

第三章

新型單相七階電流型直流轉換器

3.1 前言

在第二章中吾人已介紹了新型單相五階電流型直交流轉換器之電路架構、工作原理並藉由模擬觀察可知此新型轉換器具有良好低頻特性及電流追隨特性。因此在本章中吾人更延伸其電路架構至七階輸出電流型式，接著說明其工作原理，並匯整此新型架構特性將其延伸至 $2n+1$ ($n \geq 4$) 階型式時架構組成元素與階次之關係，且略述將此新型轉換器擴展至三相之情況。最後，利用 Orcad 公司所生產之 Pspice 商用模擬軟體，針對延伸之新型單相七階及九階電流型直交流轉換器進行模擬以驗證此新型架構之可擴展性。

3.2 新型單相七階電流型直交流轉換器架構

3.2.1 新型單相七階電流型直交流轉換器架構

圖 3.1 為本文提出新型架構延伸至七階電流型型式之架構圖，同樣包含了直交流轉換器開關、儲能電流源及交流輸出側三部份。首先轉換器開關部份包括了十二只主動式半導體功率開關 ($S_1 \sim S_6$)、($S_{a1} \sim S_{a3}$) 及 ($S_{b1} \sim S_{b3}$) 分別串接十二個快速二極體 ($D_1 \sim D_6$)、($D_{a1} \sim D_{a3}$) 及 ($D_{b1} \sim D_{b3}$) 所組成，儲能電流源部份則由六個儲能電感 ($L_{1p} \sim L_{3p}$) 及 ($L_{1n} \sim L_{3n}$) 所組成，交流輸出側部份同圖 2.1，為一交流

輸出側濾波電容(C)及純電阻性負載(R)所組成。

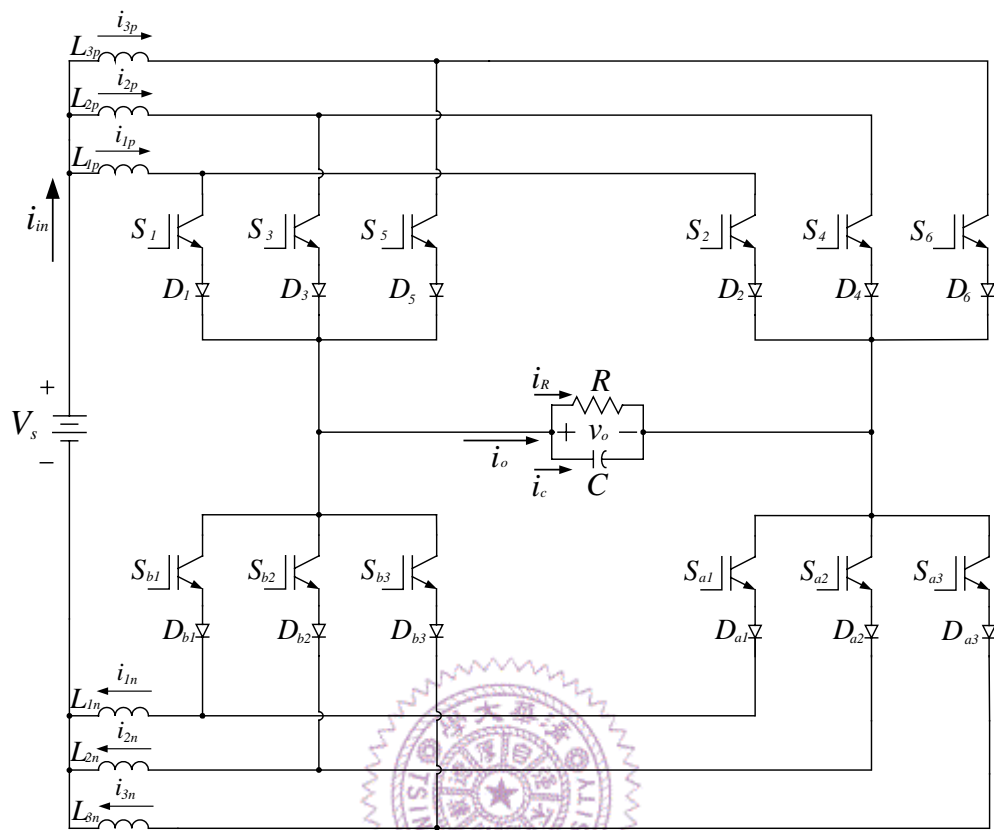


圖 3.1 新型單相七階電流型直交流轉換器之電路圖

圖 3.1 電路中各符號定義如下：

V_s : 直流輸入電壓源

i_{in} : 直流側輸入電流

i_{1p} : 代表流經電感 L_{1p} 之正端輸入電流

i_{2p} : 代表流經電感 L_{2p} 之正端輸入電流

i_{3p} : 代表流經電感 L_{3p} 之正端輸入電流

i_{1n} : 代表流經電感 L_{1n} 之負端輸出電流

i_{2n} : 代表流經電感 L_{2n} 之負端輸出電流

i_{3n} : 代表流經電感 L_{3n} 之負端輸出電流

i_o : 代表輸出側電流

i_R : 代表輸出至負載之交流輸出電流

i_c : 代表輸出至濾波電容之電流

v_o : 代表跨於負載之電壓

利用三個正端儲能電感器($L_{1p} \sim L_{3p}$), 透過轉換器中之十二個主動式功率開關彼此之間切換組合, 進而得到七階型式輸出電流(i_o), 分別為 I 、 $2I/3$ 、 $I/3$ 、 0 、 $-I/3$ 、 $-2I/3$ 及 $-I$ 共七種電流等級, 且利用另外三個負端儲能電感器($L_{1n} \sim L_{3n}$), 可使轉換器架構中各個功率開關所承受流通之電流等級相同。

3.2.2 新型單相七階電流型直交流轉換器工作原理

本小節以下茲以圖 3.1 之電路架構說明之, 假設各功率開關狀態定義如下:

$$S_M = \begin{cases} 1, & S_M \text{導通} \\ 0, & S_M \text{截止} \end{cases}, M = 1 \sim 6 \quad (3-1)$$

$$S_{ak} = \begin{cases} 1, & S_{ak} \text{導通} \\ 0, & S_{ak} \text{截止} \end{cases}, k = 1 \sim 3 \quad (3-2)$$

$$S_{bk} = \begin{cases} 1, & S_{bk} \text{導通} \\ 0, & S_{bk} \text{截止} \end{cases}, k = 1 \sim 3 \quad (3-3)$$

其中圖 3.1 架構在一般操作情況下必須加入考慮開關導通重疊(over-lap)之策略, 即電流導通路徑在任何時刻均不可產生開回路之情況, 否則會有過電壓問題產生。

接著在分析七階型式轉換器前，吾人先做幾點假設，其中絕大部份如同第二章 2.3.2 節之假設說明，其中不同之處為：(1)假設輸入側電感夠大且 $L_{1p} = L_{2p} = L_{3p}$ ，穩態時輸入側電流 $i_{1p} = i_{2p} = i_{3p} = \frac{1}{3}i_{in} = \frac{1}{3}I$ ，且為純直流。(2)假設負端輸出電感 $L_{1n} = L_{2n} = L_{3n}$ 。(3)假設所有功率開關元件均為理想元件，且其功率開關關係式如下所示。

$$S_M + S_{M+1} = 1, M \in \{1, 3, 5\} \quad (3-4)$$

$$S_{ak} + S_{bk} = 1, k \in \{1, 2, 3\} \quad (3-5)$$

在此七階轉換器中所使用之脈波寬度調變信號，為利用一單位正弦調變信號 M_s 與六個載波信號 A_c 比較而得。單位正弦調變信號及調頻指數大小定義分別如(2-10)、(2-12)式之所示，調變指數 M_i 大小定義如下

$$M_i = \frac{A_m}{\frac{(H-1)}{2}A_c} = \frac{A_m}{3A_c}, H = 7 \quad (3-6)$$

其中 A_m 為單位正弦調變信號峰值大小、 A_c 為載波信號峰對峰值大小、 H 為輸出電流階次。

採用區間判別[7]方式來說明轉換器之工作原理。可知七階架構於一操作週期內可工作於六個區間 Interval 1~Interval 6，其區間及單位正弦調變信號 M_s ，如圖 3.2 所示。又每個區間中，輸出電流等級各自有兩種輸出電流 i_o 類型，以區間 1、區間 2 及區間 3 為例，分別如圖 3.3、圖 3.4 及圖 3.5 之所示。由圖 3.3 至圖 3.5 中可知，於各區

間中，因轉換器開關切換之緣故，使得輸出電流(i_o)分別為高階與低階之電流模式，其區間與輸出電流 i_o 高低階次變化狀態關係如表 3.1 所示，且輸出電流階次變化與電路架構中之功率開關($S_1 \sim S_6$)、($S_{a1} \sim S_{a3}$)及($S_{b1} \sim S_{b3}$)導通截止切換狀態之相互關係如表 3.2 所示。

在 3.1 及表 3.2 中之 0 及 0*，各自代表著於模式區間 3 及區間 4 中，輸出電流 i_o 階次之高低階變化之等級，在此變化等級中，輸出電流 i_o 階次皆為零之情況。

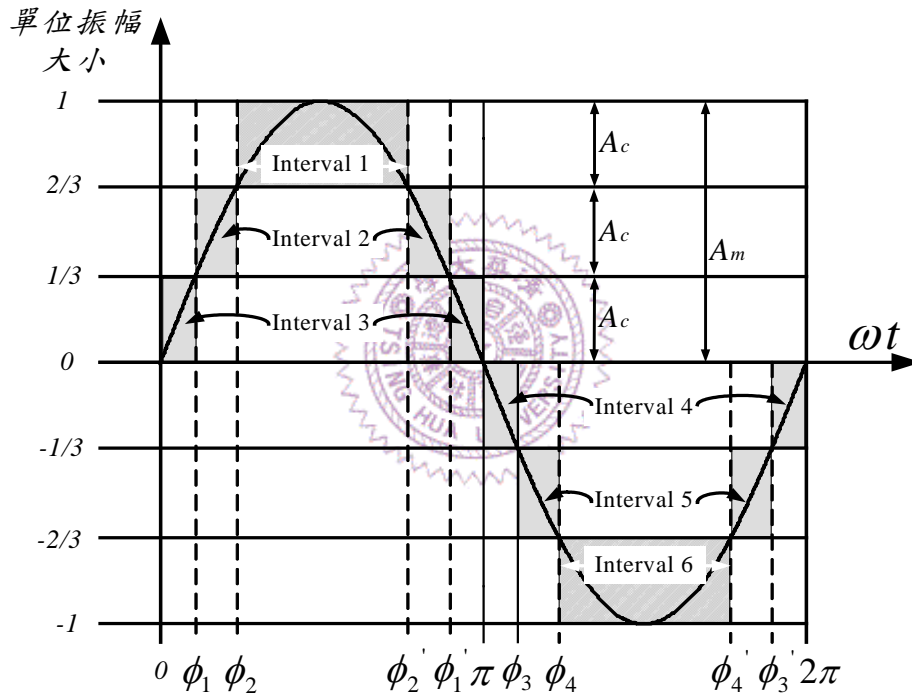


圖 3.2 單相七階轉換器區間及單位正弦調變信號 M_s

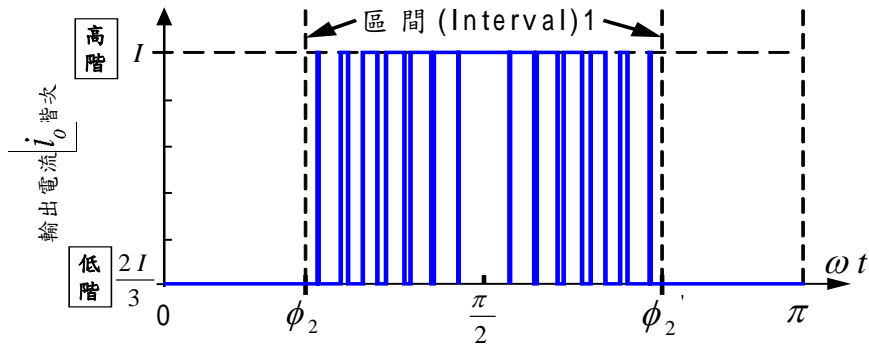


圖 3.3 區間 1 輸出電流 i_o 高低階次變化之關係圖

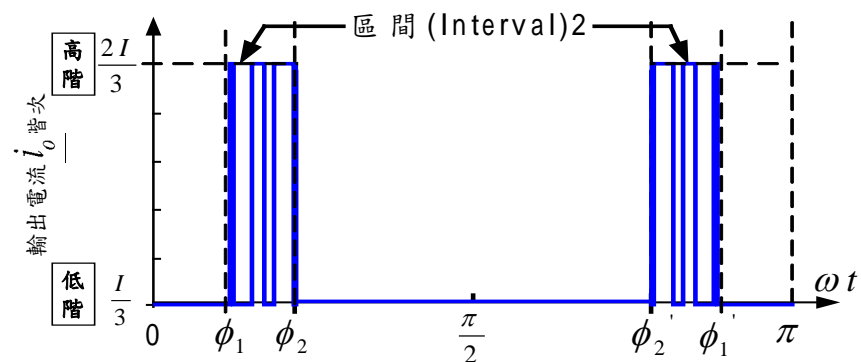


圖 3.4 區間 2 輸出電流 i_o 高低階次變化之關係圖

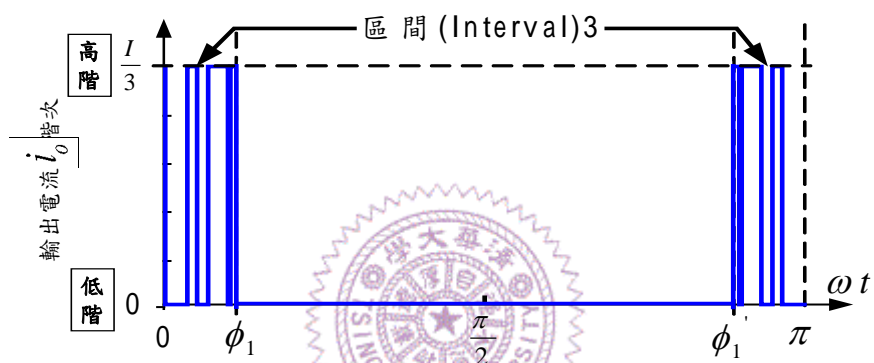


圖 3.5 區間 3 輸出電流 i_o 高低階次變化之關係圖

表 3.1 七階轉換器之區間與輸出電流 (i_o) 高低階變化狀態關係表

高低階變化 \ 區間	區間					
	Interval 1	Interval 2	Interval 3	Interval 4	Interval 5	Interval 6
高階(High Level)	I	$2I/3$	$I/3$	0^*	$-I/3$	$-2I/3$
低階(Low Level)	$2I/3$	$I/3$	0	$-I/3$	$-2I/3$	$-I$

表 3.2 不同輸出電流 i_o 階次與開關 $S_1 \sim S_6$ 、 $S_{a1} \sim S_{a3}$ 及 $S_{b1} \sim S_{b3}$ 切換關係表

輸出電流 開關狀態	I	$2I/3$	$I/3$	0	0^*	$-I/3$	$-2I/3$	$-I$
S_1	ON	OFF	OFF	OFF	ON	OFF	OFF	OFF
S_2	OFF	ON	ON	ON	OFF	ON	ON	ON
S_3	ON	ON	OFF	OFF	ON	ON	OFF	OFF
S_4	OFF	OFF	ON	ON	OFF	OFF	ON	ON
S_5	ON	ON	ON	OFF	ON	ON	ON	OFF
S_6	OFF	OFF	OFF	ON	OFF	OFF	OFF	ON
S_{a1}	ON	ON	ON	ON	OFF	OFF	OFF	OFF
S_{b1}	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	ON	ON	ON
S_{a2}	ON	ON	ON	ON	OFF	OFF	OFF	OFF
S_{b2}	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	ON	ON	ON
S_{a3}	ON	ON	ON	ON	OFF	OFF	OFF	OFF
S_{b3}	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	ON	ON	ON

由圖 3.2 中，吾人可定義六個區間範圍如下

$$\text{Interval 1} \quad : \phi_2 < \omega t \leq \phi_2' \quad (3-7)$$

$$\text{Interval 2} \quad : \phi_1 < \omega t \leq \phi_2 \text{ 及 } \phi_2' < \omega t \leq \phi_1' \quad (3-8)$$

$$\text{Interval 3} \quad : 0 < \omega t \leq \phi_1 \text{ 及 } \phi_1' < \omega t \leq \pi \quad (3-9)$$

$$\text{Interval 4} \quad : \pi < \omega t \leq \phi_3 \text{ 及 } \phi_3' < \omega t \leq 2\pi \quad (3-10)$$

$$\text{Interval 5} \quad : \phi_3 < \omega t \leq \phi_4 \text{ 及 } \phi_4' < \omega t \leq \phi_3' \quad (3-11)$$

$$\text{Interval 6} \quad : \phi_4 < \omega t \leq \phi_4' \quad (3-12)$$

分別考慮單位正弦調變信號 A_m 振幅大小與載波信號 A_c 振幅大小於(A). $A_m \geq 2A_c$, (B). $2A_c > A_m \geq A_c$, (C). $A_c > A_m \geq 0$ 之情況下，各模式所對應邊界相角。其中調變指數 M_i 與區間邊界相角 ϕ 之關係，如圖 3.6 所示。

(A). 當 $A_m \geq 2A_c$ 時

在單位正弦調變信號峰值 A_m 大於兩倍載波信號峰對峰值 $2A_c$ 大小之情況下，轉換器操作包括所有區間 1 至區間 6。其所對應邊界相角分別定義如下：

$$\phi_1 = \sin^{-1} \left(\frac{A_c}{A_m} \right) \quad (3-13)$$

$$\phi_2 = \sin^{-1} \left(\frac{2A_c}{A_m} \right) \quad (3-14)$$

$$\phi_1' = \pi - \phi_1 \quad (3-15)$$

$$\phi_2' = \pi - \phi_2 \quad (3-16)$$

$$\phi_3 = \pi + \phi_1 \quad (3-17)$$

$$\phi_4 = \pi + \phi_2 \quad (3-18)$$

$$\phi_3' = 2\pi - \phi_1 \quad (3-19)$$

$$\phi_4' = 2\pi - \phi_2 \quad (3-20)$$

根據(3-6)式，則(3-13)、(3-14)式可改寫成

$$\phi_1 = \sin^{-1}\left(\frac{1}{3M_i}\right) \quad (3-21)$$

$$\phi_2 = \sin^{-1}\left(\frac{2}{3M_i}\right) \quad (3-22)$$

(B). 當 $2A_c > A_m \geq A_c$ 時

單位正弦調變信號峰值 A_m 介於兩倍載波信號峰對峰值 $2A_c$ 與一倍載波信號峰對峰值 A_c 之情況下，轉換器之操作僅僅包含區間 2 至區間 5。在此區間情況下，其所對應邊界相角分別定義如(3-13)、(3-15)、(3-17)、(3-19)及(3-21)式之所示。



(C). 當 $A_c > A_m \geq 0$ 時

單位正弦調變信號峰值 A_m 低於一倍載波信號峰對峰值 A_c 之情況下，轉換器之操作僅僅只包含區間 3 至區間 4。而其邊界相角位置定義如下：

$$\phi_1 = \phi_1' = \frac{\pi}{2} \quad (3-23)$$

$$\phi_3 = \phi_3' = \frac{3\pi}{2} \quad (3-24)$$

為進一步說明新型轉換器之工作原理，茲假設系統已達到穩態及負載為純電阻 R 之情況，吾人可藉由表 3.1 及表 3.2 之區間及輸出電流 i_o 階層變化之關係，逐一詳述轉換器操作情形。

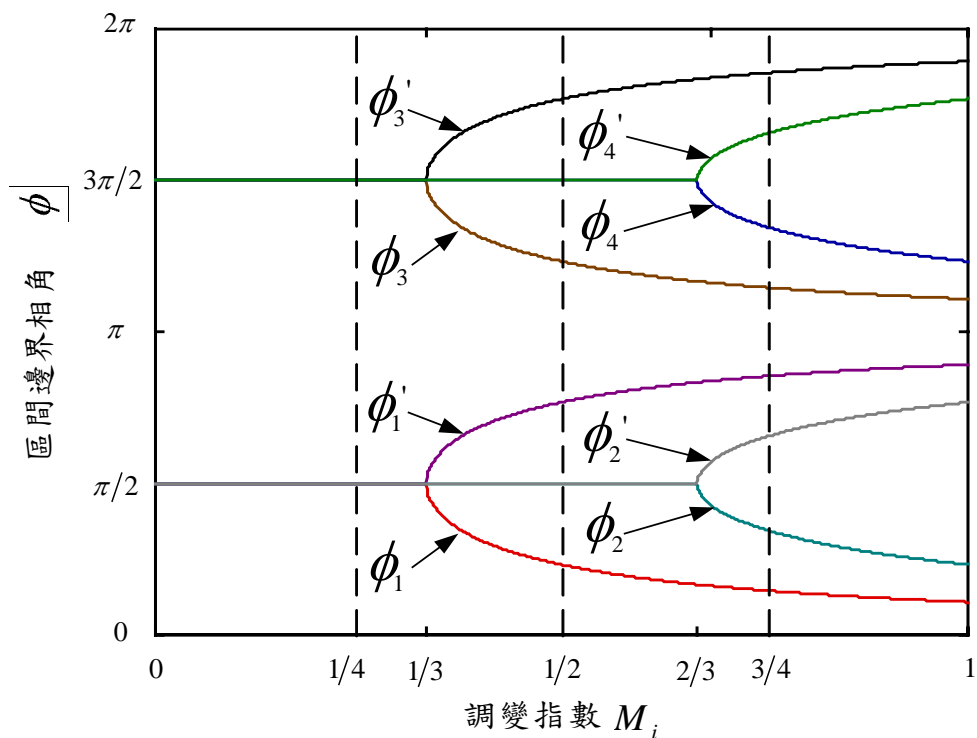


圖 3.6 調變指數 M_i 與區間邊界相角 ϕ 之關係

於表 3.1 及 3.2 中，吾人已知輸出電流 i_o 會有高低階次變化之情況，故首先先針對各個模式中輸出電流 i_o 為高階(High Level)之情況下，說明其工作原理。

工作模式 1：此時開關 S_1 、 S_3 、 S_5 、 S_{a1} 、 S_{a2} 、 S_{a3} 導通， S_2 、 S_4 、 S_6 、 S_{b1} 、 S_{b2} 、 S_{b3} 截止，其電流路徑如圖 3.7 所示，此時輸出電流階次為 $i_o = I$ 之情況。

工作模式 2：此時開關 S_2 、 S_3 、 S_5 、 S_{a1} 、 S_{a2} 、 S_{a3} 導通， S_1 、 S_4 、 S_6 、 S_{b1} 、 S_{b2} 、 S_{b3} 截止，其電流路徑如圖 3.8 所示，此時輸出電流階次為 $i_o = 2I/3$ 之情況。

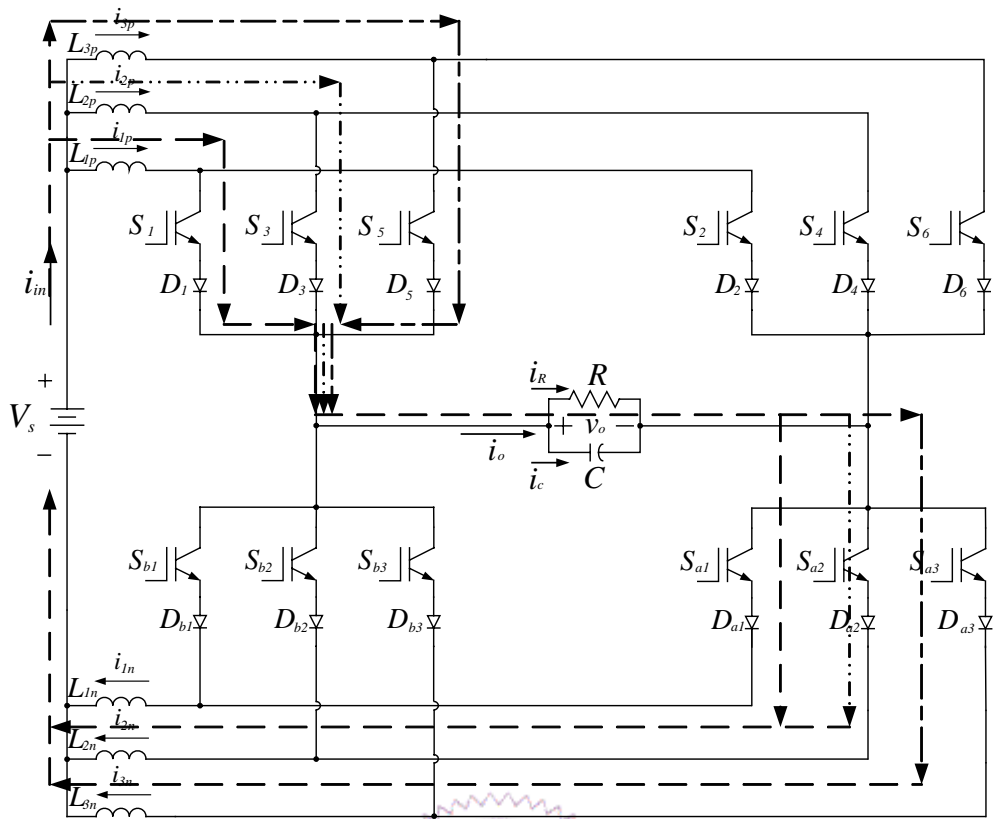


圖 3.7 七階工作模式 1 電路圖

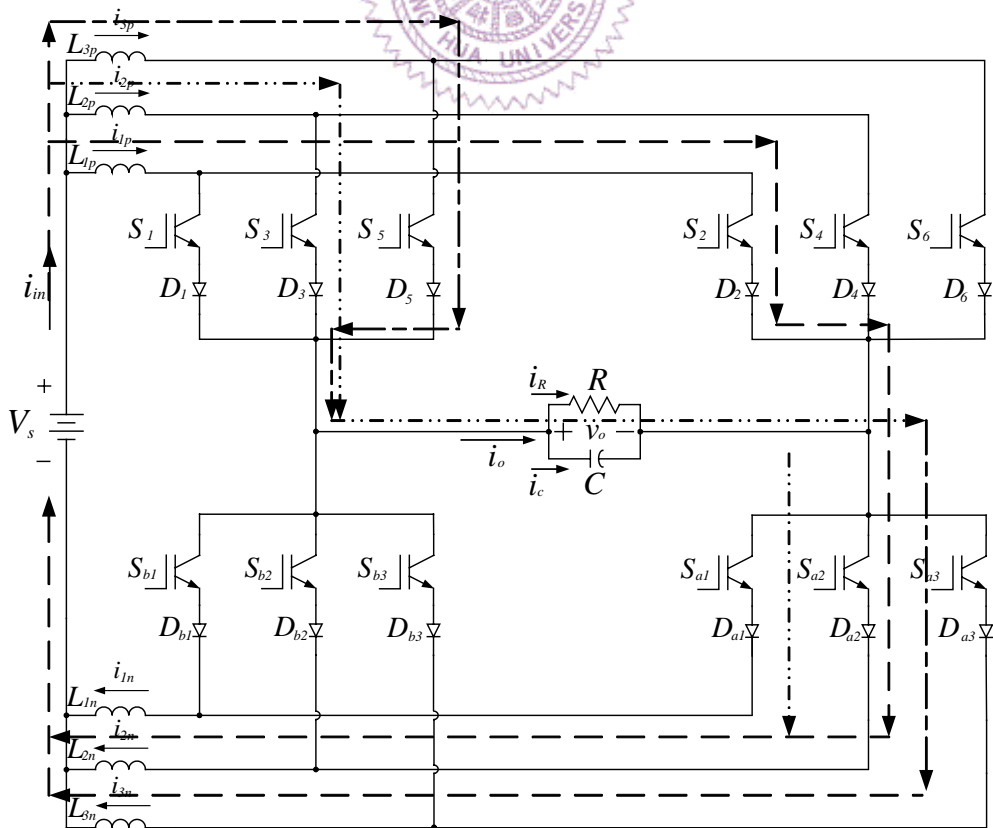


圖 3.8 七階工作模式 2 電路圖

工作模式 3：此時開關 S_2 、 S_4 、 S_5 、 S_{a1} 、 S_{a2} 、 S_{a3} 導通， S_1 、 S_3 、 S_6 、 S_{b1} 、 S_{b2} 、 S_{b3} 截止，其電流路徑如圖 3.9 所示，此時輸出電流階次為 $i_o = I/3$ 之情況。

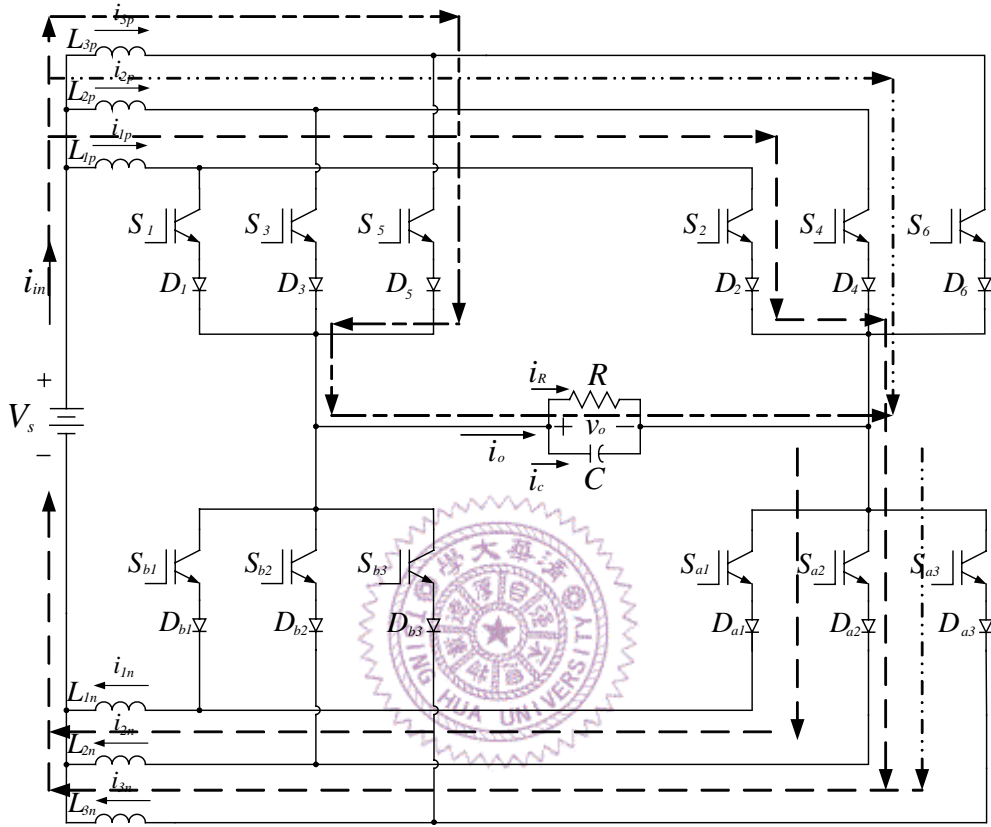


圖 3.9 七階工作模式 3 電路圖

工作模式 4：此時開關 S_1 、 S_3 、 S_5 、 S_{b1} 、 S_{b2} 、 S_{b3} 導通， S_2 、 S_4 、 S_6 、 S_{a1} 、 S_{a2} 、 S_{a3} 截止，其電流路徑如圖 3.10 所示，此時輸出電流階次為 $i_o = 0^*$ 之情況。

工作模式 5：此時開關 S_2 、 S_3 、 S_5 、 S_{b1} 、 S_{b2} 、 S_{b3} 導通， S_1 、 S_4 、 S_6 、 S_{a1} 、 S_{a2} 、 S_{a3} 截止，其電流路徑如圖 3.11 所示，此時輸出電流階次為 $i_o = -I/3$ 之情況。

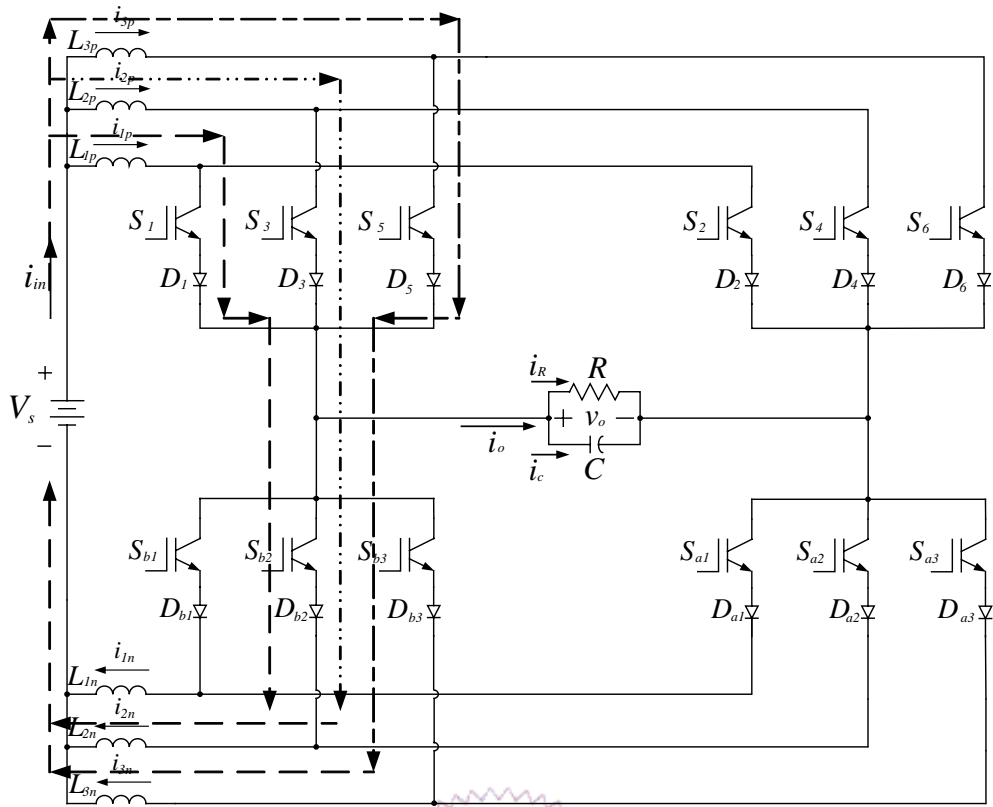


圖 3.10 七階工作模式 4 電路圖

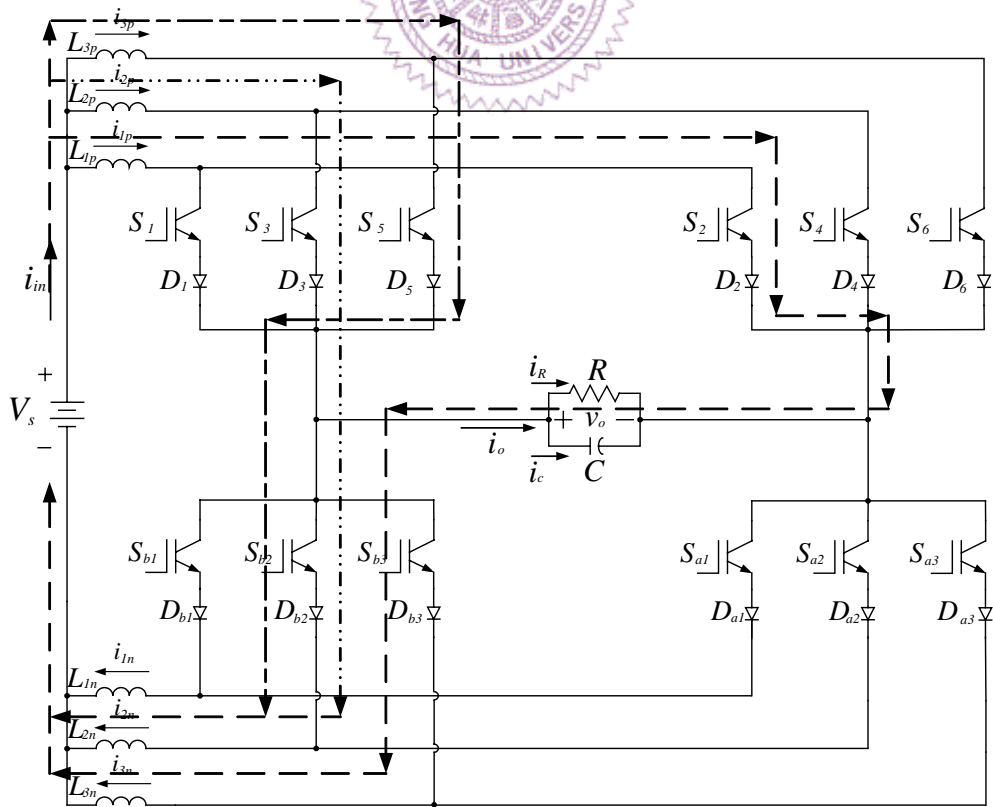


圖 3.11 七階工作模式 5 電路圖

工作模式 6：此時開關 S_2 、 S_4 、 S_5 、 S_{b1} 、 S_{b2} 、 S_{b3} 導通， S_1 、 S_3 、 S_6 、 S_{a1} 、 S_{a2} 、 S_{a3} 截止，其電流路徑如圖 3.12 所示，此時輸出電流階次為 $i_o = -2I/3$ 之情況。

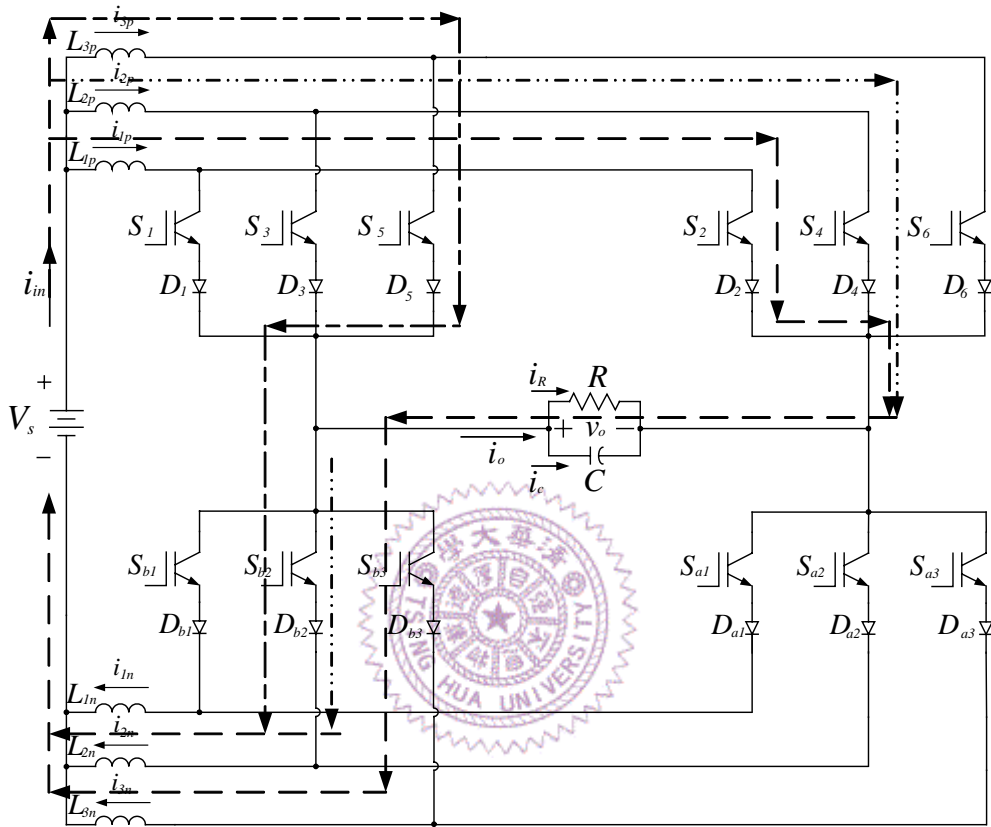


圖 3.12 七階工作模式 6 電路圖

再藉由表 3.1 及 3.2 中之整理式，說明輸出電流 i_o 於低階(Low Level)情況下之工作原理。

工作模式 7：此時開關切換狀態及工作模式電路圖與輸出電流階次皆與工作模式 2 相同，因此不再贅述。

工作模式 8：此時開關切換狀態及工作模式電路圖與輸出電流階次皆與工作模式 3 相同，因此不再贅述。

工作模式 9：此時開關 S_2 、 S_4 、 S_6 、 S_{a1} 、 S_{a2} 、 S_{a3} 導通， S_1 、 S_3 、 S_5 、 S_{b1} 、 S_{b2} 、 S_{b3} 截止，其電流路徑如圖 3.13 所示，此時輸出電流階次為 $i_o = 0$ 之情況。

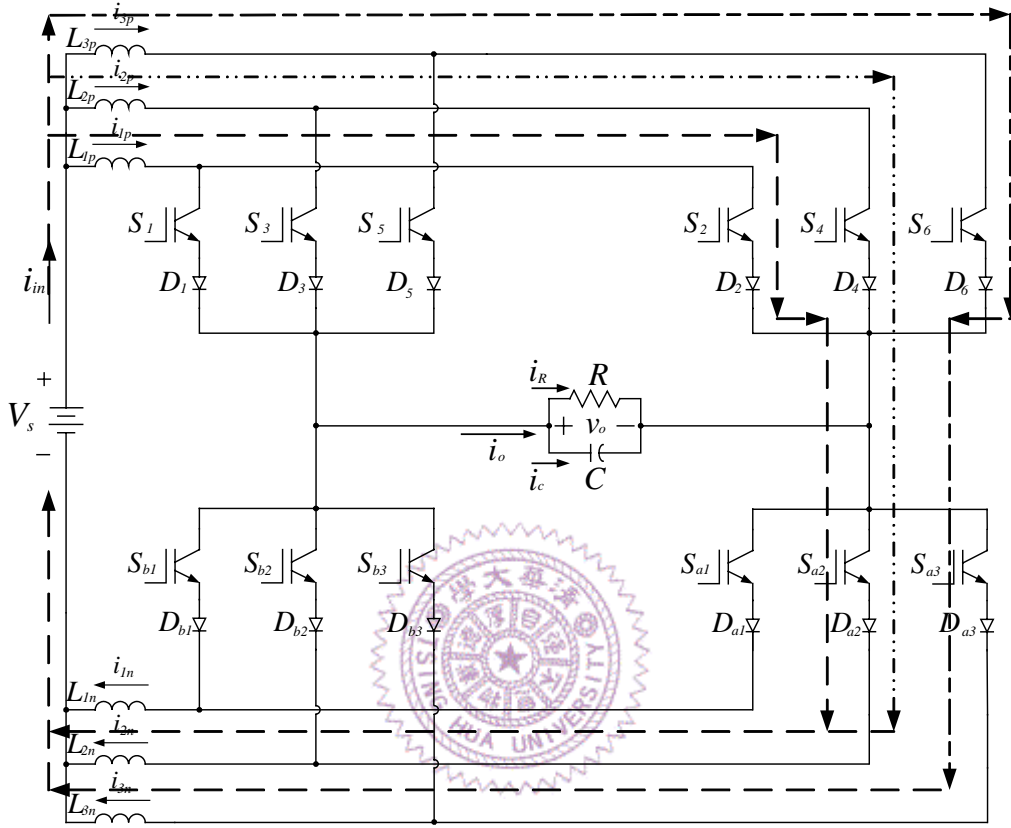


圖 3.13 七階工作模式 9 電路圖

工作模式 10：此時開關切換狀態及工作模式電路圖與輸出電流階次皆與工作模式 5 相同，因此不再贅述。

工作模式 11：此時開關切換狀態及工作模式電路圖與輸出電流階次皆與工作模式 6 相同，因此不再贅述。

工作模式 12：此時開關 S_2 、 S_4 、 S_6 、 S_{b1} 、 S_{b2} 、 S_{b3} 導通， S_1 、 S_3 、 S_5 、 S_{a1} 、 S_{a2} 、 S_{a3} 截止，其電流路徑如圖 3.14 所示，此時輸出電流階次為 $i_o = -I$ 之情況。

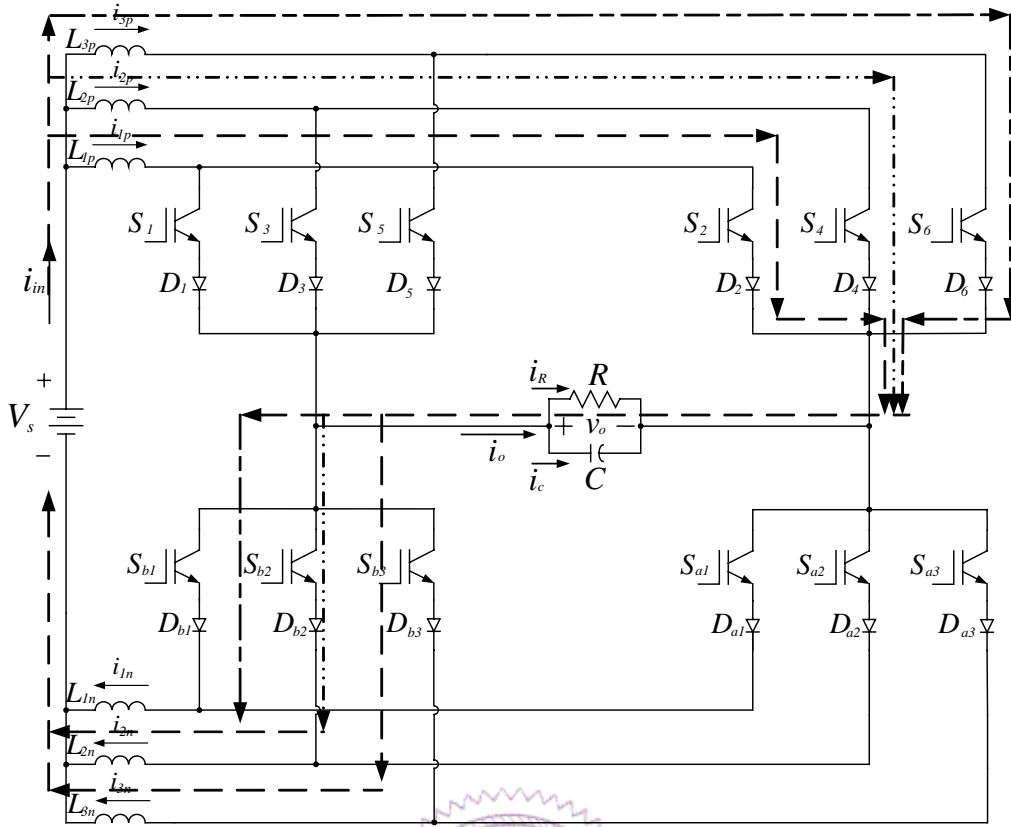


圖 3.14 七階工作模式 12 電路圖

由七階電流型直交流轉換器工作原理分析中可知，適當分配電路功率開關切換模式，以獲得所需輸出電流 i_o 階次，並經由輸出側濾波電容濾除高頻切換諧波成份，以獲得較佳且較低諧波成份之輸出電流波形。

3.2.3 七階電流型轉換器之開關切換控制

單相七階電流型直交流轉換器載波信號同樣使用分段配置(PD)控制方式，如圖 3.15 之所示。於圖 3.15 中，單位正弦調變信號振幅 A_m 大小為1，且單位正弦調變信號 M_s 頻率 f_o 為60Hz，載波峰對峰振幅大小 A_c 為 $\frac{1}{3}A_m = \frac{1}{3}$ ，載波頻率 f_c 為3kHz，電路工作週期 $T_s = \frac{1}{f_o}$ ，其

調頻指數 $M_f = 50$ ，調變指數 $M_i = \frac{A_m}{\frac{(7-1)}{2}A_c} = 1$ ，即調變指數 M_i 大小

大於兩倍載波峰對峰振幅 $2A_c$ 大小，故由先前之工作原理分析中可知輸出電流 i_o 為七階之型式，故我們可於一工作週期中得到十個開關合成信號波形 ($K_1 \sim K_{10}$)，如圖 3.16 之所示。

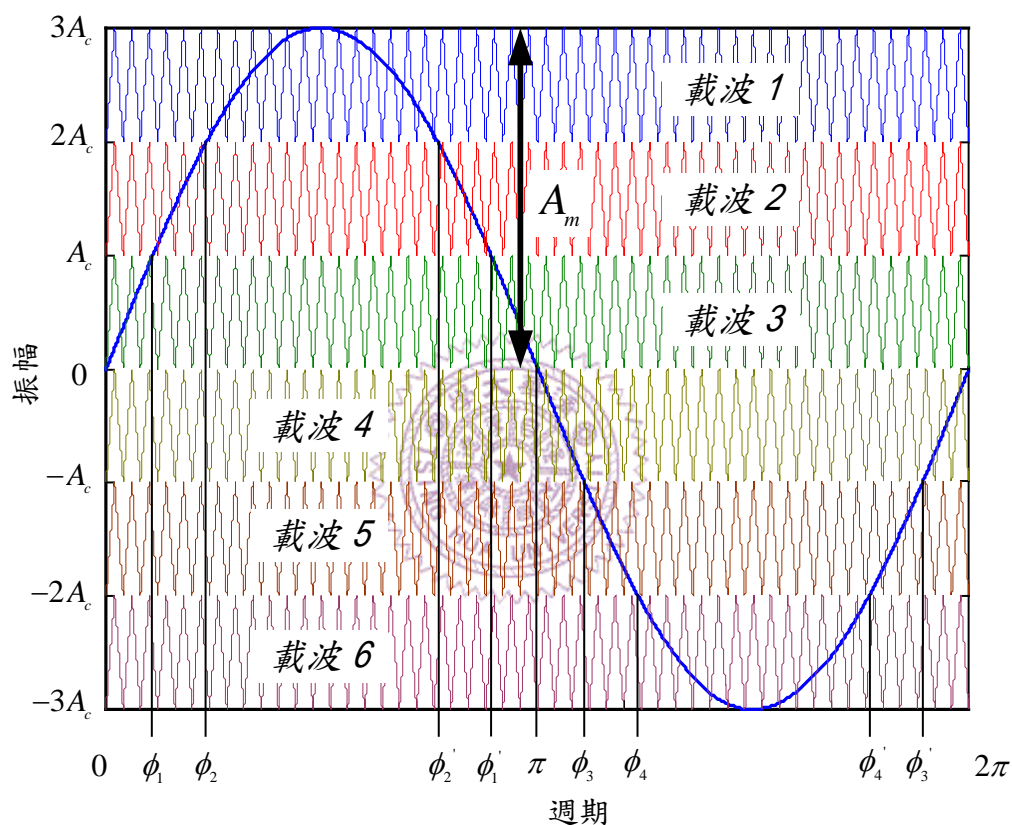


圖 3.15 七階轉換器載波信號之分段配置(PD)技術

各開關合成信號範圍定義如下：

$$K_1 = \begin{cases} 1, & \omega t \in [0, \phi_1] \\ 0, & \omega t \notin [0, \phi_1] \end{cases} \quad (3-25)$$

$$K_2 = \begin{cases} 1, & \omega t \in [\phi_1, \phi_2] \\ 0, & \omega t \notin [\phi_1, \phi_2] \end{cases} \quad (3-26)$$

$$K_3 = \begin{cases} 1, & \omega t \in [\phi_2', \phi_2'] \\ 0, & \omega t \notin [\phi_2', \phi_2'] \end{cases} \quad (3-27)$$

$$K_4 = \begin{cases} 1, & \omega t \in [\phi_2', \phi_1'] \\ 0, & \omega t \notin [\phi_2', \phi_1'] \end{cases} \quad (3-28)$$

$$K_5 = \begin{cases} 1, & \omega t \in [\phi_2', \pi] \\ 0, & \omega t \notin [\phi_2', \pi] \end{cases} \quad (3-29)$$

$$K_6 = \begin{cases} 1, & \omega t \in [\pi, \phi_3] \\ 0, & \omega t \notin [\pi, \phi_3] \end{cases} \quad (3-30)$$

$$K_7 = \begin{cases} 1, & \omega t \in [\phi_3, \phi_4] \\ 0, & \omega t \notin [\phi_3, \phi_4] \end{cases} \quad (3-31)$$

$$K_8 = \begin{cases} 1, & \omega t \in [\phi_4, \phi_4'] \\ 0, & \omega t \notin [\phi_4, \phi_4'] \end{cases} \quad (3-32)$$

$$K_9 = \begin{cases} 1, & \omega t \in [\phi_4', \phi_3'] \\ 0, & \omega t \notin [\phi_4', \phi_3'] \end{cases} \quad (3-33)$$

$$K_{10} = \begin{cases} 1, & \omega t \in [\phi_3', 2\pi] \\ 0, & \omega t \notin [\phi_3', 2\pi] \end{cases} \quad (3-34)$$

其中正弦調變信號與六個載波比較後之切換信號(C_y , $y=1, 2, 3, 4, 5, 6$)分別如圖 3.17 之所示。

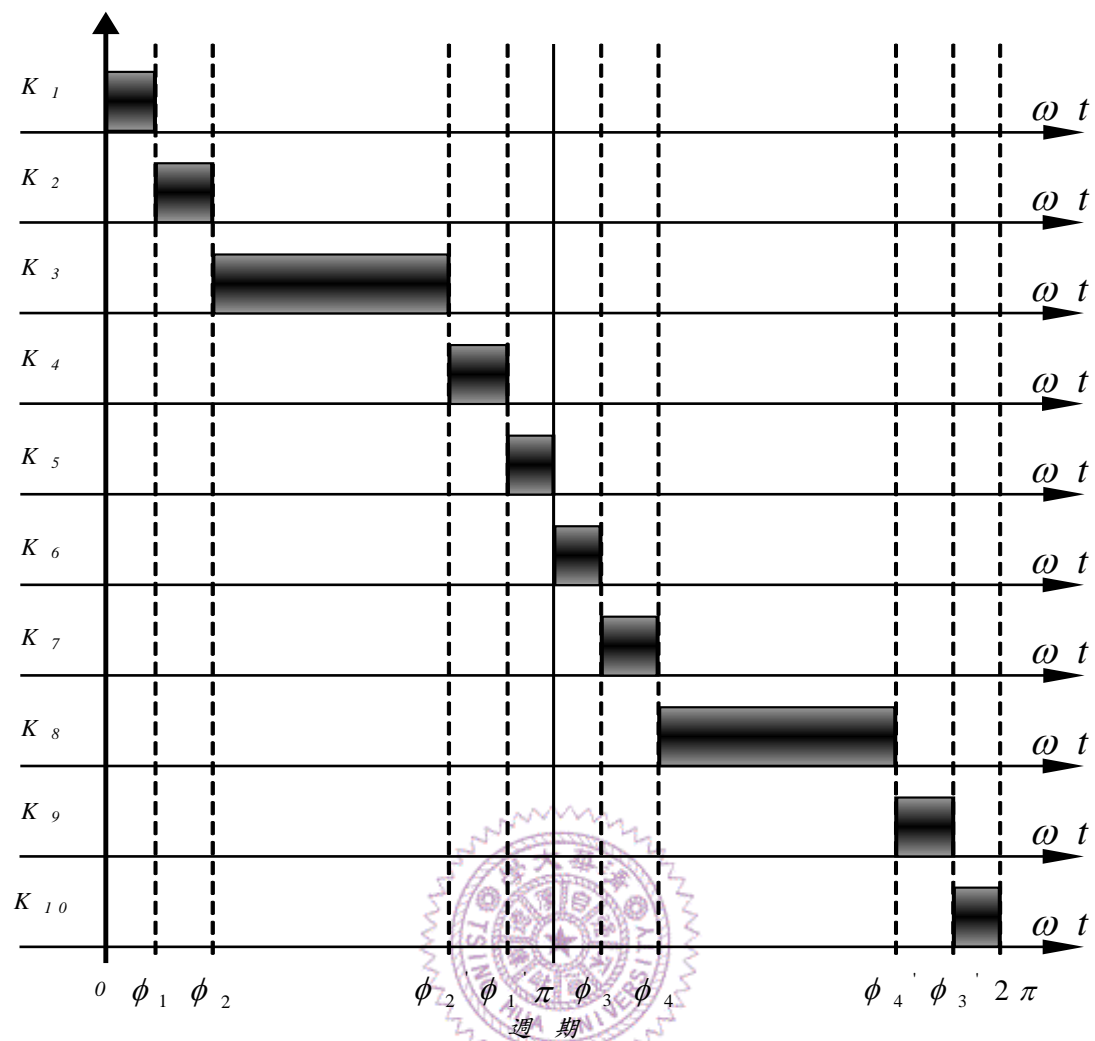
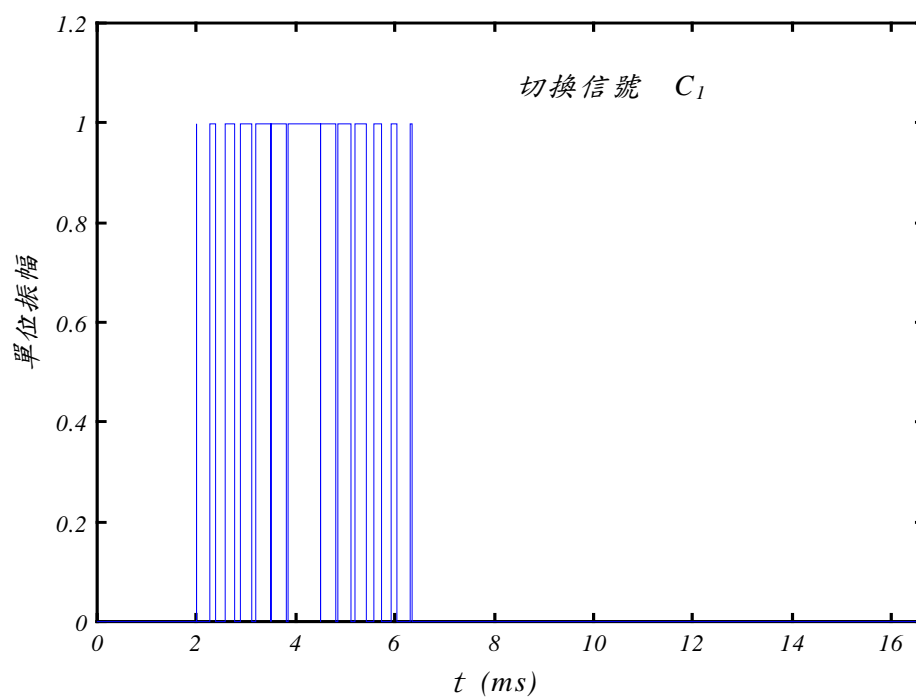
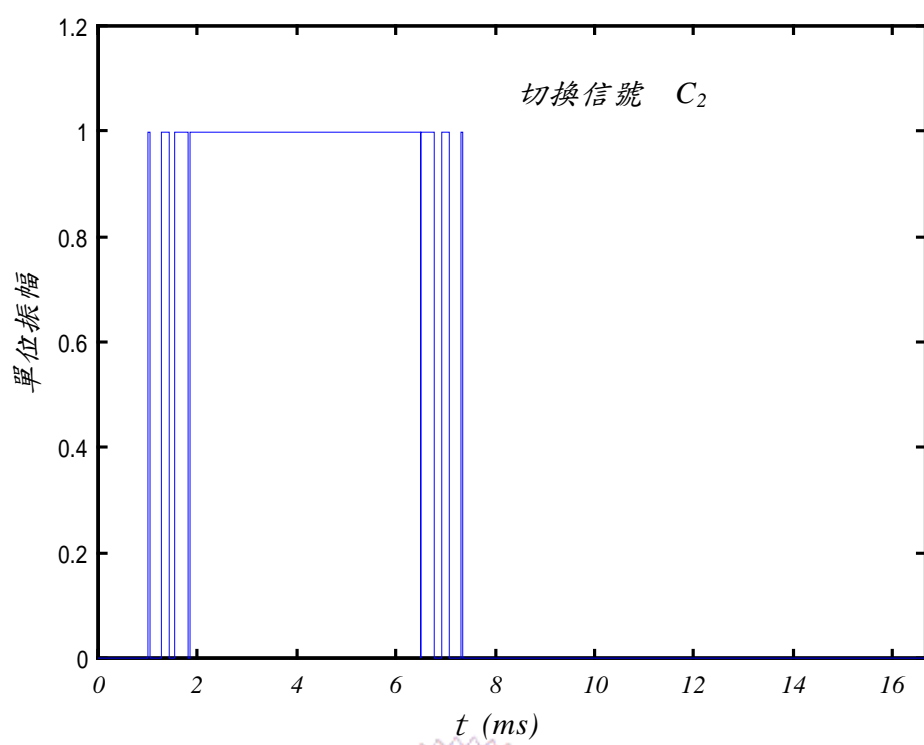


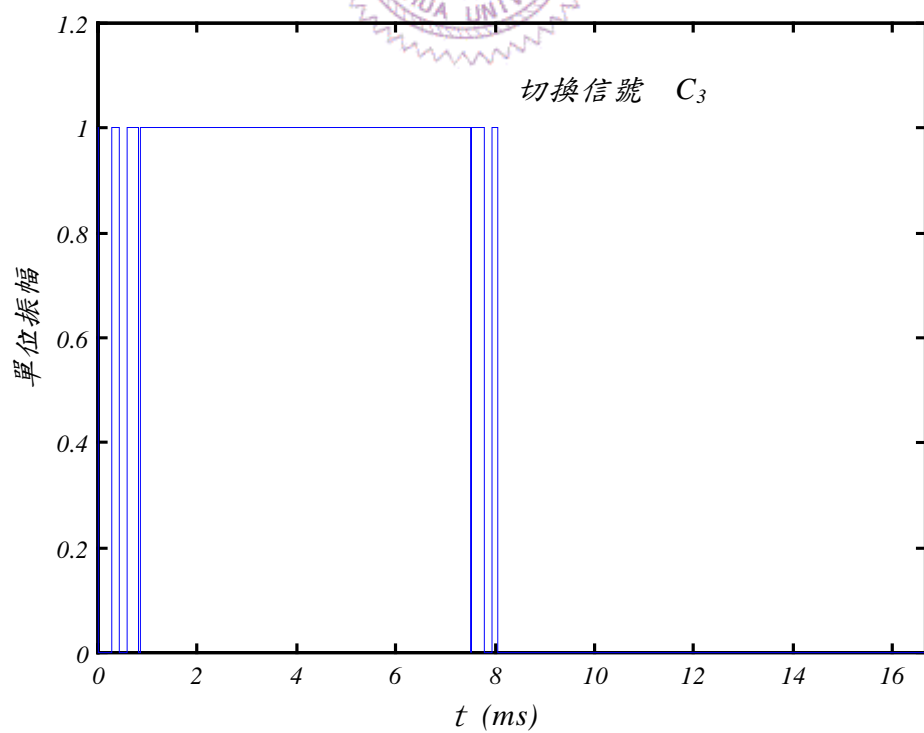
圖 3.16 七階轉換器一週期內開關合成信號($K_1 \sim K_{10}$)波形



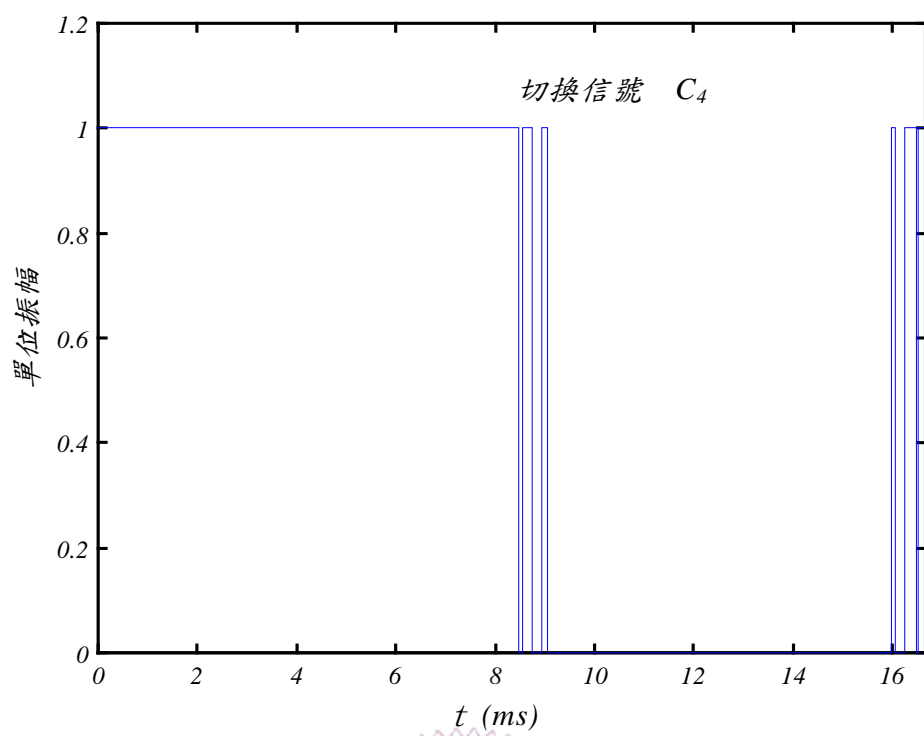
(a) 切換信號 C_1



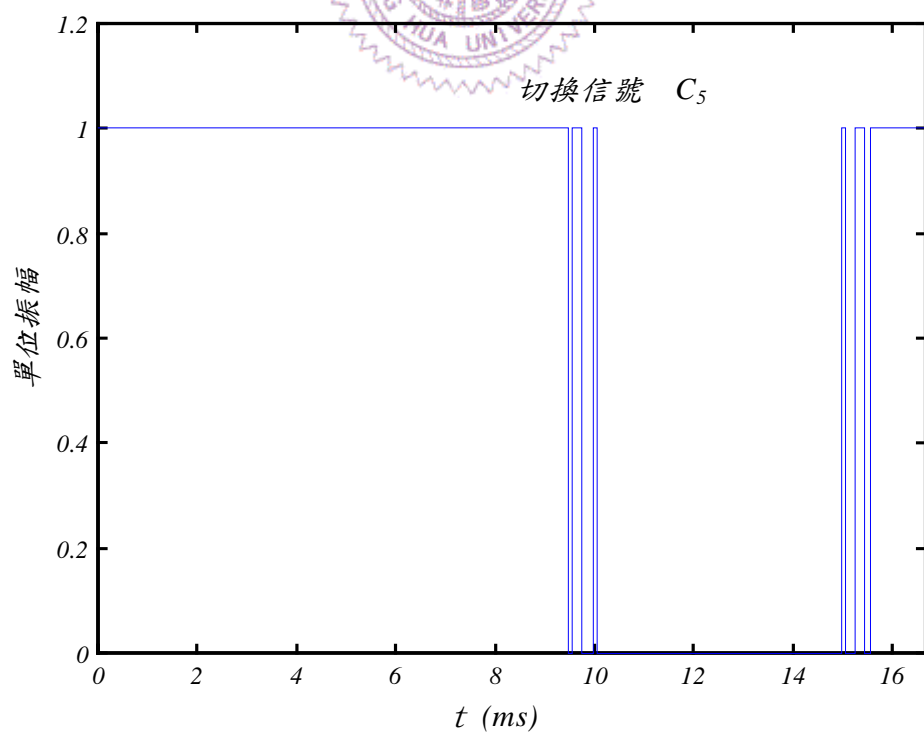
(b) 切换信號 C_2



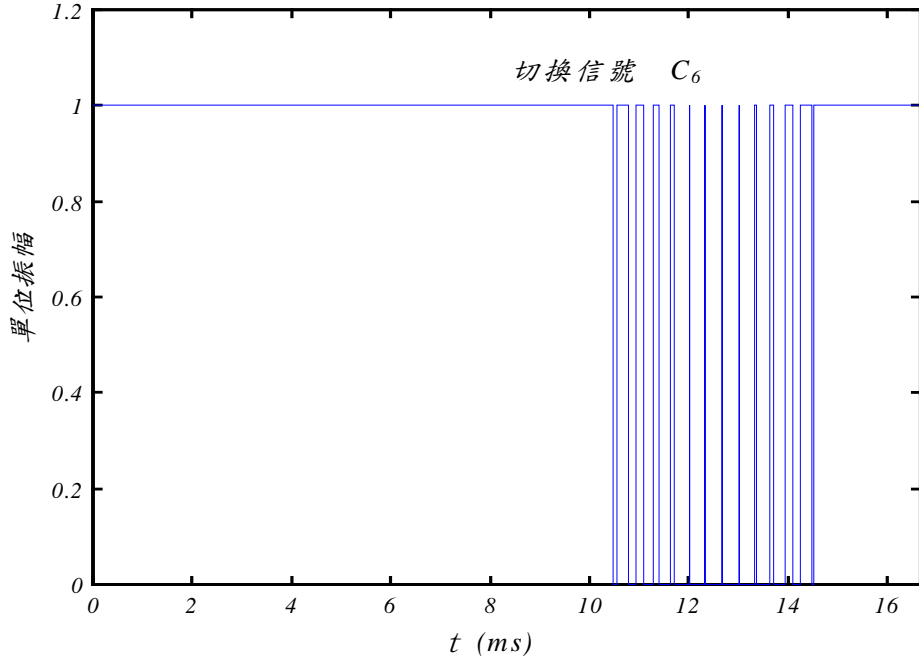
(c) 切换信號 C_3



(d) 切換信號 C_4



(e) 切換信號 C_5



(f) 切換信號 C_6

圖 3.17 正弦調變信號與六個載波比較後之切換信號

藉由圖 3.16 中七階轉換器之開關合成信號 $K_1 \sim K_{10}$ 及圖 3.17 中之切換信號 $C_1 \sim C_6$ ，並且利用類比邏輯運算觀念，可得開關切換信號之布林代數式子，其定義如下所示，開關 $S_1 \sim S_6$ 、 $S_{a1} \sim S_{a3}$ 及 $S_{b1} \sim S_{b3}$ 切換信號波形如圖 3.18 之所示。

$$S_1 = K_1 \cdot C_1 + K_2 \cdot C_1 + K_3 \cdot C_1 + K_4 \cdot C_1 + K_5 \cdot C_1 \\ + K_6 \cdot C_4 + K_7 \cdot C_4 + K_8 \cdot C_4 + K_9 \cdot C_4 + K_{10} \cdot C_4$$

$$S_2 = \overline{S_1}$$

$$S_3 = K_1 \cdot C_2 + K_2 \cdot C_2 + K_3 \cdot C_2 + K_4 \cdot C_2 + K_5 \cdot C_2 \\ + K_6 \cdot C_5 + K_7 \cdot C_5 + K_8 \cdot C_5 + K_9 \cdot C_5 + K_{10} \cdot C_5$$

$$S_4 = \overline{S_3}$$

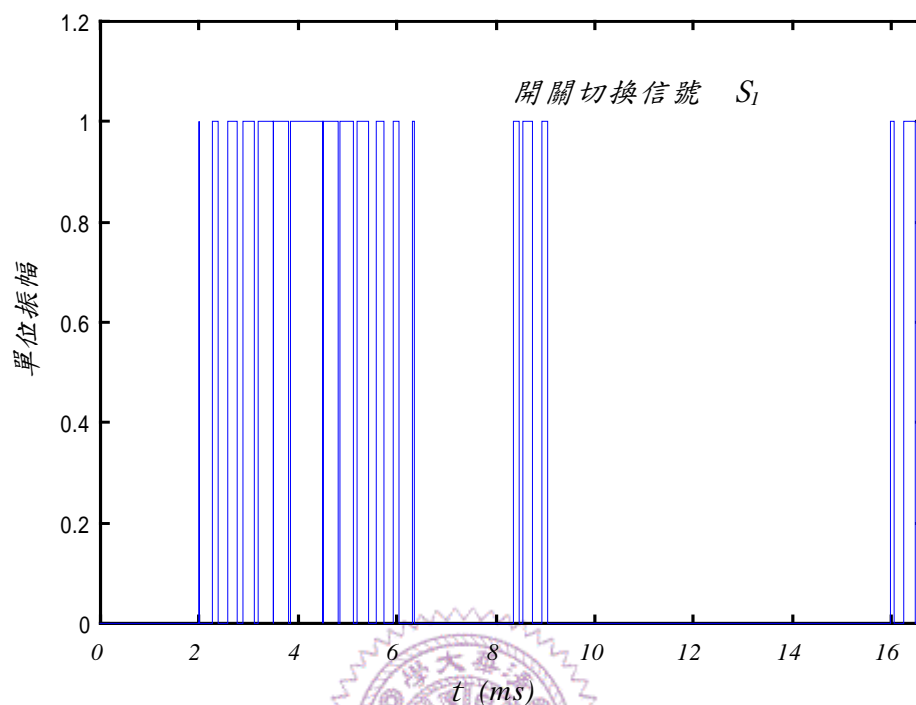
$$S_5 = K_1 \cdot C_3 + K_2 \cdot C_3 + K_3 \cdot C_3 + K_4 \cdot C_3 + K_5 \cdot C_3 \\ + K_6 \cdot C_6 + K_7 \cdot C_6 + K_8 \cdot C_6 + K_9 \cdot C_6 + K_{10} \cdot C_6$$

$$S_6 = \overline{S_5}$$

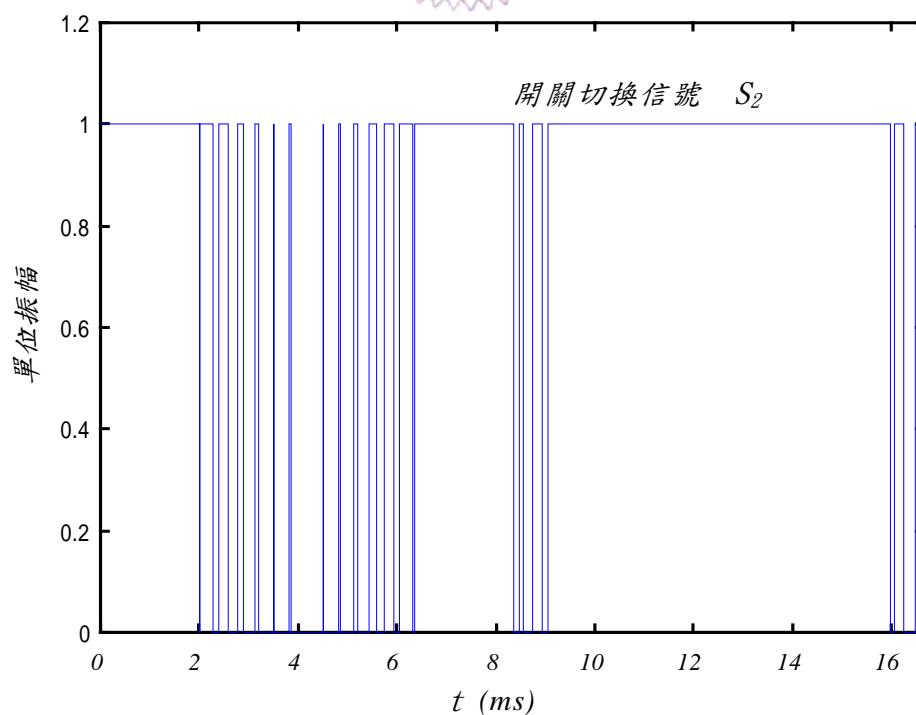
$$S_{a1} = S_{a2} = S_{a3} = K_1 + K_2 + K_3 + K_4 + K_5$$

$$S_{b1} = S_{b2} = S_{b3} = \overline{S_{a1}} = \overline{S_{a2}} = \overline{S_{a3}} = K_6 + K_7 + K_8 + K_9 + K_{10} \quad (3-35)$$

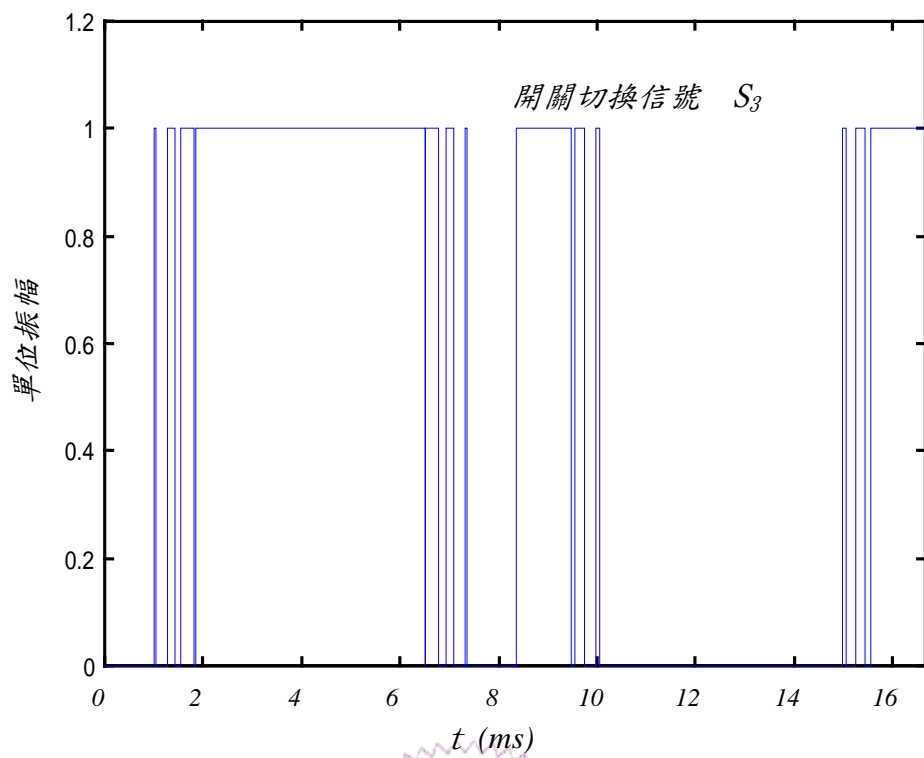
在式(3-35)中根據布林代數之定義，”+”代表或閘(OR gate)、“.”代表及閘(AND gate)、“ $\bar{}$ ”代表反閘(NOT gate)。



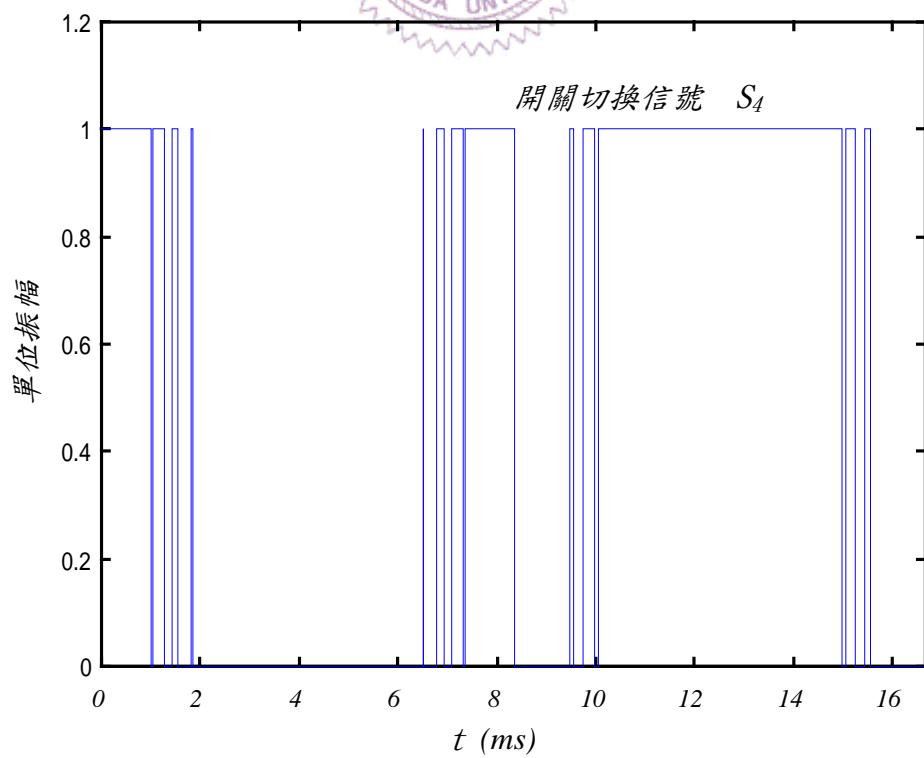
(a) 開關 S_1 切換信號波形



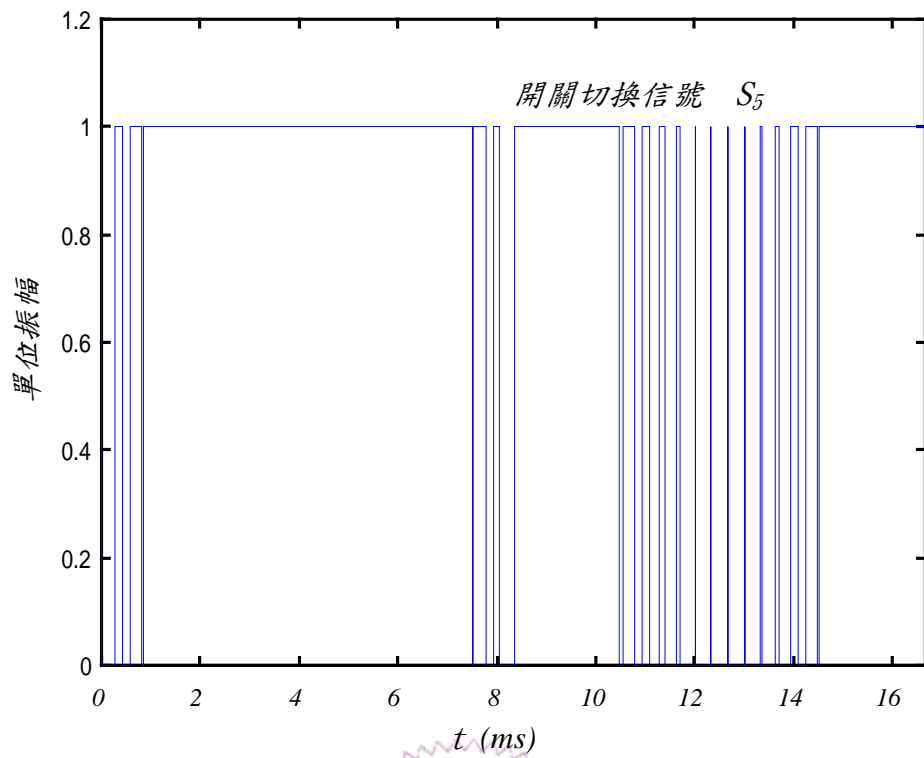
(b) 開關 S_2 切換信號波形



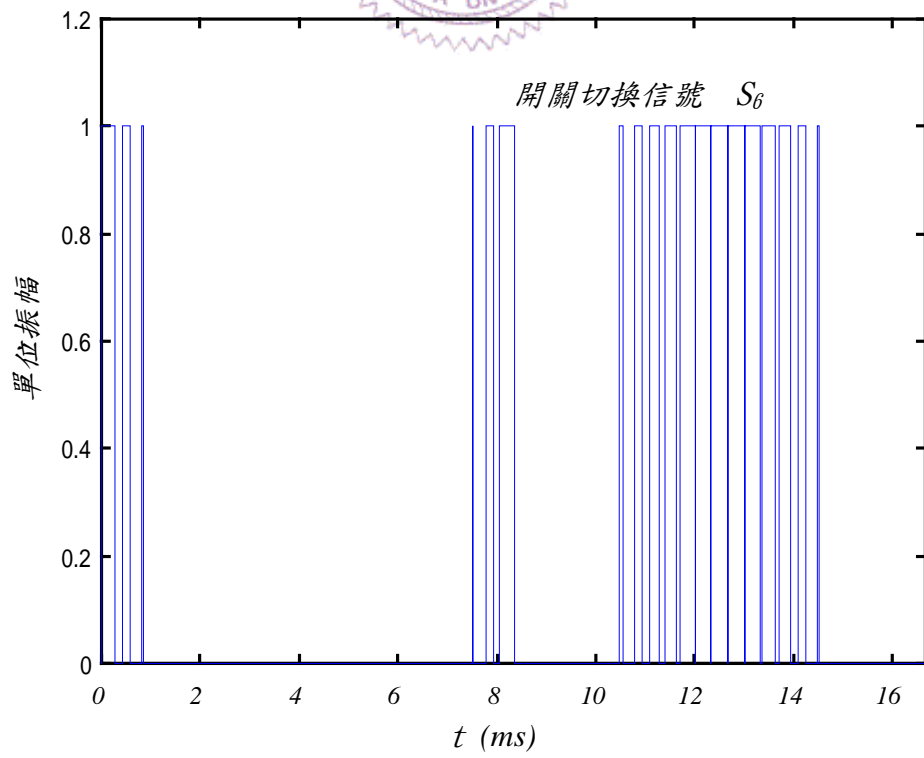
(c) 開關 S_3 切換信號波形



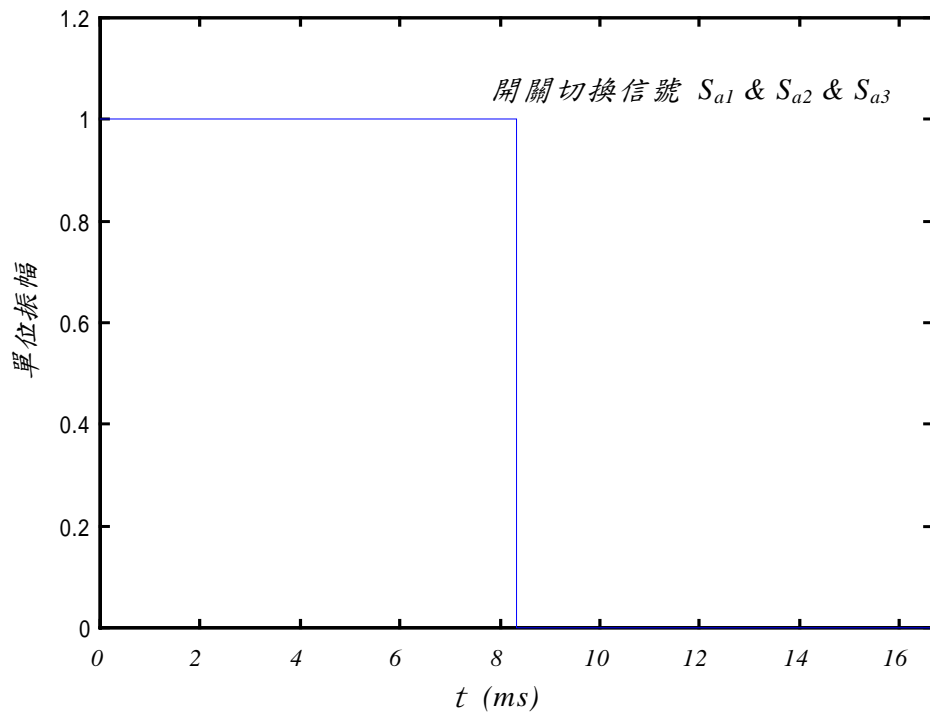
(d) 開關 S_4 切換信號波形



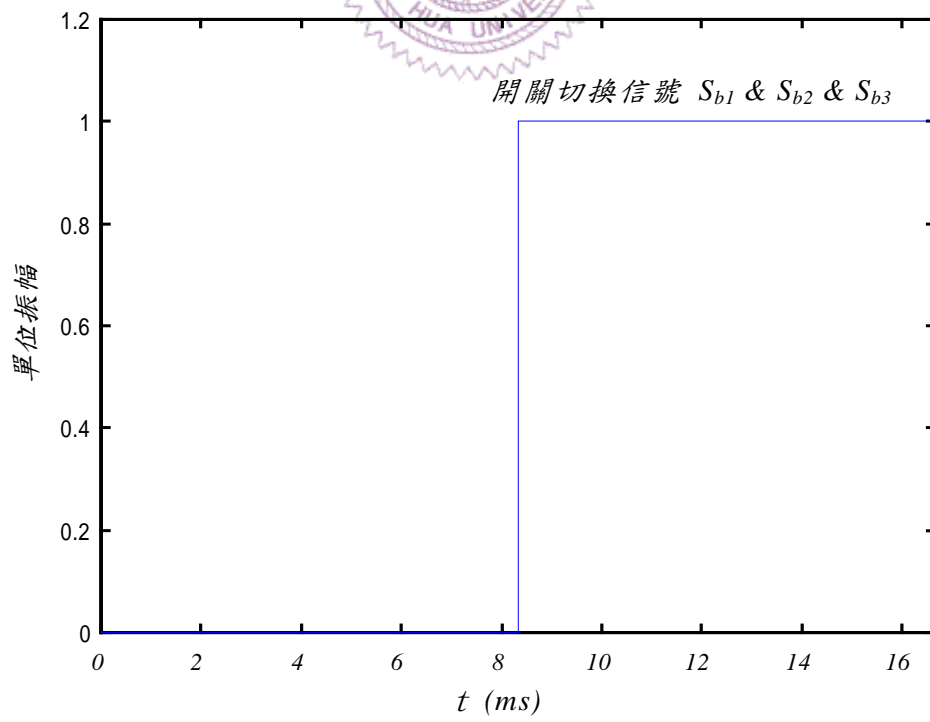
(e) 開關 S_5 切換信號波形



(f) 開關 S_6 切換信號波形



(g) 開關 S_{a1} & S_{a2} & S_{a3} 切換信號波形



(h) 開關 S_{b1} & S_{b2} & S_{b3} 切換信號波形

圖 3.18 七階情況下開關 $S_1 \sim S_6$ 、 $S_{a1} \sim S_{a3}$ 及 $S_{b1} \sim S_{b3}$ 切換信號波形

3.3 $2n+1$ ($n \geq 4$) 階電流型直交流轉換器架構

於上一節中，已針對延伸至七階型式轉換器之工作原理與開關切換控制做一說明。然而吾人所提出之新型多階轉換器架構可延伸其輸出電流 i_o 階次至 $2n+1$ 階之型式。故於本節中將針對延伸至 $2n+1$ 階形式下，轉換器架構變數與開關切換控制方式作一整理，其中 n 為正端輸入側電感數量，即 n 個輸入側電流源數量。新型 $2n+1$ 階型式轉換器電路架構如圖 3.19 之所示。

由圖 3.19 中可知所延伸之 $2n+1$ 階電路架構中，轉換器開關部份是由 $4n$ 只主動式功率開關 $S_1 \sim S_{2n}$ 、 $S_{a1} \sim S_{an}$ 及 $S_{b1} \sim S_{bn}$ 分別串接 $4n$ 個快速二極體 $D_1 \sim D_{2n}$ 、 $D_{a1} \sim D_{an}$ 及 $D_{b1} \sim D_{bn}$ 所組成，儲能電流源部份則是由 $2n$ 個儲能電感器 $L_{1p} \sim L_{np}$ 及 $L_{1n} \sim L_{nn}$ 所組成，交流輸出側部份則包含一個交流輸出側濾波電容(C)及負載(R)所組成。

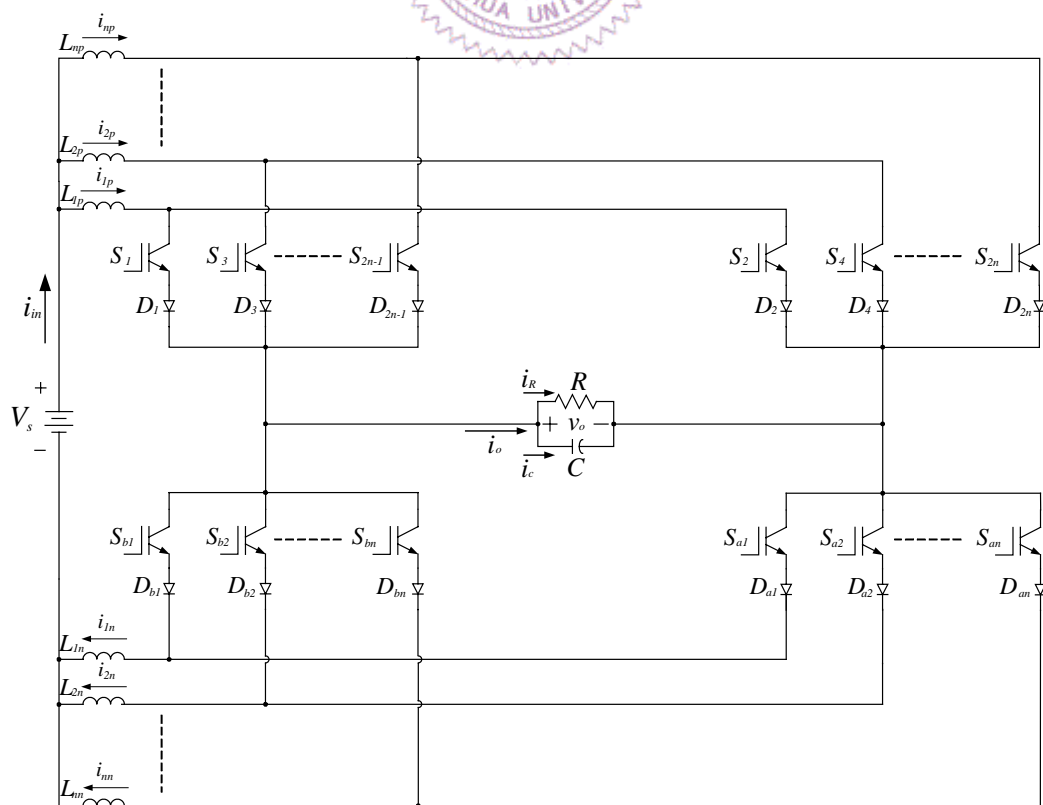


圖 3.19 新型 $2n+1$ 階電流型直交流轉換器電路架構

藉由 n 個正端輸入電流源，及 $4n$ 個功率開關之適當控制，可組合輸出側 $2n+1$ 階電流輸出型式。假設各功率開關均為理想元件，開關狀態定義與開關關係式如下所示。

$$S_x = \begin{cases} 1, & S_x \text{導通} \\ 0, & S_x \text{截止} \end{cases}, x=1 \sim 2n \quad (3-36)$$

$$S_x + S_{x+1} = 1, x \in \{1, 3, 5 \dots, 2n-1\} \quad (3-37)$$

$$S_{ak} = \begin{cases} 1, & S_{ak} \text{導通} \\ 0, & S_{ak} \text{截止} \end{cases}, k=1 \sim n \quad (3-38)$$

$$S_{bk} = \begin{cases} 1, & S_{bk} \text{導通} \\ 0, & S_{bk} \text{截止} \end{cases}, k=1 \sim n \quad (3-39)$$

$$S_{ak} + S_{bk} = 1, k \in \{1, 2, 3 \dots, n\} \quad (3-40)$$

當操作於單相 $2n+1$ 階電流型直交流轉換器情況下，正端輸入電流源數量(n)、輸出電流 i_o 階次(H)以及載波個數(M)之間相互關係式如(2-13)、(2-14)式之所示。其中調變指數 M_i 與載波信號 A_c 振幅大小定義分別如下所示：

$$M_i = \frac{A_m}{\frac{(H-1)}{2} A_c} \quad (3-41)$$

利用(2-13)、(2-14)式則(3-41)式可改寫如下所示：

$$M_i = \frac{A_m}{\frac{M}{2} A_c} = \frac{A_m}{n A_c} \quad (3-42)$$

假設當調變指數 M_i 為 1 時，單位正弦調變信號峰值 A_m 與載波信號峰對峰值 A_c 之關係式如下之所示。

$$A_c = \frac{A_m}{n} \quad (3-43)$$

並且藉由一單位正弦調變 M_s 與 $(H-1)$ 個載波信號 A_c 比較而得所需之脈波寬度調變信號。又由五階及七階架構之工作原理分析中可知，當操作於一工作週期中，新型 $2n+1$ 階架構可操作於 $2n$ 個區間 (Interval 1~Interval $2n$)，如圖 3.20 之所示。各區間邊界相角值 ϕ 如表 3.3 之所示。

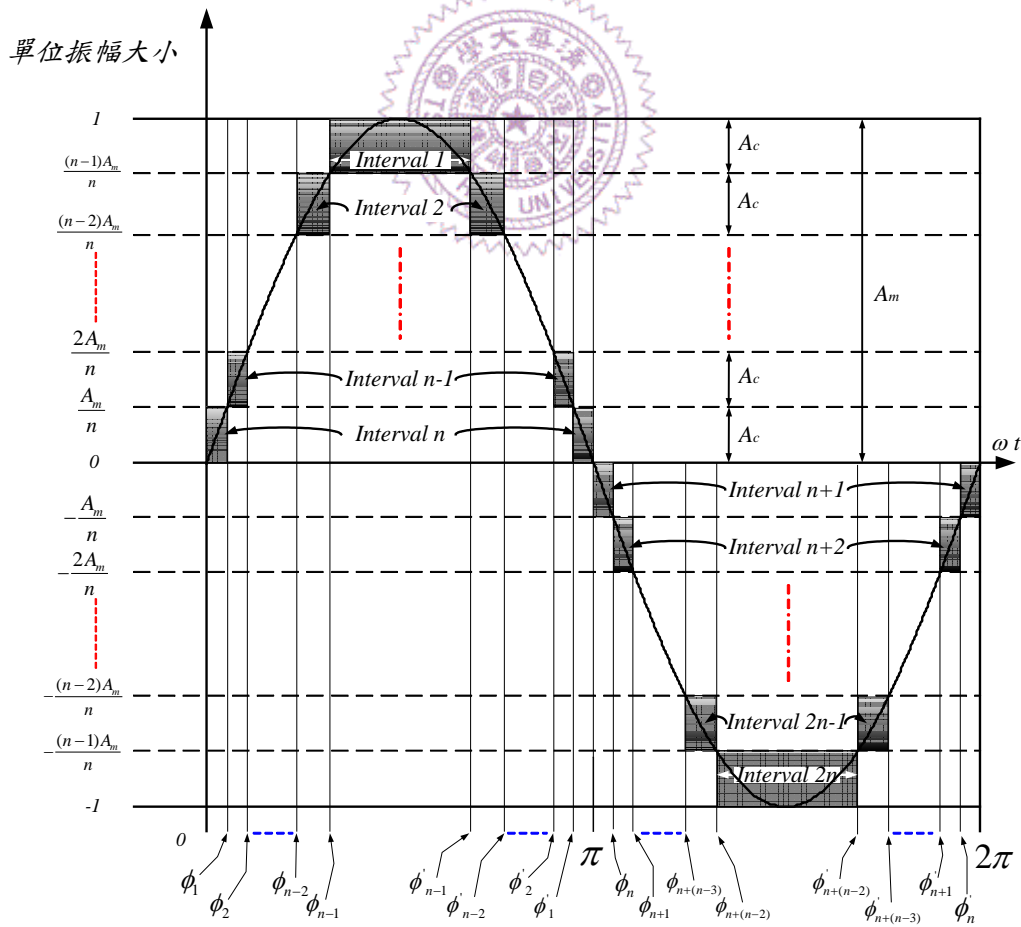


圖 3.20 單相 $2n+1$ 階區間與區間邊界變換相角圖

同樣地各個區間中，輸出電流 i_o 階次情況分別有高階(High Level)及低階(Low Level)電流型式，在此將所延伸至 $2n+1$ 階架構之區間與輸出電流高低階次變化狀態之關係整理於表 3.4 中，並藉由此關係式，以方便進一步推導電路架構之工作原理並分析之。其中在於圖 3.19、圖 3.20、表 3.3 以及表 3.4 中， n 均為正端輸入儲能電流源數量。

於 $2n+1$ 階架構情況下，開關 $S_1 \sim S_{2n}$ 、 $S_{a1} \sim S_{an}$ 及 $S_{b1} \sim S_{bn}$ 切換信號組成要素，分別為：(1)正弦調變信號與 $2n$ 個載波比較後所得之切換信號 Cy ，($y=1 \sim 2n$)，(2) $4n-2$ 個開關合成信號 $K_1 \sim K_{4n-2}$ ，如圖 3.21 之所示。有了上述兩要素後，並利用類比邏輯運算觀念加以組合之，便可得所有功率開關之切換信號。

表 3.3 各區間(Interval)邊界相角值 ϕ 範圍

區間(Interval)	相角值 ϕ
Interval 1	$\phi_{n-1} < \omega t \leq \phi'_{n-1}$
Interval 2 ⋮ Interval n	$\phi_{n-2} < \omega t \leq \phi_{n-1}$ 及 $\phi'_{n-1} < \omega t \leq \phi'_{n-2}$ ⋮ $0 < \omega t \leq \phi_{(n-(n-1))}$ 及 $\phi'_{(n-(n-1))} < \omega t \leq \pi$
Interval n+1	$\pi < \omega t \leq \phi_n$ 及 $\phi'_n < \omega t \leq 2\pi$
Interval n+2 ⋮ Interval 2n	$\phi_n < \omega t \leq \phi_{n+1}$ 及 $\phi'_{n+1} < \omega t \leq \phi'_n$ ⋮ $\phi_{2n-2} < \omega t \leq \phi'_{2n-2}$

表 3.4 多階轉換器之區間與輸出電流高低階次變化狀態之關係

區間 高低階變化	Interval 1	Interval 2 \sim Interval n	Interval n+1	Interval n+2 \sim Interval 2n
高階 (High Level)	I	$\frac{(n-1)I}{n} \sim \frac{[n-(n-1)]I}{n}$	0^*	$\frac{[n-(n-1)]I}{n} \sim \frac{(n-1)I}{n}$
低階 (Low Level)	$\frac{(n-1)I}{n}$	$\frac{(n-2)I}{n} \sim 0$	$\frac{[n-(n-1)]I}{n}$	$\frac{[n-(n-2)]I}{n} \sim \frac{nI}{n}$

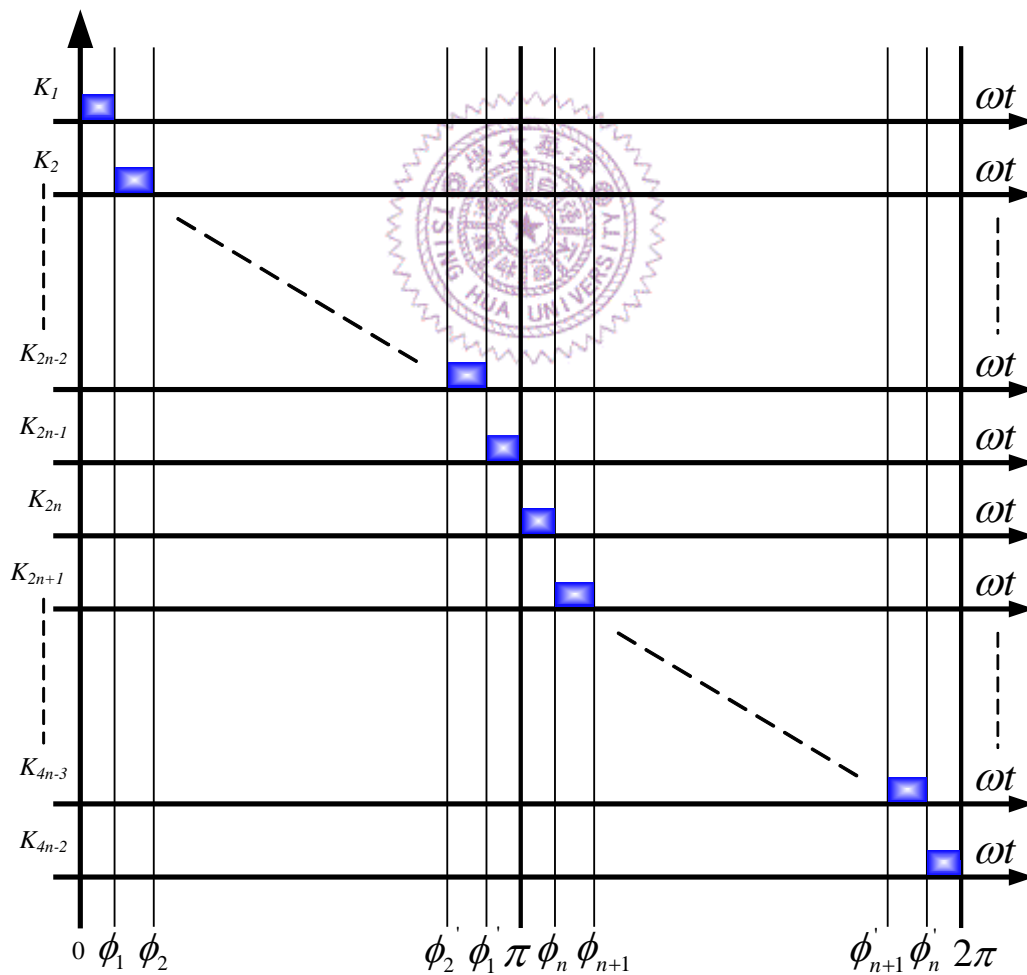
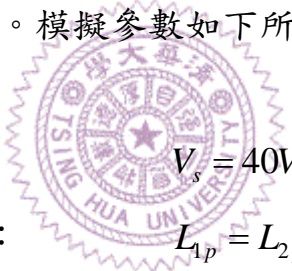


圖 3.21 $2n+1$ 階轉換器一週期內 $4n-2$ 個開關合成信號 $K_1 \sim K_{4n-2}$

且吾人所提出之新型單相多階電流型直交流轉換器架構，亦可輕易的擴展至三相系統架構上，只要將三組單相多階電流型直交流轉換器架構，以 Y 連接之方式，即可成為三相多階電流型直交流轉換器之結構。圖 2.22 為擴展至三相系統之新型三相五階電流型直交流轉換器之架構，藉由各組轉換器之適當控制，以獲得三相平衡之輸出電流成份，並且藉由多階技術，進而降低輸出負載電流之諧波失真成份。

3.4 模擬結果

於本章節中已有針對延伸至七階型式之轉換器做一說明，本節更加以模擬，進而驗證延伸此新型架構之可行性，以下吾人利用商業軟體 Orcad/Pspice 進行模擬。模擬參數如下所示：



直流側電壓：	$V_s = 40V$
正端輸入側電感：	$L_{1p} = L_{2p} = L_{3p} = 40mH$
負端輸出側電感：	$L_{1n} = L_{2n} = L_{3n} = 5mH$
交流輸出側濾波電容：	$C = 200\mu F$
負載：	$R = 3\Omega$
正弦調變信號峰值：	$A_m = 1$
載波信號峰對峰值：	$A_c = 1/3$
正弦調變信號頻率：	$f_o = 60Hz$
載波頻率：	$f_c = 3kHz$
開關切換頻率：	$f_s = 3kHz$
調變指數：	$M_i = 1$
調頻指數：	$M_f = 50$

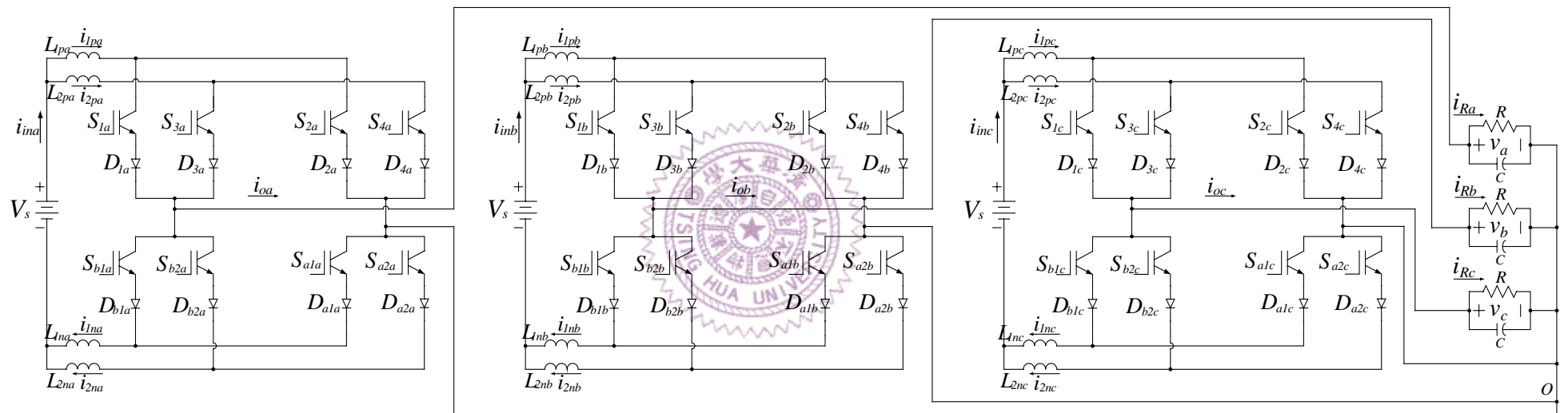


圖 3.22 擴展至三相系統之五階電流型直交流轉換器架構

在調變指數 $M_i=1$ 且參考調變信號為一單位正弦函數且頻率為 60Hz 之情況下，圖 3.23 為延伸之新型七階電流型式架構輸出側電流 i_o 、輸出負載電流 i_R 以及輸出側電壓 v_o 波形，其中輸出側電流 i_o 的確可以達到吾人於理論分析時之七階電流波形型式且在於輸出負載電流部分 i_R 也相當近似於一正弦波型式。並且吾人更模擬將其輸出電流 i_o 階次延伸至九階電流型架構情況下之輸出側電流 i_o 、輸出負載電流 i_R 以及輸出側電壓 v_o 波形，如圖 3.24 之所示。由圖 3.23 及 3.24 中可知，其輸出電流 i_o 皆符合吾人所希望之電流等級，並且輸出負載電流 i_R 部份也皆為近似正弦函數之波形，故可知吾人將所提之新型單相多階電流型交直流轉換器作一延伸性是可行的。

此外並模擬當改變參考調變信號為振幅峰值為 ± 1 之三角波波形型式且頻率為 60Hz 之情況下，輸出電流 i_o 為七階及九階之情況，分別如圖 3.25 及 3.26 之所示。由圖 3.25 及 3.26 中同樣可發現輸出負載電流 i_R 型式及頻率與合成之參考調變信號是相似的。同五階電流型式模擬結果，新型多階電流型直交流轉換器輸出負載電流 i_R 具有追隨參考調變信號之能力，故可應用於低頻功率放大器上之所用。

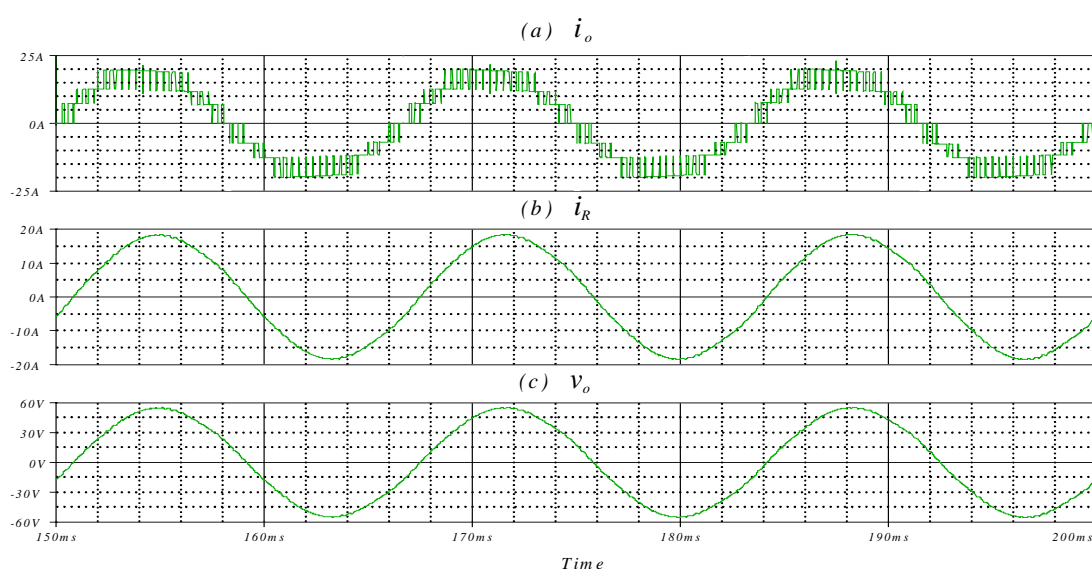


圖 3.23 七階電流型轉換器之(a) 輸出側電流 i_o ；
(b) 輸出負載電流 i_R ；(c)輸出側電壓 v_o

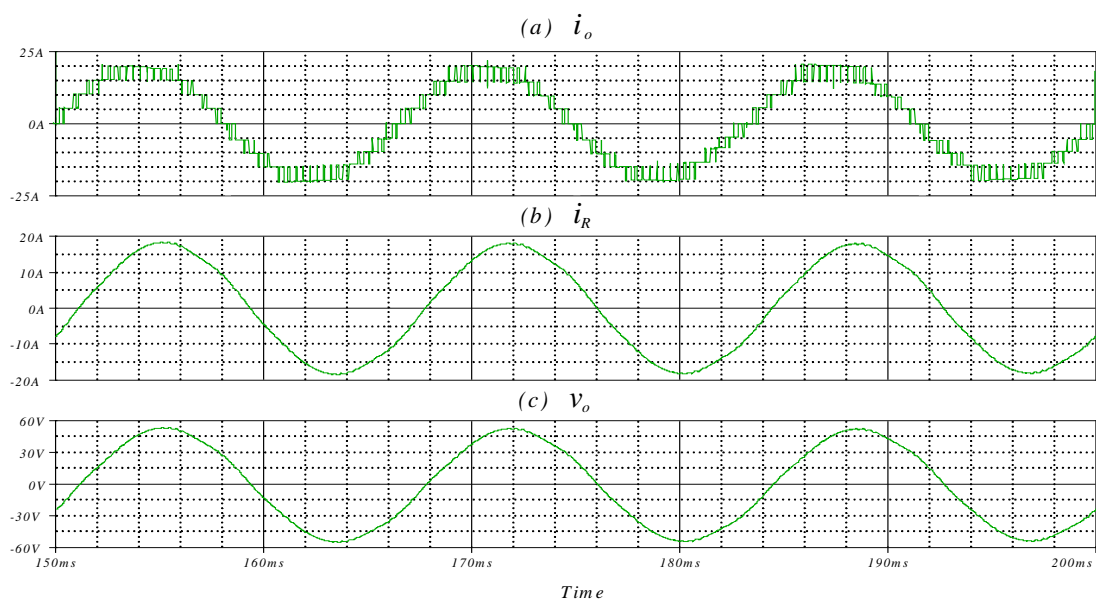


圖 3.24 九階電流型轉換器之(a) 輸出側電流 i_o ；

(b) 輸出負載電流 i_R ；(c)輸出側電壓 v_o

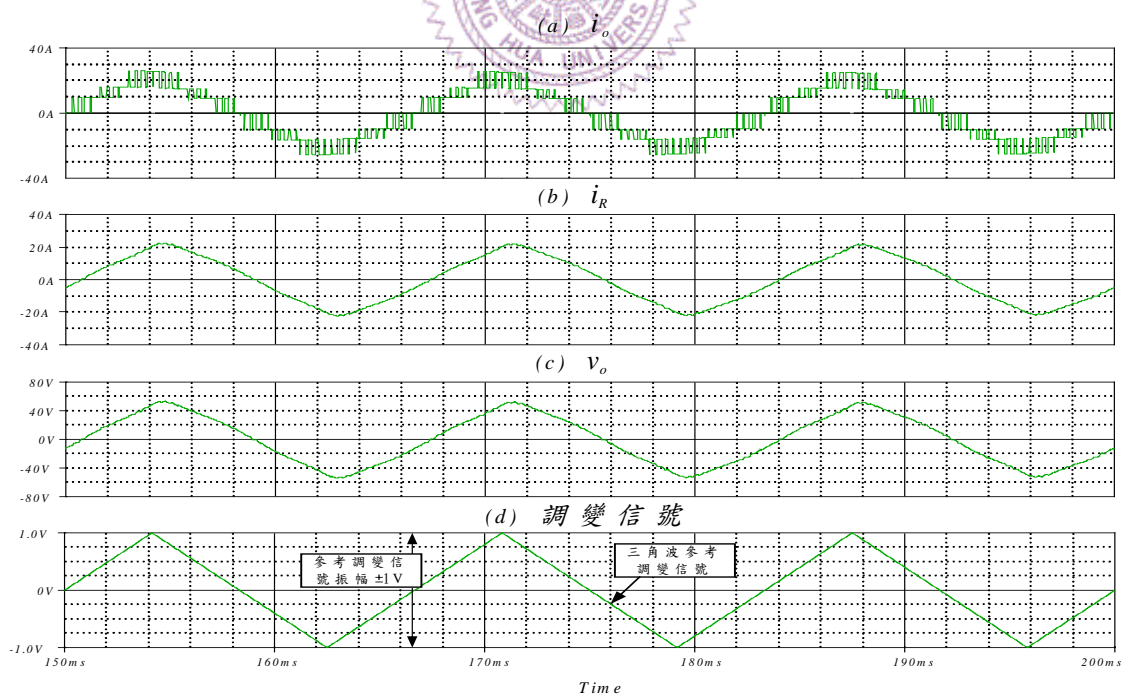


圖 3.25 七階電流型轉換器之參考調變信號為三角波型式時之

(a) 輸出側電流 i_o ；(b) 輸出負載電流 i_R ；

(c) 輸出側電壓 v_o ；(d) 參考調變信號

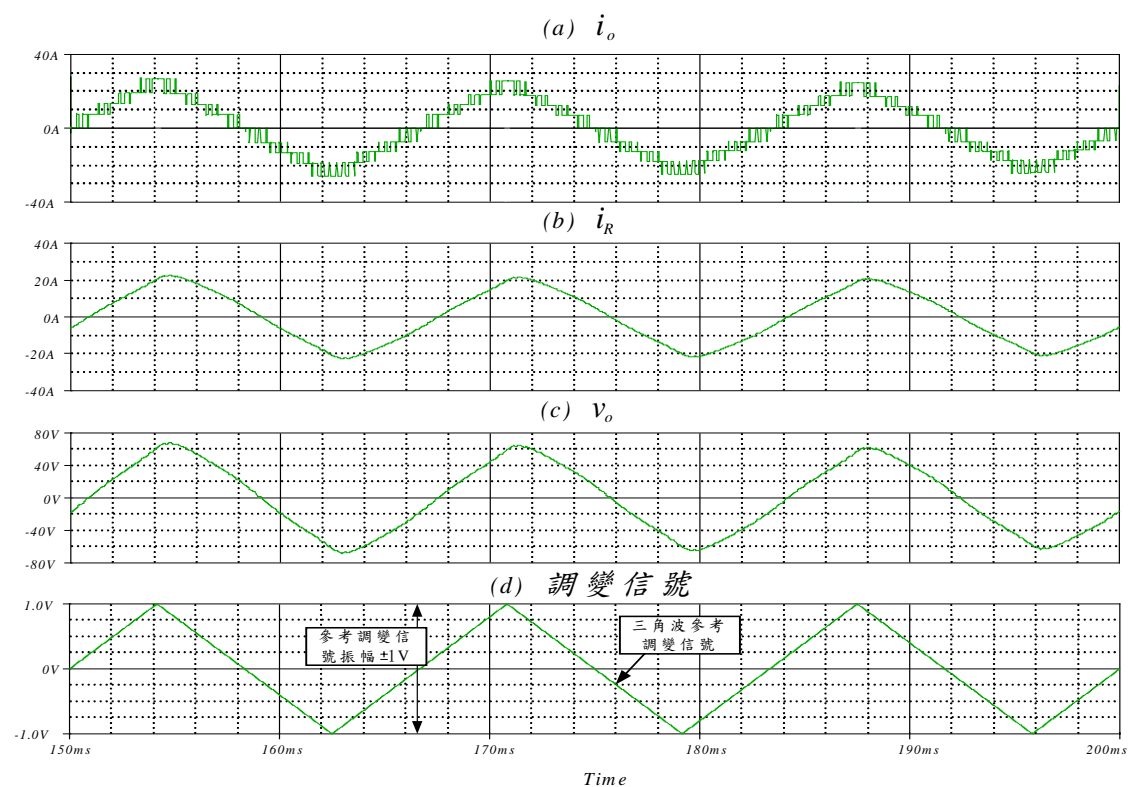


圖 3.26 九階電流型轉換器之參考調變信號為三角波型式時之

- (a) 輸出側電流 i_o ; (b) 輸出負載電流 i_R ;
- (c) 輸出側電壓 v_o ; (d) 參考調變信號