

第 二 章

單一直交流轉換器之數學模式

2.1 前言

最廣泛使用的高功率單相直交流轉換器架構[1-12]，如圖 2.1 所示，是由四個主動式開關 $S_1 \sim S_4$ 組成之全橋轉換器串接一由電感 L 及電容 C 所組成之低通濾波器所構成[16]。本章主要目的即首先針對直交流轉換器之系統架構與工作原理做一介紹，接著進一步推導單相直交流轉換器之數學模式，俾用以後續電路分析及濾波器參數決定之依據。

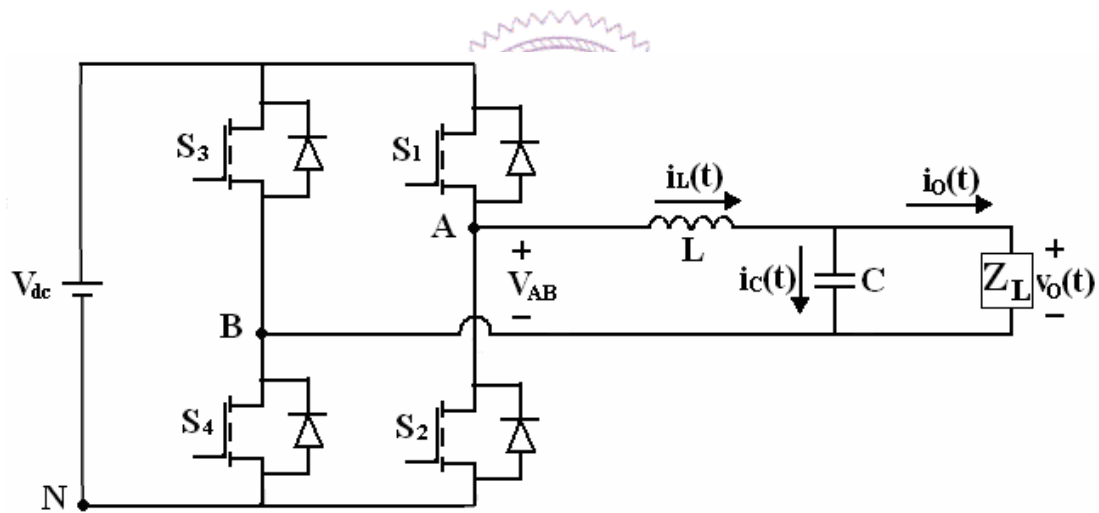


圖 2-1 直交流轉換器之電路架構圖

2.2 系統架構與工作原理

單相直交流轉換器如圖 2.1 所示，直流電壓源經由四個主動開關之切換動作來控制輸出電壓波形，再透過 LC 低通濾波器濾除高頻切換產生之漣波成分以提供一弦波電源給負載；接下來將針對開關切換

方式作一介紹與分析，並依據所選擇之開關切換方式說明電路工作原理。於眾多脈波寬度調變(PWM)方法中[11-16]，正弦脈波寬度調變(SPWM)係目前常用之技術，採用此調變方式可使電路含有穩定之輸出電壓及低諧波失真等特性，而且輸出電壓振幅及輸出頻率皆為可控。基本上此方式係經由調變訊號(正弦波)大小與載波(三角波)大小相互比較後產生一脈波訊號，再透過隔離驅動電路來控制主動開關。正弦脈波寬度調變應用於直交流轉換器時，上、下臂開關不可同時導通以避免短路，然而實際開關並非為理想開關，因此為防止同臂開關同時導通形成短路，便在脈波訊號中增加一小段盲時區(Dead Time)，以避免上、下臂開關同時導通造成短路現象而使開關損壞。正弦脈波寬度調變又可分為雙極性切換(Bipolar Switching)和單極性切換(Unipolar Switching)二種方式，以下便針對此兩種理想切換方式作一簡介。在雙極性切換模式下，直交流轉換器中互成對角的開關即 S_1 與 S_4 及 S_2 與 S_3 之狀態均為相同，而上、下臂的開關 S_1 與 S_2 及 S_3 與 S_4 之狀態均為相斥，其中所有開關之閘極控制訊號均由調變訊號 V_{control} 和載波訊號 V_{tri} 比較而產生，如圖 2-2 所示[43]。

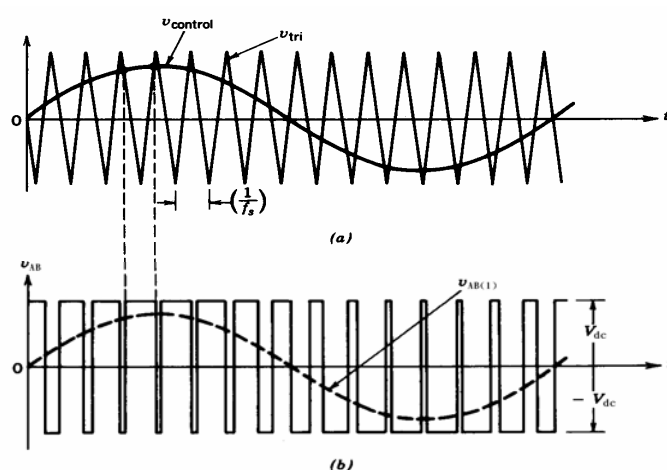


圖 2-2 雙極性切換模式下(a)調變信號與載波之比較(b)A、B 兩端電壓

V_{AB} 與其基本分量 $V_{AB(1)}$ 波形[43]

在此定義振幅調變指數（Amplitude Modulation Index） m_a 為

$$m_a = \frac{\hat{v}_{\text{control}}}{\hat{v}_{\text{tri}}}, 0 \leq m_a \leq 1 \quad (2-1)$$

上式 \hat{v}_{control} 指弦波控制信號之振幅而 \hat{v}_{tri} 則代表三角波之峰值。

而頻率調變比（Frequency Modulation Ratio） m_f 的定義為

$$m_f = \frac{f_s}{f_l} \quad (2-2)$$

其中， f_s 為載波訊號之頻率

f_l 為弦波調變訊號之頻率

於本論文，載波頻率 f_s 即為開關的切換頻率，弦波調變訊號之頻率 f_l 為直交流轉換器之輸出電壓之頻率，而調變訊號峰值大小則決定輸出電壓之振幅大小。接著針對 m_a 、 m_f 特性作一些簡單介紹：

1、 m_a 之大小與輸出電壓之關係可分為三區段，如圖 2-3 所示[43]。

(1) 線性調變區（ $0 \leq m_a \leq 1$ ）

輸出電壓基本波之振幅與 m_a 成線性關係，故此區段稱線性調變區(Linear Modulation)；且諧波頻率均為切換頻率之整數倍。

(2) 過調變區（ $1 \leq m_a \leq 4/\pi$ ）

此區段稱過調變區(Over-Modulation)，允許 $m_a \geq 1$ 是為了提高輸出電壓基本波之最大振幅；此外在此區段中時，輸出電壓之諧波大小會比在線性調變區增加，因此濾波器設計較為困難。

(3) 方波切換區（ $4/\pi \leq m_a$ ）

若 $m_a \geq \frac{4}{\pi}$ ，則輸出電壓與 m_a 無關，因此該區段稱為方塊波
 切換區(square-wave)。

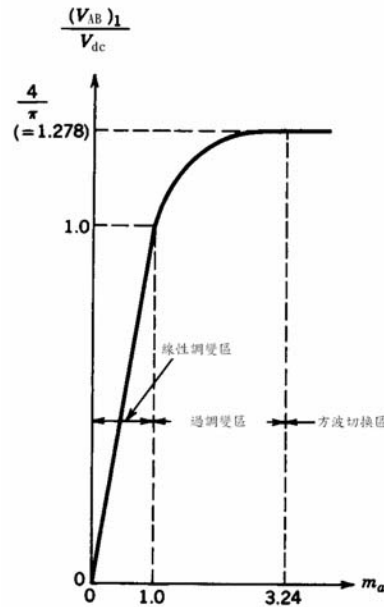


圖 2-3 m_a 與 $(V_{AB})_h / V_{dc}$ 之關係[43]

2、在雙極性切換模式下，若 m_f 為奇數時，可使得 V_{AB} 之波形為奇對稱及半波對稱，因此 V_{AB} 僅有奇次諧波，圖 2-4 所示為雙極性切換模式下 $(V_{AB})_h / V_{dc}$ 之頻譜圖[43]。

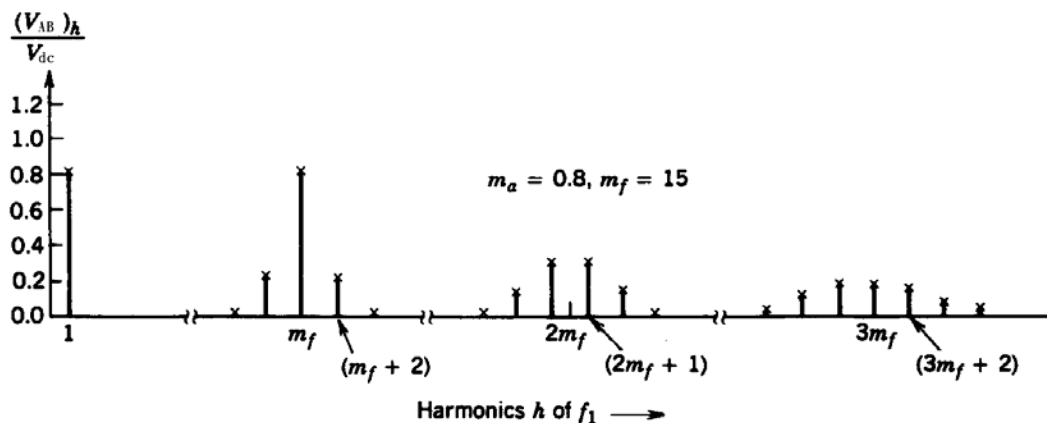


圖 2-4 雙極性切換模式下 $(V_{AB})_h / V_{dc}$ 之頻譜圖[43]

3、在設計濾波器時，上述之 m_f 大小值便為設計指標之一。若 m_f 越

大，諧波分布的頻率越高，因此濾波器之截止頻率亦可隨之增加，如此一來濾波器之設計變得較為容易，但由於開關頻率增加，開關切換之損失亦隨著開關切換次數增加而增加，因此通常必須在開關切換損失與高次諧波濾除兩者之間須作一適當取捨。

依據圖 2.1 中開關 S_1 、 S_2 、 S_3 、 S_4 狀態不同所產生之 V_{AB} 如下：

$v_{\text{control}} > v_{\text{tri}}$: S_1, S_4 導通， S_2, S_3 截止， V_{AB} 等於 V_{dc}

$v_{\text{control}} < v_{\text{tri}}$: S_2, S_3 導通， S_1, S_4 截止， V_{AB} 等於 $-V_{dc}$

現將各種開關狀態與所對應之 V_{AB} 作一整理，可得到開關狀態與 V_{AB} 之關係如表 2-1 所示，由於 V_{AB} 在正 V_{dc} 與負 V_{dc} 之間變化，故稱為雙極性切換模式。

表 2-1 雙極性切換與 V_{AB} 之關係表

| S1 | S2 | S3 | S4 | V_{AB} |
|-----|-----|-----|-----|-----------|
| ON | OFF | OFF | ON | V_{dc} |
| OFF | ON | ON | OFF | $-V_{dc}$ |

而在單極性切換模式下，圖 2-1 中之 A 臂與 B 臂之閘極控制訊號則分別由 v_{control} 、 $-v_{\text{control}}$ 與 v_{tri} 比較所產生，如圖 2-5 所示[43]。

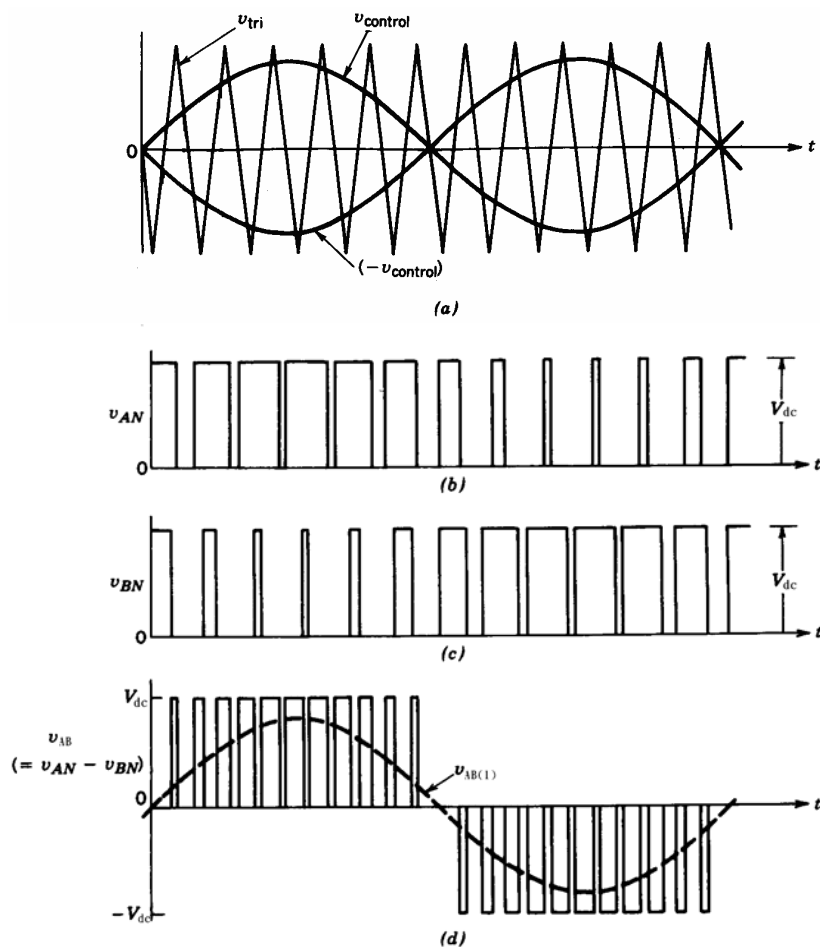


圖 2-5 單極性切換模式(a)調變訊號與載波之比較(b) v_{AN} 波形(c) v_{BN} 波形(d)AB 兩端電壓 v_{AB} 與其基本分量 $v_{AB(1)}$ 之波形[43]

現將各種開關狀態與所對應之 v_{AB} 作一整理，可得到開關狀態與 v_{AB} 之關係如表 2-2 所示：

表 2-2 單極性切換開關狀態與 v_{AB} 之關係

| S1 | S2 | S3 | S4 | v_{AB} |
|-----|-----|-----|-----|-----------|
| ON | OFF | OFF | ON | V_{dc} |
| OFF | ON | ON | OFF | $-V_{dc}$ |
| ON | OFF | ON | OFF | 0 |
| OFF | ON | OFF | ON | 0 |

接下來針對單極性切換模式與雙極性切換模式之特性作出下列數點比較：

1、 $0 \leq m_a \leq 1$ 情況下， V_{AB} 基本波之振幅與 m_a 成正比關係，如(2-3)式所示，因此控制 m_a 即可直接對輸出電壓基本分量之振幅做調變；在 V_{AB} 波形之基本波分量方面，單極性切換模式與雙極性切換模式相同。

$$V_{AB(1)} = m_a V_{dc} \quad (2-3)$$

2、單極性切換模式下， m_f 選為偶數可使輸出電壓在切換頻率邊帶(sidebands)上之諧波成分為零，如圖 2-6 所示[43]。

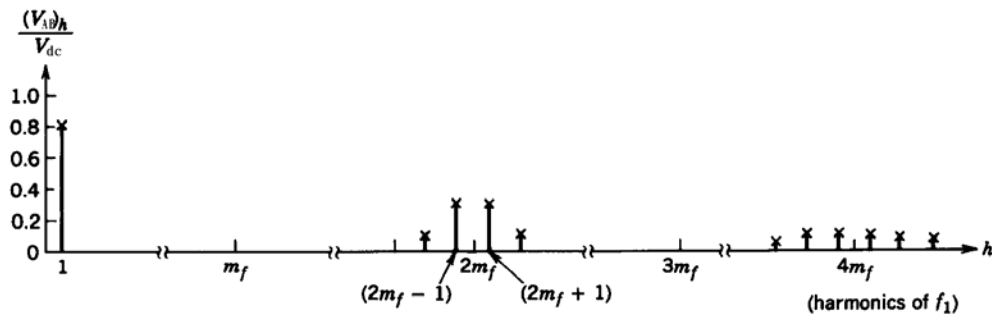


圖 2-6 單極性切換模式下 $(V_{AB})_h / V_{dc}$ 之頻譜圖[43]

3、在相同切換頻率下，單極性切換模式下之 V_{AB} 的切換頻率為雙極性切換模式下的兩倍，且由圖 2-4 與圖 2-6 可以看出單極性切換模式下之 V_{AB} 的諧波成份遠小於雙極性切換模式，因此可使用較小的 L、C 值之二階低通濾波器即可達到良好的濾波效果，藉此可降低濾波器體積大小及降低成本。

4、使用雙極性切換策略，所得 V_{AB} 僅有 V_{dc} 與 $-V_{dc}$ 二階，而單極性切換策略，則所得 V_{AB} 具有 $V_{dc}, 0, -V_{dc}$ 三階等級電壓，可以更有效達到 PWM 之效果。

由上述內容可得知單極性切換模式下，輸出電壓有較小的諧波成分，使得濾波器設計較為容易，因此吾人採用單極性切換模式作為單相直交流轉換器之切換方式。接下來，依據單極性切換模式之開關狀態說明單相直交流轉換器工作原理。

參照圖 2-1，當 S_1 與 S_4 同時導通時， $V_{AB} = +V_{dc}$ ，而電流方向由負載電流決定；反之，當 S_2 與 S_3 同時導通時， $V_{AB} = -V_{dc}$ ，電流方向由負載電流決定。因此，藉由控制主動開關之導通與截止，吾人可將直流電壓源轉換成振幅大小及頻率均可調之交流電源。在下節中將依據各個開關狀態來推導小訊號模式。

2.3 轉換器之小訊號模型

為方便推導小訊號模式，首先針對圖 2-1 作以下定義：

1. $S_1 \sim S_4$ 之責任週期為 $d_1 \sim d_4$ ，為避免同一臂開關同時導通，各個責任週期須滿足下列關係：

$$d_1 + d_2 = 1 \quad (2-4)$$

$$d_3 + d_4 = 1 \quad (2-5)$$

又由於採用正弦脈波寬度調變之單極性切換模式，同一臂開關之調變訊號之關係如下所示

$$m_P = -m_{P+2}; \quad P=1,2. \quad (2-6)$$

其中， $m_1 \sim m_4$ 依序分別為 $S_1 \sim S_4$ 之調變訊號，由圖 2-7 可得到調變訊號與責任周期比之關係如下所示

$$d_k = \frac{V_{tri,peak} + m_k}{2 * V_{tri,peak}} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} * \frac{m_k}{V_{tri,peak}}; \quad k=1 \sim 4 \quad (2-7)$$

其中 $V_{tri,peak}$ 為三角波之峰值，在此為方便數學分析，假設 $V_{tri,peak} = 1$ ，將(2-4)式至(2-7)式整理可得

$$d_2 = 1 - d_1 \quad (2-8)$$

$$d_3 = 1 - d_1 \quad (2-9)$$

$$d_4 = 1 - d_3 = d_1 \quad (2-10)$$

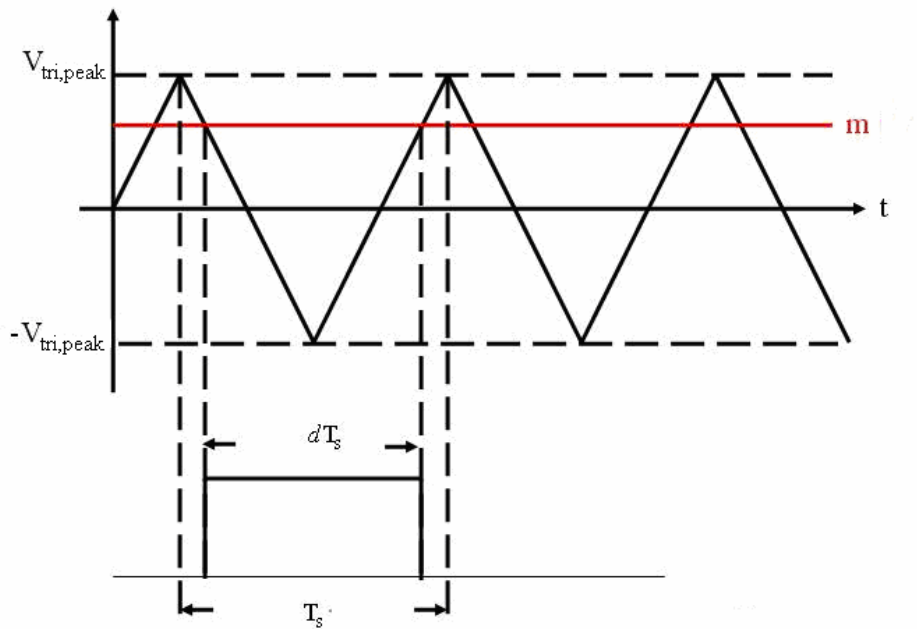


圖 2-7 PWM 產生器所採用之載波波形

2. 轉換器之操作方式依照各個開關狀態分為四個模式，依據表 2-2 所示，分別為模式一(Mode1)至模式四(Mode4)，其工作時間依序

為 $T_1 \sim T_4$ ，其關係如下

$$T_1 + T_2 + T_3 + T_4 = T_s \quad (2-11)$$

其中 T_s 為開關切換週期。

Model1： S_1 與 S_4 導通， S_2 與 S_3 截止，如圖 2-8 所示，利用 KVL、

KCL 求得下式：

$$\begin{cases} L \frac{di_L(t)}{dt} = V_{dc} - V_o(t) \\ C \frac{dV_o(t)}{dt} = i_L(t) - \frac{V_o(t)}{Z_L} \end{cases} \quad (2-12)$$

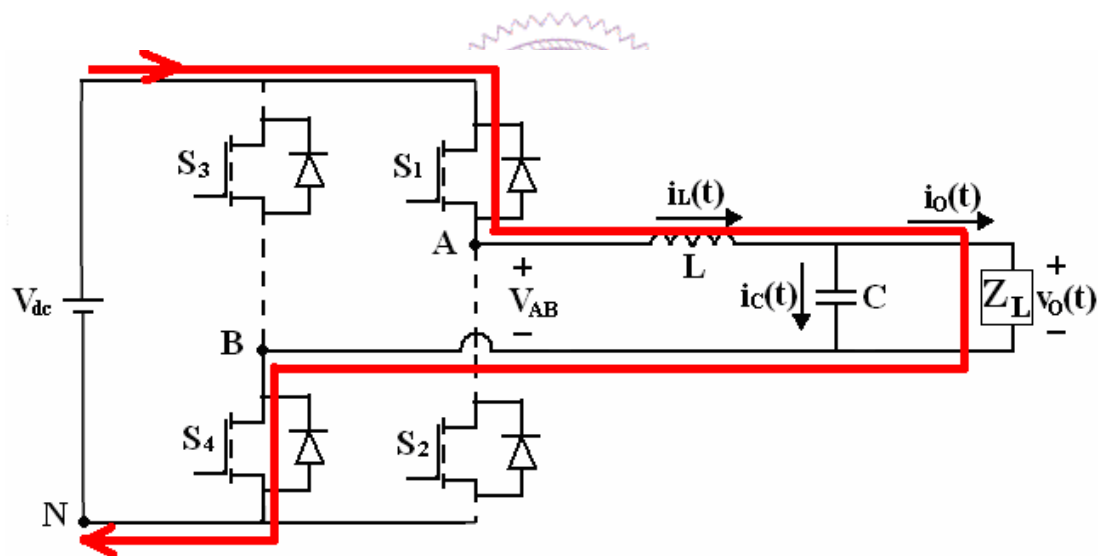


圖 2-8 Model1 下，轉換器之工作狀態圖

Mode2： S_2 與 S_3 導通， S_1 與 S_4 截止，如圖 2-9 所示，利用 KVL、

KCL 求得下式：

$$\begin{cases} L \frac{di_L(t)}{dt} = -V_{dc} - V_o(t) \\ C \frac{dV_o(t)}{dt} = i_L(t) - \frac{V_o(t)}{Z_L} \end{cases} \quad (2-13)$$

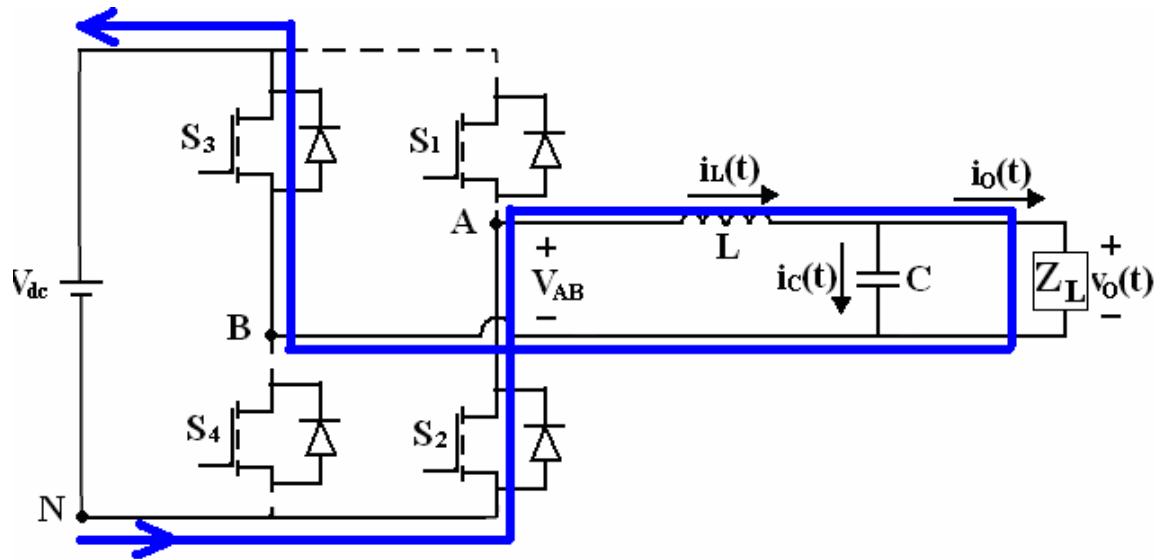


圖 2-9 Mode2 下，轉換器之工作狀態圖

Mode3： S_1 與 S_3 導通， S_2 與 S_4 截止，如圖 2-10 所示，利用 KVL、

KCL 求得下式

$$\begin{cases} L \frac{di_L(t)}{dt} = -V_o(t) \\ C \frac{dV_o(t)}{dt} = i_L(t) - \frac{V_o(t)}{Z_L} \end{cases} \quad (2-14)$$

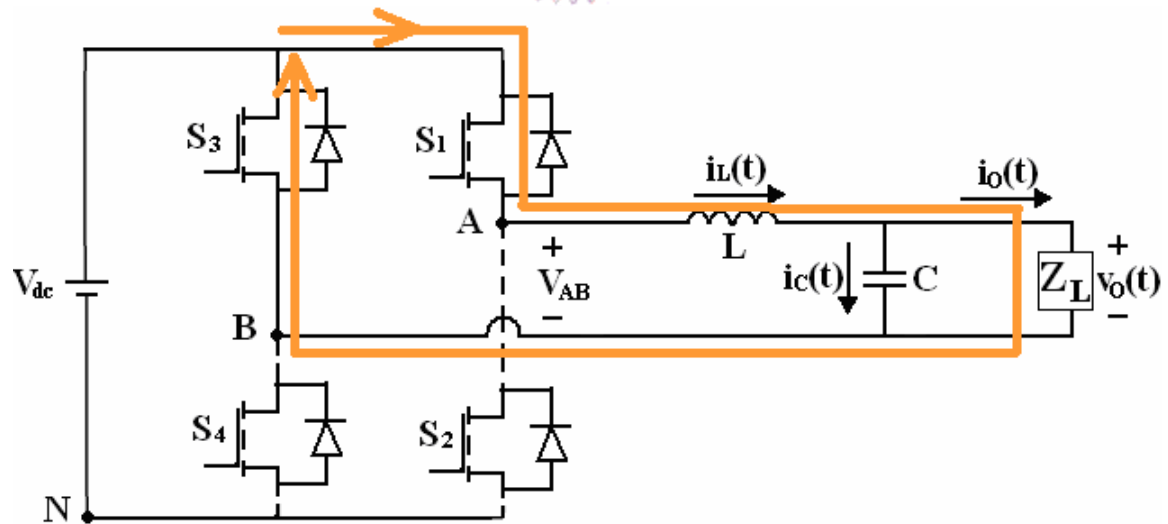


圖 2-10 Mode3 下，轉換器之工作狀態圖

Mode4： S_2 與 S_4 導通， S_1 與 S_3 截止，如圖 2-11 所示，利用 KVL、

KCL 求得下式

$$\begin{cases} L \frac{di_L(t)}{dt} = -V_o(t) \\ C \frac{dV_o(t)}{dt} = i_L(t) - \frac{V_o(t)}{Z_L} \end{cases} \quad (2-15)$$

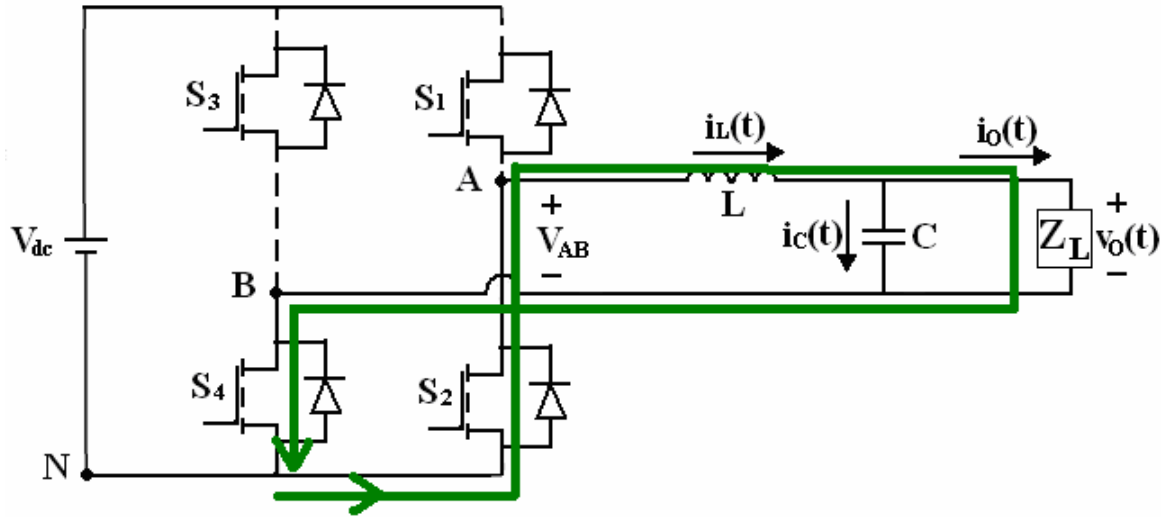


圖 2-11 Mode4 下，轉換器之工作狀態圖

將(2-12)式至(2-15)式利用狀態平均的技巧，可以得到單相直交流轉換器之狀態平均方程式為

$$\begin{cases} L \frac{di_L(t)}{dt} = [2d_1(t) - 1]V_{dc} - V_o(t) \\ C \frac{dV_o(t)}{dt} = i_L(t) - \frac{V_o(t)}{Z_L} \end{cases} \quad (2-16)$$

在此定義

$$2d_1(t) - 1 = d(t) \quad (2-17)$$

將(2-17)式代入(2-16)式得

$$\begin{cases} L \frac{di_L(t)}{dt} = d(t)V_{dc} - V_o(t) \\ C \frac{dV_o(t)}{dt} = i_L(t) - \frac{V_o(t)}{Z_L} \end{cases} \quad (2-18)$$

接下來推導小訊號模式，首先在一固定工作點下，就各變數加入一微擾量

$$i_L(t) = I_L + \hat{i}_L(t) \quad (2-19)$$

$$V_o(t) = V_o + \hat{v}_o(t) \quad (2-20)$$

$$d(t) = D + \hat{d}(t) \quad (2-21)$$

$$V_{dc}(t) = V_{dc} + \hat{V}_{dc}(t) \quad (2-22)$$

將(2-19)式至(2-22)式代入(2-18)式可得下式

$$\begin{cases} L \frac{d[I_L + \hat{i}_L(t)]}{dt} = [D + \hat{d}(t)]V_{dc} - [V_o + \hat{v}_o(t)] \\ C \frac{d[V_o + \hat{v}_o(t)]}{dt} = [I_L + \hat{i}_L(t)] - \frac{[V_o + \hat{v}_o(t)]}{Z_L} \end{cases} \quad (2-23)$$

將(2-23)式經整理且忽略高次項，取出小訊號方程式如下所示

$$\begin{cases} L \frac{d\hat{i}_L(t)}{dt} = \hat{d}(t)V_{dc} - \hat{v}_o(t) \\ C \frac{d\hat{v}_o(t)}{dt} = \hat{i}_L(t) - \frac{\hat{v}_o(t)}{Z_L} \end{cases} \quad (2-24)$$

由(2-24)式經拉式轉換後，整理可得

$$\begin{cases} sI_L(s) = \frac{V_{dc}}{L} D(s) - \frac{1}{L} V_o(s) \\ sV_o(s) = \frac{1}{C} I_L(s) - \frac{1}{Z_L C} V_o(s) \end{cases} \quad (2-25)$$

上式中 $I_L(s)$ 、 $V_o(s)$ 及 $D(s)$ 分別表示 $\hat{i}_L(t)$ 、 $\hat{v}_o(t)$ 及 $\hat{d}(t)$ 之拉氏轉換，
將(2-25)式整理得

$$G(s) = \frac{V_o(s)}{D(s)} = \frac{\frac{V_{dc}}{LC}}{s^2 + \frac{1}{Z_L C} s + \frac{1}{LC}} \quad (2-26)$$

上式 $G(s)$ 為輸出對責任週期之轉移函數，由(2-24)式可得到轉換器之
小訊號模式，如圖 2-12 所示

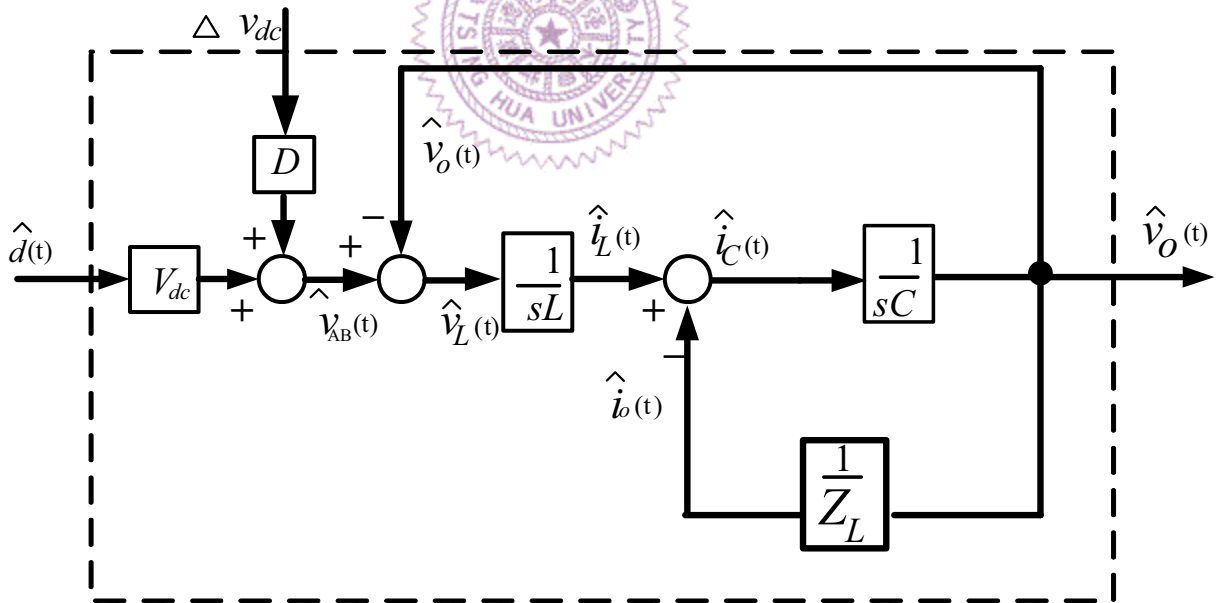


圖 2-12 轉換器之小訊號模式

以上為對單相直交流轉換器作數學模式推導後，所得之小訊號模式，

可用作後續設計線性控制器之基礎。

2.4 濾波器參數之決定

接下來推導單相直交流轉換器之責任週期函數，作為本節中濾波器參數決定之依據。在推導責任週期函數之前，茲先假設輸出電壓 v_o 如下所示：

$$v_o(t) = V_m \sin \omega t \quad (2-27)$$

將(2-27)式代入(2-16)式整理可得

$$d_1(t) = \frac{V_m}{2V_{dc}} \left[(1 - LC\omega^2) \sin \omega t + \frac{L\omega}{Z_L} \cos \omega t \right] + \frac{1}{2} \quad (2-28)$$

$$d_2(t) = \frac{V_m}{2V_{dc}} \left[-(1 - LC\omega^2) \sin \omega t - \frac{L\omega}{Z_L} \cos \omega t \right] + \frac{1}{2} \quad (2-29)$$

$$d_3(t) = \frac{V_m}{2V_{dc}} \left[-(1 - LC\omega^2) \sin \omega t - \frac{L\omega}{Z_L} \cos \omega t \right] + \frac{1}{2} \quad (2-30)$$

$$d_4(t) = \frac{V_m}{2V_{dc}} \left[(1 - LC\omega^2) \sin \omega t + \frac{L\omega}{Z_L} \cos \omega t \right] + \frac{1}{2} \quad (2-31)$$

由於單相直交流轉換器輸出為一頻率可變之交流電源，故須決定一適當之濾波器參數以有效濾除輸出電壓之高頻成分。首先針對上一節推導出之責任週期函數作分析，將(2-28)式整理可得下式：

$$d_1(t) = \frac{V_m}{2V_{dc}} \sqrt{(1 - LC\omega^2)^2 + \left(\frac{L\omega}{Z_L} \right)^2} \sin(\omega t + \theta) + \frac{1}{2} \quad (2-32)$$

其中 $\theta = \tan^{-1} \frac{\frac{L\omega}{Z_L}}{1-LC\omega^2}$ ，又由於開關之責任週期介於 0 與 1 之間的關係，

吾人可得到下式：

$$0 < \frac{V_m}{2V_{dc}} \sqrt{\left(1-LC\omega^2\right)^2 + \left(\frac{L\omega}{Z_L}\right)^2} \sin(\omega t + \theta) + \frac{1}{2} < 1 \quad (2-33)$$

經整理可得下式

$$L^2 \left(1 - \frac{2CZ_L^2}{L} + \omega^2 C^2 Z_L^2\right) \leq \left[\left(\frac{V_{dc}}{V_m}\right)^2 - 1\right] \frac{Z_L^2}{\omega^2} \quad (2-34)$$

考慮實際參數值相對大小 ($\omega^2 C^2 Z_L^2 - \frac{2CZ_L^2}{L} \ll 1$) 可得到下列近似不等

式：

$$L \leq \frac{Z_L}{\omega} \sqrt{\left(\frac{V_{dc}}{V_m}\right)^2 - 1} \quad (2-35)$$



由圖 2-1 可看出，本文中是採用二階低通濾波器之架構，其中截止頻率 ω_c 為下式：

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2-36)$$

由(2-36)式可得下列關係式：

$$L = \frac{1}{C\omega_c^2} \quad (2-37)$$

$$C = \frac{1}{L\omega_c^2} \quad (2-38)$$

將(2-37)式代入(2-35)式中，整理可得 C 之下邊界(Lower Bound)如下所示：

$$\frac{\omega}{\omega_c^2 Z_L \sqrt{\left(\frac{V_{dc}}{V_m}\right)^2 - 1}} \leq C \quad (2-39)$$

接著，吾人將探討正弦脈波寬度調變中載波與調變訊號斜率之關係，由於本文中是採取正弦脈波寬度調變，其中載波之斜率必須大於調變訊號之斜率，如此一來載波與調變訊號才能有交集，進而經過比較後產生所需脈波訊號。在本文中所採用的載波為三角波如圖 2-7 所示，由圖中所示可得到載波斜率為 ζ 如下所示：

$$\zeta = \frac{2V_{tri,peak}}{\frac{T_s}{2}} = 4f_s V_{tri,peak} \quad (2-40)$$

其中 $V_{tri,peak}$ 為三角波之峰值， f_s 為三角波之頻率， T_s 為三角波之週期；由於調變訊號之斜率需小於載波之斜率，才可使轉換器之輸出電壓追隨參考電壓，因此可得下列關係式

$$\left| \frac{dm_1(t)}{dt} \right|_{\max} < \zeta \quad (2-41)$$

由於 V_{AB} 之變化決定調變訊號之斜率，而輸出電壓因為並聯一個電容，且因電容有穩壓之效果，故在一個切換週期內，輸出電壓變化

很小，主要的電壓差都落在電感上，因此得到下列之關係式：

$$\Delta V_{AB} = \Delta V_L \quad (2-42)$$

參照圖 2-1，由(2-16)式中可得到 V_{AB} 如下所示

$$V_{AB} = m_1 V_{dc} \quad (2-43)$$

將(2-42)式與(2-43)式整理可得下列關係式

$$\Delta V_L = \Delta m_1 V_{dc} \quad (2-44)$$

$$\left| \frac{dm_1(t)}{dt} \right|_{\max} = \left| \frac{1}{V_{dc}} * \frac{dv_L(t)}{dt} \right|_{\max} \leq \zeta \quad (2-45)$$

由(2-16)式可得 $v_L(t)$ 如下所示

$$v_L(t) = \frac{V_m L \omega}{Z_L} \cos \omega t - V_m L C \omega^2 \sin \omega t \quad (2-46)$$

將(2-46)式代入(2-45)式中經整理可得下式：

$$\frac{V_m \omega}{V_{dc}} \sqrt{\left(\frac{L \omega}{Z_L}\right)^2 + (L C \omega^2)^2} < 4 f_s \quad (2-47)$$

將(2-46)式經整理可得 C 之上邊界(upper bound)如下所示：

$$C \leq \frac{1}{\omega Z_L} \sqrt{\left[\frac{(4 f_s V_{dc})^2}{\omega^2 (V_{dc}^2 - V_m^2)} - 1 \right]} \quad (2-48)$$

再將(2-38)式代入(2-48)式可得到 L 之下邊界(lower bound)如下所示：

$$\frac{\omega Z_L}{\omega_c^2 \sqrt{\left[\frac{(4f_s V_{dc})^2}{\omega^2 (V_{dc}^2 - V_m^2)} - 1 \right]}} \leq L \quad (2-49)$$

將(2-35)式、(2-39)式、(2-48)式與(2-49)式整理可得濾波器參數 L、C 之範圍分別如下所示：

$$\frac{\omega Z_L}{\omega_c^2 \sqrt{\left[\frac{(4f_s V_{dc})^2}{\omega^2 (V_{dc}^2 - V_m^2)} - 1 \right]}} \leq L \leq \frac{Z_L}{\omega} \sqrt{\left(\frac{V_{dc}}{V_m} \right)^2 - 1} \quad (2-50)$$

$$\frac{\omega}{\omega_c^2 Z_L \sqrt{\left(\frac{V_{dc}}{V_m} \right)^2 - 1}} \leq C \leq \frac{1}{\omega Z_L} \sqrt{\left[\frac{(4f_s V_{dc})^2}{\omega^2 (V_{dc}^2 - V_m^2)} - 1 \right]} \quad (2-51)$$

由(2-50)式與(2-51)式中可看出輸出電壓之頻率(f)與振幅大小(V_m)、輸入電壓(V_{dc})、切換頻率(f_s)與負載(R)等電路參數皆與 L、C 範圍有關；接下來將依據所給定之電路參數以商用軟體 MATLAB 分別畫出 L、C 範圍圖，並在 L、C 之合理範圍內選取適當之 L、C 值以作為後續模擬參數之依據。在此茲先定義轉換器之規格如下：

開關切換頻率 f_s ：100KHz

輸出電壓之頻率 f ：15Hz~500Hz

輸入電壓 V_{dc} ：240V、480V

輸出電壓之大小 V_{rms} ：0~150V、0~300V

輸出功率 P_o ：1KW

依據上述之規格分別畫出 L、C 之範圍圖，如圖 2-13 與圖 2-14 所示，其中依照 V_{rms} 與 f 之操作範圍畫出 L、C 之臨界線，由各個臨界線所圍而成之區塊即表示符合規格之 L、C 範圍，各個臨界線之定義如下所示：

L_{low1} ：當 $V_{dc} = 480V$, $f = 15 \sim 500Hz$ 時，L 之 Lower Bound

L_{low2} ：當 $V_{dc} = 240V$, $f = 15 \sim 500Hz$ 時，L 之 Lower Bound

C_{low1} ：當 $V_{dc} = 480V$, $f = 15 \sim 500Hz$ 時，C 之 Lower Bound

C_{low2} ：當 $V_{dc} = 240V$, $f = 15 \sim 500Hz$ 時，C 之 Lower Bound

L_{up1} ：當 $V_{dc} = 480V$, $f = 15 \sim 500Hz$ 時，L 之 Upper Bound

L_{up2} ：當 $V_{dc} = 240V$, $f = 15 \sim 500Hz$ 時，L 之 Upper Bound

C_{up1} ：當 $V_{dc} = 480V$, $f = 15 \sim 500Hz$ 時，C 之 Upper Bound

C_{up2} ：當 $V_{dc} = 240V$, $f = 15 \sim 500Hz$ 時，C 之 Upper Bound

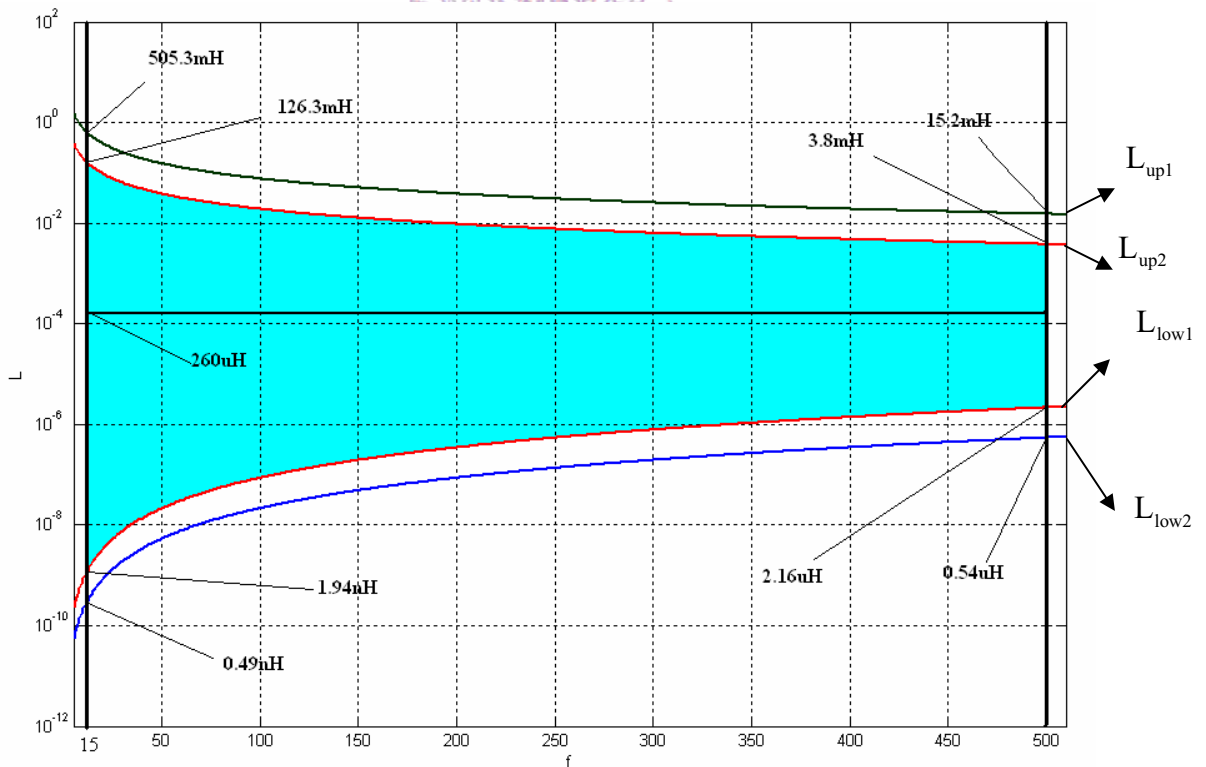


圖 2-13 濾波電感 L 之範圍

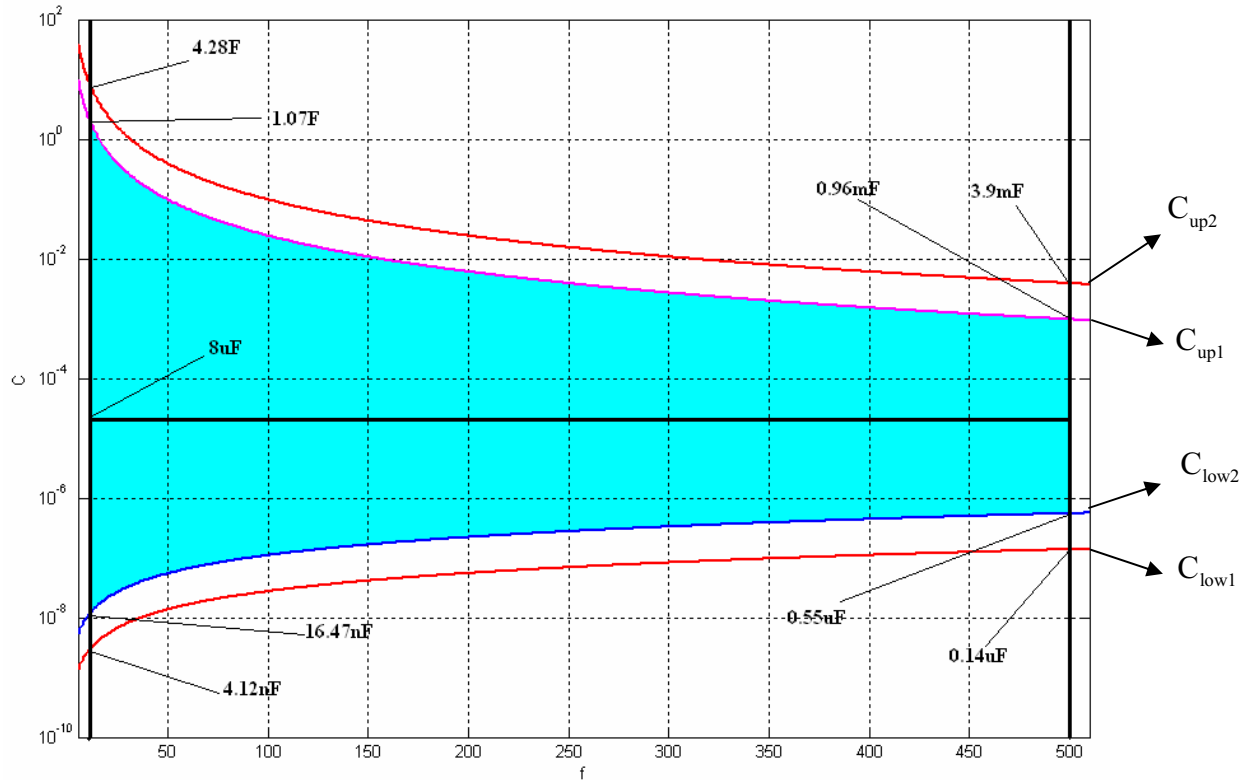


圖 2-14 濾波電容 C 之範圍

依據本文中之規格與 L 、 C 之選取範圍，吾人選取濾波電感值為 $260\mu\text{H}$ ，濾波電容值為 $8\mu\text{F}$ ；為驗證前三節所敘述之理論，吾人將以商用軟體 MATLAB/SIMULINK 模擬單相直交流轉換器開迴路控制下之運轉情形，其規格如下所列

直流電壓 V_{dc} ：480V

濾波電感 L ：260 μH

濾波電容 C ：8 μF

輸出頻率 f ：15Hz 與 500Hz

切換頻率 f_s ：100KHz

圖 2-15 至圖 2-18 為模擬參數與規格相同時之輸出電壓波形，其中圖 2-18 明顯看出即使模擬參數與規格相同，輸出電壓雖然沒有穩

態誤差，但是有響應速度太慢之現象；圖 2-19 至圖 2-22 為模擬參數與規格不同時之輸出電壓波形，其中與規格不同時之模擬參數如下所示：

直流電壓 V_{dc} ：485V

濾波電感 L ：230uH

濾波電容 C ：8.4uF

由圖 2-19 至圖 2-22 可以明顯看出，當模擬參數與規格不同時，輸出電壓與命令電壓不同，而有穩態誤差，其中圖 2-22 更是可以看出有響應速度太慢之問題；綜合以上之觀察，做出以下之結論：由開迴路模擬圖中可以看出當工作頻率操作在 15Hz 時，會有穩態誤差之問題產生，當工作頻率操作在 500Hz 時，除了有穩態誤差之外，更有響應速度太慢之現象，因此，當模擬參數與規格不同時，開迴路控制無法保持輸出電壓波形而造成波形失真；圖 2-23 為開迴路控制之模擬方塊圖。

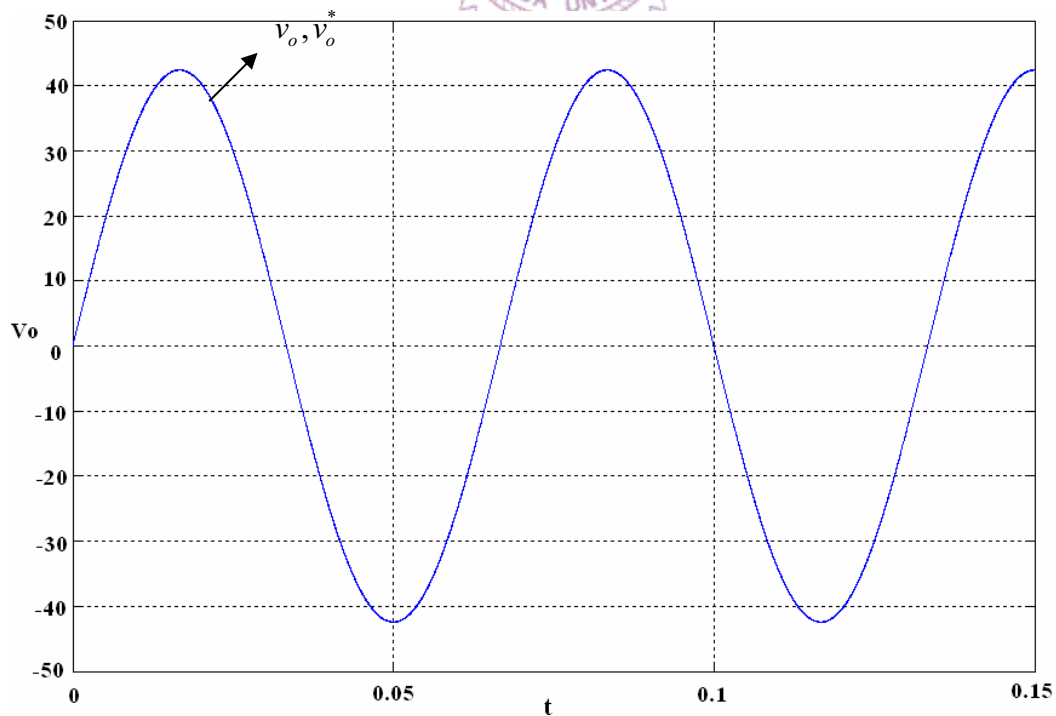


圖 2-15 $f_s = 100\text{KHz}$, $f = 15\text{Hz}$, $v_o = 30V(rms)$ 之輸出電壓波形

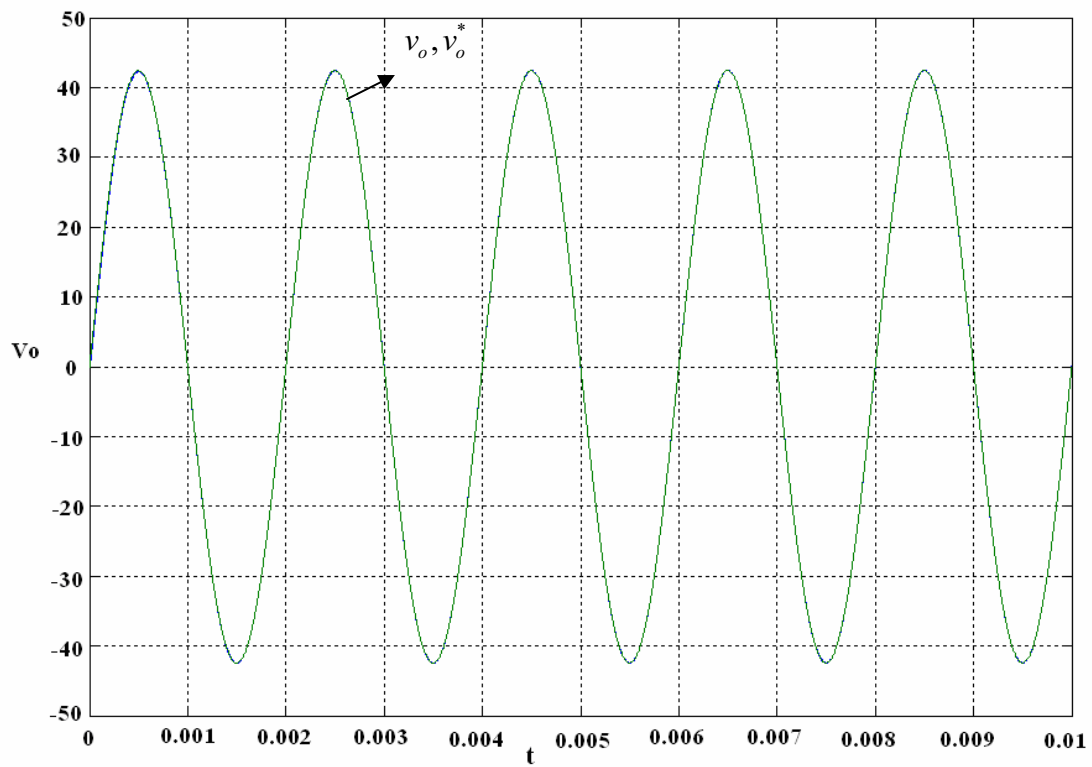


圖 2-16 $f_s = 100\text{KHz}$, $f = 500\text{Hz}$, $v_o = 30V(\text{rms})$ 之輸出電壓波形

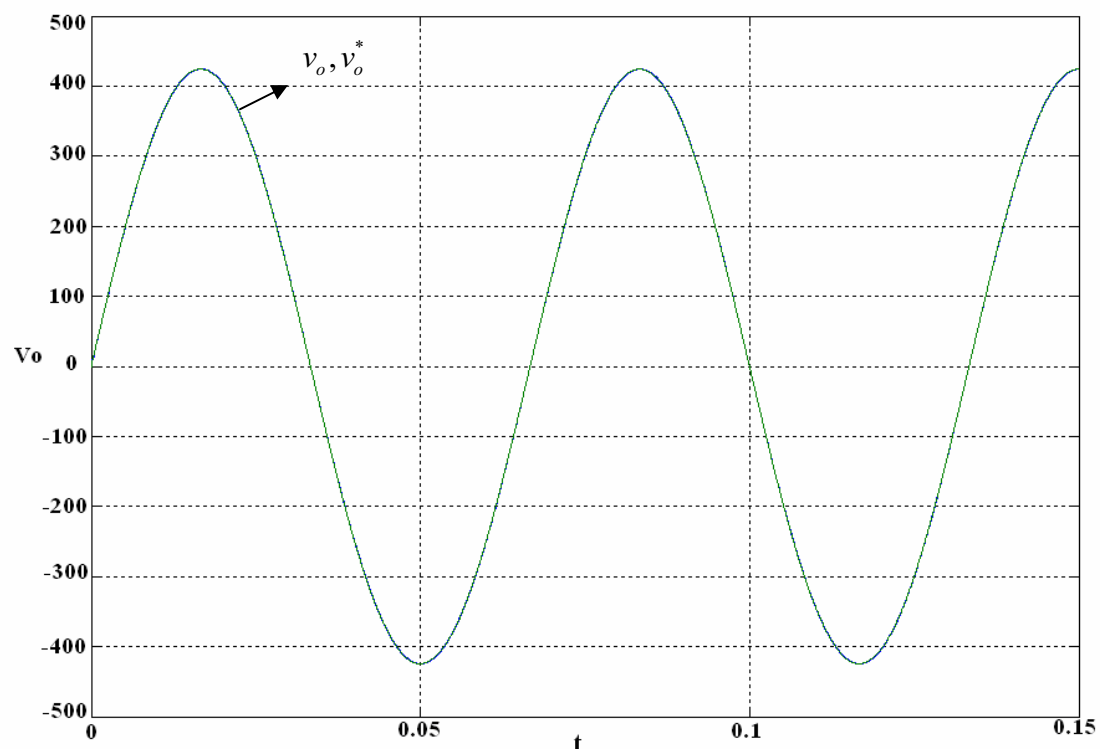


圖 2-17 $f_s = 100\text{KHz}$, $f = 15\text{Hz}$, $V_{\text{rms}} = 300\text{V}$ 之輸出電壓波形

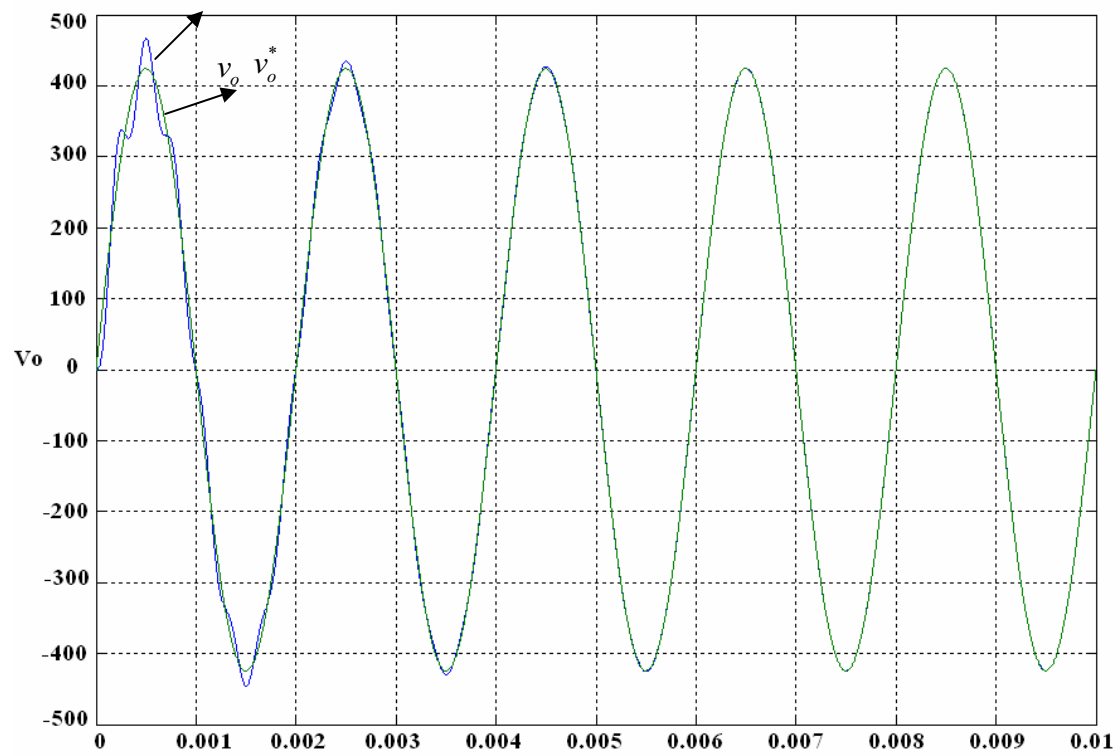


圖 2-18 $f_s = 100\text{KHz}$, $f = 500\text{Hz}$, $v_o = 300\text{V}(rms)$ 之輸出電壓波形

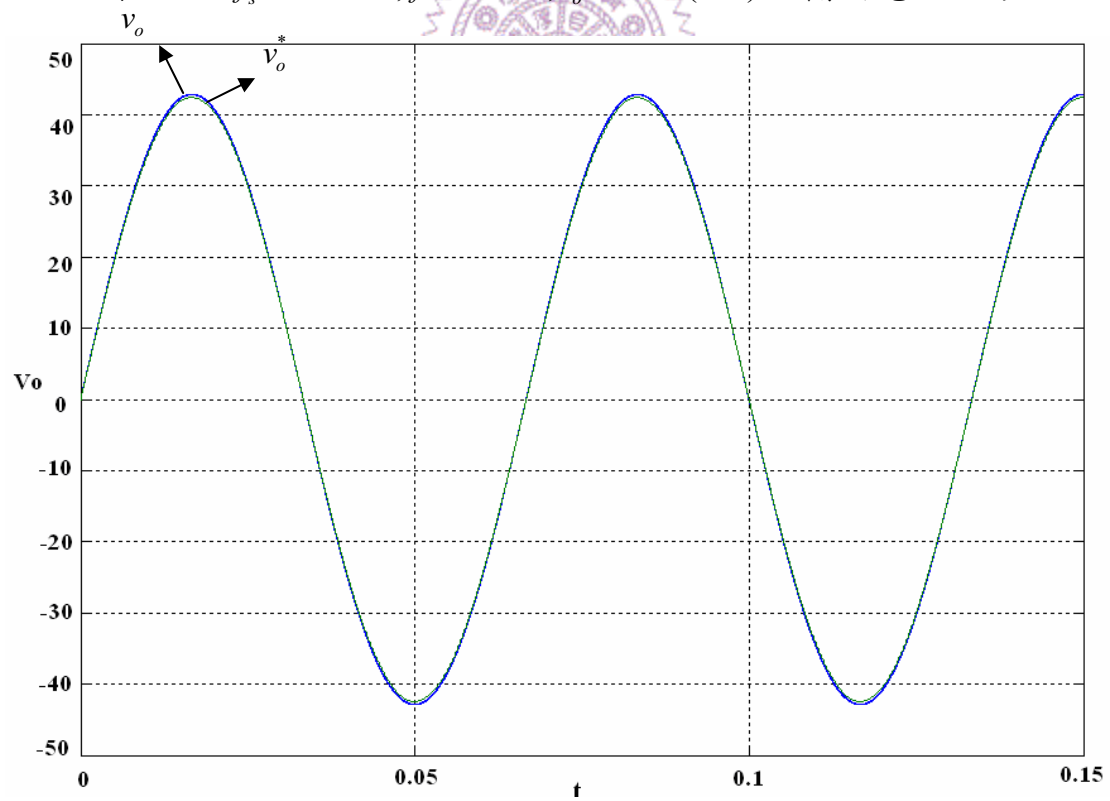


圖 2-19 $f_s = 100\text{KHz}$, $f = 15\text{Hz}$, $v_o = 30\text{V}(rms)$ 之輸出電壓波形

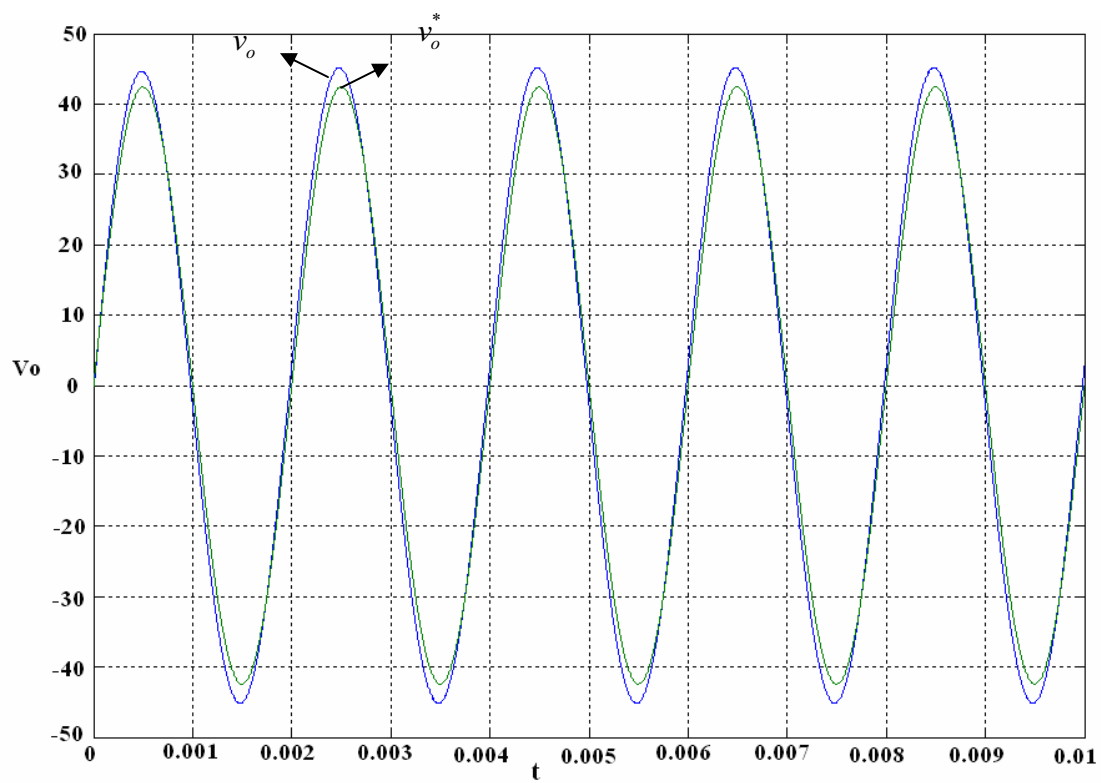


圖 2-20 $f_s = 100\text{KHz}$, $f = 500\text{Hz}$, $v_o = 30\text{V(rms)}$ 之輸出電壓波形

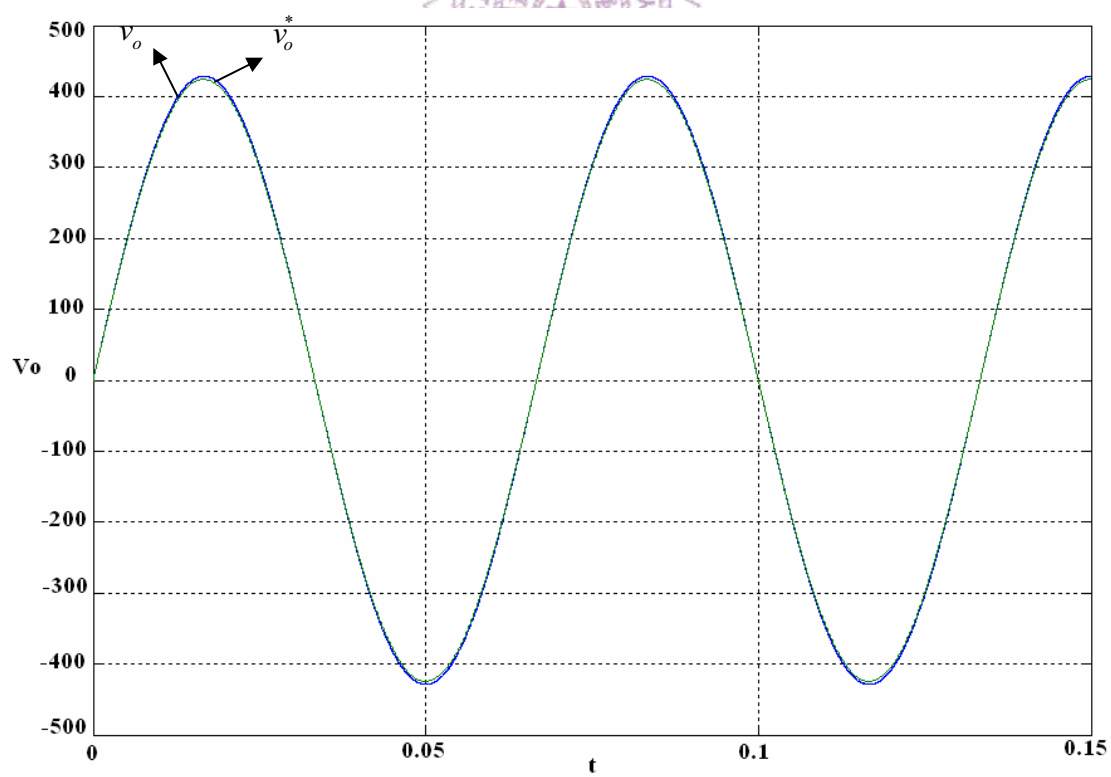


圖 2-21 $f_s = 100\text{KHz}$, $f = 15\text{Hz}$, $v_o = 300\text{V(rms)}$ 之輸出電壓波形

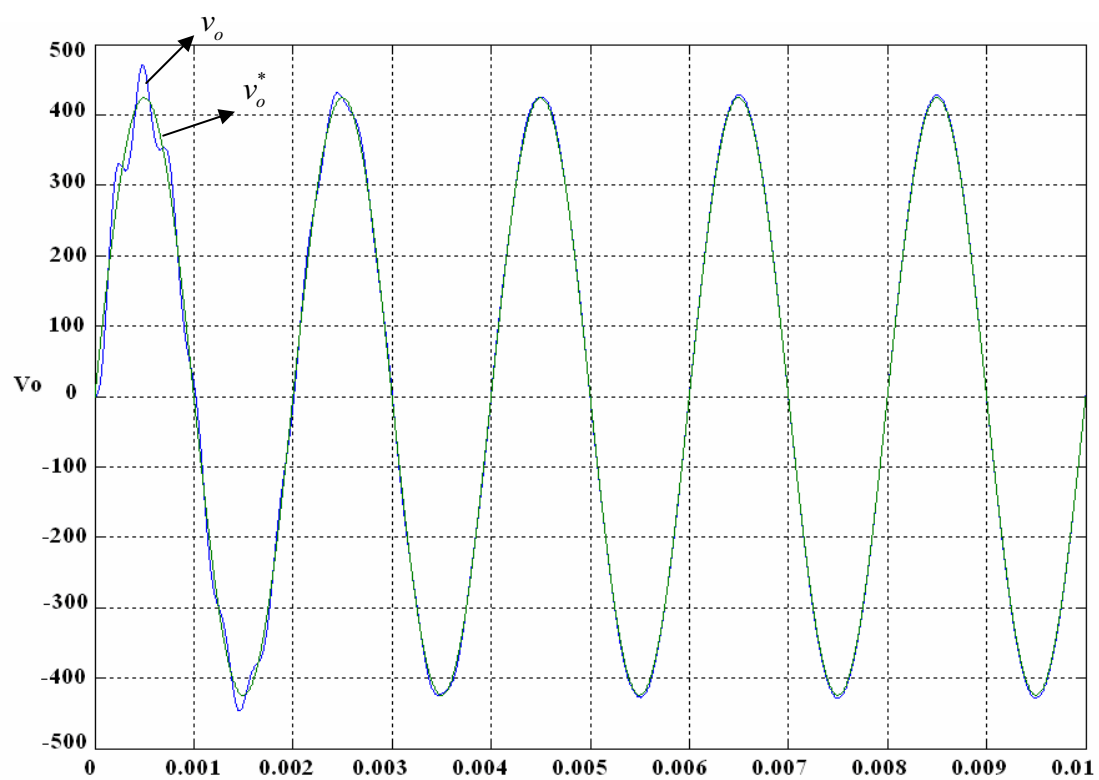
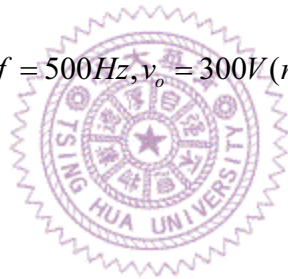


圖 2-22 $f_s = 100\text{KHz}$, $f = 500\text{Hz}$, $v_o = 300\text{V}(rms)$ 之輸出電壓波形



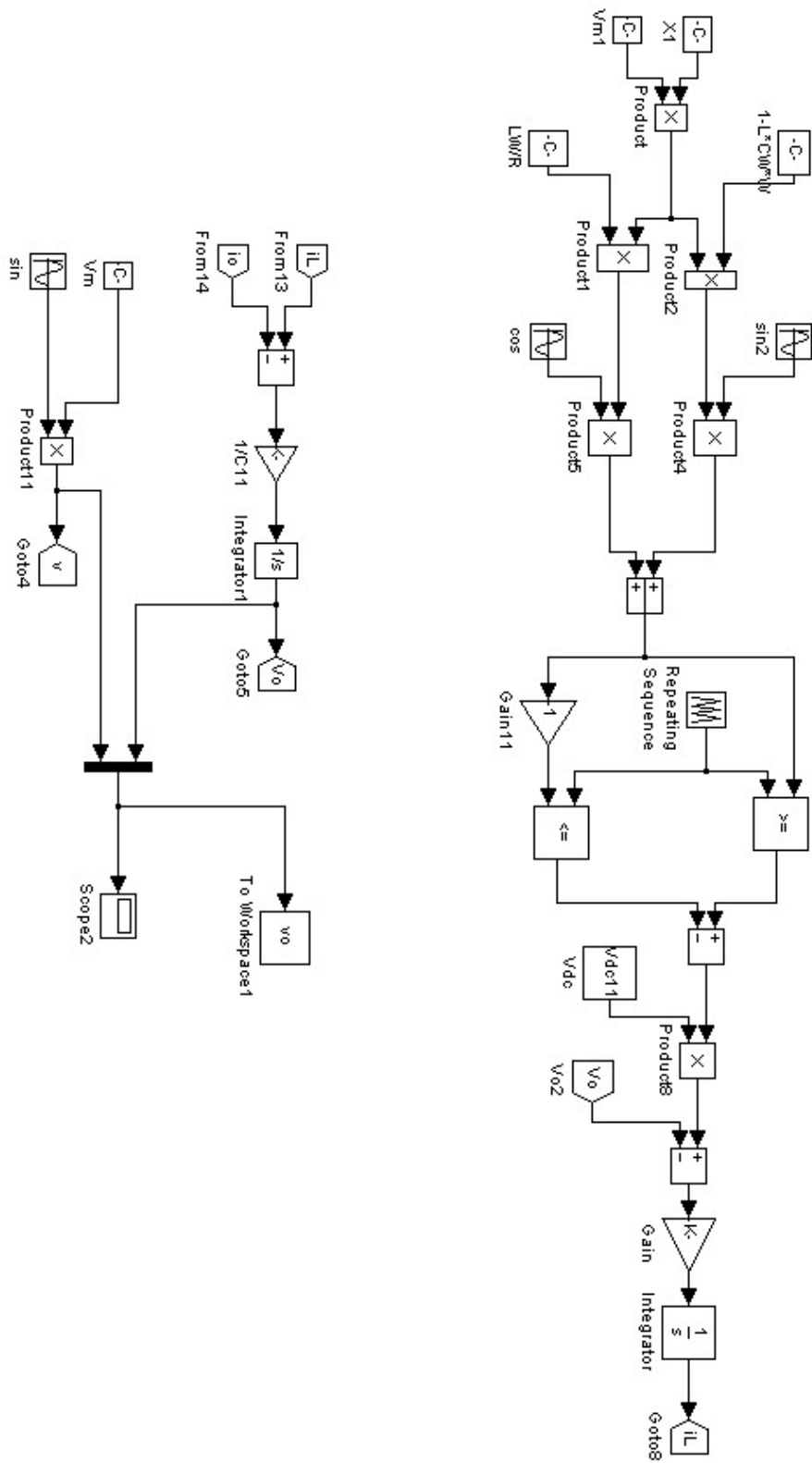


圖 2-23 開迴路控制之模擬方塊

由模擬波形中可以看出即使模擬參數與規格相同時，開迴路控制下依然會有響應速度太慢之問題，尤其當模擬參數與規格不同時，更是會有穩態誤差的出現，因此在下一章中將介紹吾人所提出之閉迴路控制策略，將針對加快系統響應速度以及減低穩態誤差之問題加以改善，以達到當模擬參數與規格不同時，亦可有效控制輸出電壓波形特性。

