

三相感應馬達軟式切換變流器之研製

趙貴祥 王孟輝 洪東輝

國立勤益技術學院電機工程系

摘要

本文主要在研製一軟式切換減振電路共振變流器，並應用於間接式磁場導向感應馬達驅動系統，使之具有低切換應力及損失，因此可提高切換頻率以提升其切換操作性能。而所採用之減振電路軟式切換方式，只要在傳統PWM變流器之主開關元件中加入輔助共振支路，經由適當控制主開關及輔助開關的導通時間延遲即可從事主開關之零電壓轉移，成功地達成軟式切換。而延遲時間可事先適當地估算出，並不需要額外的電壓及電流感測器。文中詳細推導所提減振電路共振軟式切換變流器於各工作模式下之電壓電流主導方程式，並由之研擬出一系統化設計步驟，以設計出輔助共振支路所採之元件值，以及可使軟式切換穩健操作之主開關與輔助開關延遲觸發控制信號。所設計之軟式切換變流器，經由模擬及實測結果顯示，其因切換損失之降低而提高了變流器之轉換效率。

關鍵詞：軟式切換變流器、零電壓轉移、磁場導向感應馬達驅動系統。

一、簡介

一般供電感應馬達驅動系統之變流器切換控制大多採脈寬調變(Pulse width modulated, PWM) [1,2]。而脈寬調變技術又包括多種方式，如正弦脈寬調變(Sinusoidal PWM, SPWM)及其修正式、電流控制PWM及空間向量脈寬調變(Space vector modulated PWM, SVM PWM)等。然而這些PWM變流器均會產生諧波，造成可聽見噪音及機械振動效應。雖可提高PWM之三角載波頻率以降低此效應，但較高頻之切換將造成切換損失及切換應力的增加，同時亦將造成電磁干擾之增加。

而軟式切換可以減少切換損失，使得變流器的工作頻率可以提高，降低可聽見噪音及諧波。而且當開關元件於軟式切換時，其 dv/dt 及 di/dt 可相對減少，所以對於EMI及轉矩漣波的抑制也有幫助。近年來已開發出了許多軟式切換技術及電路架構[3-20]。而各種架構在外加元件之數量、控制技巧及輸出特性上均有所不同。其中，共振直流鏈(Resonant dc link, RDCL)變流器[3,4]只須於變流器之輸入側多加一個電感及電容，利用電感、電容共振出一高頻的電壓信號，當偵測到共振電壓通過零點時，將變流器開關作適當的切換以得到所需之輸出，則主開關可為零電壓切換。因為共振的關係，使得主開關之切換應力達2.5倍輸入直流鏈電壓。為了抑制切換應力過大的問題，[5,6]中發展出主動箝位共振直流鏈變流器，於直流鏈端加入了一箝位電容及一個輔助開關，可將主開關之切換應力減少至約1.3~1.5倍輸入直流鏈電壓，但由於變流器開關必須與振盪頻率同步，開關切換頻率受限於共振頻率，並且無法採用脈寬調變控制方式。而並聯共振直流鏈(Parallel resonant dc link, PRDCL)變流器與半共振直流鏈(Quasi resonant dc link, QRDCL)變流器之工作模式極為相似，都是在傳統變流器與直流鏈端中間加入一級共振電路，使得直流鏈電壓可以共振到零，提供主開關零電壓切換時機。在[7,8]中之PRDCL使用了四個輔助開關及共振元件，而且其中一個輔助開關有過電壓問題。[9-13]中提出一些不同電路組態以完成主開關之軟式切換，主開關之過電壓問題可獲得解決，但是其共振電感

電流的峰值仍會超過負載電流。另外在 [14, 15] 中採用空間向量切換技巧，配合作軟式切換。此種變流器必須有一個開關與直流鏈端串聯，用以阻斷直流鏈電壓，使共振電路動作，如此將增加變流器之損失，還需要使用感測元件來偵測開關電壓及電流情形，以完成軟式切換。解決共振直流鏈變流器之過電壓問題，可採用減振電路共振 (Resonant snubber) 變流器 [16-20]，此類軟式切換技巧主要係應用輔助開關以得零電壓轉移切換控制。採用之開關及共振元件雖較多、但可配合各種變流器的切換技巧，當共振支路不動作時，與變流器分開，不會影響變流器之正常動作；若變流器的開關狀態需要改變時，利用共振支路中輔助開關之動作將主開關的電壓降至零，然後再行開關之切換轉態。在 [16, 17] 中必須使用兩個大電容當作共振路徑，來完成換向。雖然 [18] 中可以不必使用大電容，即可完成換向，而且當主開關需要轉態時，才令輔助開關導通，所以輔助開關導通的時間相較整個切換週期而言要小，則輔助支路使用之元件額定值比主電路可以稍小，但其需多重轉態方可達所要之開關狀態改變，同時在共振電流作重置時需外加電壓箝位二極體以避免輔助開關之跨壓過大。故最近一些學者提出三相 D -組態減振電路共振變流器 [19, 20]，其雖可避免使用大電容及輔助開關跨壓過大之問題，但卻缺乏量化設計步驟，用以設計出輔助共振支路之元件值。

基於上述軟式切換變流器之缺點，本文提出如圖一所示之軟式切換變流器供電驅動感應馬達之架構，其由輸入濾波器，軟式切換變流器 (Soft-switching inverter)、磁場導向機構、電流控制空間向量 PWM 電路、主開關及輔助開關延遲時間電路與感應馬達及其動態負載等組成。其中軟式切換變流器所採之架構為減振電路共振變流器 [19]，並研擬出一系統化之共振支路元件量化設計步驟。

二、所提軟式切換變流器之分析與設計

(一)、電路架構

所提減振電路共振變流器之電路架構如圖二所示，其主要之結構特徵為在傳統變流器主開關相與相之間接有共振支路，每個共振支路由一個輔助開關、共振電感及減振電容所組成。因輔助開關本身有寄生電容，會在共振支路上產生 LC 振盪，故在輔助開關串接一二極體，用以避免不當之反向共振。共振電容雖可使用主開關本身之雜散電容，但實際上還是會外加電容，如此電容值適當且較為確定。

為簡化分析，首先作以下幾項假設：(1) 直流鏈電壓 V_s 不變；(2) 所有共振電感及減振電容均為理想且其值相同，即 $L_{r1} = L_{r2} = L_{r3} = L_{r4} = L_{r5} = L_{r6} = L_r$ 及 $C_{r1} = C_{r2} = C_{r3} = C_{r4} = C_{r5} = C_{r6} = C_r$ ，其中 C_r 為主開關 IGBT 之寄生電容及外加電容之和；(3) 共振電感 L_r 遠小於馬達電感，故在極短之切換週期內可視負載電流為定值。

(二)、減振電路共振變流器各個工作模態之分析

由於變流器供電落後功因之馬達負載，故主開關 turn-on 時之工作狀態可分成：(1) 導通 (ON) 狀態：開關加上了觸發信號，但尚未導流，此時之電流流經背接二極體；及 (2) 導流狀態：觸發信號還在，而且電流流經開關。首先分析為何一次需要二臂之開關改變狀態的物理意義，然後再仔細分析所採軟式切換變流器於各個模態下之操作情形及從事其主導方程式之推導。

1、一次切換只有一臂開關改變狀態之操作情形

假設原先開關 S_4 、 S_3 及 S_5 處於導流狀態，若目前偵測到之 B 相電流誤差為負，即

$I_B^* - I_B = \Delta I_B < 0$ ，則 $S3$ 必須截止，轉由 $S6$ 導通。其各個模式下之電路導通情形如圖三(a)至(e)所示，而相關波形繪於圖四。其中，設負載為平衡三相 Y 接，在最大負載下線電流之峰值為 I_o ，線電流流出負載之方向設為正，其在各模式下之操作情形配合圖三及四詳細分析如下：

(1) 模式 0 ($t_0 \sim t_1$):

剛開始假設 $S4$ 、 $S3$ 及 $S5$ 於導流狀態，電流之流通路徑如圖三(a)所示，共振電容電壓為 $v_{cr3}(t) = 0$ 、 $v_{cr6}(t) = V_s$ 。

(2) 模式 1 ($t_1 \sim t_2$):

如圖三(b)所示，設流經 $S4$ 之線電流 I_A 為最大負載下之峰值 I_o ，欲將 $S3$ 切換至 $S6$ ，則於 t_1 時將 $Sr1$ turn on，共振電感電流 i_{Lr1} 呈線性上升。因輔助開關串聯電感，所以 turn on 時為零電流切換 (Zero current switching, ZCS)。

(3) 模式 2 ($t_2 \sim t_3$):

如圖三(c)所示，當 $t = t_2$ 時共振電感電流 i_{Lr1} 充至 I_L ， I_L 為一大於負載電流 I_o 之電流值，適當之 I_L 將於下節之推導中定出。於 t_2 時將 $S3$ turn off，因主開關 $S3$ 之並聯電容 C_{r3} 原為零初態電壓，所以 turn off 時為 (Zero voltage switching, ZVS)。此時 L_{r1} 、 C_{r3} 、 C_{r6} 及 V_s 形成之共振支路進入共振模式，在此期間 C_{r3} 充電，而 C_{r6} 放電。

(4) 模式 3 ($t_3 \sim t_4$):

如圖三(d)所示，當 $v_{s6} = v_{Cr6}$ 於 t_3 放電至負電壓時， $D6$ 自然導通，進入模式 3。於 t_3 時加入 $S6$ 觸發控制信號， $S6$ 於導通狀態。因此時電流流經 $D6$ ，開關 $S6$ 兩端之電壓接近零，所以在此時以後將 $S6$ turn on 時可為 ZVS。在此模式下，共振支路兩端被 $S4$ 及 $D6$ 短路，其電流路徑為 $DR1 \rightarrow L_{r1} \rightarrow Sr1 \rightarrow S4 \rightarrow D6 \rightarrow DR1$ ，所以共振電感儲能只能消耗於短路支路上的阻抗，然而在極短之共振週期內，電流之衰減有限，仍近乎定值。

(5) 模式 4 ($t_4 \sim$):

如圖三(e)所示，由於 L_{r1} 之儲能無釋放路徑，電感電流 i_{Lr1} 維持 t_4 時之電流，但為了下個切換週期，輔助開關 $Sr1$ 仍須強行截止。

由模式 4 可知輔助開關 $Sr1$ 於 turn off 時不為 ZCS，電感電流被強行截止，將在共振支路上產生一突波電壓。如此一來，不僅無法減少損失，還必須使用耐壓較高之輔助開關。所以此種主開關之切換方式不適合於減振電路共振變流器。

2、一次切換有二臂開關狀態改變之操作情形

由前節之分析可知所採之軟式切換減振電路共振變流器於一次切換中只有一臂之開關動作，將使減振電路共振變流器之輔助開關無法於零電流時截止。因此若要使得主開關為零電壓切換而輔助開關亦具有零電流切換，則必須在一次切換過程中有兩臂以上開關變化狀態。故引入如圖五所示之非相鄰狀態空間向量 (Nonadjacent state space vector, NSSV) 的切換控制觀念 [19]。假設目前之開關狀態為 (110) (即 $S1$ 、 $S3$ 及 $S2$ 導通)，則允許下個開關狀態為 (011)、(101) 及 (001)。而其中最常見之開關變化是使一臂開關動作不變，而另二臂如同單相操作，例如原先之開關狀態為 (110)，下一個開關狀態為 (101)，則 A 臂 $S1$ 開關不變，而 B 及 C 兩臂之開關切換情形為由 $S3 \rightarrow S5$ 及 $S2 \rightarrow S6$ ，此稱為 120 度轉態。上述之 NSSV 切換控制策略的實現，可由圖一中預存適當資料之 ROM 來達成。利用電流誤差向量及上個開關狀態讀取 ROM 中預先建立之

NSSV資料，得到下一個所欲之開關狀態，再經過延遲電路即可得到主開關及輔助開關之控制信號。

假設原先開關S4、S3及S5於導流狀態，其開關向量為(011)；電流誤差向量亦為(011)，即此時 $DI_A < 0$ ， $DI_B > 0$ 及 $DI_C > 0$ 。若此時B相電流誤差為負，電流誤差向量變成(001)，下個開關狀態應為(101)，即S1、S6及S5導通，A及B臂之開關準備轉態。各個模式之電路導通情形如圖六(a)至(e)所示。在下面分析中，為了確保於各種負載情況下軟式切換能順利進行，假設導流中之開關所流過之電流為最大負載下之最大值。配合圖七所繪之相關波形，各工作模式主導方程式之推導詳細分析如下：

(1) 模式0 ($t_0 \sim t_1$):

假設剛開始S4、S3及S5處於導流狀態，電流之流通路徑如圖六(a)所示，共振電容電壓為 $v_{cr4}(t) = v_{cr3}(t) = 0$ 、 $v_{cr1}(t) = v_{cr6}(t) = V_s$ 。

(2) 模式1 ($t_1 \sim t_2$):

如圖六(b)所示，欲將S3切換至S1及S4切換至S6前，先於 t_1 時將SR1 turn on，因輔助開關串聯電感，所以turn on時為ZCS，此時共振電感 L_{r1} 兩端電壓為 V_s ，共振電感電流 i_{Lr1} 呈線性上升，其可由下式表示：

$$i_{Lr1} = \frac{V_s}{L_r}(t - t_1), t_1 < t < t_2 \quad (1)$$

令SR1於模式1的導通時間為 $t_d = t_2 - t_1$ ，則在 t_d 時間內電感電流的變化量為：

$$I_L = \frac{V_s}{L_r} t_d \quad (2)$$

(3) 模式2 ($t_2 \sim t_3$):

當 $t = t_2$ 時共振電感電流 i_{Lr1} 充至 I_L ， I_L 為一大於負載電流 I_o 之電流值，適當之 I_L 將於隨後之推導中定出。此時將S3及S4 turn off，電路導通情形如圖六(c)所示，因主開關S3及S4之並聯電容 C_{r3} 及 C_{r4} 原為零初態電壓，所以S3及S4於turn off時為ZVS。 L_{r1} 、 C_{r1} 、 C_{r4} 、 C_{r3} 及 C_{r6} 形成之共振支路進入自然共振模式，在此時期內 C_{r4} 及 C_{r3} 充電，而 C_{r1} 及 C_{r6} 放電。其電路主導方程式為：

$$\begin{cases} -C_r \frac{dv_{cr1}}{dt} + C_r \frac{dv_{cr4}}{dt} = I_A + i_{Lr1} \\ -C_r \frac{dv_{cr3}}{dt} + C_r \frac{dv_{cr6}}{dt} = -I_B - i_{Lr1} \\ L_r \frac{di_{Lr1}}{dt} = v_{cr6} - v_{cr4} \\ v_{cr1} + v_{cr4} = V_s, v_{cr3} + v_{cr6} = V_s \\ v_{cr1}(t_2) = V_s, v_{cr4}(t_2) = 0, v_{cr3}(t_2) = 0, v_{cr6}(t_2) = V_s, i_{Lr1}(t_2) = I_L \end{cases} \quad (3)$$

由(3)式可解得 $v_{cr1}(t)$ 、 $v_{cr6}(t)$ 及 $i_{Lr1}(t)$ ，又S1及S6之開關電壓分別為 $v_{S1}(t) = v_{cr1}(t)$ 及 $v_{S6}(t) = v_{cr6}(t)$ 故可得：

$$v_{S1}(t) = \frac{V_s}{2} + \frac{V_s}{2} \cos \omega_r t' - \frac{I_L}{2} Z_o \sin \omega_r t' + \frac{(I_B - I_A)}{4C_r} t' - \frac{(I_A + I_B)}{4} Z_o \sin \omega_r t' \quad (4)$$

$$v_{S6}(t) = \frac{V_s}{2} + \frac{V_s}{2} \cos \omega_r t' - \frac{I_L}{2} Z_o \sin \omega_r t' + \frac{(I_A - I_B)}{4C_r} t' - \frac{(I_A + I_B)}{4} Z_o \sin \omega_r t' \quad (5)$$

$$i_{Lr1}(t) = \frac{V_s}{Z_o} \sin \omega_r t' + I_L \cos \omega_r t' - \frac{(I_A + I_B)}{2} + \frac{(I_A + I_B)}{2} \cos \omega_r t' \quad (6)$$

其中

$$\omega_r = \sqrt{1/L_r C_r}, t' \stackrel{\Delta}{=} t - t_2, Z_o = \sqrt{L_r / C_r} \quad (7)$$

最差情況是 I_A 假設為最大負載電流 I_o , $I_B = -I_o/2$ 。則(4)及(5)式可改寫成：

$$v_{S1}(t) = \frac{V_s}{2} + \frac{V_s}{2} \cos \omega_r t' - \frac{I_L}{2} Z_o \sin \omega_r t' - \frac{3I_o}{8C_r} t' - \frac{I_o}{8} Z_o \sin \omega_r t' \quad (8)$$

$$v_{S6}(t) = \frac{V_s}{2} + \frac{V_s}{2} \cos \omega_r t' - \frac{I_L}{2} Z_o \sin \omega_r t' + \frac{3I_o}{8C_r} t' - \frac{I_o}{8} Z_o \sin \omega_r t' \quad (9)$$

當開關電壓 $v_{S1}(t)$ 及 $v_{S6}(t)$ 降至零時，可導通S1及S6。但是我們可以發現(8)及(9)式中有一項不同，即 $-3I_o t' / 8C_r$ 及 $3I_o t' / 8C_r$ 。在此我們必須選其中為正的那項來設計，因為當正的那項降到零時，負的那項則早已為零，如此可確保S1及S6均為ZVS。故於圖七中僅繪出 $v_{S6}(t)$ ，由圖七中可看出若 $v_{S6}(t)$ 可於 t_3 降至0，則 $v_{S1}(t)$ 在 t_3 之前即降至0。

由(8)及(9)式中令 $v_{S6}(t)$ 及第一次通過零點的時間為 $\pi / (2\omega_r) = T_r / 4 = t_r^D$ ，即自然共振週期的 $1/4$, ($T_r = 2\pi / \omega_r$)。所以 $t' \stackrel{D}{=} t - t_2 = T_r / 4$ 時 $v_{S6}(t) = 0$ ，代入(9)式，可得

$$\frac{V_s}{2} - \frac{I_L}{2} Z_o + \frac{3I_o}{8C_r} \frac{T_r}{4} - \frac{I_o}{8} Z_o = 0 \quad (10)$$

$$\frac{V_s}{2} - \frac{I_L}{2} Z_o + 0.464 I_o Z_o = 0 \quad (11)$$

由(11)式可解得：

$$I_L = \frac{V_s}{Z_o} + 0.928 I_o \quad (12)$$

如S1及S6之觸發信號正巧於 $v_{C_{r6}}(t)$ 放電至0時加入，則 $t_3 = t_2 + t_r$ 。將 $t' \stackrel{D}{=} t_3 - t_2 = T_r / 4$ 代入(6)式可得

$$i_{Lr1}(t_3) = \frac{V_s}{Z_o} - \frac{(I_A + I_B)}{2} \quad (13)$$

最差情況是 I_A 假設為最大負載電流 I_o , $I_B = -I_o/2$ ，故上式可解得

$$i_{Lr1}(t_3) = \frac{V_s}{Z_o} - 0.25 I_o \quad (14)$$

(4) 模式3 ($t_3 \sim t_4$) :

如圖六(d)所示，當 C_{r1} 及 C_{r6} 放電經0至負電壓時，D1及D6自然導通進入模式3。於 t_3 時加

入S1及S6觸發控制信號，S1及S6於導通狀態。因此時與S1及S6並接之二極體D1及D6已先行令其導通，故此刻之後S1及S6如進入導流狀態即可為turn on時係ZVS。而在設計時，係以 $I_L > I_o$ ，且 I_o 選為最大負載下之電流最大值，計算 $v_{C_{r1}}$ 及 $v_{C_{r6}}$ 放電至0之時刻 t_3 ，以決定S1及S6之延遲觸發信號加入時刻，則在其他任何負載情況下，S1及S6導通前 $v_{C_{r1}}$ 及 $v_{C_{r6}}$ 均能在 t_3 前放電至負電壓，D1及D6均能確保先行導流而箝制 v_{S1} 及 v_{S6} 之電位於0。在此模式下， L_{r1} 跨以負電源電壓 V_s ，所以共振電感電流 $i_{L_{r1}}$ 呈線性下降，可由下式表示：

$$i_{L_{r1}}(t) = i_{L_{r1}}(t_3) - \frac{V_s}{L_r}(t - t_3), t_3 < t < t_4 \quad (15)$$

若 $i_{L_{r1}}(t_3)$ 經過 t'_d 後降至0，且由(12)及(14)式可知 $i_{L_{r1}}(t_3) < I_L$ ，所以 $t'_d < t_d$ 。為方便設計，在此假設 $t_4 - t_3 = t'_d = t_d$ 。

(5) 模式4 ($t_4 \sim$):

當共振電感電流 $i_{L_{r1}}$ 降至負電流時，串接之二極體DR1將其截止，此時可將SR1 turn off，所以輔助開關turn off時可為ZCS，因S1及S6之導通，所以與S4及S3之並聯電容 C_{r4} 及 C_{r3} 充電至 V_s 。如此即完成一次切換的動作。其電路導通情形如圖六(e)所示。圖七中所示之弦波為將 t_r 內之部分共振弦波延長為一整週，以方便共振電路元件之分析及設計。

三、共振電路元件值及開關延遲時間之設計

(一)、設計步驟

根據在一次切換有二臂開關狀態改變之操作情形中所推得各個模式之電壓及電流方程式，可擬出量化設計步驟如下：

- (1) 訂定負載電流 I_o ：為確保所提軟式切換之正常操作， I_o 應選擇最大負載下之最大值。
- (2) 決定外加電容 C_{ext} ：因共振電容 C_r 為開關本身之雜散電容 C_{stray} 及外加電容 C_{ext} 之和，即 $C_r = C_{stray} + C_{ext}$ ， C_{stray} 可由儀器量得，決定 C_r 後，可定出 C_{ext} 。
- (3) 計算共振電感值 L_r 及決定共振時間 t_r ：輔助開關之導通時間($t_d + t_r + t'_d$)通常可定為切換週期 T_s 的5%~10%，由圖七可知輔助開關導通時間小於共振週期 T_r ，所以於此令共振週期 T_r 為切換週期 T_s 的10%，而共振時間 $t_r = T_r/4 = \pi/(2\omega_r)$ ，故共振電感值 L_r 可由(7)式求得。
- (4) 計算 I_L ：由(12)式可求得 I_L 值。
- (5) 計算 t_d 及決定 t'_d ： t_d 可由(2)式求得，且令 $t'_d = t_d$ 。

(二)、設計例

若所採用之三相感應馬達負載規格為800W，120V，5.4A，2000 rpm，則額定負載之峰值電流 $I_o = 5.4\sqrt{2} = 7.64\text{A}$ 。令輸入直流鏈電壓 $V_s = 160\text{V}$ ，切換頻率 f_s 為24kHz，由(2)、(7)及(12)式中，可得共振電路之元件值及開關延遲時間：

- (1) 額定負載之峰值電流 $I_o = 7.64\text{A}$ 。
- (2) 令共振電容 $C_r = 27\text{nF}$ ，開關CM100DY-12H之 C_{stray} 由HP4194A阻抗/增益相位分析儀量得其在工作頻率50kHz以內之電容值約為7nF，所以外加電容為20nF。

(3) 因切換頻率 f_s 為 24kHz，則切換週期 T_s 為 $41.67 \mu s$ ，所以令共振週期 T_r 為 $4.167 \mu s$ ，又由 $t_r = T_r / 4 = 1.04 \mu s$ 及(7)式可求得 $L_r = 15 \mu H$ 。

(4) 由(12)式可得 $I_L = 13.88A$ 。

(5) 由(2)式可得 $t_d = (15/160) \times 13.88 = 1.3 \mu s$ 。而 $t'_d = t_d = 1.3 \mu s$ ，則共振開關導通時間 $= t_d + t_r + t'_d = 3.64 \mu s$ 。

因切換週期 T_s 為 $41.67 \mu s$ ，則輔助開關導通時間佔切換週期的比例為 8.74%，在允許範圍 5%~10% 之內。

所提軟式切換變流器之輔助開關其導通之責任週期很短，故可選用電流額定遠小於主開關之 MOSFET，以下簡述輔助開關之額定選擇。在(6)式中代入 $I_L = 13.88A$ ，令模式 2 中之共振電感電流 $i_{Lr1}(t)$ 對 t 微分的結果為零，可求得共振電流之最大值 $I_{Lr1,max}$ (亦為輔助開關流經電流之最大值) 約為 15.27A。而開關之工作電壓為 160V。一般開關之電流額定，脈衝電流約為額定開關電流 I_{rated} 的 4 倍，若要開關正常工作，首先電壓額定必須大於工作電壓，最大工作電流不能大於脈衝電流，而且開關接面溫度 T_j 不得大於 150。由上面之設計可得 $I_{rated} = 7.64A$ 、 $I_{Lr1,max} = 15.27A$ 及責任週期 $D = 8.74\%$ 。由 MOSFET 開關 IRF840 之特性曲線，確定 $I_{Lr1,max}$ 小於脈衝電流，接著考慮接面溫度 T_j ，當開關電流 $I_{Lr1,max} = 15.27A$ ，查得開關 IRF840 之 $R_{DS(on)} = 2.16 W$ 及其最大接面溫度 T_j 為 150。則單一脈衝功率 P_{DM} 為：

$$P_{DM} = I_{Lr1,max}^2 \times R_{DS(on)} = 15.27^2 \times 2.16 = 504 (W)$$

當 $D = 10\%$ ，脈衝寬度少於 $10 \mu s$ 時，由 MOSFET 開關 IRF840 之特性曲線查得其 $R_{thJ-C} = 0.1 /W$ 。則接面溫度 T_j 至外殼溫度 T_C 的溫差可由下式表示：

$$T_j - T_C = P_{DM} \times R_{thJ-C} = 504 \times 0.1 = 50.4$$

若外殼溫度 T_C 設為 40，則

$$T_j = 50.4 + 40 = 90.4$$

經過上面之分析，可知用於輔助開關之 MOSFET，其電壓額定須大於工作電壓、脈衝電流須大於 $I_{Lr1,max}$ 及接面溫度 T_j 須小於 150 即可符合所求。因 IRF840 之電壓額定為 500V、額定電流為 8A，則單一脈衝功率 P_{DM} 最大為 1100W，由使用手冊可得其脈衝電流 $I_{D,max}$ 為 19A，所以選用輔助開關為 IRF840。

四、所提開關觸發控制信號產生機構

圖八為所提之觸發控制信號產生機構，其操作原理簡述如下：

- (1) 當 S4 及 S3 欲切換至 S1 及 S6 時，先讓 SR1 導通且 S4 及 S3 需延遲 t_d 時間再截止。
- (2) 當 S4 及 S3 截止後，經過 t_r 時間，才將 S1 及 S6 導通。
- (3) 輔助開關 SR1 導通的時間為 $t_d + t_r + t'_d$ 。

五、所提軟式切換變流器之模擬與實作

前面已介紹了軟式切換變流器之工作原理、各工作模式下之電路主導方程式，並且研擬了一量化設計步驟，設計出共振電路之元件值及開關元件之觸發控制延遲時間，以確保軟式切換

於各負載情況下之正確工作。本節將從事所設計軟式切換變流器之模擬及實作。

(一)、模擬結果

在實際製作所設計變流器之前，先以EMTP軟體模擬確認所設計軟式切換之正確性。若在負載電流之峰值 $I_o=7.64\text{A}$ (最大負載)及 $I_o=5.4\text{A}$ ，切換頻率 $f_s=24\text{kHz}$ 下，圖九為一次切換二臂開關狀態變化時所得之模擬波形，由圖中可知主開關 S_6 端電壓先降為零，再加入 S_6 之觸發控制信號，故 S_6 如預期地完成零電壓切換，而輔助開關 S_{R1} 可達零電流切換。同時因開關的延遲時間固定，只要負載電流 I_o 為最大負載下之電流最大值時能夠使開關於零電壓切換，則當負載電流小於最大負載下之電流最大值時亦能達到零電壓切換。如圖九(b)所示為負載電流較小時所得之模擬波形，可看出開關電壓可於比較短時間內降至零。

(二)、實作結果

本文所設計之減振電路共振軟式切換變流器應用於間接式磁場導向感應馬達驅動系統，以測試其操作性能。圖十為變流器工作於有無加入軟式切換時實測之主開關電壓波形，圖(a)為未加軟式切換，其觸發信號加入時，主開關電壓延遲了一段時間才降至零；圖(b)為加入軟式切換，可看出觸發信號加入前，主開關電壓已經降至零。圖十一(a)及(b)為有無加入軟式切換時之負載電流，由圖中明顯看出在加入軟式切換後，電流波形上之一些高頻突波已被抑制許多，因此EMI也會隨之降低。

圖十二(a)及(b)分別為切換頻率在 16kHz 及 24kHz 下變流器在不同負載時硬式切換及軟式切換之效率比較，由圖中可知負載輕載時，切換損失佔輸入功率的比例較大，所以效率改善較明顯；而在重載時，切換損失所佔之比例降低，所以兩者效率之差距稍微減小。另由圖中亦可看出，若切換頻率高，則切換損失大，效率改善效果較顯著。相對的，輔助開關之導通損失也增加，所以整體效率稍微下降。

若圖一所示之電流控制PWM機構中之控制器採PI組態，比例及積分增益分別為 $k_p=100$ ， $k_i=500$ ，而速度控制器亦採PI組態，其比例及積分增益分別為 $k'_p=10$ ， $k'_i=5$ 。當耦接馬達之發電機負載電阻 $R_L=78.6\ \Omega$ ，此時馬達負載約為 $1/20$ 載，令轉速從 500rpm 至 1000rpm ，加入軟式切換所得之電流追蹤情形如圖十三所示。由圖中之波形可看出加入軟式切換後，電流追蹤控制性能並未受影響。

六、結論

本文詳細介紹了所採減振電路共振變流器於各工作模式下之工作原理及推導相關之主導方程式，然後據以歸納出主開關及輔助開關之延遲時間及共振元件值之設計步驟。所提軟式共振變流器之主要優點為，只要適當控制主開關及輔助開關的導通時間延遲即可完成軟式切換，而延遲時間可事先適當地估算出，並不需電壓及電流感測器。

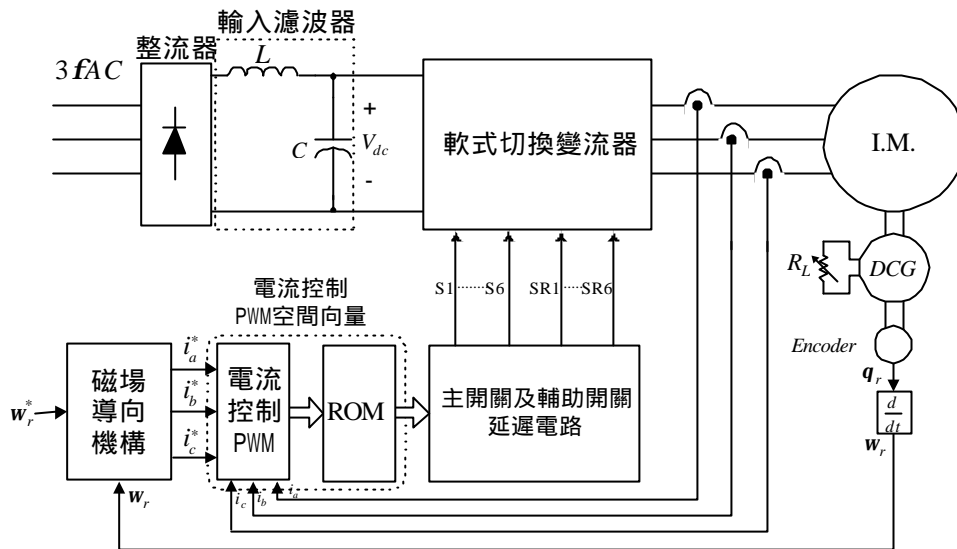
在模擬驗證所設計軟式切換機構之正確性後，即從事電路之實作，並應用於間接式磁場導向感應馬達驅動系統。實測結果顯示主開關可於零電壓及輔助開關可於零電流時切換，且進一步驗證所提軟式切換變流器供電馬達驅動系統亦具有良好之電流追蹤動態響應特性。在效率改善方面，重載時軟式切換比硬式切換效率約高出3%；而在輕載時，則達10%。

七、參考文獻

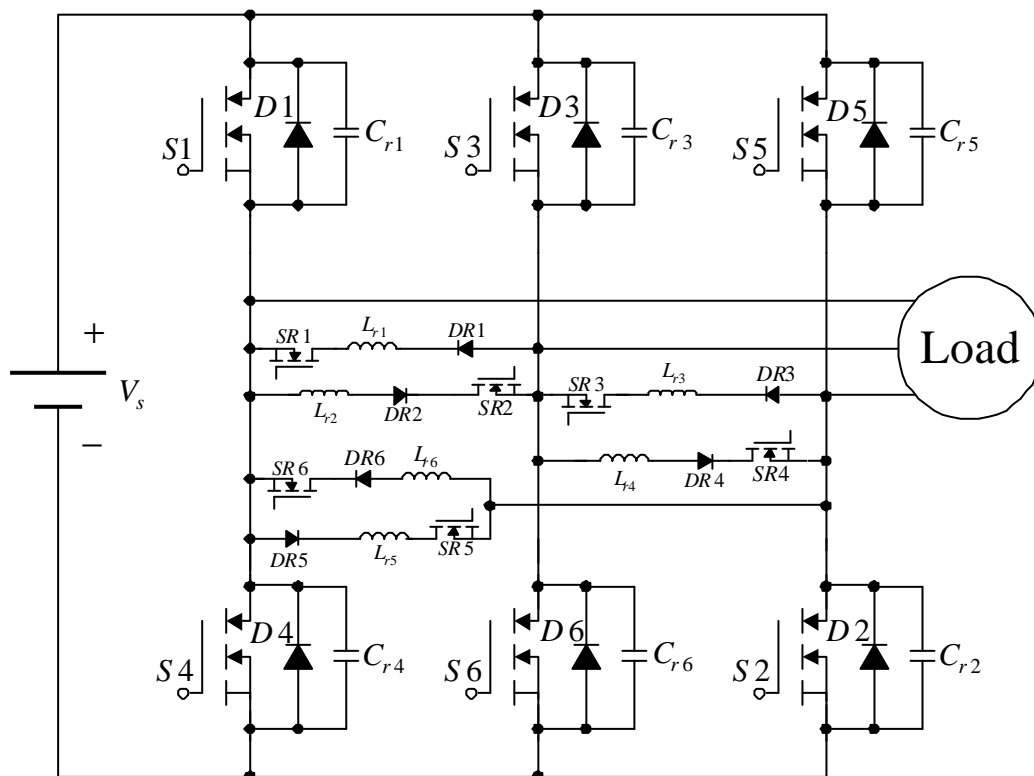
- [1] N. Mohan, T. M. Undeland and W. P. Robbins, (1989), "Power electronics: Converter, application and design," John Wiley & Sons.
- [2] Muhammad Harunur Rashid, (1995), "Power electronics: circuits, devices, and applications," Prentice-Hall.
- [3] D. M. Divan, (1986), "The resonant DC link converter--A new concept in static power conversion," in Conf. Rec. IEEE-IAS Ann. Mtg., pp.648-656.
- [4] R. D. Lorenz and D. M. Divan, (1987), "Dynamic analysis & experimental evaluation of delta modulators for field oriented AC machine current regulators," in Conf. Rec. IEEE-IAS Ann. Mtg., pp.196-201.
- [5] D. M. Divan and G. Skibinski, (1987), "Zero switching loss inverters for high power applications," in Conf. Rec. IEEE-IAS Ann. Mtg., pp.627-634.
- [6] R. W. DeDoncker and G. Venkataramanan, (1990), "A new single phase AC to DC zero voltage soft switching converter," in Rec., IEEE PESC, pp.206-211.
- [7] J. He and N. Mohan, (1989), "Parallel resonant DC link circuit---A novel zero switching loss topology with minimum voltage stresses," in Rec., IEEE PESC, pp.1006-1012.
- [8] J. He, N. Mohan and B. Wold, (1990), "Zero-voltage-switching PWM inverter for high-frequency DC-AC power conversion," in Conf. Rec. IEEE-IAS Ann. Mtg., pp.1215-1221.
- [9] J. G. Cho, H. S. Kim and G. H. Cho, (1991), "Novel soft switching PWM converter using a new parallel resonant DC-link," in Rec., IEEE PESC, pp.241-247.
- [10] R. W. DeDoncker and J. P. Lyons, (1991), "The auxiliary quasi-resonant DC link inverter," in Rec., IEEE PESC, pp.248-253.
- [11] J. W. Choi and S. K. Sul, (1995), "Resonant link bidirectional power converter : part I-resonant circuit," IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 10, No. 4, pp.479-484.
- [12] L. Malesani, P. Tenti, P. Tomasin and V. Toigo, (1996), "High efficiency quasi-resonant DC link three-phase power inverter for full-range PWM," IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 31, No. 1, pp.141-148.
- [13] S. Y. R. Hui, E. S. Gogani and J. Zhang, (1996), "Analysis of a quasi-resonant circuit for soft-switched inverters," IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 11, No. 1, pp.106-114.
- [14] Y. C. Jung, H. L. Liu, G. C. Cho and G. H. Cho, (1996), "Soft switching space vector PWM inverter using a new quasi-parallel resonant DC link," IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 11, No. 3, pp.503-511.
- [15] L. Malesani, P. Tomasin and V. Toigo, (1996), "Space vector control and current harmonics in quasi-resonant soft-switching PWM conversion," IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 32, No. 2, pp.269-277.
- [16] W. McMurray, (1993), "Resonant snubbers with auxiliary switches," IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 29, No. 2, pp.355-361.
- [17] R. W. DeDoncker and J. P. Lyons, (1990), "The auxiliary resonant commutated pole converter," in Conf. Rec. IEEE-IAS Ann. Mtg., pp.1228-1235.
- [18] V. Vlatković, Dušan Borojević and Fred C. Lee, (1993), "A new zero-voltage transition, three-phase PWM rectifier/inverter circuit," in Rec., IEEE PESC, pp.868-873.
- [19] J. S. Lai, R. W. Young, Sr., G. W. Ott, Jr., J. W. McKeever and F. Z. Peng, (1996), "A delta-

configured auxiliary resonant snubber inverter," IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 32, No. 3, pp.518-524.

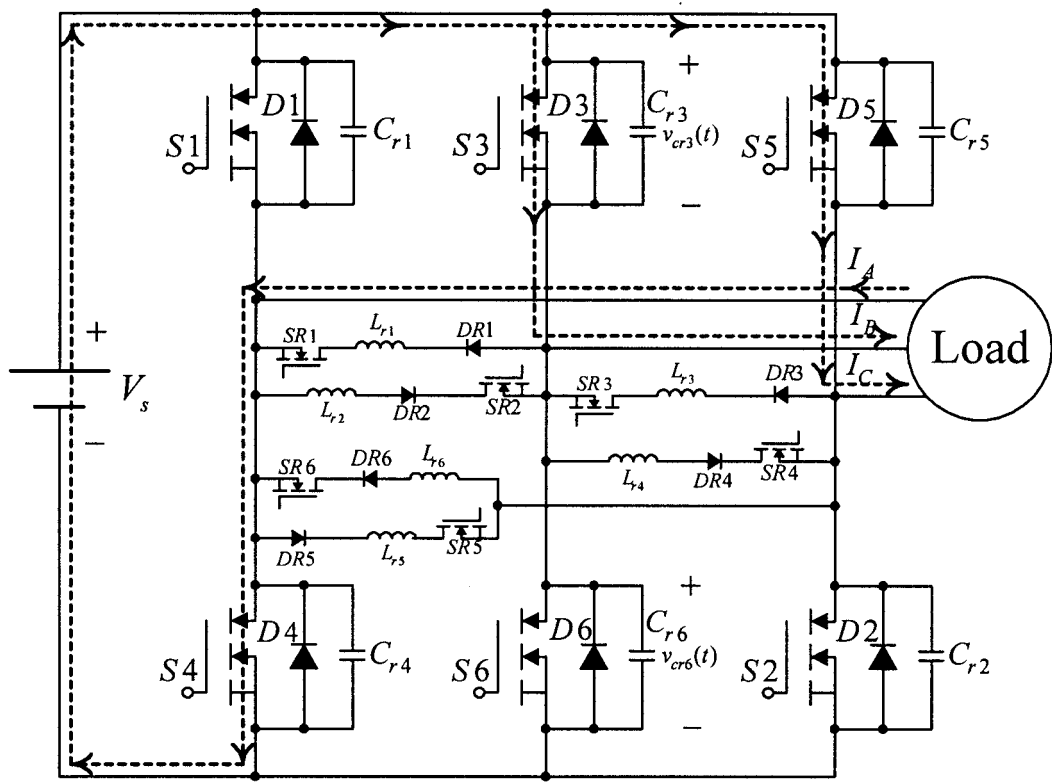
- [20] J. S. Lai, (1997), "Resonant snubber-based soft-switching inverters for electric propulsion drives," IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 44, No. 1, pp.71-80.



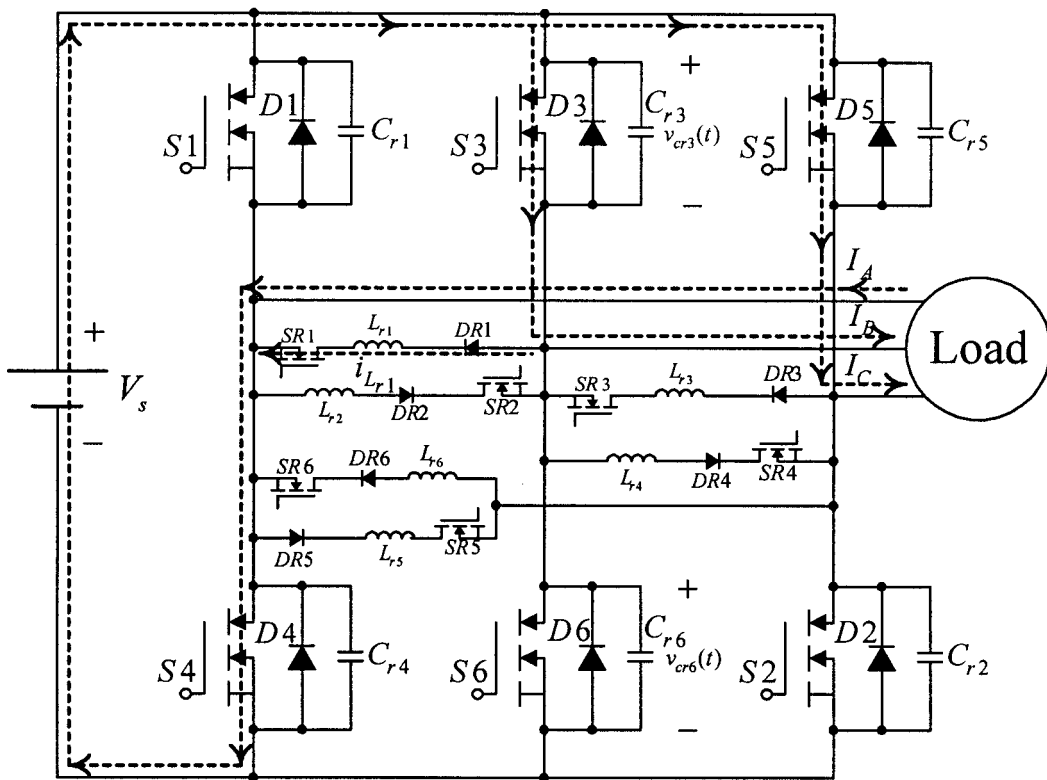
圖一 所提軟式切換變流器供電驅動感應馬達之架構。



圖二 所提之減振電路共振變流器之電路架構。

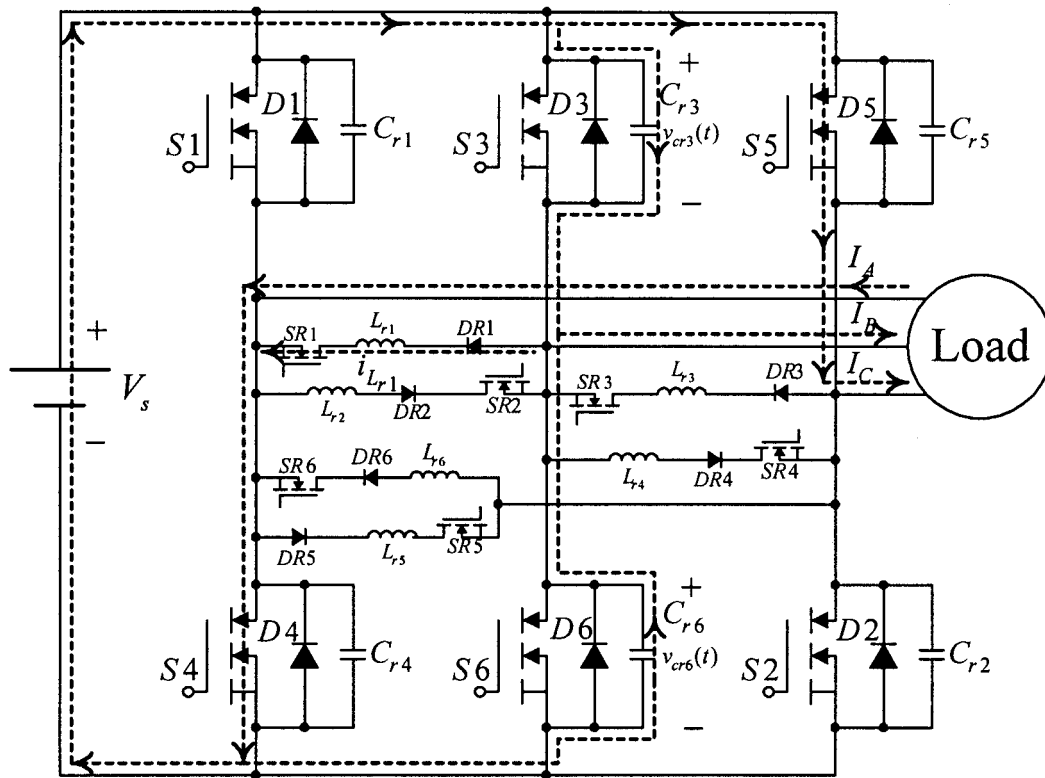


(a) 模式0 ($t_0 \sim t_1$)

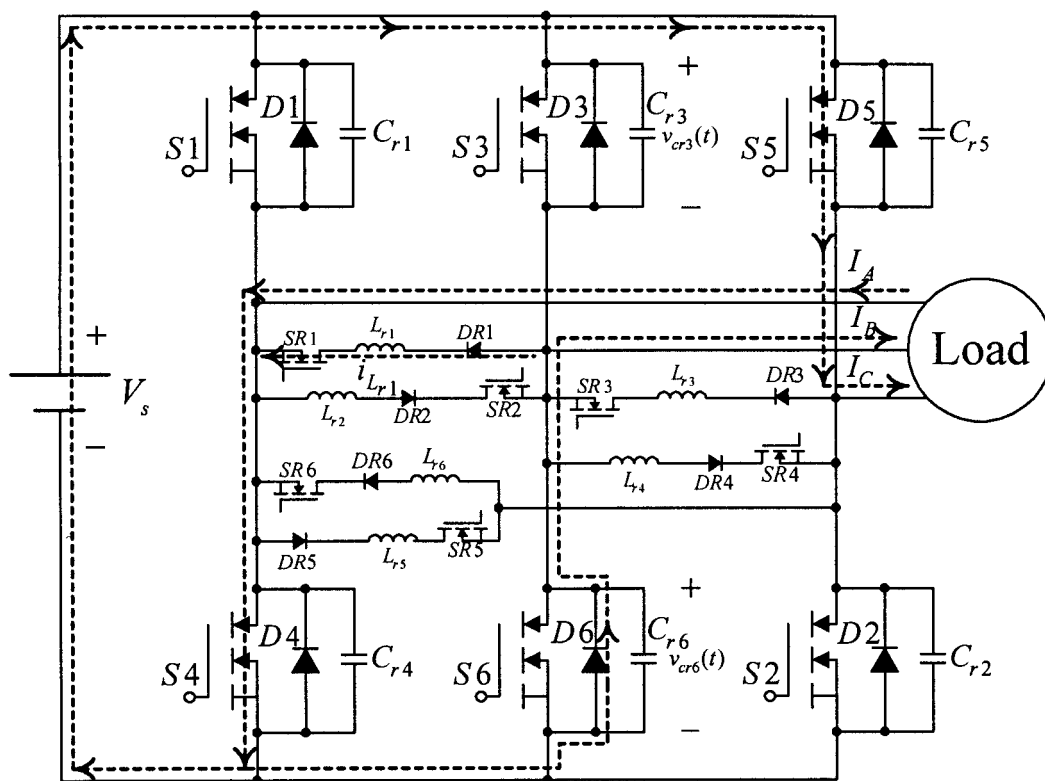


(b) 模式1 ($t_1 \sim t_2$)

圖三 減振電路共振變流器一次切換只有一臂開關變化時，各個模式下之操作情形。

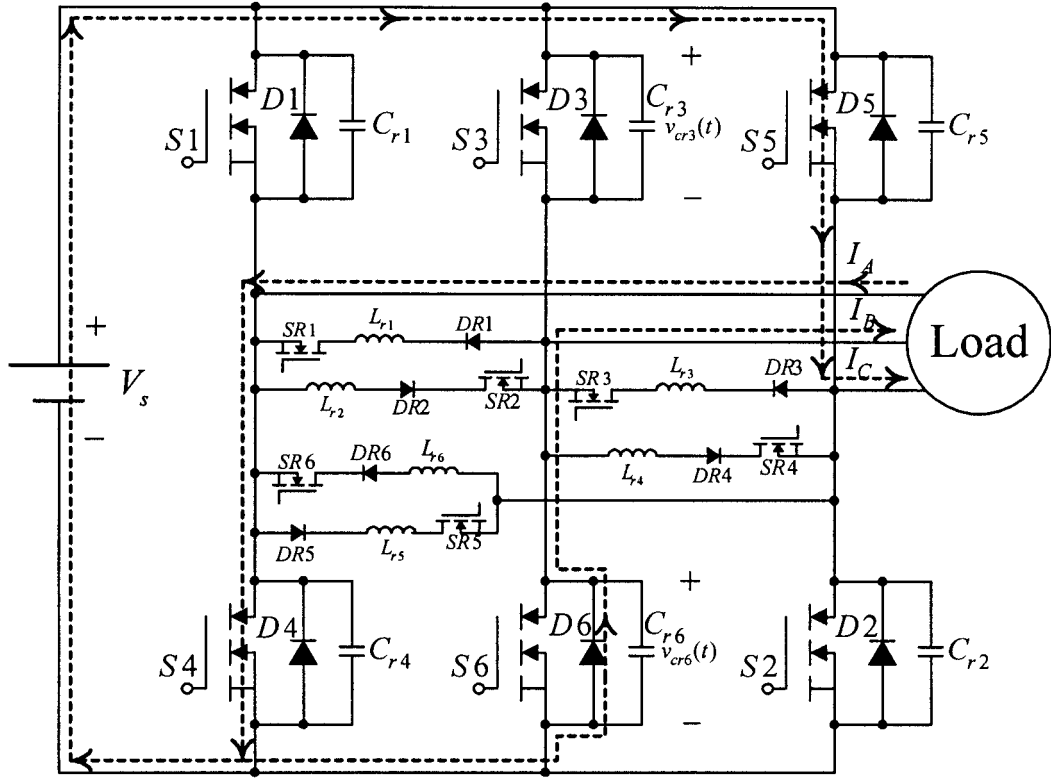


(c) 模式2 ($t_2 \sim t_3$)



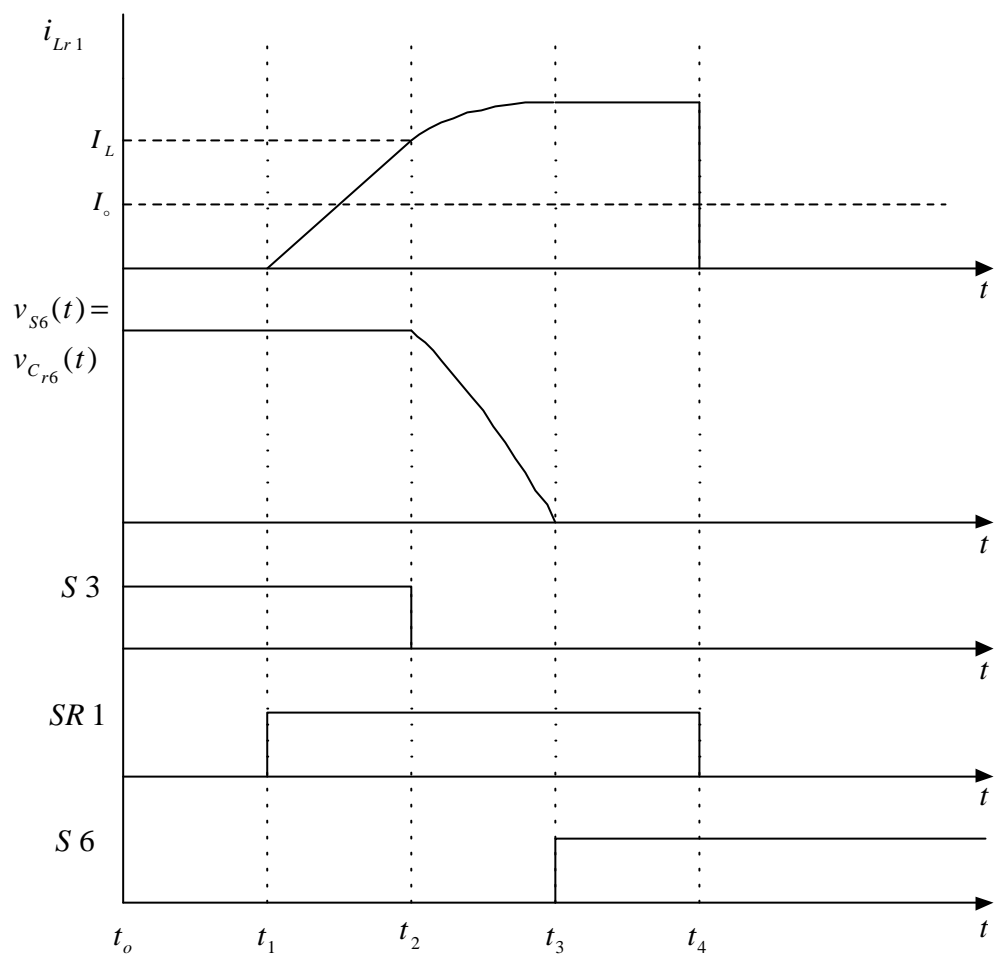
(d) 模式3 ($t_3 \sim t_4$)

圖三 (續)

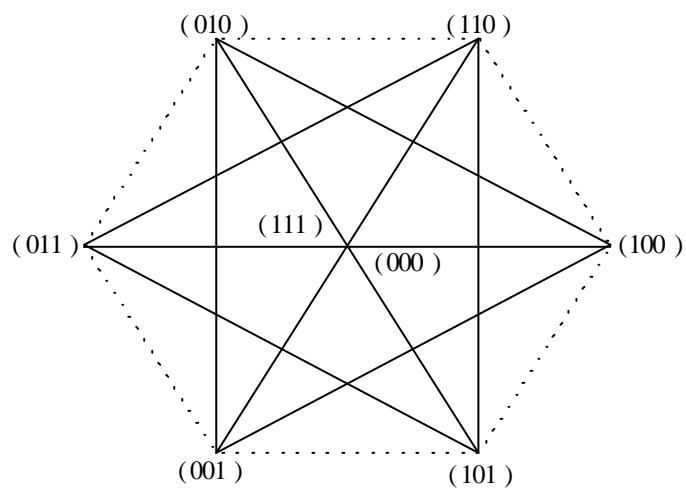


(e) 模式4 ($t_4 \sim$)

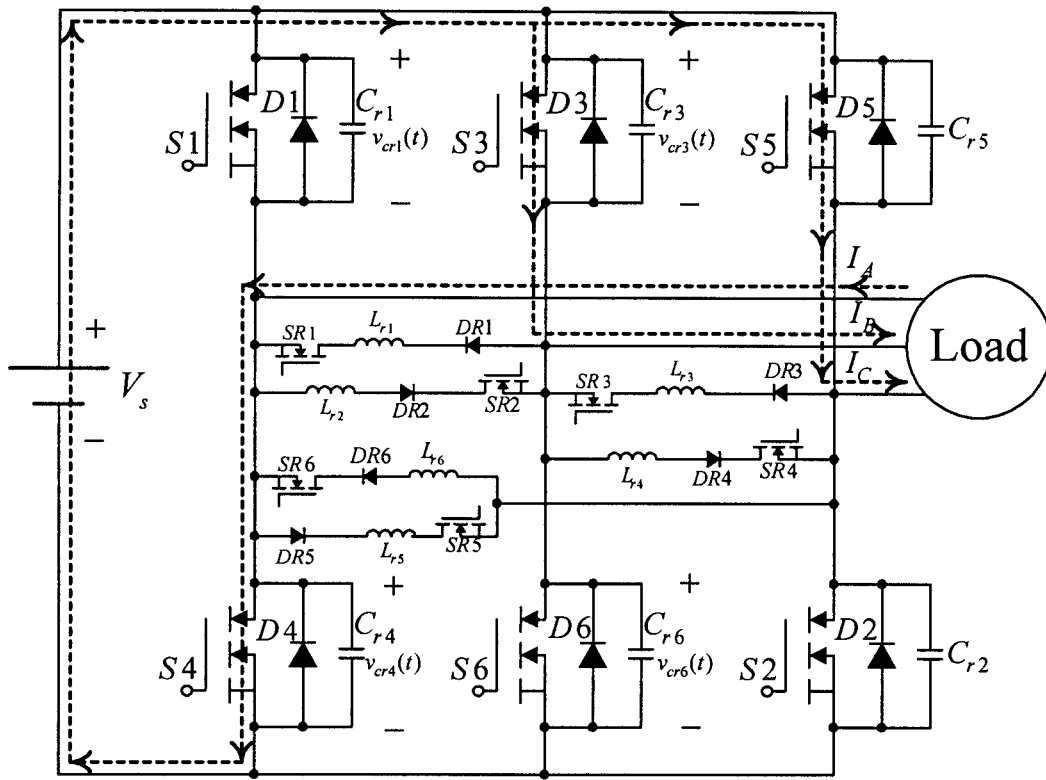
圖三 (續)



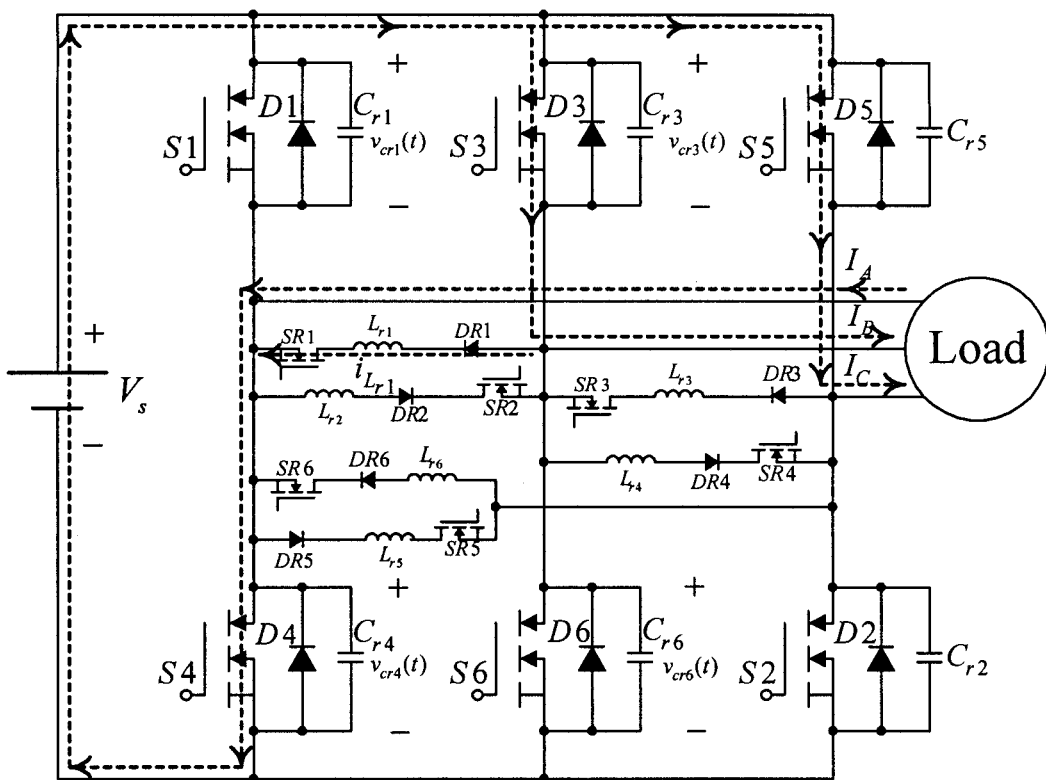
圖四 減振電路共振變流器一次切換只有一臂開關變化時，各個模式下之相關波形。



圖五 非相鄰空間狀態向量圖。

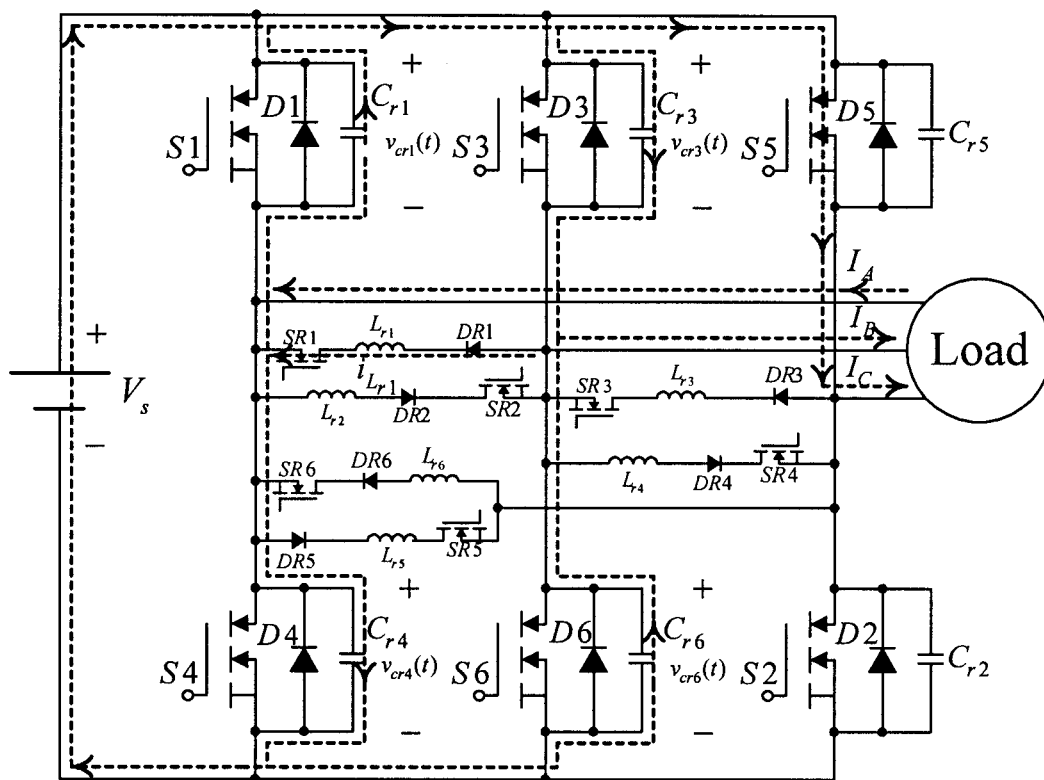


(a) 模式0 ($t_0 \sim t_1$)

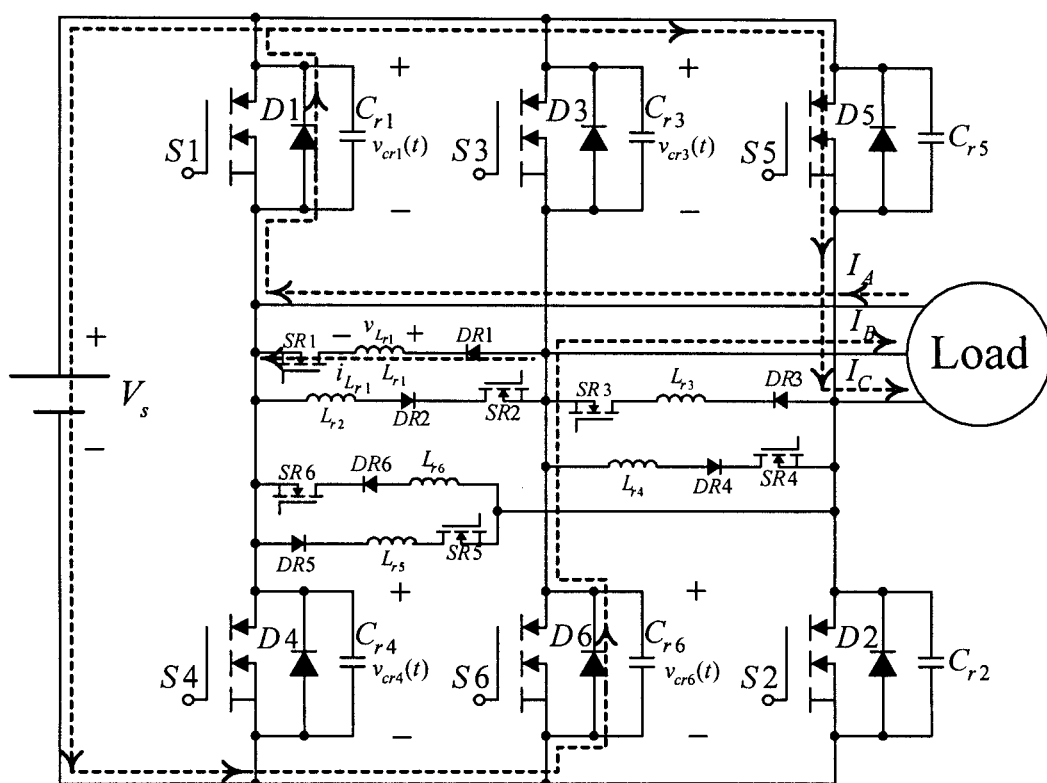


(b) 模式1 ($t_1 \sim t_2$)

圖六 減振電路共振變流器於一次切換有二臂開關狀態改變時，各個模式下之操作情形。

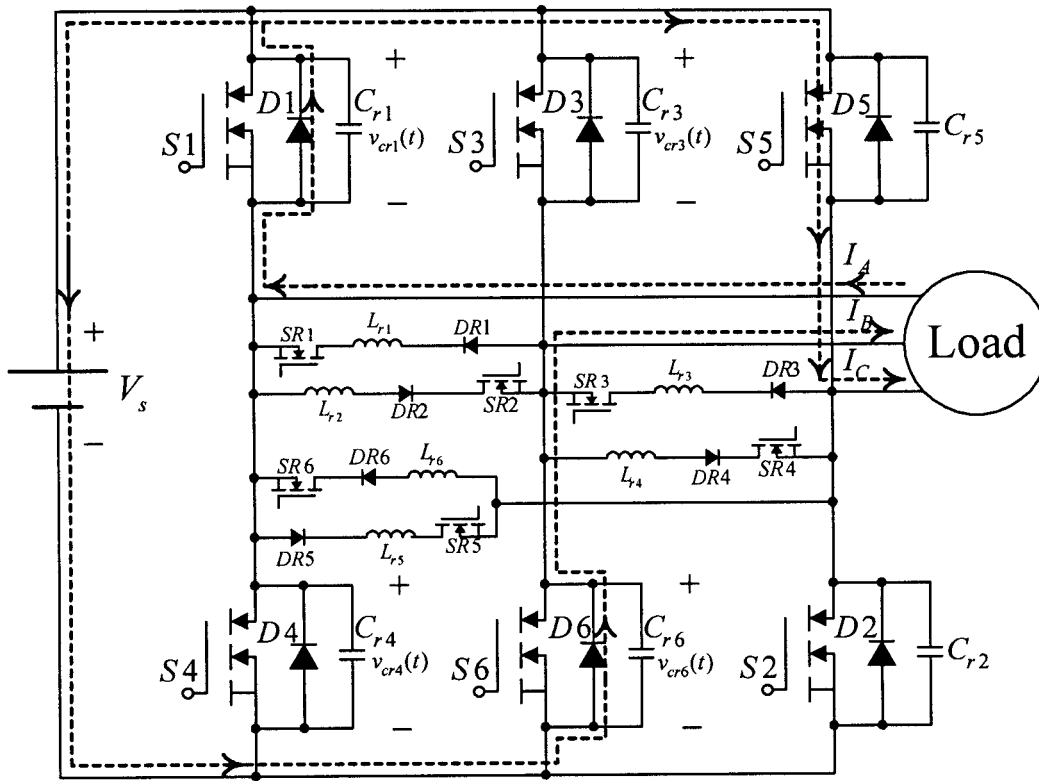


(c) 模式2 ($t_2 \sim t_3$)



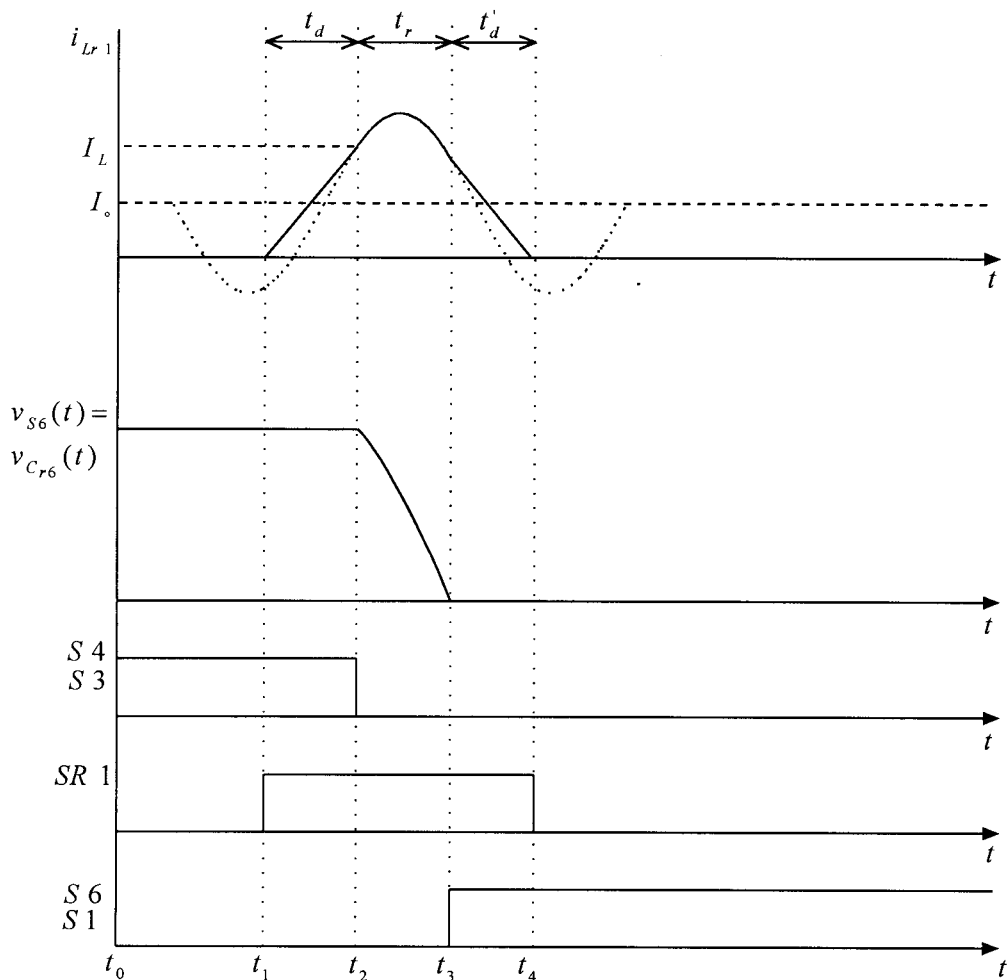
(d) 模式3 ($t_3 \sim t_4$)

圖六 (續)

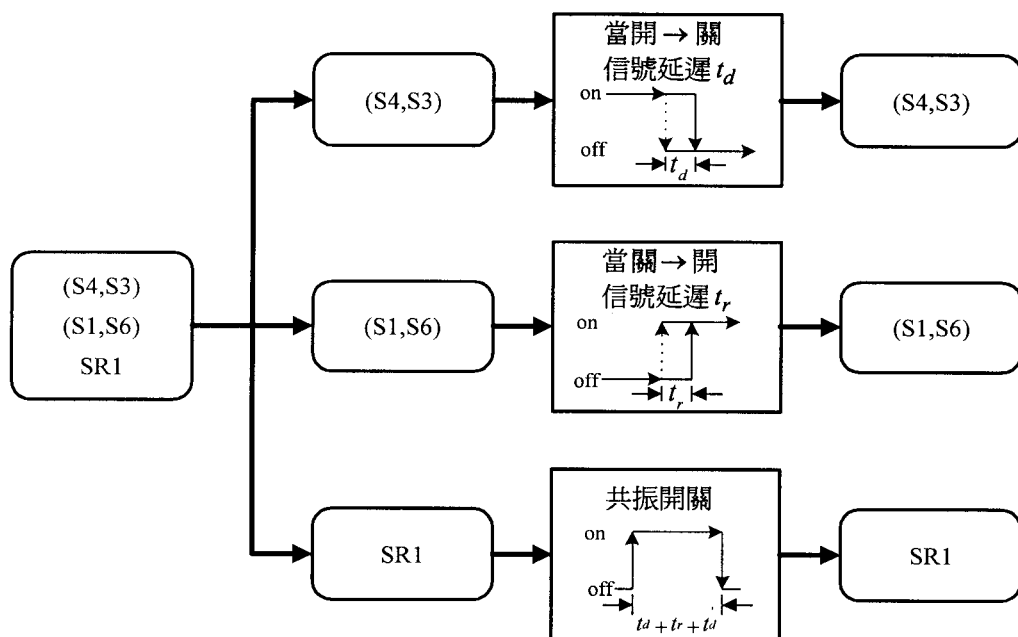


(e) 模式4 ($t_4 \sim$)

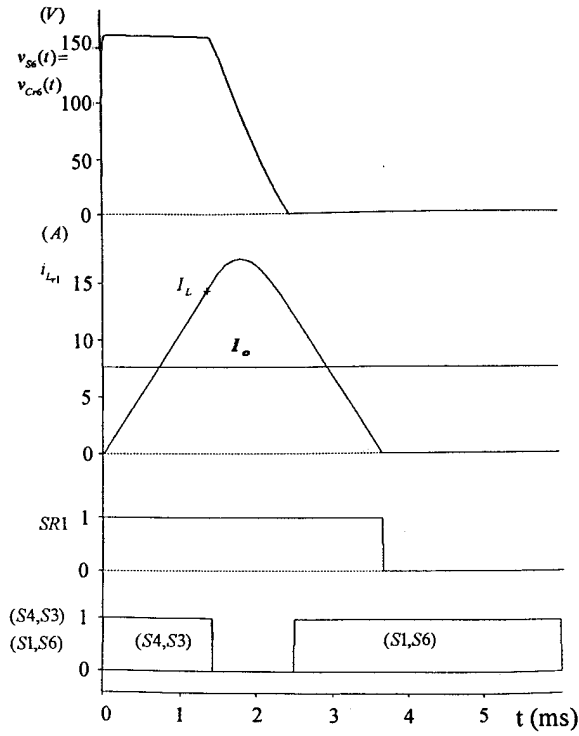
圖六 (續)



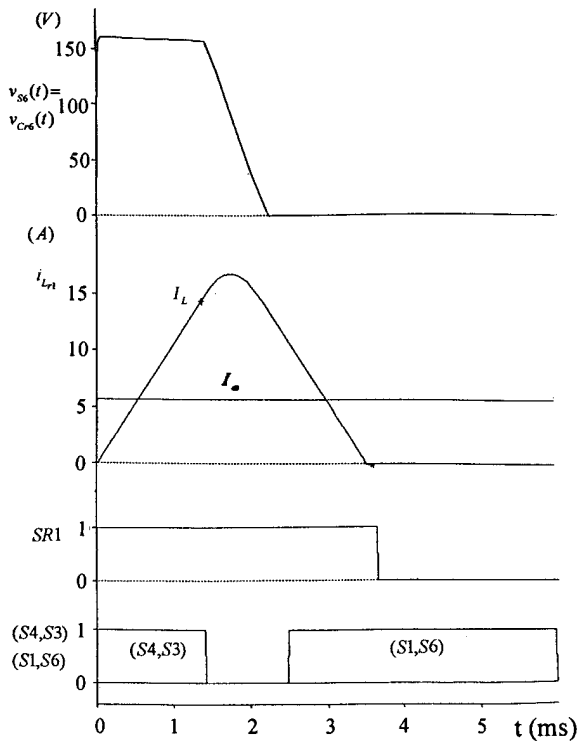
圖七 減振電路共振變流器於一次切換有二臂開關狀態改變時，各個模式下之相關波形。



圖八 所提觸發控制信號產生機構。

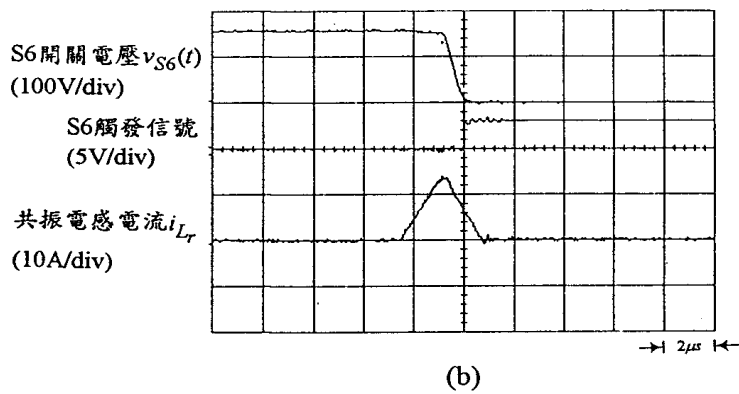
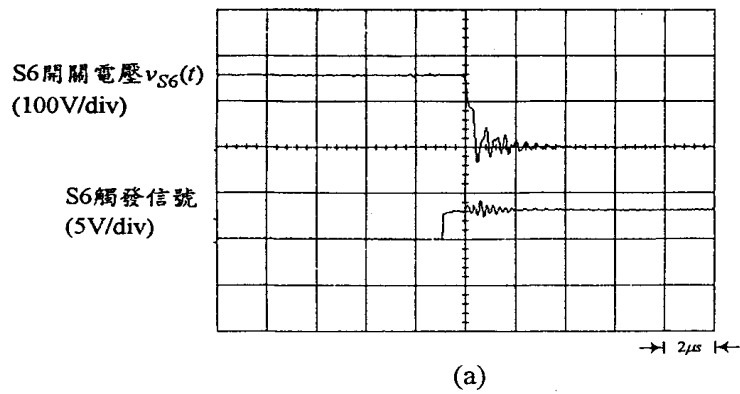


(a)

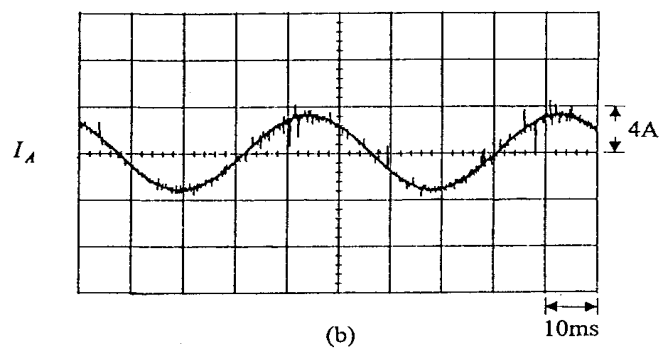
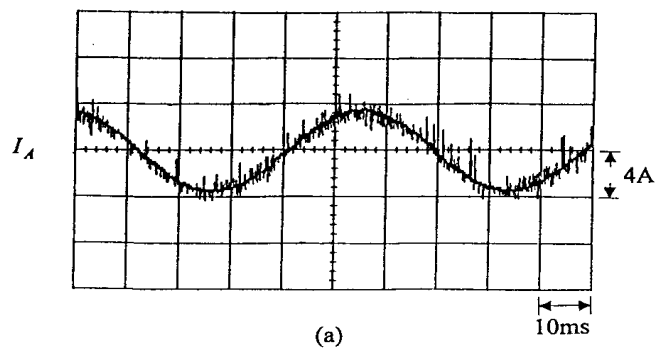


(b)

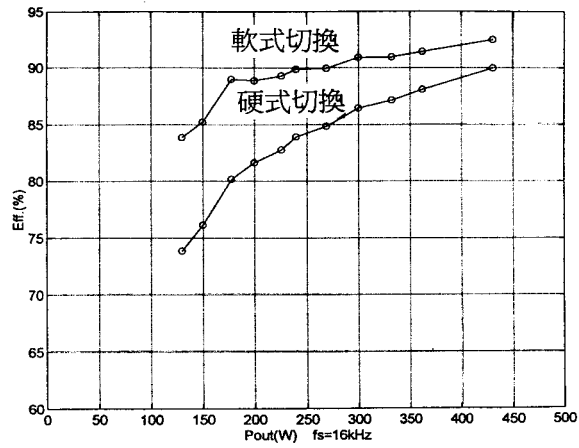
圖九 於一次切換二臂開關狀態變化時之軟式切換波形：(a)負載電流等於額定電流；(b)負載電流小於額定電流。



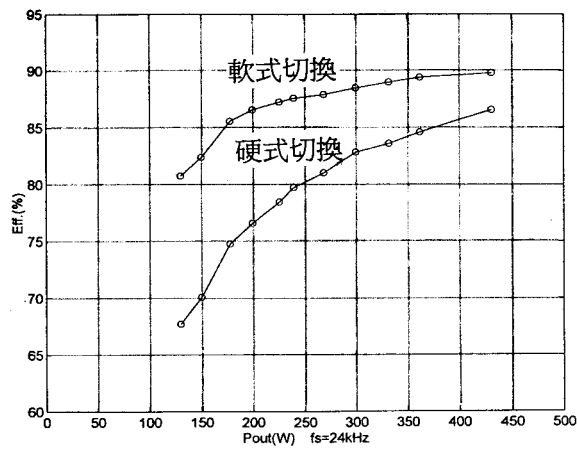
圖十 實測之主開關電壓波形：(a) 未加軟式切換；(b) 加入軟式切換。



圖十一 負載電流：(a) 未加軟式切換；(b) 加入軟式切換。

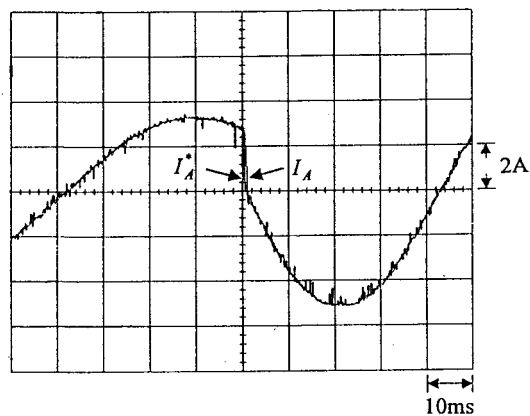


(a)



(b)

圖十二 各種切換頻率下在不同負載時硬式切換及軟式切換之效率比較：(a) 切換頻率16kHz時；(b) 切換頻率24kHz時。



圖十三 速度控制器 $k_p = 10, k_i = 5$ ，負載電阻 $R_L = 78.6 \Omega$ ，轉速從500rpm至1000rpm時，加入軟式切換所得之電流追蹤情形。