

第五章 反流器電路架構的模擬與分析

反流器電路的介紹

當直流電源向交流負載供電，必須經過直流-交流變換，即 DC/AC 變換(DC to AC Converter)。而能夠實現將直流電能轉換為交流電能的電路稱為直流-交流變換電路，或稱為反流器電路。反流器電路若按直流電源的性質來分類，可分成電壓型反流器電路和電流型反流器電路兩類如表 5-1 所示，而本論文所採取的架構為電壓型反流器電路。

項目	電壓型反流器電路	電流型反流器電路
中間濾波環路	電容器 C	電抗器 L
電源阻抗	小	大
負載電壓波形	矩形波	近似正弦波
負載電流波形	近似正弦波	矩形波
二極體的位置	與功率開關並聯	與功率開關串聯
再生運行	由於電壓極性不能變，難以實現再生運行	便於改變電壓極性，容易實現再生運行
常用致動方式	能耗制動	再生制動

表 5-1 電壓型和電流型反流器電路的比較

5.1 電壓型反流器之半橋電路架構應用於感應加熱系統

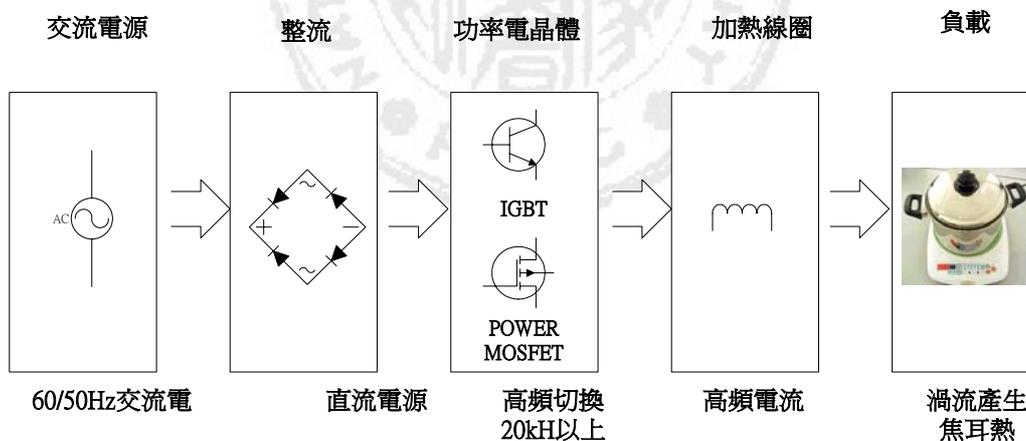


圖 5-1 半橋式反流器架構之感應加熱過程示意圖

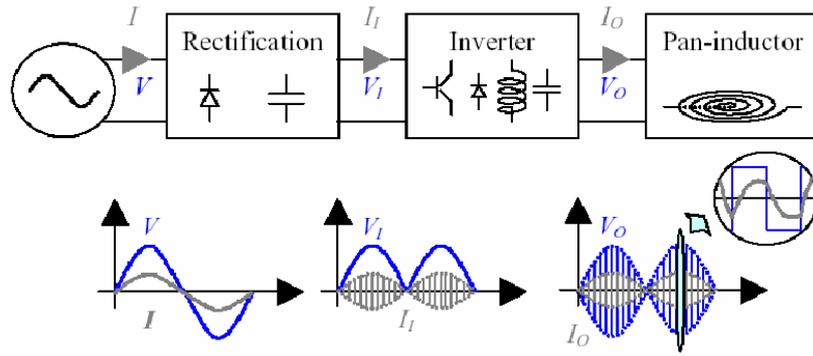


圖 5-2 感應加熱過程之電壓電流波形圖

圖 5-1 所示，為市電電壓(110V/220V)，而頻率為(60Hz/50Hz)的交流電，經由橋式整流器(Rectification)轉換成正的交流電訊號，在經由 LC 低通濾波器濾波，並聯一個高耐壓小電容值，轉換成一個非平滑的直流電，最後經由功率晶體 IGBT 或 Power MOSFET 作高頻率的切換，使線路產生一個高頻率的電流，透過電磁感應而產生一個交變磁場，而此交變磁場會切割線圈，使得導磁性材料表面上產生渦電流，達到加熱的效果。圖 5-2 為電能轉換成熱能過程中電壓、電流的波形圖。

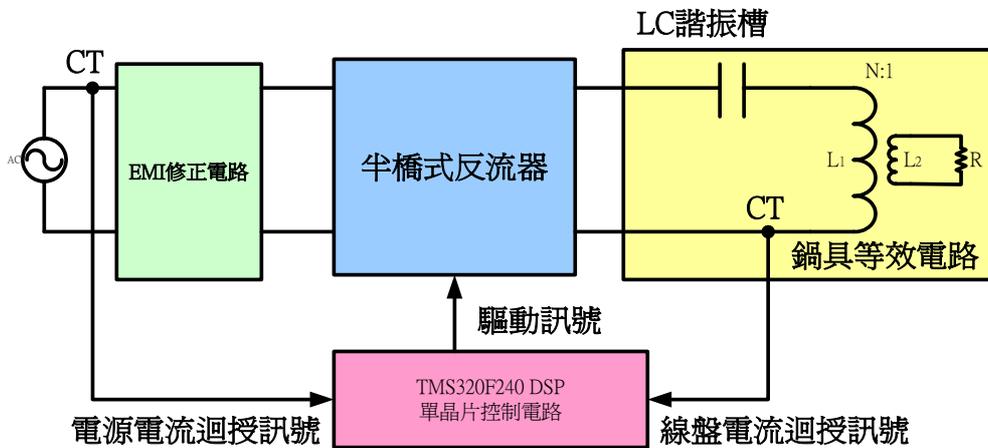


圖 5-3 系統發展方塊圖

圖5-3所示，本論文屬於開關諧振式轉換器，經由開關的切換，使得LC諧振槽產生負載所需的高頻交流訊號，而以DSP產生所需的控制驅動訊號，並將負載電流及電源電流經由比流器(CT)轉成電壓訊號後回授至DSP，以判斷目前系統的狀態，而EMI修正電路的主要作用，為濾除因高頻切換所產生的雜訊，且可將市電的雜訊濾除，以避免不必要的頻率雜訊進入後級電路。

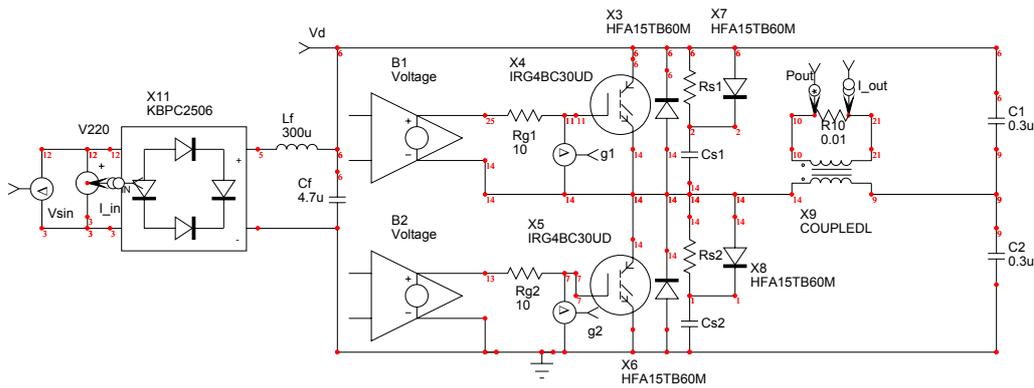


圖 5-4 系統主電路之模擬線路圖

圖 5-4 為本論文之半橋反流器模擬線路圖。包括驅動 IGBT 閘極電阻的選擇及截止型 RCD 緩振電路的設計，並決定輸出功率、切換頻率後，得知諧振電容、電感值。組成半橋式反流器架構圖。利用高頻的 PWM 切換訊號，將非平滑的直流電壓切換成負載所需的高頻電流，而切換頻率就是負載電流的頻率。

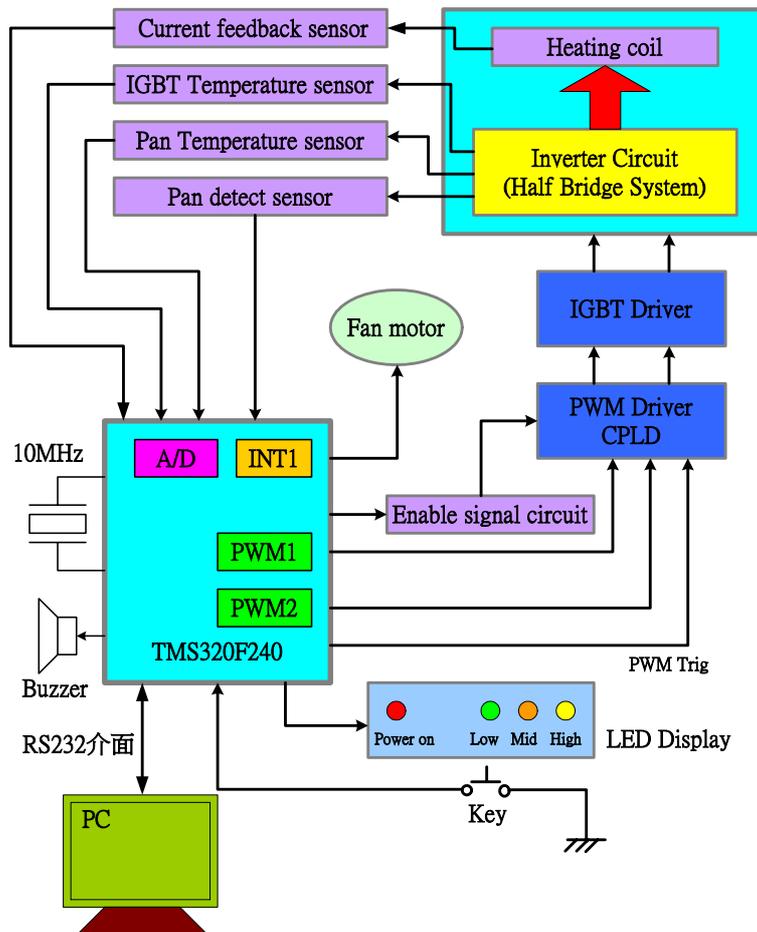


圖 5-5 系統發展架構示意圖

圖 5-5 所示為本論的系統發展架構圖，除了利用 DSP 內部產生 IGBT 所需的驅動訊號，並將此驅動訊號經由 CPLD 保護，必免驅動訊號同時導通造成 IGBT 燒毀。並將負載狀態(有鍋或無鍋)經由外部中斷訊號傳送至 DSP。並將 IGBT 的溫度、電流及電源電壓、負載電流回授至 DSP 內部的 10 bits AD 通道取樣，以必免系統處於危險的狀態。並經由 RS232 串列埠界面將 DSP 取樣的資料傳送至 PC 端，使的使用者能立即得知目前系統的功率變化情況。

5.2 諧振電容、諧振電感的設計[26]

$$I = \frac{2\pi P}{V} \quad (5-1)$$

P : 輸入功率, V : 輸入電壓

$$C_r = \frac{I}{2\pi f v} \quad (5-2)$$

$$L_r = \frac{1}{(2\pi f)^2 C_r} \quad (5-3)$$

$$L \frac{di_L}{dt} = V_L, \quad \frac{di_L}{dt} = \frac{V_L}{L}$$

C : 諧振電容, L : 諧振電感, f : 切換頻率

由上式得知 $I \propto P$, $C \propto \frac{1}{f} \propto I$, $L \propto \frac{1}{f^2}$, $i_L \propto \frac{1}{L}$

所以要達到大功率，必須將電流(I)提高，將諧振電容(C_r)增大，而將諧振電感(L_r)變小。

以下是 1250W 及 2500W 的設計值計算

ex1: $P=1250$ [W], $V=220$ [V], $f=24k$ [Hz]

$$I = \frac{2\pi \times 1250}{220 \times \sqrt{2}} = 25.24 \text{ [A]}$$

$$C = \frac{25.24}{2\pi \times 24,000 \times 220 \sqrt{2}} = 0.538 \mu \text{ [F]}$$

$$L = \frac{1}{(2\pi \times 24,000)^2 \times 0.538 \mu} = 81.7 \mu \text{ [H]}$$

諧振電容選擇 0.6 μ F

諧振電感選擇 90 μ H

ex2: P=2500 [W], V=220 [V] , f=24k [Hz]

$$I = \frac{2\pi \times 2500}{220 \times \sqrt{2}} = 50.48 \text{ [A]}$$

$$C = \frac{50.48}{2\pi \times 24,000 \times 220\sqrt{2}} = 1\mu \text{ [F]}$$

$$L = \frac{1}{(2\pi \times 24,000)^2 \times 1\mu} = 43.9\mu \text{ [H]}$$

諧振電容選擇 1uF

諧振電感選擇 45uH

5.3 半橋電路架構的模擬

輸入電源為峰值電壓 311V，頻率為 60Hz 之交流電

$$V_s = \sqrt{2} \times 220 \sin \omega t \approx 311 \sin 377t \text{ [V]}$$

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}, \quad 2\pi f_r = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}$$

$$\text{諧振頻率 } f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r C_r}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{55\mu * 0.8\mu}} = \frac{1}{41.677\mu} = 23.99k \approx 24k \text{ [Hz]}$$

$$\text{諧振頻率 } f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r C_r}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{90\mu * 0.6\mu}} = \frac{1}{46.17\mu} = 21.66k \text{ [Hz]}$$

$$\text{諧振頻率 } f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r C_r}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{82.4\mu * 746n}} = \frac{1}{49.26\mu} = 20.3k \approx 20k \text{ [Hz]}$$

(1) 架構一模擬電路 ($f_r = 21.66kHz$)

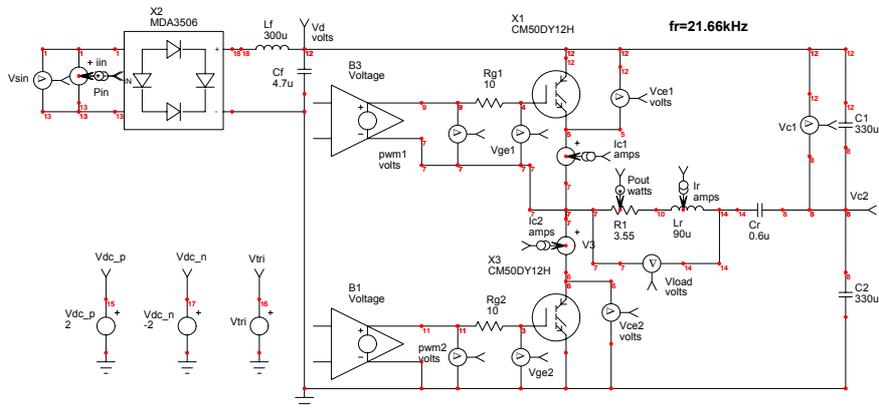


圖 5-6 半橋式反流器電路架構一模擬圖

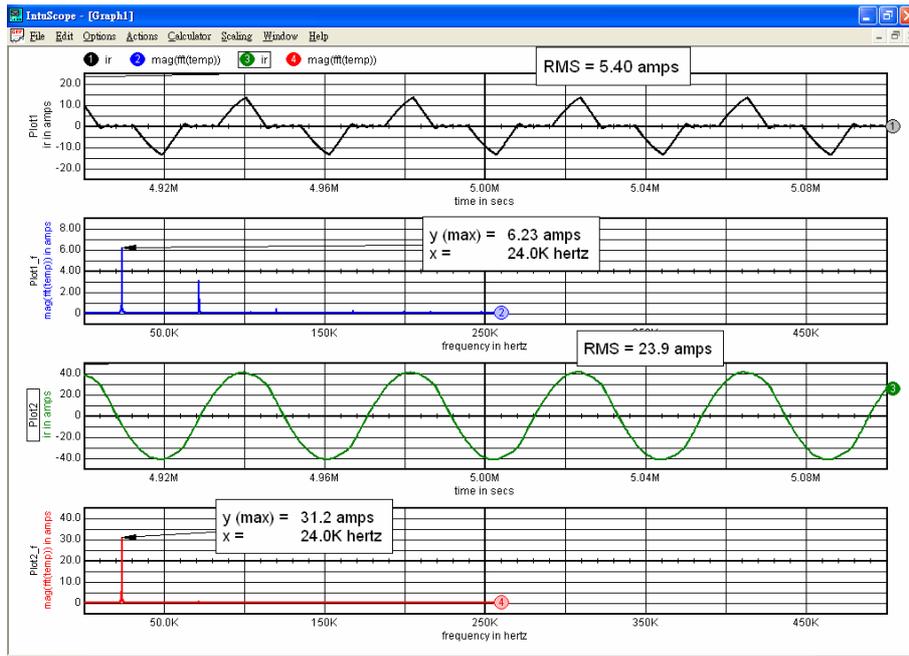


圖 5-7 電路架構一於小功率及大功率操作下負載電流波形及諧波成份

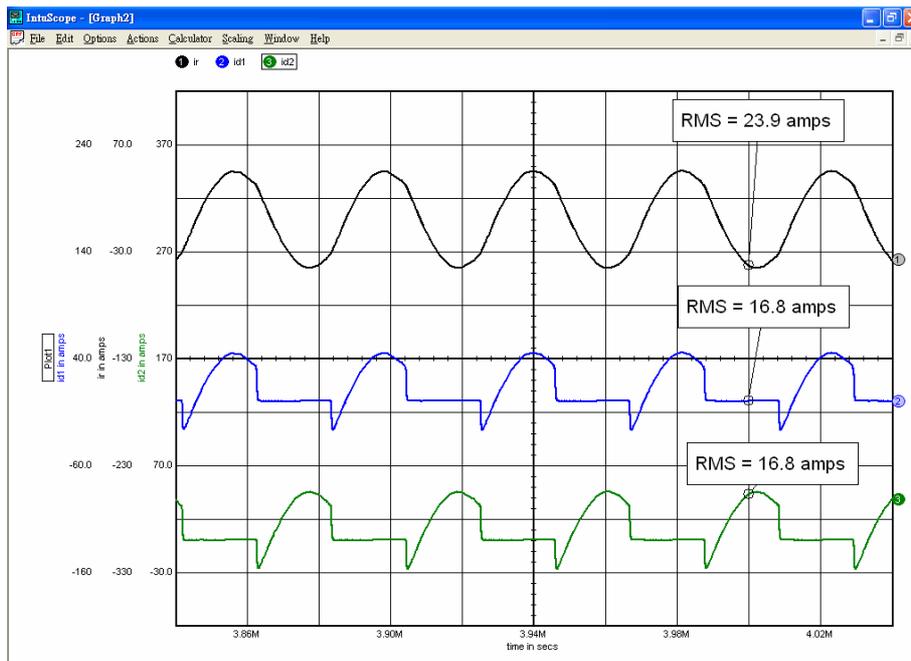


圖 5-8 電路架構一之負載電流及功率晶體電流模擬波形

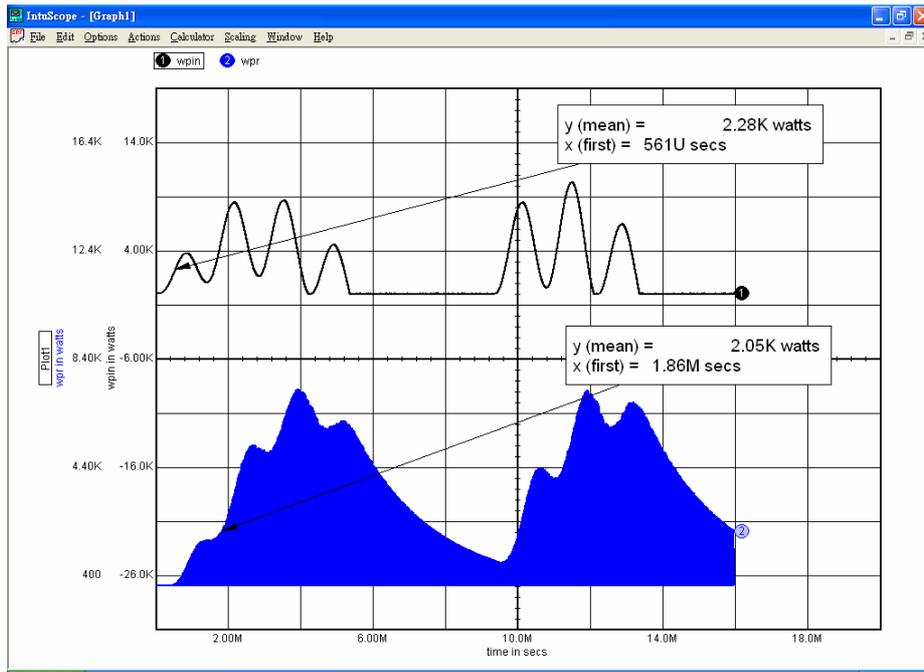


圖 5-9 電路架構一之輸出、輸入平均功率模擬波形

$$\text{效率}\eta = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{in}}} \times 100\% = \frac{2.05\text{kw}}{2.28\text{kw}} \times 100\% = 0.899$$

(2) 架構二模擬電路 ($f_r = 21.66\text{kHz}$)

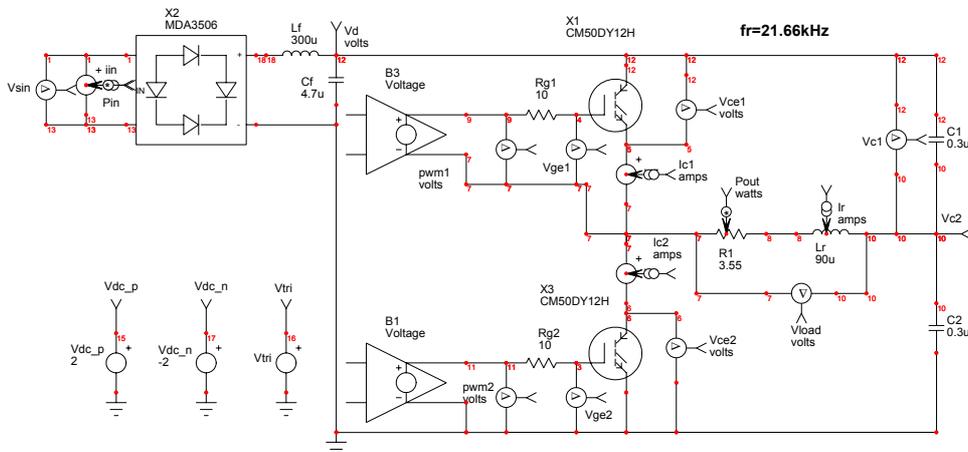


圖 5-10 半橋式反流器電路架構二模擬圖

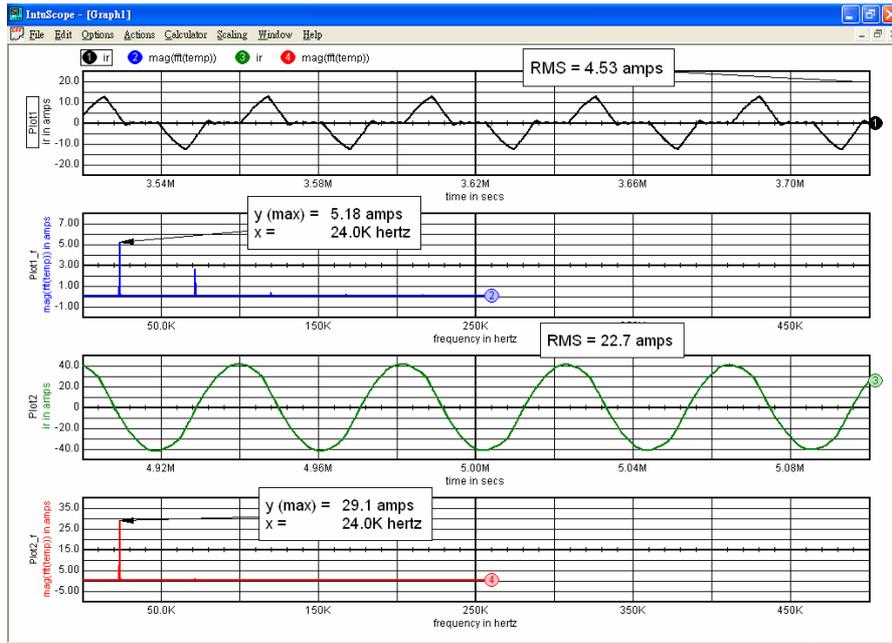


圖 5-11 電路架構二於小功率及大功率操作下負載電流波形及諧波成份

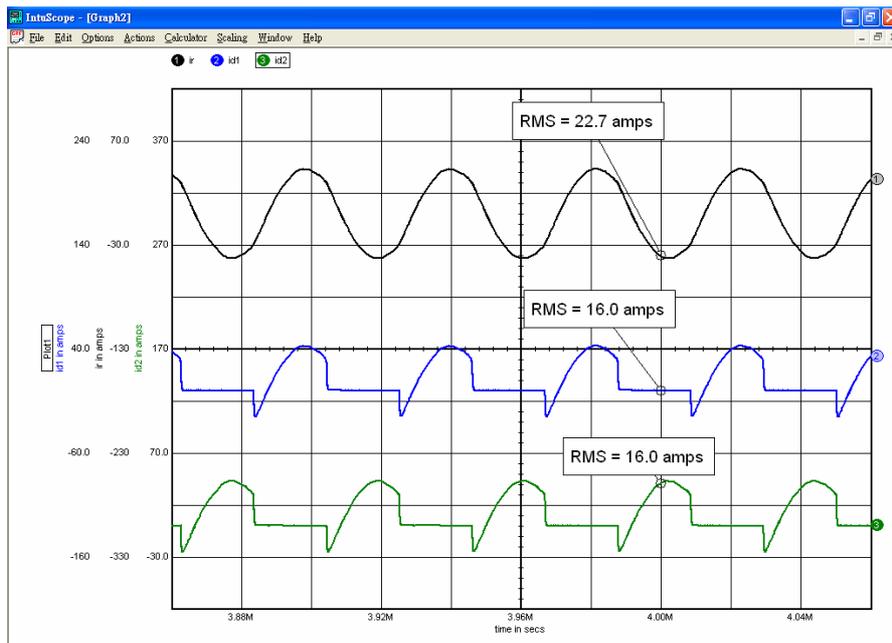


圖 5-12 電路架構二之負載電流及功率晶體電流模擬波形

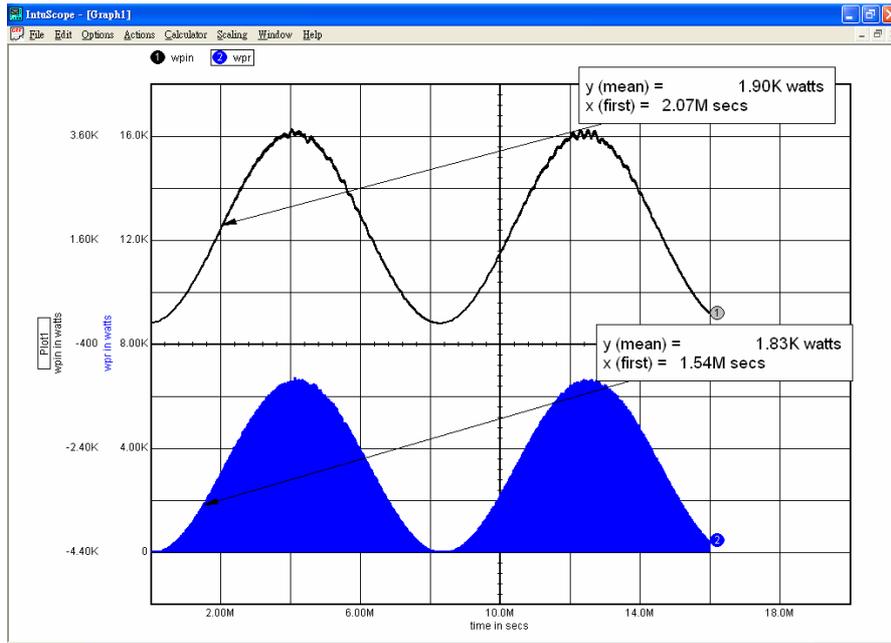


圖 5-13 電路架構二之輸出、輸入平均功率模擬波形

$$\text{效率}\eta = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{in}}} \times 100\% = \frac{1.83\text{kw}}{1.9\text{kw}} \times 100\% = 0.963$$

結論：

在相同的責任週期 duty 下，電路架構一及架構二經由 IsSpice 的模擬得知，在小功率及大功率操作下，負載電流的諧波成份，並無明顯的差異，只是架構一之流過功率晶體較架構二高一些。但架構二平均輸出功率之效率較架構一高。故本論文以架構二為主要的研究方向。

(3) 不同頻率的 duty 切換下電流的波形(方式 1-對稱 PWM)

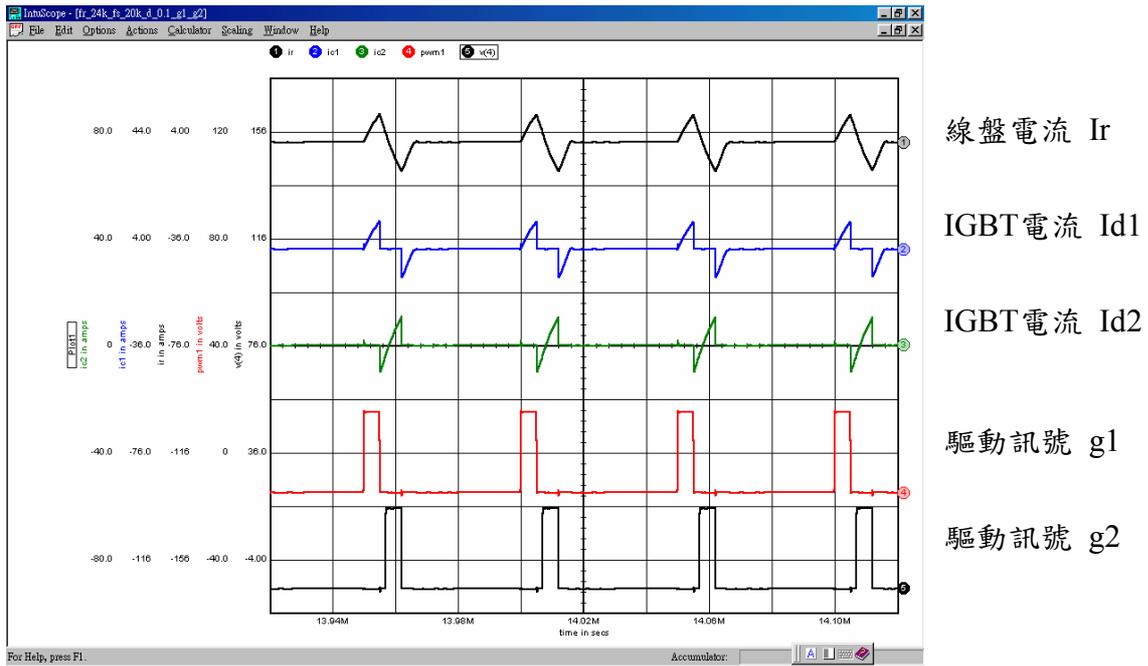


圖 5-14 小功率波形 (切換頻率 20kHz，諧振頻率 24kHz)

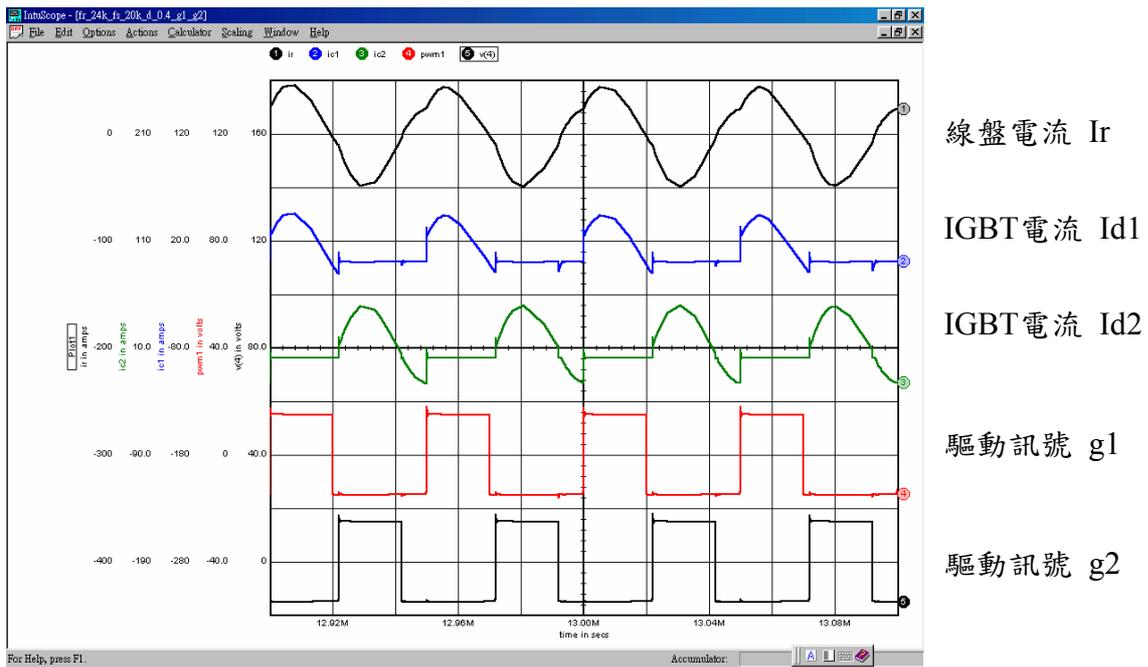
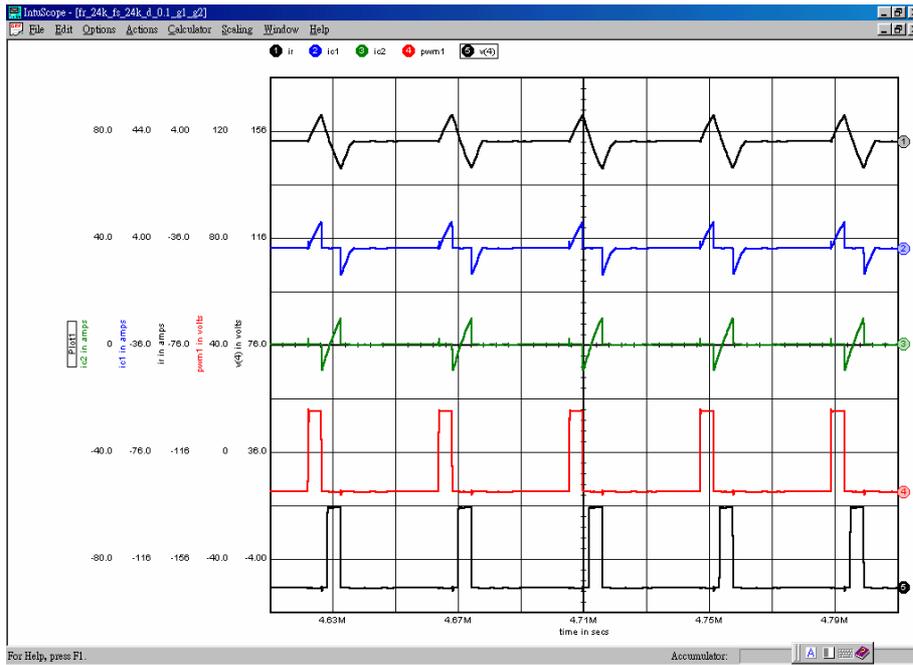


圖5-15 大功率波形 (切換頻率 20kHz，諧振頻率 24kHz)



線盤電流 I_r

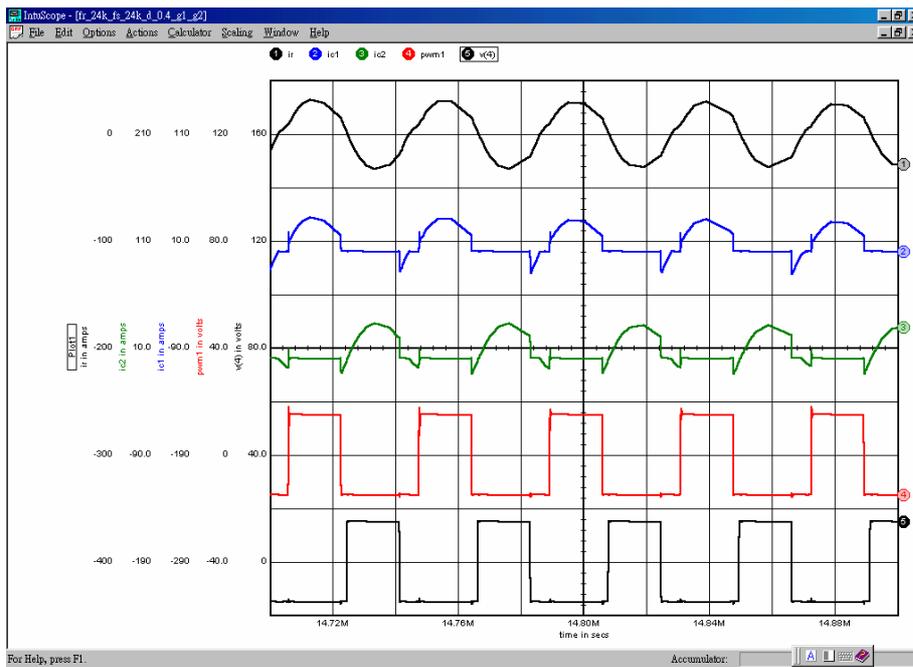
IGBT電流 I_{d1}

IGBT電流 I_{d2}

驅動訊號 g_1

驅動訊號 g_2

圖 5-16 小功率波形 (切換頻率 24kHz, 諧振頻率 24kHz)



線盤電流 I_r

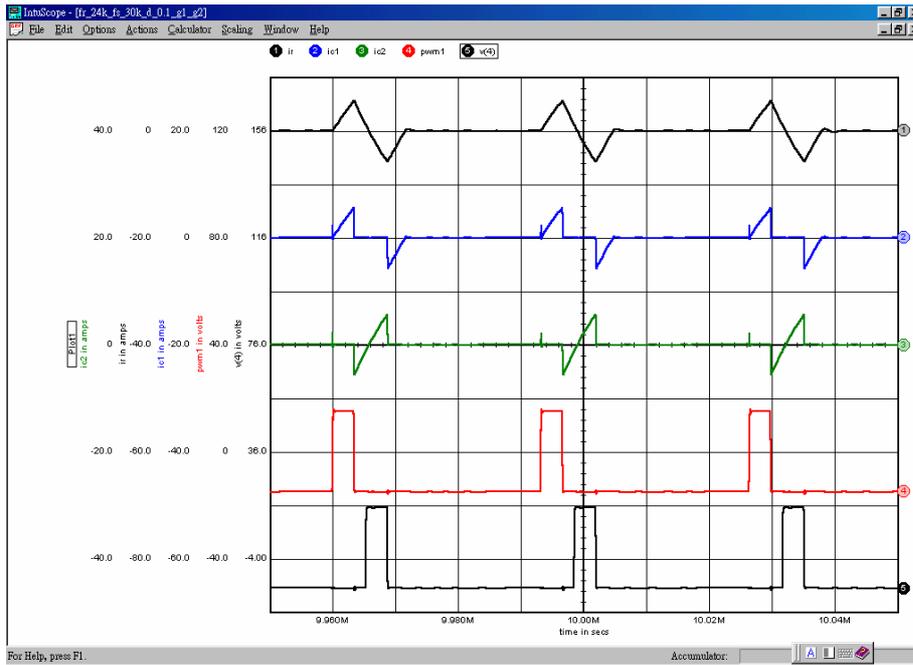
IGBT電流 I_{d1}

IGBT電流 I_{d2}

驅動訊號 g_1

驅動訊號 g_2

圖5-17 大功率波形 (切換頻率 24kHz, 諧振頻率 24kHz)



線盤電流 I_r

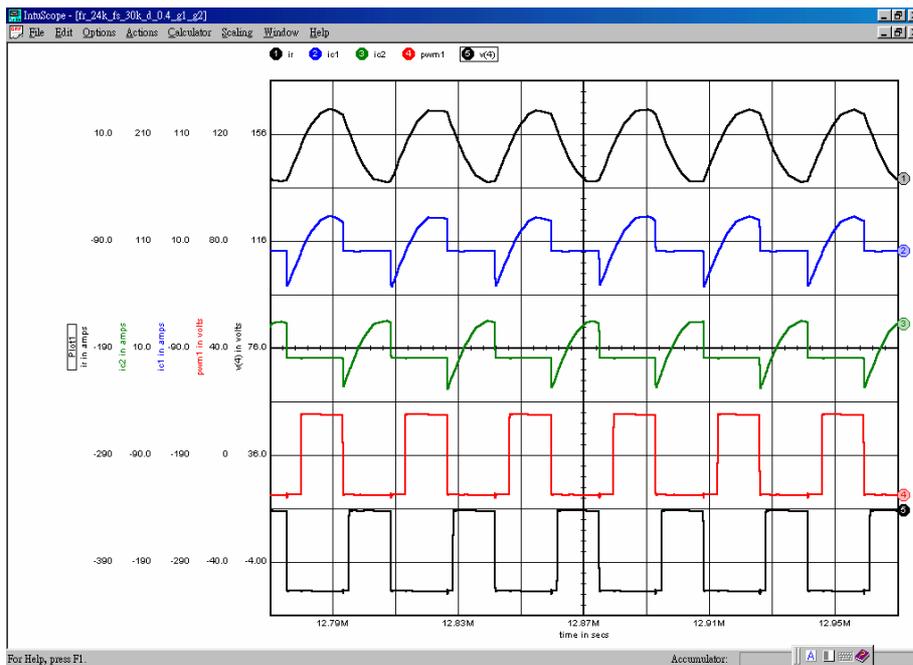
IGBT電流 I_{d1}

IGBT電流 I_{d2}

驅動訊號 g_1

驅動訊號 g_2

圖 5-18 小功率波形 (切換頻率 30kHz, 諧振頻率 24kHz)



線盤電流 I_r

IGBT電流 I_{d1}

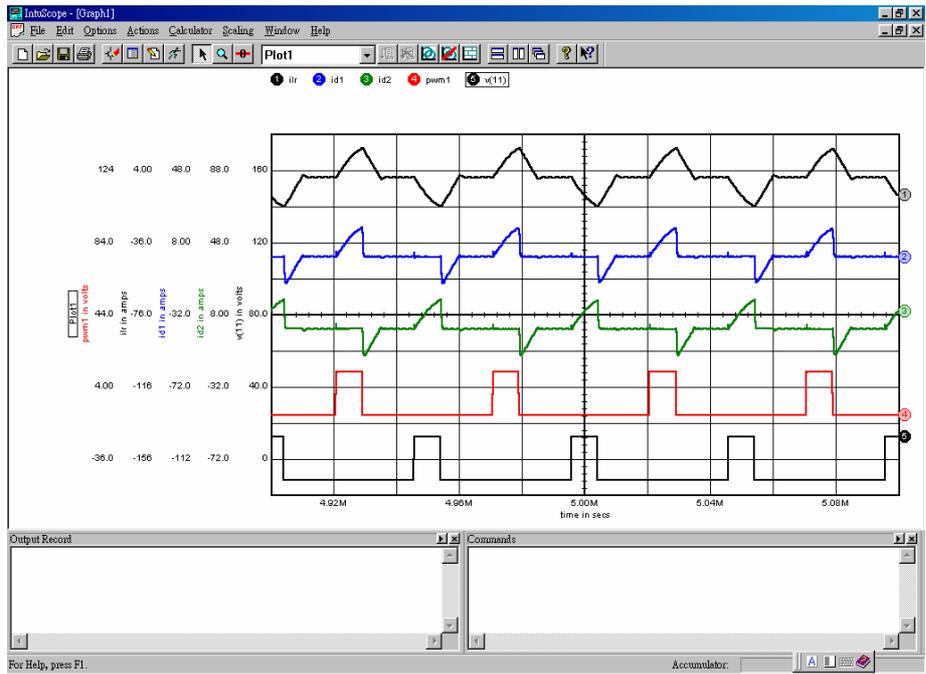
IGBT電流 I_{d2}

驅動訊號 g_1

驅動訊號 g_2

圖5-19 大功率波形 (切換頻率 30kHz, 諧振頻率 24kHz)

(4) 不同頻率的 duty 切換下電流的波形(方式 2-對稱 PWM)



線盤電流 Ir

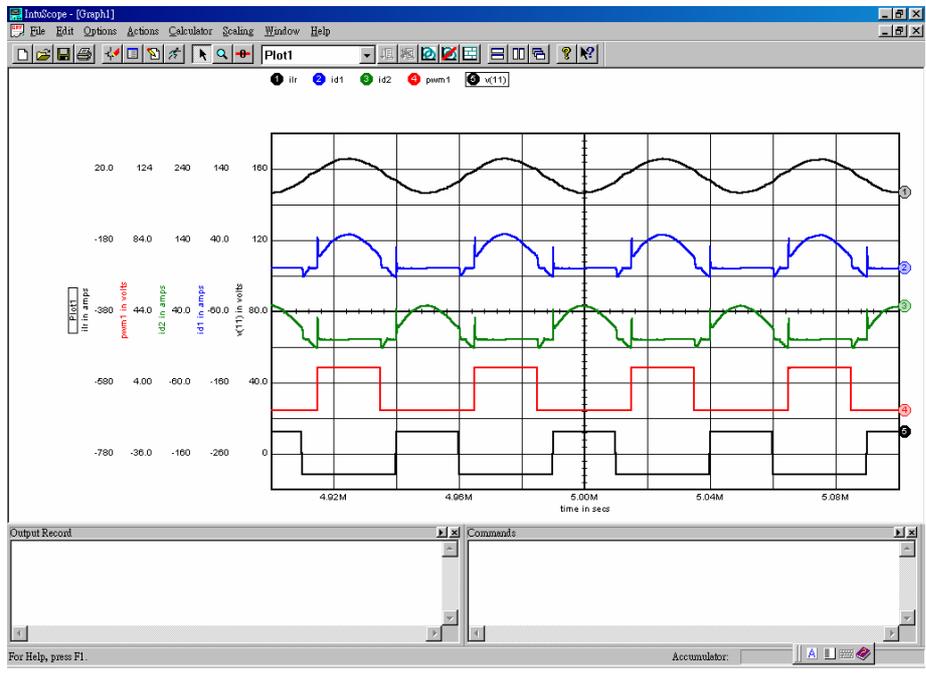
IGBT電流 Id1

IGBT電流 Id2

驅動訊號 g1

驅動訊號 g2

圖5-20 小功率波形 (切換頻率 20kHz，諧振頻率 20kHz)



線盤電流 Ir

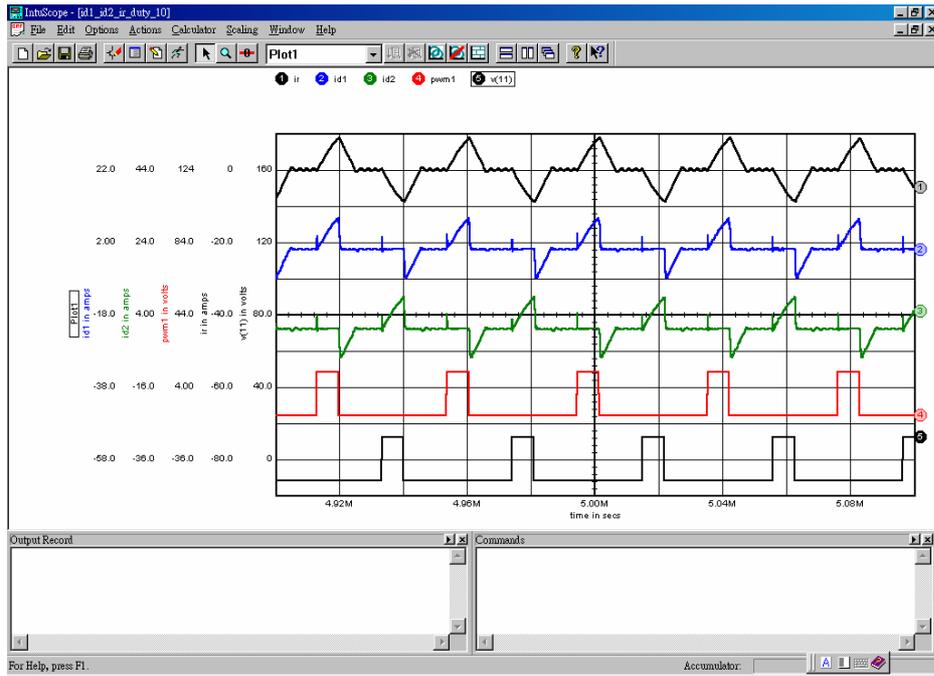
IGBT電流 Id1

IGBT電流 Id2

驅動訊號 g1

驅動訊號 g2

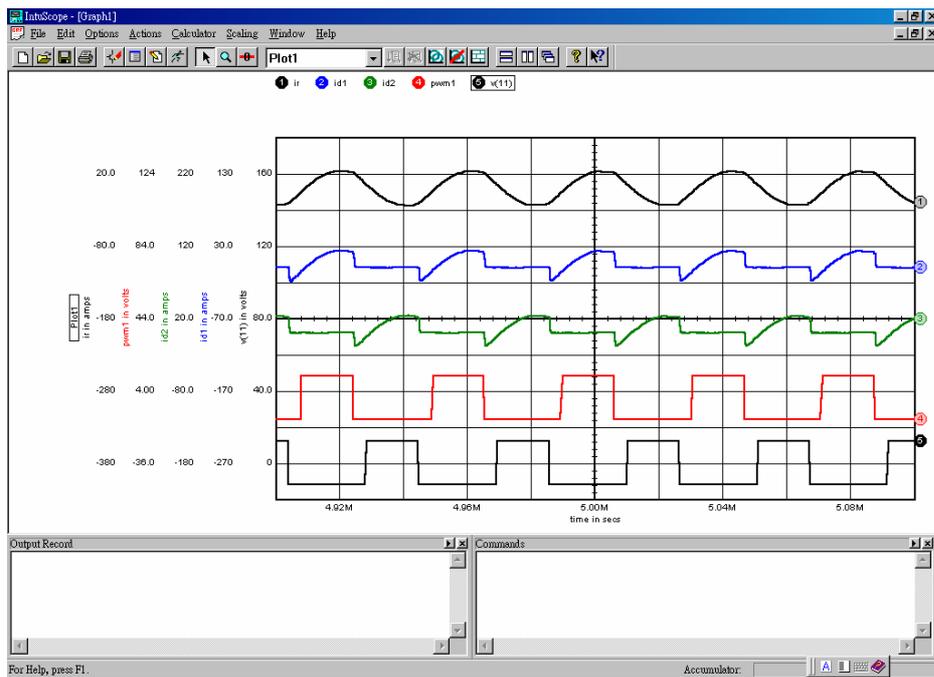
圖5-21 大功率波形 (切換頻率 20kHz，諧振頻率 20kHz)



線盤電流 I_r
 IGBT電流 I_{d1}
 IGBT電流 I_{d2}
 驅動訊號 g_1

驅動訊號 g_2

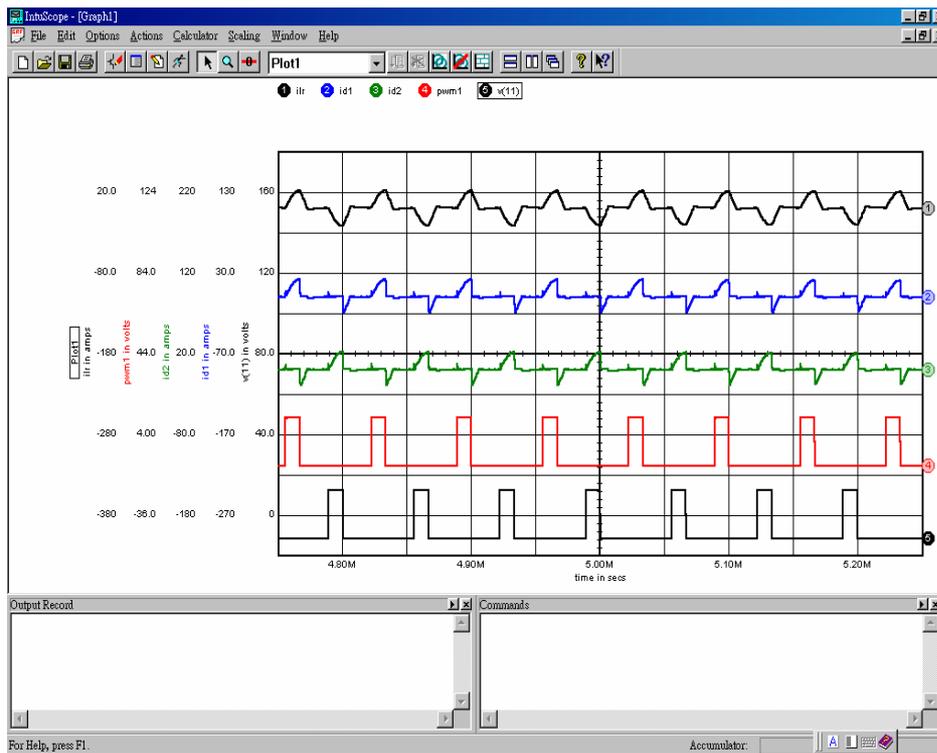
圖5-22 小功率波形 (切換頻率 24.5kHz, 諧振頻率 20kHz)



線盤電流 I_r
 IGBT電流 I_{d1}
 IGBT電流 I_{d2}
 驅動訊號 g_1

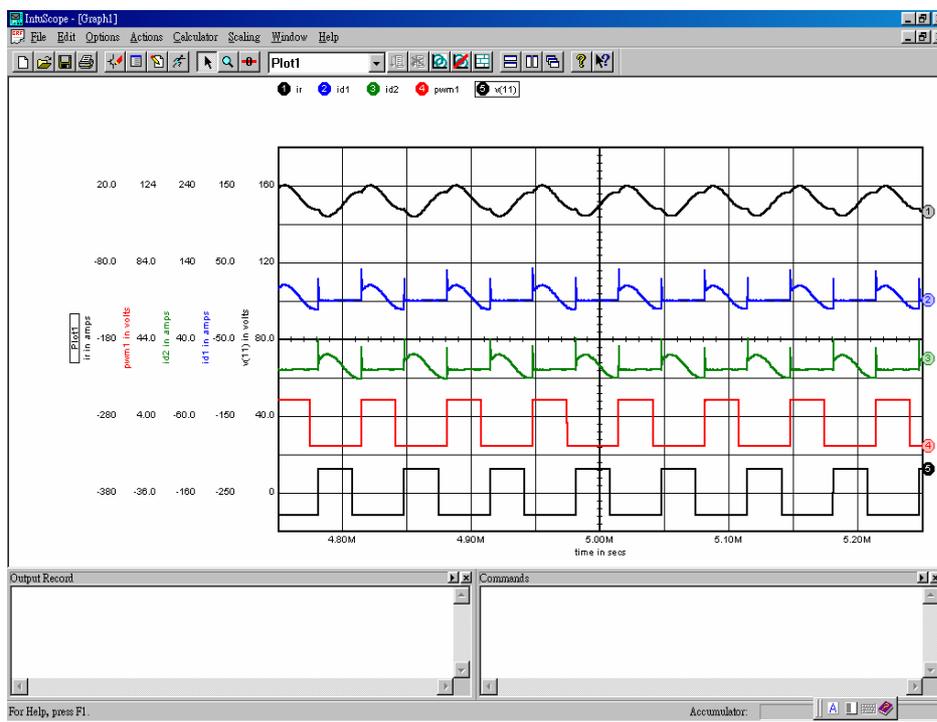
驅動訊號 g_2

圖5-23 大功率波形 (切換頻率 24.5kHz, 諧振頻率 20kHz)



線盤電流 I_r
 IGBT電流 I_{d1}
 IGBT電流 I_{d2}
 驅動訊號 g_1
 驅動訊號 g_2

圖 5-24 小功率波形 (切換頻率 15kHz, 諧振頻率 20kHz)



線盤電流 I_r
 IGBT電流 I_{d1}
 IGBT電流 I_{d2}
 驅動訊號 g_1
 驅動訊號 g_2

圖5-25 大功率波形 (切換頻率 15kHz, 諧振頻率 20kHz)

結論：這兩種對稱式 PWM 的驅動方式，於小功率操作下，流過功率晶體的集極電流波形在不同頻率的切換下皆相同。只有在高功率操作下集極電流的波形，才有明顯的不同。如此可透過此方式得知目前系統的切換頻率是否大於諧振頻率，以達到開關在 turn on 時為零電壓切換(ZVS)狀態。

(5) 不同切換頻率下負載電流的大小及諧波成份(方式 1-對稱 PWM)

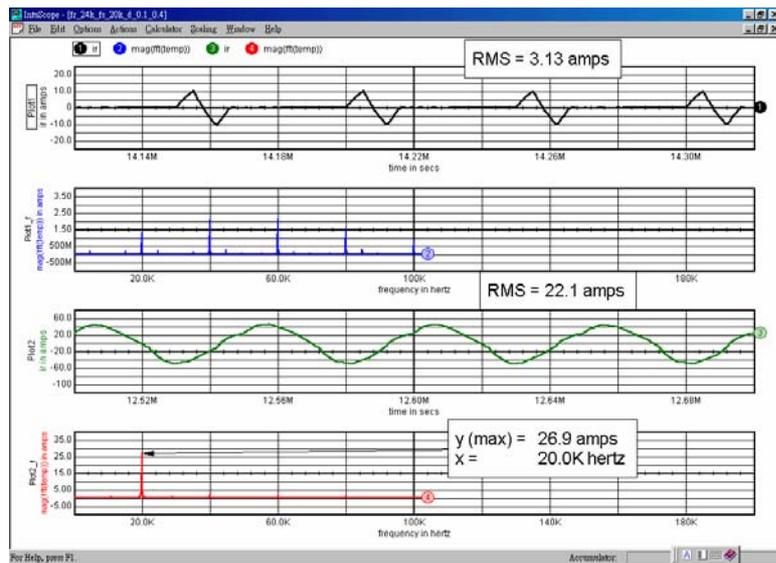


圖5-26 諧波成份模擬(a)
(切換頻率 20kHz
諧振頻率 24kHz)

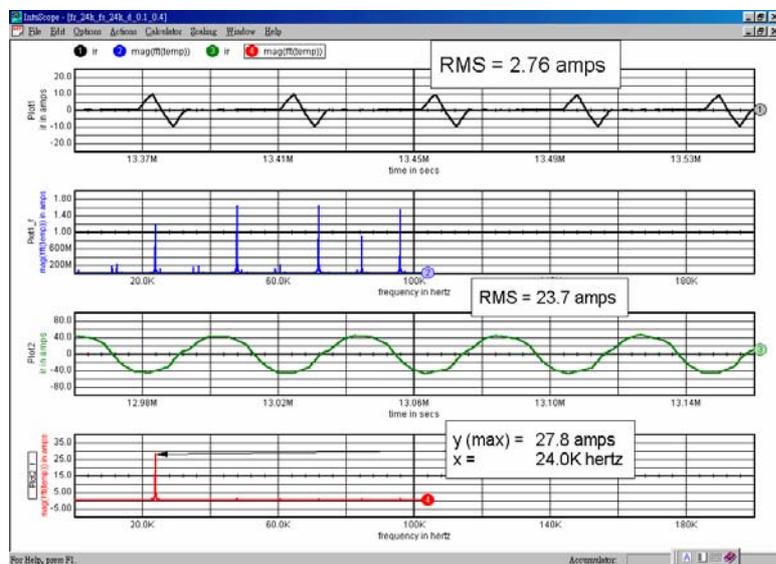


圖5-27 諧波成份模擬(a)
(切換頻率 24kHz
諧振頻率 24kHz)

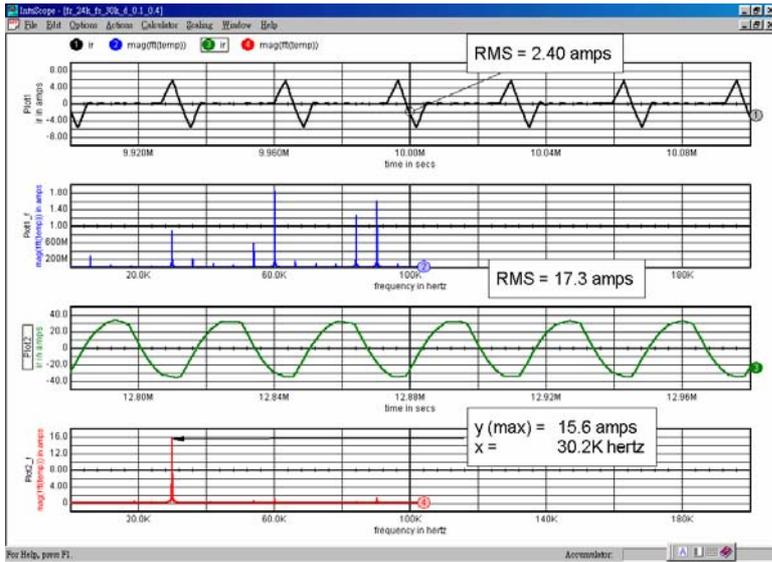


圖5-28 諧波成份模擬(a)
(切換頻率 30kHz
諧振頻率 24kHz)

(6) 不同切換頻率下負載電流的大小及諧波成份(方式2-對稱 PWM)

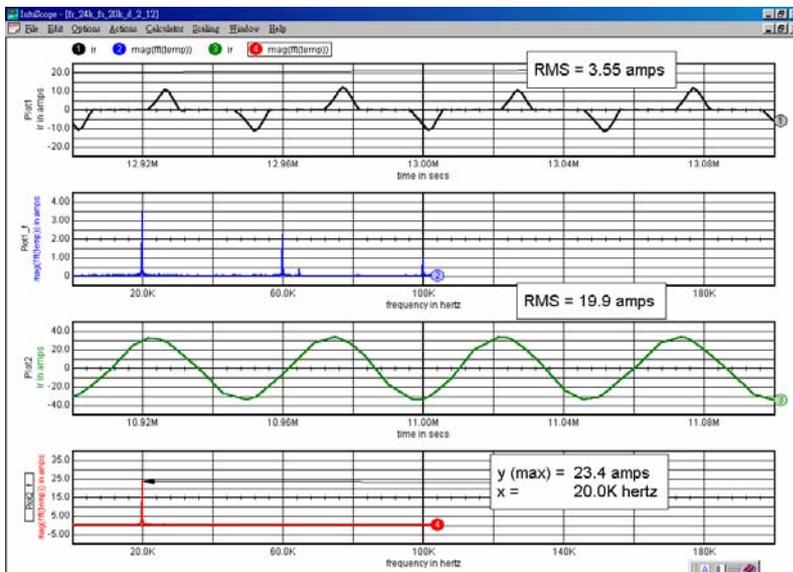


圖5-29 諧波成份模擬(b)
(切換頻率 20kHz
諧振頻率 24kHz)

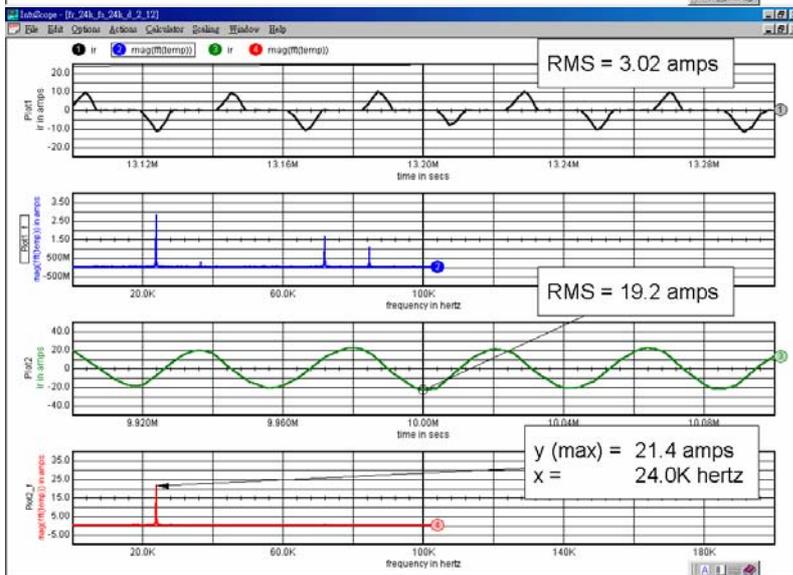


圖5-30 諧波成份模擬(b)
(切換頻率 24kHz
諧振頻率 24kHz)

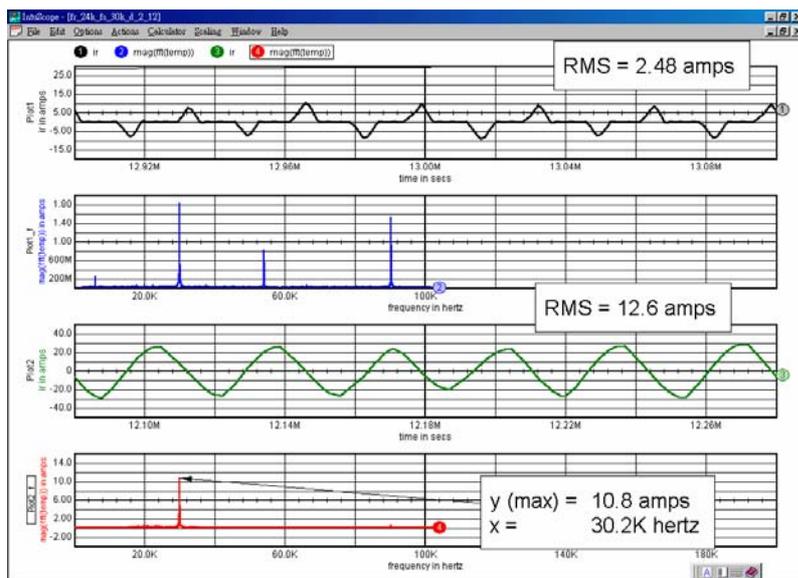


圖5-31 諧波成份模擬(b)
(切換頻率 30kHz
諧振頻率 24kHz)

結論

於小功率操作下，負載電流諧波成份較大功率操作下明顯許多，且方式一之對稱式 PWM 於小功率操作下的諧波成份較方式二之對稱式 PWM 多，但其負載所得到的負載電流較大，故輸出功率也較大。

(7) 零電壓切換模擬

於切換頻率(f_s) > 諧振頻率(f_r)下切換，使得驅動訊號皆在零電壓下導通，如此切換損降低，並減少的 EMI 干擾。

(一) 大功率下切換波形

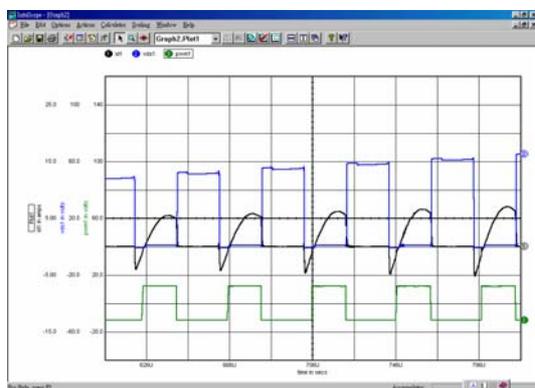


圖 5-32 V_{CE1} 、 i_{C1} 、 g_1 波形

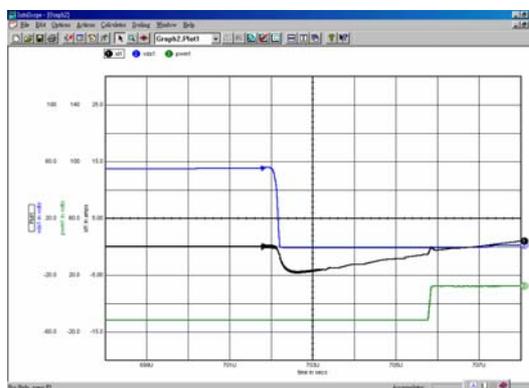


圖 5-33 (a) 零電壓導通(放大後)

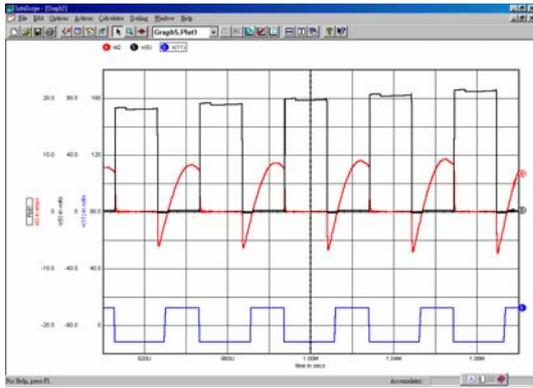


圖 5-34 V_{CE2} 、 i_{C2} 、 g_2 波形

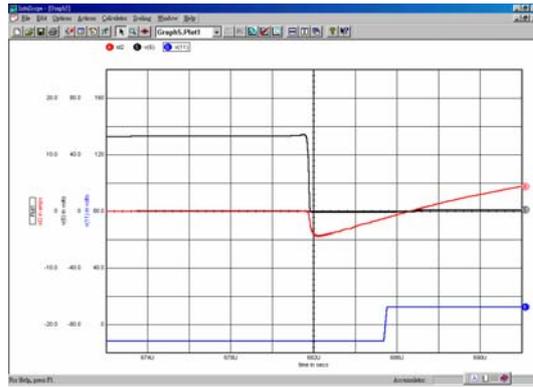


圖 5-35 (b) 零電壓導通(放大後)

(二) 小功率下切換波形

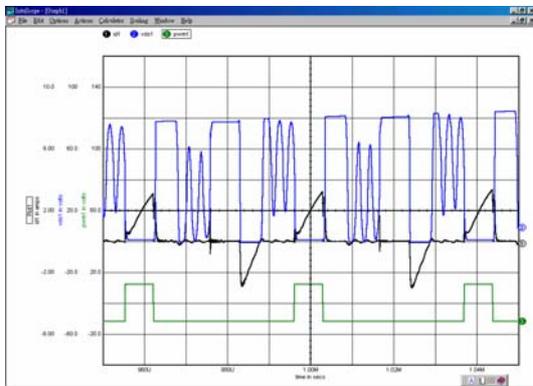


圖 5-36 V_{CE1} 、 i_{C1} 、 g_1 波形

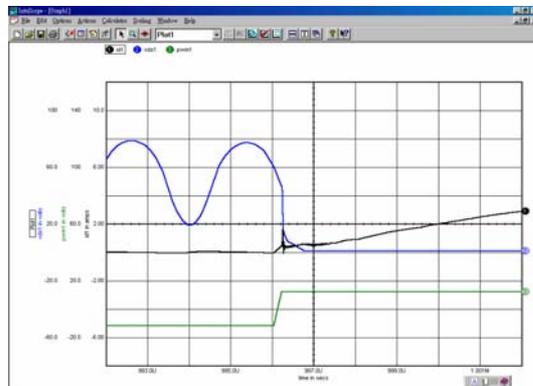


圖 5-37 V_{CE1} 、 i_{C1} 、 g_1 波形(放大後)

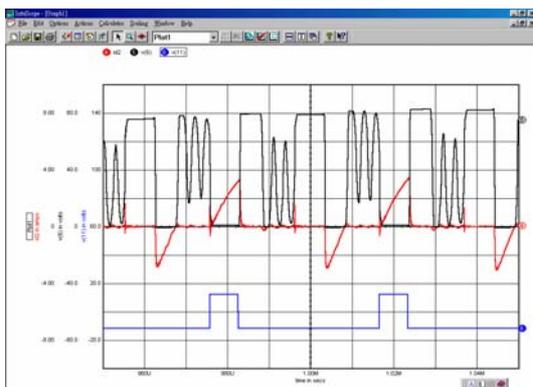


圖 5-38 V_{CE2} 、 i_{C2} 、 g_2 波形

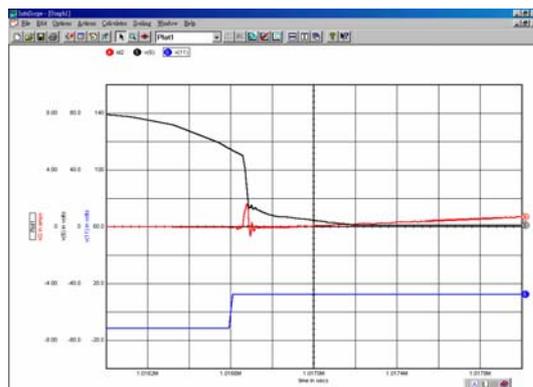


圖 5-39 V_{CE2} 、 i_{C2} 、 g_2 波形(放大後)

結論

於小功率切換時，功率晶體有 turn on 及 turn off 切換損失，而在大功率切換時，則功率晶體無 turn on 切換損，如此減少功率晶體在大功率下由切換損所造成的溫度影響。

(8) 諧振電容電壓及負載電壓、電流波形模擬結果

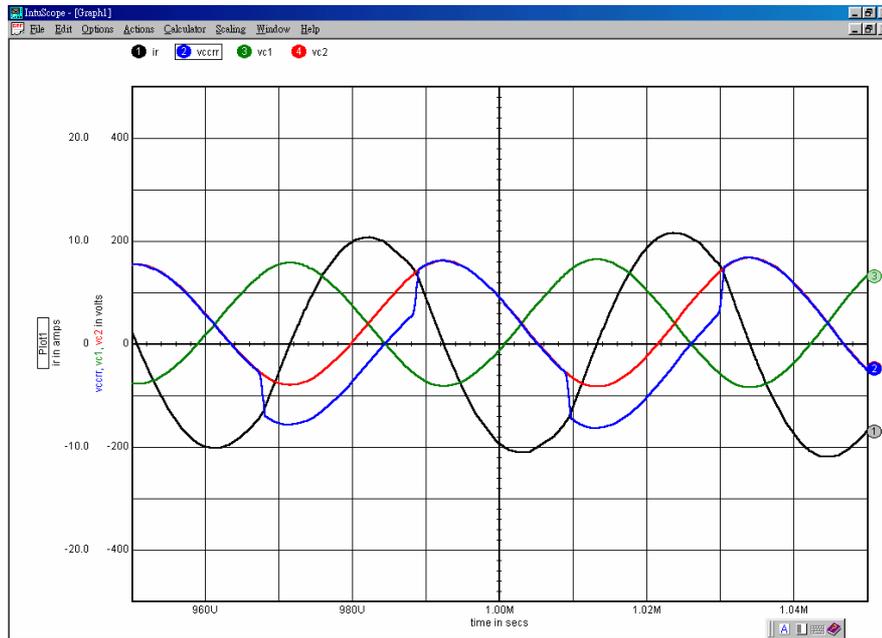


圖 5-40 諧振電容 C_1 及 C_2 電壓波形及負載端電壓、電流波形

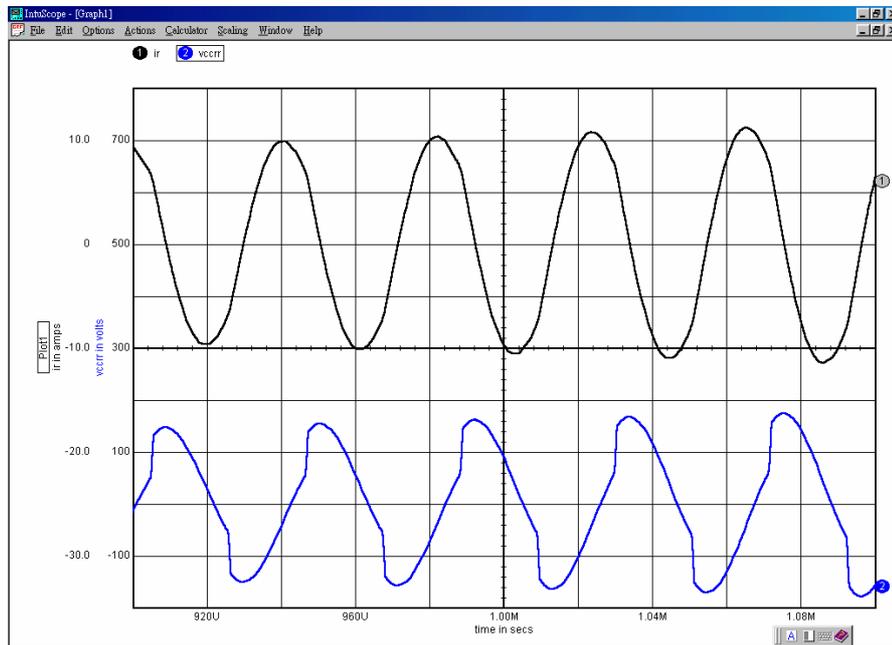


圖 5-41 負載端電壓、電流波形

(9) 移鍋模擬

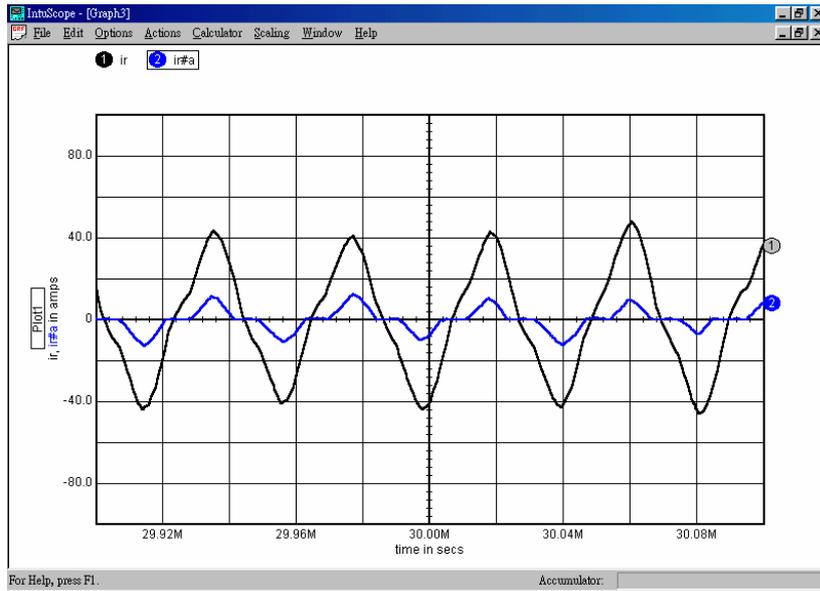


圖 5-42 小功率移鍋 (切換頻率 24kHz, 諧振頻率 20kHz)

$C_r=2 \times 373 \text{n}=746 \text{n}$ (有鍋 $R=3.55$ $L_r=82.4 \mu$, 無鍋 $R=0.04$ $L_r=60 \mu$)

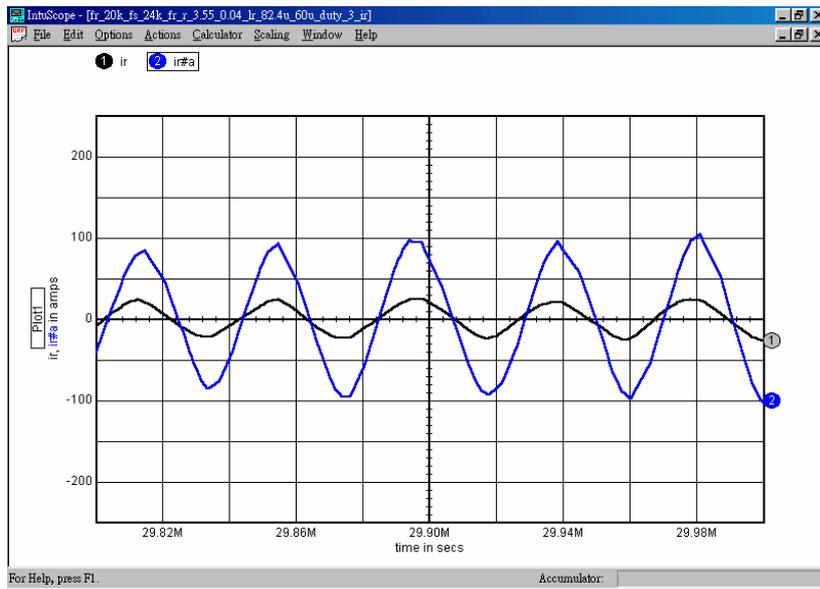


圖 5-43 大功率移鍋 (切換頻率 24kHz, 諧振頻率 20kHz)

$C_r=2 \times 373 \text{n}=746 \text{n}$ (有鍋 $R=3.55$ $L_r=82.4 \mu$, 無鍋 $R=0.04$ $L_r=60 \mu$)

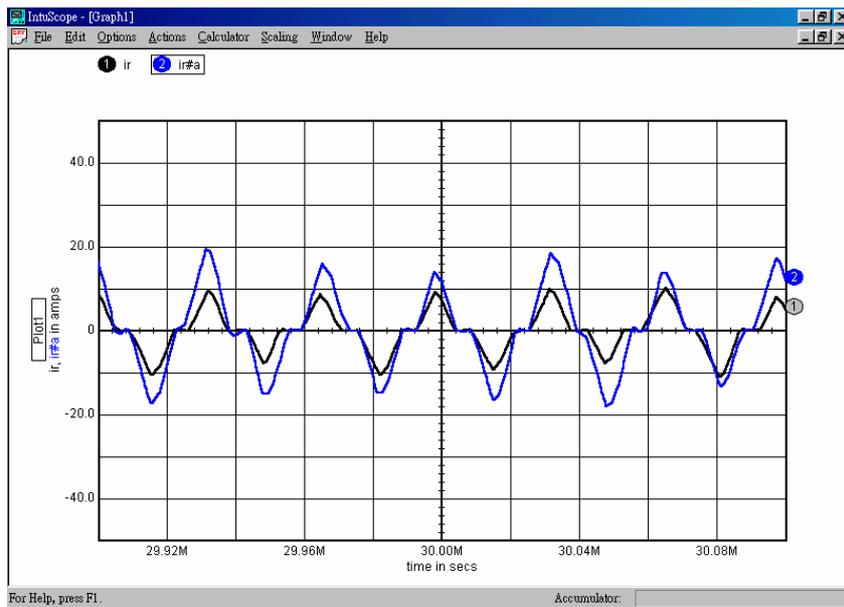


圖 5-44 小功率移鍋 (切換頻率 30kHz, 諧振頻率 20kHz)

$Cr=2 \times 373n=746n$ (有鍋 $R=3.55$ $Lr=82.4u$, 無鍋 $R=0.04$ $Lr=60u$)

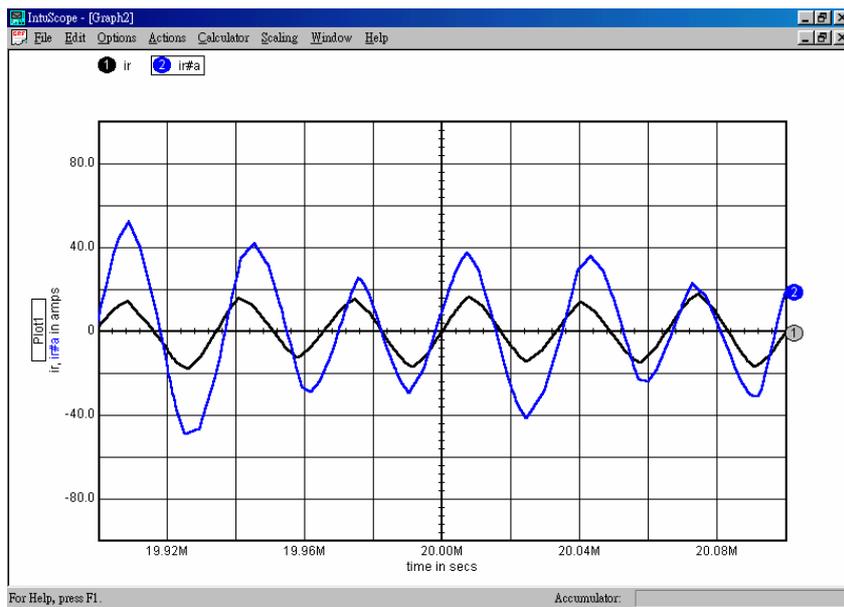


圖 5-45 大功率移鍋 (切換頻率 30kHz, 諧振頻率 20kHz)

$Cr=2 \times 373n=746n$ (有鍋 $R=3.55$ $Lr=82.4u$, 無鍋 $R=0.04$ $Lr=60u$)

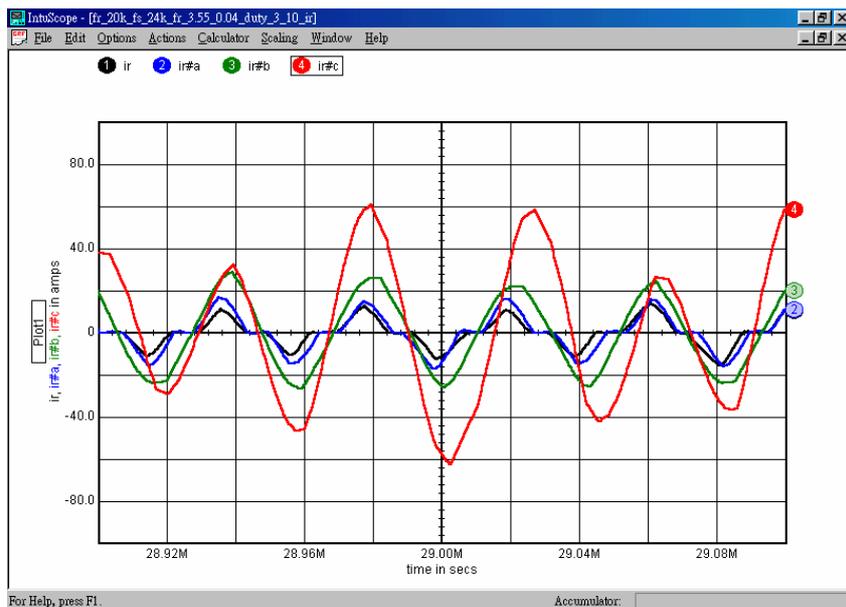


圖 5-46 小功率移鍋 (切換頻率 20kHz，諧振頻率 20kHz)

$C_r=2 \times 373n=746n$ (有鍋 $R=3.55$ $L_r=82.4\mu$ ，無鍋 $R=0.04$ $L_r=60\mu$)

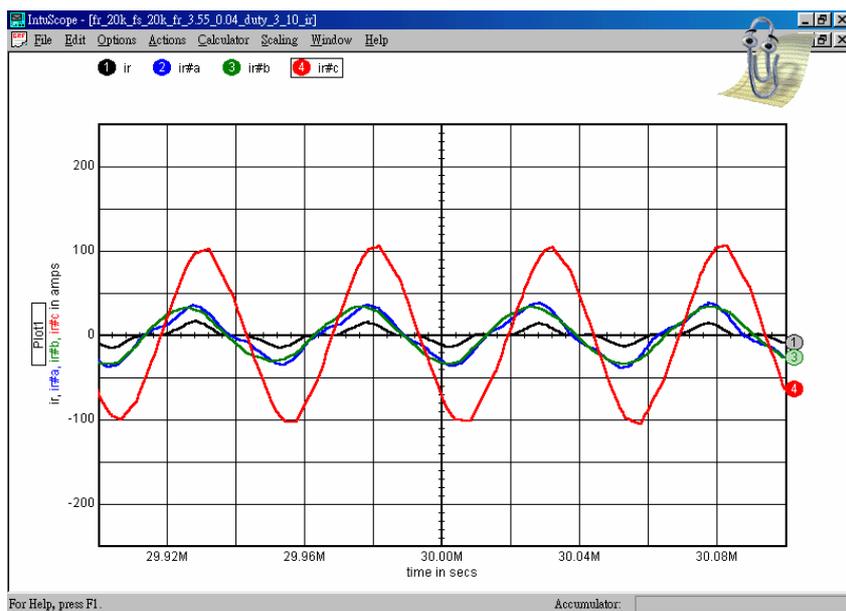


圖 5-47 大功率移鍋 (切換頻率 20kHz，諧振頻率 20kHz)

$C_r=2 \times 373n=746n$ (有鍋 $R=3.55$ $L_r=82.4\mu$ ，無鍋 $R=0.04$ $L_r=60\mu$)

結論

移鍋時電路的等效電阻 R 及電感 L 值皆下降，使得電路的諧振頻率及品質因數(Q)皆會改變，造成切換頻率很接近諧振頻率，且線盤電流會因電感值 L 下降造成電流上升，使得功率晶體的耐電流超過額定值而發生閉鎖效應，造成功率晶體燒毀。

5.4 半橋電路架構的分析

(一) 固定直流電壓輸入反流器分析 (切換頻率大於諧振頻率 $f_s > f_r$)

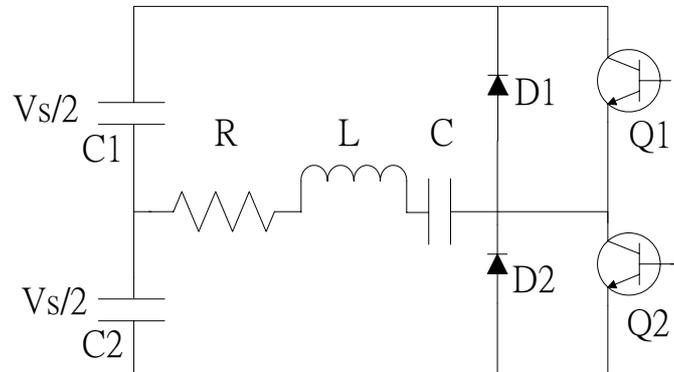


圖 5-48 固定直流電壓輸入之反流器架構圖

操作模式分析

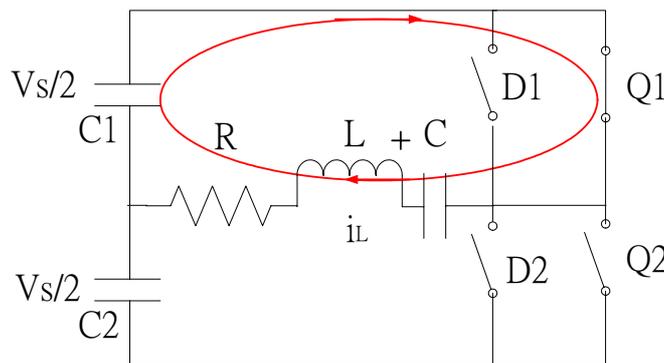


圖 5-49 固定直流電壓輸入反流器分析之操作模式 1

(1) Q1 導通時, 電容 C1 的電壓為 $V_s/2$ 對電感 L 充電, 直到 i_L 電流達到最大值後, 電感 L 對 C1 電容反方向充電。

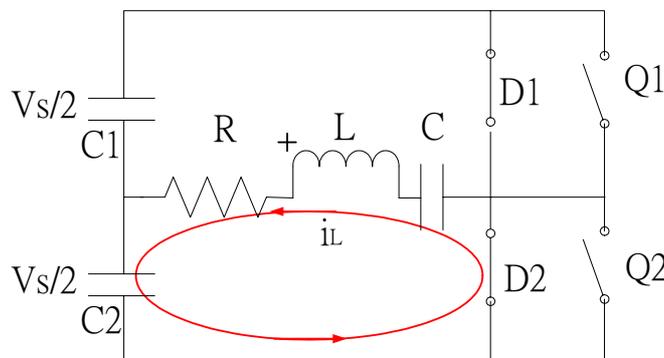


圖 5-50 固定直流電壓輸入反流器分析之操作模式 2

(2) 由於 $f_s > f_r$ 故 Q1 截止時 i_L 仍然有電流流過, 但流過電感 L 上的電流無法瞬間改變方

向, 故藉由飛輪二極體 D2 導通, 使得電感電流繼續流動, 而電荷往 C2 方向充電。

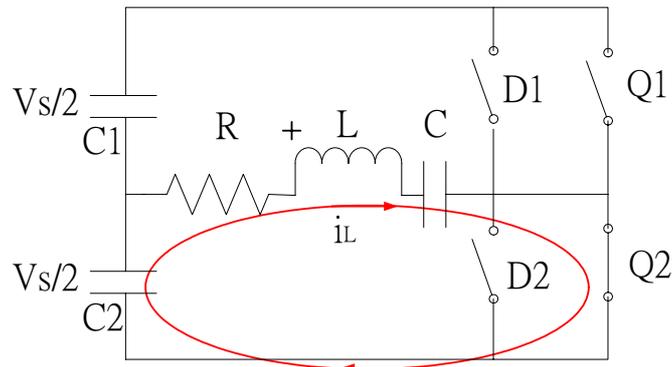


圖 5-51 固定直流電壓輸入反流器分析之操作模式 3

- (3) 由於飛輪二極體 D2 導通, 此時將 Q2 訊號加入, 使得 Q2 導通時達到零電壓切換(ZVS)的效果(即 Q2 零電壓導通)而 C2 電容對電感反向充電。

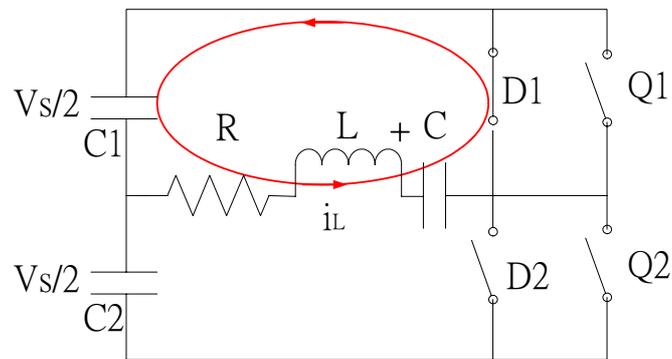


圖 5-52 固定直流電壓輸入反流器分析之操作模式 4

- (4) Q2 截止時 i_L 仍然有電流流過, 但流過電感 L 上的電流無法瞬間改變方向, 故藉由飛輪二極體 D1 導通, 使得電流繼續流動, 而電荷往 C1 充電, 重複模式 1 到模式 4 動作。

(二) 諧振式半橋反流器架構之非固定直流電壓輸入動作原理分析(無緩振電容)

- (a) 當切換頻率大於諧振頻率時, 半橋串聯共振式換流器之網路呈現電感性, 亦即電流 I_L 之相位落後電壓 V_{AB} 的相位。功率元件的導通順序為 $S1 \rightarrow D2 \rightarrow S2 \rightarrow D1 \rightarrow S1$, 週而復始。由於 IGBT 導通之前, 其並聯二極體已經先行導通, 因此在此模式下操作時, IGBT 將可獲致零電壓切換(ZVS)的優點, 可以減少在瞬間導通的切換損失。

- (b) 當切換頻率接近諧振頻率時功率元件的導通順序為 $S1 \rightarrow D2 \rightarrow D1 \rightarrow S2 \rightarrow D1$

→ D2→ S1，週而復始，如圖 5-54 所示。

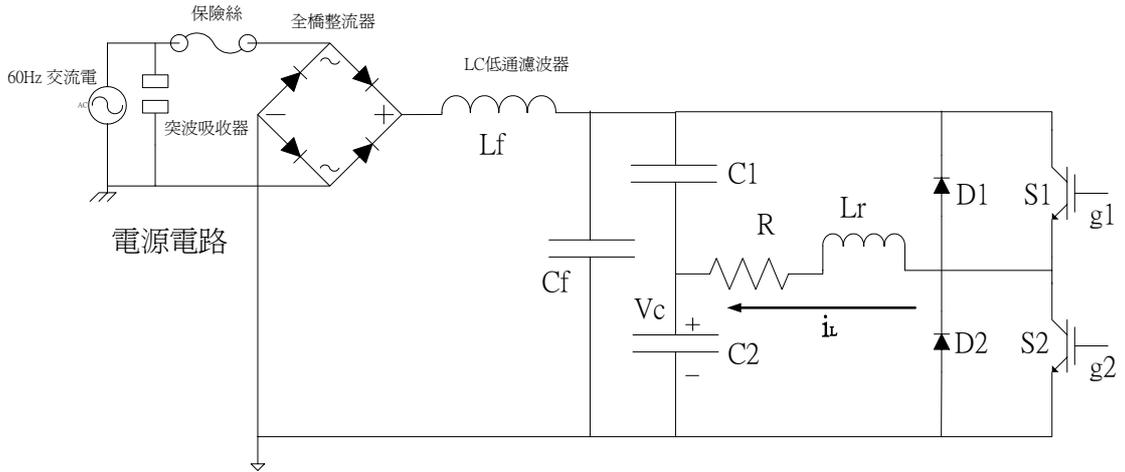


圖 5-53 無緩振電容之非固定直流電壓輸入反流器架構圖

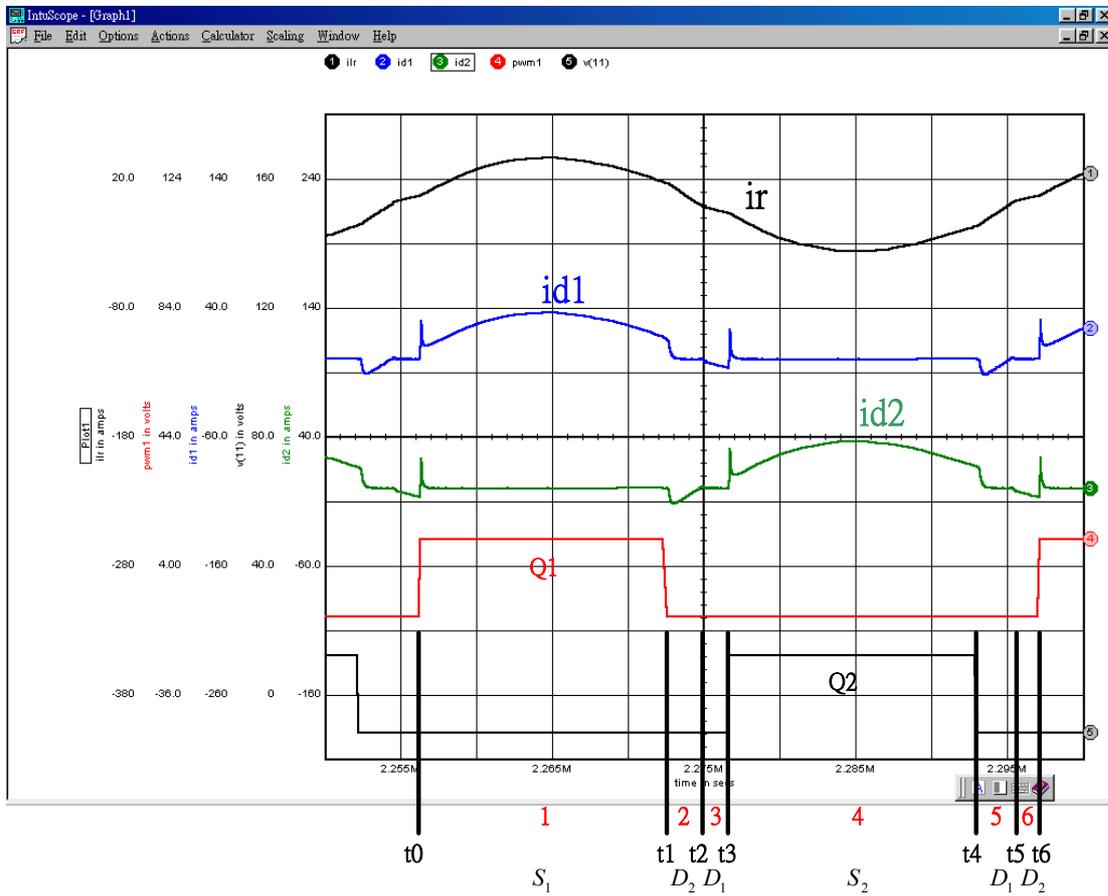


圖 5-54 諧振頻率接近切換頻率之波形

Class-D 半橋諧振式反流器的動作原理

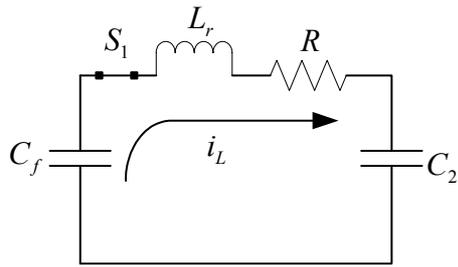


圖 5-55 (a) 諧振頻率接近切換頻率(模式 1)

(a) $t_0 \sim t_1$: 在 $t=0$ 時，控制訊號 g_1 觸發 S_1 ， S_1 ON，電容 C_f 對電容 C_2 及電感 L_r

充電， i_L 為正(電流上升)，經過一段時間 i_L 為正的最大值，之後電感 L_r 再對電容 C_2 充電，在 $t=t_1$ 時，控制訊號 g_1 使 S_1 OFF。

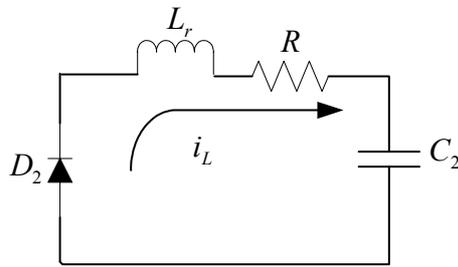


圖 5-56 (b) 諧振頻率接近切換頻率(模式 2)

(b) $t_1 \sim t_2$: 由於電感 L_r 的電流 i_L 瞬間無法改變方向，故藉由飛輪二極體 D_2 導通。

而此時電感 L_r 繼續對電容 C_2 充電， i_L 仍為正(電流下降)。

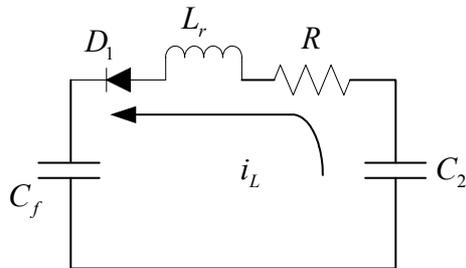


圖 5-57 (c) 諧振頻率接近切換頻率(模式 3)

(c) $t_2 \sim t_3$: $t=t_2$ 時， i_L 由正變為零，即電感 L_r 電流放電完畢完，此時電容 C_2 的電壓為最

大值，之後電容 C_2 對電感 L_r 充電， i_L 為負，並經由飛輪二極體 D_1 對電容 C_f 充電。

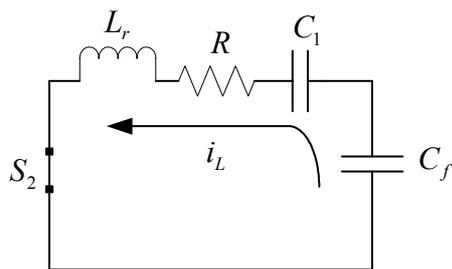


圖 5-58 (d) 諧振頻率接近切換頻率(模式 4)

(d)t3~t4: 在t=3時，控制訊號 g_2 觸發 S_2 ， S_2 ON，電容 C_2 繼續對電感 L_r 充電，而電容 C_f 對電容 C_1 充電，經過一段時間後 i_L 為負的最大值，之後電感 L_r 再對電容 C_1 充電， i_L 仍為負，在t=4時，控制信號 g_2 使 S_2 OFF。

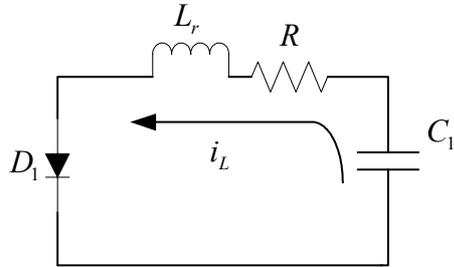


圖 5-59 (e)諧振頻率接近切換頻率(模式 5)

(e)t4~t5: i_L 仍為負，由於電感 L_r 的電流 i_L 瞬間無法改變方向，故藉由飛輪二極體 D_1 導通。而此時電感 L_r 繼續對電容 C_1 充電，電容 C_2 經由飛輪二極體 D_1 對電容 C_f 充電，將功率送回電源端，t=5時， i_L 由負變為零， C_1 電容電壓為最大值。

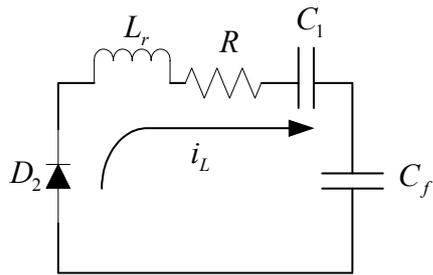


圖 5-60 (f)諧振頻率接近切換頻率(模式 6)

(e)t5~t6: i_L 為正， S_1 及 S_2 均 OFF，電容 C_1 經由 D_2 飛輪二極體對電容 C_f 及電感 L_r 充電，在t=0時，控制訊號 g_1 再度觸發 S_1 ，重覆(a)

在t0~t1與t3~t4期間，電源端輸出功率到系統。

在t2~t3與t5~t6期間及t1~t2(C_1 放電)與t4~t5(C_2 放電)，系統將功率輸送回電源端。

控制功率的工作週期，就可改變輸入系統的功率。

(三) 諧振式半橋反流器架構之非固定直流電壓輸入動作原理分析(有緩振電容)

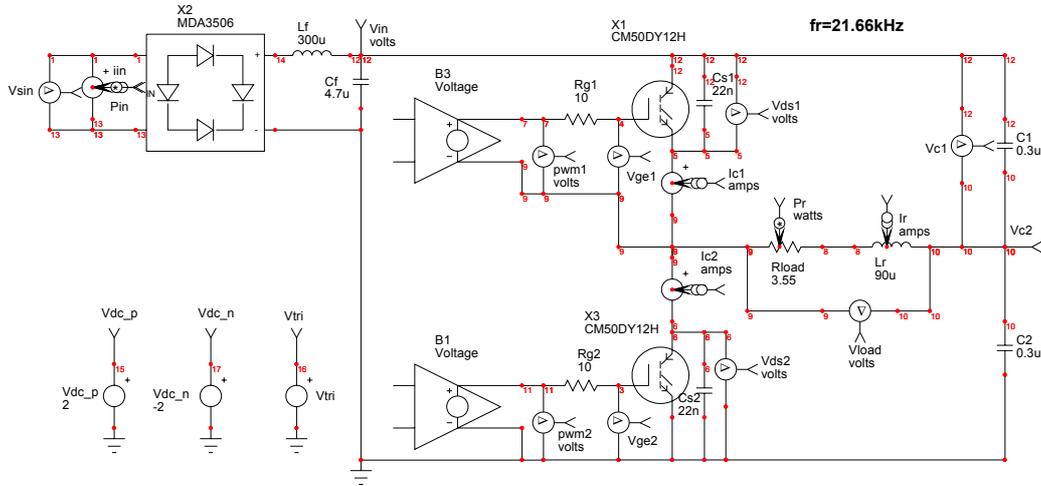


圖 5-61 有緩振電容之非固定直流電壓之反流器模擬圖

然而，開關在截止時為硬切換，功率元件電流 I_C 和電壓 V_{CE} 因為重疊構成交越面積，因而產生切換損失。此時可以在 Q1 及 Q2 上並聯一個緩振(snubber)電容器 C_{S1} 及 C_{S2} ，以延長 V_{CE} 上升時間，減少 I_C 和 V_{CE} 的重疊範圍，達到降低 Q1 與 Q2 切換損失之目的。

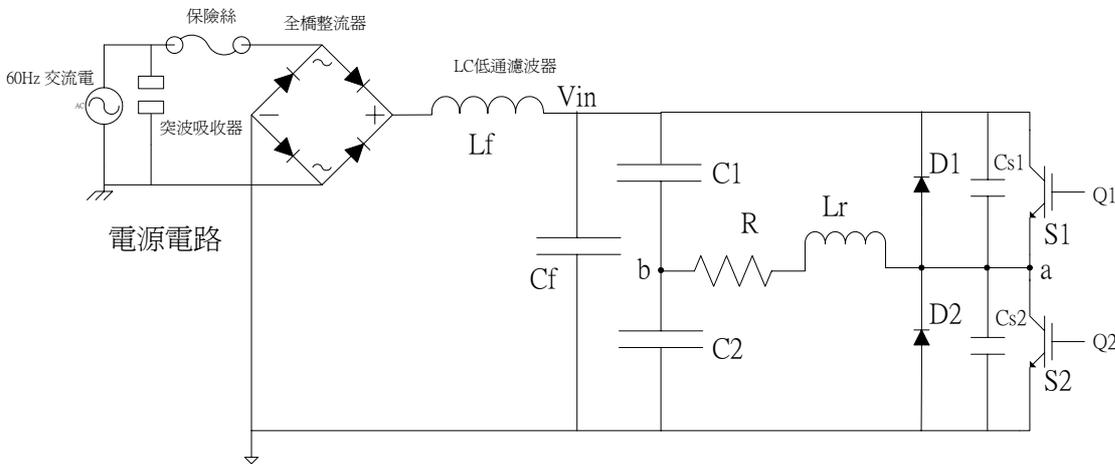
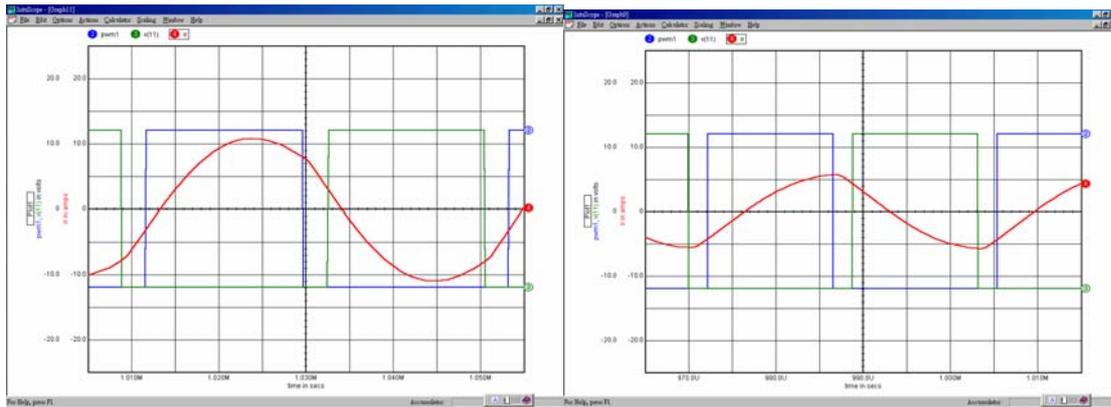


圖 5-62 有緩振電容之非固定直流電壓輸入反流器架構

$$\frac{C_r}{2} = C_1 = C_2 = 0.3\mu F \quad , \quad L_r = 90\mu H \quad , \quad R = 3.55 \quad , \quad C_{S1} = C_{S2} = 22nF$$

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{90\mu * 0.6\mu}} = \frac{1}{46.17\mu} = 21.66kHz$$



(a) $f_s = 24kHz$

(b) $f_s = 30kHz$

圖 5-63 切換頻率大於諧振頻率模擬結果

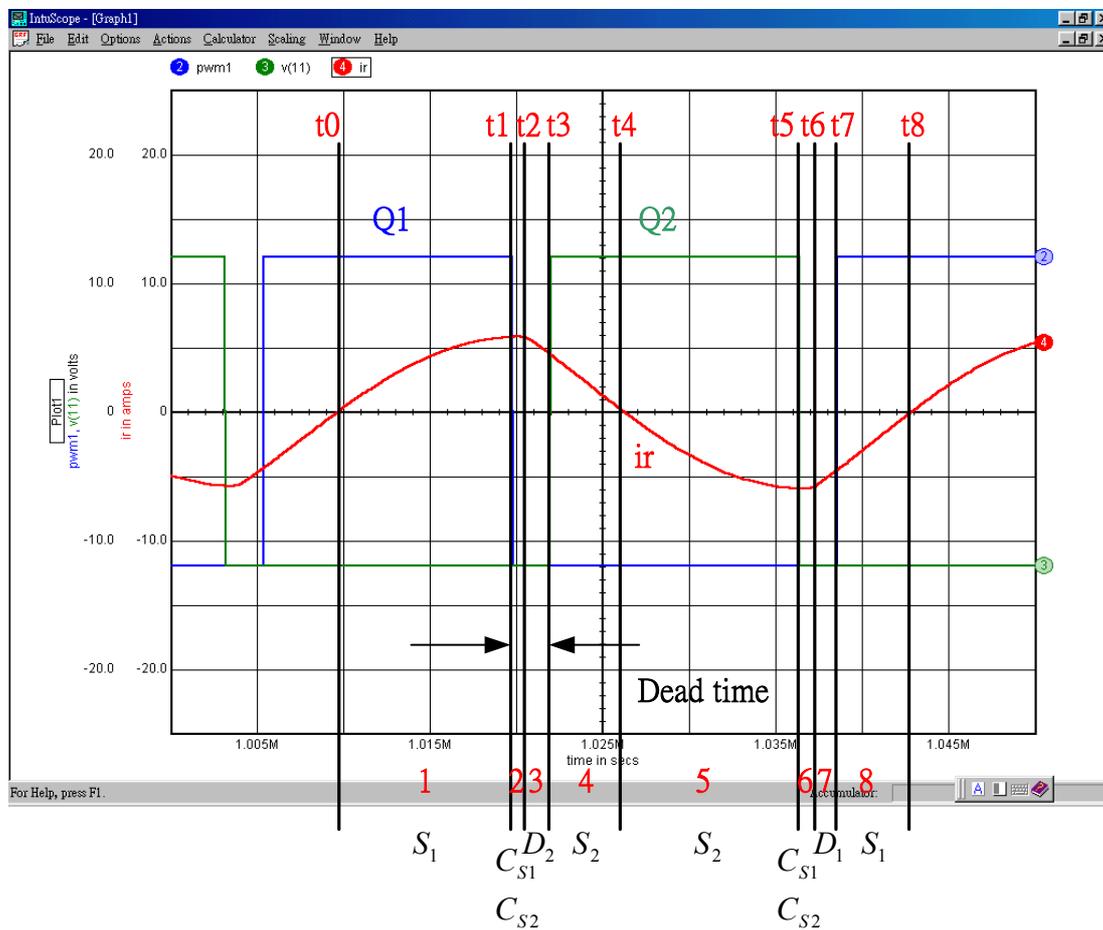


圖 5-64 負載電流波形時序圖 ($f_s = 30kHz$)

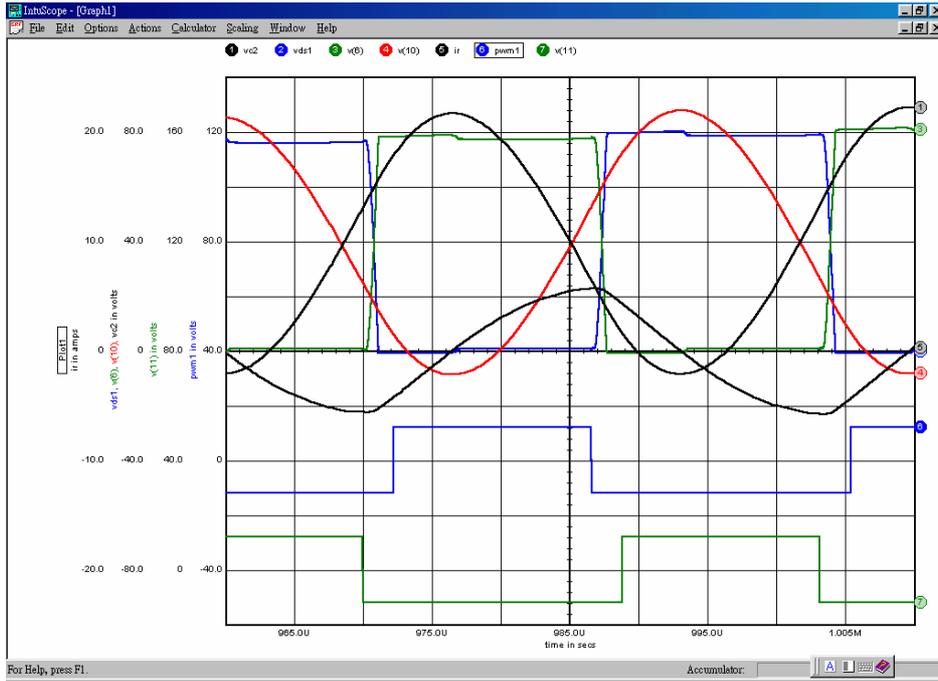


圖 5-65 $f_s = 30kHz$ 下之波形

電路動作分析

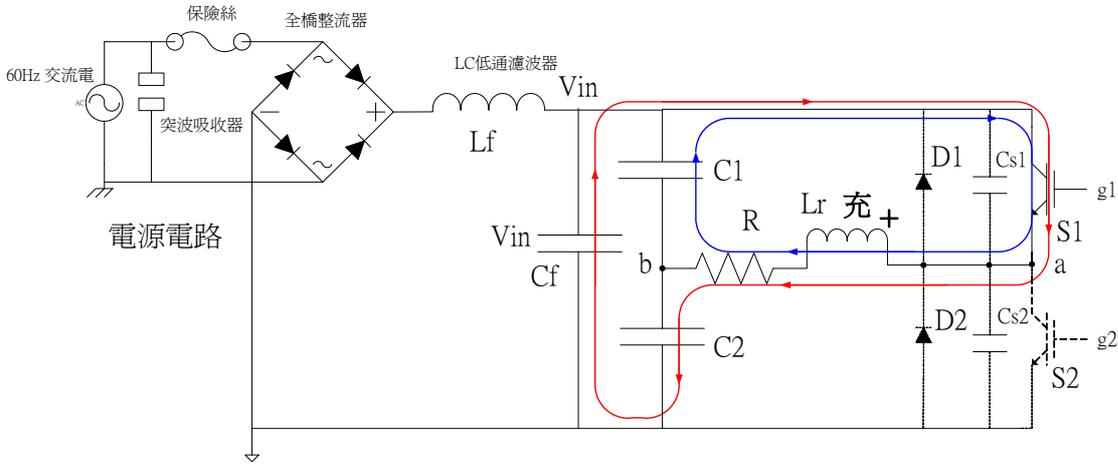


圖 5-66 (a) 切換頻率大於諧振頻率(狀態 1)

狀態 1 ($t_0 \sim t_1$): 控制訊號 g_1 觸發 S_1 , 開關 S_1 ON, 電容 C_f 及 C_1 對電感 L_r 和電容 C_2 充電(電流 i_r 上升), 而電感 L_r 和電阻 R 以 $V_{in} - V_b$ 的壓降線性充電, 此時 S_2 的壓降為輸入電壓 V_{in} 。

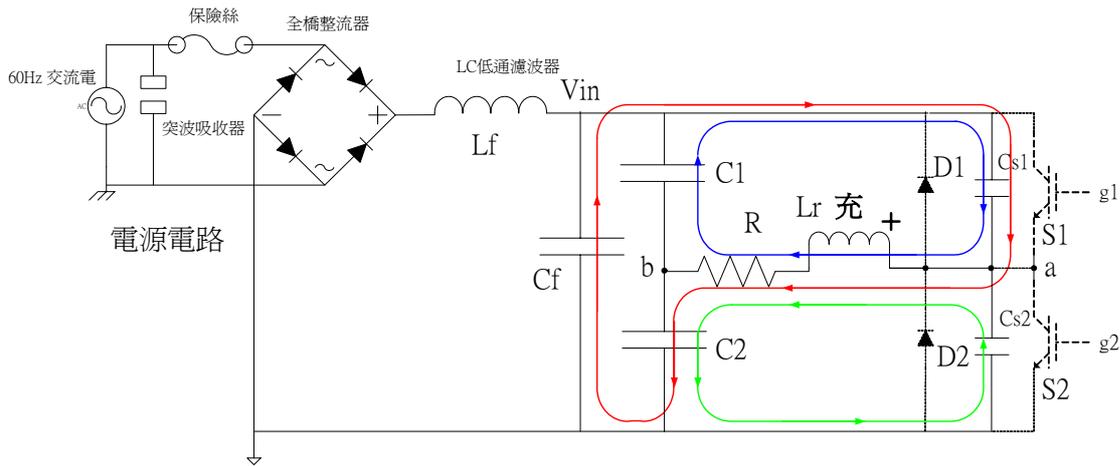


圖 5-67 (b) 切換頻率大於諧振頻率(狀態 2)

狀態 2 ($t_1 \sim t_2$): 開關 S_1 OFF 時, 電容 C_f 和電容 C_1 繼續對電感 L_r 和電容 C_2 充電, 並對電容 C_{s1} 充電, 及電容 C_{s2} 也對 C_2 和 L_r 充電(電流 i_r 繼續上升)。直到 $t=t_2$ 時開關 S_1 的跨壓增加至輸入電壓 V_{in} , 而開關 S_2 的跨壓降至 0 伏。

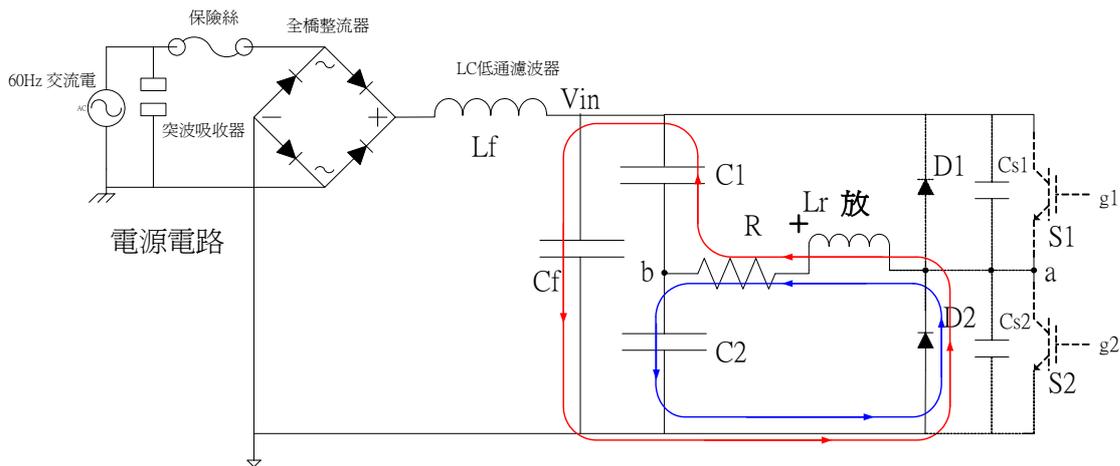


圖 5-68 (c) 切換頻率大於諧振頻率(狀態 3)

狀態 3 ($t_2 \sim t_3$): 當 C_{s2} 放電完畢後($V_a = 0$)而 D_2 導通, 此時 L_r 對 C_2 充電(電流 i_r 下降), 在 D_2 導通期間將 S_2 ON, 就可以達到零電壓導通切換。

在 $t=t_3$ 時, 開關 S_2 的集極(C)和射極(E)之間的壓降已到 0 伏, 使得飛輪二極體 D_2 導通, 此時再將控制訊號 g_2 加入, 觸發 S_2 , 達到零電壓切換狀態, 此時開關 S_1 被箝位在輸入電壓 V_{in} , 而電感 L_r 的電流開始以斜率 $\frac{V_L}{L_r}$ 線性對電容 C_2 充電。

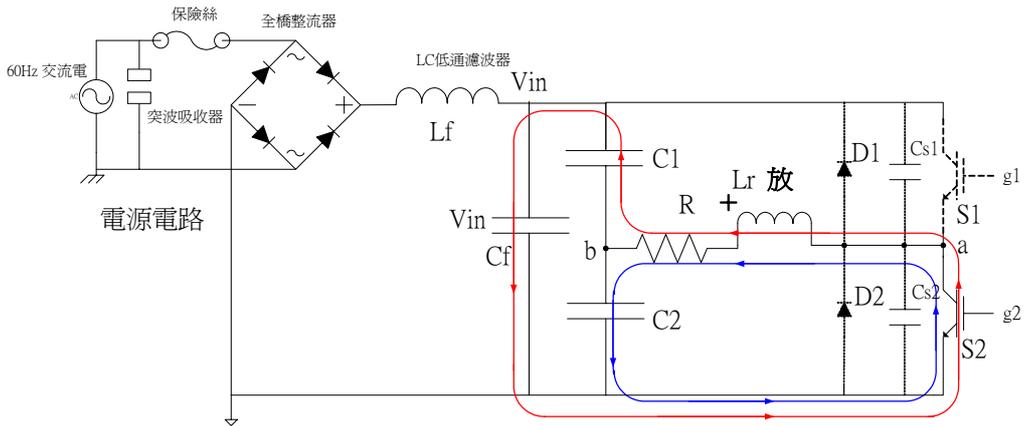


圖 5-69 (d) 切換頻率大於諧振頻率(狀態 4)

狀態 4 ($t_3 \sim t_4$): S_2 ON 時, L_r 繼續對 C_2 充電(電流 i_r 下降), 及 C_f 對 C_1 、 L_r 充電, 此時 S_1 的壓降為 V_{in} 。

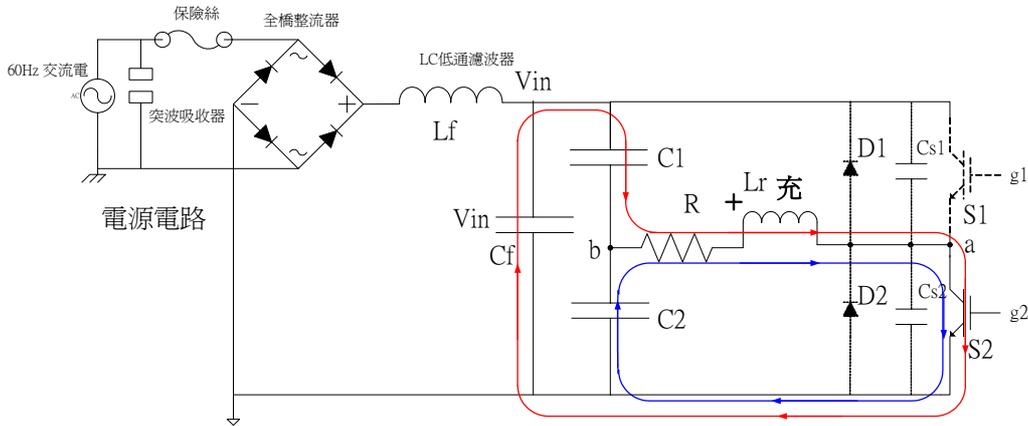


圖 5-70 (e) 切換頻率大於諧振頻率(狀態 5)

狀態 5 ($t_4 \sim t_5$): 經一段時間後, 開關 S_2 持續導通, 直到電感電流減少到 0 安培, 並改變電感極性, 此時電容 C_2 開始對電感 L_r 充電(電流 i_r 反方向上升)。

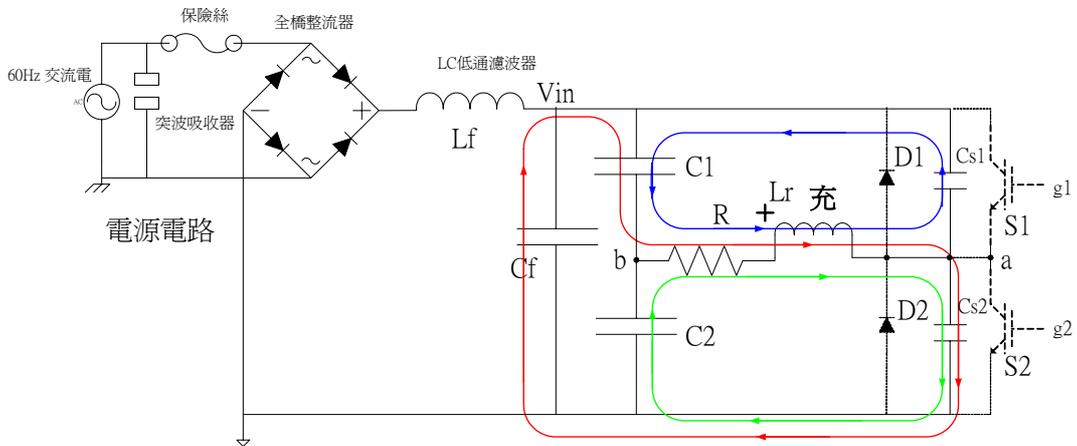


圖 5-71 (f) 切換頻率大於諧振頻率(狀態 6)

狀態 6 ($t_5 \sim t_6$): S_2 OFF 時, L_r 繼續對 C_2 及 C_{S2} 充電, 而 C_{S1} 對 C_1 及 L_r 充電(電流 i_r 繼續往反方向上升)。

在 $t=t_5$ 時, 開關 S_2 OFF, 電容 C_{S2} 被電容 C_2 的放電電流所充電。

此時電感 L_r 仍為充電模式, 所以電感電流 i_r 反方向增加。

在 $t=t_6$ 時, 開關 S_2 的跨壓為輸入電壓 V_{in} , 而開關 S_1 的跨壓為 0 伏特。

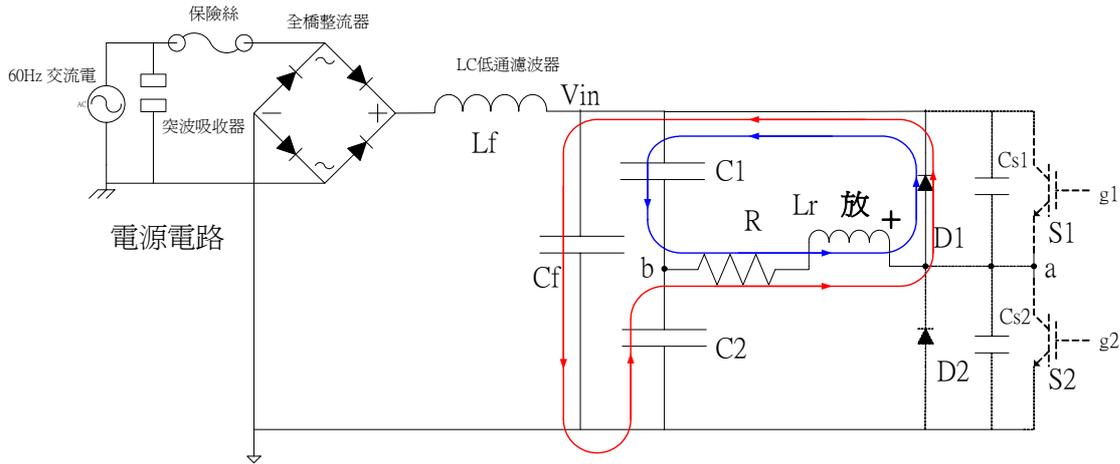


圖 5-72 (g) 切換頻率大於諧振頻率(狀態 7)

狀態 7 ($t_6 \sim t_7$): 當 C_{S1} 放電完畢後 ($V_{in} - V_a = 0$) 而 D_1 導通, 電感 L_r 的電流開始以斜率

$\frac{V_L}{L_r}$ 線性對電容 C_1 充電, 當電感 L_r 的電流放電至 0 安培時電感電壓極性改變,

且電容 C_2 經由飛輪二極體 D_1 對電感 L_r 及電容 C_f 充電。

在 $t=t_7$ 時, 開關 S_1 的集極(C)和射極(E)之間的壓降已到 0 伏, 使得飛輪二極體 D_1 導通, 此時再將控制訊號 g_1 加入, 觸發 S_1 , 達到零電壓切換狀態, 此時開關 S_2 被箝位在輸入電壓 V_{in} 。

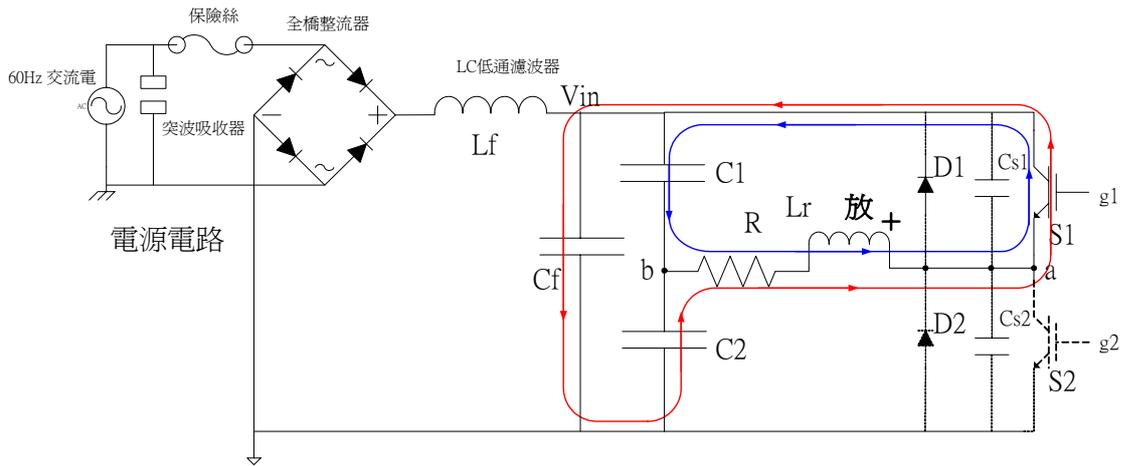
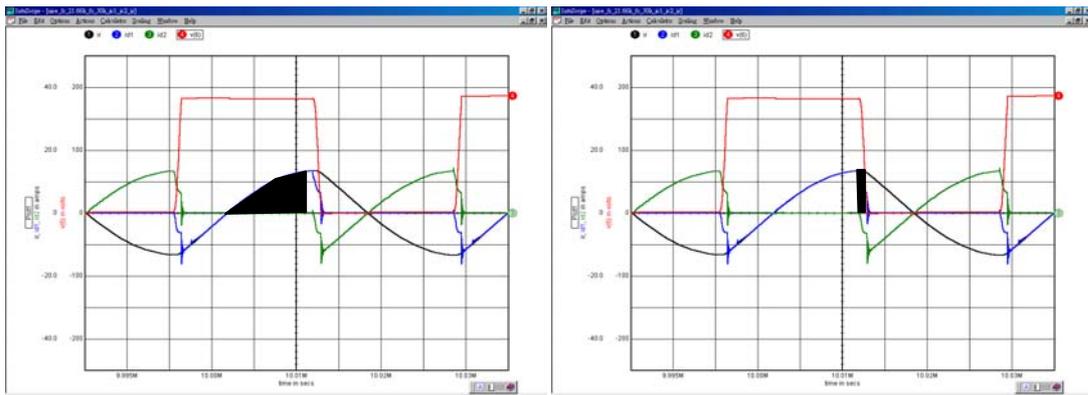


圖 5-73 (h) 切換頻率大於諧振頻率(狀態 8)

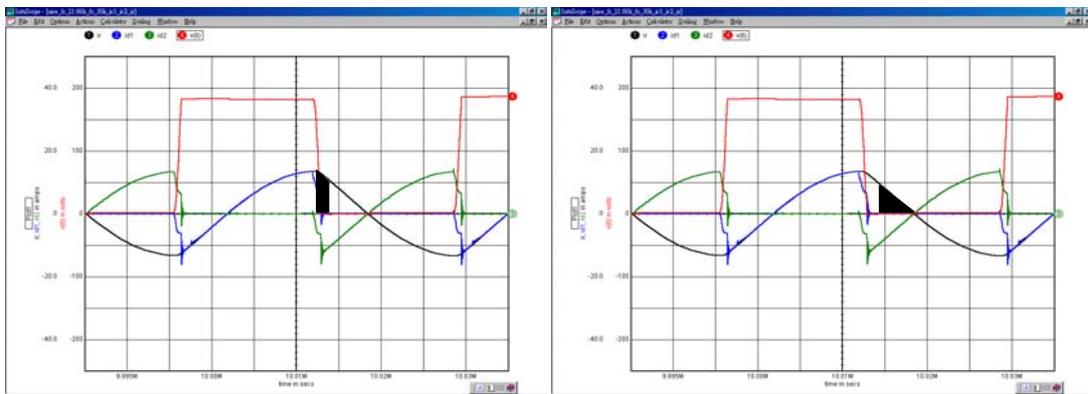
狀態 8 ($t_7 \sim t_8$): S_1 導通瞬間, L_r 繼續對 C_1 充電(電流 i_r 繼續往反方向下降), 而 C_2 對 C_f 充電。

重覆狀態 1~狀態 8 動作。



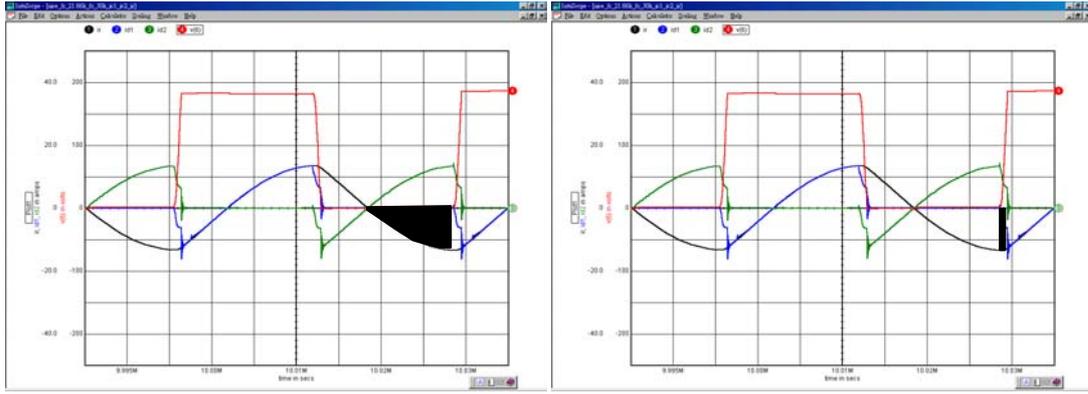
(a) $t_0 \sim t_1$

(b) $t_1 \sim t_2$



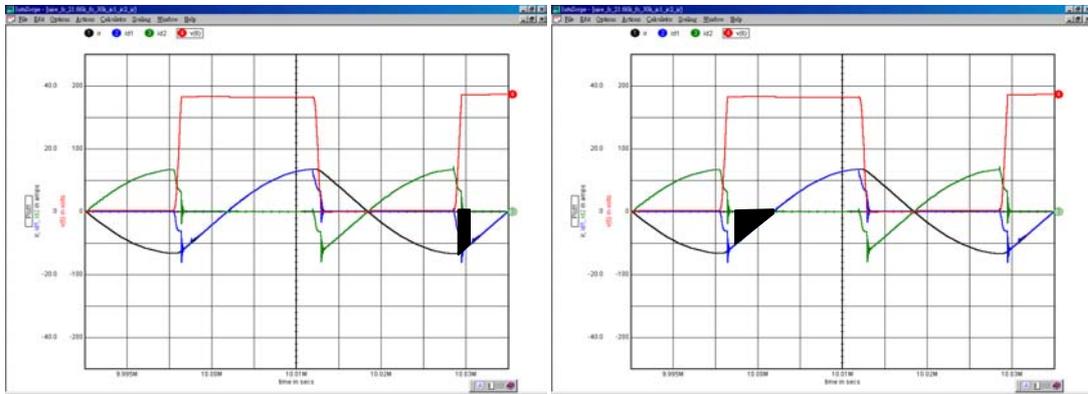
(c) $t_2 \sim t_3$

(d) $t_3 \sim t_4$



(e) $t_4 \sim t_5$

(f) $t_5 \sim t_6$

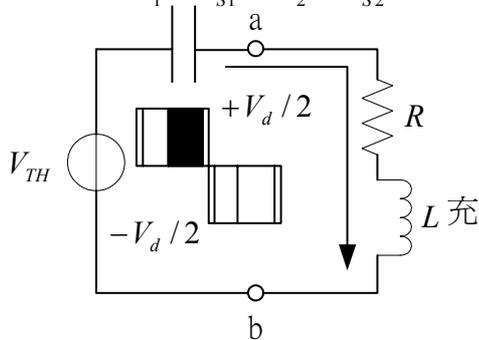


(g) $t_6 \sim t_7$

(h) $t_7 \sim t_8$

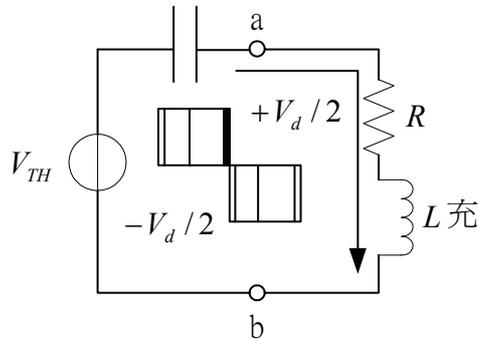
圖 5-74 電感電流能量分佈圖

$$Z_{TH} = X \left(\frac{C_1 \times C_{S1}}{C_1 + C_{S1}} + \frac{C_2 \times C_{S2}}{C_2 + C_{S2}} \right)$$



(a) $t_0 \sim t_1$

$$Z_{TH} = X(C_1 + C_2) = XC_r$$



(b) $t_1 \sim t_2$

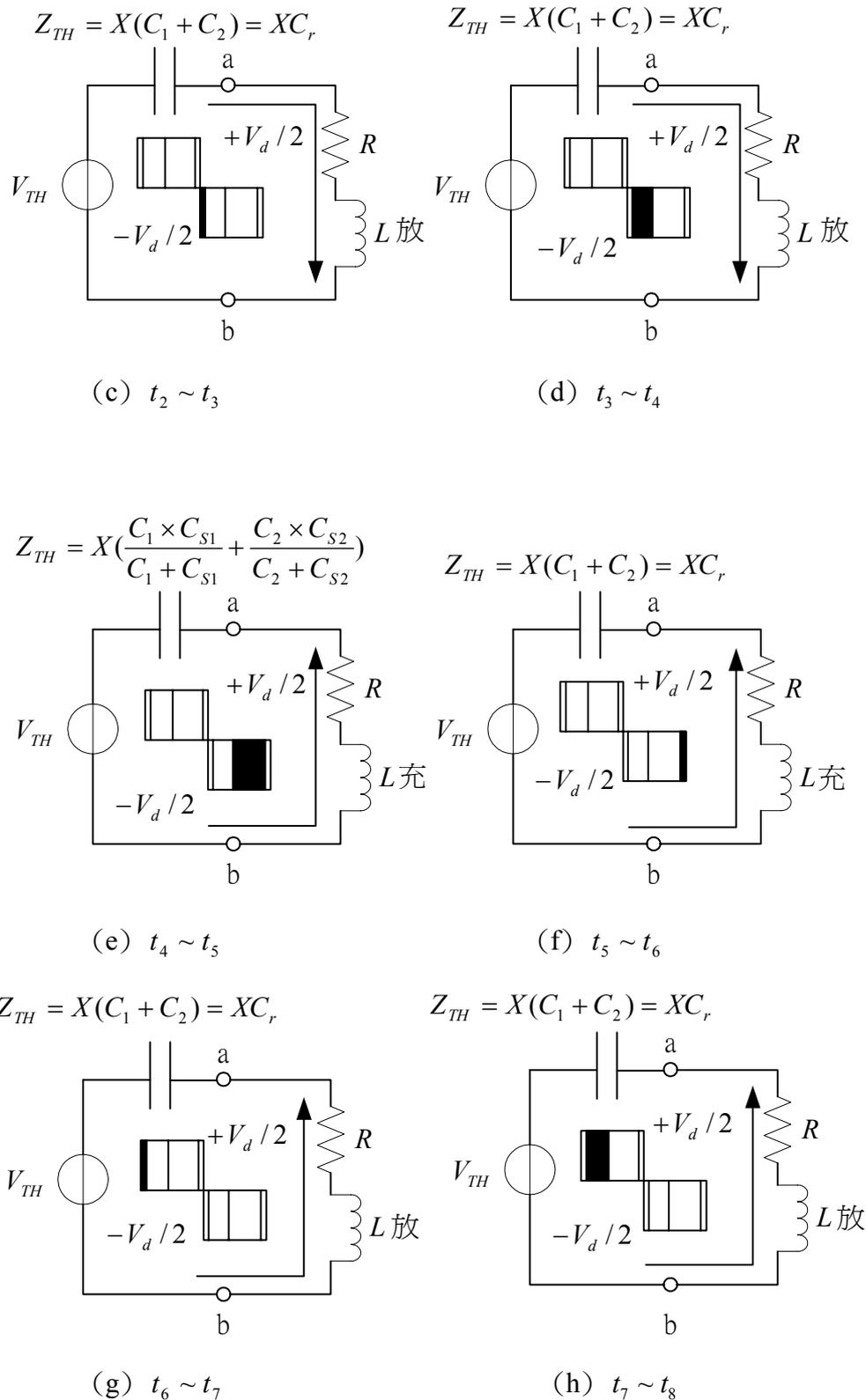


圖 5-75 負載之戴維寧等效電路