

## 第三章

### 單一轉換器之控制策略

#### 3.1 前言

為更進一步提升單相直交流轉換器之性能，在本章中吾人提出單一單相直交流轉換器之閉迴路控制策略，並推導轉換器閉迴路之轉移函數。接著定義出電壓迴路增益 ( $T_v$ )、電流迴路增益 ( $T_i$ )來探討控制器對電路之影響，進而以改善暫態響應、穩態誤差等目標作為控制器設計上之依據。在本章吾人提出下列規格為例進行分析探討：

額定輸出功率：1KW

額定輸入電壓：480V,240V

濾波電感：260uH

濾波電容：8uF

開關切換頻率：100KHz

輸出電壓：0~300V<sub>rms</sub>,0~150V<sub>rms</sub>

輸出電壓之頻率：15~500Hz

#### 3.2 閉迴路轉移函數之分析

由於吾人開關切換方式採取單極性切換模式，依第二章所述可得下列關係式

$$d = (1+m)/2 \quad (3-1)$$

$$m = M \sin(\omega t + \theta) \quad (3-2)$$

其中， $M$  與  $\theta$  分別為調變指數與調變相位[39,40]。吾人所提出閉迴路控制器之方塊圖，如圖 3-1 所示

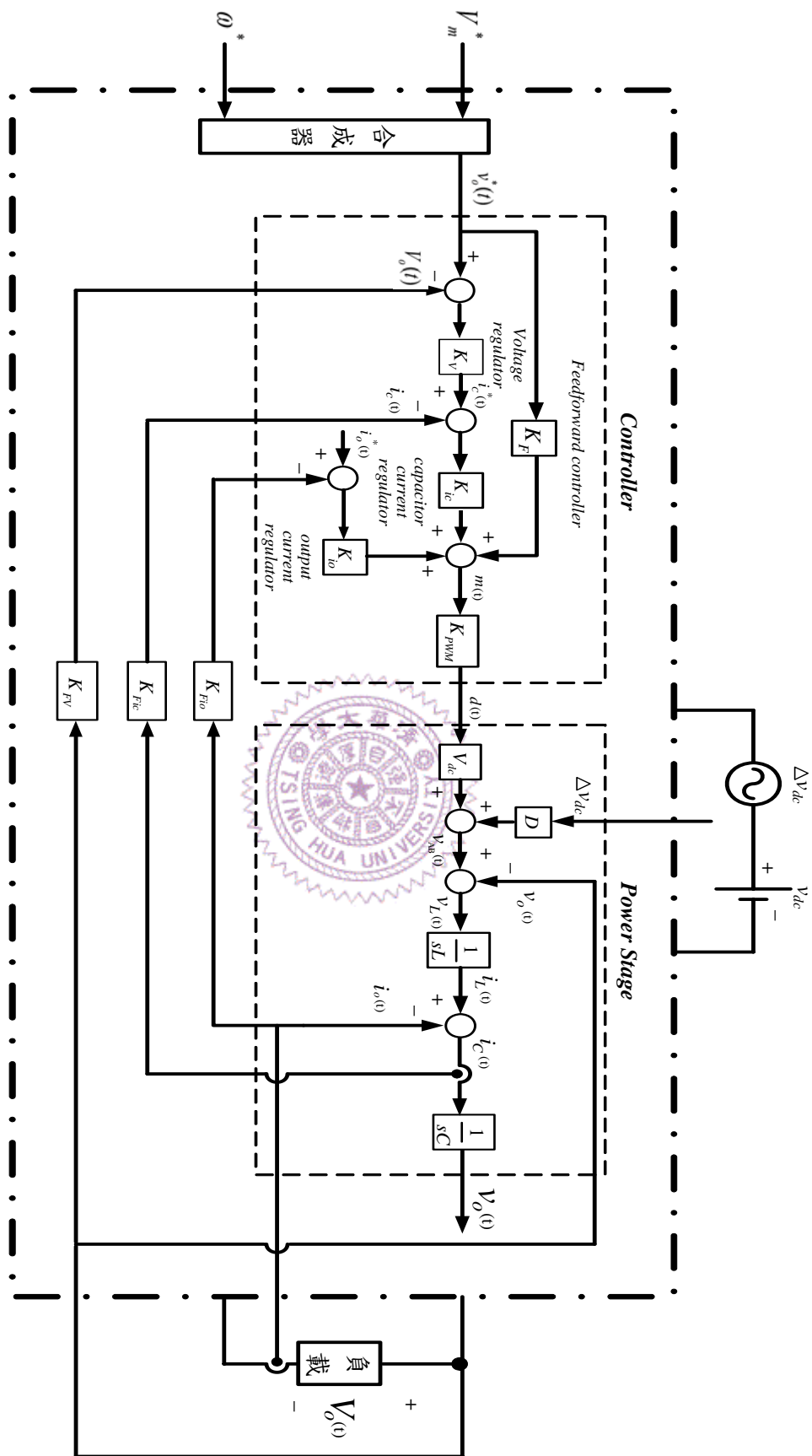


圖 3-1 單相直交流轉換器閉迴路控制之方塊圖

在推導轉移函數前，將先定義下列變數

$v_o^*(t)$ ：參考輸出電壓

$v_o(t)$ ：輸出電壓

$i_o^*(t)$ ：參考輸出電流

$i_o(t)$ ：輸出電流

$\Delta v_{dc}$ ：直流電壓擾動量

$K_{Fio}$ ：輸出電流回授增益

$K_{Fic}$ ：電容電流回授增益

$K_{FV}$ ：輸出電壓回授增益

$K_V$ ：電壓調節器增益

$K_{ic}$ ：電容電流調節器增益

$K_{io}$ ：輸出電流調節器增益

$K_F$ ：前饋控制器增益

由閉迴路控制器之方塊圖可推導出下列主要的四個轉移函數

1、輸出電流迴路之轉移函數( $i_o(t)/i_o^*(t)$ )

$$\left[ \left( i_o^*(t) - K_{Fio} i_o(t) \right) K_{io} K_{PWM} V_{dc} * \frac{1}{sL} - i_o(t) \right] * \frac{1}{sCZ_L} = i_o(t) \quad (3-3)$$

$$\frac{K_{io} K_{PWM} V_{dc}}{s^2 LCZ_L} i_o^*(t) = \frac{s^2 LCZ_L + sL + K_{Fio} K_{io} K_{PWM} V_{dc}}{s^2 LCZ_L} i_o(t) \quad (3-4)$$

$$\frac{i_o(t)}{i_o^*(t)} = \frac{K_{io} K_{PWM} V_{dc}}{s^2 LCZ_L + sL + K_{Fio} K_{io} K_{PWM} V_{dc}} \quad (3-5)$$

$$\frac{i_o(t)}{i_o^*(t)} = \frac{\frac{K_{io} K_{PWM} V_{dc}}{s^2 LCZ_L}}{1 + \frac{1}{s^2 LCZ_L} * (sL + K_{Fio} K_{io} K_{PWM} V_{dc})} \quad (3-6)$$

$$\frac{i_o(t)}{i_o^*(t)} = \frac{\frac{K_{io} K_{PWM} V_{dc}}{s^2 LCZ_L}}{1 + T_{io}} \quad (3-7)$$

$$T_{io} = \frac{1}{s^2 LCZ_L} * (sL + K_{Fio} K_{io} K_{PWM} V_{dc}) \quad (3-8)$$

其中， $T_{io}$  為輸出電流迴路增益(output current loop gain)

2、電容電流迴授之轉移函數( $i_c(t)/i_c^*(t)$ )

$$(i_c^*(t) - K_{Fic} i_c(t)) K_{ic} K_{PWM} V_{dc} * \frac{1}{sL} = i_c(t) \quad (3-9)$$

$$K_{ic} K_{PWM} V_{dc} i_c^*(t) = (sL + K_{Fic} K_{ic} K_{PWM} V_{dc}) i_c(t) \quad (3-10)$$

$$\frac{i_c(t)}{i_c^*(t)} = \frac{\frac{1}{sL} * K_{Fic} K_{ic} K_{PWM} V_{dc}}{1 + \frac{1}{sL} * K_{Fic} K_{ic} K_{PWM} V_{dc}} \quad (3-11)$$

$$\frac{i_c(t)}{i_c^*(t)} = \frac{\frac{1}{sL} * K_{Fic} K_{ic} K_{PWM} V_{dc}}{1 + T_{ic}} \quad (3-12)$$

$$T_{ic} = \frac{1}{sL} * K_{Fic} K_{ic} K_{PWM} V_{dc} \quad (3-13)$$

其中 $T_{ic}$  為電容電流迴路增益(capacitance current loop gain)

3、閉迴路系統之轉移函數( $T_{CL}$ )，其中 $T_{CL}$  定義如下

$$T_{CL} = \frac{v_o(t)}{v_o^*(t)} \quad (3-14)$$

$$\left\{ \left\{ \left[ (v_o^*(t) - K_{FV} v_o(t)) K_V - K_{Fic} s C v_o(t) \right] K_{ic} + K_F v_o^*(t) - \frac{K_{Fic} K_{ic}}{Z_L} v_o(t) \right\} K_{PWM} V_{dc} - v_o(t) \right\} \left\{ \frac{1}{sL} - \frac{v_o(t)}{Z_L} \right\} \frac{1}{sC} = v_o(t)$$

$$(3-15)$$

$$\begin{aligned}
& \left( \frac{K_V K_{ic} K_{PWM} V_{dc} + K_F K_{PWM} V_{dc}}{s^2 LC} \right) v_o^*(t) \\
& = \left( \frac{s^2 LC + \frac{sL}{Z_L} + 1 + \frac{K_{Fio} K_{io} K_{PWM} V_{dc}}{Z_L} + K_{Fic} s C K_{ic} K_{PWM} V_{dc} + K_{FV} K_V K_{ic} K_{PWM} V_{dc}}{s^2 LC} \right) v_o(t)
\end{aligned} \tag{3-16}$$

$$\frac{v_o(t)}{v_o^*(t)} = \frac{(K_V K_{ic} + K_F) K_{PWM} V_{dc}}{s^2 LC + \frac{sL}{Z_L} + 1 + \frac{K_{Fio} K_{io} K_{PWM} V_{dc}}{Z_L} + K_{Fic} s C K_{ic} K_{PWM} V_{dc} + K_{FV} K_V K_{ic} K_{PWM} V_{dc}} \tag{3-17}$$

$$T_{CL} = \frac{v_o(t)}{v_o^*(t)} = \frac{\frac{K_V K_{ic} + K_F}{K_{FV} K_V K_{ic}} * \frac{K_{FV} K_V K_{ic} K_{PWM} V_{dc} + 1 - 1}{s^2 LC}}{1 + \frac{K_{Fic} K_{ic} K_{PWM} V_{dc}}{sL} + \frac{sL + K_{Fio} K_{io} K_{PWM} V_{dc}}{s^2 L Z_L C} + \frac{1 + K_{FV} K_V K_{ic} K_{PWM} V_{dc}}{s^2 LC}} \tag{3-18}$$

$$T_{CL} = \frac{v_o(t)}{v_o^*(t)} = \frac{\frac{K_V K_{ic} + K_F}{K_{FV} K_V K_{ic}} \left( T_V - \frac{1}{s^2 LC} \right)}{1 + T_{ic} + T_{io} + T_V} \tag{3-19}$$

$$T_V = \frac{1 + K_{FV} K_V K_{ic} K_{PWM} V_{dc}}{s^2 LC} \tag{3-20}$$

其中  $T_V$  為電壓迴路增益(voltage loop gain)

4、音頻靈敏度(audio susceptibility)轉移函數( $G_{aud,CL}$ )，其中  $G_{aud,CL}$  定義如下

$$G_{aud,CL} = \frac{v_o(t)}{v_{dc}(t)} \tag{3-21}$$

$$\begin{aligned}
& \left\{ \left[ \left( -K_{FV} K_V v_o(t) - s C K_{Fic} v_o(t) \right) K_{ic} - \frac{K_{Fio}}{Z_L} K_{io} v_o(t) \right] K_{PWM} V_{dc} - v_o + D v_{dc}(t) \right\} \frac{1}{sL} - \frac{v_o(t)}{Z_L} \left\} \frac{1}{sC} \\
& = v_o(t)
\end{aligned} \tag{3-22}$$

$$\frac{D}{s^2 LC} v_{dc}(t) = \left( \frac{s^2 LC + \frac{K_{Fio}}{Z_L} K_{io} K_{PWM} V_{dc} + sCK_{Fic} K_{ic} K_{PWM} V_{dc} + K_{FV} K_V K_{ic} K_{PWM} V_{dc}}{s^2 LC} \right) v_o(t) \quad (3-23)$$

$$\frac{v_o(t)}{v_{dc}(t)} = \frac{D}{1 + \frac{K_{Fic} K_{ic} K_{PWM} V_{dc}}{sL} + \frac{sL + K_{Fio} K_{io} K_{PWM} V_{dc}}{s^2 LZ_L C} + \frac{1 + K_{FV} K_V K_{ic} K_{PWM} V_{dc}}{s^2 LC}} \quad (3-24)$$

$$G_{aud,CL} = \frac{v_o(t)}{v_{dc}(t)} = \frac{D}{1 + T_{ic} + T_{io} + T_V} \quad (3-25)$$

接下來針對推導所得系統閉迴路控制之轉移函數做分析，由(3-19)式與(3-25)式可以看出整個閉迴路系統之迴路增益( $T_s$ )如下所示

$$T_s = T_{ic} + T_{io} + T_V \quad (3-26)$$

其中， $T_s$  包含了電壓回路增益( $T_V$ )、輸出電流迴路增益( $T_{io}$ )與電容電流迴路增益( $T_{ic}$ )，選擇適當之迴路增益除了可以減少穩態誤差及降低輸出電壓之高次諧波成分之外，亦可改善系統之響應速度。接下來，在下一節中將說明控制器之設計步驟，並利用波德圖來說明所求得之系統迴路增益( $T_s$ )對穩態誤差與響應速度之影響。

### 3.3 控制器之設計

由上一節閉迴路轉移函數之推導結果可以看出系統迴路增益 $T_s$ 包含了電壓回路增益( $T_V$ )、輸出電流迴路增益( $T_{io}$ )與電容電流迴路增益( $T_{ic}$ )，現針對降低系統之穩態誤差、輸出電壓之高次諧波成分以

及改善系統響應速度之目標，吾人提出以下三點設計步驟：

步驟一：為了使電流迴路有較大之頻寬，因此電容電流迴路增益( $T_{ic}$ )之單位增益頻率( $\omega_{cic}$ )便越大越好。此外，因為考慮到高次諧波成分之濾除，所以單位增益頻率( $\omega_{cic}$ )不能超過開關切換頻率( $\omega_s$ )的一半。因此，由(3-13)式可以得到電容電流迴路之補償器參數( $K_I$ )如下所示

$$\left| T_{ic}(s) \right|_{s=j\omega_{cic}} = \frac{1}{\omega_{cic} L} * K_{Fic} K_{ic} K_{PWM} V_{dc} = 1 \quad (3-27)$$

$$\Rightarrow K_{ic} = \frac{\omega_{cic} L}{K_{Fic} K_{PWM} V_{dc}} \quad (3-28)$$

步驟二：接著探討電壓回路增益( $T_v$ )之單位增益頻率( $\omega_{cv}$ )與輸出電流迴路增益( $T_{io}$ )之單位增益頻率( $\omega_{cio}$ )的選取範圍。由於本文中之單相直交流轉換器主要是希望得到一穩態誤差為零之輸出電壓，也就是說電壓回路增益( $T_v$ )之直流增益(dc gain)越大越好，由於電壓回路增益( $T_v$ )斜率固定為-40dB，若直流增

益(dc gain)越大，則電壓回路增益( $T_v$ )之單位增益頻率( $\omega_{cv}$ )會越大，又由於電容電流迴路之響應需要比輸出電壓迴路快，也就是說電容電流迴路之頻寬需要比輸出電壓迴路之頻寬大，因此得到下列之關係式：

$$\omega_{cio} < \omega_{cv} < \omega_{cic} \quad (3-29)$$

在選定 $\omega_{cio}$ 與 $\omega_{cv}$ 值後，由(3-8)式與(3-20)式分別可得到輸出

電流迴路之補償器參數( $K_{io}$ )與電壓迴路之補償器參數( $K_v$ )

如下所示

$$\left| T_{io}(s) \right|_{s=j\omega_{cio}} = \frac{1}{\omega_{cio}^2 LCR} * (\omega_{cio} L + K_{Fio} K_{io} K_{PWM} V_{dc}) = 1 \quad (3-30)$$

$$\Rightarrow K_{io} = \frac{\omega_{cio}^2 LCR - \omega_{cio} L}{K_{Fio} K_{PWM} V_{dc}} \quad (3-31)$$

$$\left| T_v(s) \right|_{s=j\omega_{cv}} = \frac{1 + K_{FV} K_v K_{ic} K_{PWM} V_{dc}}{\omega_{cv}^2 LC} = 1 \quad (3-32)$$

$$\Rightarrow K_v = \frac{\omega_{cv}^2 LC - 1}{K_{FV} K_{ic} K_{PWM} V_{dc}} \quad (3-33)$$

步驟三：在輸入為一步階函數( $\frac{1}{s}$ )時，為了使得輸出電壓沒有穩態誤

差，由終值定理可知閉迴路系統之轉移函數必須等於 1，如下所示

$$\lim_{t \rightarrow \infty} f(t) = \lim_{s \rightarrow 0} sF(s) \quad (3-34)$$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} T_{CL}(t) * u(t) = \lim_{s \rightarrow 0} sT_{CL}(s) * \frac{1}{s} = \lim_{s \rightarrow 0} T_{CL}(s) = 1 \quad (3-35)$$

將(3-17)式代入(3-35)式中，可得到前饋補償器參數( $K_F$ )如下所示

$$\lim_{s \rightarrow 0} \frac{(K_v K_{ic} + K_F) K_{PWM} V_{dc}}{s^2 LC + \frac{sL}{Z_L} + 1 + \frac{K_{Fio} K_{io} K_{PWM} V_{dc}}{Z_L} + K_{Fic} s C K_{ic} K_{PWM} V_{dc} + K_{FV} K_v K_{ic} K_{PWM} V_{dc}} = 1 \quad (3-36)$$

$$\frac{\frac{K_v K_{ic} + K_F}{K_{FV} K_v K_{ic}}}{1 + K_{FV} K_v K_{ic} K_{PWM} V_{dc} + \frac{K_{Fio} K_{io} K_{PWM} V_{dc}}{Z}} = 1 \quad (3-37)$$



$$K_F = \frac{1}{K_{PWM} V_{dc}} + (K_{FV} - 1) * K_V K_{ic} + \frac{K_{Fio} K_{io}}{Z_L} \quad (3-38)$$

由(3-38)式可以看出，只要電路參數給定之後，即可求得到一  $K_F$  值以使得穩態誤差為零。如以上所述，吾人所提之控制器就可以容易的從數學式上去做設計。接著根據本文中之規格以商用軟體 MATLAB/SIMULINK 畫出  $T_S, T_V, T_{ic}, T_{io}, \omega_{cv}, \omega_{cic}$  與  $\omega_{cio}$  之關係如圖 3-2 所示

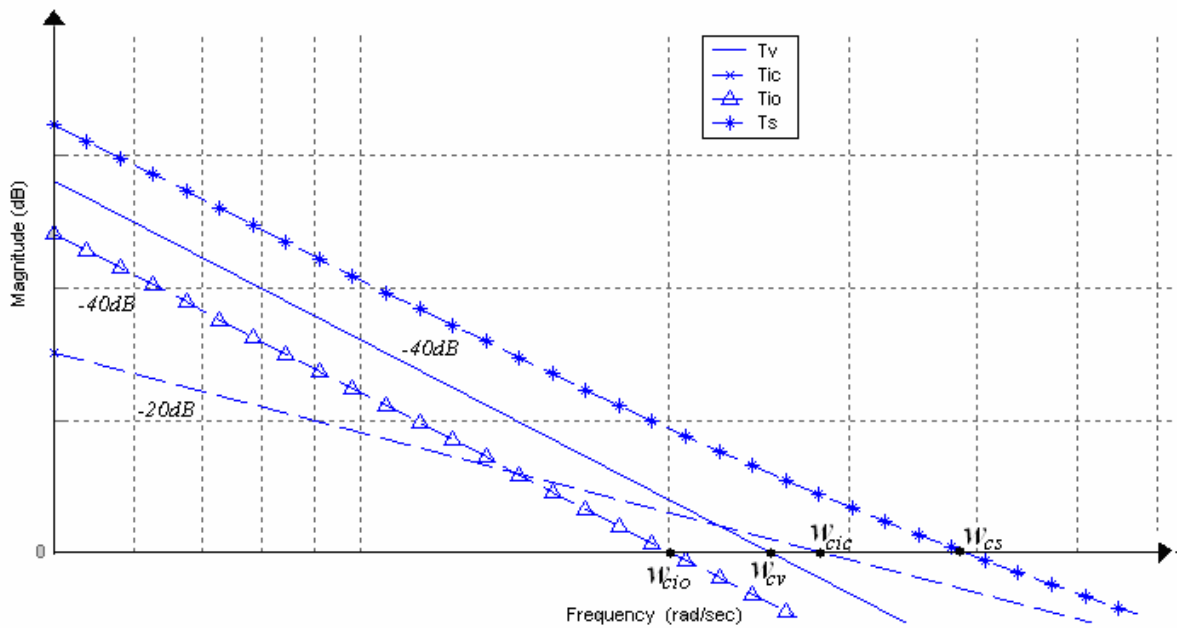


圖 3-2  $T_S, T_V, T_{ic}, T_{io}, \omega_{cv}, \omega_{cic}$  與  $\omega_{cio}$  之關係圖

觀察圖 3-2 中  $T_S, T_V, T_{ic}, T_{io}, \omega_{cv}, \omega_{cic}$  與  $\omega_{cio}$  之關係，可以容易設計出控制器之各個補償器參數，進而達成系統快速響應及零穩態誤差等目標。最後，在下一節中，吾人將依據本文之規格利用商用軟體 MATLAB/SIMULINK 模擬，並以模擬結果來驗證吾人所提控制器之可行性。

### 3.4 模擬結果

在 3.4 節中簡述閉迴路控制策略之基本控制法則並說明其控制參數設計方式之後，吾人將在本節中對上述控制方式之正確性作一簡單的模擬驗證。以下為吾人利用商用軟體 MATLAB/SIMULINK 對前述閉迴路控制策略進行模擬之結果。圖 3-3 至圖 3-6 為模擬參數與 3.1 節中所提之規格相同時之輸出電壓波形，由圖中可以看出當採用吾人所提之閉迴路控制策略且當模擬參數與規格相同時，此控制器能有效控制輸出電壓。圖 3-7 至圖 3-10 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

由圖中可以看出當採用吾人所提之閉迴路控制策略下，但模擬參數與規格不同時，此控制器依然能有效控制輸出電壓。與上一章中所敘述開迴路控制下之模擬圖相互比較，可以看出閉迴路控制策略即使在模擬參數與規格不同時，依然可以達到輸出電壓之快速響應以及零穩態誤差之目標。綜合以上觀察結果，吾人所提出之閉迴路控制策略能有效控制輸出電壓，並且達到快速之響應速度以及零穩態誤差之目標。接下來在下一章中將探討吾人所提出之閉迴路控制策略對單相直交流轉換器並聯時之影響。

表 3-1 單相直交流轉換器在閉迴路控制模式下之穩態誤差

	單相直交流轉換器在閉迴路控制模式下之穩態誤差			
	$f = 500Hz$ $v_o = 30V$	$f = 500Hz$ $v_o = 300V$	$f = 15Hz$ $v_o = 30V$	$f = 15Hz$ $v_o = 300V$
$\Delta v_o$	0.09%	0.07%	0.09%	0.03%

$$\text{輸出電壓誤差百分比} = \left| \frac{\text{參考輸出電壓} - \text{實際輸出電壓}}{\text{參考輸出電壓}} \right| * 100\%$$

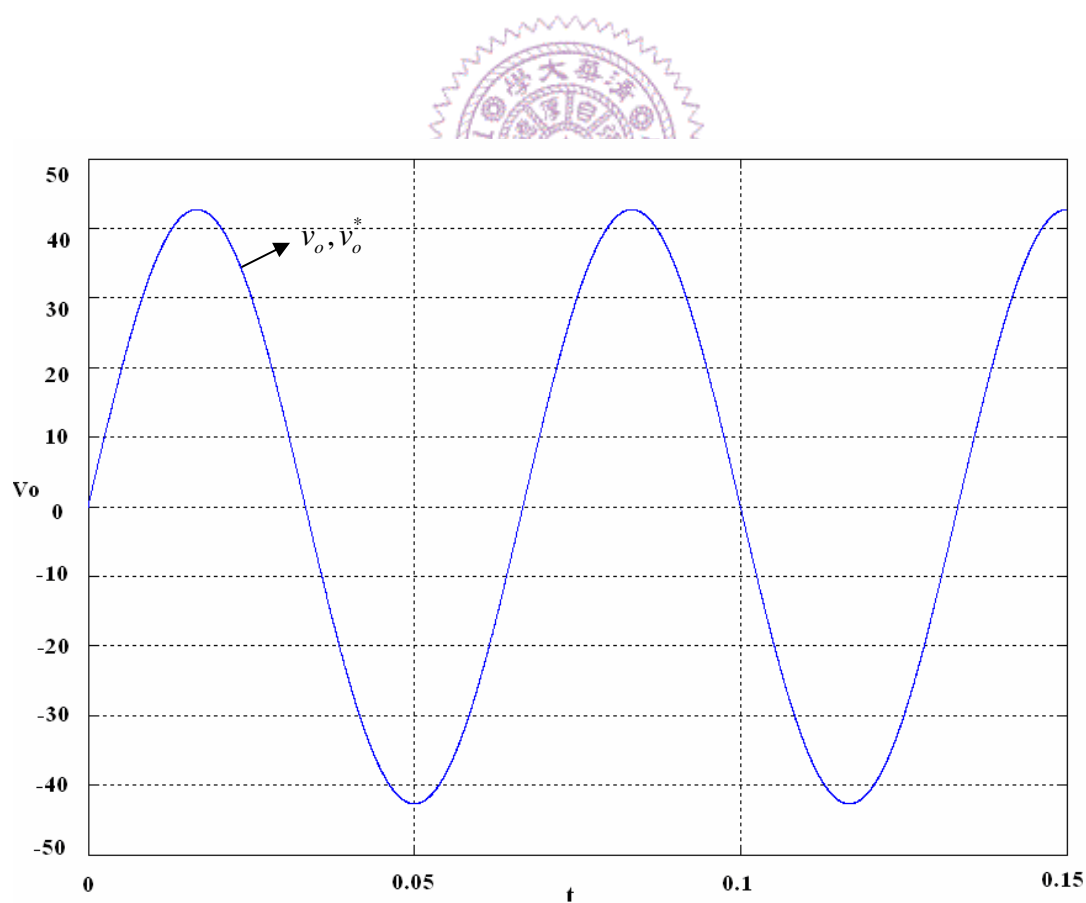


圖 3-3  $f_s = 100KHz, f = 15Hz, v_o = 30V(rms)$  之輸出電壓波形

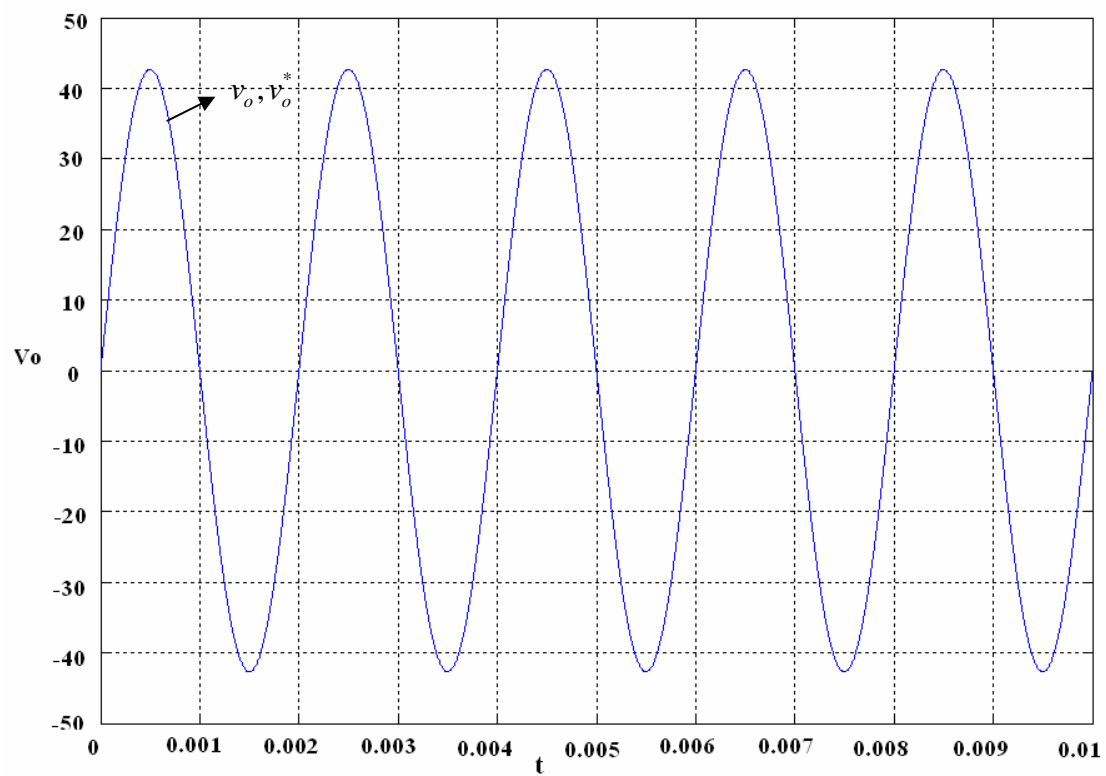


圖 3-4  $f_s = 100\text{KHz}$ ,  $f = 500\text{Hz}$ ,  $v_o = 30\text{V}(rms)$  之輸出電壓波形

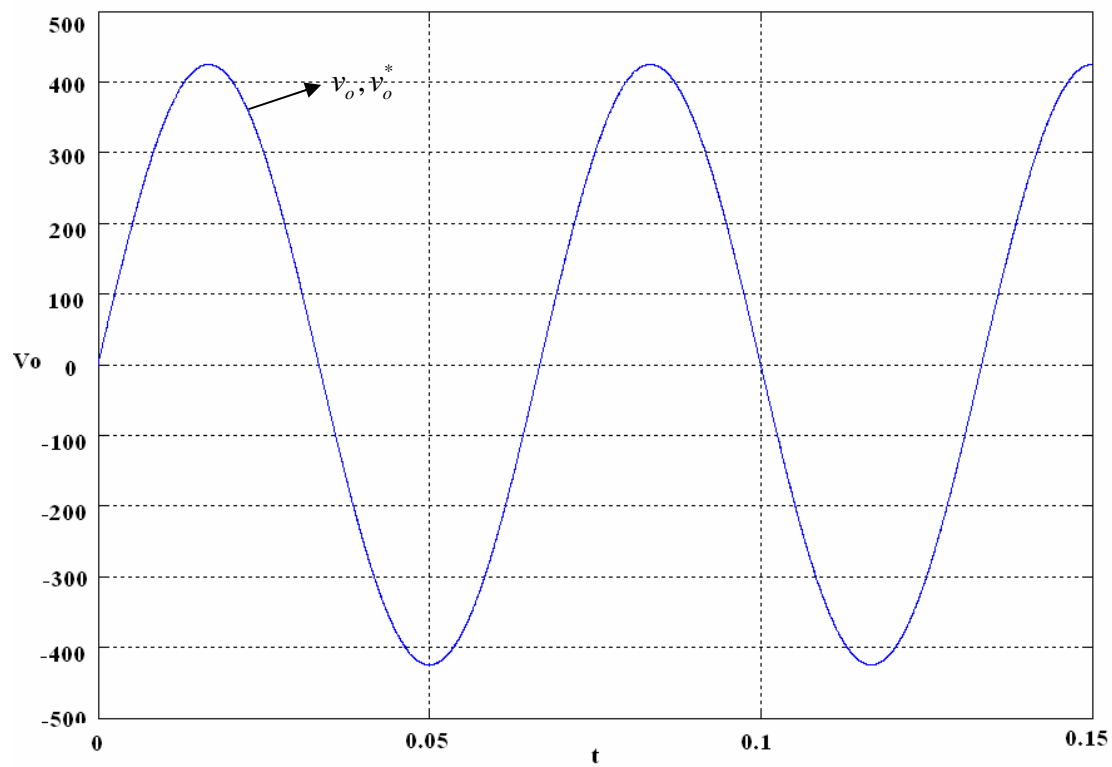


圖 3-5  $f_s = 100\text{KHz}$ ,  $f = 15\text{Hz}$ ,  $V_{rms} = 300\text{V}$  之輸出電壓波形

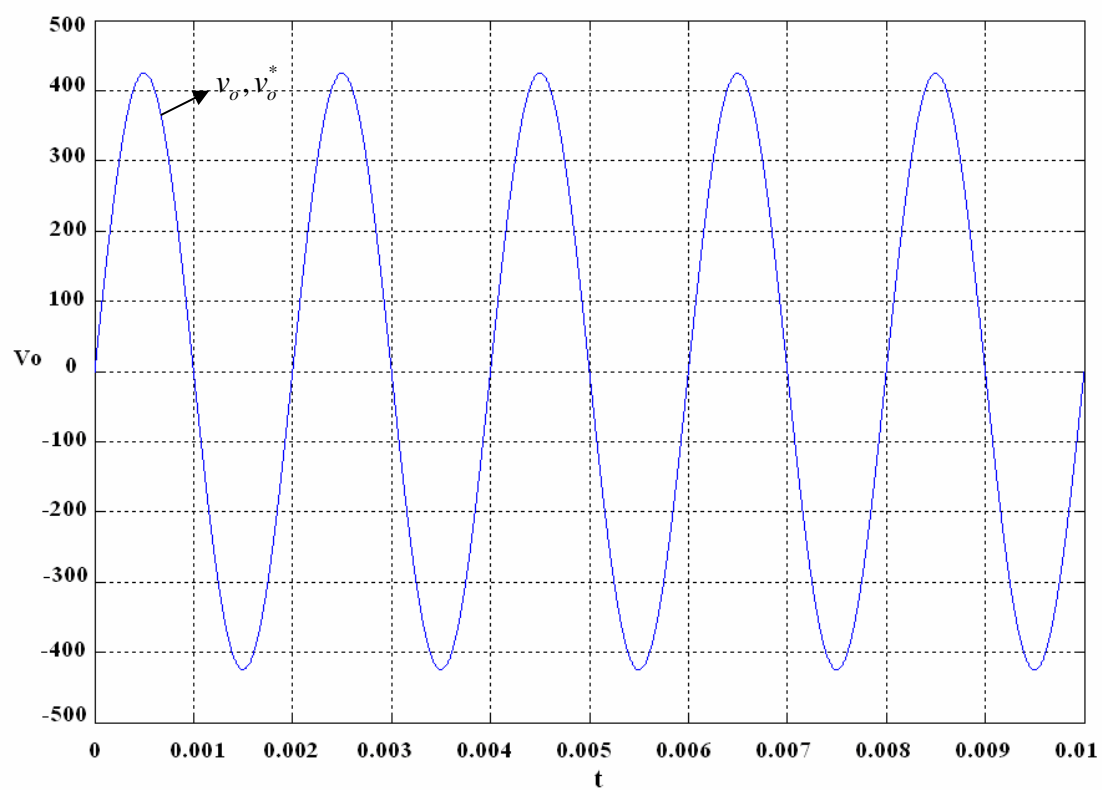


圖 3-6  $f_s = 100\text{KHz}$ ,  $f = 500\text{Hz}$ ,  $v_o = 300\text{V}(rms)$  之輸出電壓波形

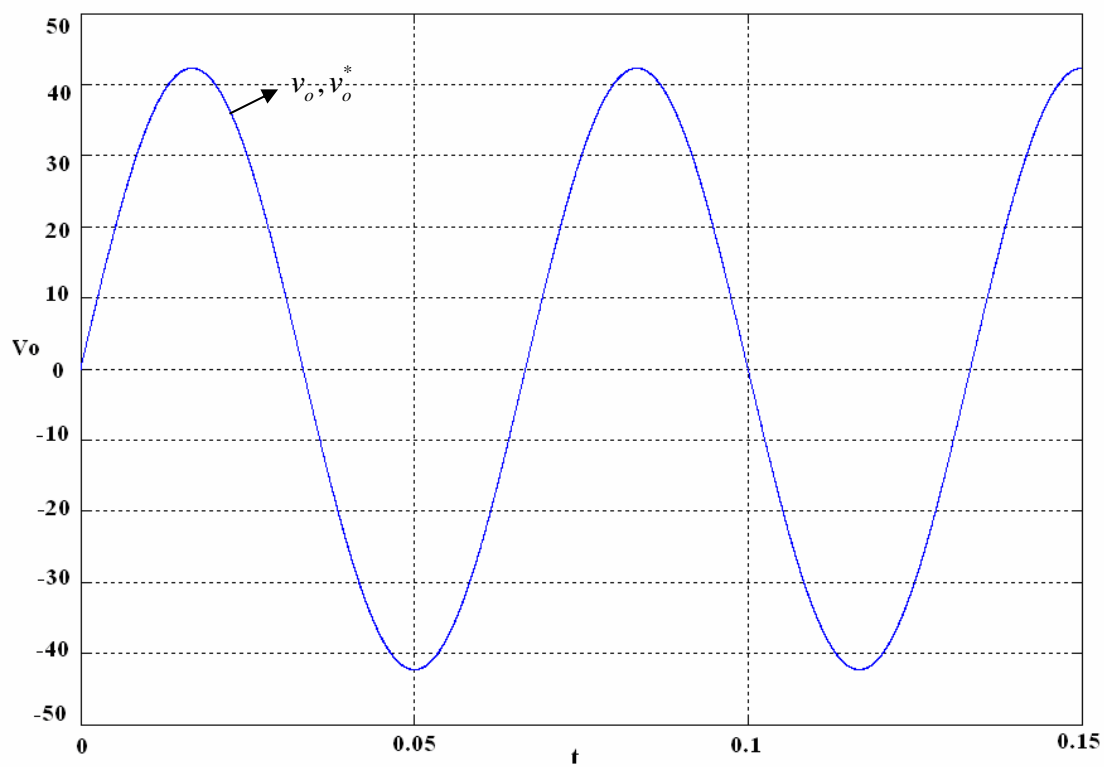


圖 3-7  $f_s = 100\text{KHz}$ ,  $f = 15\text{Hz}$ ,  $v_o = 30\text{V}(rms)$ , 之輸出電壓波形

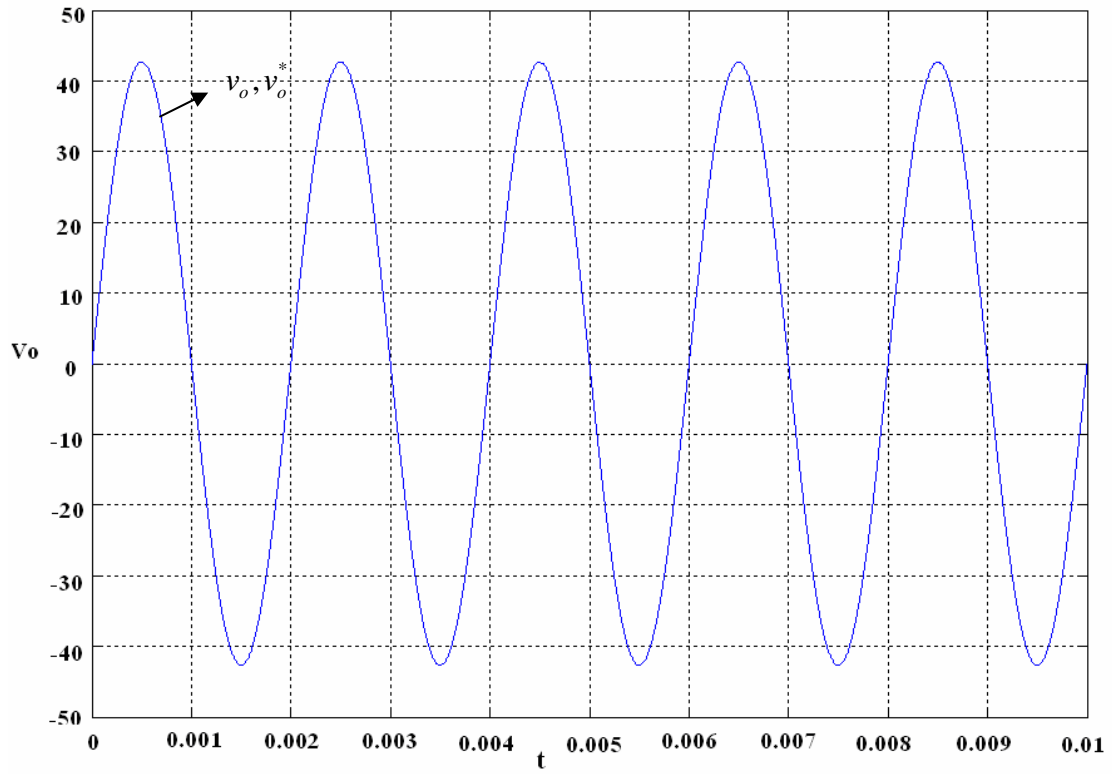


圖 3-8  $f_s = 100\text{KHz}$ ,  $f = 500\text{Hz}$ ,  $v_o = 30\text{V}(rms)$ , 之輸出電壓波形

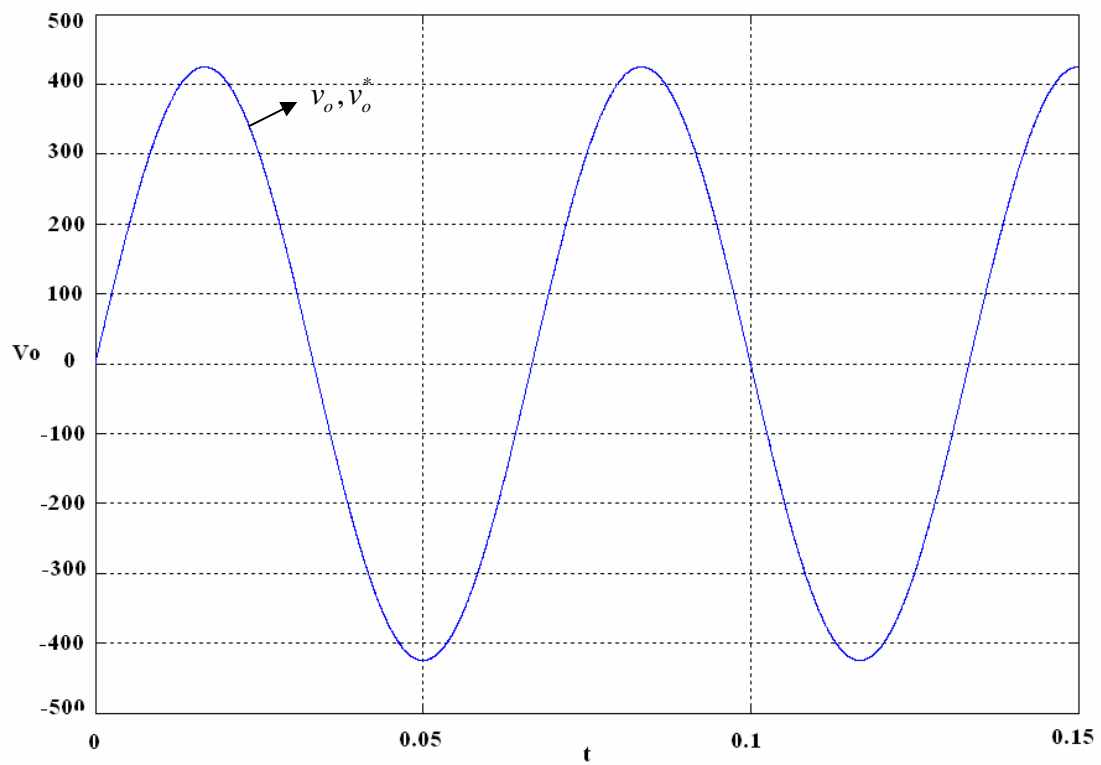


圖 3-9  $f_s = 100\text{KHz}$ ,  $f = 15\text{Hz}$ ,  $v_o = 300\text{V}(rms)$ , 之輸出電壓波形

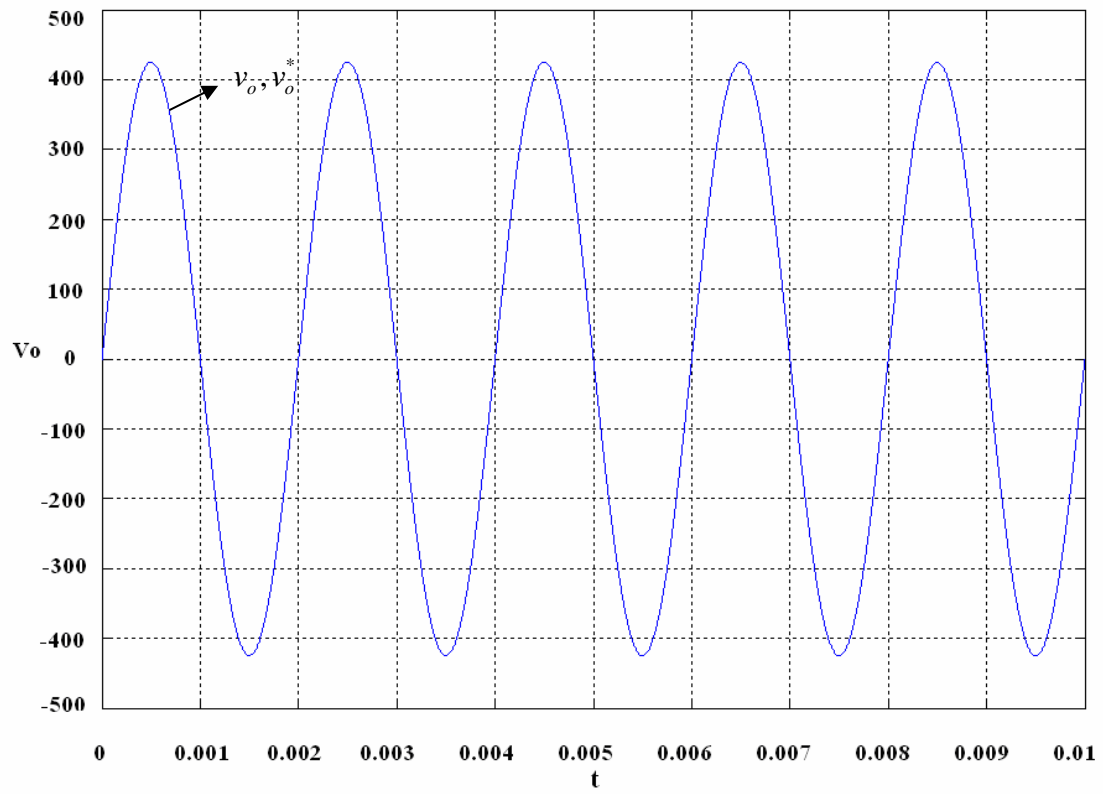
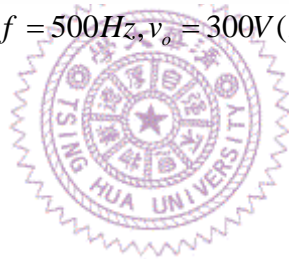


圖 3-10  $f_s = 100\text{KHz}$ ,  $f = 500\text{Hz}$ ,  $v_o = 300\text{V}(rms)$ , 之輸出電壓波形



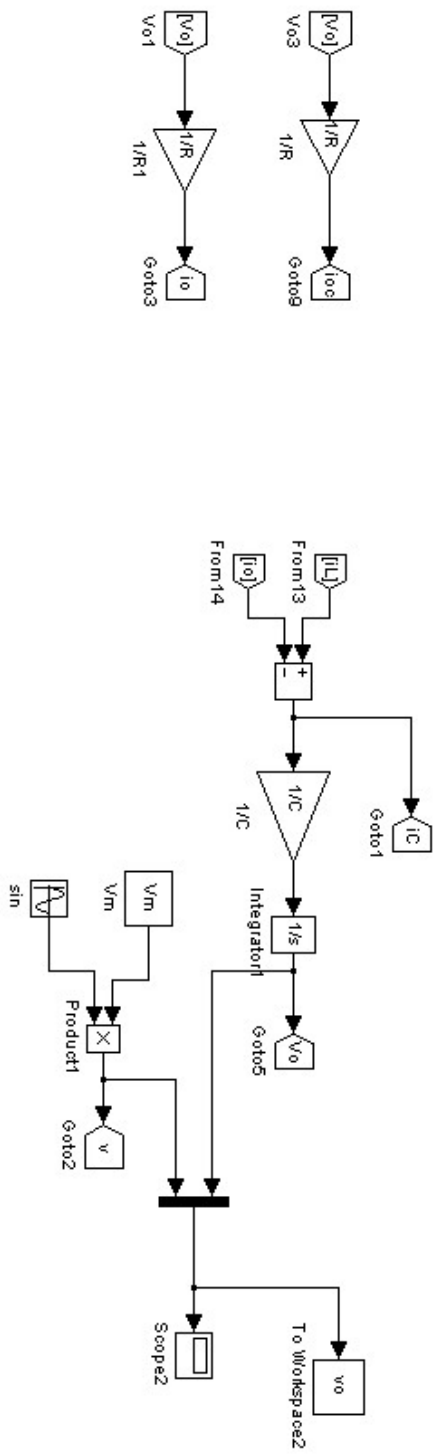
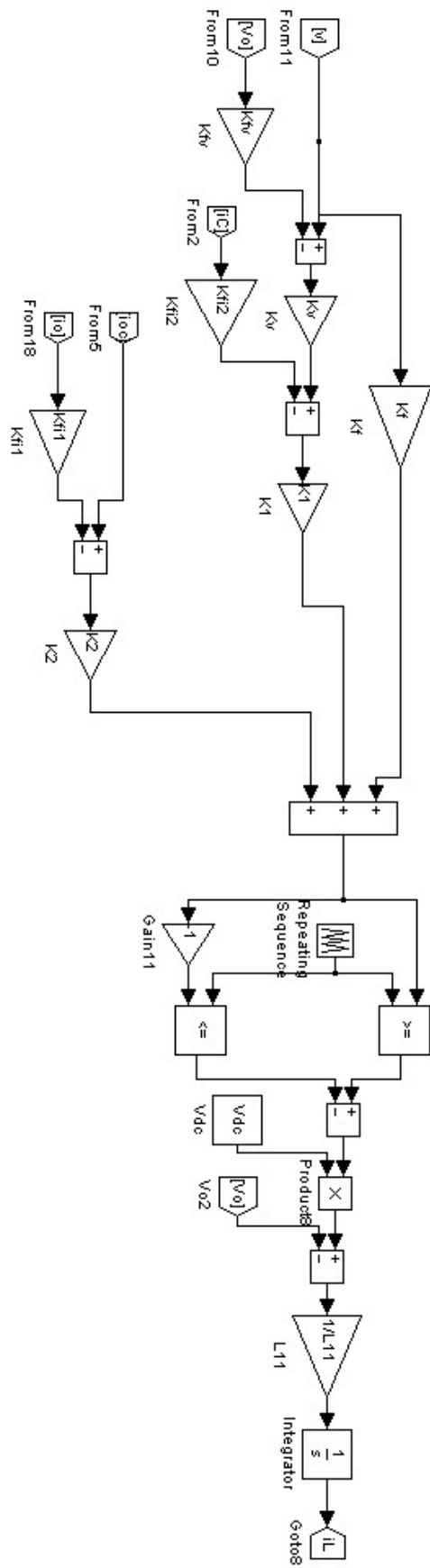


圖 3-11 閉迴路控制之模擬方塊圖