

## 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

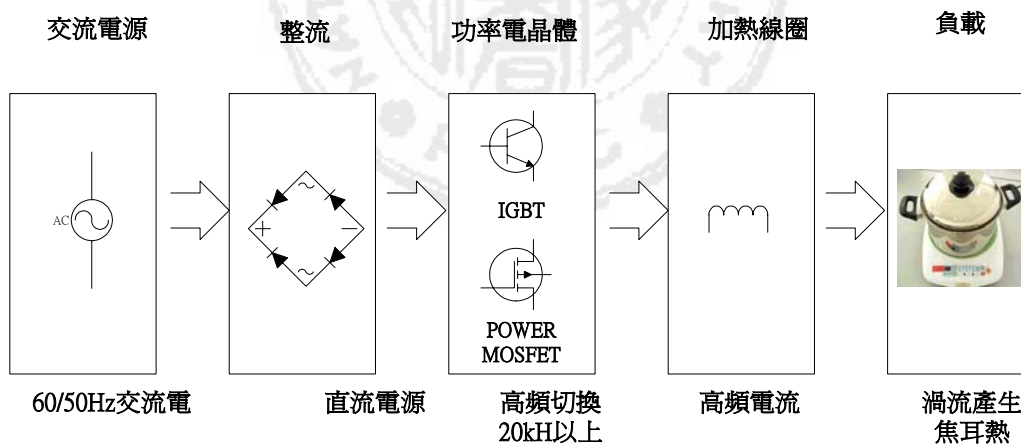


圖 5-1 半橋式反流器架構之感應加熱過程示意圖

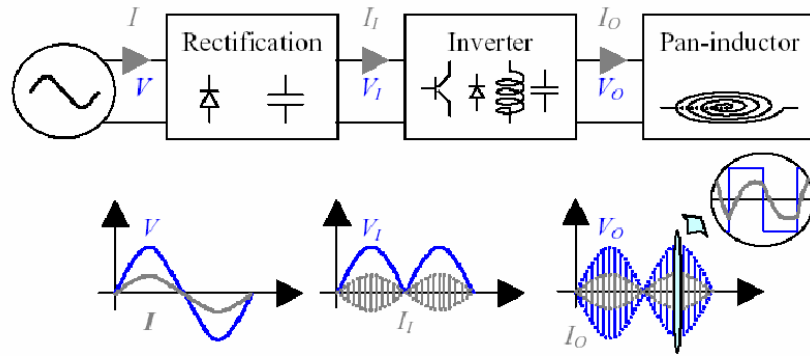


圖 5-2 感應加熱過程之電壓電流波形圖

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。

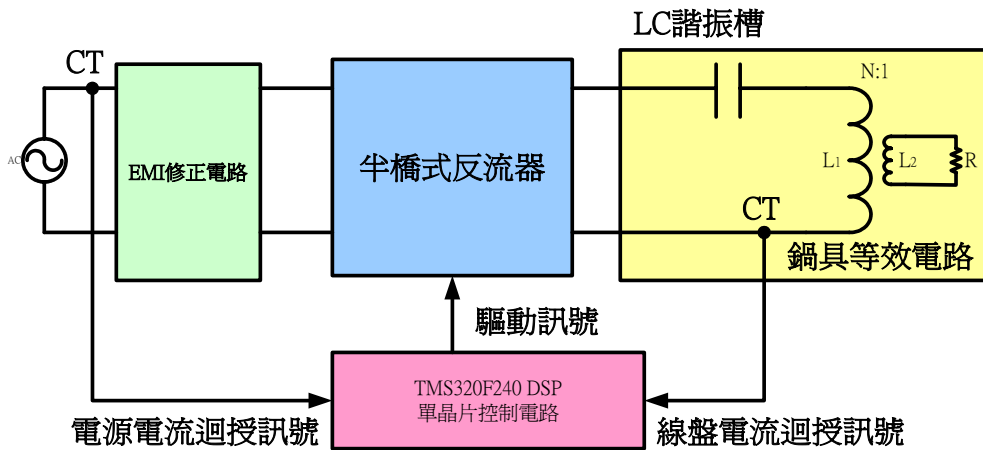


圖 5-3 系統發展方塊圖

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。

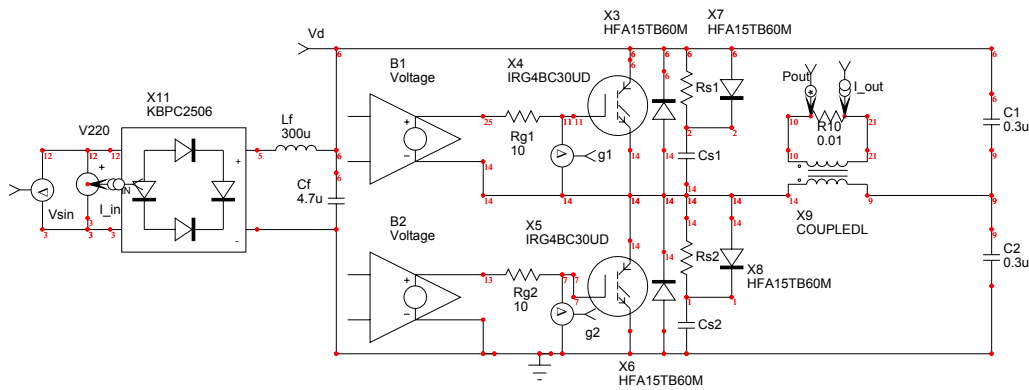


圖 5-4 系統主電路之模擬線路圖

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。

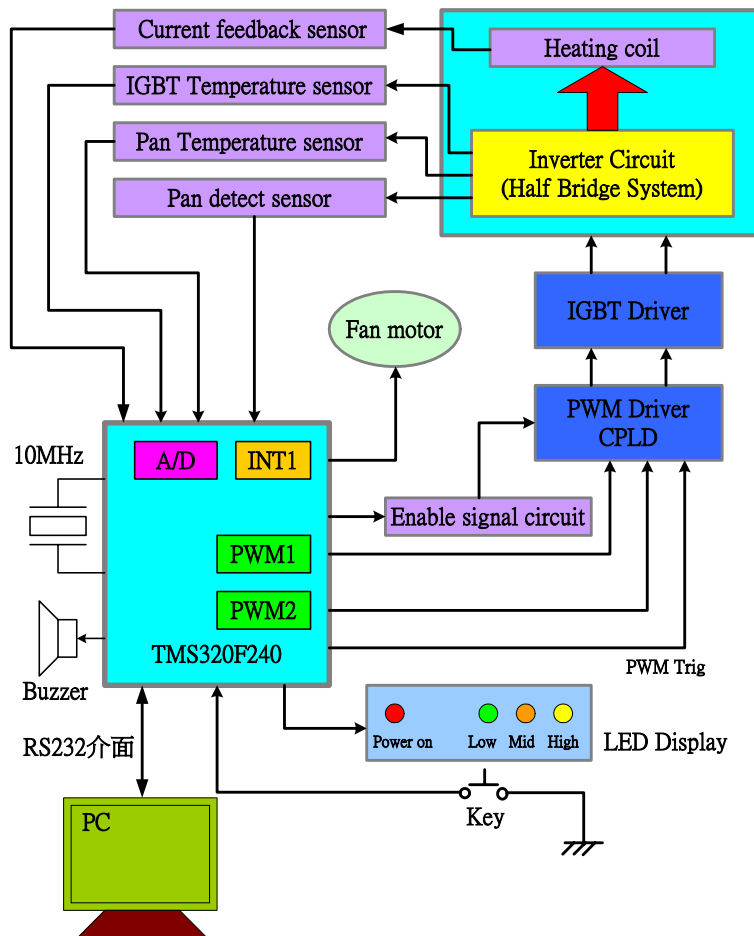


圖 5-5 系統發展架構示意圖

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

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

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

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

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

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

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

諧振電容選擇 0.6 $\mu$ F

諧振電感選擇 90 $\mu$ 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 ( $f_r = 21.66kHz$ )

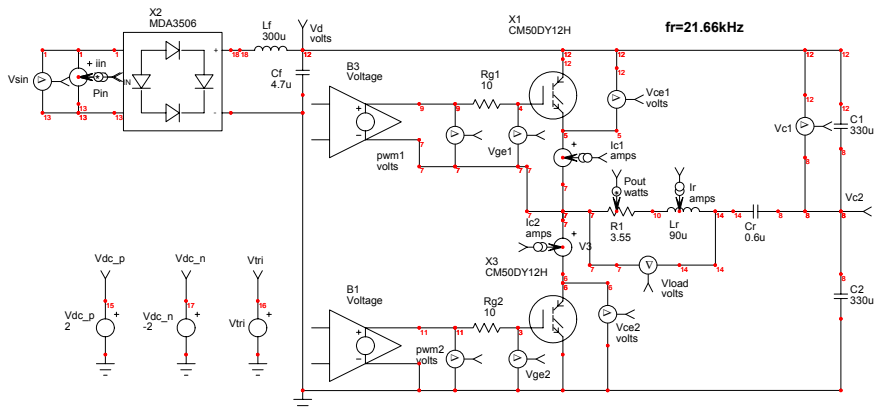


圖 5-6 半橋式反流器電路架構一模擬圖

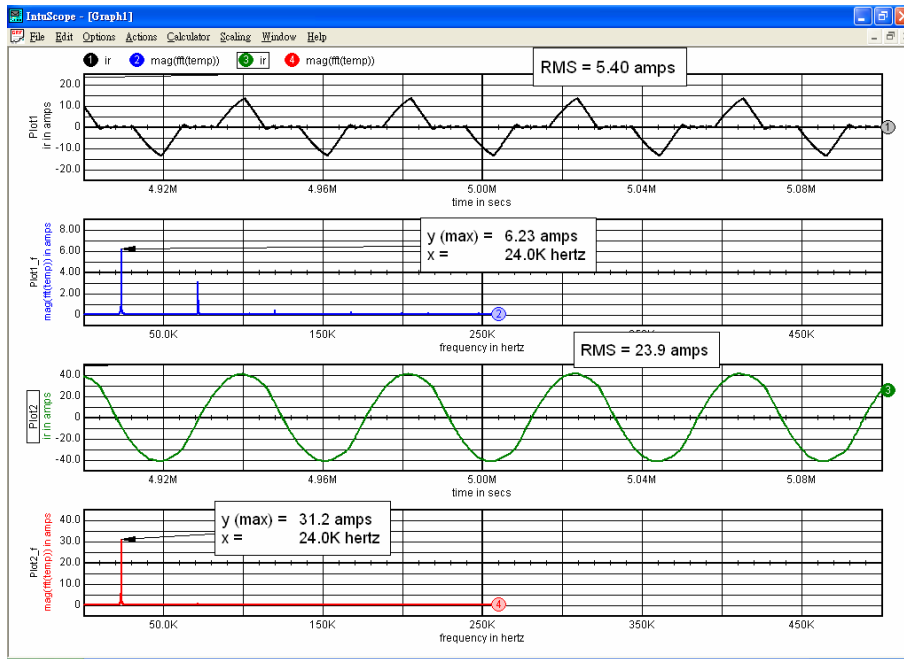


圖 5-7 電路架構一於小功率及大功率操作下負載電流波形及諧波成份

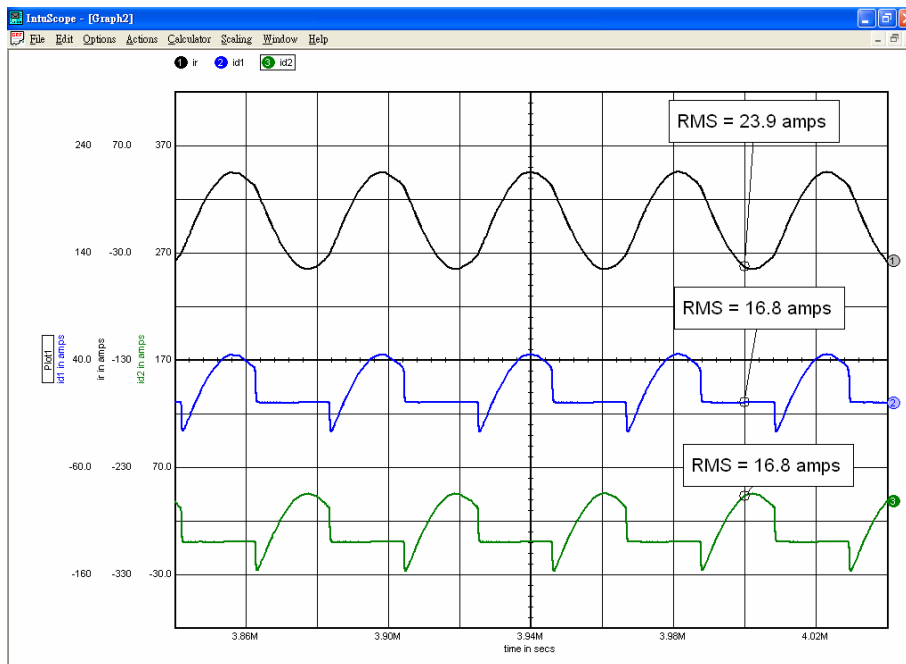


圖 5-8 電路架構一之負載電流及功率晶體電流模擬波形

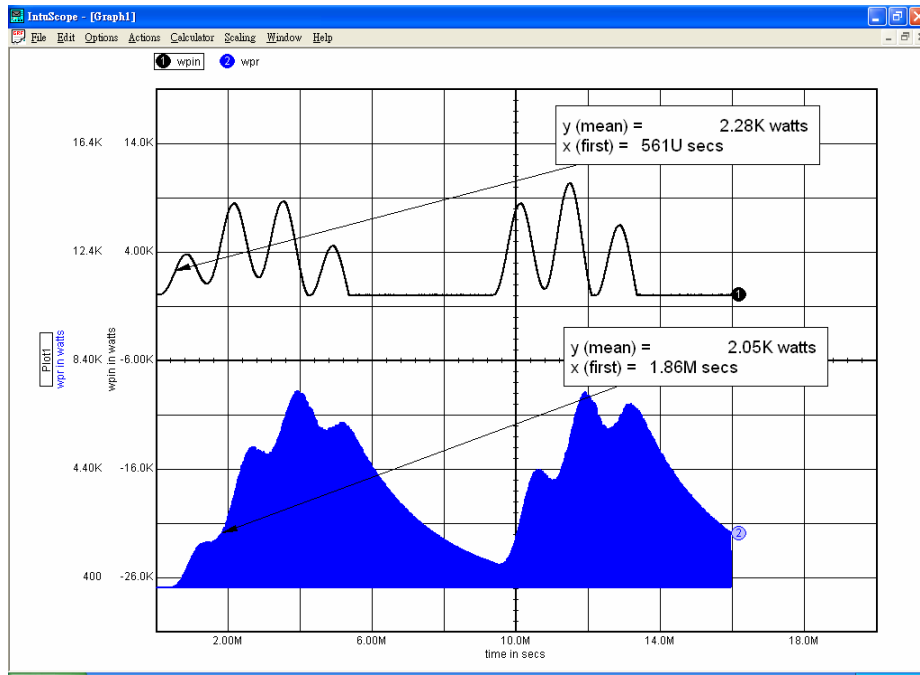


圖 5-9 電路架構一之輸出、輸入平均功率模擬波形

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

(2) 架構二模擬電路 ( $f_r = 21.66\text{kHz}$ )

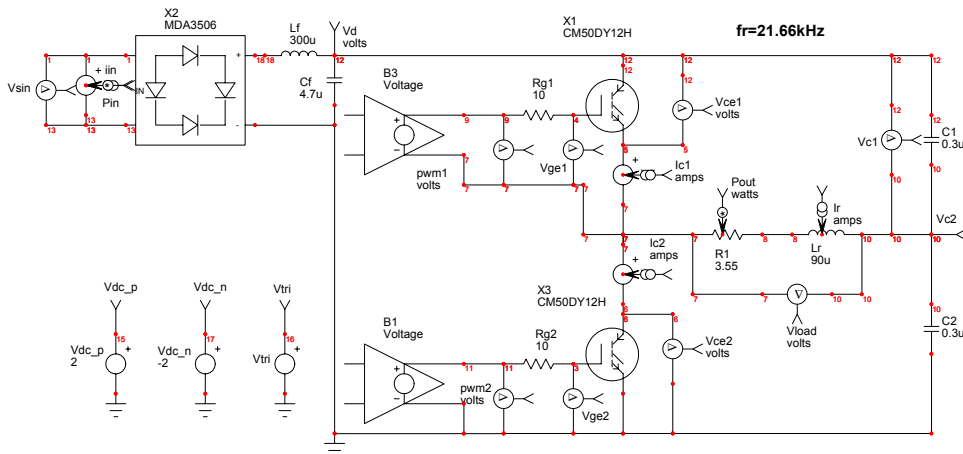


圖 5-10 半橋式反流器電路架構二模擬圖

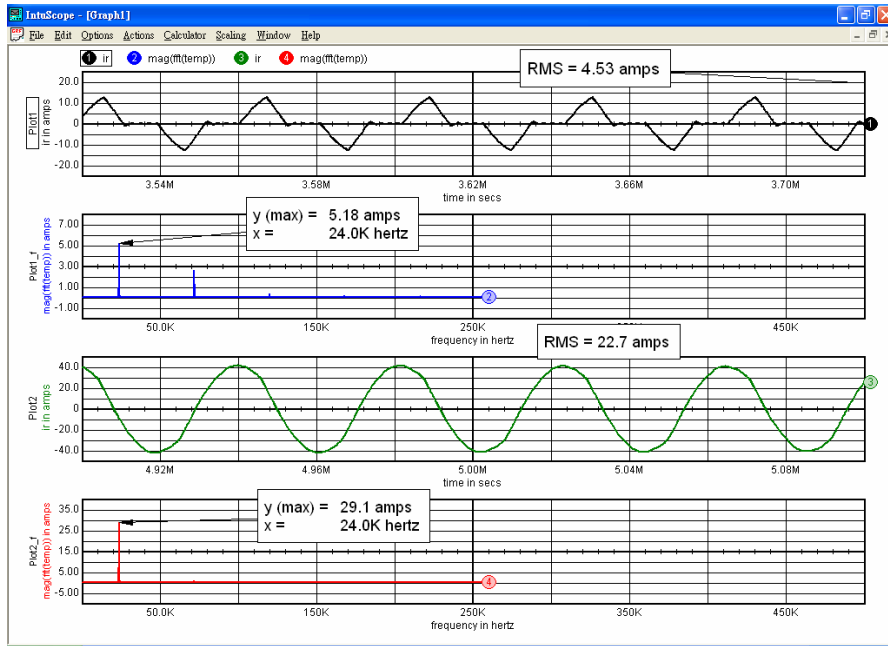


圖 5-11 電路架構二於小功率及大功率操作下負載電流波形及諧波成份

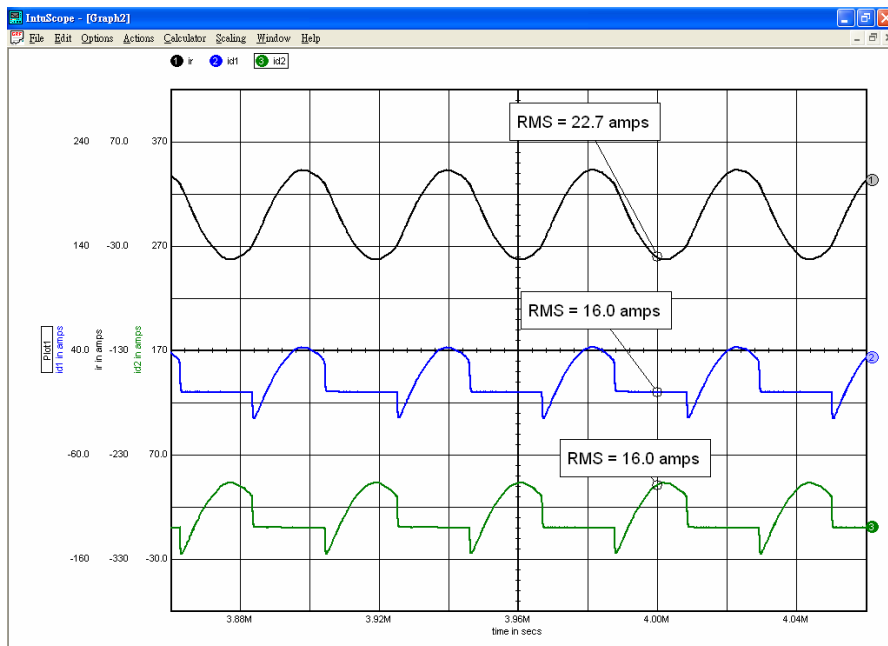


圖 5-12 電路架構二之負載電流及功率晶體電流模擬波形



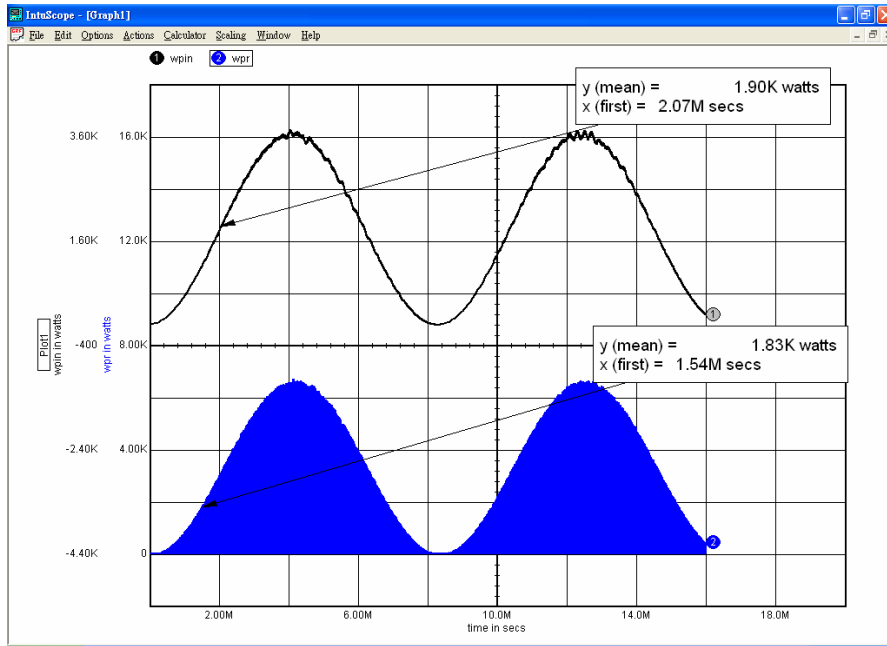


圖 5-13 電路架構二之輸出、輸入平均功率模擬波形

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

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)

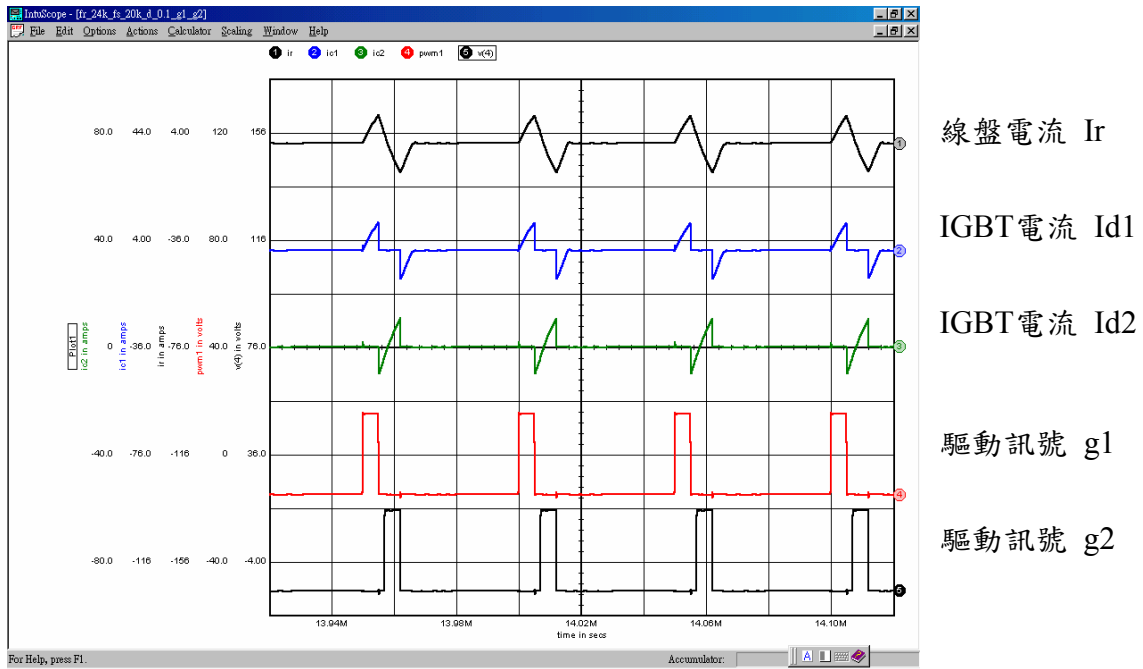


圖 5-14 小功率波形 (切換頻率 20kHz，諧振頻率 24kHz)

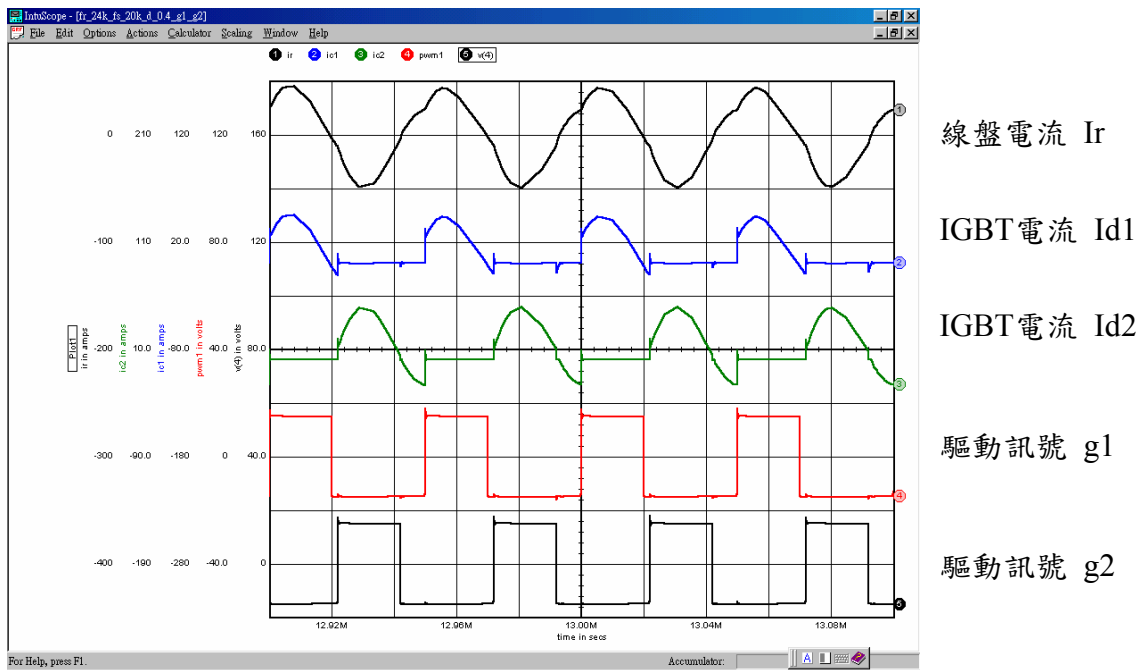
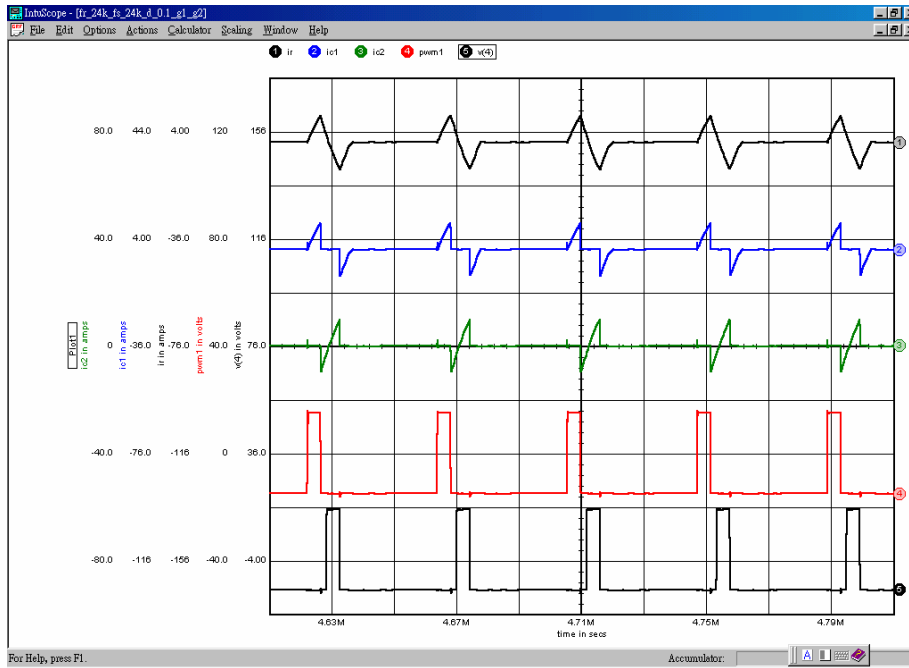


圖5-15 大功率波形 (切換頻率 20kHz，諧振頻率 24kHz)



線盤電流  $I_r$

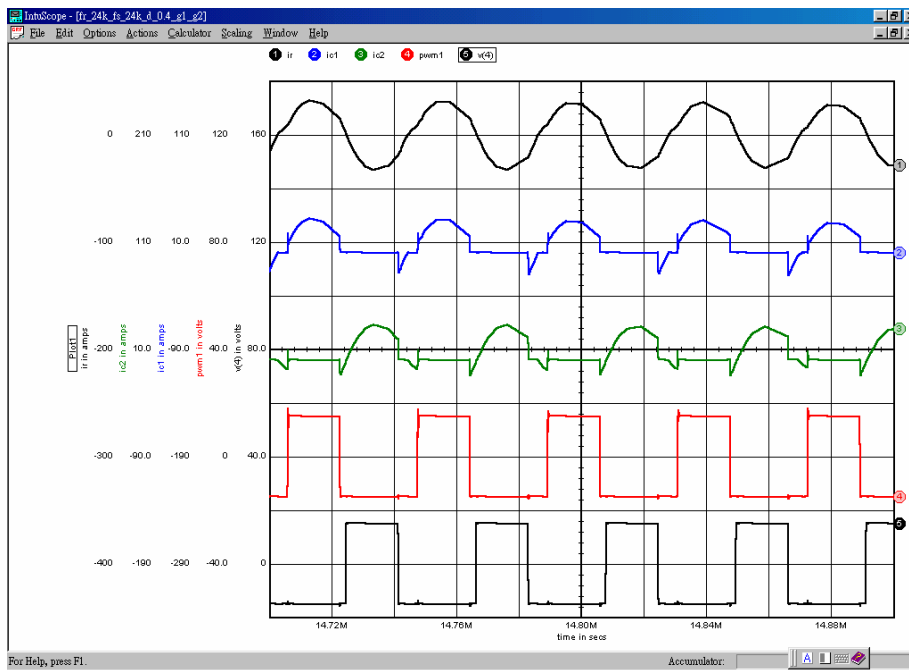
IGBT電流  $I_{d1}$

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  $I_r$

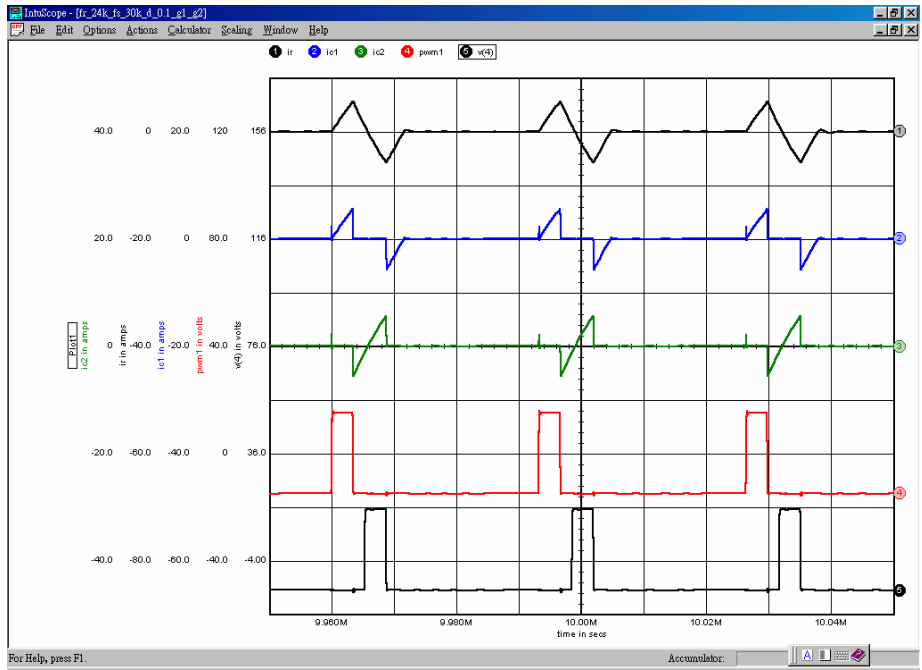
IGBT電流  $I_{d1}$

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  $I_r$

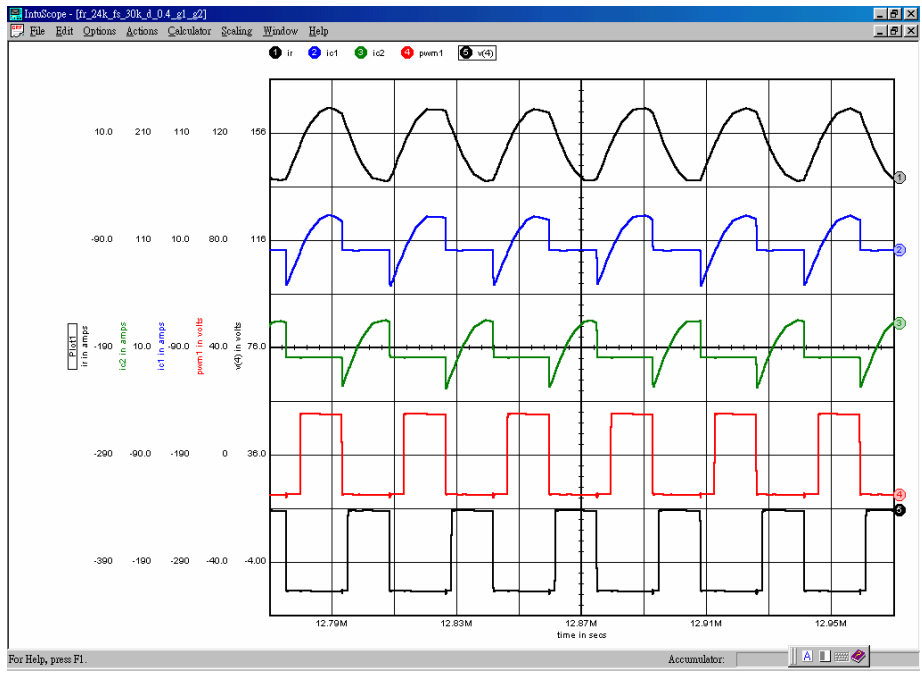
IGBT電流  $I_{d1}$

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  $I_{d1}$

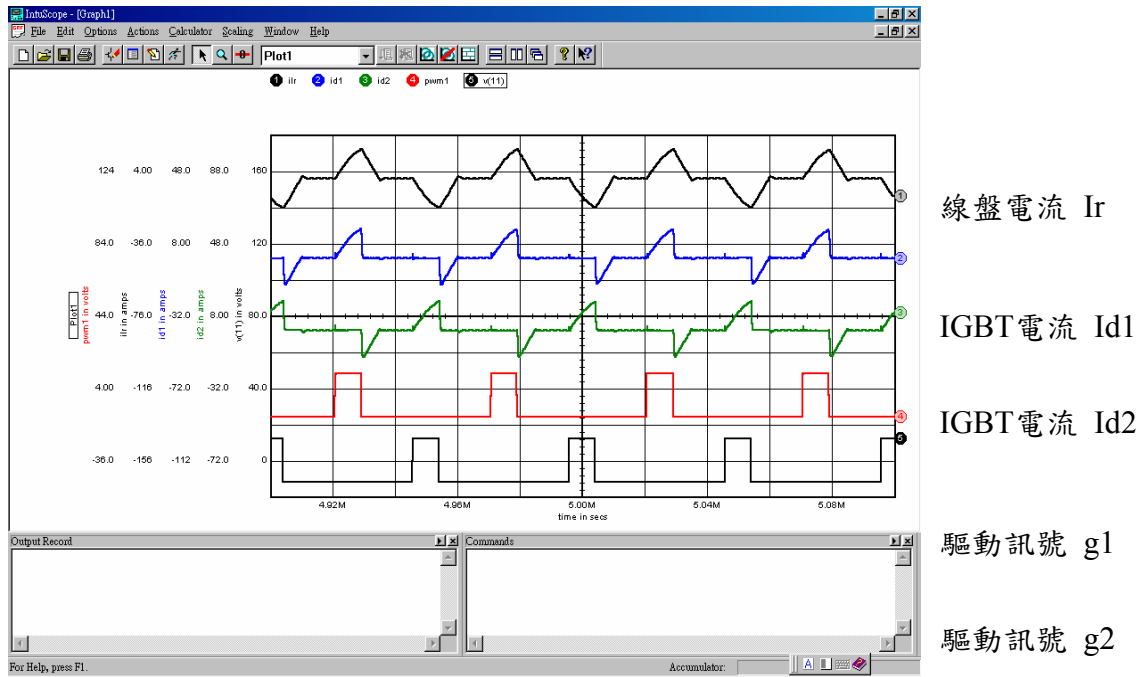
IGBT電流  $I_{d2}$

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

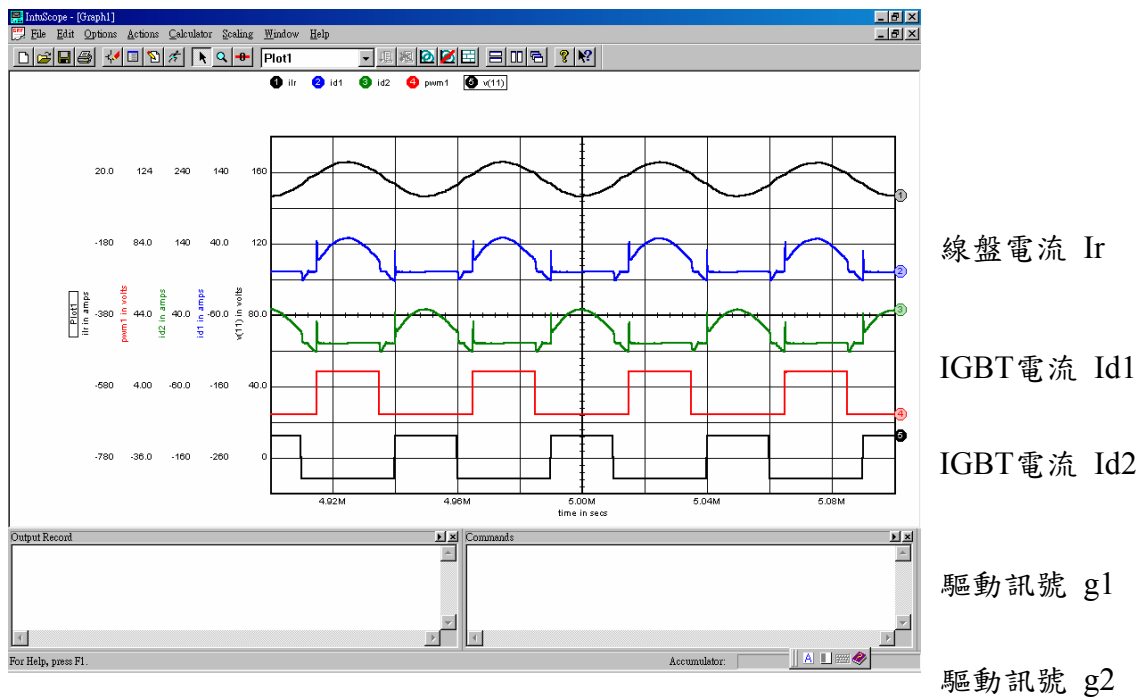
IGBT電流 Id1

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

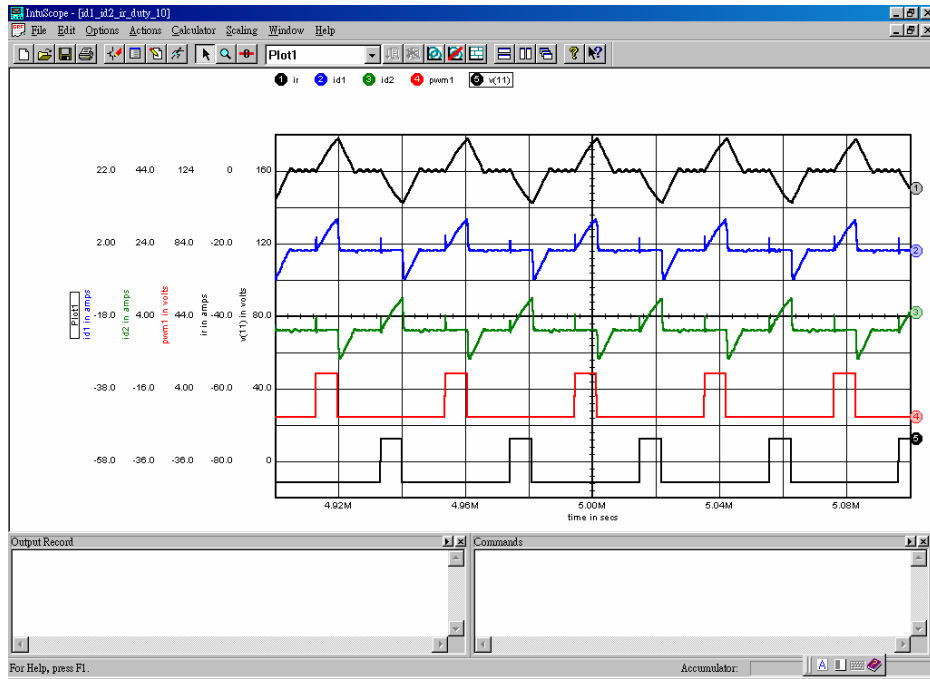
IGBT電流 Id1

IGBT電流 Id2

驅動訊號 g1

驅動訊號 g2

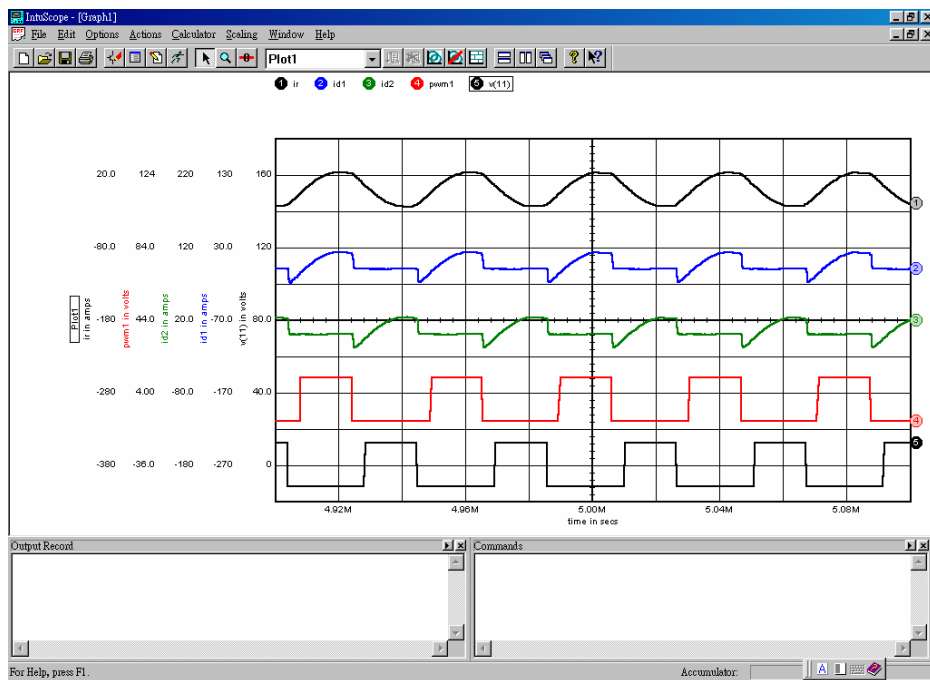
圖5-21 大功率波形 (切換頻率 20kHz，諧振頻率 20kHz)



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  $g_2$

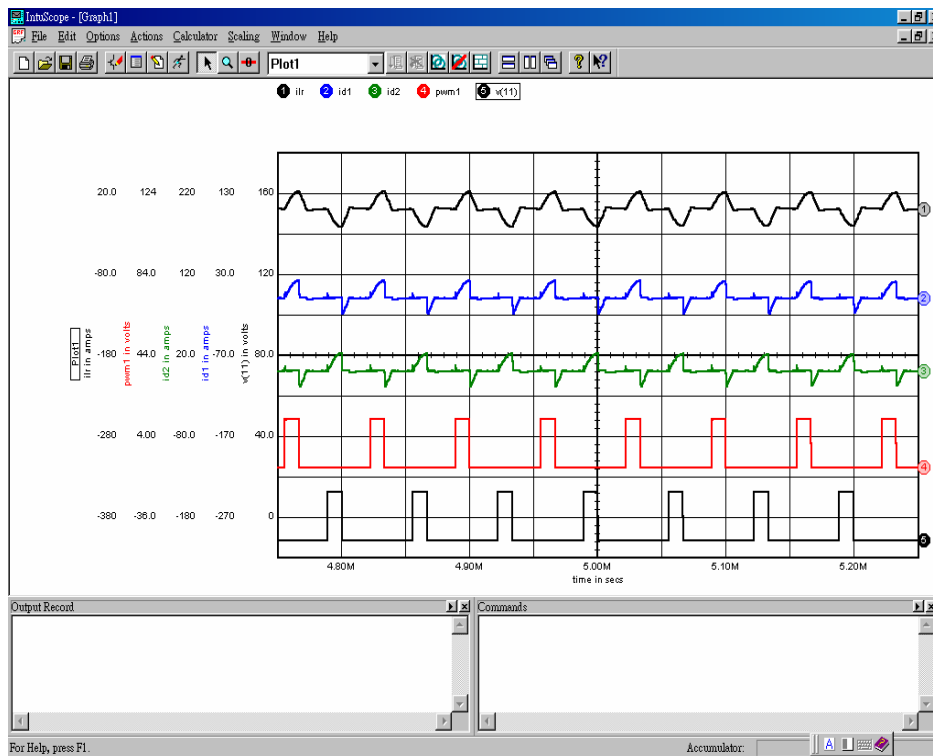
圖5-22 小功率波形 (切換頻率 24.5kHz, 諧振頻率 20kHz)



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

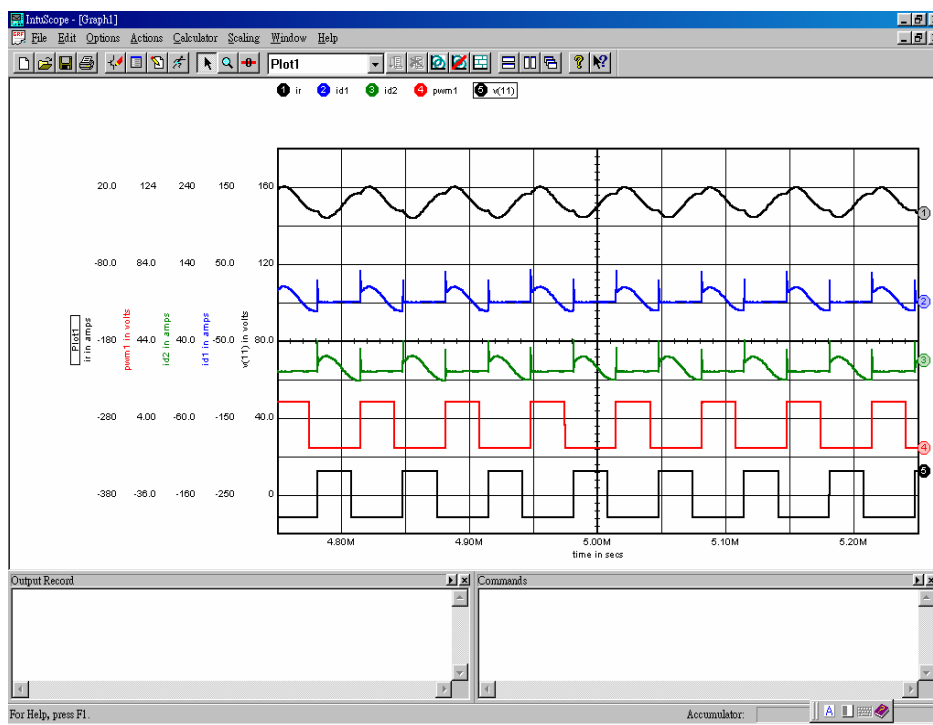
驅動訊號  $g_2$

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)

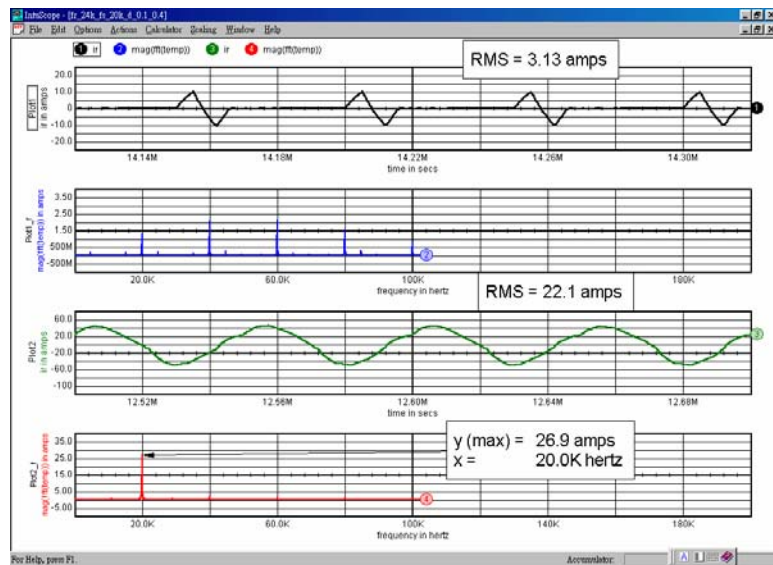


圖5-26 諧波成份模擬(a)  
(切換頻率 20kHz  
諧振頻率 24kHz)

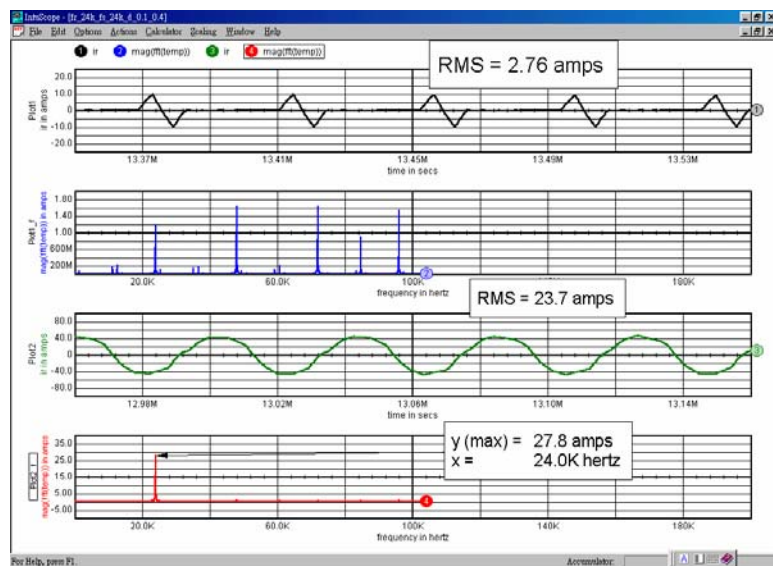


圖5-27 諧波成份模擬(a)  
(切換頻率 24kHz  
諧振頻率 24kHz)



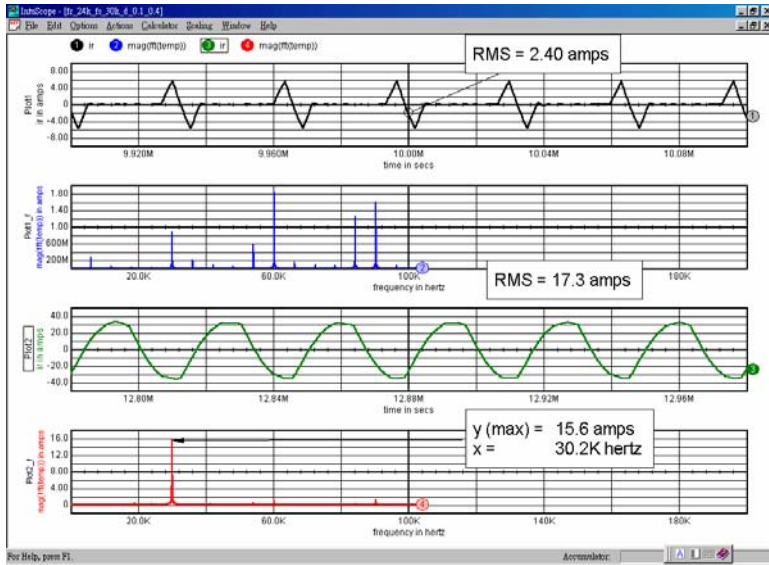


圖5-28 諧波成份模擬(a)  
(切換頻率 30kHz  
諧振頻率 24kHz)

(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)

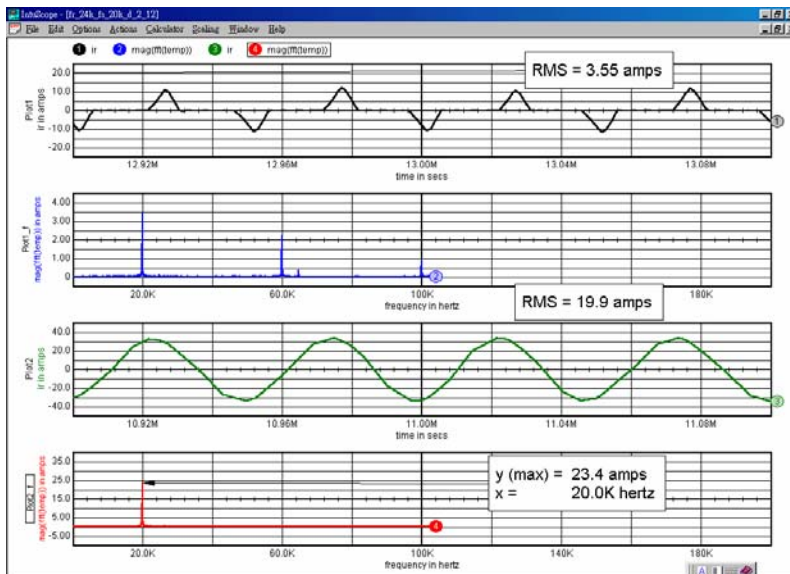


圖5-29 諧波成份模擬(b)  
(切換頻率 20kHz  
諧振頻率 24kHz)

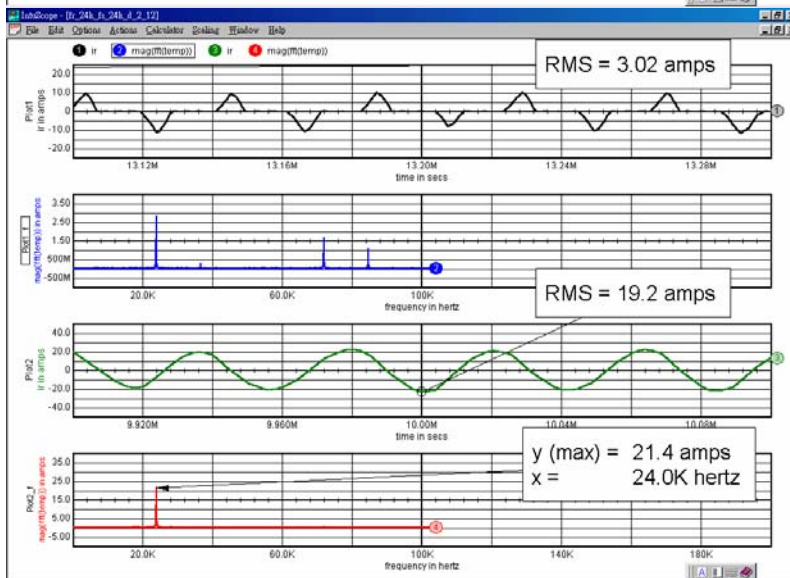


圖5-30 諧波成份模擬(b)  
(切換頻率 24kHz  
諧振頻率 24kHz)

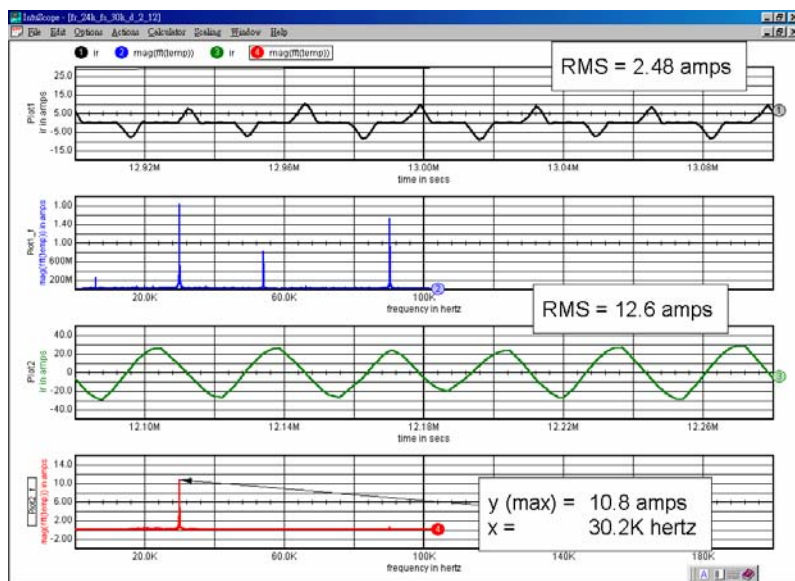


圖5-31 諧波成份模擬(b)  
(切換頻率 30kHz  
諧振頻率 24kHz)

### 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

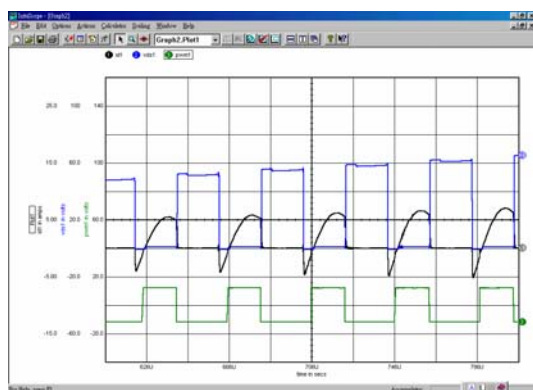


圖 5-32  $V_{CE1}$ 、 $i_{C1}$ 、 $g_1$  波形

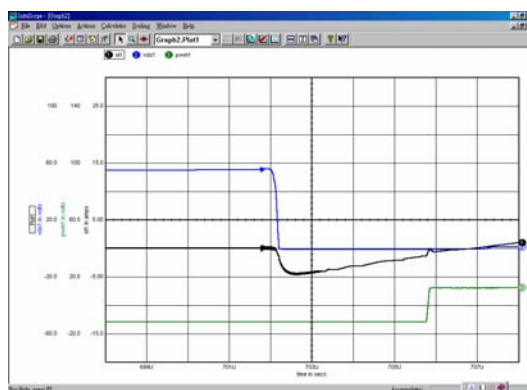


圖 5-33 (a) 零電壓導通(放大後)

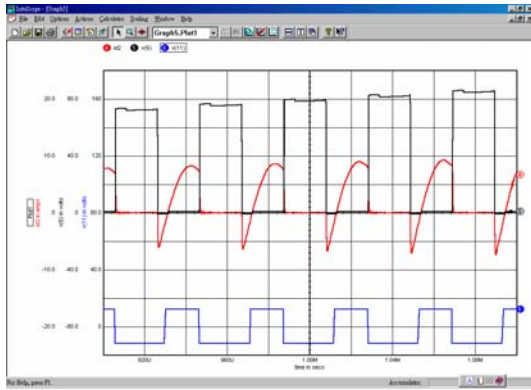


圖 5-34  $V_{CE2}$ 、 $i_{C2}$ 、 $g_2$  波形

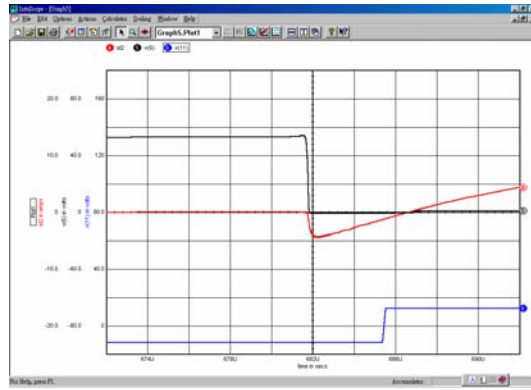


圖 5-35 (b) 零電壓導通(放大後)

(二) 小功率下切換波形

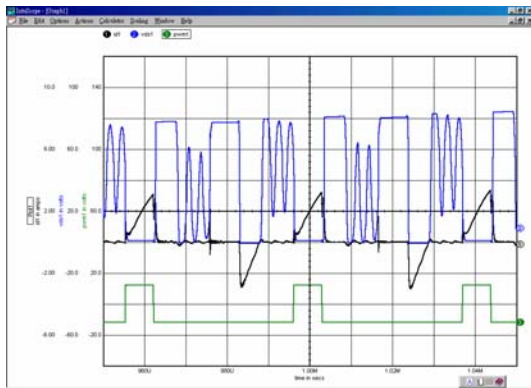


圖 5-36  $V_{CE1}$ 、 $i_{C1}$ 、 $g_1$  波形

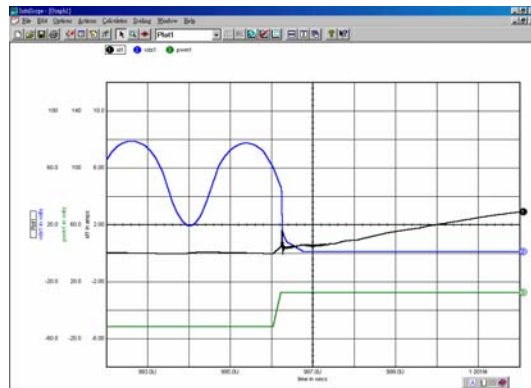


圖 5-37  $V_{CE1}$ 、 $i_{C1}$ 、 $g_1$  波形(放大後)

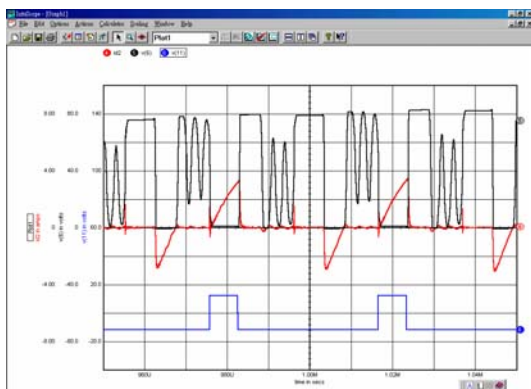


圖 5-38  $V_{CE2}$ 、 $i_{C2}$ 、 $g_2$  波形

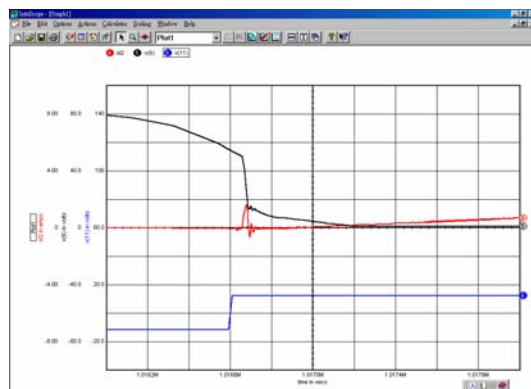


圖 5-39  $V_{CE2}$ 、 $i_{C2}$ 、 $g_2$  波形(放大後)

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

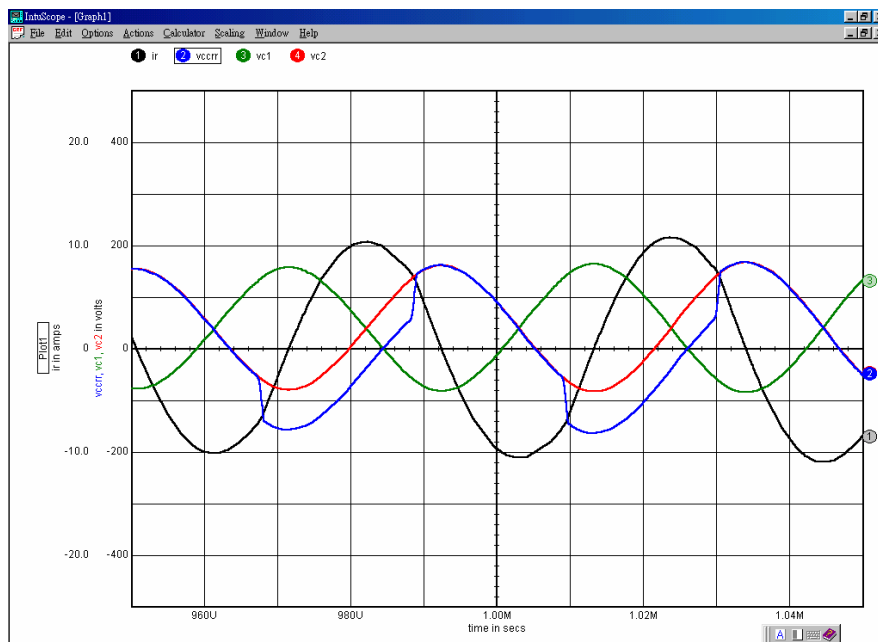


圖 5-40 諧振電容  $C_1$  及  $C_2$  電壓波形及負載端電壓、電流波形

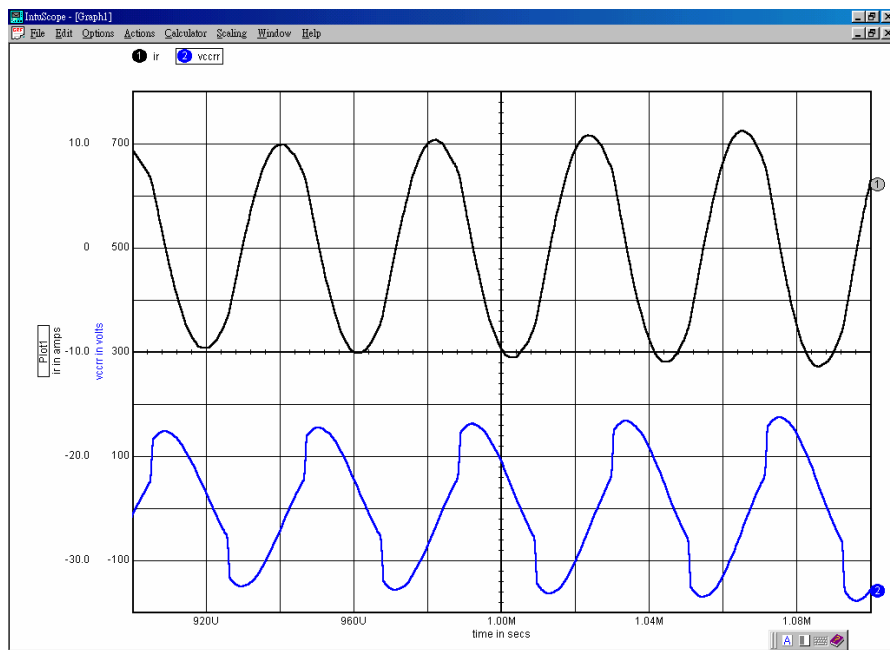


圖 5-41 負載端電壓、電流波形

(9) 移鍋模擬

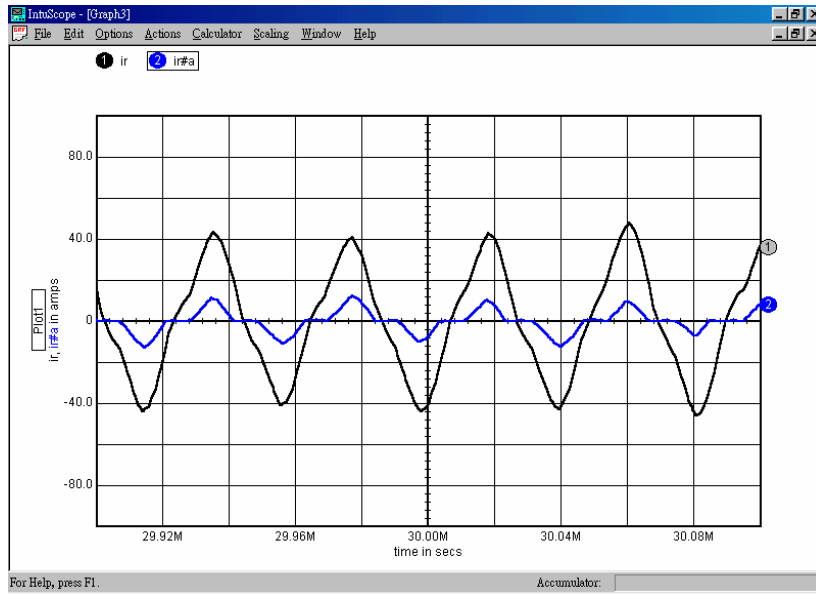


圖 5-42 小功率移鍋 (切換頻率 24kHz, 諧振頻率 20kHz)

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

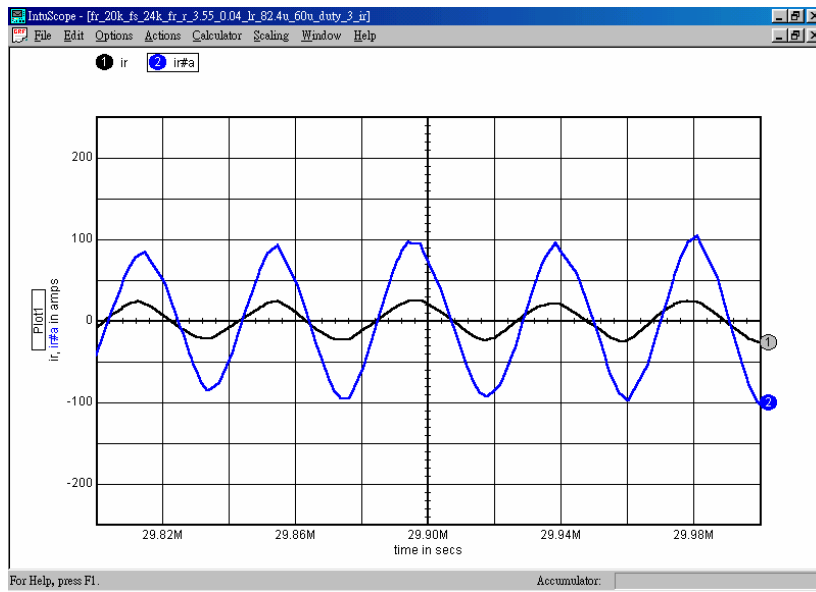


圖 5-43 大功率移鍋 (切換頻率 24kHz, 諧振頻率 20kHz)

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

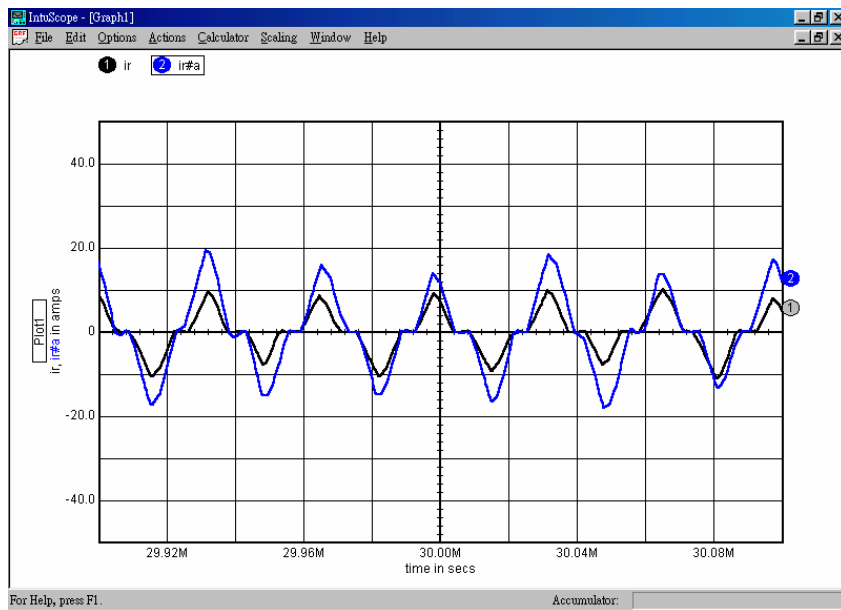


圖 5-44 小功率移鍋 (切換頻率 30kHz，諧振頻率 20kHz)

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

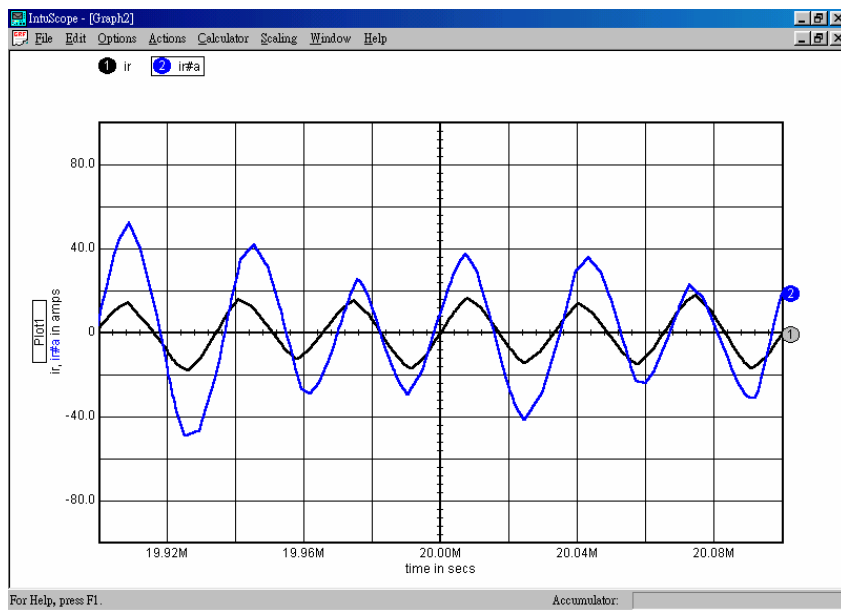


圖 5-45 大功率移鍋 (切換頻率 30kHz，諧振頻率 20kHz)

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

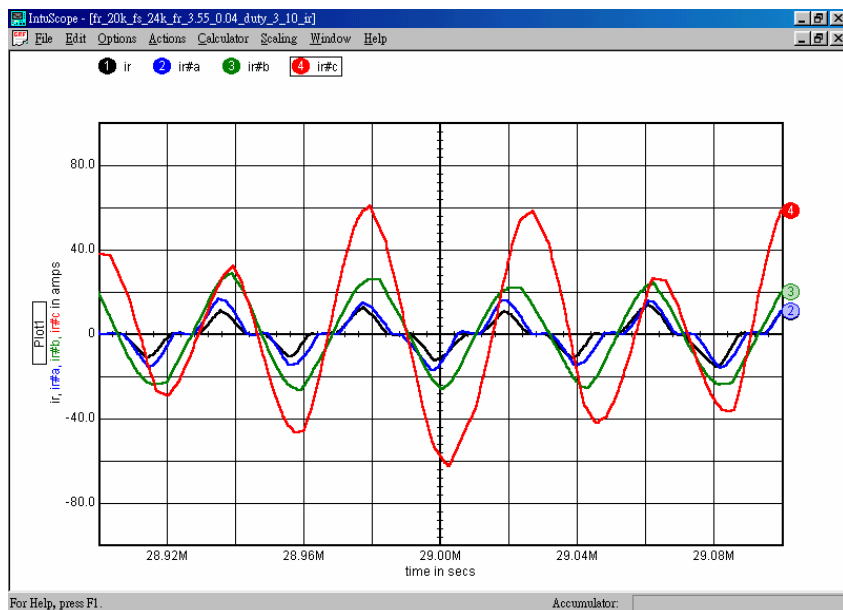


圖 5-46 小功率移鍋 (切換頻率 20kHz，諧振頻率 20kHz)

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

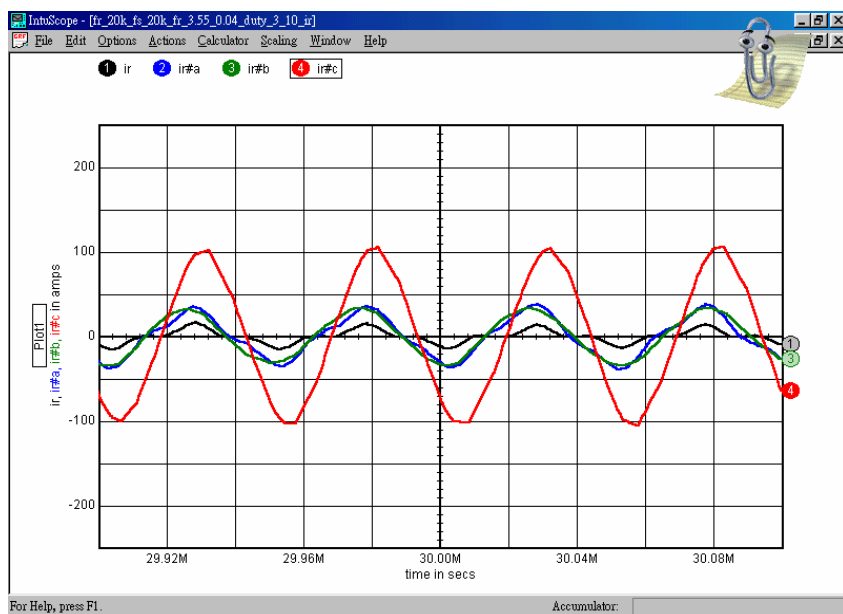


圖 5-47 大功率移鍋 (切換頻率 20kHz，諧振頻率 20kHz)

$C_r=2 \times 373n=746n$  (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  $f_s > f_r$ )

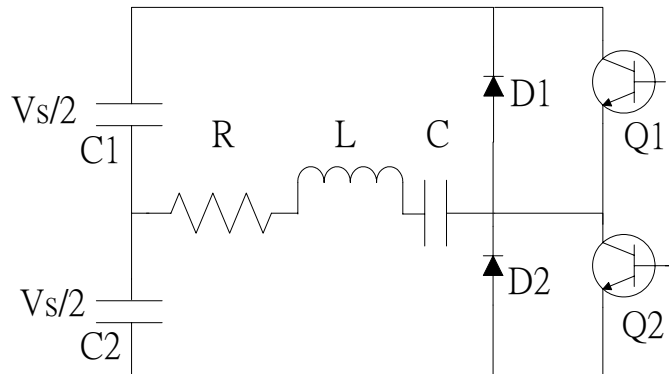


圖 5-48 固定直流電壓輸入之反流器架構圖

操作模式分析

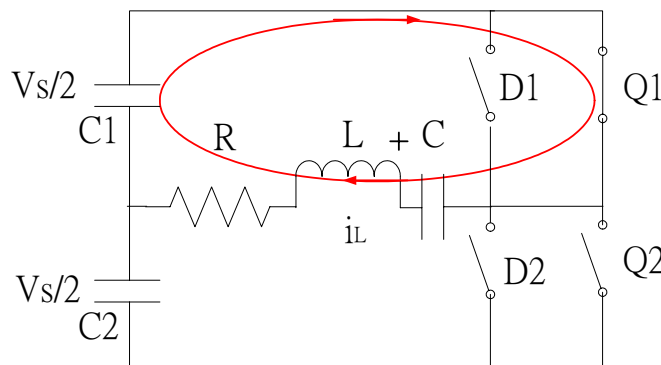


圖 5-49 固定直流電壓輸入反流器分析之操作模式 1

(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。

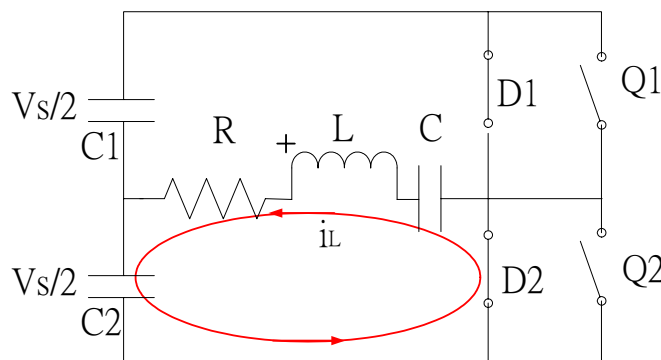


圖 5-50 固定直流電壓輸入反流器分析之操作模式 2

(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。

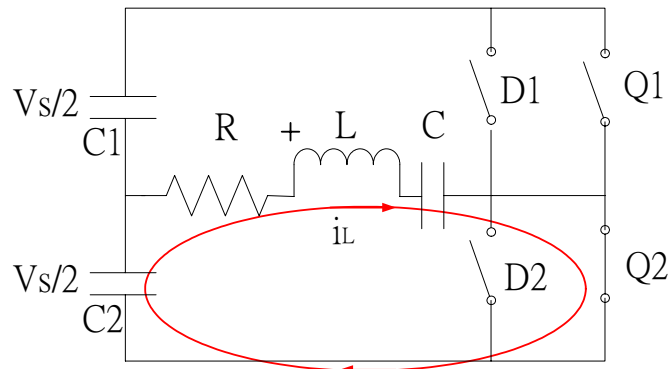


圖 5-51 固定直流電壓輸入反流器分析之操作模式 3

- (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。

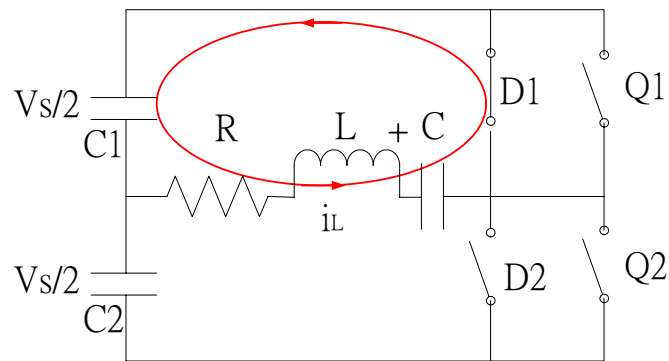


圖 5-52 固定直流電壓輸入反流器分析之操作模式 4

- (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。

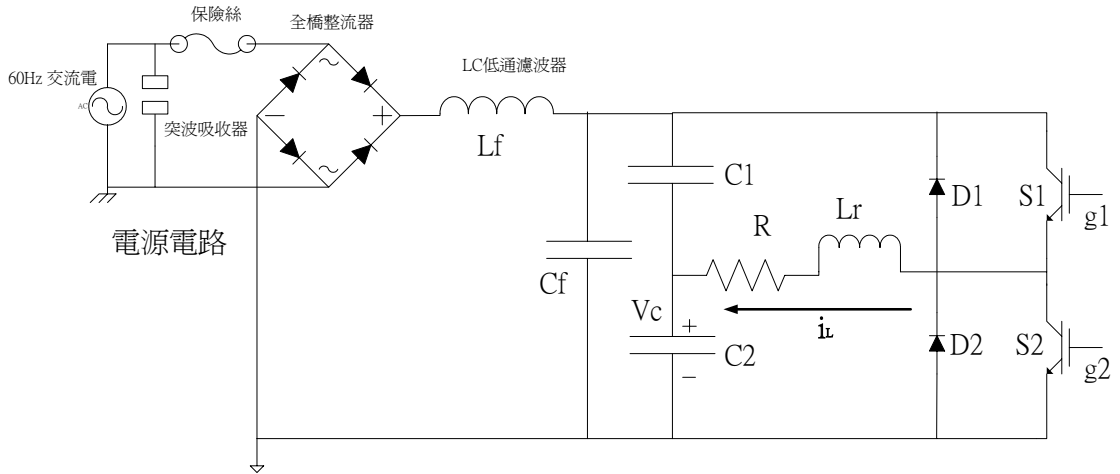


圖 5-53 無緩振電容之非固定直流電壓輸入反流器架構圖

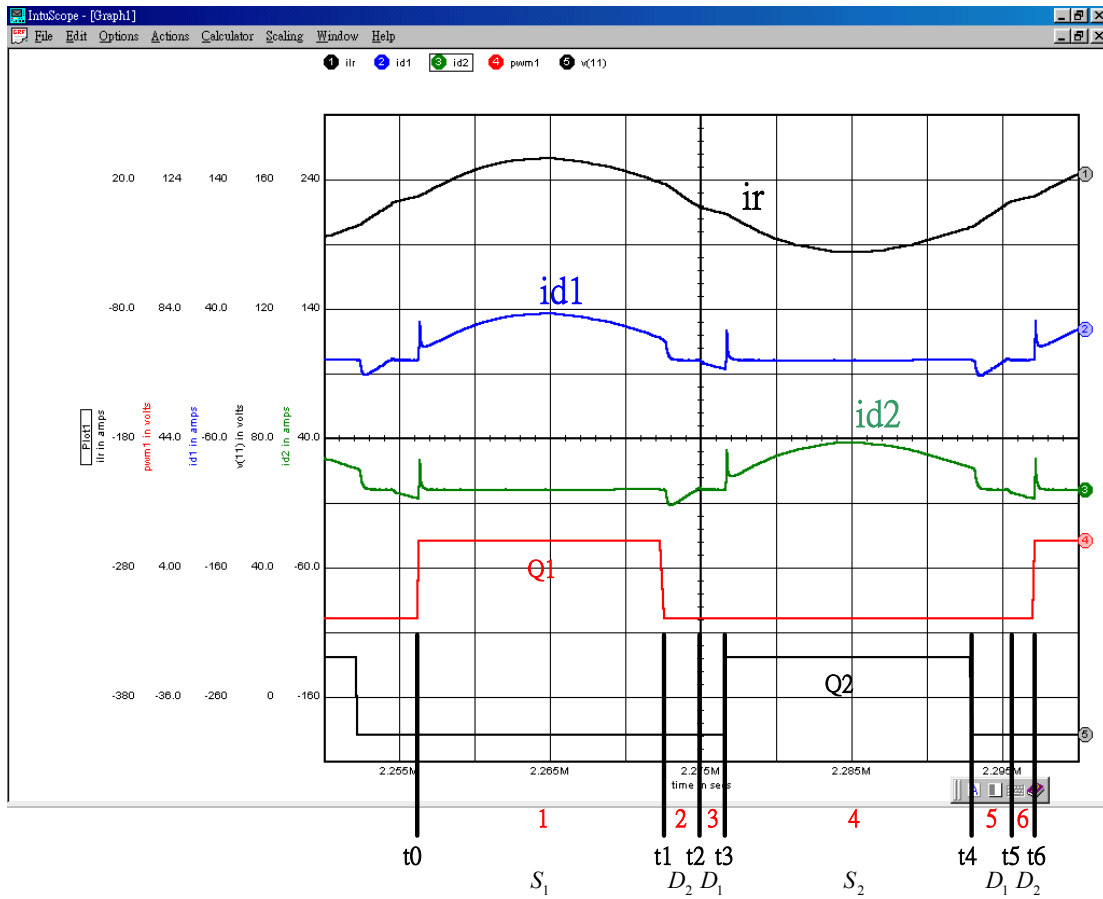


圖 5-54 諧振頻率接近切換頻率之波形

### Class-D 半橋諧振式反流器的動作原理

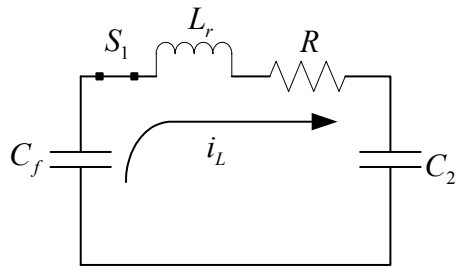


圖 5-55 (a) 諧振頻率接近切換頻率(模式 1)

(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。

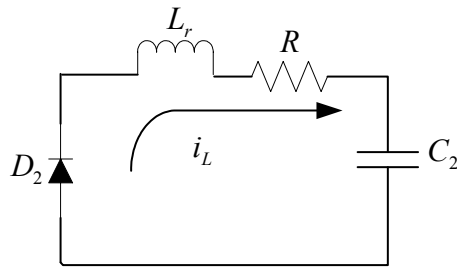


圖 5-56 (b) 諧振頻率接近切換頻率(模式 2)

(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)。

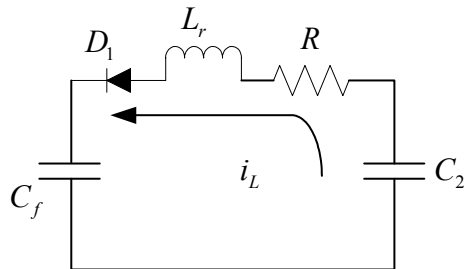


圖 5-57 (c) 諧振頻率接近切換頻率(模式 3)

(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。

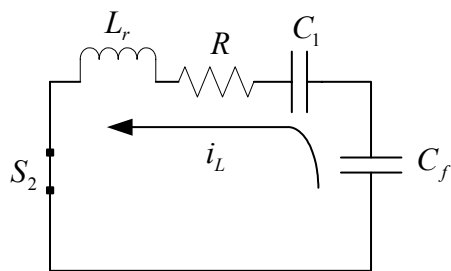


圖 5-58 (d) 諧振頻率接近切換頻率(模式 4)

(d)t3~t4: 在  $t=t_3$  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  $t=t_4$  時，控制信號  $g_2$  使  $S_2$  OFF。

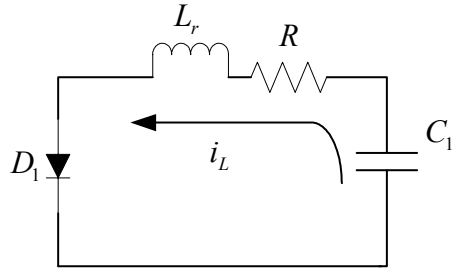


圖 5-59 (e) 諧振頻率接近切換頻率(模式 5)

(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， $t=t_5$  時， $i_L$  由負變為零， $C_1$  電容電壓為最大值。

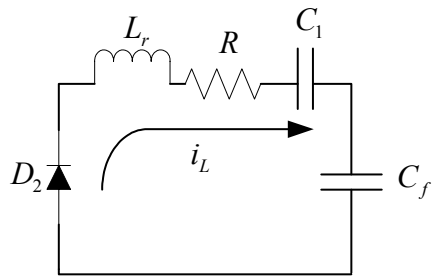


圖 5-60 (f) 諧振頻率接近切換頻率(模式 6)

(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  $t=t_0$  時，控制訊號  $g_1$  再度觸發  $S_1$ ，重覆(a)

在  $t_0\sim t_1$  與  $t_3\sim t_4$  期間，電源端輸出功率到系統。

在  $t_2\sim t_3$  與  $t_5\sim t_6$  期間及  $t_1\sim t_2$  ( $C_1$  放電) 與  $t_4\sim t_5$  ( $C_2$  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)

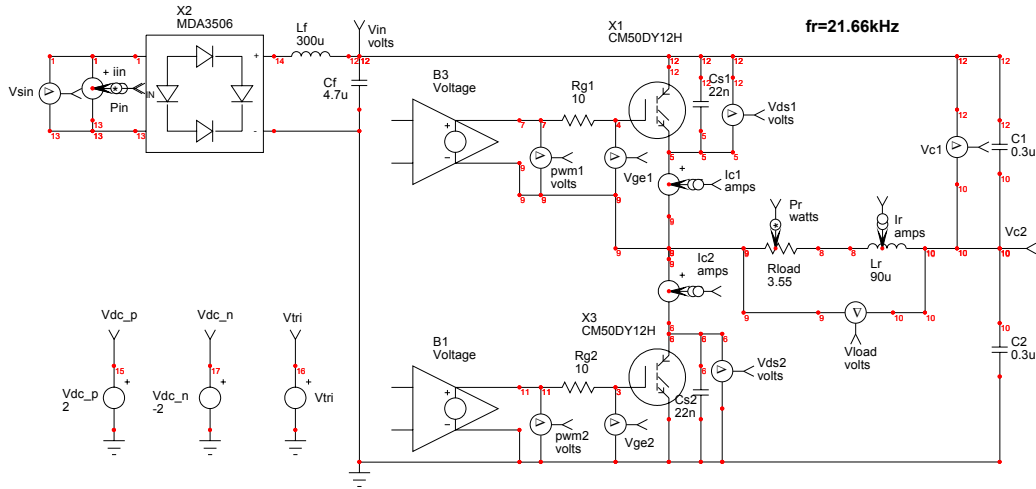


圖 5-61 有緩振電容之非固定直流電壓之反流器模擬圖

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。

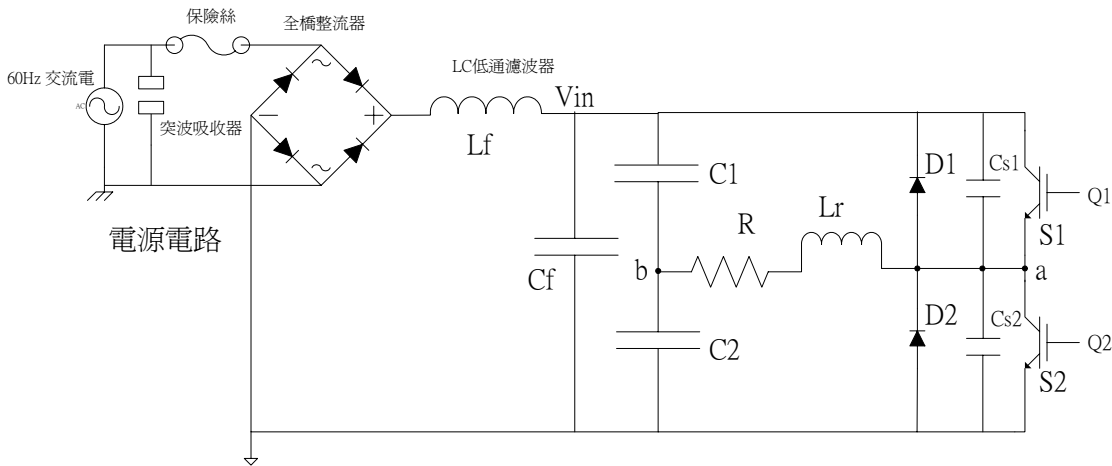
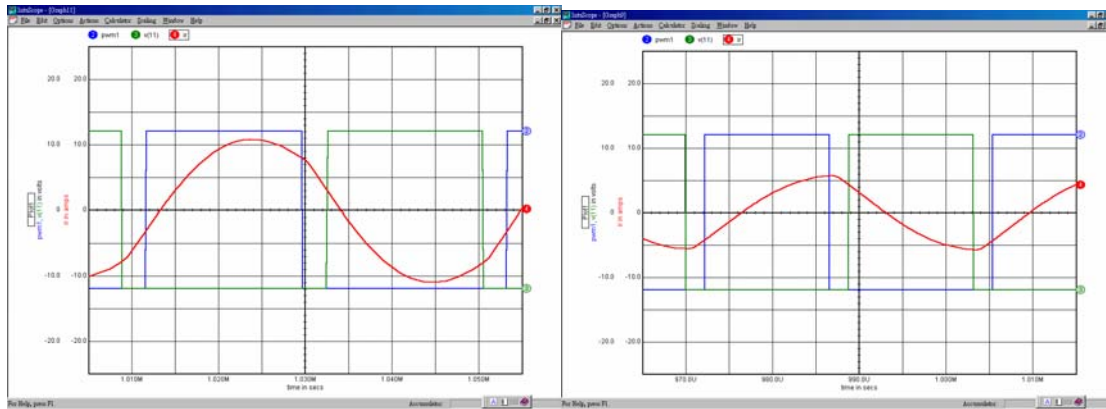


圖 5-62 有緩振電容之非固定直流電壓輸入反流器架構

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

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



(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

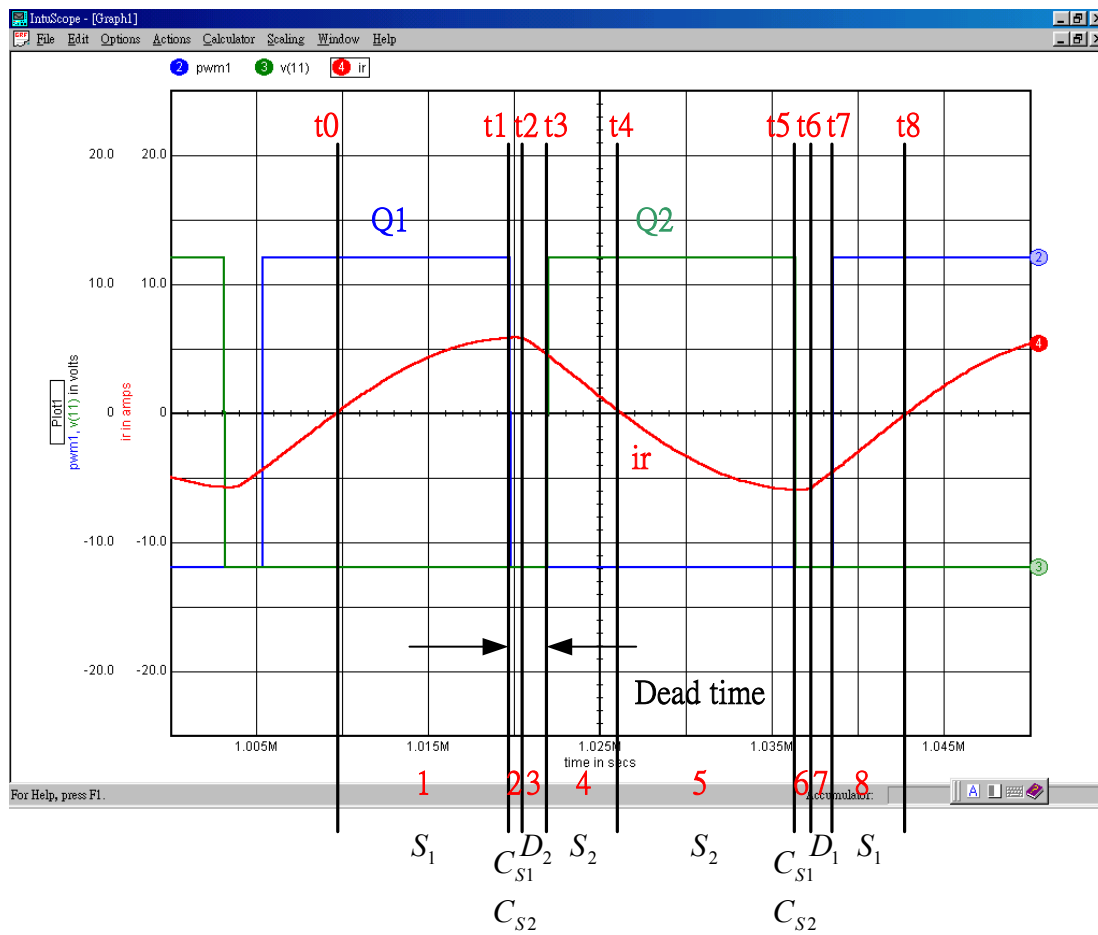


圖 5-64 負載電流波形時序圖 ( $f_s = 30kHz$ )

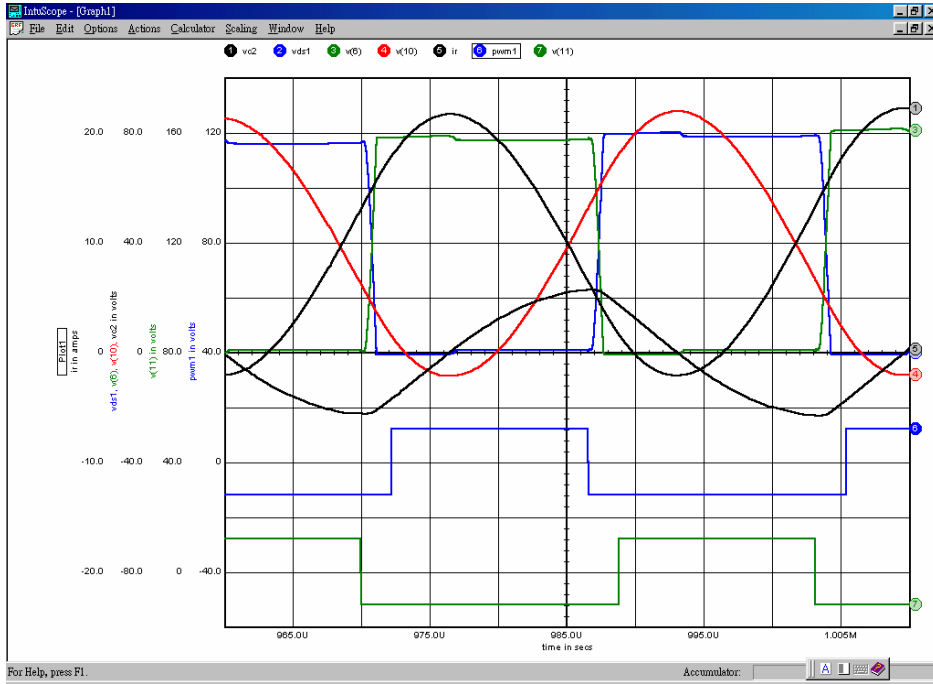


圖 5-65  $f_s = 30kHz$  下之波形

電路動作分析

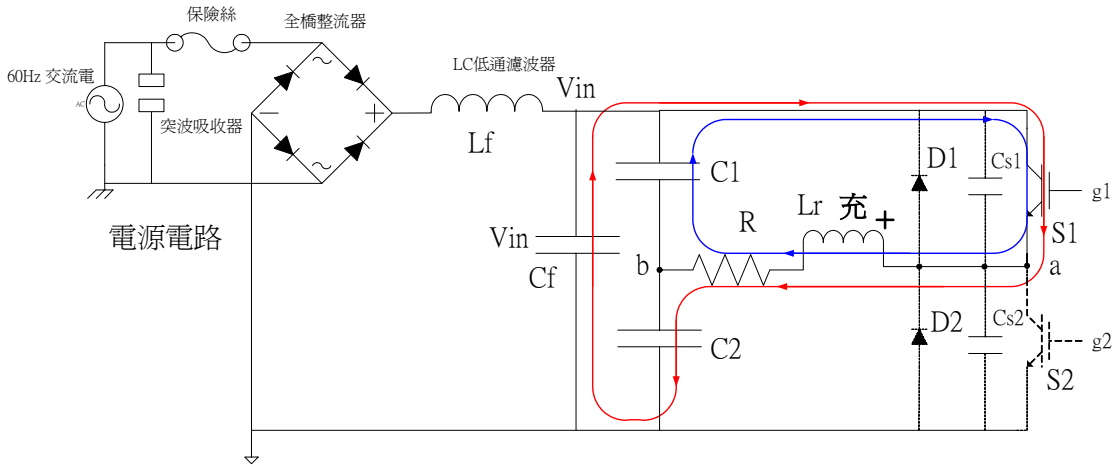


圖 5-66 (a) 切換頻率大於諧振頻率(狀態 1)

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  $V_{in}$ 。

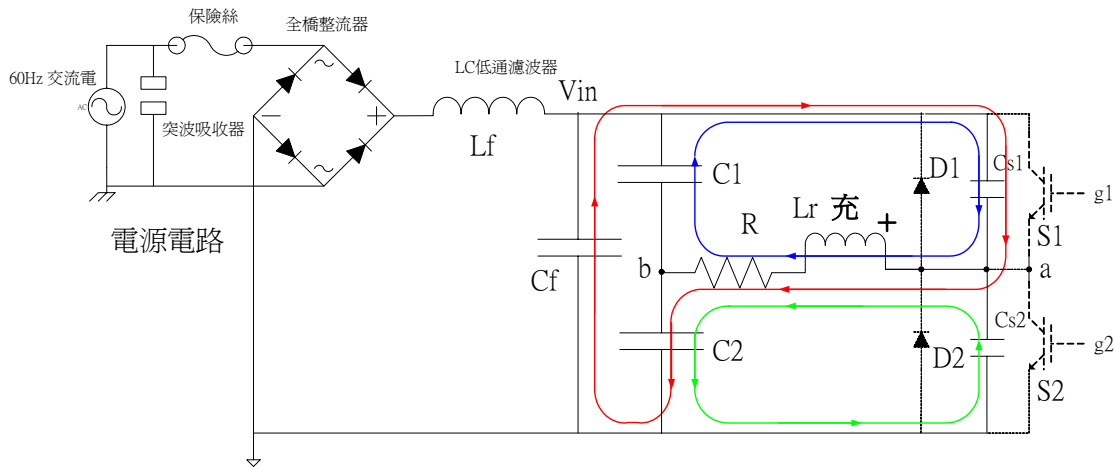


圖 5-67 (b) 切換頻率大於諧振頻率(狀態 2)

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。

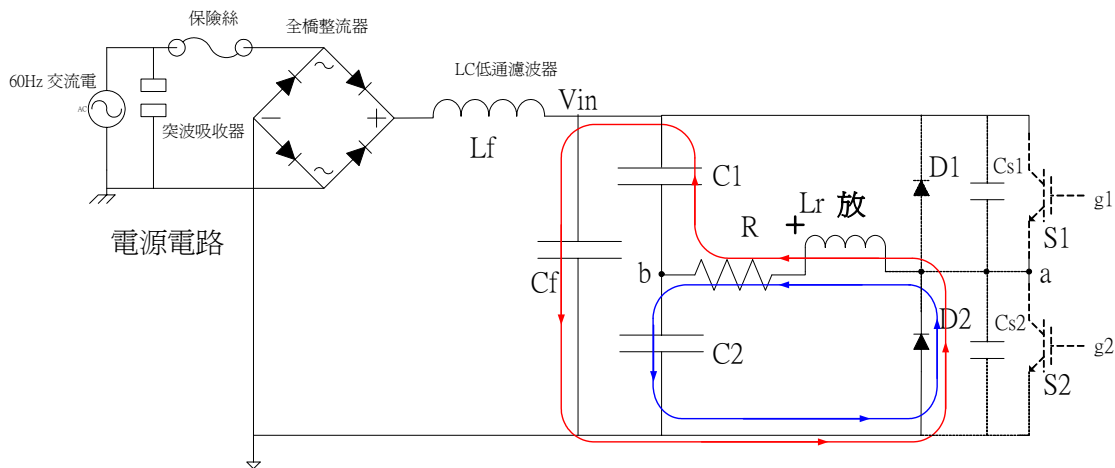


圖 5-68 (c) 切換頻率大於諧振頻率(狀態 3)

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  $\frac{V_{in}}{L_r}$  線性對電容  $C_2$  充電。



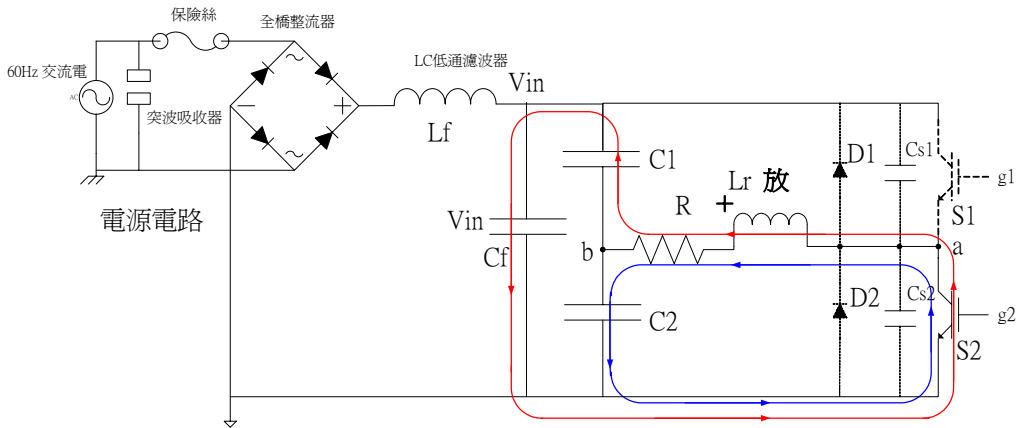


圖 5-69 (d) 切換頻率大於諧振頻率(狀態 4)

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  $V_{in}$ 。

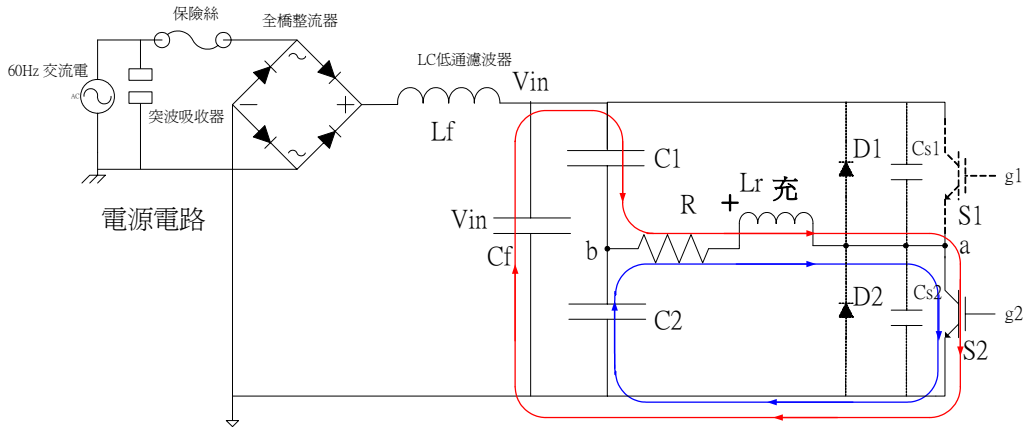


圖 5-70 (e) 切換頻率大於諧振頻率(狀態 5)

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)。

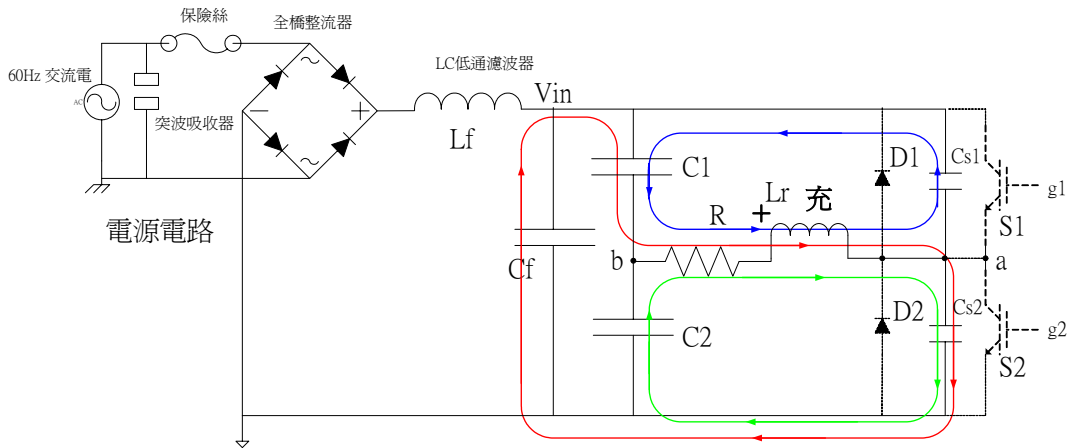


圖 5-71 (f) 切換頻率大於諧振頻率(狀態 6)

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。

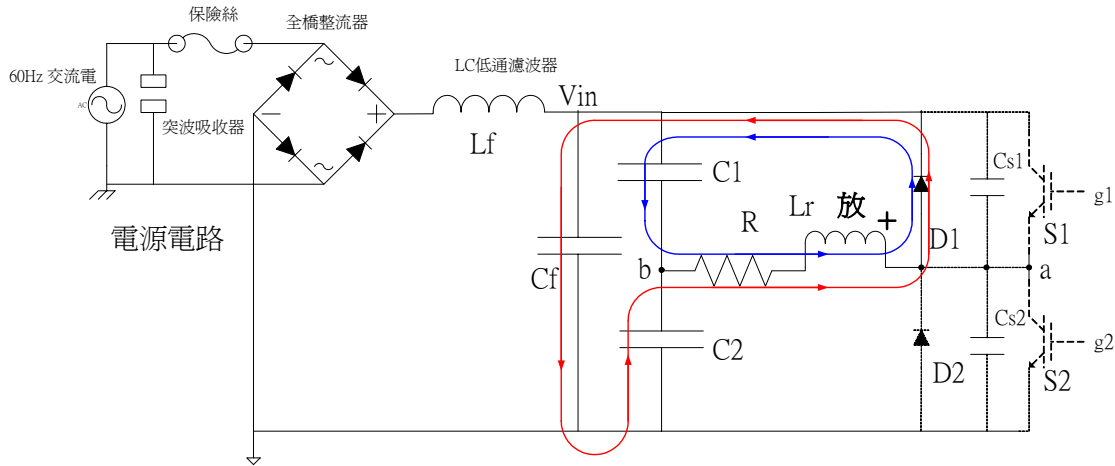


圖 5-72 (g) 切換頻率大於諧振頻率(狀態 7)

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  $V_{in}$ 。

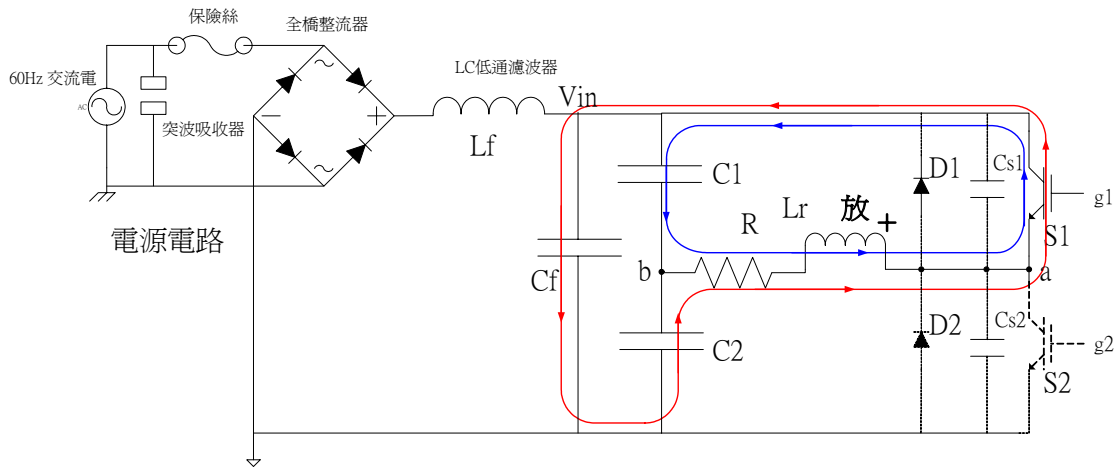
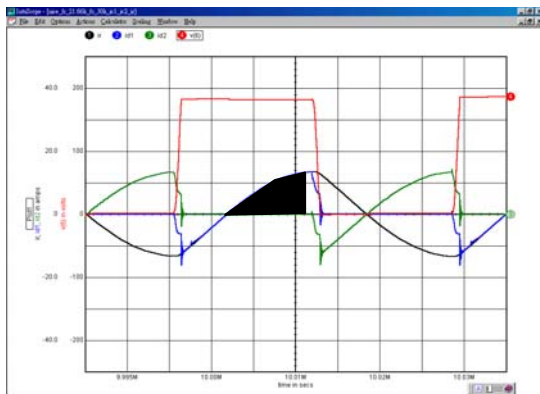


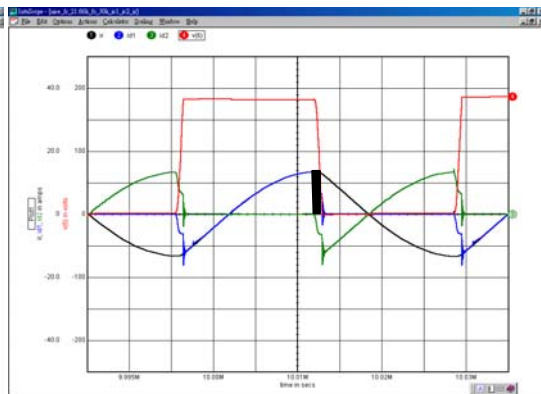
圖 5-73 (h) 切換頻率大於諧振頻率(狀態 8)

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。

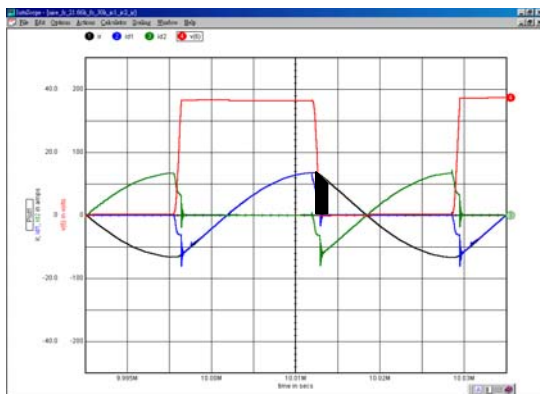
重覆狀態 1~狀態 8 動作。



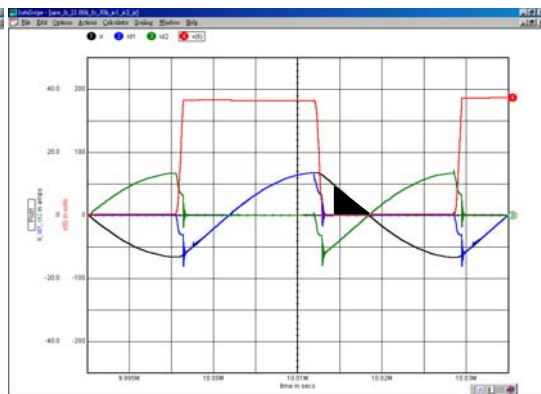
(a)  $t_0 \sim t_1$



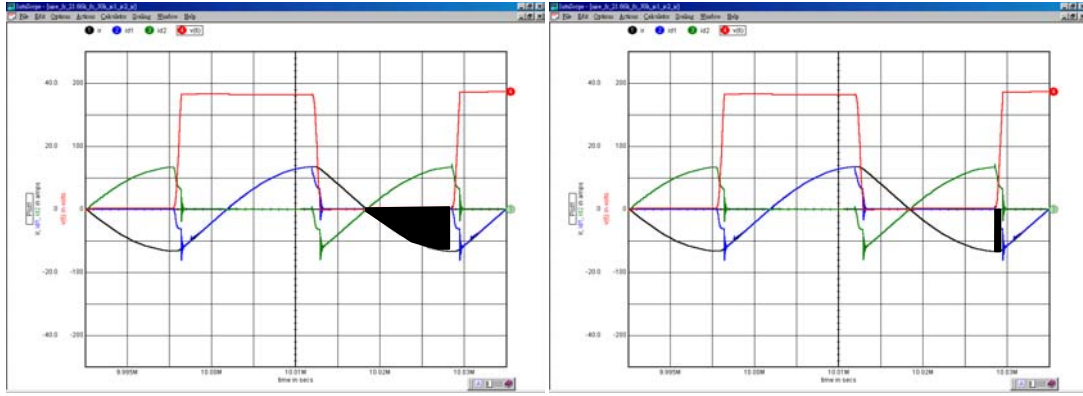
(b)  $t_1 \sim t_2$



(c)  $t_2 \sim t_3$

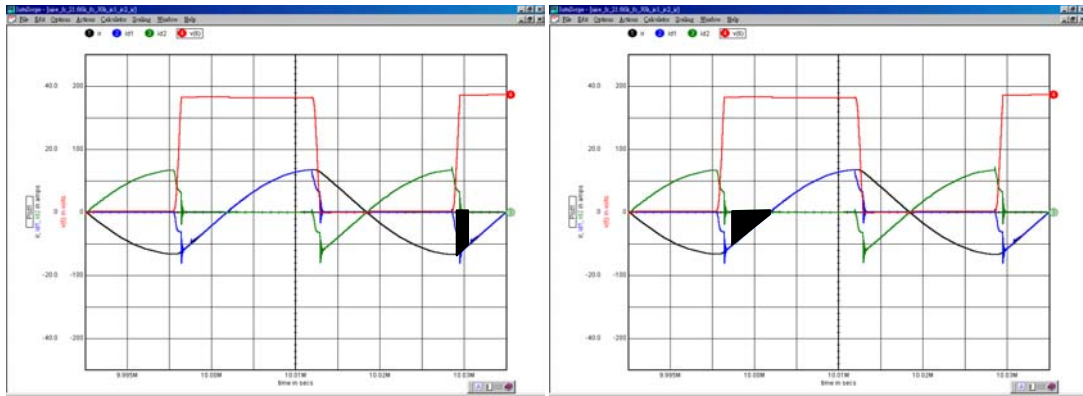


(d)  $t_3 \sim t_4$



(e)  $t_4 \sim t_5$

(f)  $t_5 \sim t_6$

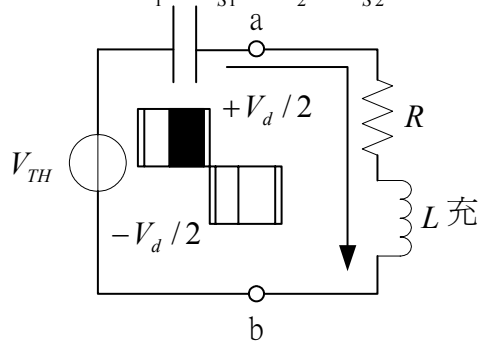


(g)  $t_6 \sim t_7$

(h)  $t_7 \sim t_8$

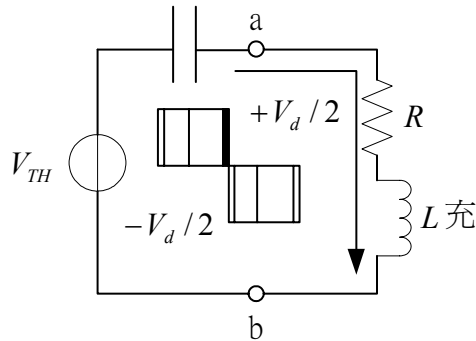
圖 5-74 電感電流能量分佈圖

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



(a)  $t_0 \sim t_1$

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



(b)  $t_1 \sim t_2$

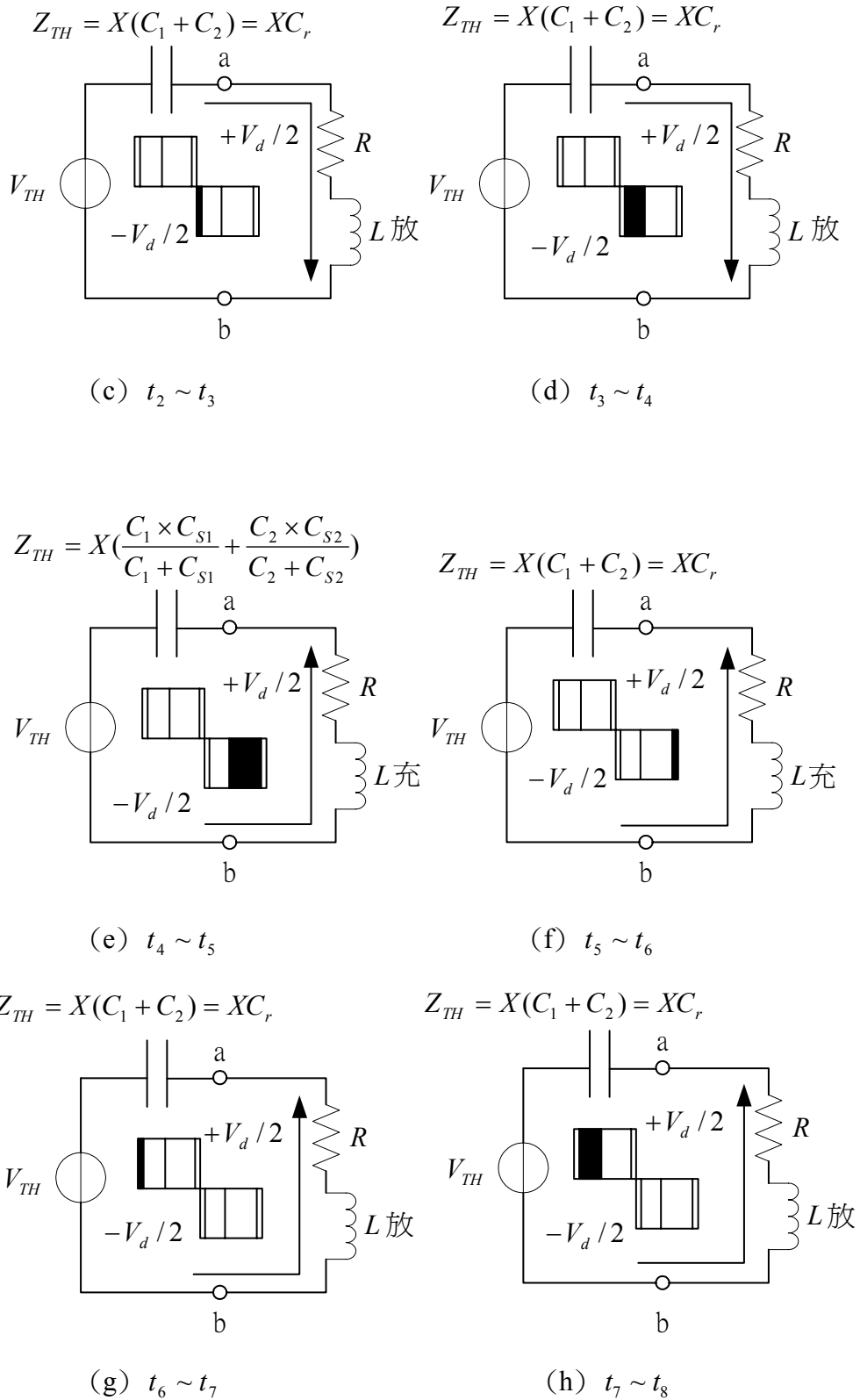


圖 5-75 負載之戴維寧等效電路