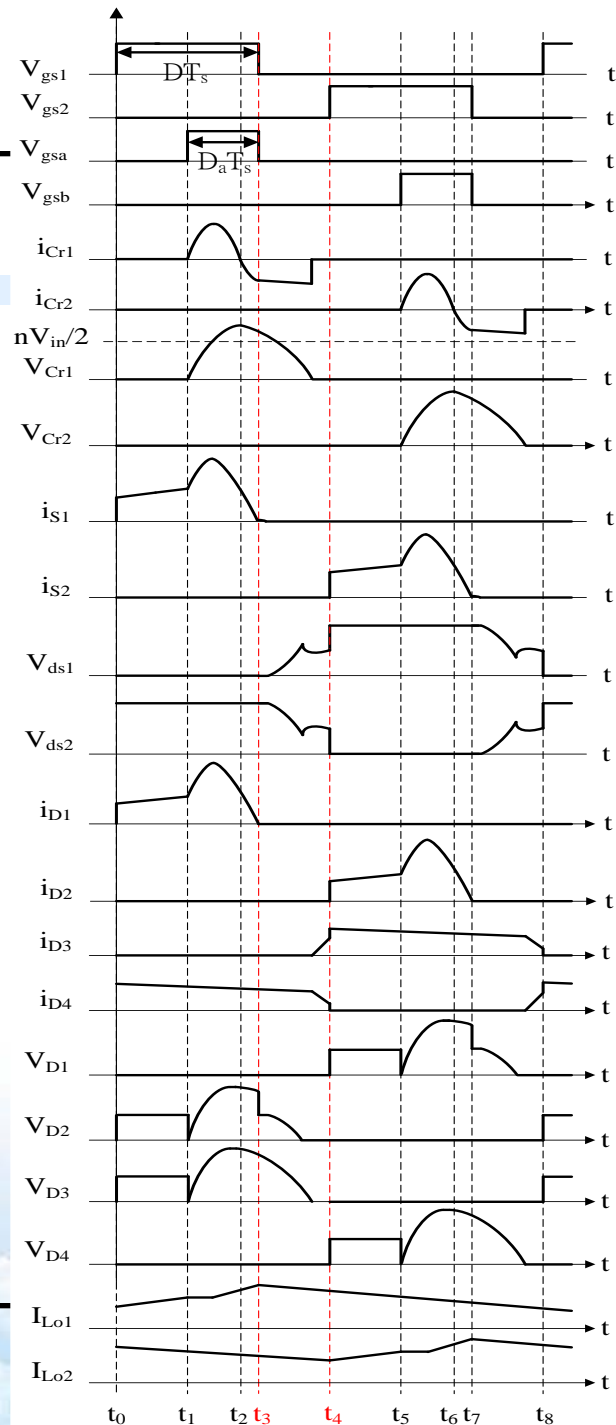


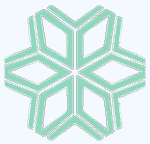
模式四 [t₃~t₄] :



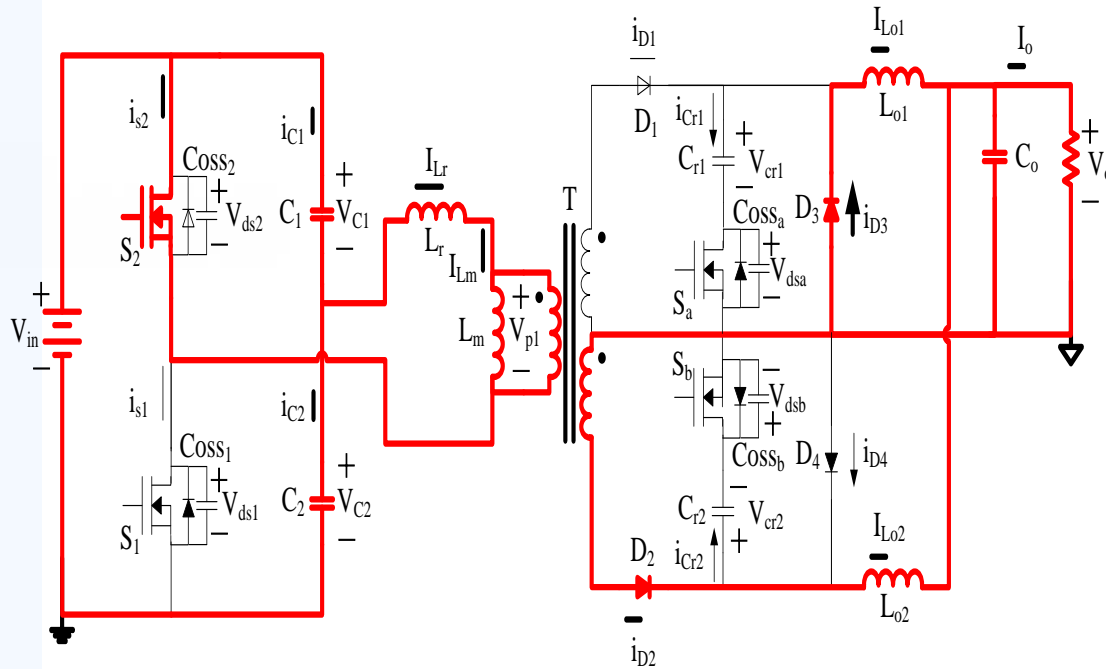
二極體D₁截止後，二極體D₂之壓降下降到零。而諧振電容C_{r1}繼續對負載放電直到諧振電容電壓降到零。模式終止於開關S₂導通。

$$V_{Cr1}(t) = \frac{-I_{Lo1}}{C_{r1}}(t - t_3) + V_{Cr1}(t_3) \quad t_{r13} = \frac{nV_{in} \times C_{r1}}{2 \times I_{Lo1}} \left[1 - \cos \omega_r \left(t_3 - t_2 + \frac{\pi}{\omega_r} \right) \right]$$

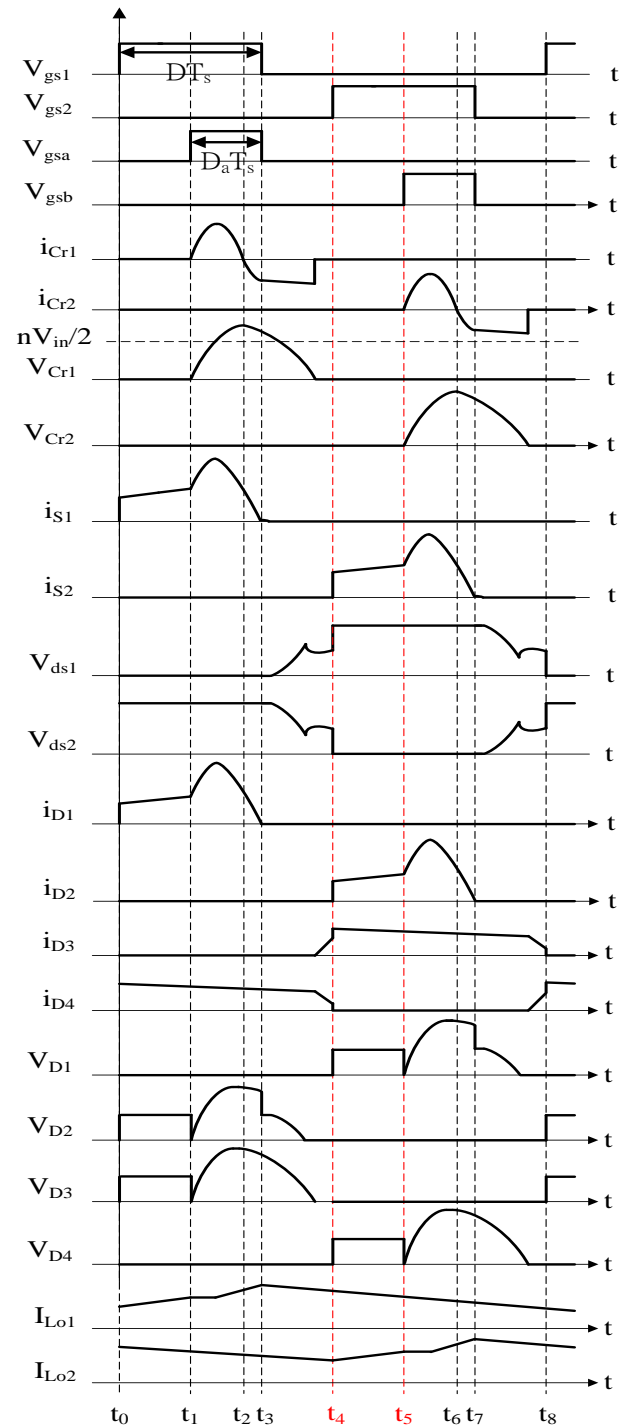


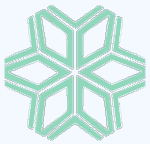


模式五 [t₄~t₅] :

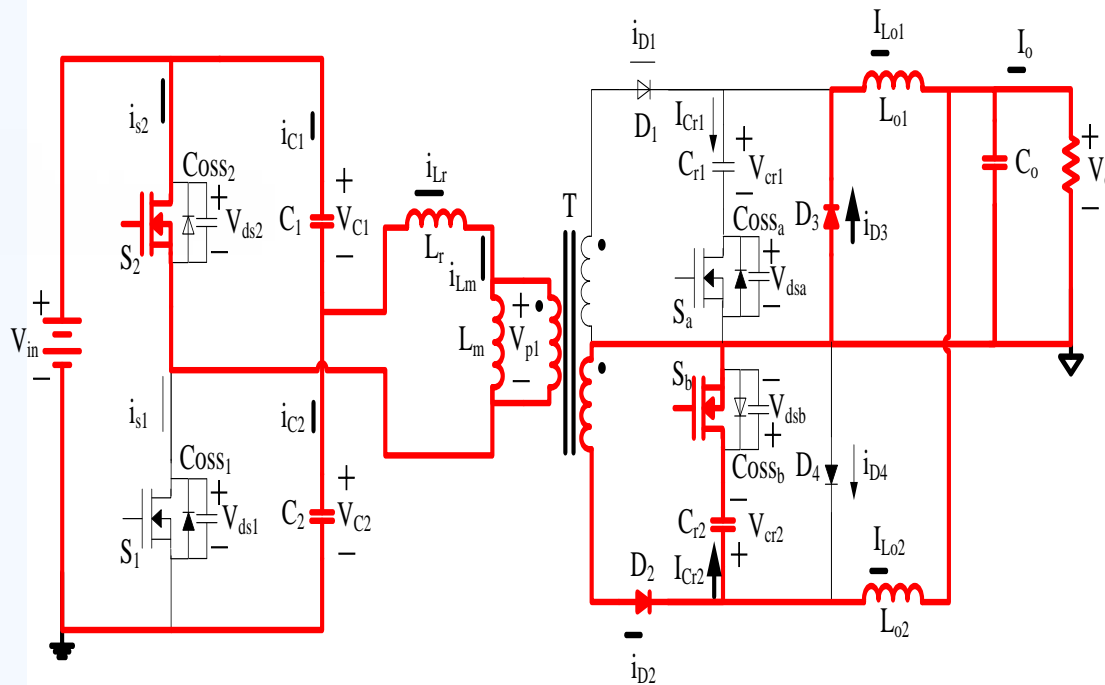


開關 S_2 導通，濾波電感 L_{o2} 為儲能之狀態，濾波電感 L_{o1} 則為釋能之狀態，此模式終止於開關 S_b 導通。



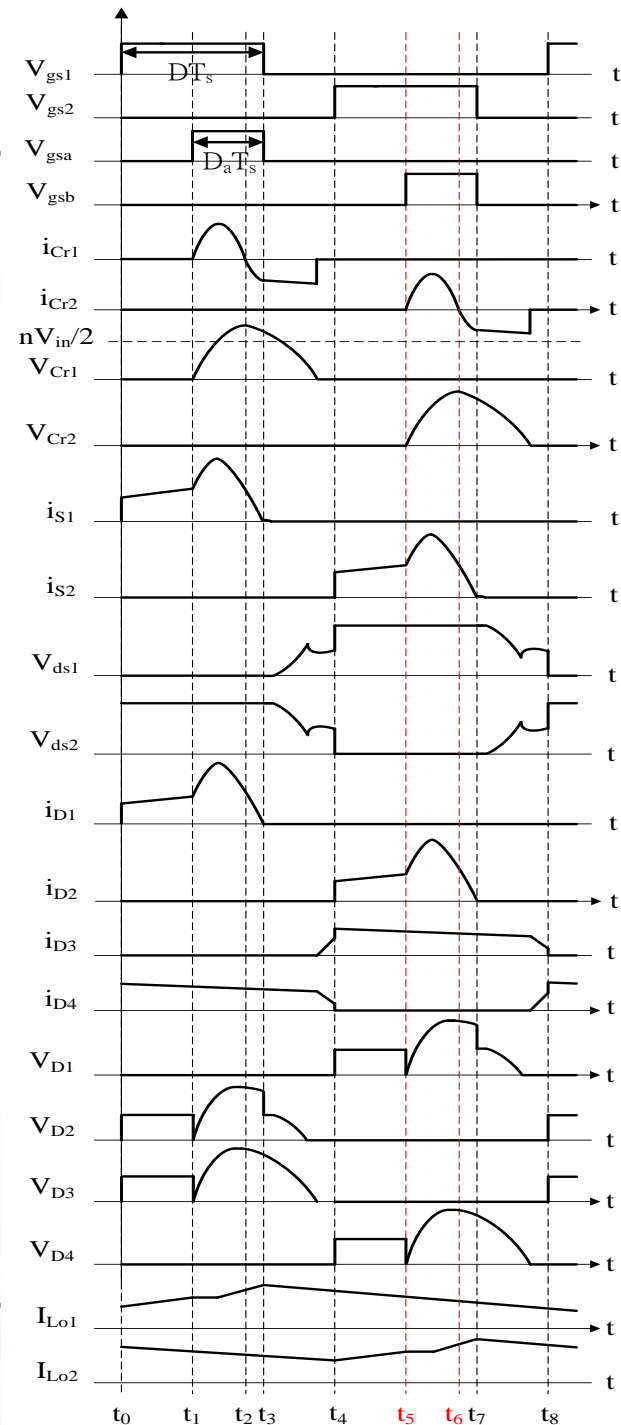


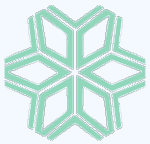
模式六 [t₅~t₆] :



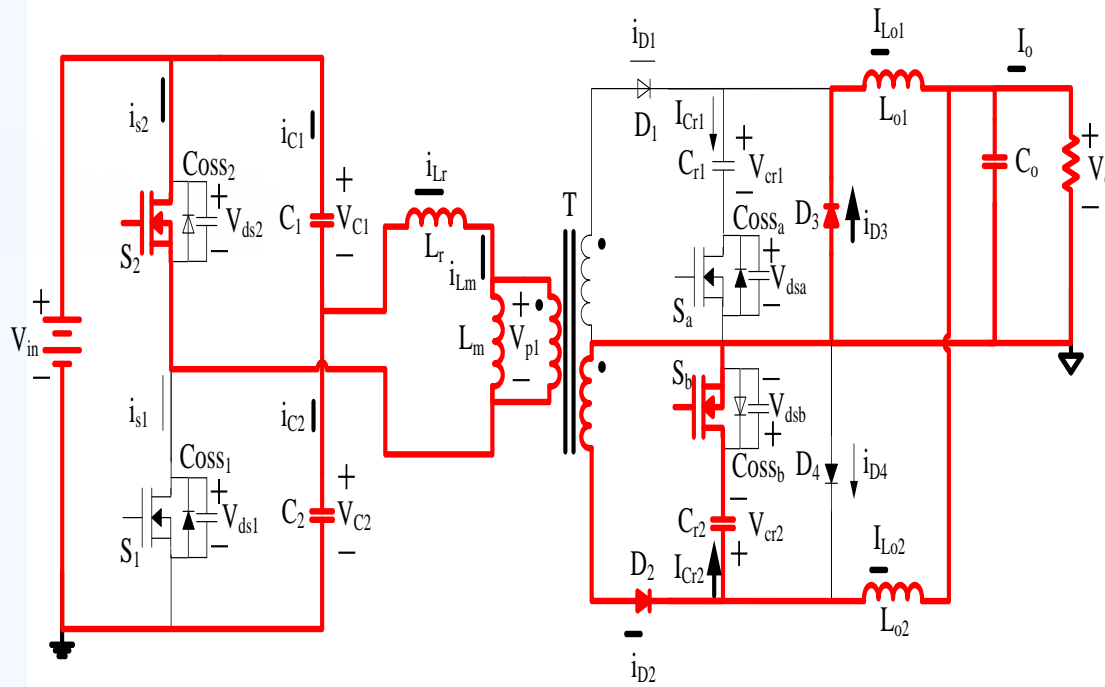
開關S_b導通，諧振電容與諧振電感開始諧振，濾波電感L_{o1}繼續釋能，此模式終止於諧振電流i_{Cr2}降到零。

$$i_{D2}(t) = \frac{nV_{in}}{2 \times Z_r} \times \sin \omega_r(t - t_5) + I_{L02} \quad V_{Cr2}(t) = \frac{nV_{in}}{2} [1 - \cos \omega_r(t - t_5)]$$



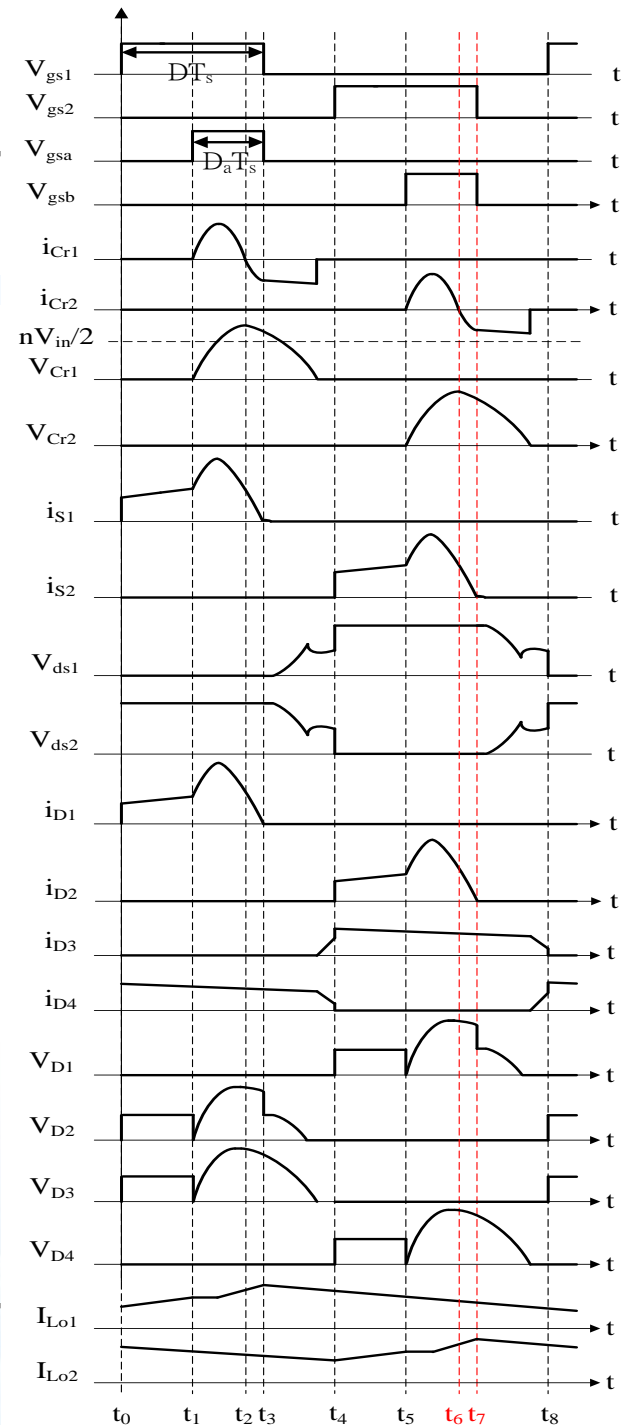


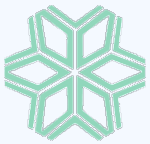
模式七 [t₆~t₇] :



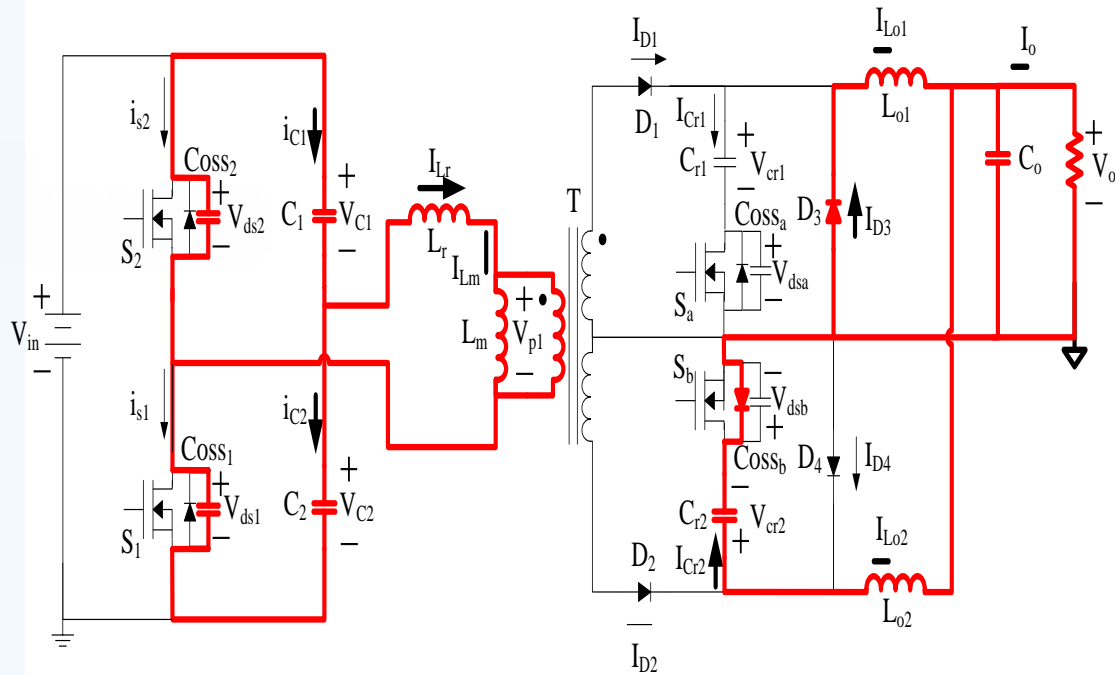
二極體電流 i_{D2} 下降到零，諧振電容 C_{r2} 對負載放電，此模式終止於二極體電流 i_{D2} 下降至零

$$i_{D2}(t) = \frac{nV_{in}}{2 \times Z_r} \times \sin \omega_r \left(t - t_6 + \frac{\pi}{\omega_r} \right) + I_{L02} V_{Cr2}(t) = \frac{nV_{in}}{2} \left[1 - \cos \omega_r \left(t - t_6 + \frac{\pi}{\omega_r} \right) \right]$$



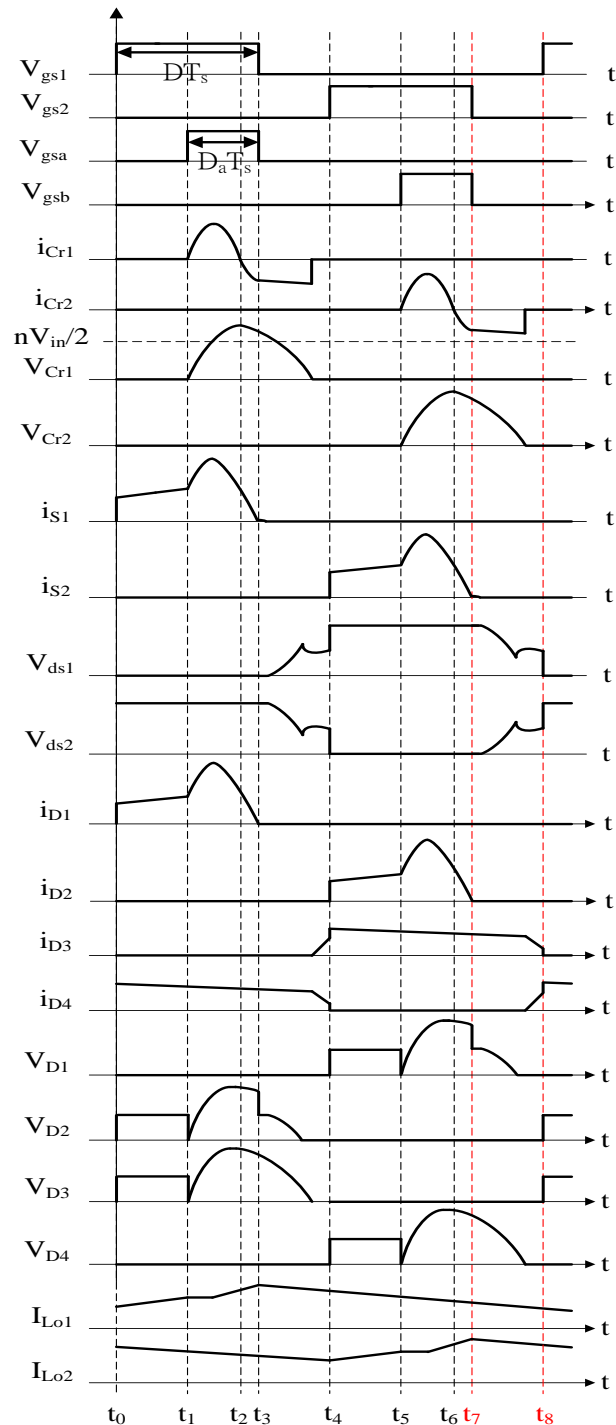


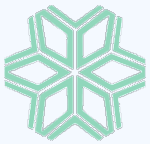
模式八 [t₇~t₈] :



二極體D₂截止後，二極體D₁之壓降下降到零。而諧振電容C_{r2}繼續對負載放電直到諧振電容電壓降到零。模式終止於開關S₁導通。

$$V_{Cr2}(t) = \frac{-I_{Lo2}}{C_{r2}}(t - t_7) + V_{Cr1}(t_7) \quad t_{r27} = \frac{nV_{in} \times C_{r2}}{2 \times I_{Lo2}} \left[1 - \cos \omega_r \left(t_7 - t_6 + \frac{\pi}{\omega_r} \right) \right]$$





➤ 輸出與輸入電壓比之推導

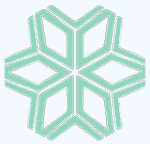
由能量平衡可求得輸入輸出電壓比。在變壓器上其中一繞組之一週期內輸出的能量會等於轉換器一半的輸出能量，因此變壓器輸出的功率會等於負載上的功率故：

$$W_s = \int_0^{T_s} P_T(t) dt = V_s \int_0^{T_s} i_{D1}(t) dt$$

變壓器上一週期的功率又可寫為：

$$\begin{aligned} W_s = & \int_{t_0}^{t_1} I_{Lol} \times V_s dt + \int_{t_1}^{t_2} \frac{V_s^2}{Z_r} \times \sin \omega_r (t - t_1) dt + \int_{t_1}^{t_2} I_{Lol} \times V_s dt \\ & + \int_{t_2}^{t_3} \frac{V_s^2}{Z_r} \times \sin \omega_r \left(t - t_2 + \frac{\pi}{\omega_r} \right) dt + \int_{t_2}^{t_3} I_{Lol} \times V_s dt \end{aligned}$$

$$W_s = V_s \times I_{Lol} [(t_1 - t_0) + (t_2 - t_1) + (t_3 - t_2) + (t_{r1} - t_3)]$$



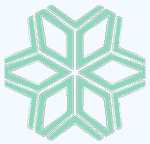
負載上的能量為：
$$W_o = \int_0^T P_o(t)dt = V_o \times I_{Lo1} \times T_s = \frac{V_o \times I_{Lo1}}{f_s}$$

由於 $W_s = W_o$ 因此可得：

$$M = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{n}{2} \times f_s [(t_1 - t_0) + (t_2 - t_1) + (t_3 - t_2) + (t_{r1} - t_3)]$$

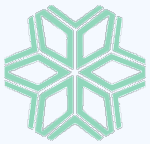
將時間代入後可得：

$$M = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{n}{2} \times \frac{f_{ns}}{2\pi} \left\{ (D - D_a) \frac{2\pi}{f_{ns}} + \sin^{-1} \left(\frac{M}{r} + \pi \right) + \frac{r}{M} - \frac{r}{M} \cos \left[\sin^{-1} \left(\frac{M}{r} + \pi \right) \right] \right\}$$



大綱

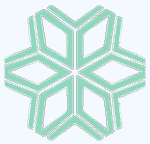
- 緒論
- 半橋式轉換器與交錯式轉換器以及零電流轉換器之分析
- 新式具零電流切換之交錯式半橋式轉換器
- **轉換器元件選取、模擬與實驗結果**
- 結論



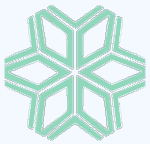
➤ 轉換器元件選取、模擬與實驗結果

下表則為本架構初步設計之規格表，並利用此規格於本節作元件細部的探討。

輸入電壓	300V
輸出電壓	24V
輸出電流	12.5A
最大輸出功率	300W
主開關元件	Irfp460
輔助開關元件	Irfp250



變壓器鐵心	EE-42
切換頻率	100k Hz
整流二極體	MBR20100CT
箝位電容	5u F
濾波電容	1000u F
濾波電感	50u H
磁化電感	1.6m H
諧振電感	15u H
諧振電容	100n F



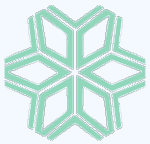
➤ 輔助開關導通時間以及諧振電感與諧振電容設計

為使主開關能操作在零電流切換，因此輔助開關之導通時間 D_a 須為小於主開關之最小導通時間 D_{\min} ，在此取：

$$D_{\min} = D_a = 2u$$

而諧振時二極體電流必須要在輔助開關截止之前二極體之電流下降到零，因此可得：

$$i_{D1}(t_3) = \frac{nV_{in}}{2 \times Z_r} \times \sin \omega_r (t_3 - t_1) + I_{Lo1} \leq 0$$



且因諧振時二極體電流之峰值必須要為輸出濾波電感之兩倍，因此可得：

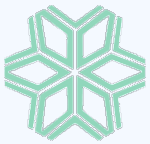
$$\frac{nV_{in}}{2 \times Z_r} = I_{Lo1}$$

$$\sin \omega_r(t_3 - t_1) \leq -1$$

$$C_r \geq \left(\frac{1}{2356194.5 \times \sqrt{n^2 L_r}} \right)^2$$

在選用諧振電感值為15u H後代入可得：

$$C_r \geq \left(\frac{1}{2356194.5 \times \sqrt{0.355^2 \times 15 \times 10^{-6}}} \right)^2 = 95.286n \text{ F}$$



➤ 變壓器之設計

本文架構之變壓器鐵心採用EE core型式，使用EE-42之鐵心大小，此鐵心於 100°C 下之飽和磁通密度 $B_{sat} = 3900$ Gauss，由下式可求得一次側之圈數，通常取 $B_{max} = \frac{B_{sat}}{2}$

次側之圈數，通常取 $B_{max} = \frac{B_{sat}}{2}$

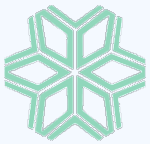
$$N_p = \frac{\frac{V_{in}}{2} \times D_{max} \times T \times 10^8}{B_{max} \times A_e} = \frac{150 \times 0.4 \times 10 \times 10^{-6} \times 10^8}{1950 \times 1.82} = 16.9$$

其中

T : 週期 (sec)

A_e : 有效之鐵心面積 (cm^2)

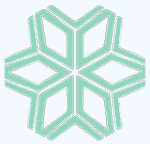
B_{max} : 最大之磁通密度 (G)



於實作中取一次側圈數為38圈，並將一次側圈數代入輸出輸入電壓比之公式可得二次側之圈數

$$N_s = \frac{2 \times V_o \times N_p}{V_{in} \times f_s [(t_1 - t_0) + (t_2 - t_1) + (t_3 - t_2) + (t_{r1} - t_3)]} = \frac{2 \times 24 \times 16.9}{300 \times 100k \times (2u + 2u + 1u)} = 5.4$$

於實作中取二次側圈數為14圈。一次側與二次側選取較大之圈數，主要是為了讓變壓器能均勻繞製，以減少波形震盪，影響轉換器之運作。



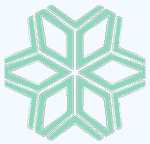
假設轉換器效率 η 為85%，最大責任週期 D_{\max} 為0.4，由下式可得一次側電流之均方根值 $I_{p,rms}$

$$I_{p,rms} = \frac{P_{out} \times \sqrt{D_{\max}}}{\eta \times V_{in} \times D_{\max}} = \frac{150 \times \sqrt{0.4}}{0.85 \times 150 \times 0.4} = 1.86A$$

接著計算繞至變壓器所需之線徑大小，取電流密度為500c.m./A，所以一次側繞組所需之電流容量為 $1.86 \times 500 = 930$ c.m.，適合之繞線尺寸no.20AWG（1.38mm），於實作中取0.45mm之銅線3條並繞。

二次側所需之電流容量為 $1.86 \times \frac{N_p}{N_s} \times 500 = 2619.32$ c.m.，適合之

繞線尺寸為no.15AWG（2.4mm），於實作中取0.6mm之銅線4條並繞。



➤ 輸出濾波電感設計

當電流變動範圍 (dI) 過大時，將會使濾波電感進入不連續模式，故計算責任週期最大時之情形，取 $D_{\max} = 0.4$
變壓器二次側電壓為 $150 \times 0.355 = 53.25 \text{ V}$ 。

$$dI = 2I_{dc} = \frac{(V_{\text{sec}} - V_o)D_{\max}}{L_o}$$

$$L_o \geq \frac{(53.25 - 24) \times 4 \times 10^{-6}}{2 \times 12.5 \times 0.1} = 46.8 \mu\text{H}$$

其中

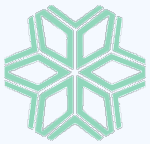
V_{sec} : 變壓器二次側電壓

V_o : 輸出電壓

L_o : 輸出濾波電感

D_{\max} : 最大導通時間

I_{dc} : 取十分之一之輸出電流



➤ 輸出濾波電容設計

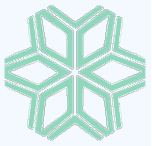
電容內之ESR（等效串聯電阻）大小對輸出漣波影響甚鉅，因此選擇大電容值來穩壓的同時，亦需注意ESR對轉換器之影響。輸出濾波電容值可由下式求得其電容值之大小，分別取最大輸出漣波電壓為5mV與輸出電流之25%，實作上所採用之值為1000 μ F。

$$C_o = \frac{\Delta i_o}{8 \times 100 \times 10^3 \times \Delta V_o} = \frac{12.5 \times 25\%}{4000} = 781.25 \mu F$$

其中

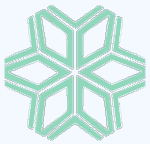
Δi_o ：為輸出電流漣波

ΔV_o ：為輸出電壓之變動

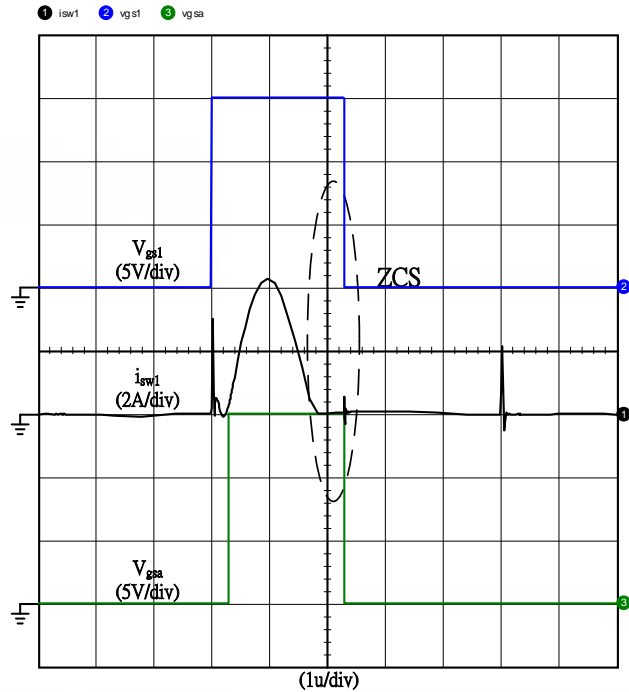


➤ 模擬結果

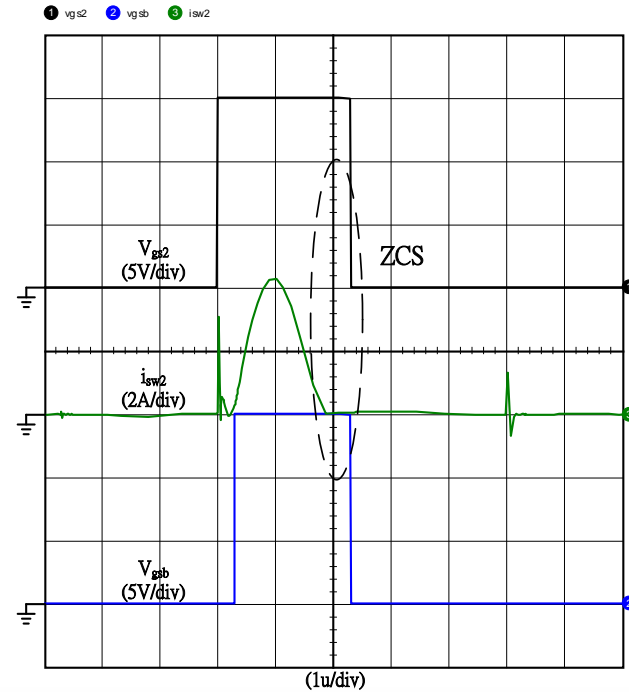
新式具零電流切換之交錯式半橋轉換器模擬圖



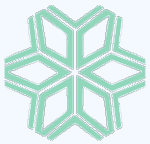
➤ 轉換器操作在輸出電流=4A



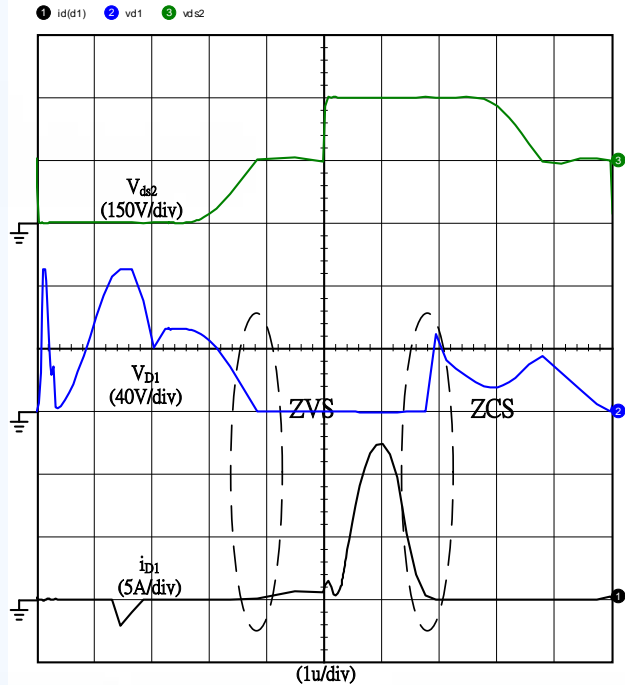
開關信號 V_{gs1} 與電流 i_{sw1} 以及開關信號 V_{gsa}



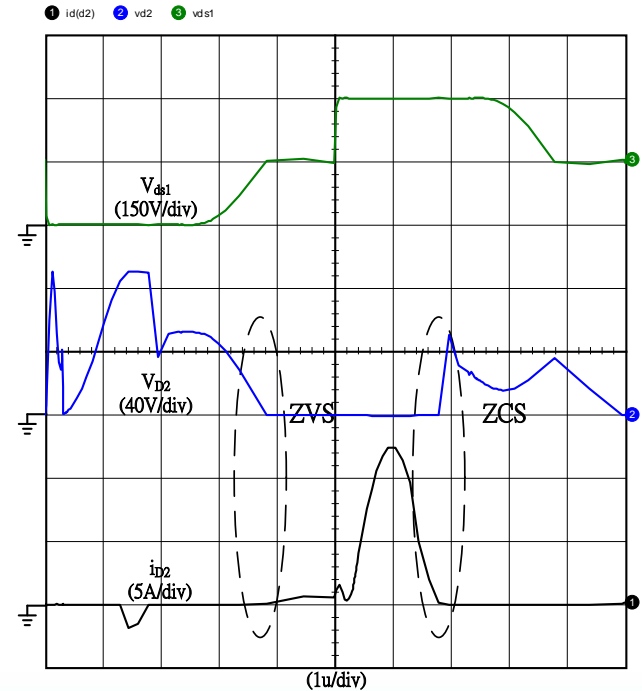
開關信號 V_{gs2} 與電流 i_{sw2} 以及開關信號 V_{gsb}



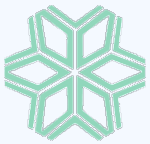
➤ 轉換器操作在輸出電流=4A



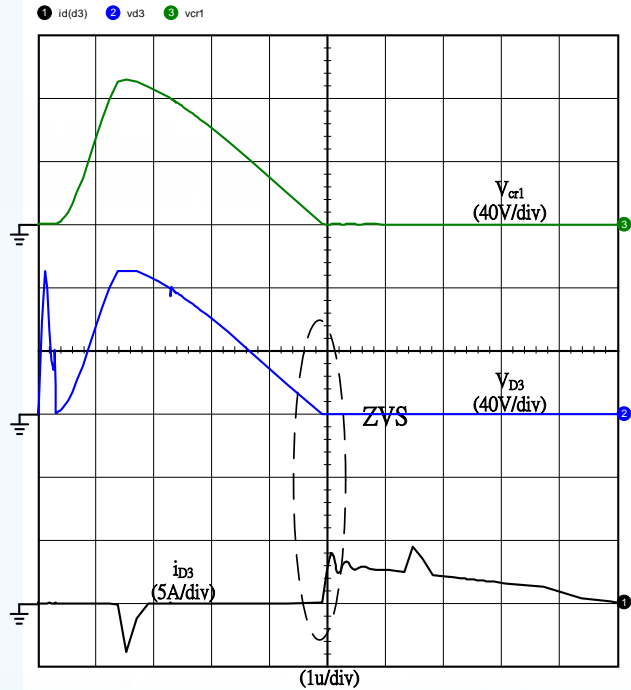
開關壓降 V_{ds2} 以及二極體 D_1 之電流 i_{D1} 與電壓 V_{D1}



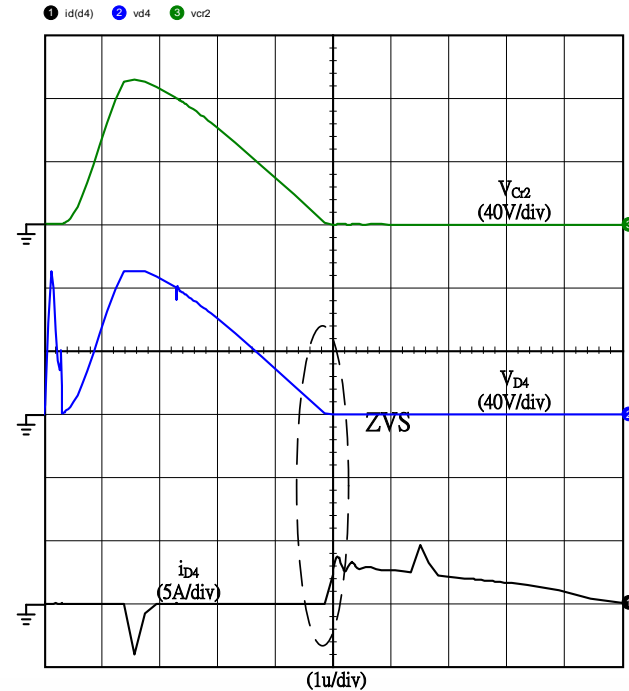
開關壓降 V_{ds1} 以及二極體 D_2 之電流 i_{D2} 與電壓 V_{D2}



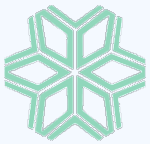
➤ 轉換器操作在輸出電流=4A



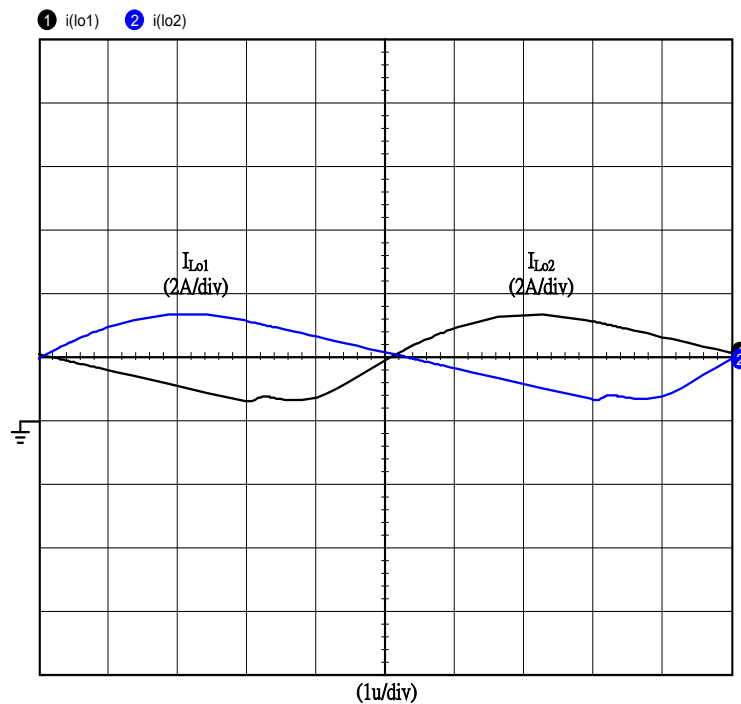
諧振電容電壓 V_{Cr1} 以及二極體 D_3 之電流 i_{D3} 與電壓 V_{D3}



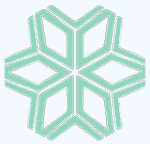
諧振電容電壓 V_{Cr2} 以及二極體 D_4 之電流 i_{D4} 與電壓 V_{D4}



➤ 轉換器操作在輸出電流=4A

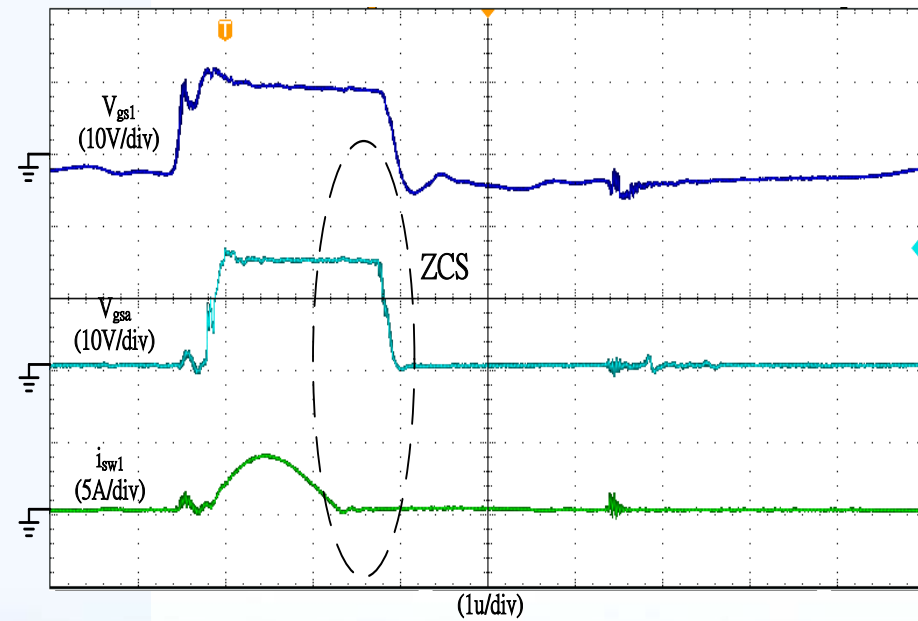


濾波電感 L_{o1} 之電流 $I_{L_{o1}}$ 與濾波
電感 L_{o2} 之電流 $I_{L_{o2}}$

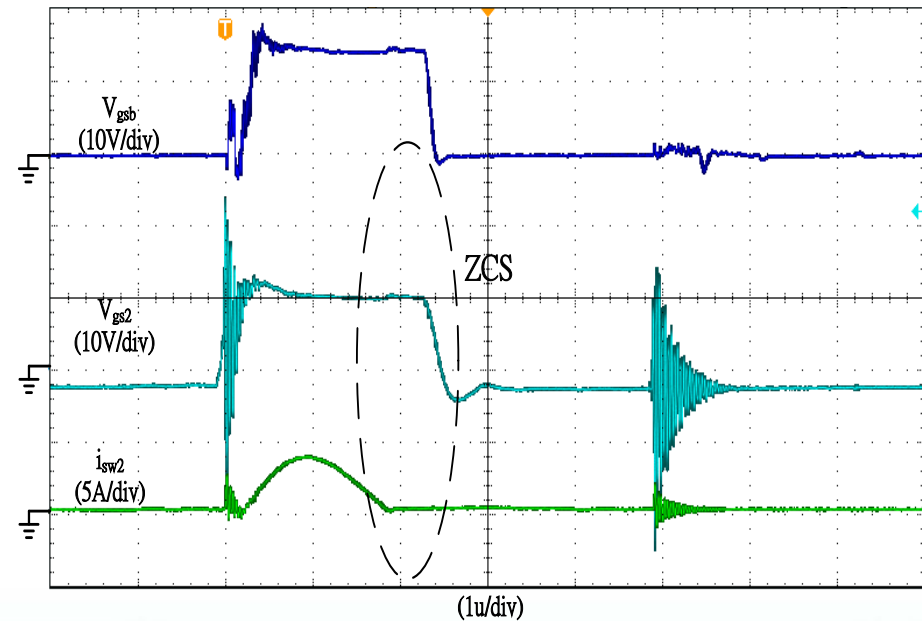


➤ 實驗結果

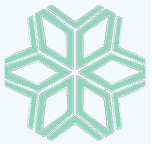
➤ 轉換器操作在輸出電流=4A



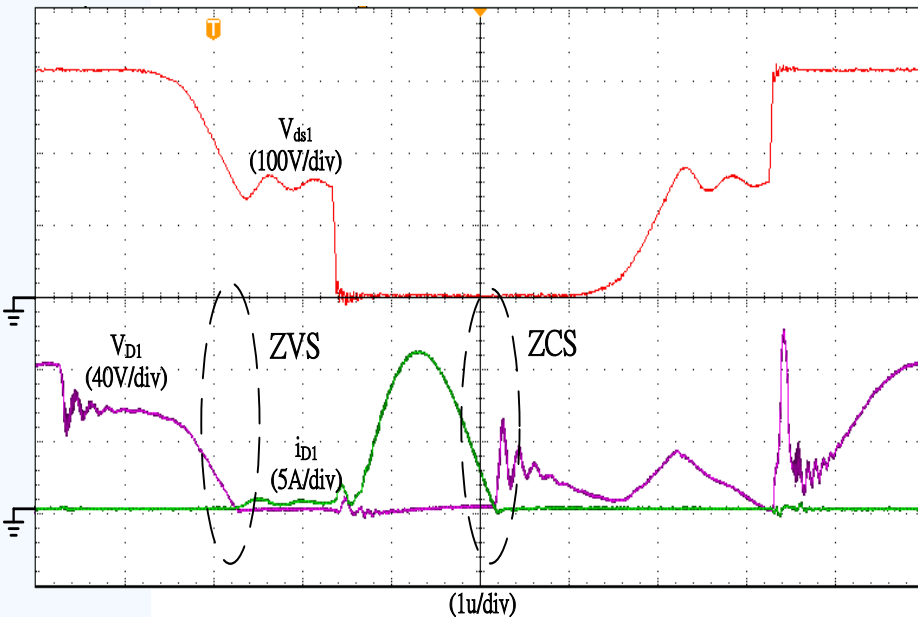
開關信號 V_{gs1} 與電流 i_{sw1} 以及開關信號 V_{gsa}



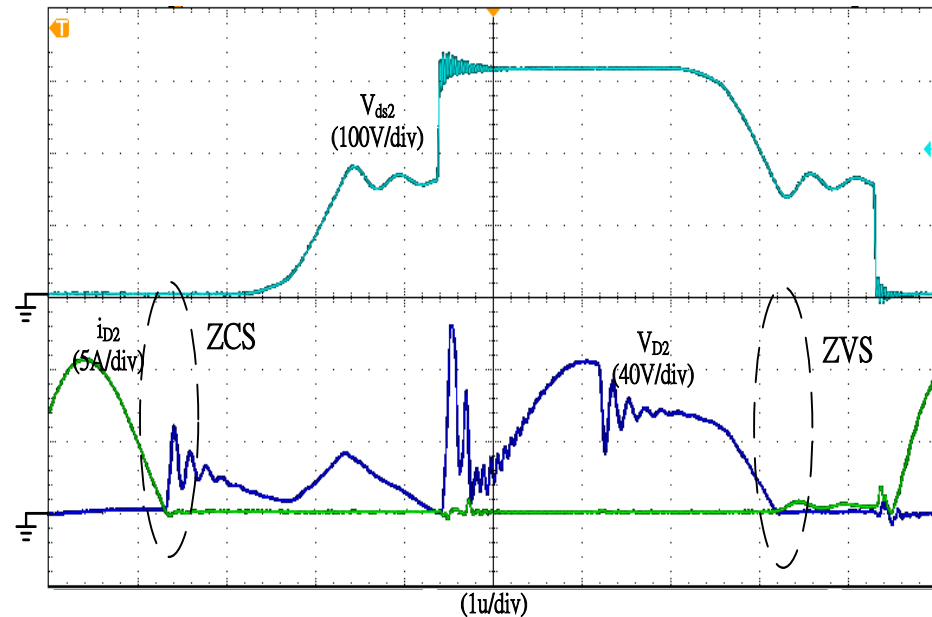
開關信號 V_{gs2} 與電流 i_{sw2} 以及開關信號 V_{gsb}



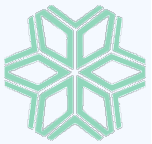
➤ 轉換器操作在輸出電流=4A



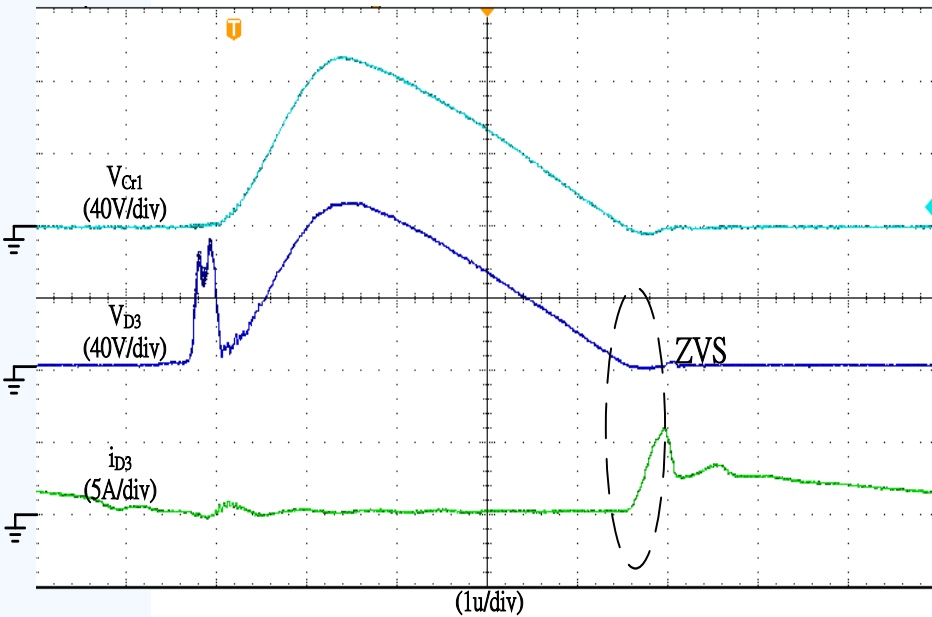
開關壓降 V_{ds1} 以及二極體 D_1 之
電流 i_{D1} 與電壓 V_{D1}



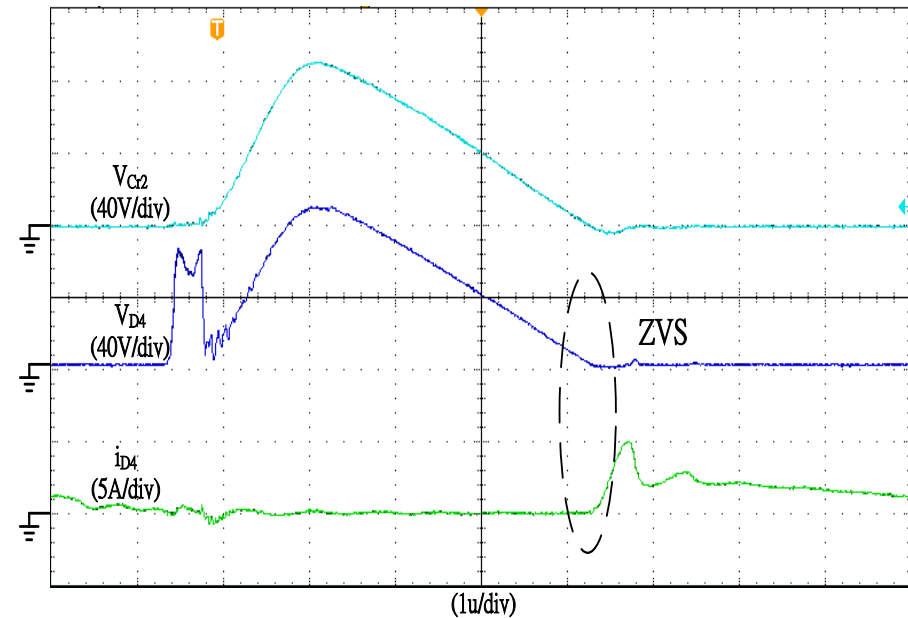
開關壓降 V_{ds2} 以及二極體 D_2 之
電流 i_{D2} 與電壓 V_{D2}



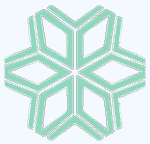
➤ 轉換器操作在輸出電流=4A



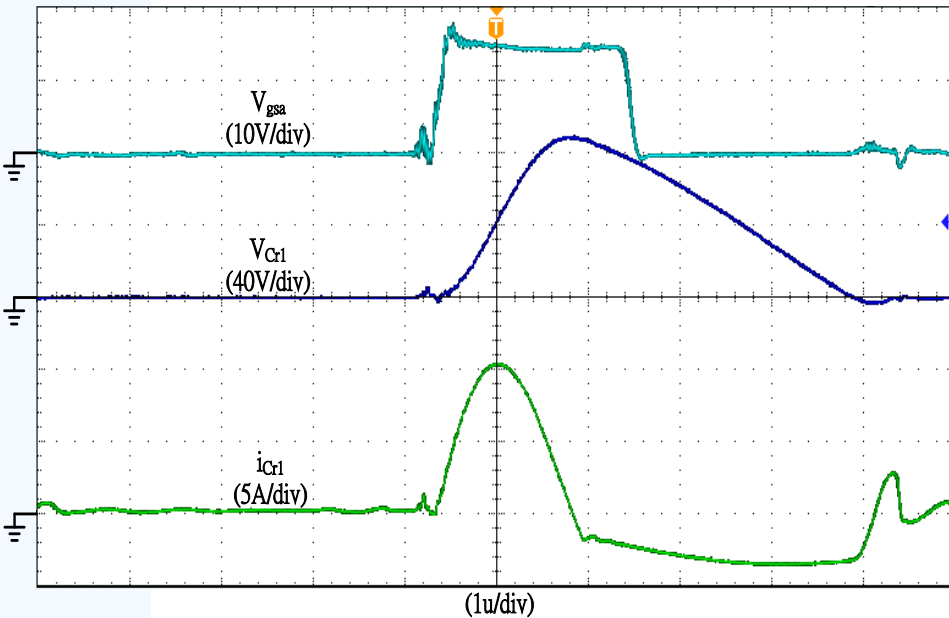
諧振電容 C_{r1} 電壓 V_{Cr1} 以及二極體 D_3 之電流 i_{D3} 與電壓 V_{D3}



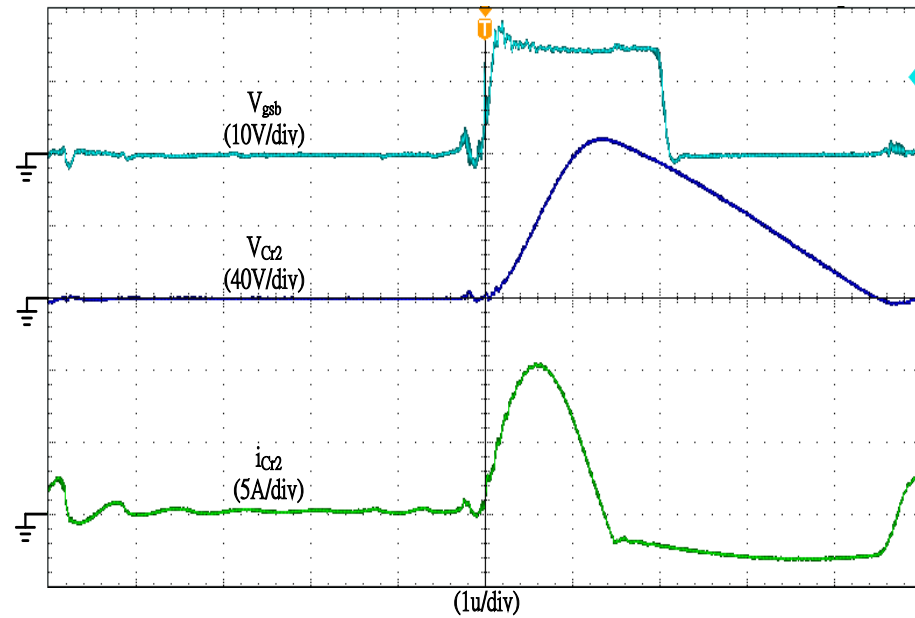
諧振電容 C_{r2} 電壓 V_{Cr2} 以及二極體 D_4 之電流 i_{D4} 與電壓 V_{D4}



➤ 轉換器操作在輸出電流=4A



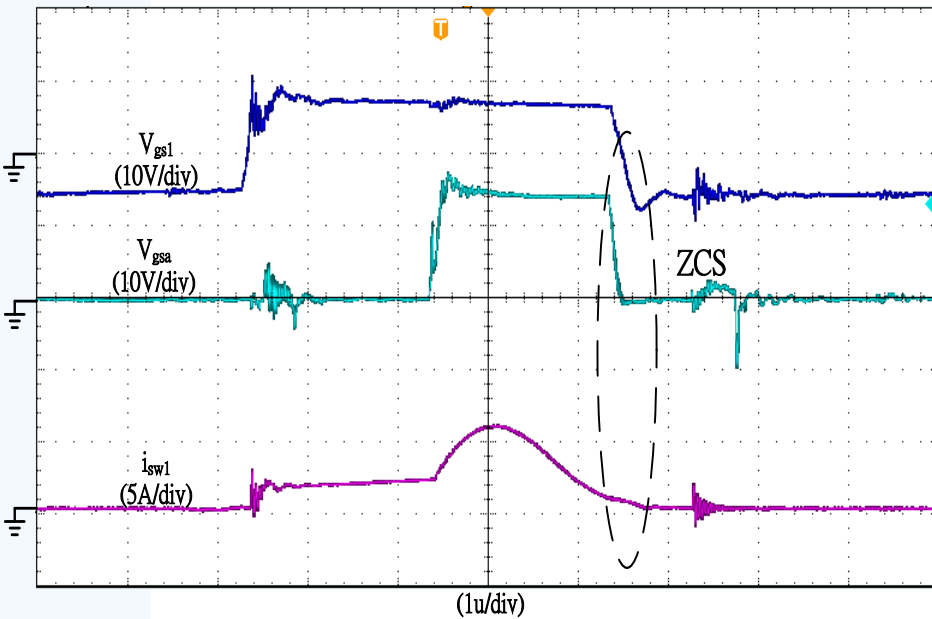
開關信號 V_{gsa} 以及諧振電容 C_{r1}
電壓 V_{Cr1} 與電流 i_{Cr1}



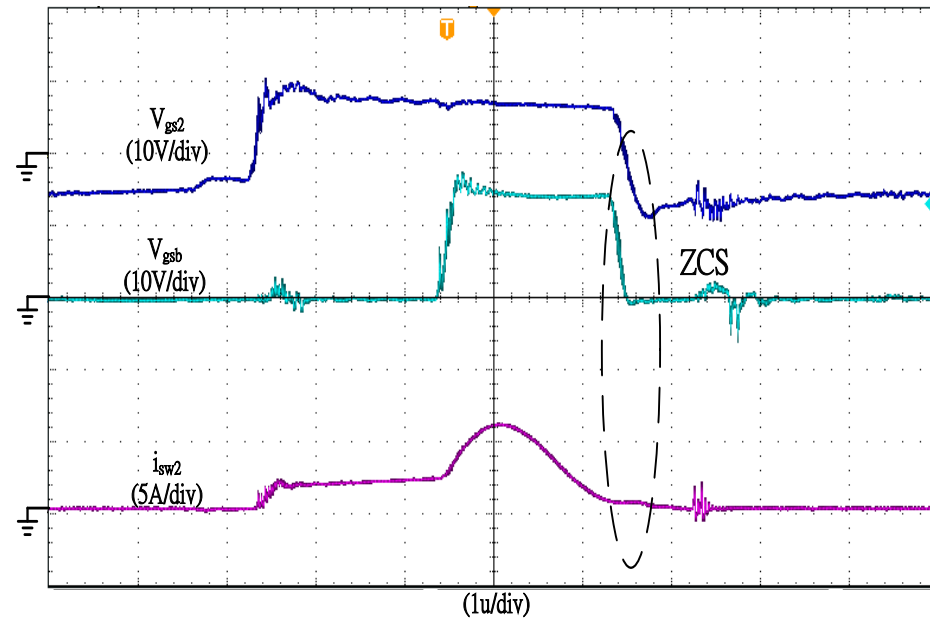
開關信號 V_{gsb} 以及諧振電容 C_{r2}
電壓 V_{Cr2} 與電流 i_{Cr2}



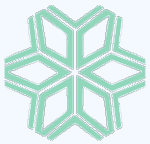
➤ 轉換器操作在輸出電流=12.5A



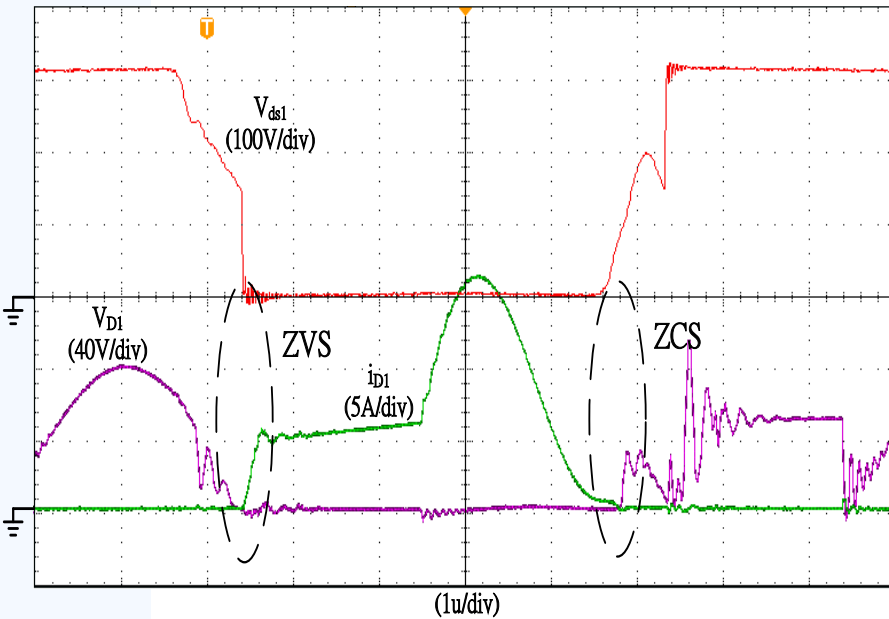
開關信號 V_{gs1} 與電流 i_{sw1} 以及開關信號 V_{gsa}



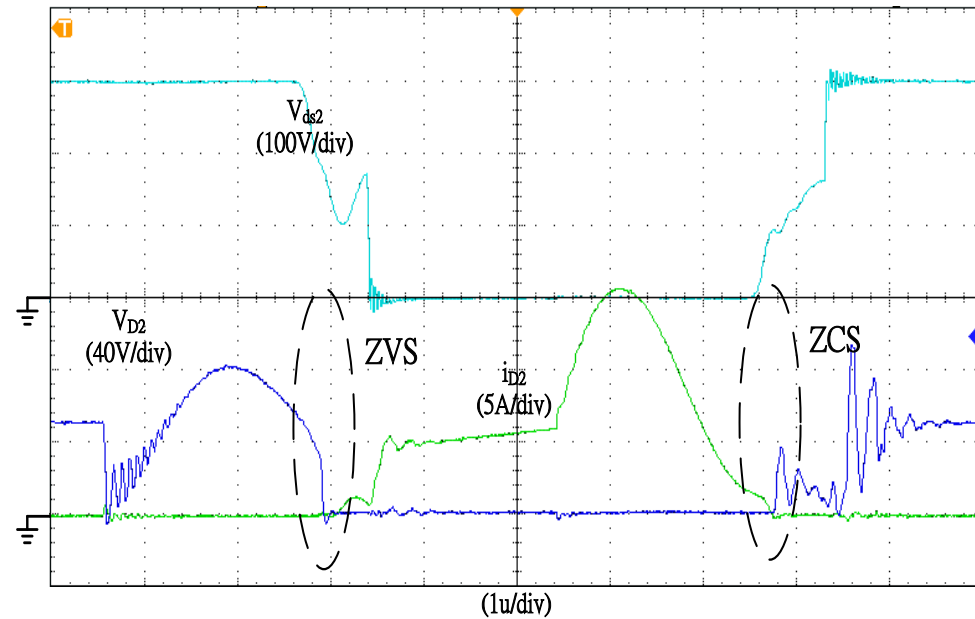
開關信號 V_{gs2} 與電流 i_{sw2} 以及開關信號 V_{gsb}



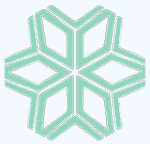
➤ 轉換器操作在輸出電流=12.5A



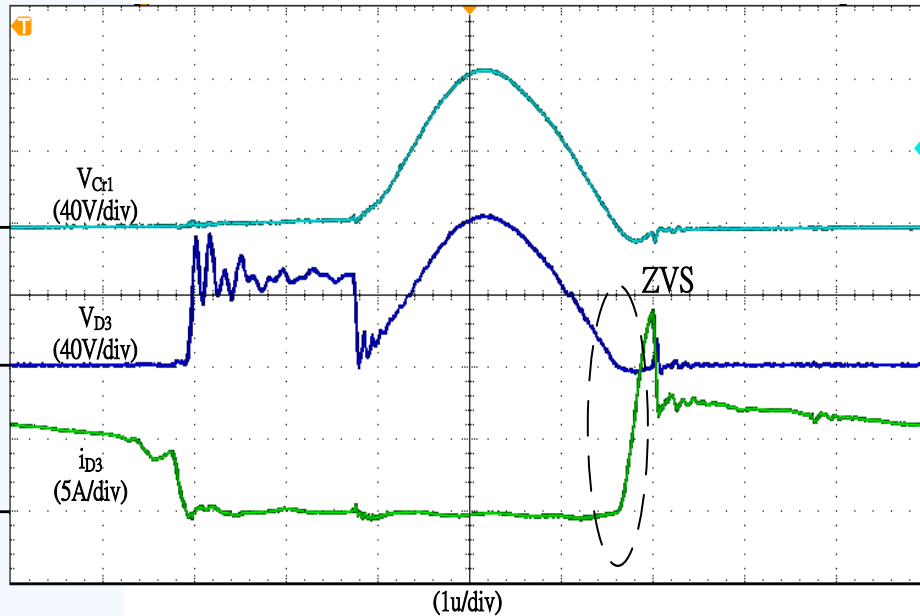
開關壓降 V_{ds1} 以及二極體 D_1 之
電流 i_{D1} 與電壓 V_{D1}



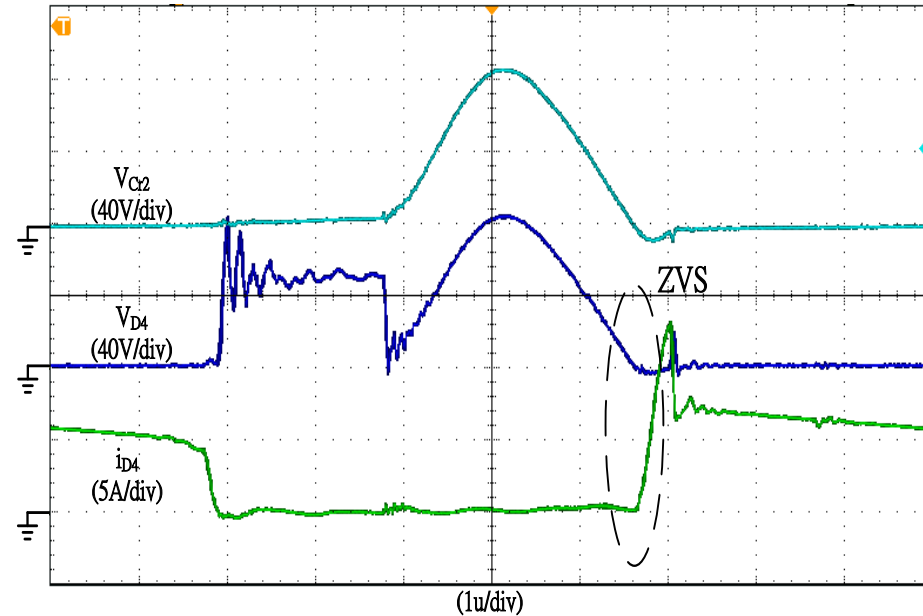
開關壓降 V_{ds2} 以及二極體 D_2 之
電流 i_{D2} 與電壓 V_{D2}



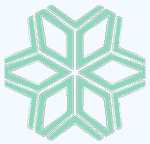
➤ 轉換器操作在輸出電流=12.5A



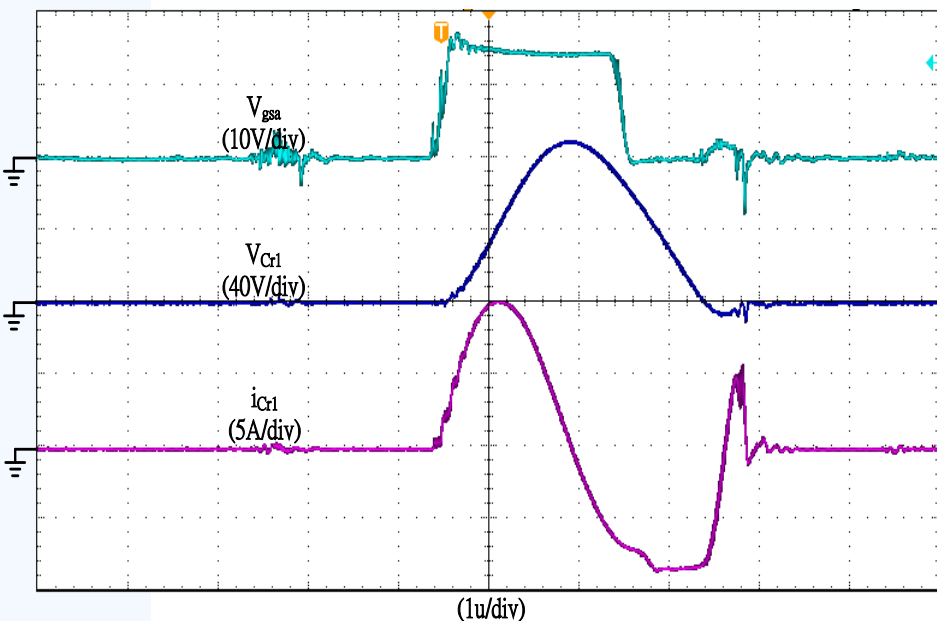
諧振電容 C_{r1} 電壓 V_{Cr1} 以及二極體 D_3 之電流 i_{D3} 與電壓 V_{D3}



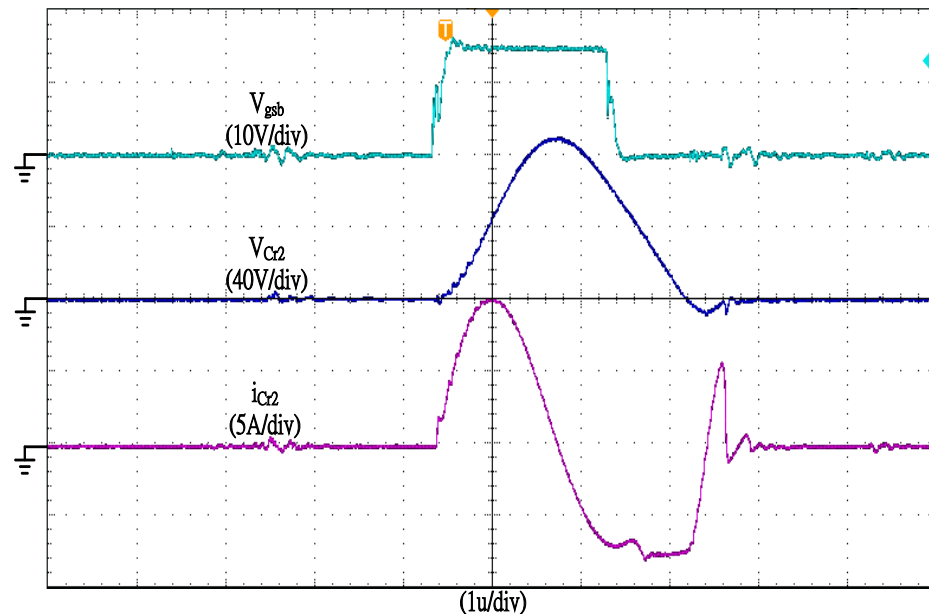
諧振電容 C_{r2} 電壓 V_{Cr2} 以及二極體 D_4 之電流 i_{D4} 與電壓 V_{D4}



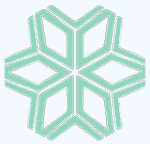
➤ 轉換器操作在輸出電流=12.5A



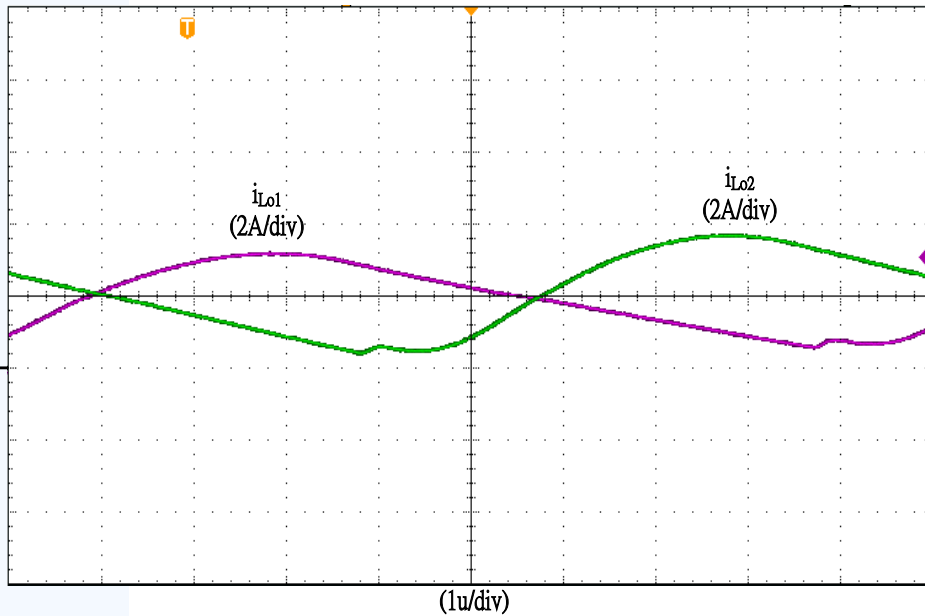
開關信號 V_{gsa} 以及諧振電容 C_{r1}
電壓 V_{Cr1} 與電流 i_{Cr1}



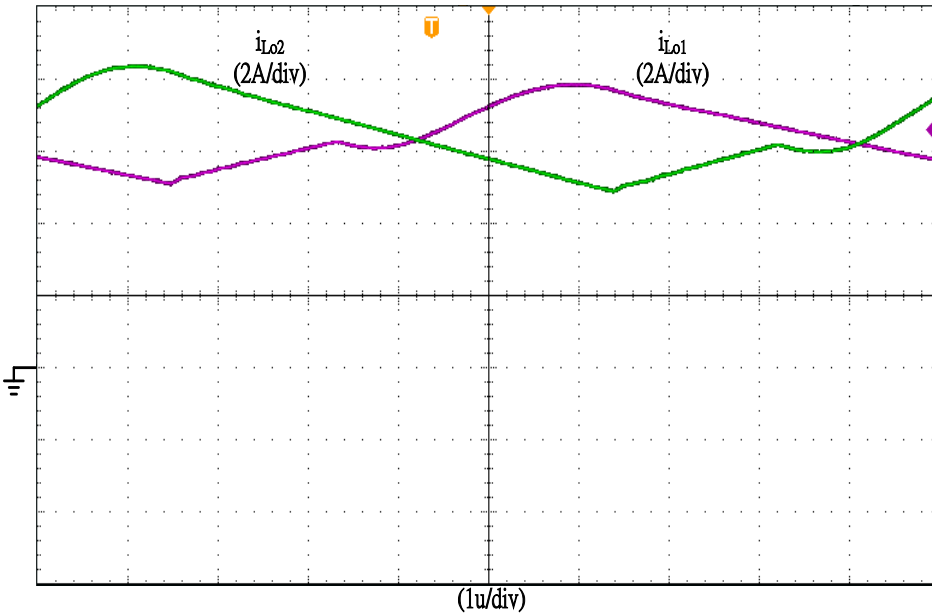
開關信號 V_{gsb} 以及諧振電容 C_{r2}
電壓 V_{Cr2} 與電流 i_{Cr2}



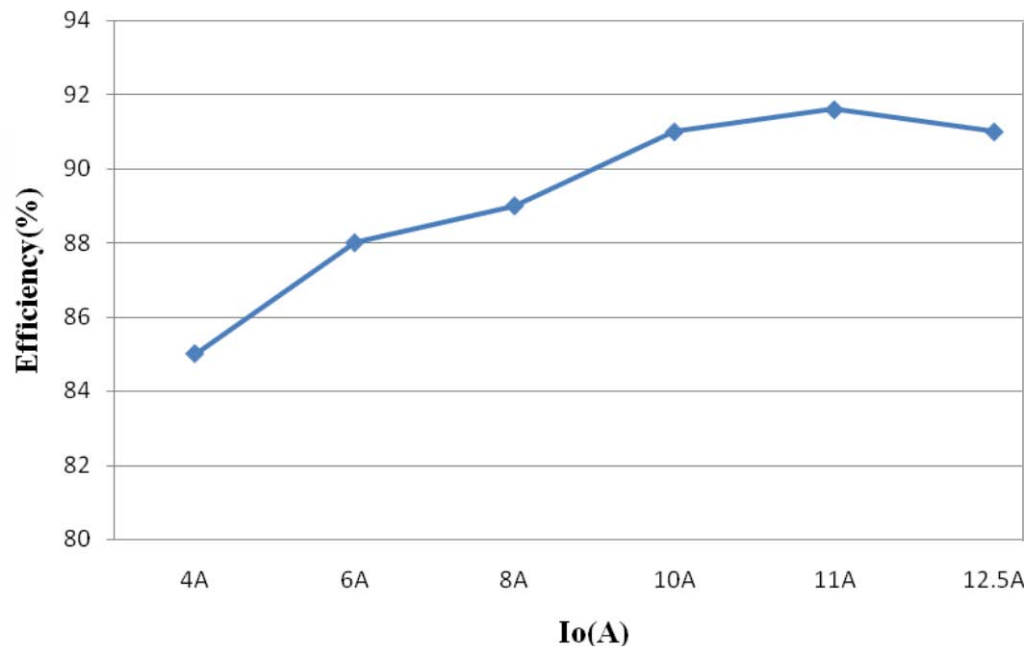
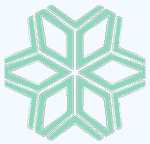
➤ 轉換器操作在輸出電流=4A、12.5A



輸出4A時，濾波電感 L_{o1} 電流
 $I_{L_{o1}}$ 與濾波電感 L_{o2} 電流 $I_{L_{o2}}$



輸出12.5A時，濾波電感 L_{o1} 電
流 $I_{L_{o1}}$ 與濾波電感 L_{o2} 電流 $I_{L_{o2}}$

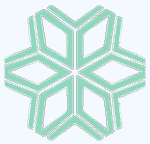


轉換器效率圖



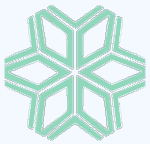
大綱

- 緒論
- 半橋式轉換器與交錯式轉換器以及零電流轉換之分析
- 新式具零電流切換之交錯式半橋式轉換器
- 轉換器元件選取、模擬與實驗結果
- **結論**



結論

- 本文所提出之電路利用中間抽頭式變壓器與二個諧振電路，使電路達到交錯式與柔性切換之目的。
- 對稱半橋式架構除可使變壓器達成鐵心重置外，亦可使得二次側整流元件之電流應力更為對稱。
- 在二次側的整流元件方面亦全部達成零電壓切換，部分整流元件除了具有零電壓切換之外，亦有零電流切換之功能。
- 具有交錯式的輸出，可降低電流漣波。



報告完畢
謝謝各位的聆聽