

第二章

新型單相五階電流型直交流轉換器

2.1 前言

本章主要目的即針對吾人所提出之新型單相五階電流型直交流轉換器的電路架構與工作原理作一介紹。首先在第二節加以詳細介紹新型單相五階電流型直交流轉換器之電路架構，其次在第三節部份，有鑑於目前多階電流型文獻甚為有限，故參考目前文獻上多階電壓型直交流轉換器之以多個載波(Multi-Carrier)脈波寬度調變(PWM)技術，試著採用相同 PWM 技術，並用分段配置(Phase Disposition(PD))技術作為實現本論文所提出架構之脈波寬度調變策略。且提出一簡易載波合成技巧，以便利實體製作之實現及成本的降低。最後，吾人採用 Orcad 公司所生產之 Pspice 電路模擬軟體，對新型單相五階電流型直交流轉換器進行模擬以驗證新轉換器之可行性並且分析電路之特性。

2.2 新型單相五階電流型直交流轉換器架構

圖 2.1 為吾人所提出之新型架構，此架構包含了直交流轉換器開關、儲能電流源以及交流輸出側三部份。首先轉換器開關部份是由八只主動式半導體功率開關($S_1 \sim S_4$)、($S_{a1} \sim S_{a2}$)及($S_{b1} \sim S_{b2}$)分別串接八個快速二極體($D_1 \sim D_4$)、($D_{a1} \sim D_{a2}$)及($D_{b1} \sim D_{b2}$)所組成，儲能電流源部份則是由四個儲能電感器($L_{1p} \sim L_{2p}$)及($L_{1n} \sim L_{2n}$)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。

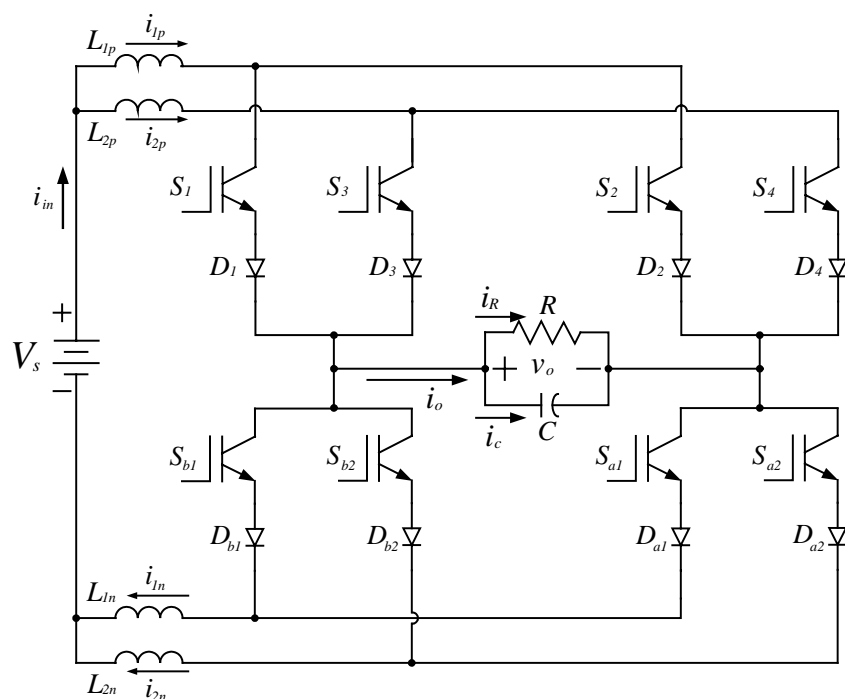


圖 2.1 新型單相五階電流型直交流轉換器之電路圖

圖 2.1 電路中各符號的定義如下：

- 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_{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_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濾波電流
- v_o : 代表跨於負載之電壓

利用兩個正端儲能電感器(L_{1p} 、 L_{2p})，再經由轉換器中八個主動式半導體功率開關之不同導通與截止組合，將可獲得輸出電流(i_o)為 I 、 $I/2$ 、 0 、 $-I/2$ 及 $-I$ 共五種電流等級，且利用另外兩個負端儲能電感器(L_{1n} 、 L_{2n})，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。

2.3 新型單相五階電流型直交流轉換器工作原理

2.3.1 正弦脈波寬度調變方法

由於吾人所提出之新型架構是使用正弦脈波寬度調變中之多載波脈波寬度調變技術裡頭的分段配置(Phase Disposition, (PD))技術，因此以下先針對正弦脈波寬度調變技術分類稍作說明。

正弦脈波寬度調變技術基本上可依其載波信號及調變信號兩部份加以分類，如圖 2.2 所示。接著針對此兩部份做一簡介說明。

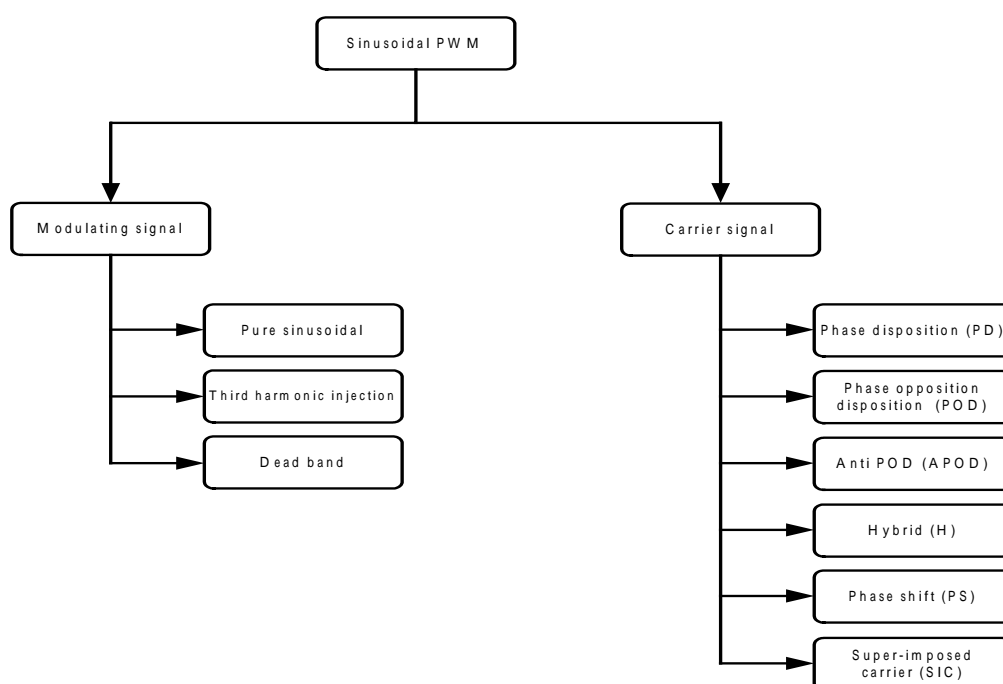


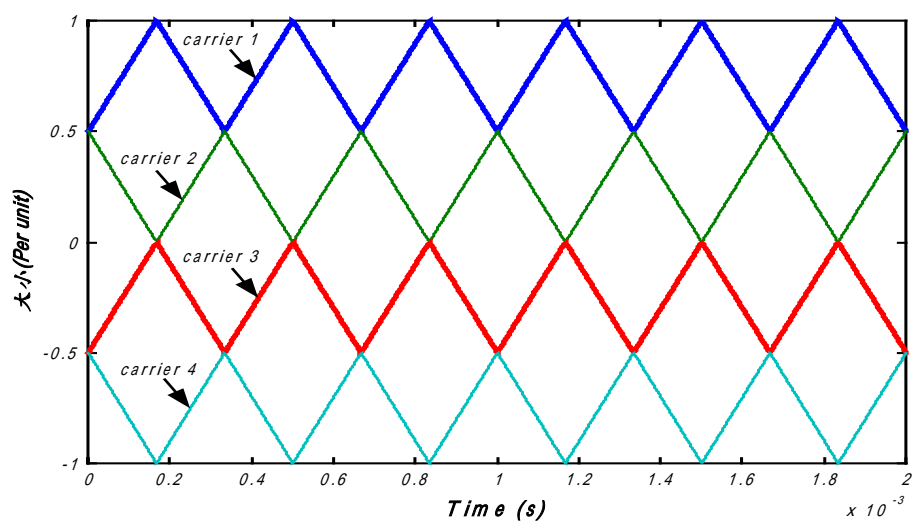
圖 2.2 正弦脈波寬度調變技術分支圖[36]

(a) 載波信號部份

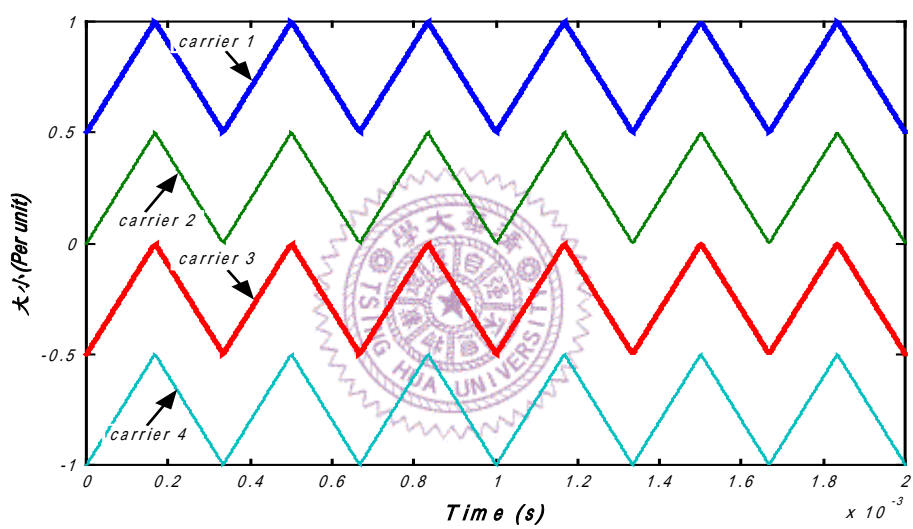
多階載波脈波寬度調變技術，一般為採用多個三角波載波[36]、[37]與單一參考(調變)信號波形比較，進而獲得提供至開關閘極觸發之切換訊號。在此吾人將此技術加以分類整理如表 2.1 所示。

表 2.1 多個載波脈波寬度調變技術分類

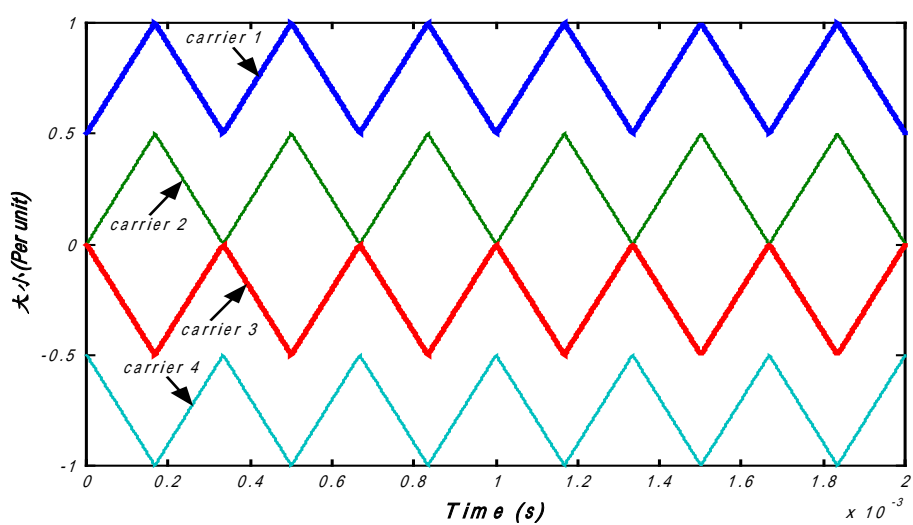
多個載波脈波寬度調變技術種類	說明
1. 反相分段配置(Anti Phase opposition disposition, APOD)技術	在 N 階($N=2n+1$)系統情況下，此技術需要($N-1$)個載波信號[36]，其載波信號相互間各差 180° 相位角，如圖 2.3(a)所示。
2. 分段配置(Phase disposition, PD)技術	在 N 階($N=2n+1$)系統情況下，此技術需要($N-1$)個載波信號[36]，但其載波信號皆為同相位之型式，如圖 2.3(b)所示。
3. 分段反相配置(Phase opposition disposition, POD)技術	在 N 階($N=2n+1$)系統情況下，此技術需要($N-1$)個載波信號[36]，於零參考位準以上其載波信號型式為同相位之型式，然而於零參考位準以下其載波信號型式為相差 180° 相位角之型式，如圖 2.3(c)所示。
4. 合成(Hybrid, H)技術	此技術乃結合了前述配置技巧及一般眾所皆知之位移式多載波脈波寬度調變技術，如圖 2.3(d)所示。
5. 相位移(Phase Shift, PS)技術	利用數個相同振幅大小及適當相位移之載波來組成此技術，如圖 2.3(e)所示。
6. 特級加強載波(Super imposed carrier, SIC)技術	此技術[43]僅使用單一載波信號並將其合成於調變信號上頭。所合成出之載波峰對峰值大小與分段配置(PD)技術情況相同，此載波型式如圖 2.3(f)所示。



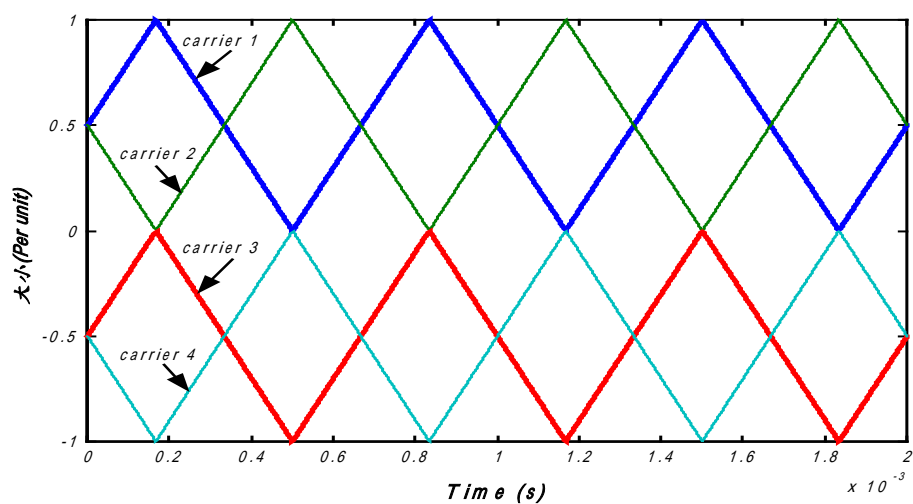
(a) 反相分段配置技術



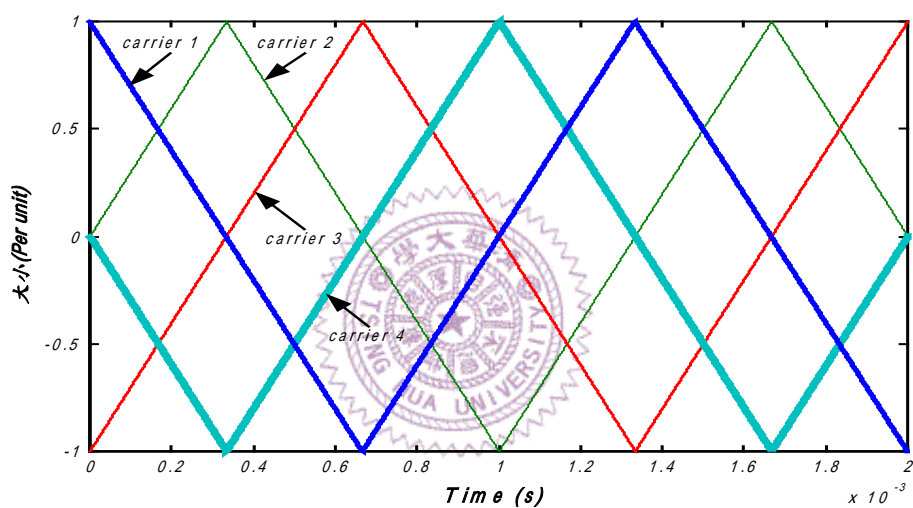
(b) 分段配置技術



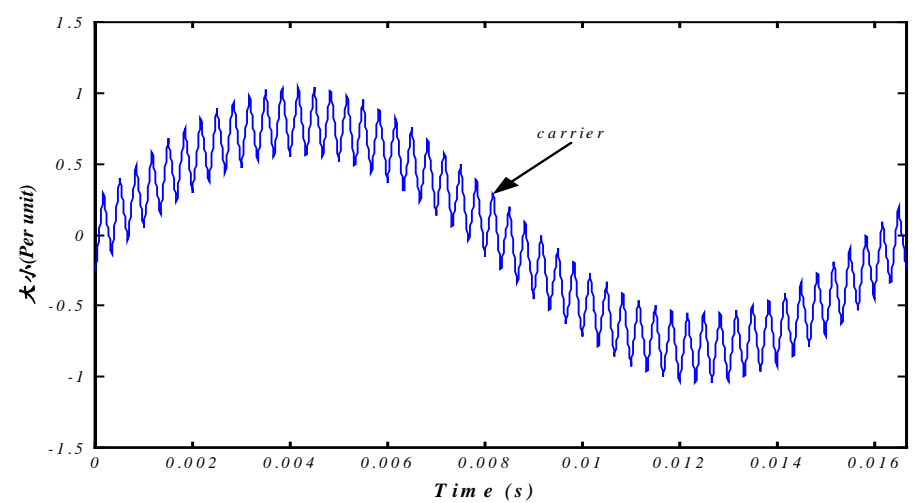
(c) 分段反相配置技術



(d) 合成技術



(e) 相位移技術



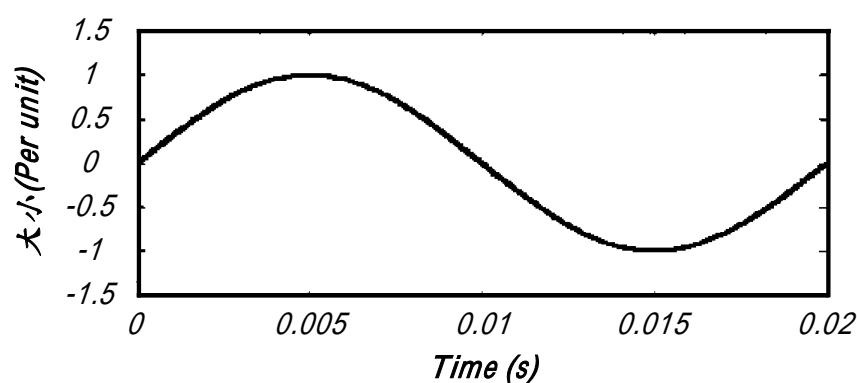
(f) 特級加強載波技術

圖 2.3 多個載波脈波寬度調變技術[36]

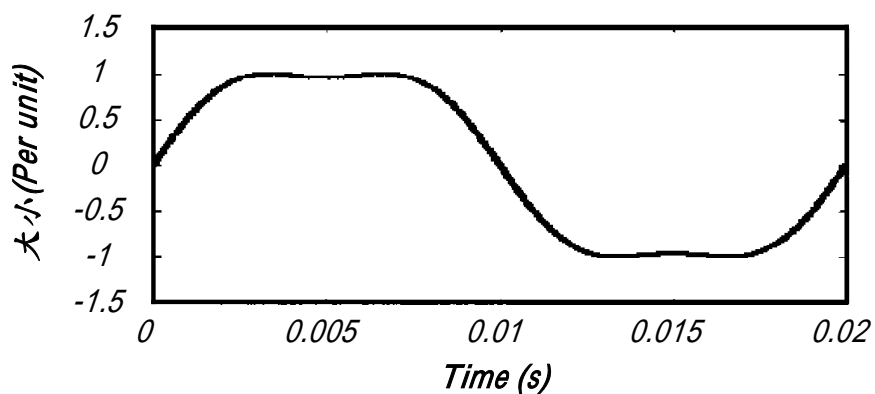
在此吾人選用載波脈波寬度調變技術中之分段配置技術，主要動機為利用分段配置技術情況下所產生之輸出諧波成份較應用其餘幾種技術所產生之諧波成分小[37]，另一考量部份為其載波皆為同相位之型式，可簡化實作上之繁複性，故吾人便選定使用分段配置之技術。

(b) 調變信號部份

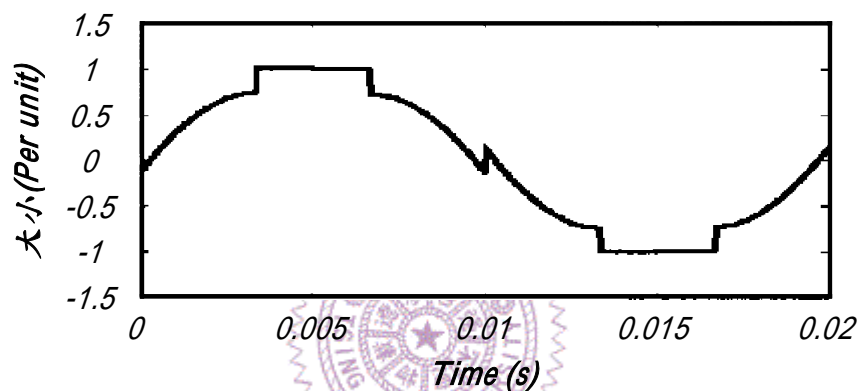
正弦脈波寬度調變技術中之調變信號部份可分為：(1)純正弦脈波寬度調變(Pure Sinusoidal PWM，PSPWM)技術，如圖 2.4(a)所示、(2)三次諧波注入法之脈波寬度調變(Third Harmonic Injection PWM，THIPWM)技術，如圖 2.4(b)所示、(3)死區脈波寬度調變(Dead Band PWM，DBPWM)技術，如圖 2.4(c)所示。在此吾人採用調變信號部份之純正弦波脈波寬度調變技術，此技術同時也是正弦脈波寬度調變技術中最為廣泛應用技術之一。故有關三次諧波注入法之脈波寬度調變技術及死區脈波寬度調變技術部份，吾人便不再詳細說明之。



(a) 純正弦脈波寬度調變(PSPWM)技術



(b) 三次諧波注入法之脈波寬度調變(THIPWM)技術



(c) 死區脈波寬度調變(DBPWM)技術

圖 2.4 調變信號種類[36]

2.3.2 新型轉換器之工作原理

本節以下茲以圖 2.1 之電路架構說明新型單相五階電流型直交流轉換器之工作原理。此架構之基本原理是利用該電路中八個功率開關之適當控制，可組合成輸出側五階電流輸出型式。假設各功率開關狀態定義如下：

$$S_j = \begin{cases} 1, & S_j \text{導通} \\ 0, & S_j \text{截止} \end{cases}, j=1\sim4 \quad (2-1)$$

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

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

由圖 2.1 中可知該電流型直交流轉換器之電流導通路徑在任何時刻均不可產生開回路情形，否則會有過電壓問題產生，因此一般在電流型架構操作情況下必須加入考慮開關導通期間重疊(over-lap)之對策。

在分析吾人提出之新型單相五階電流型直交流轉換器前，吾人先做以下之假設：(1)輸入電壓為純直流成份之直流電壓源(V_s)；(2)穩態時負載電流波形如下形式：

$$i_R(t) = I_m \sin(\omega t - \phi) \quad (2-4)$$



其中 I_m 為輸出電流峰值(Output Peak Current)， ϕ 為穩態時，輸出電壓與負載電流之相角差，當然若是操作於純電阻性負載之情況，則 $\phi = 0$ 。(3) 假設正端輸入側儲能電感夠大且 $L_{1p} = L_{2p}$ ，使得穩態時輸入側電流 $i_{1p} = i_{2p} = \frac{1}{2}i_{in} = \frac{1}{2}I$ 且為純直流。(4)假設負端輸出側電感 $L_{1n} = L_{2n}$ 。(5)穩態時輸出電壓如下形式

$$v_o(t) = V_m \sin(\omega t) \quad (2-5)$$

其中 V_m 為輸出電壓峰值(Output Peak Voltage)，其輸出電壓與負載電流

關係如下式

$$v_o(t) = i_R(t) \cdot R \quad (2-6)$$

(6) 假設所有功率元件均為理想元件，且其開關關係式如下所示。

$$S_j + S_{j+1} = 1, \quad j \in \{1, 3\} \quad (2-7)$$

$$S_{ak} + S_{bk} = 1, \quad k \in \{1, 2\} \quad (2-8)$$

(6) 直交流轉換器之切換頻率 f_s 遠大於電源頻率 f 。

$$f_s \gg f \quad (2-9)$$

基於上述之假設後，吾人可分析單相五階電流型直交流轉換器。首先由於選用多階脈波寬度調變技術可使輸出電壓或電流之諧波含量較低；此外適當選擇載波頻率，同樣可使得輸出電壓或電流之諧波成份移至較高階次處，吾人可在輸出側外加一電容器以濾除高頻電流諧波使得輸出側電流(i_R)及電壓(v_o)近似正弦函數。

在此吾人亦採用文獻[7]中之區間判別方式來說明轉換器之工作原理。當操作於單相五階電流型直交流轉換器情況下時，利用一單位(pu)正弦調變信號(M_s)與四個載波信號 A_c 比較而得所需之脈波寬度調變信號。單位正弦調變信號 M_s 、調變指數 M_i 大小與調頻指數 M_f 大小定義分別如下所示

$$M_s = A_m \sin \omega t \quad (2-10)$$

$$M_i = \frac{A_m}{\frac{(H-1)}{2} A_c} = \frac{A_m}{2A_c}, H=5 \quad (2-11)$$

$$M_f = \frac{f_c}{f_o} \quad (2-12)$$

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、 f_c 為載波頻率、 f_o 為正弦調變頻率。其中正端輸入側儲能電感數量(n)與輸出電流階次(H)，以及輸出電流階次(H)與載波個數(M)之間相互關係式如下

$$H = 2n + 1 \quad (2-13)$$

$$M = H - 1 \quad (2-14)$$



於輸出電流頻率為 60Hz 之一個操作週期內，可知新型架構可操作於四個區間 Interval 1~Interval 4，其單相五階轉換器區間及單位正弦調變信號，如圖 2.5 所示。其中在於各個區間中又各自會有兩種輸出電流(i_o)階次之情況，以區間(Interval)1 及區間 2 為例，如圖 2.6 及圖 2.7 之所示。由圖 2.6 及圖 2.7 中可知，於區間 1 及區間 2 中，因轉換器開關切換之緣故，使得輸出電流(i_o)分別有高階(High Level)與低階(Low Level)之電流型式，其區間與輸出電流(i_o)高低階次變化狀態之關係如表 2.2 所示。此外輸出電流(i_o)階次之變化與轉換器中功率開關($S_1 \sim S_4$)、(S_{a1} 、 S_{a2})及(S_{b1} 、 S_{b2})切換狀態之相互關係，如表 2.3 所示。其中功率開關 S_{a1} 與 S_{a2} 切換為同步之情況，同理 S_{b1} 與 S_{b2} 切換情況亦是如此。

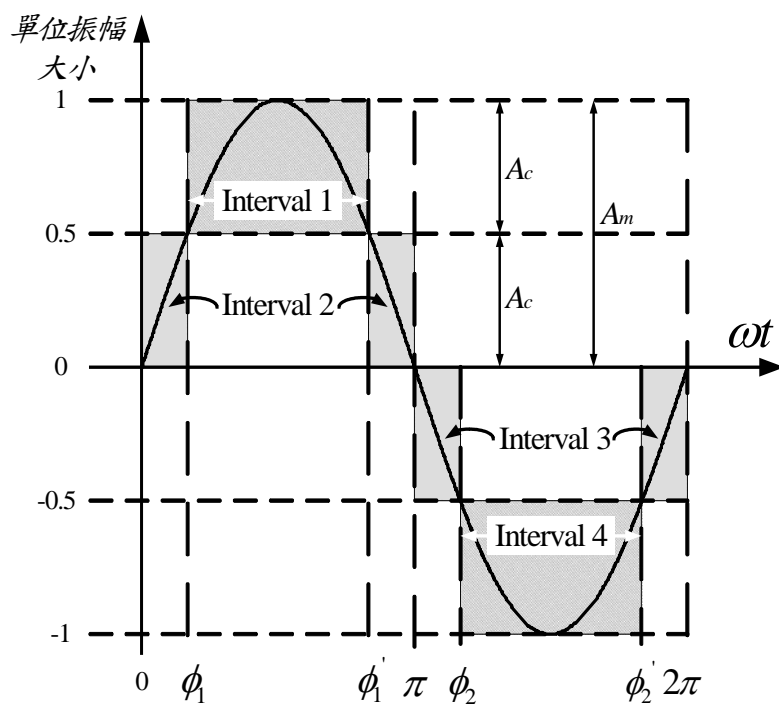


圖 2.5 單相五階轉換器區間及單位正弦調變信號 M_s

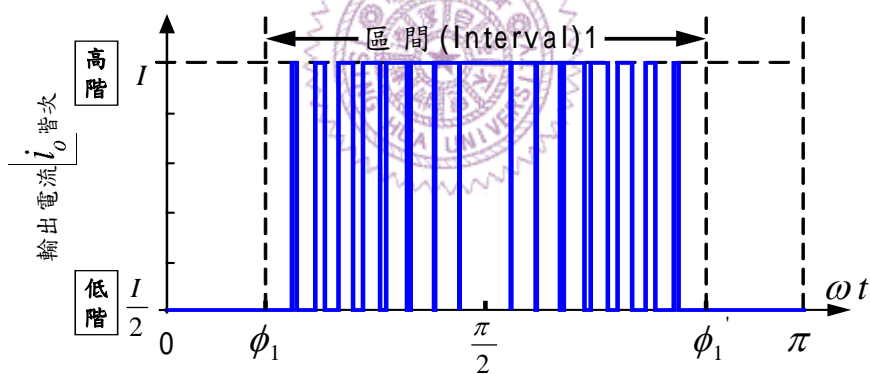


圖 2.6 區間 1 輸出電流 i_o 高低階次變化之關係圖

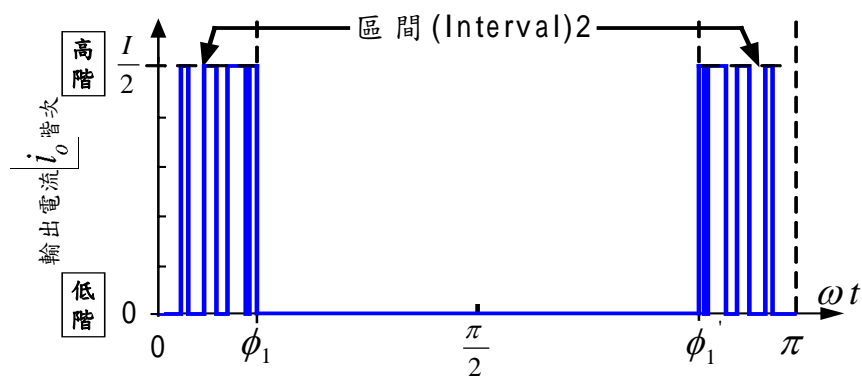


圖 2.7 區間 2 輸出電流 i_o 高低階次變化之關係圖

由圖 2.5 中，吾人可定義四個區間(Interval)範圍如下

$$\text{Interval 1} \quad : \phi_1 < \omega t \leq \phi_1' \quad (2-15)$$

$$\text{Interval 2} \quad : 0 < \omega t \leq \phi_1 \text{ 及 } \phi_1' < \omega t \leq \pi \quad (2-16)$$

$$\text{Interval 3} \quad : \pi < \omega t \leq \phi_2 \text{ 及 } \phi_2' < \omega t \leq 2\pi \quad (2-17)$$

$$\text{Interval 4} \quad : \phi_2 < \omega t \leq \phi_2' \quad (2-18)$$

並且其區間上下界之相角大小之定義分別為：

A. 當 $A_m > A_c$ 時

單位正弦調變信號峰值 A_m 大於載波信號峰對峰值 A_c 大小之情況下，轉換器操作將含括區間 1 至區間 4。其各區間所對應之上、下界相角定義如下：

$$\phi_1 = \sin^{-1} \left(\frac{A_c}{A_m} \right) \quad (2-19)$$

$$\phi_1' = \pi - \phi_1 \quad (2-20)$$

$$\phi_2 = \pi + \phi_1 \quad (2-21)$$

$$\phi_2' = 2\pi - \phi_1 \quad (2-22)$$

根據(2-11)式，則(2-19)式可改寫成

$$\phi_1 = \sin^{-1}\left(\frac{1}{2M_i}\right) \quad (2-23)$$

B. 當 $A_m \leq A_c$ 時

當單位正弦調變信號峰值 A_m 小於等於載波信號峰對峰值 A_c 大小之情況下，轉換器之操作狀況將僅僅含括區間 2 至區間 3，如圖 2.8 之所示。其所對應之上、下界相角分別定義如下。此時轉換器輸出電流 i_o 階次僅為三階之情況。

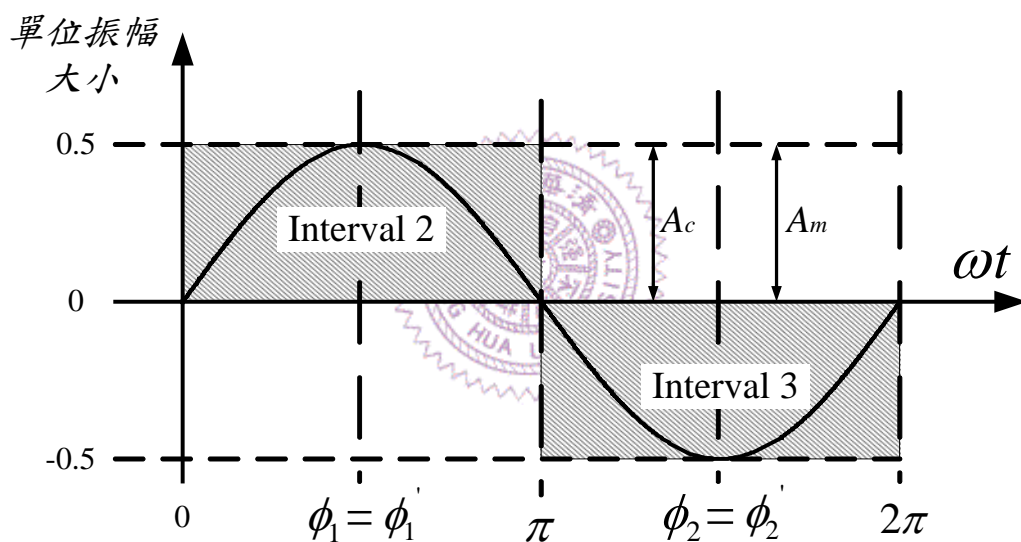


圖 2.8 轉換器操作區間及單位正弦調變信號 M_s

$$\phi_1 = \phi'_1 = \frac{\pi}{2} \quad (2-24)$$

$$\phi_2 = \phi'_2 = \frac{3\pi}{2} \quad (2-25)$$

其調變指數 M_i 與模式區間之邊界相角(ϕ)之關係，如圖 2.9 所示。

表 2.2 在各區間輸出電流(i_o)之高低階變化狀態

區間 高低階變化	<i>Interval 1</i>	<i>Interval 2</i>	<i>Interval 3</i>	<i>Interval 4</i>
高階(High Level)	I	$I/2$	0^*	$-I/2$
低階(Low Level)	$I/2$	0	$-I/2$	$-I$

表 2.3 輸出電流 i_o 階次與開關 $S_1 \sim S_4$ 、 $S_{a1} \sim S_{a2}$ 及 $S_{b1} \sim S_{b2}$ 切換關係表

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

在表 2.2 及表 2.3 中之 0 及 0^* ，各自代表著於區間 2 及區間 3 中，輸出電流 i_o 階次高低階變化之等級，在此變化等級中，輸出電流 i_o 階次皆為零之情況。

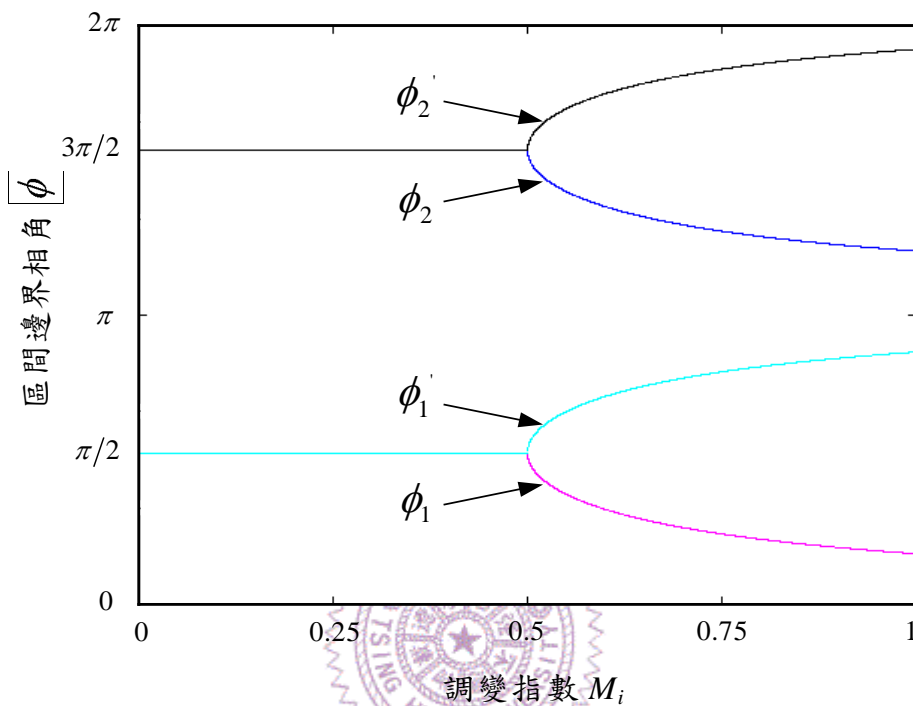


圖 2.9 調變指數 M_i 與區間邊界相角值(ϕ)之關係[7]

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 2.2 及表 2.3 之區間輸出電流狀態及輸出電流 i_o 階層變化之關係，逐一詳述轉換器操作情形。

由表 2.2 及 2.3，吾人已知輸出電流 i_o 會有高低階次變化之情況，故首先先針對各個區間中輸出電流 i_o 為高階(High Level)情況下，說明其工作原理。

工作模式 1：此時開關 S_1 、 S_3 、 S_{a1} 、 S_{a2} 導通， S_2 、 S_4 、 S_{b1} 、 S_{b2} 截止，其電流路徑如圖 2.10 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_{a1} 、 S_{a2} 導通， S_1 、 S_4 、 S_{b1} 、 S_{b2} 截止，其電流路徑如圖 2.11 所示，此時輸出電流階次為 $i_o = \frac{I}{2}$ 之情況。

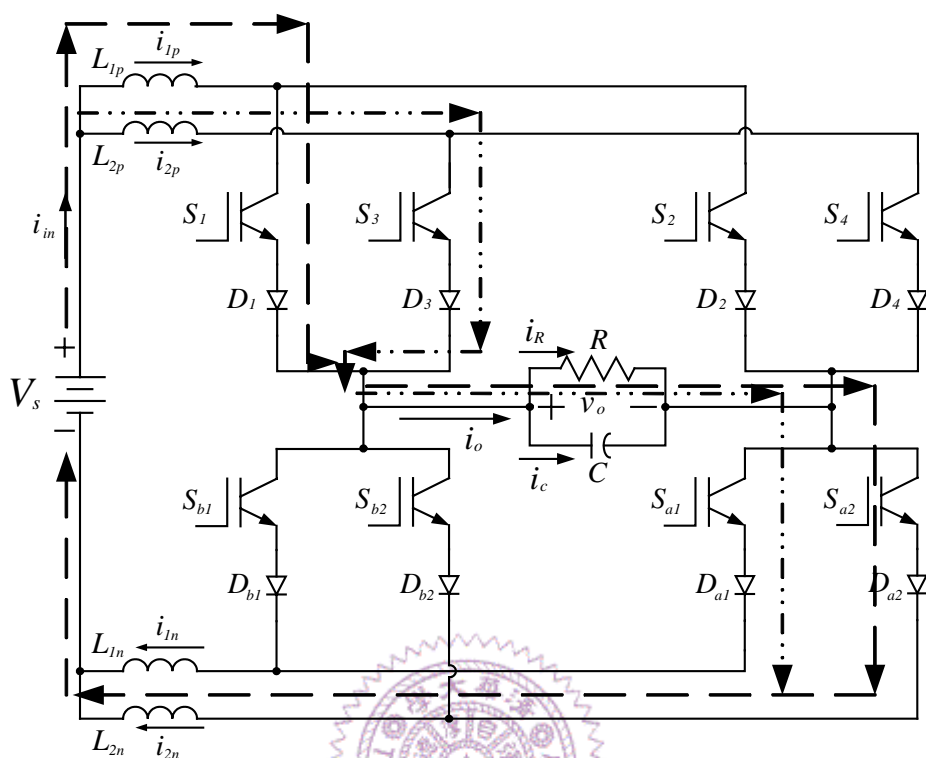


圖 2.10 五階工作模式 1 電路圖

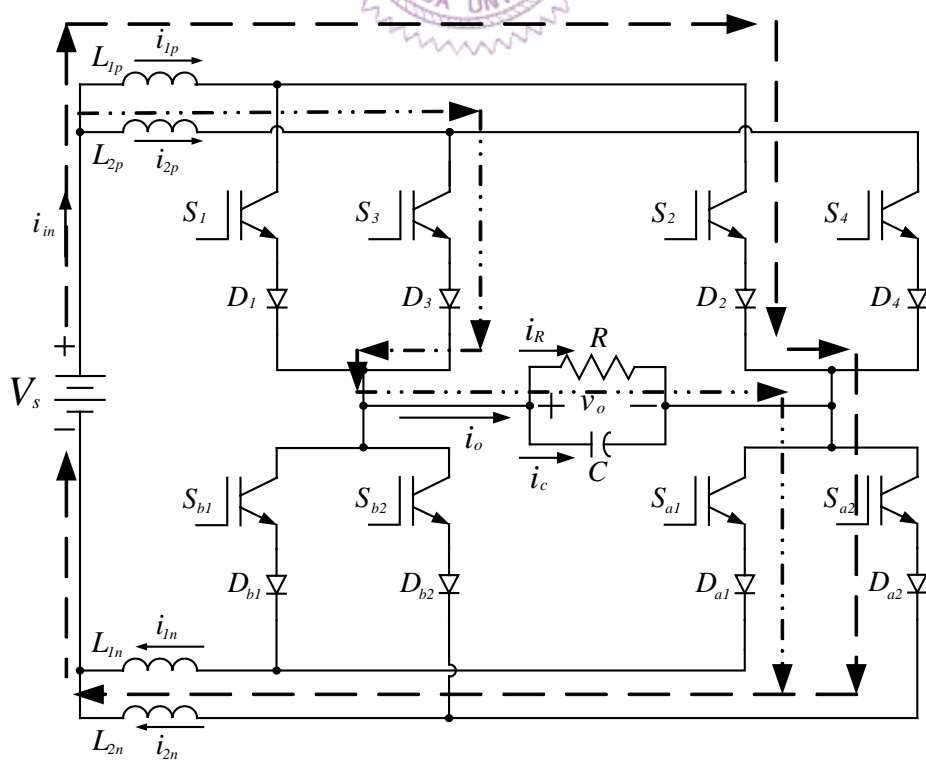


圖 2.11 五階工作模式 2 電路圖

工作模式 3：此時開關 S_1 、 S_3 、 S_{b1} 、 S_{b2} 導通， S_2 、 S_4 、 S_{a1} 、 S_{a2}

截止，其電流路徑如圖 2.12 所示，此時輸出電流階次為 $i_o = 0^*$ 之情況。

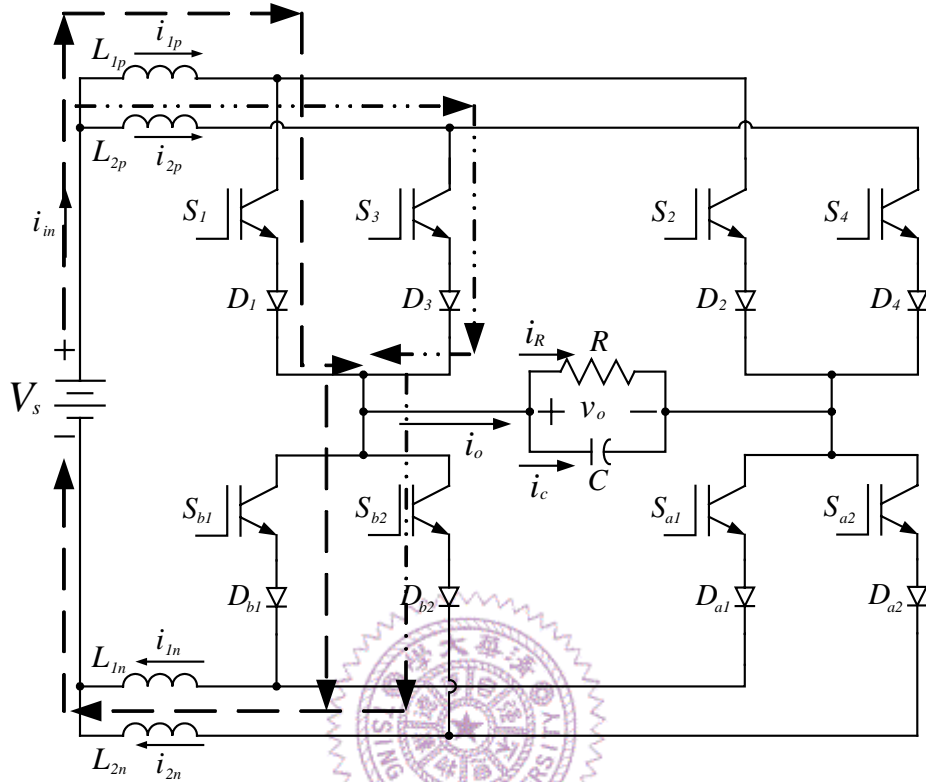


圖 2.12 五階工作模式 3 電路圖

工作模式 4：此時開關 S_2 、 S_3 、 S_{b1} 、 S_{b2} 導通， S_1 、 S_4 、 S_{a1} 、 S_{a2}

截止，其電流路徑如圖 2.13 所示，此時輸出電流階次為 $i_o = -\frac{I}{2}$ 之情況。

再藉由表 2.2 及 2.3 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 5：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。

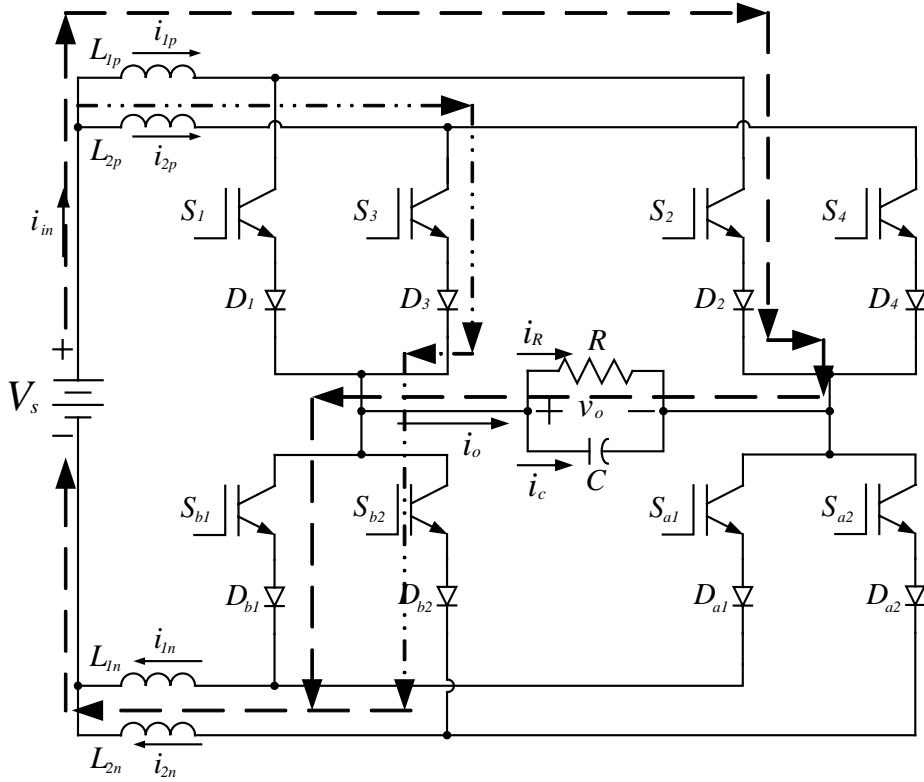


圖 2.13 五階工作模式 4 電路圖

工作模式 6：此時開關 S_2 、 S_4 、 S_{a1} 、 S_{a2} 導通， S_1 、 S_3 、 S_{b1} 、 S_{b2} 截止，其電流路徑如圖 2.14 所示，此時輸出電流階次為 $i_o = 0$ 之情況。

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 4 相同，因此不再贅述。

工作模式 8：此時開關 S_2 、 S_4 、 S_{b1} 、 S_{b2} 導通， S_1 、 S_3 、 S_{a1} 、 S_{a2} 截止，其電流路徑如圖 2.15 所示，此時輸出電流階次為 $i_o = -I$ 之情況。

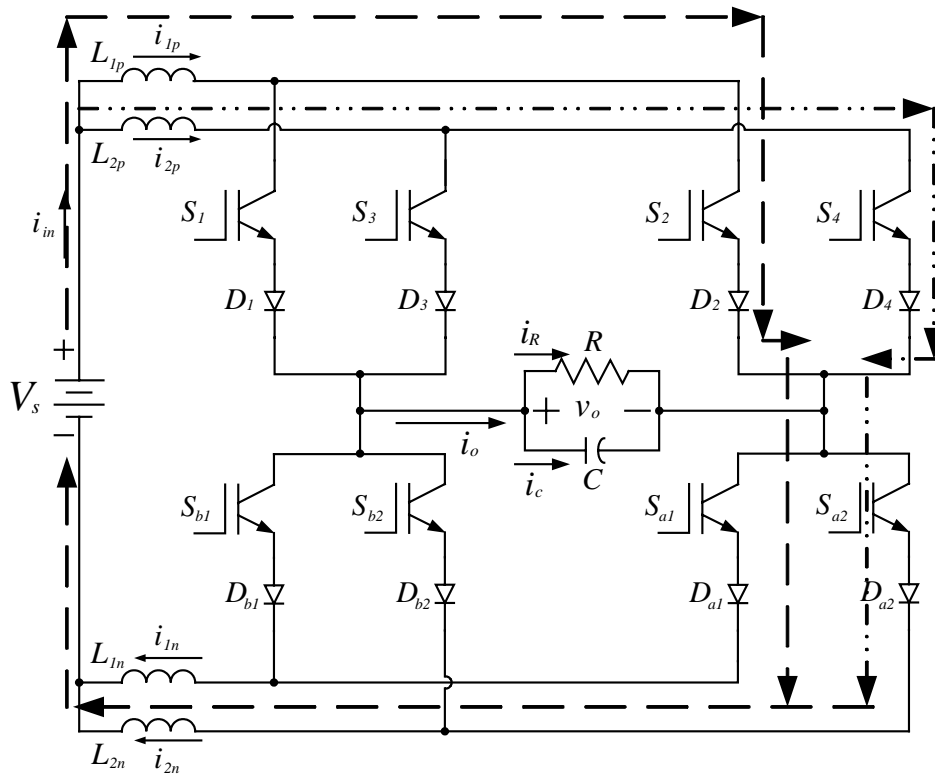


圖 2.14 五階工作模式 6 電路圖

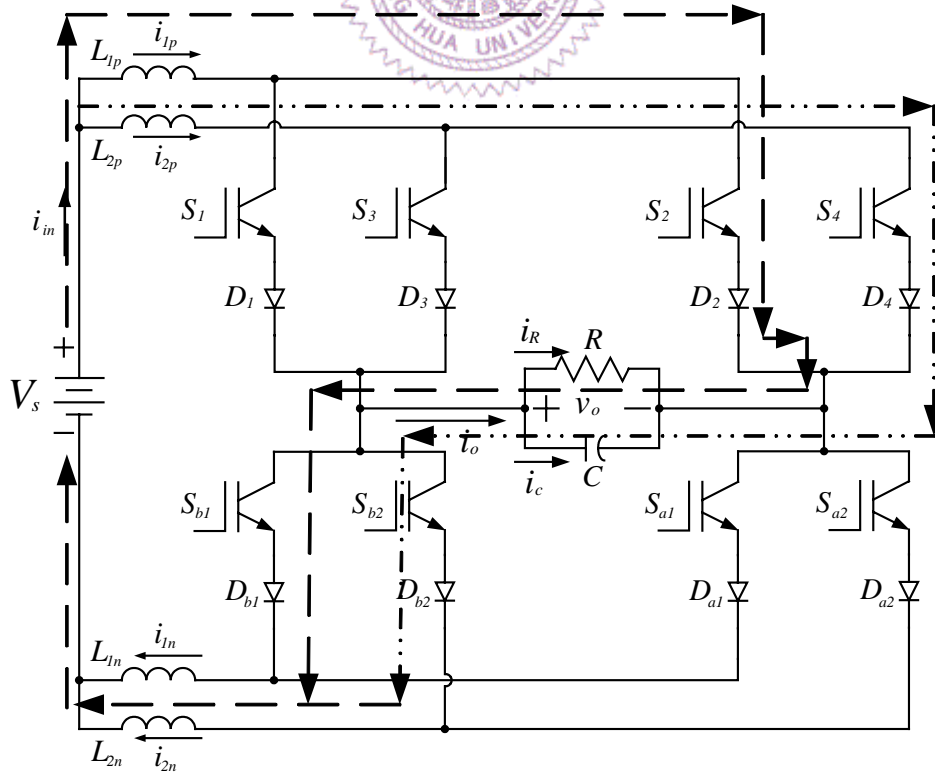


圖 2.15 五階工作模式 8 電路圖

由以上工作模式敘述可知，適當分配功率開關之切換模式，便可輕易控制所需輸出電流 i_o 之電流階次級數。並且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負載電流 i_R 波型。

2.3.3 新型五階電流型轉換器之開關切換控制

新型單相五階電流型直交流轉換器所使用之控制方式為是採用正弦脈波寬度調變多載子脈波寬度調變技術中之分段配置技術，如圖 2.16 之所示。於圖 2.16 中，其載波頻率 f_c 為 $3KHz$ 、正弦調變信號頻率 f_o 為 $60Hz$ ，電路工作週期 $T_s = \frac{1}{f_o}$ ，因此其調頻指數為 $M_f = 50$ ，然而在於調變指數 M_i 大小方面為 1 。

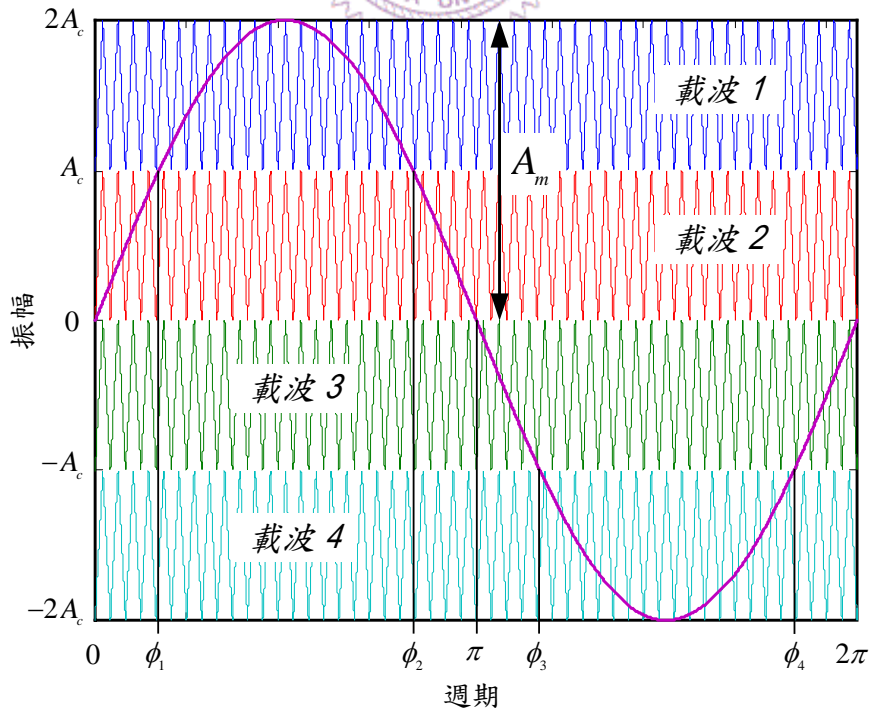
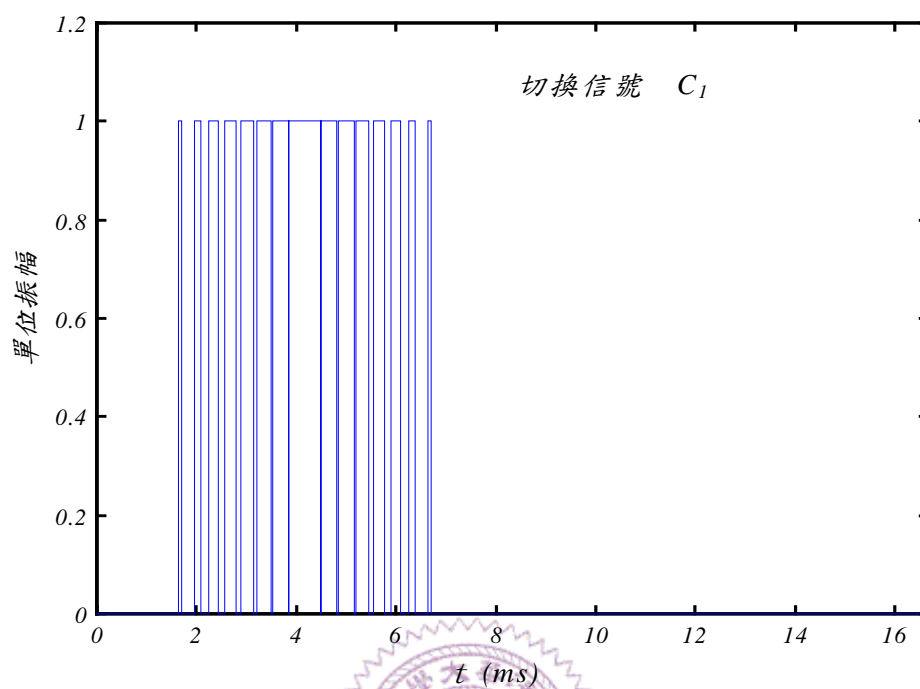
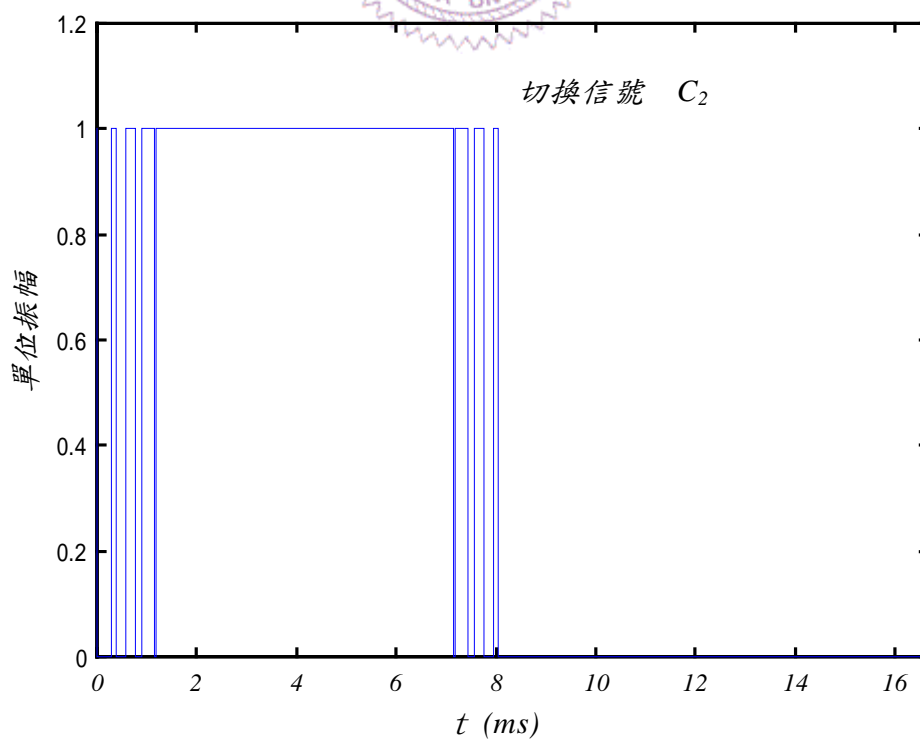


圖 2.16 五階轉換器載波信號之分段配置(PD)技術

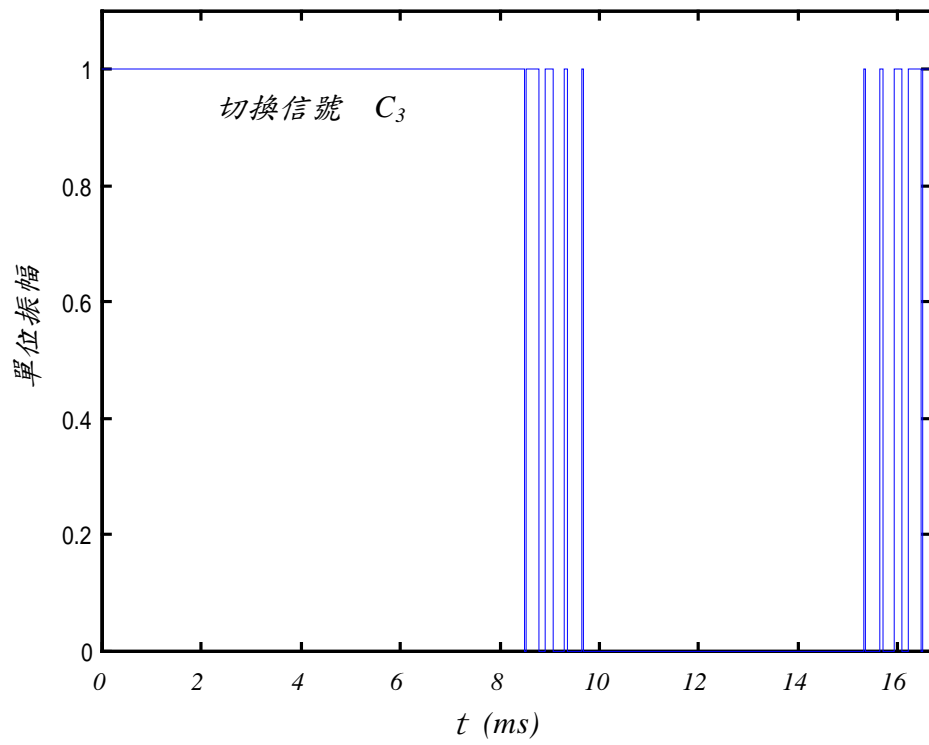
其中正弦調變信號與四個載波，比較後之切換信號(C_y ， $y=1, 2, 3, 4$)波形分別如圖 2.17 之所示。



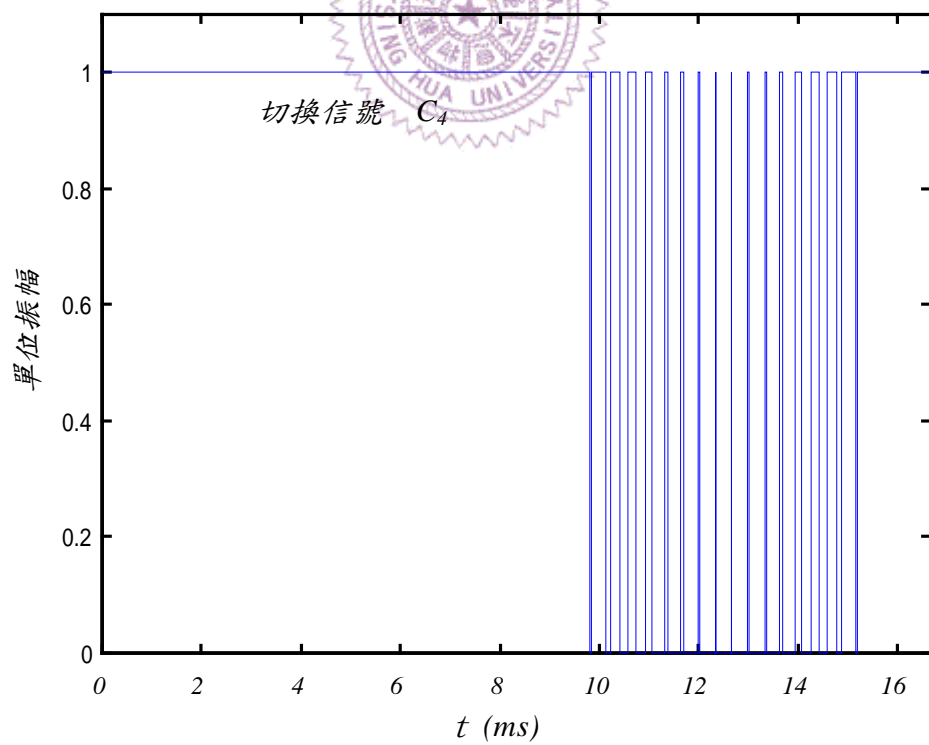
(a) 切換信號 C_1



(b) 切換信號 C_2



(c) 切換信號 C_3



(d) 切換信號 C_4

圖 2.17 正弦調變信號與四個載波比較後之切換信號

在此吾人所使用之正弦調變函數信號為單位弦波且振幅大小為 1，載波 A_c 峰對峰振幅恰為單位弦波振幅一半，即 $A_c = \frac{1}{2} A_m$ 。因此在調變指數 M_i 大小大於載波 A_c 峰對峰振幅大小，即調變指數 M_i 大小大於 0.5 之情況下，我們可於一個工作週期內得六個開關合成信號波形 ($K_1 \sim K_6$)，如圖 2.18 之所示。其中六個合成信號區間定義如下

$$K_1 = \begin{cases} 1, & \omega t \in [0, \phi_1] \\ 0, & \omega t \notin [0, \phi_1] \end{cases} \quad (2-26)$$

$$K_2 = \begin{cases} 1, & \omega t \in [\phi_1, \phi_1'] \\ 0, & \omega t \notin [\phi_1, \phi_1'] \end{cases} \quad (2-27)$$

$$K_3 = \begin{cases} 1, & \omega t \in [\phi_1', \pi] \\ 0, & \omega t \notin [\phi_1', \pi] \end{cases} \quad (2-28)$$

$$K_4 = \begin{cases} 1, & \omega t \in [\pi, \phi_2] \\ 0, & \omega t \notin [\pi, \phi_2] \end{cases} \quad (2-29)$$

$$K_5 = \begin{cases} 1, & \omega t \in [\phi_2, \phi_2'] \\ 0, & \omega t \notin [\phi_2, \phi_2'] \end{cases} \quad (2-30)$$

$$K_6 = \begin{cases} 1, & \omega t \in [\phi_2', 2\pi] \\ 0, & \omega t \notin [\phi_2', 2\pi] \end{cases} \quad (2-31)$$

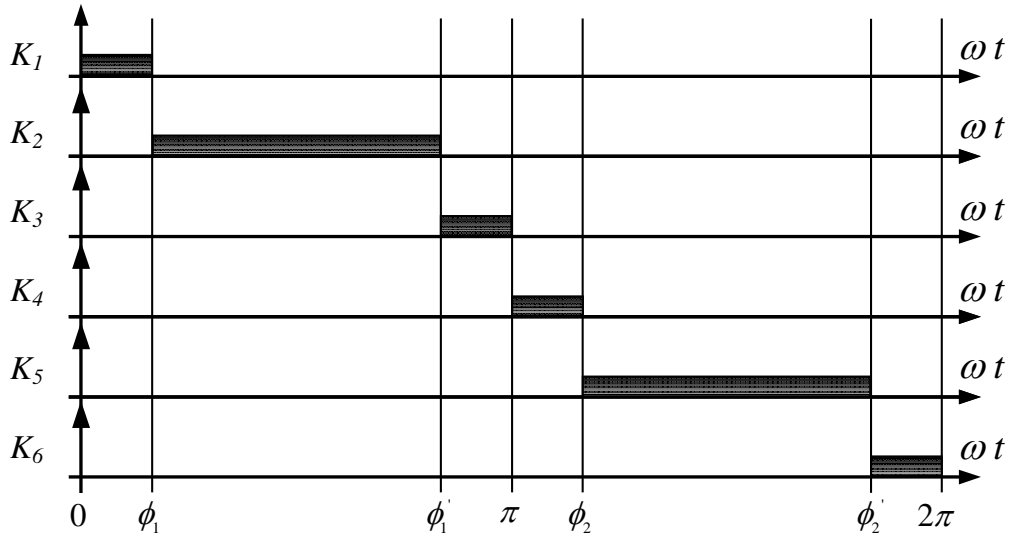


圖 2.18 五階轉換器一週期內六個開關合成信號 $K_1 \sim K_6$ 波形

藉由切換信號 $C_1 \sim C_4$ 及開關合成信號 $K_1 \sim K_6$ ，及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 $S_1 \sim S_4$ 、 $S_{a1} \sim S_{a2}$ 及 $S_{b1} \sim S_{b2}$ 切換信號波形如圖 2.19 之所示。

$$S_1 = K_1 \cdot C_1 + K_2 \cdot C_1 + K_3 \cdot C_1 + K_4 \cdot C_3 + K_5 \cdot C_3 + K_6 \cdot C_3$$

$$S_2 = \overline{S_1}$$

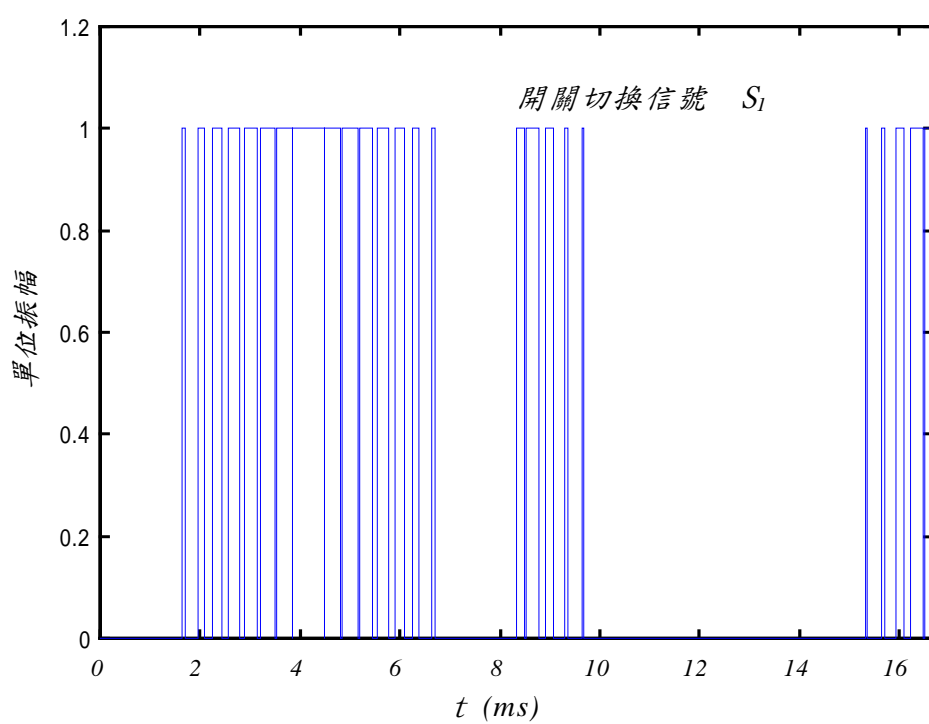
$$S_3 = K_1 \cdot C_2 + K_2 \cdot C_2 + K_3 \cdot C_2 + K_4 \cdot C_4 + K_5 \cdot C_4 + K_6 \cdot C_4$$

$$S_4 = \overline{S_3}$$

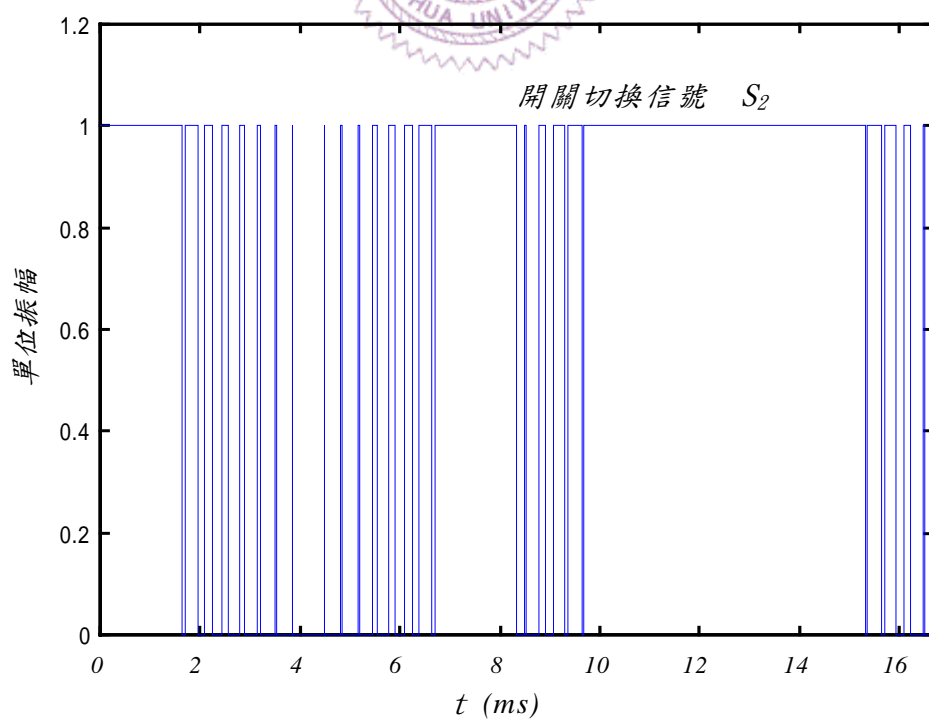
$$S_{a1} = S_{a2} = K_1 + K_2 + K_3$$

$$S_{b1} = S_{b2} = \overline{S_{a1}} = \overline{S_{a2}} = K_4 + K_5 + K_6 \quad (2-32)$$

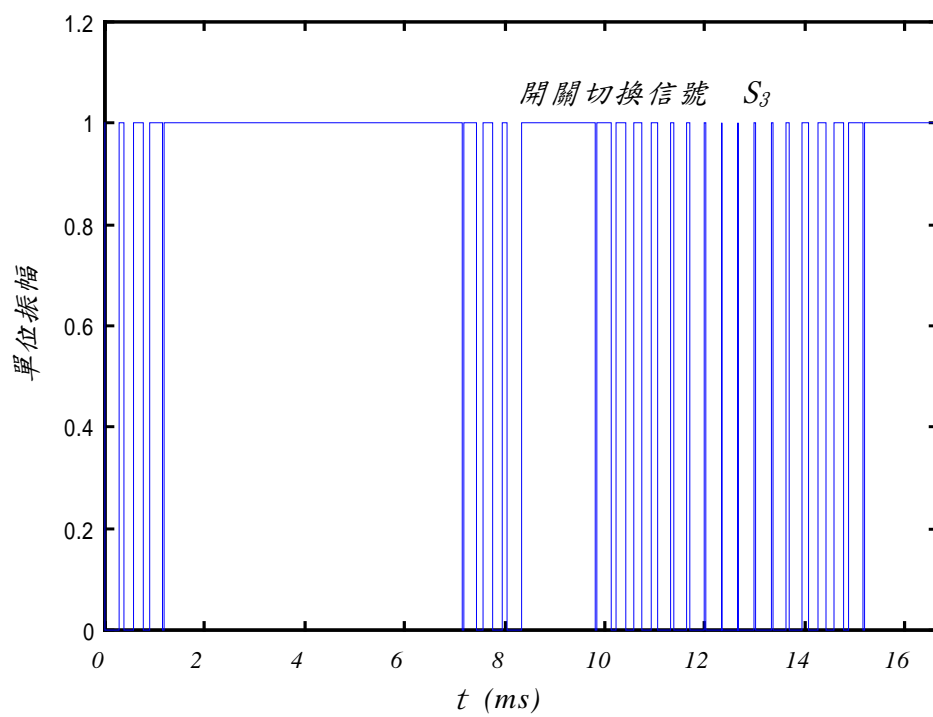
在式(2-32)中根據布林代數之定義，”+”代表或閘(OR gate)、“.”代表及閘(AND gate)、“ $\overline{}$ ”代表反閘(NOT gate)。



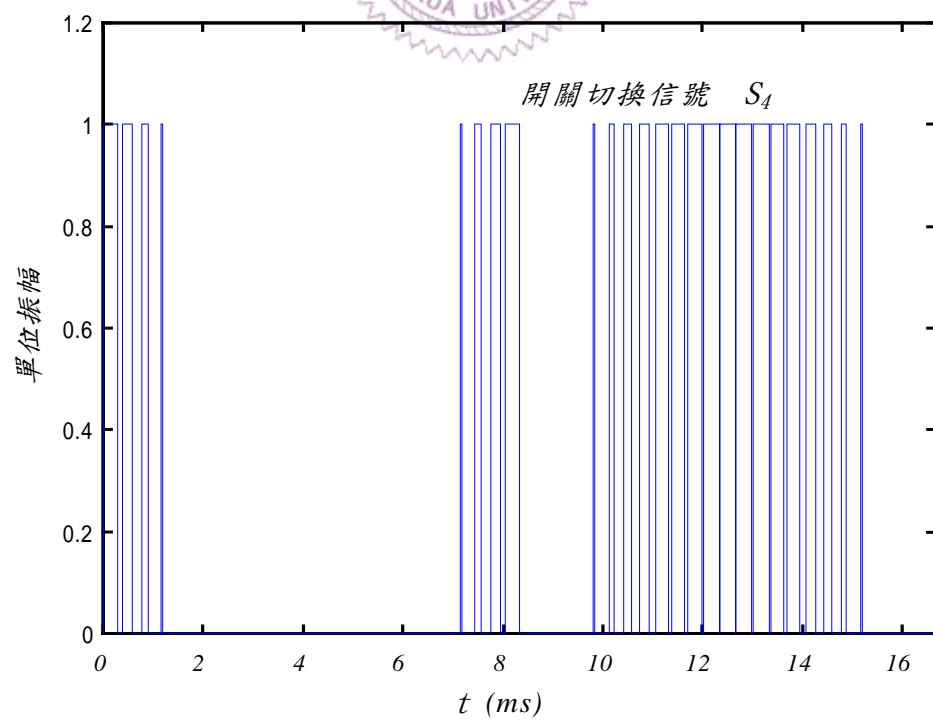
(a) 開關 S_1 切換信號波形



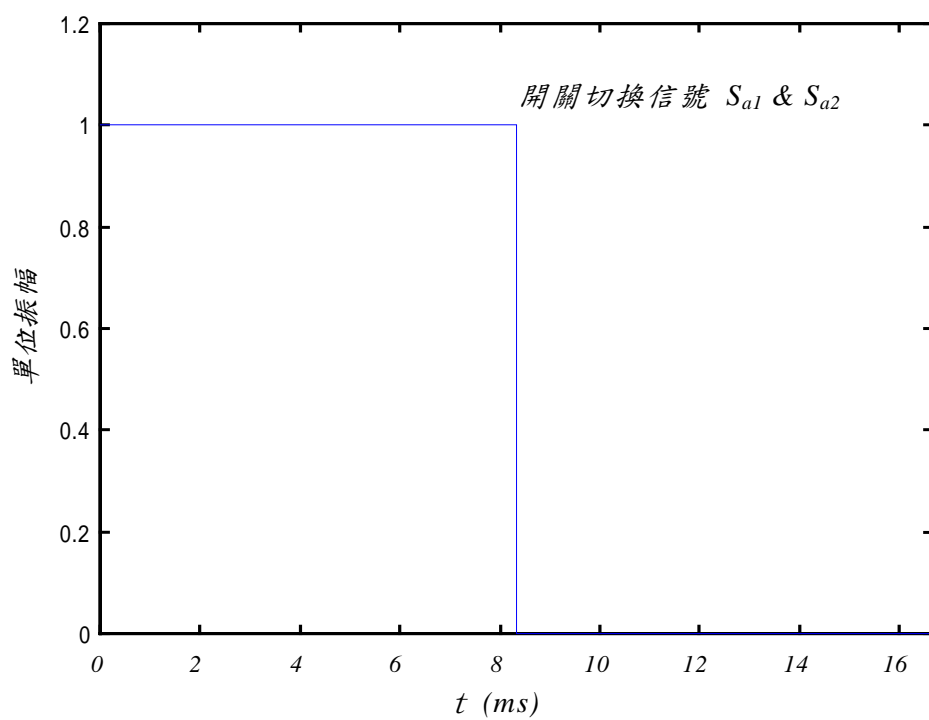
(b) 開關 S_2 切換信號波形



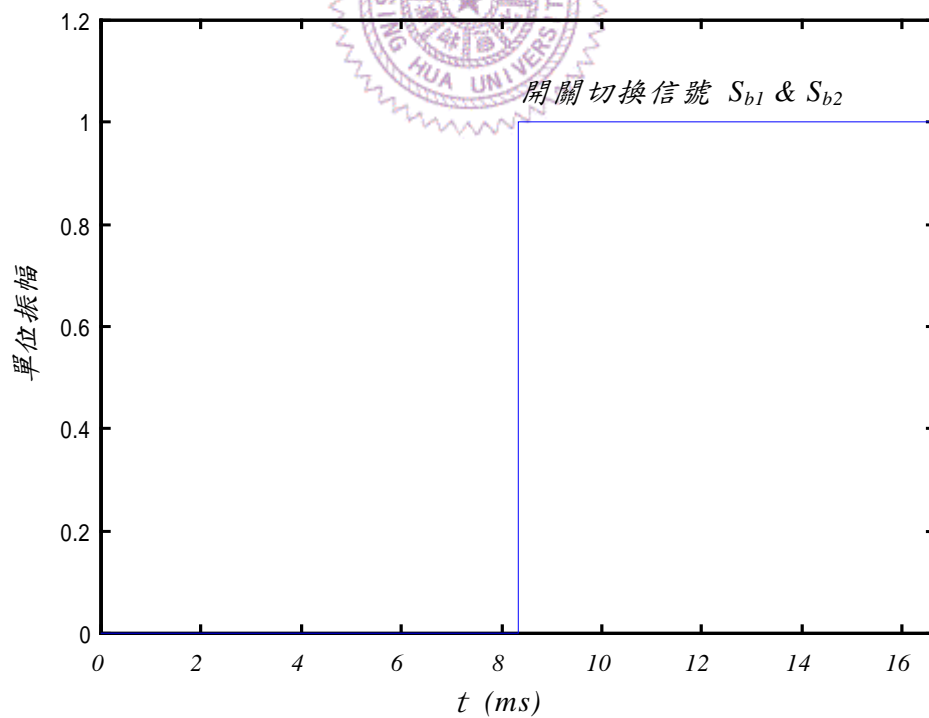
(c) 開關 S_3 切換信號波形



(d) 開關 S_4 切換信號波形



(e) 開關 S_{a1} & S_{a2} 切換信號波形



(f) 開關 S_{b1} & S_{b2} 切換信號波形

圖 2.19 五階情況下開關 $S_1 \sim S_4$ 、 $S_{a1} \sim S_{a2}$ 及 $S_{b1} \sim S_{b2}$ 切換信號波形

然而當調變指數 M_i 小於 0.5 時，輸出電流 i_o 降為三階之型式。開關合成信號便只包含四個區間，如圖 2.20 之所示，其中開關合成信號 K_2 、 K_5 皆為零，僅剩 K_1 、 K_3 、 K_4 、 K_6 之情形。其開關切換信號，如圖 2.21 之所示。

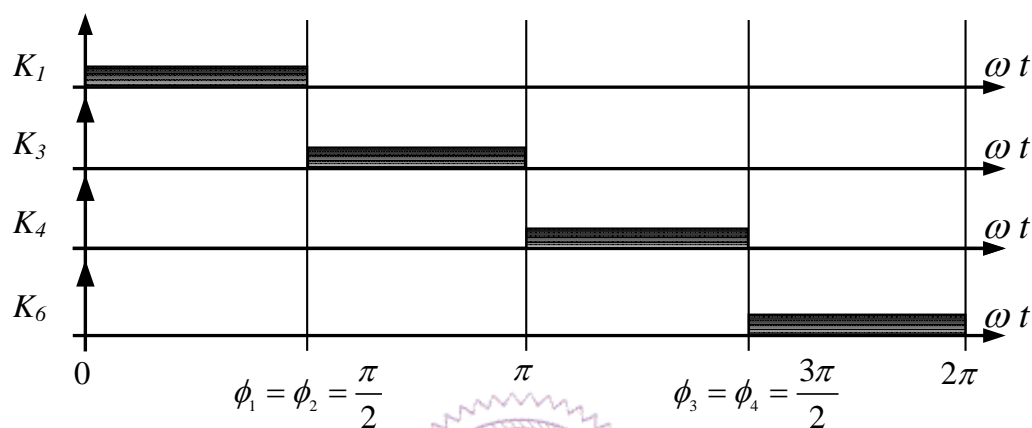
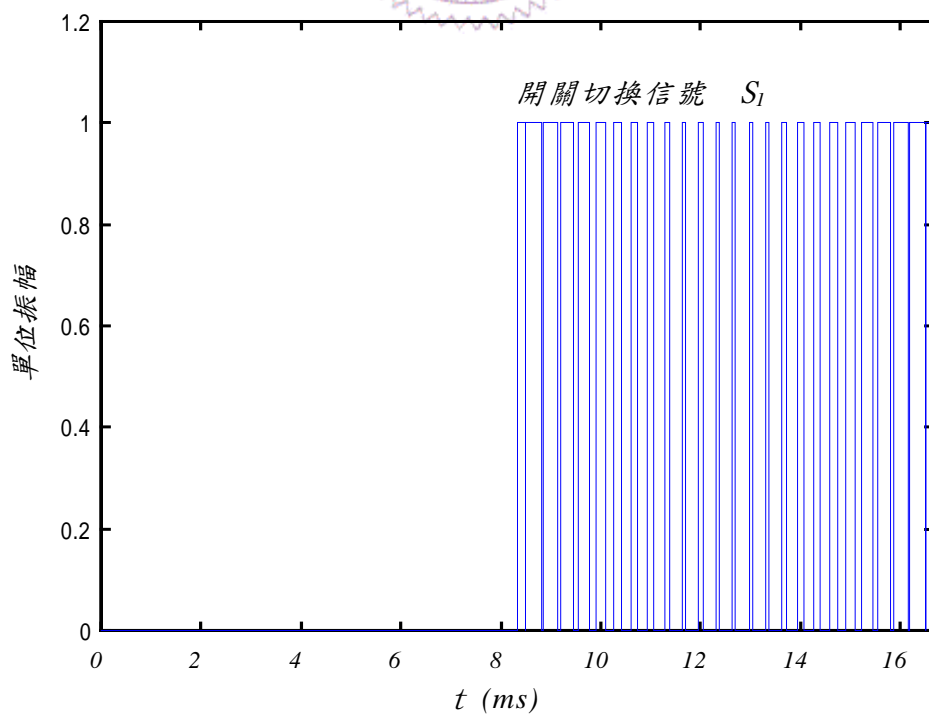
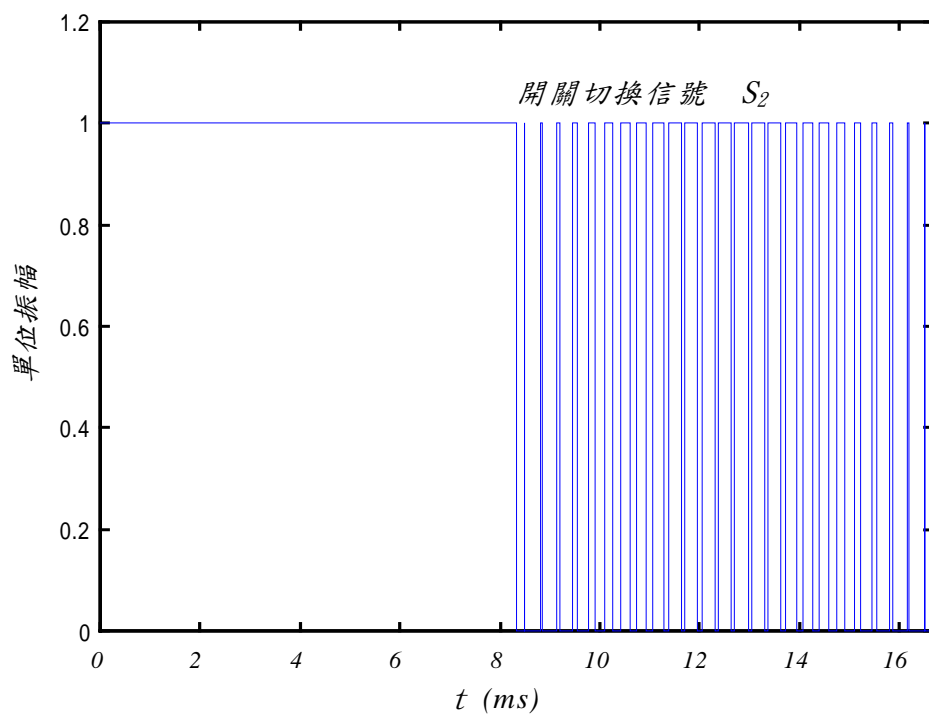


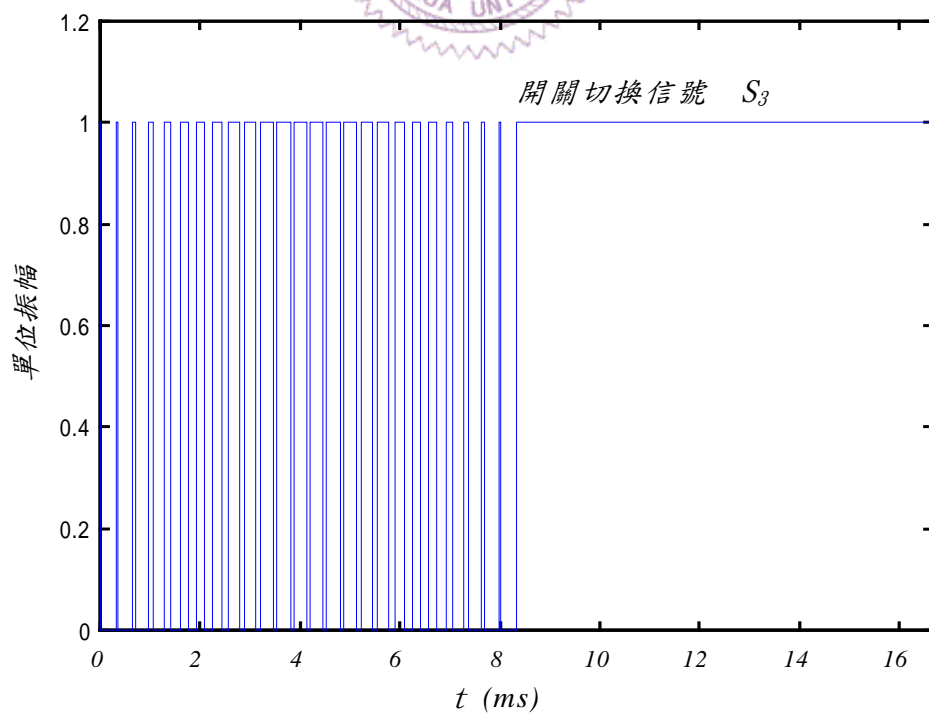
圖 2.20 三階轉換器一週期內四個開關合成信號波形



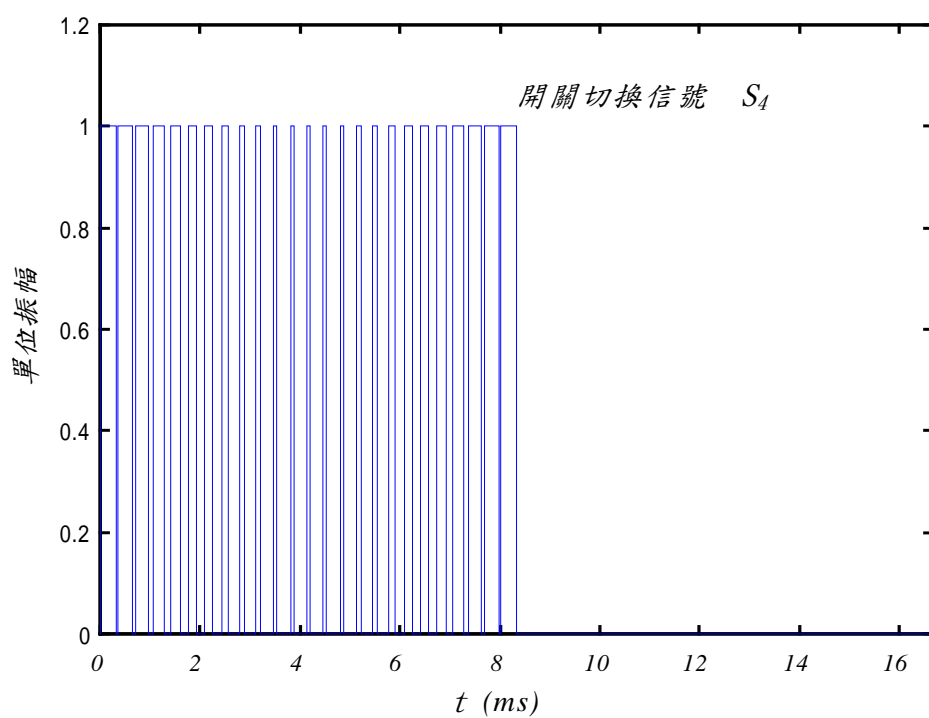
(a) 開關 S_1 切換信號波形



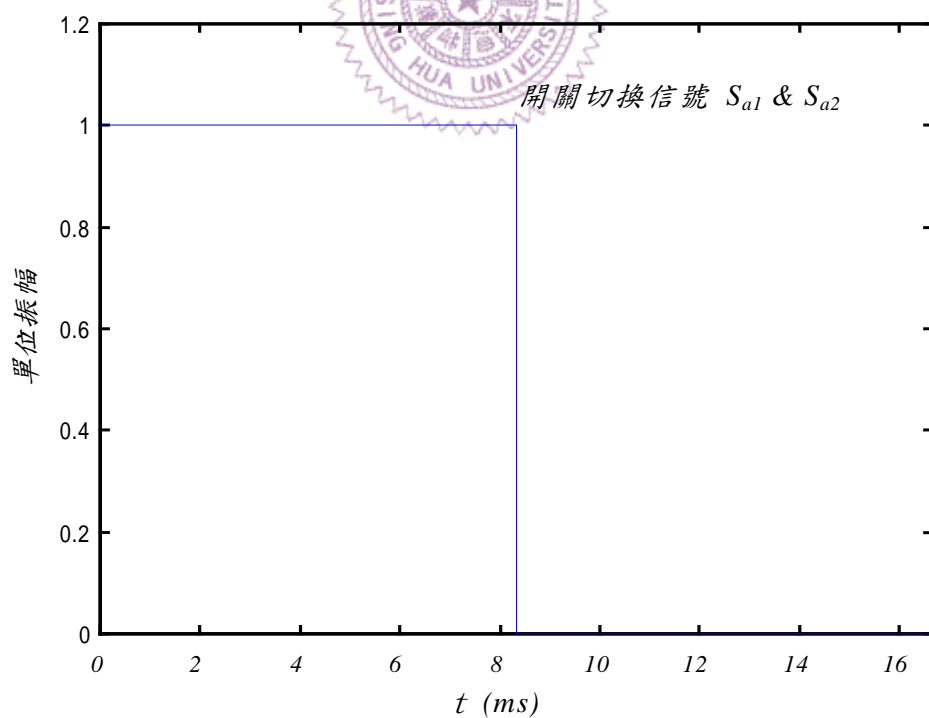
(b) 開關 S_2 切換信號波形



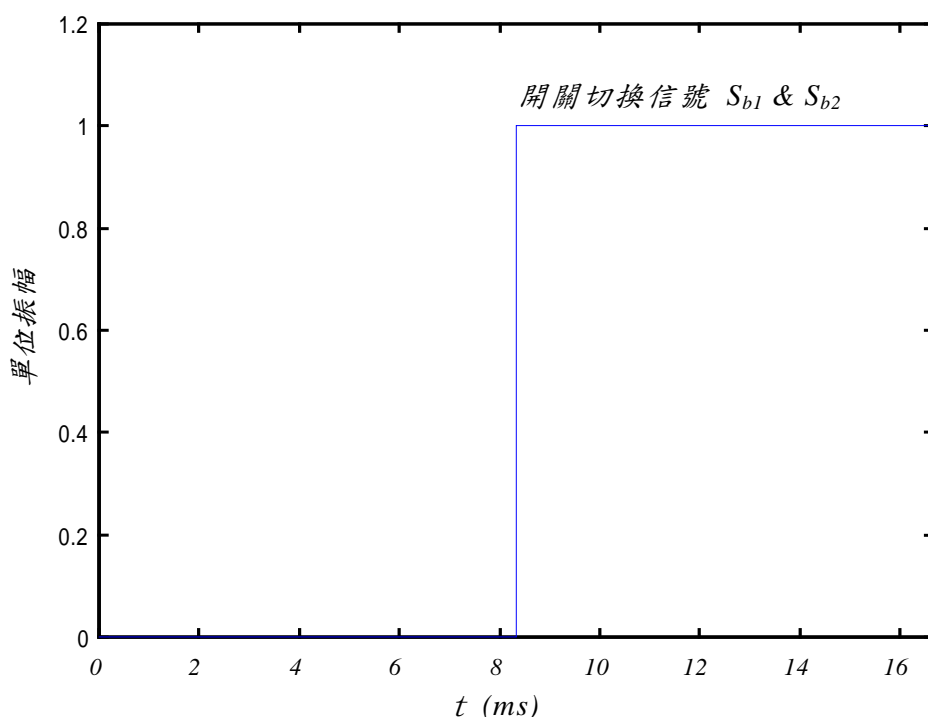
(c) 開關 S_3 切換信號波形



(d) 開關 S_4 切換信號波形



(e) 開關 S_{a1} & S_{a2} 切換信號波形



(f) 開關 S_{b1} 與 S_{b2} 切換信號波形

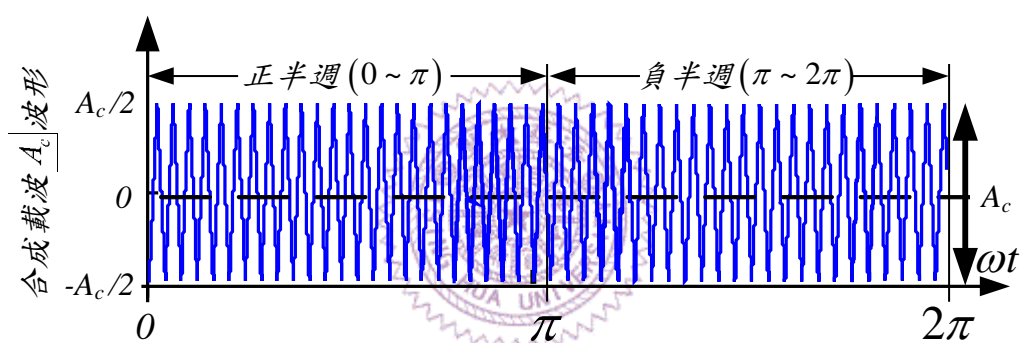
圖 2.21 三階情況下開關 $S_1 \sim S_4$ 、 $S_{a1} \sim S_{a2}$ 及 $S_{b1} \sim S_{b2}$ 切換信號波形

圖 2.19 及圖 2.21 中之開關切換情況主要是假設於理想操作情況下，故開關 S_1 與 S_2 、開關 S_3 與 S_4 、開關 $S_{a1} \sim S_{a2}$ 與 $S_{b1} \sim S_{b2}$ 之切換導通截止情況恰巧皆為皆互補情形，但於實際實作部份則需要加以考慮重疊(overlap)以避免造成電路瞬間產生開路造成過電壓之問題。

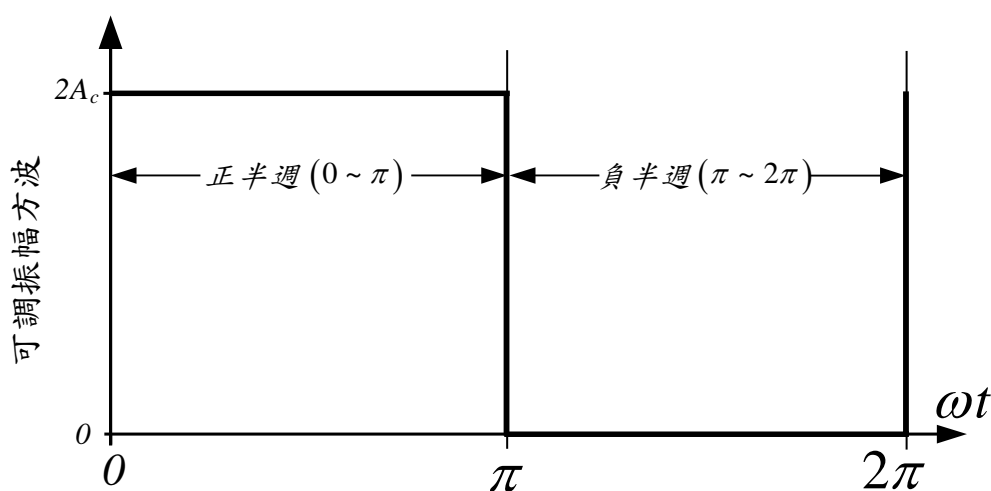
2.4 新型五階系統開關信號改善方式

在五階型式轉換器情況下，傳統分段配置(PD)技術乃利用調變信號 M_s 與四個載波信號 A_c 相比較，以本文五階架構中開關 S_1 之切換信號為例，如圖 2.16 所示。在正半週($0 \sim \pi$)期間，調變信號 M_s 與載波 1 相比較，當負半週($\pi \sim 2\pi$)期間，調變信號 M_s 與載波 3 相比較，最後將正負半週期間所得之脈波寬度調變信號透過邏輯閘運算後，獲得

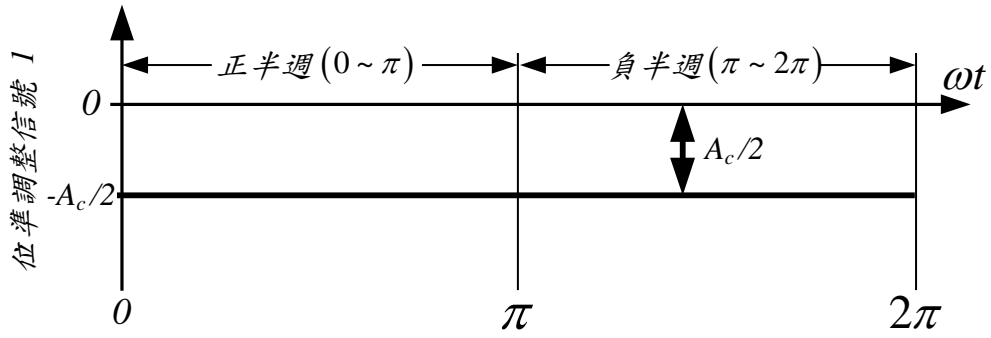
開關 S_1 最終所需之切換信號，如圖 2.19(a) 之所示。同理開關 S_3 於正負半週期間，調變信號 M_s 分別與載波信號 2、4 做比較後之脈波寬度調變信號，也必須透過邏輯閘加以運算，以獲得開關 S_3 最終所需之切換信號，如圖 2.19(c) 之所示。有鑑於此方式在實作上頗不便及經濟效益差之因素，吾人改以載波合成方式產生所需之合成載波信號 A_{sc} 。載波合成技巧所需之合成信號分別為三角載波(A_c)信號、可調振幅方波(Square)信號及位準調整信號 1、2 三部份，分別如圖 2.22(a)、(b)、(c)、(d) 之所示。



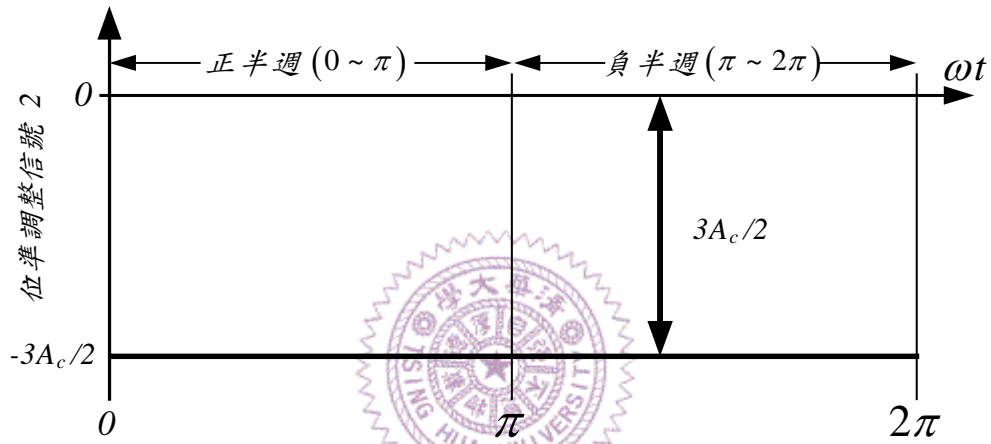
(a) 三角載波(A_c)信號



(b) 可調振幅方波(Square)信號



(c) 位準調整信號 1

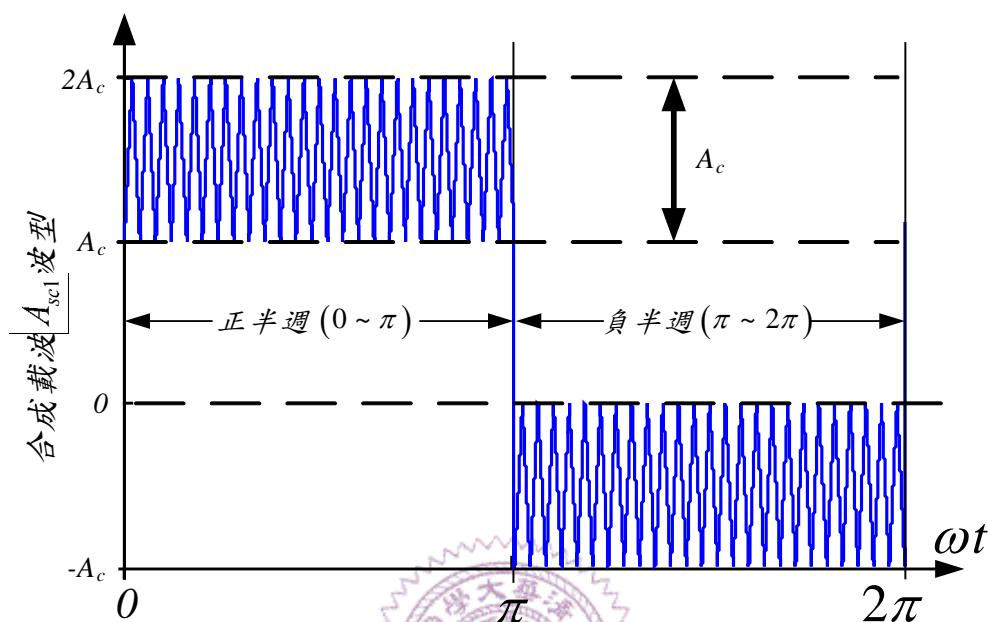


(d) 位準調整信號 2

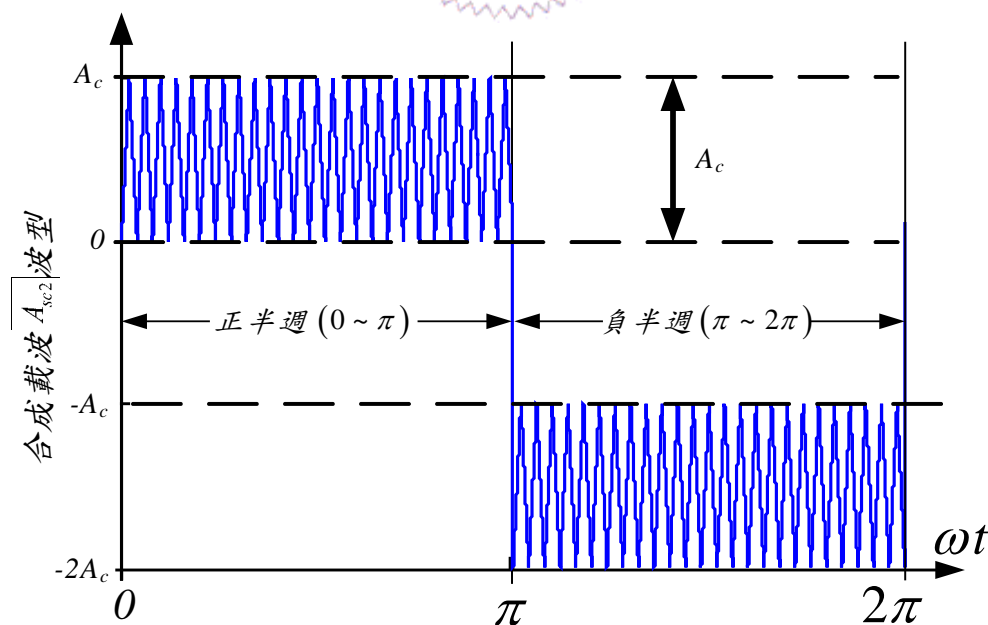
圖 2.22 載波合成技術之合成信號

藉由圖 2.22 中之三項信號透過類比電路之加法器將其合成，即可獲得所需之合成載波 A_{sc1} 及 A_{sc2} 信號波形，分別如圖 2.23(a)、(b)之所示，其中合成載波 A_{sc1} 是藉由三角載波信號、可調振幅方波信號及位準調整信號 1 所合成的，合成載波 A_{sc2} 則是藉由三角載波信號、可調振幅方波信號及位準調整信號 2 所合成的。以開關 S_1 為例，將合成載波 A_{sc1} 與調變信號 M_s 比較，便可獲得開關 S_1 之脈波寬度調變信號，其脈波寬度調變信號同圖 2.19(a)之所示。同理開關 S_3 則將合成載波 A_{sc2} 與調變信號 M_s 比較後，便可直接獲得開關 S_3 之脈波寬度調變信

號，其脈波寬度調變信號同圖 2.19(c)之所示。因此可知藉由此合成技巧不僅可減少所需外加之邏輯閘運算元件，同時也可提高經濟利益且提升系統之穩定度及可靠度。



(a) 合成載波 A_{sc1} 波形



(b) 合成載波 A_{sc2} 波形

圖 2.23 載波合成技術之合成載波信號

2.5 模擬結果

於上一節中敘述了新型多階電流型直交流轉換器之架構、工作原理及開關控制方式，本節將做一簡單模擬，進而驗證此新型架構之可行性，以下吾人利用商業軟體 Orcad/Pspice 對前述之新型架構及控制方式進行模擬。模擬的參數如下所示：

直流側電壓： $V_s = 40V$

正端輸入側電感： $L_{1p} = L_{2p} = 40mH$

負端輸出側電感： $L_{1n} = L_{2n} = 5mH$

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： $A_c = 0.5$

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： $M_f = 50$

分析理想情況下之工作情形，藉由穩態能量平衡定理可知：

$$V_s * i_{in} = v_o * i_R \quad (2-33)$$

其中輸入電壓 V_s 為定值，輸出負載電流 i_R 及輸出電壓 v_o 皆為頻率 ω 之弦波函數，因此可求得輸入側電流為一直流值再加上一頻率為 2ω 之交流弦波函數，可表為：

$$i_{in} = I + i \cdot \sin(2\omega t) \quad (2-34)$$

即實際上輸入電流 i_{in} 不可能成為純直流。

圖 2.24 為調變指數 $M_i = 1$ 、調頻指數 $M_f = 50$ 時，輸入側電流 i_{in} 、 i_{1p} 及 i_{2p} 之波型，由圖中我們確實可以發現穩態時其輸入側電流波形是含有一頻率為 2ω 弦波函數之漣波成份。圖 2.25 為輸入側電流 i_{in} 及流經開關 S_{a1} 及 S_{a2} 之電流波形，由圖 2.25 可見流經開關上之電流大小約為輸入電流大小的一半，即轉換器架構中各個開關所承受流過電流大小皆相等，使得在於開關元件之選用，可選擇耐流等級較小之功率開關，進而降低實作上之成本。圖 2.26 則為新型五階電流型式架構之輸出側電流 i_o 、輸出負載電流 i_R 以及輸出側電壓 v_o 波形，其中輸出側電流 i_o 的確可以達到吾人所希望之五階電流波形型式且在於輸出負載電流部份 i_R 也相當近似於一正弦波型式。為方便比較起見，圖 2.27 亦提供三階電流型式之輸出波形，以為參考。

圖 2.27 中調變指數 M_i 為 0.4，其餘電路參數不變，我們可發現輸出側負載電流諧波失真度較圖 2.26 五階電流波形型式下之輸出側負載電流諧波失真度大，確實驗證五階之技術比一般傳統三階技術所得之輸出波形來的好。

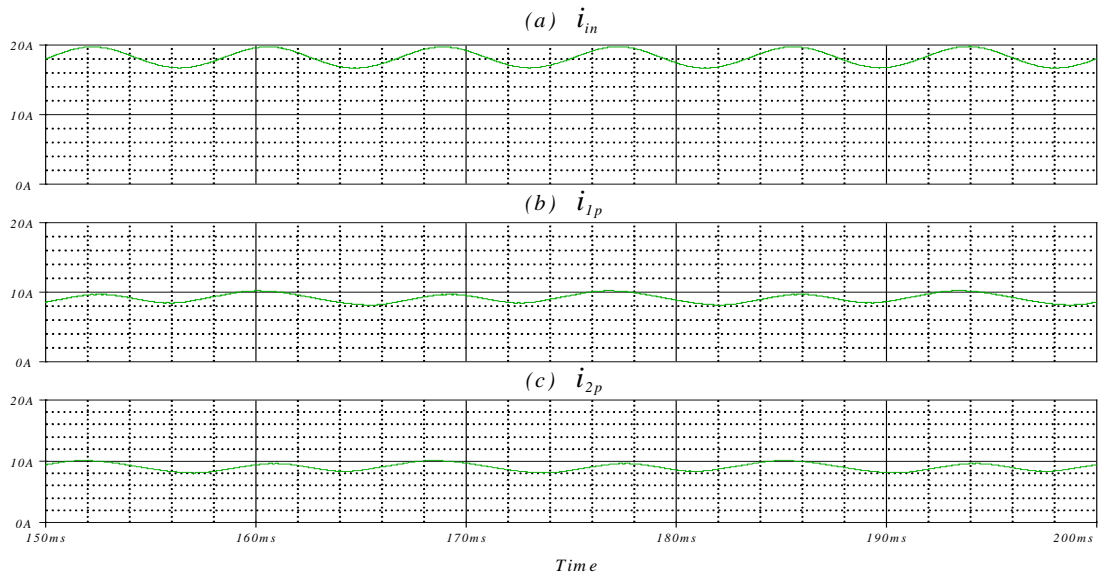


圖 2.24 調變指數 $M_i = 1$ 且調頻指數 $M_f = 50$ 之(a)輸入側電流 i_{in} ；

(b)正端輸入側電感電流 i_{1p} 及(c)正端輸入側電感電流 i_{2p}

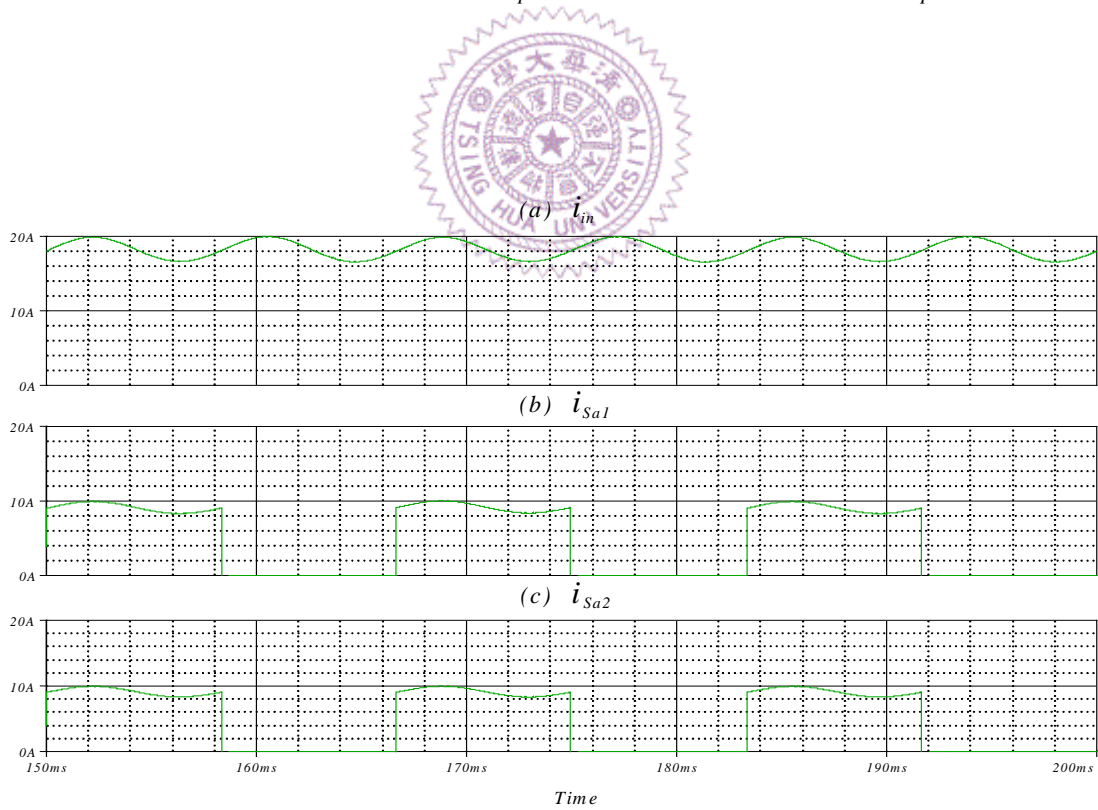


圖 2.25 調變指數 $M_i = 1$ 且調頻指數 $M_f = 50$ 之(a)輸入側電流 i_{in} ；

(b)開關電流 i_{Sa1} 及(c)開關電流 i_{Sa2}

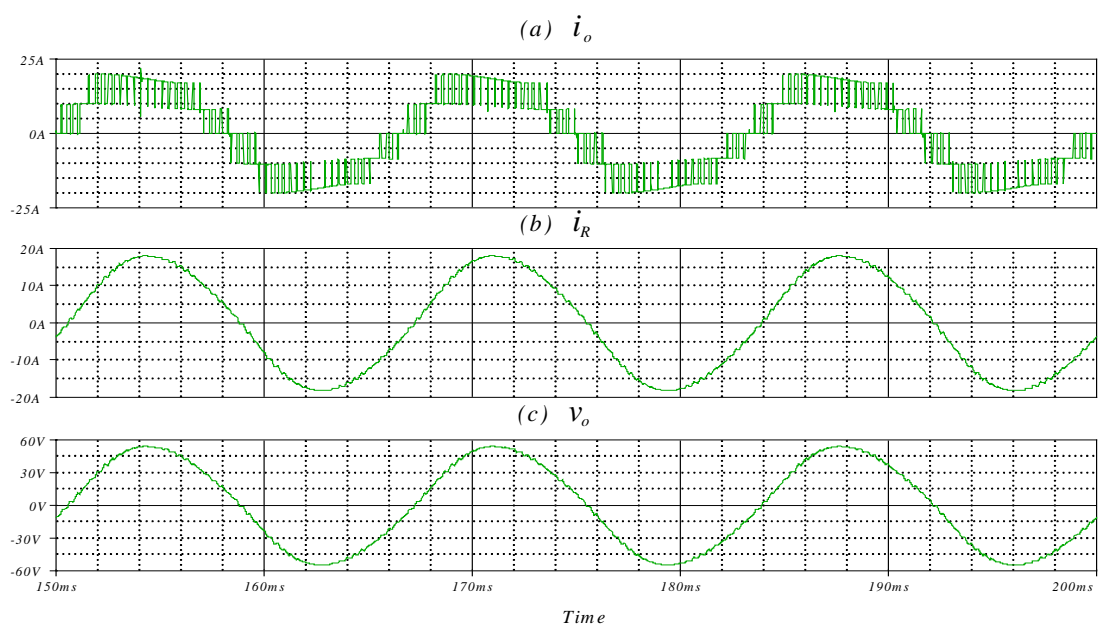


圖 2.26 五階電流波形型式下(a) 輸出側電流 i_o ；

(b) 輸出負載電流 i_R ；(c)輸出側電壓 v_o

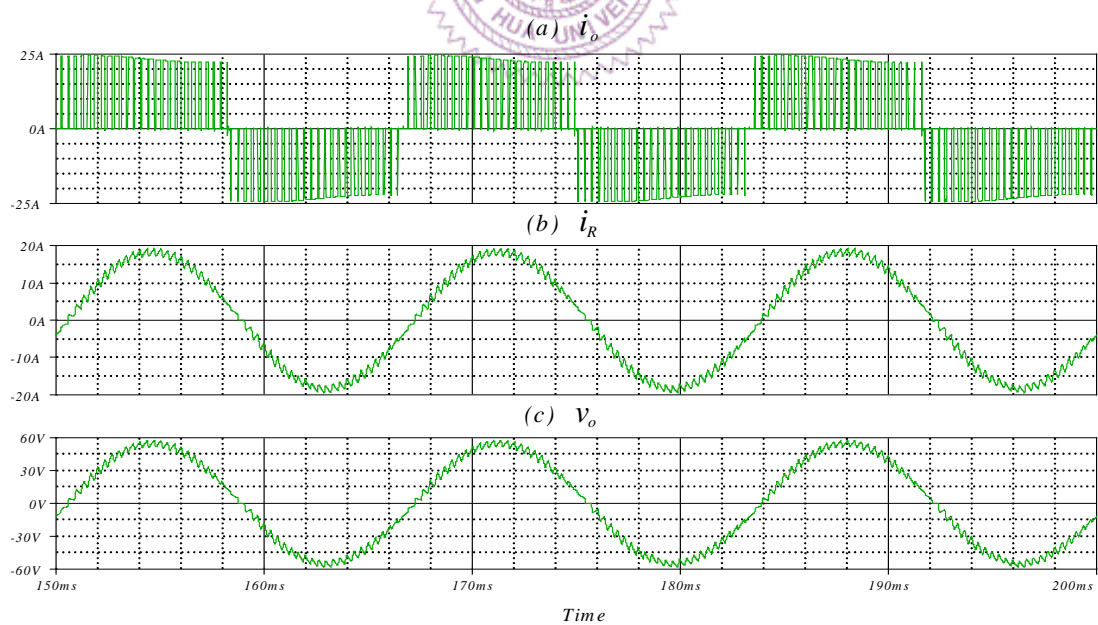


圖 2.27 三階電流波形型式下(a) 輸出側電流 i_o ；

(b) 輸出負載電流 i_R ；(c)輸出側電壓 v_o

再者模擬新型單相五階轉換器於不同頻率下之輸出波形，分別如圖 2.28 至圖 2.30 所示，同樣系統模擬參數不變，僅改變調頻指數 M_f ，當新型單相多階轉換器之輸出電流頻率分別為 30Hz 、 50Hz 及 120Hz 頻率下操作時，其調頻指數 M_f 分別為：100、60 及 25。

由圖 2.28 至圖 2.30 可知單相新型多階電流型直交流轉換器於其他頻率操作時亦有不錯之輸出效果。易言之，本文所提新型單相多階電流型直交流轉換器亦可作為變頻器使用。

最後再模擬新型單相五階轉換器於系統模擬參數不變，僅變化不同參考調變信號命令情況下之輸出波形，分別如圖 2.31 至圖 2.32 所示。

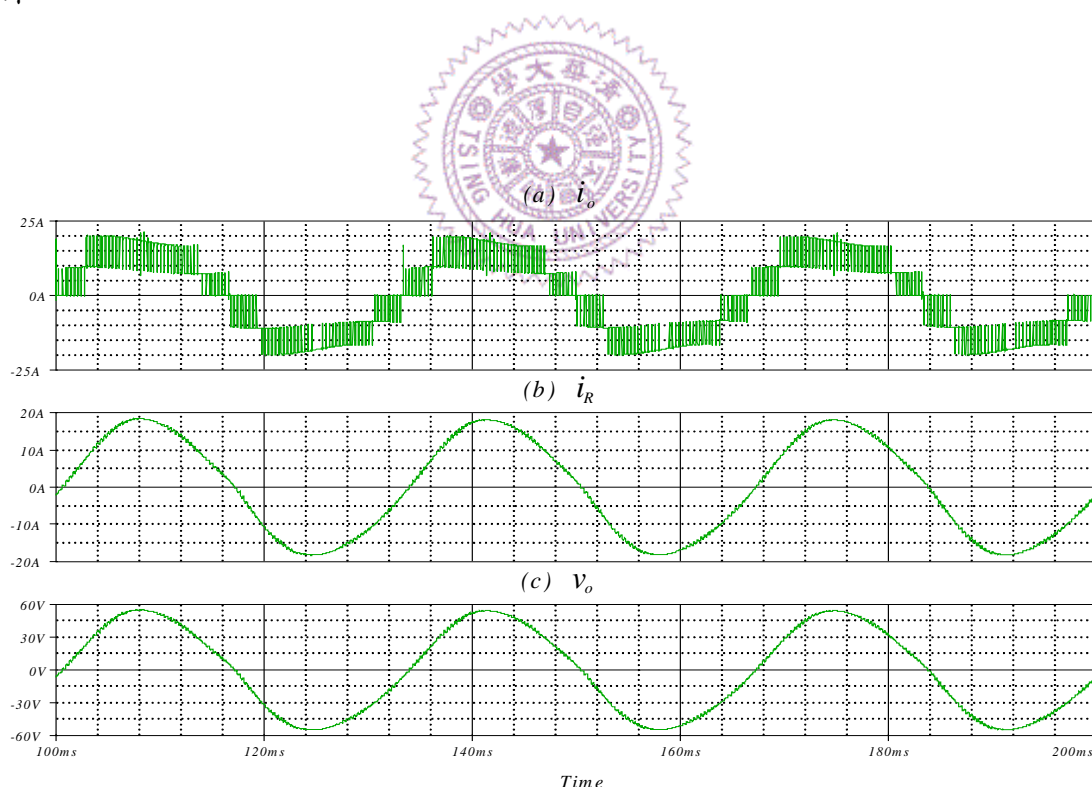


圖 2.28 調頻指數 $M_f = 100$ 時之(a) 輸出側電流 i_o ；

(b) 輸出負載電流 i_R ；(c)輸出側電壓 v_o

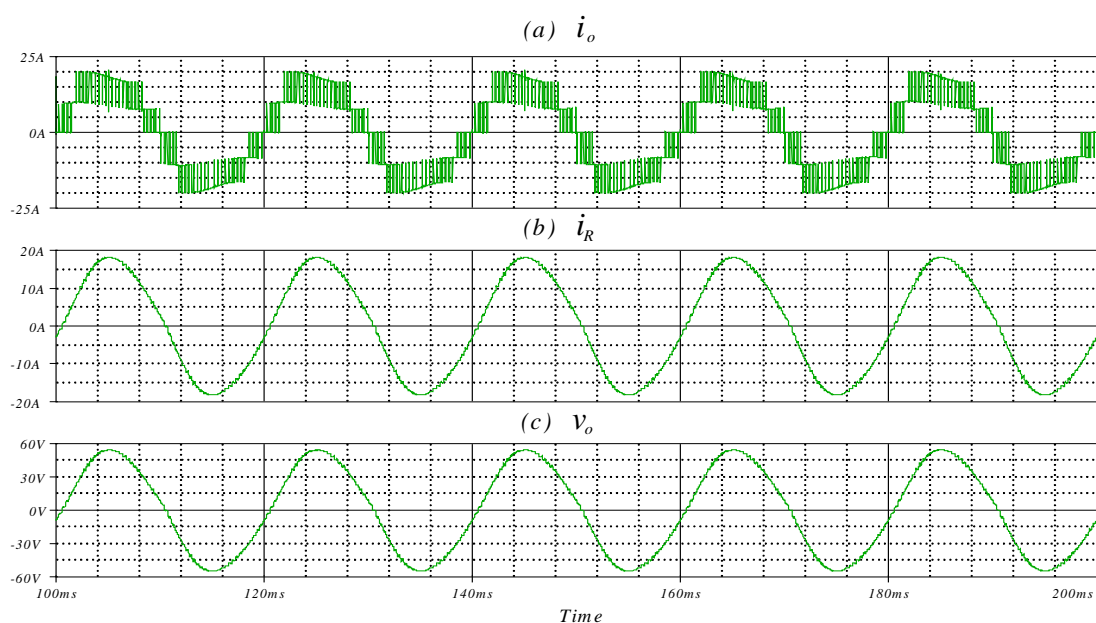


圖 2.29 調頻指數 $M_f = 60$ 時之(a) 輸出側電流 i_o ；

(b) 輸出負載電流 i_R ；(c)輸出側電壓 v_o

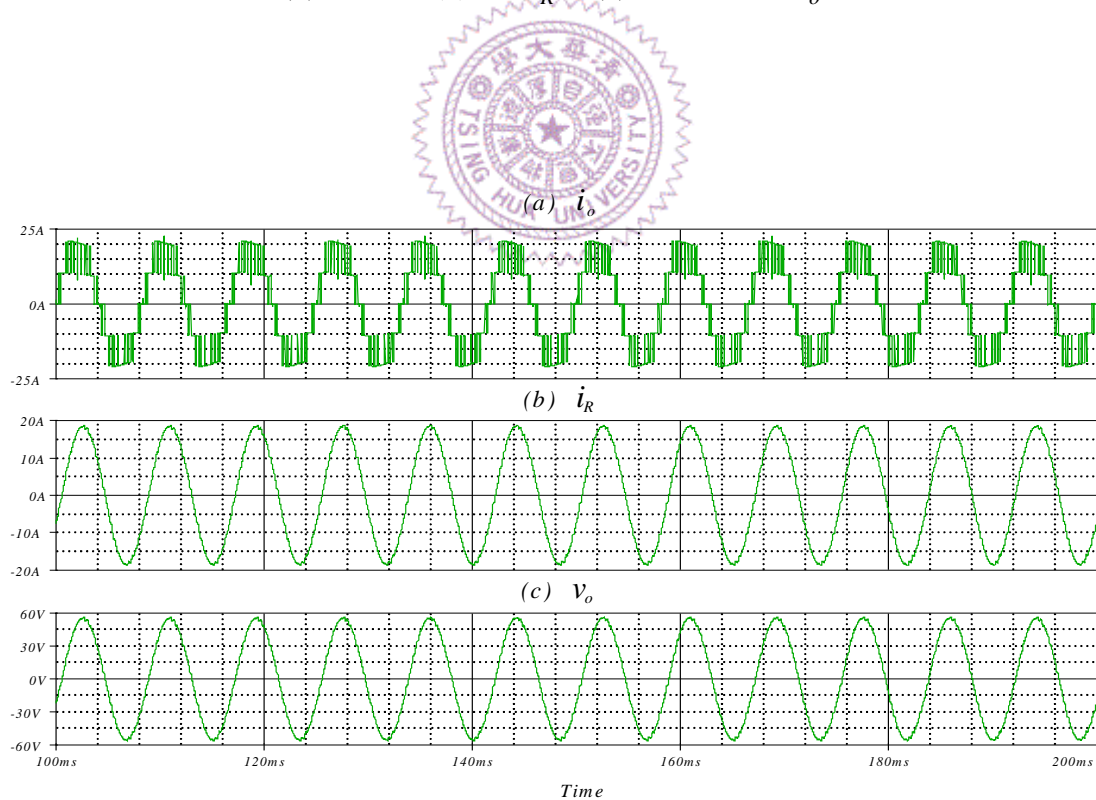


圖 2.30 調頻指數 $M_f = 25$ 時之(a) 輸出側電流 i_o ；

(b) 輸出負載電流 i_R ；(c)輸出側電壓 v_o

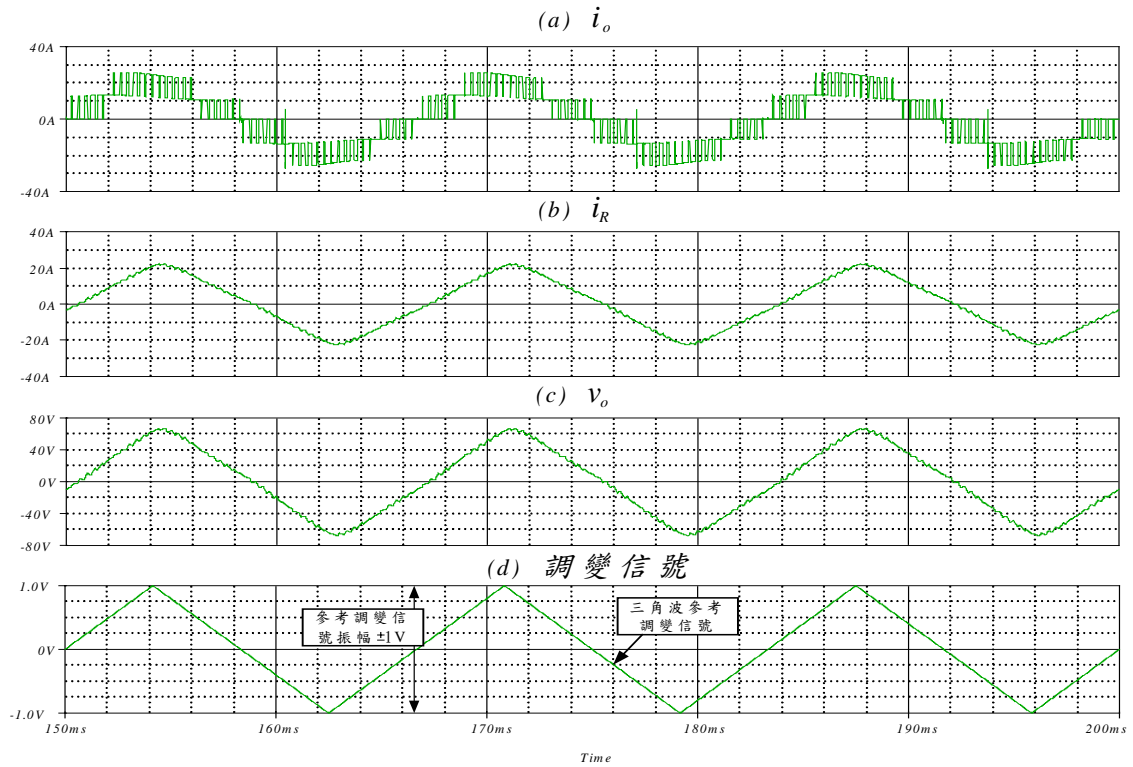


圖 2.31 參考調變信號為三角波型式時之(a) 輸出側電流 i_o ；

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

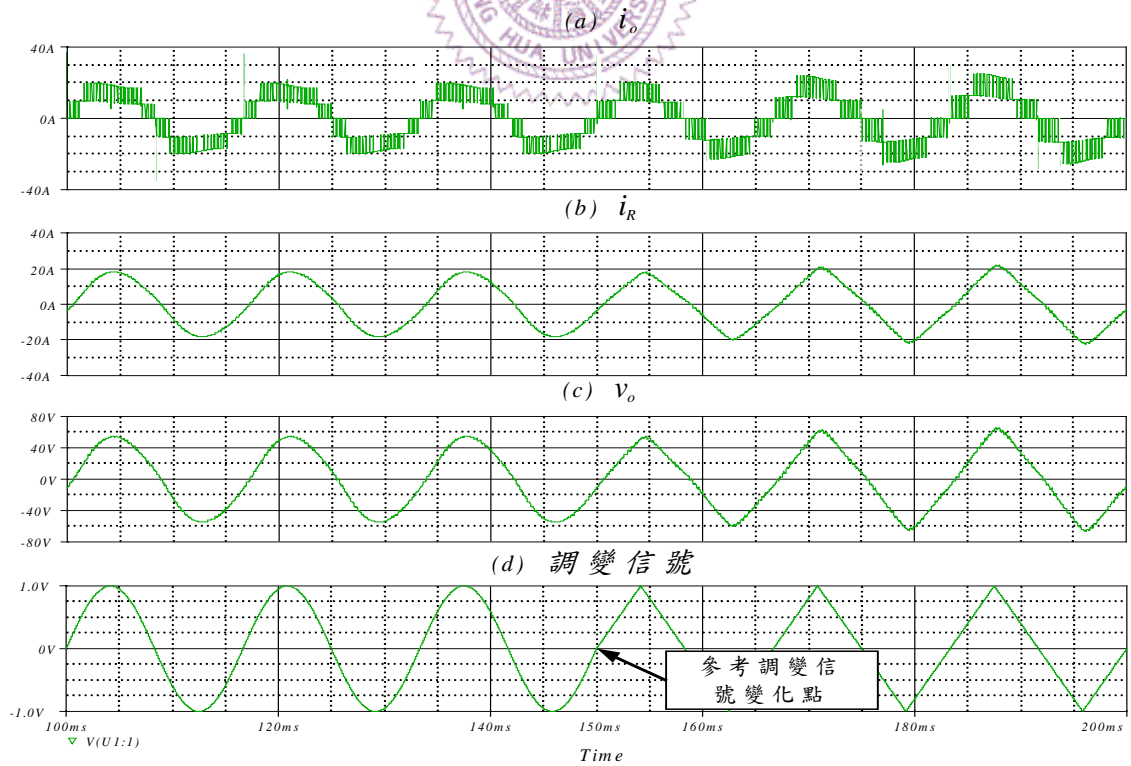


圖 2.32 參考調變信號為合成型式時之(a) 輸出側電流 i_o ；

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

其中圖 2.31 中參考調變信號為一頻率 60Hz ，振幅峰值為 ± 1 之三角波波形型式，由圖 2.31 中可發現輸出負載電流 i_R 型式及頻率與三角波調變信號之型式是相似的。再者於圖 2.32 參考調變信號部份則利用相同為頻率 60Hz ，振幅峰值為 ± 1 之正弦波與三角波合成之參考調變信號，其信號變化時間為 150ms 處，同樣的可發現輸出負載電流 i_R 型式會跟隨著參考調變信號型式之不同而隨之變化。並且藉由圖 2.28 至圖 2.32 同樣也可發現輸出負載電流均會追隨參考調變信號形式之不同而隨之變化。因此所提出之新型五階電流型直交流轉換器輸出負載電流 i_R 具有追隨調變信號之能力，故可作為低頻功率放大器上之使用。

