

# 國立交通大學

電控工程研究所

碩士論文

以串接全橋電路供電之

數位化電動式振動機電流控制

Digital Current Control for Electrodynamic Shaker

Fed by Cascaded Full-Bridge Converter

研究生：廖振宇

指導教授：陳鴻祺博士

中華民國九十九年七月

以串接全橋電路供電之  
數位化電動式振動機電流控制

Digital Current Control for Electrodynamic Shaker

Fed by Cascaded Full-Bridge Converter

研究生：廖振宇

Student : Jhen-Yu Liao

指導教授：陳鴻祺

Advisor : Hung-Chi Chen

國立交通大學

電控工程研究所



A Thesis

Submitted to Institute of Electrical Control Engineering

College of Electrical and Computer Engineering

National Chiao Tung University

in partial Fulfillment of the Requirements

for the Degree of

Master

in

Electrical Control Engineering

July 2010

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十九年七月

# 以串接全橋電路供電之 數位化電動式振動機電流控制

研究生：廖振宇

指導教授：陳鴻祺 博士

國立交通大學電控工程研究所

## 摘要

本論文使用切換式反流器來控制振動機的電流，比起傳統的線性放大器，切換式反流器具有高效率 and 體機小的優點，而本論文的切換式反流器採用串接全橋式反流器，串接全橋式反流器具有低電流漣波、高功率輸出的優點，本論文並且針對開關的空白時間作補償，加入一個空白時間補償器，由模擬及實作結果可以看出空白時間補償器確實可以改善電流追蹤性能。

# **Digital Current Control for Electrodynamic Shaker Fed by Cascaded Full-Bridge Converter**

Student : Jhen-Yu Liao

Advisor : Hung-Chi Chen

Institute of Electrical Control Engineering  
National Chiao Tung University

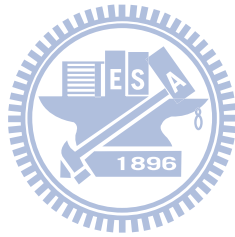
## **Abstract**

This thesis presents the implementation of current control of switch-mode inverter for electrodynamic shaker. Compared with the conventional linear-mode inverter, the switch-mode inverter has advantage of high efficiency and small size. This thesis adopted a cascaded full-bridge converter (CFB). The CFB has lower current ripple and higher power capability. This thesis focuses on the compensation of effect of the dead time in the switching signals. A dead-time compensator is included in the proposed digital current control. According to simulated and experimental results, it can be found that the compensator can improve the current tracking performance.

# 誌謝

能夠完成這篇論文，首先要感謝我的指導老師陳鴻祺副教授，感謝他的耐心與細心的指導，讓我在遇到困難時指導我前進的方向，在我迷惘時成為指引我的明燈，也給我許多的資源讓我能完成實驗以及順利的渡過兩年的碩士生涯。

在研究所的兩年中除了感謝我的指導教授外，還要感謝許多學長、同學以及學弟們，在我剛進入這個實驗室時，感謝志杰、任浩、庠澤、育慶和暉舜學長們給予我相當多的幫助，讓我能快速的進入狀況，感謝子安、崇賢還有中途加入的智豪同學陪我修了許多課，還要感謝威諭、宏和、修哲學弟陪伴我度過碩班的最後一年，最後還要感謝我的父母，給予我經濟與精神上的支持，讓我無後顧之憂，專心的完成學業。



# 目錄

摘要.....	I
Abstract.....	II
誌謝.....	III
目錄.....	IV
圖目錄.....	VI
表目錄.....	IX
符號表.....	X
第 1 章 簡介.....	1
1.1 研究動機.....	1
1.2 電動式振動機.....	2
1.3 電路簡介.....	4
1.4 論文架構.....	7
第 2 章 電動式振動機模型.....	8
2.1 電動式振動機模型.....	8
2.2 電流源激勵之頻率響應特性.....	12
2.3 以線性功率放大器實測振動機之特性.....	13
2.4 機電模型參數估測.....	18
2.4.1 機械參數之計算.....	18
2.4.2 電氣參數計算.....	22
第 3 章 串接全橋供電電路架構比較與分析.....	24
3.1 雙極切換之全橋式反流器.....	24
3.2 單極切換之全橋式反流器.....	27
3.3 串接全橋式反流器.....	29
3.4 比較.....	32
3.5 空白時間的影響.....	36
第 4 章 數位控制.....	40
4.1 空白時間的補償.....	40
4.2 電路模擬.....	43
第 5 章 實作.....	50

5.1 現場可規劃邏輯閘陣列(FPGA).....	50
5.2 實作電路.....	52
5.2.1 主電路.....	53
5.2.2 閘極驅動電路(Gate driving circuit).....	55
5.2.3 類比數位轉換器(A/D).....	56
5.2.4 數位類比轉換器(D/A).....	56
5.3 實作波形.....	57
第 6 章 結論.....	63
參考文獻.....	64



# 圖目錄

圖 1.1 電動式振動機 V406/8 實體圖.....	2
圖 1.2 電動式振動機 V406 之結構圖.....	3
圖 1.3 (a)五階層二極體箝位式反流器; (b)五階層電容箝位式反流器 .....	5
圖 1.4 五階層串接全橋式反流器.....	6
圖 2.1 電動式振動機之機電系統.....	9
圖 2.2 電動式振動機之機電等效方塊圖：(a)電壓源激勵，(b)電流源激勵 .....	11
圖 2.3 電動式振動機之電流控制方塊圖.....	12
圖 2.4 實測振動機架構圖(a)定電流; (b)定電壓 .....	13
圖 2.5 實測頻率為 5Hz 之波形圖.....	14
圖 2.6 實測頻率為 20Hz 之波形圖.....	15
圖 2.7 實測頻率為 100Hz 之波形圖.....	15
圖 2.8 實測頻率為 500Hz 之波形圖.....	16
圖 2.9 實測頻率為 1000Hz 之波形圖.....	16
圖 2.10 實測頻率為 2000Hz 之波形圖.....	17
圖 2.11 $H_{IA}$ 增益圖與相位圖.....	18
圖 2.12 斷電後的狀態(a)振動頻率 5Hz; (b)振動頻率 10Hz.....	20
圖 2.13 電樞電阻與電感值.....	23
圖 3.1 (a)全橋變流器; (b)雙極性脈波寬調變之開關產生方式 .....	24
圖 3.2 雙極性脈波寬調變.....	26
圖 3.3 單極性脈波寬調變之開關產生方式.....	27
圖 3.4 單極性脈波寬調變.....	28
圖 3.5 (a)串接全橋式反流器; (b)混合型載波之單極性脈波寬調變開關產生方式	29
圖 3.6 混合型載波之單極性脈波寬調變.....	31

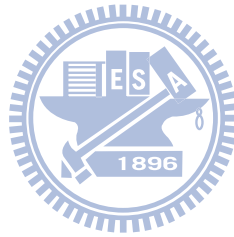


圖 3.7 (a)雙極性切換全橋式反流器; (b)單極性切換全橋式反流器; .....	33
圖 3.8 (a)雙極性脈波寬調變輸出電壓頻譜; (b)單極性脈波寬調變輸出電壓頻譜; (c)混合型載波之單極性脈波寬調變輸出電壓頻譜 .....	34
圖 3.9 未加入空白時間之開關訊號.....	36
圖 3.10 加入空白時間之開關訊號.....	37
圖 3.11 加入空白時間之(a)雙極切換全橋式反流器; (b)單極切換全橋式反流器; (c) 串接全橋式反流器加入空白時間( $i_o > 0$ ).....	39
圖 4.1 本論文之系統架構圖.....	41
圖 4.2 電動式振動機之空白時間補償電流控制方塊圖.....	42
圖 4.3 PSIM 模擬圖 .....	44
圖 4.4 振動頻率 5Hz (a)全橋式反流器; (b)具空白時間補償迴路之串接全橋式反 流器.....	46
圖 4.5 振動頻率 50Hz (a)全橋式反流器; (b)具空白時間補償迴路之串接全橋式反 流器.....	46
圖 4.6 振動頻率 100Hz (a)全橋式反流器; (b)具空白時間補償迴路之串接全橋式 反流器.....	47
圖 4.7 振動頻率 250Hz (a)全橋式反流器; (b)具空白時間補償迴路之串接全橋式 反流器.....	47
圖 4.8 振動頻率 500Hz (a)全橋式反流器; (b)具空白時間補償迴路之串接全橋式 反流器.....	48
圖 4.9 振動頻率 1000Hz (a)全橋式反流器; (b)具空白時間補償迴路之串接全橋式 反流器.....	48
圖 4.10 振動頻率 2000Hz (a)全橋式反流器; (b)具空白時間補償迴路之串接全橋 式反流器.....	49
圖 5.1 FPGA 元件基本結構。 .....	51
圖 5.2 系統架構圖.....	52

圖 5.3 實做電路.....	53
圖 5.4 主電路.....	54
圖 5.5 振動機負載.....	54
圖 5.6 振動機與加速規.....	55
圖 5.7 閘極驅動電路.....	56
圖 5.8 類比數位轉換器.....	56
圖 5.9 數位類比轉換器.....	57
圖 5.10 振動頻率 5Hz (a)全橋式反流器; (b)空白時間補償之串接全橋式反流器	58
圖 5.11 振動頻率 250Hz (a)全橋式反流器; (b)空白時間補償之串接全橋式反流器 .....	59
圖 5.12 振動頻率 500Hz (a)全橋式反流器; (b)空白時間補償之串接全橋式反流器 .....	60
圖 5.13 振動頻率 1000Hz (a)全橋式反流器; (b)空白時間補償之串接全橋式反流 器.....	61
圖 5.14 振動頻率 2000Hz (a)全橋式反流器; (b)空白時間補償之串接全橋式反流 器.....	62

# 表目錄

表 1 $n$ 階層反流器比較表 .....	6
表 2 特定頻率所量測之加速度峰值.....	14
表 3 開關訊號與輸出電壓關係表.....	35
表 4 空白時間時之輸出電壓.....	37
表 5 參數表.....	44



# 符號表

$B$  : 磁通密度

$l$  : 電樞線圈作用導體的有效長度

$\Gamma = Bl$  : 力量產生常數

$i_o$  : 電樞線圈電流

$v_o$  : 振動機之端電壓

$v_R$  : 等效電阻之電壓

$v_L$  : 等效電感之電壓

$L$  : 振動機的等效電感值

$R$  : 振動機的等效電阻值

$e$  : 感應電動勢

$a$  : 測試台面的振動加速度

$v$  : 測試平台振動垂直速度

$x$  : 從參考位置移動之位移

$f_{em}$  : 電樞線圈產生的線性力量

$f_{sp}$  : 彈簧之恢復力

$f_f$  : 摩擦力

$m_0$  : 測試平台的質量

$m_{L1}$  : 負載一的質量

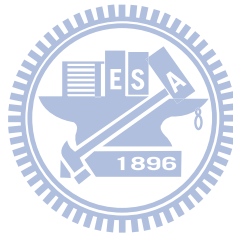
$m_{L2}$  : 負載二的質量

$c$  : 阻尼係數

$k$  : 彈簧係數

$f_o$  : 振動機撓性彈簧之機械共振頻率

$f_{o,am}$  : 電樞軸與其連結的支撐機械結構處之機械共振頻率



$\omega_o$  : 振動機之機械共振角頻率

$V_{dc}$  : 輸入電壓

$v_{cont}$  : 控制訊號

$v_{tri}(t)$  : A 支路三角波訊號

$v_{tri}(t-0.25T_s)$  : B 支路三角波訊號

$v_{tri}(t-0.5T_s)$  : C 支路三角波訊號

$v_{tri}(t-0.75T_s)$  : D 支路三角波訊號

$G_{A+}$  : A 支路上臂開關訊號

$G_{A-}$  : A 支路下臂開關訊號

$G_{B+}$  : B 支路上臂開關訊號

$G_{B-}$  : B 支路下臂開關訊號

$G_{C+}$  : C 支路上臂開關訊號

$G_{C-}$  : C 支路下臂開關訊號

$G_{D+}$  : D 支路上臂開關訊號

$G_{D-}$  : D 支路下臂開關訊號

$f_{cont}$  : 控制訊號頻率

$f_{tri}$  : 三角波訊號頻率

$T_s$  : 三角波訊號週期

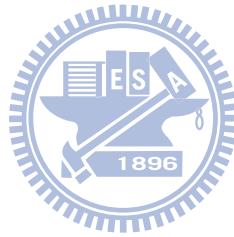
$\hat{V}_{tri}$  : 三角波峰值

$t_{\Delta}$  : 空白時間

$\Delta v_{cont}$  : 補償量

$m_a$  : 振幅調變比率

$m_f$  : 頻率調變比率



# 第1章

## 簡介

### 1.1 研究動機

振動測試可以測試出振動對於物體的影響以及材料的物體特性，在一般產品測試中，振動測試是一種很普遍的測試，它廣泛的應用在電路板、一般電子零件、航空電子組件和居家產品中，有益於在研發、應力篩選，和可靠度測試，也可以用於模態和結構分析[1]。

雖然純弦波振動在實際的環境中很少見，但是在工程研究中，弦波振動測試可以找出物體的共振頻率與疲勞週期，振動測試的結果可以用於研究分析，若產品需要應用在嚴苛的環境中，也可事先模擬環境，以便得知產品的可靠度。產品的振動試驗主要的目的為：(1)縮短產品之開發時間；(2)確保新產品切合所定之目標；(3)減少產品在運輸過程中受損害，進而降低顧客之退貨率；(4)提供產品在不當操作下可能出現的損害情形；(5)使產品獲得最大的適用範圍；(6)提供產品周延之防振及耐振能力等[2]。

振動測試設備一般包含一台電動式振動機、線性功率放大器與一台監測系統，電動式振動機的電源通常由一台可變電壓與頻率之交流電源供應器提供，線性功率放大器可以提供良好的振動性能，並且具有低失真的優點，但是線性功率放大器的體積大、重量重，而且轉換效率非常低。使用切換式反流器便可改善這些缺點，因此脈波寬度調變之開關切換控制電動式振動機成為最近十年的趨勢[3]~[5]。

## 1.2 電動式振動機

振動機為振動實驗測試不可或缺的電子設備。而本論文所採用的電動式電動機為 Ling Dynamic Systems (LDS)公司之 V406 永磁式電動式電動機(Permanent Magnetic Electrodynamic Shaker, PMEDS)，而實體圖如圖 1.1 所示，其長度為 235mm，寬度為 165mm，高度為 274mm，最大隨機振動力為 89N。在控制上，可以感測振動平台之加速度、速度及位移，直接以加速規量得加速訊號，而所需之速度及位移再藉由積分得之。



圖 1.1 電動式振動機 V406/8 實體圖

圖 1.2 為電動式振動機 V406 之結構圖，說明如由上而下分別為測試物品、測試平台、電樞，轉子、振動膜、外殼、電樞線圈、彈簧、磁鐵結構及永久磁鐵，值得一提的是電樞線圈打點的是表示電流流出，打叉的是表示電流流入，而永久磁鐵和磁鐵結構所產生的磁場方向(N 極到 S 極)如圖 1.2 所標示，而根據佛來明左手定則{用來判斷於電動機當電流流過導體時，在有外加磁場時的運動方向。其手勢：食指、中指、拇指伸直，各為 90 度。中指表示導體上供應電流的方向；食指表示磁場方向(N 極到 S 極)；拇指表示導體的運動方向}知道振動機之測試平台的運動方向此時為向下，而本論文之主要目的在於從事 FPGA 及切換式串接全橋式反流器以數位變頻控制電動式振動機之弦波測試，故電流為弦波電流，當電流方向為負半週時，電樞線圈打點和打叉就會改變，再根據佛來明左手定則知道振動機之測試平台的運動方向就會為向上，再以 FPGA 去控制振動機的振動頻率，達到我們所要的數位變頻控制電動式振動機之弦波測試。

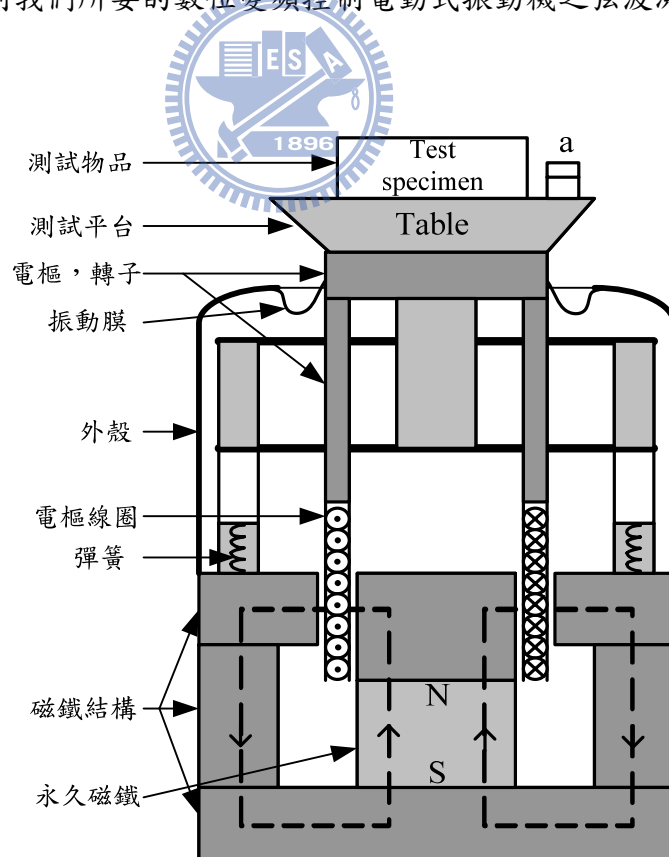


圖 1.2 電動式振動機 V406 之結構圖



### 1.3 電路簡介

早期振動機控制器都是以類比電路來實現，而最近幾年來數位控制慢慢受到重視，而發展出半數位半類比的控制器架構，本論文以全數位化做為控制器架構，以 FPGA 模組電路來設計控制器，再配以良好之電流控制脈波寬調變開關切換控制來實現電動式振動機弦波振動測試，以用來改善線性功率放大器之缺點，使用串接全橋式反流器更可以提升整體的功率額定與降低輸出電壓與電流的諧波，並獲得良好的電流追隨特性及其所激勵之加速度。而數位化是近代科技一個很重要的趨勢與成就，數位化可以讓一個系統有可靠性高、精確度高、抗干擾能力強、可程式規劃、維護容易、容易模組化設計等優點，這些優點可以改進以往類比系統的限制。

在輸出電壓加上 LC 濾波器可以讓輸出電壓的訊號更為理想，濾除一些雜訊及外在因素的干擾，而本論文沒這方面的困擾，故不使用 LC 濾波器。在迴授電路的部份，在論文使用了電流迴路作為迴授訊號，取得的訊號經由 A/D 電路，再進入 FPGA 做訊號處理。

而在自由度(DOF)上大部分的參考文獻上皆採用單一自由度，而僅文獻[10]採用雙自由度，不過在實現上雙自由度有較多的參數可以去控制，不過相對而言就複雜許多，而電動式振動機，僅需單一自由度就可以控制良好，故本論文亦採用單一自由度控制。

一般來說，就功率元件 MOSFET 而言，耐壓越高的元件，其導通電阻越高，這將會提高導通損與降低整體電路的效率。此外在高功率的應用中，較難找到高耐壓的開關，故通常高功率的應用場合會使用多階層轉換器，降低各個開關的耐壓，進而選擇耐壓小，導通電阻小的開關。因此近年來有許多關於多階層反流器的相關研究[6~9]，多階層反流器具有較低的輸出電壓與輸出電流諧波，也可以降低開關的額定，此外多階層反流器有許多種類型，多階層反流器主要可分為二極體箝位式反流器(Neutral-Point-Clamped Converter, NPC)、電容箝位式反流器

(Flying-Capacitor Converter, FC)與串接全橋式反流器(Cascaded Full-Bridge Converter, CFB)，如圖 1.3 和圖 1.4 所示。

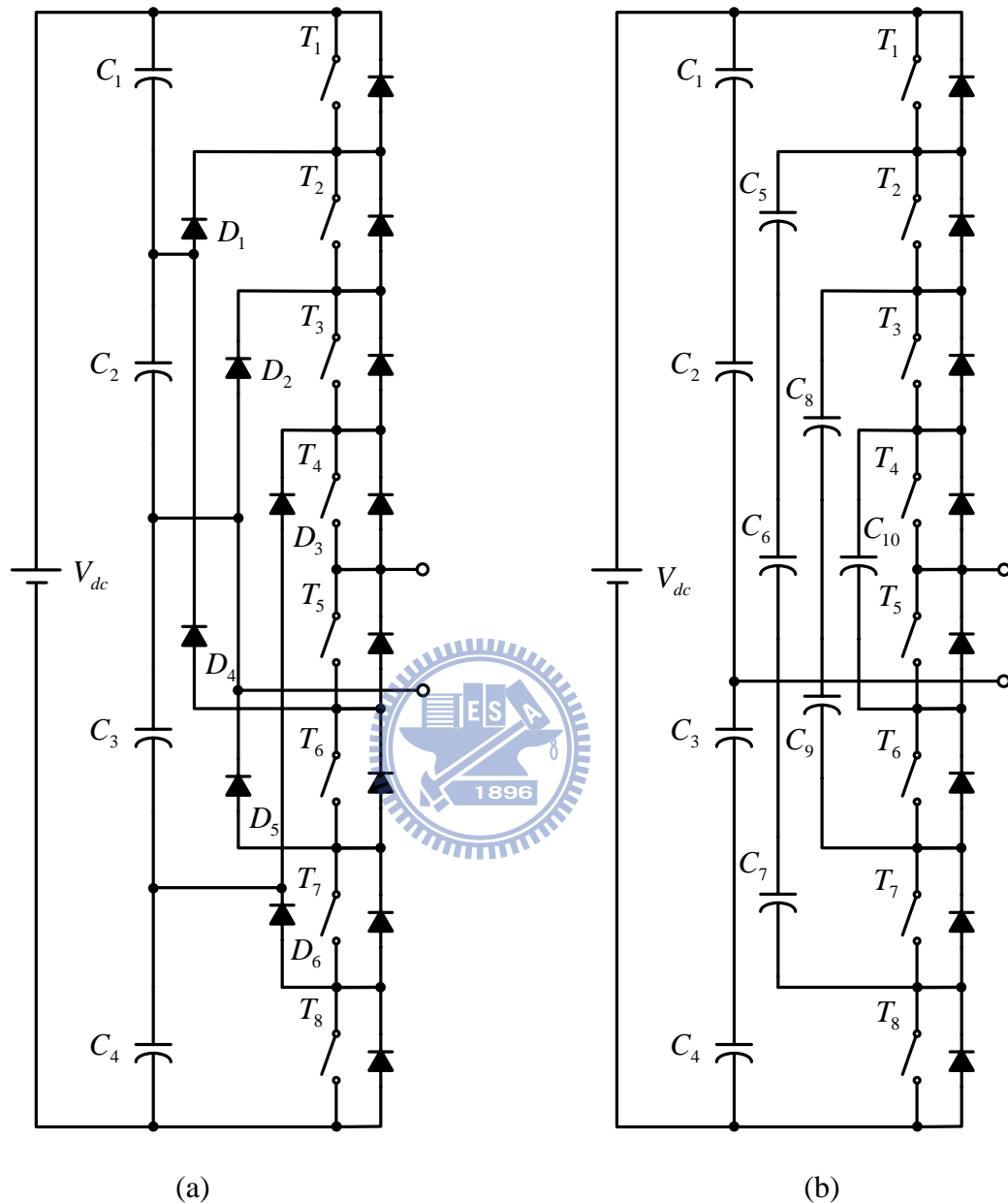


圖 1.3 (a)五階層二極體箝位式反流器; (b)五階層電容箝位式反流器

表 1 為三種多階層反流器之比較。二極體箝位式反流器由於是使用二極體來達到箝位功能，因此需要許多二極體，尤其是當階層數增加時，二極體增加的數量相當可觀。電容箝位式反流器使用電容來箝位，因此也需要許多電容，並且電容箝位式反流器還有電容平衡的問題。串接全橋式反流器因為不需要箝位電壓，因此不需要二極體也不需要許多的電容，但是串接全橋式反流器需要多組獨立電

源。串接全橋式反流器具有較其他兩種反流器多的優點，如可模組化的電路設計與封裝，這讓串接全橋式反流器的實用性較高，也較易於大量生產。本論文最後採用串接全橋式反流器，因為串接全橋式反流器不僅可以減少元件數並且沒有電容電壓平衡的問題，而且串接全橋式反流器相當適合大量製造，若是想提高階層數僅需再串接額外的全橋反流器，不需要改變原來的電路架構。

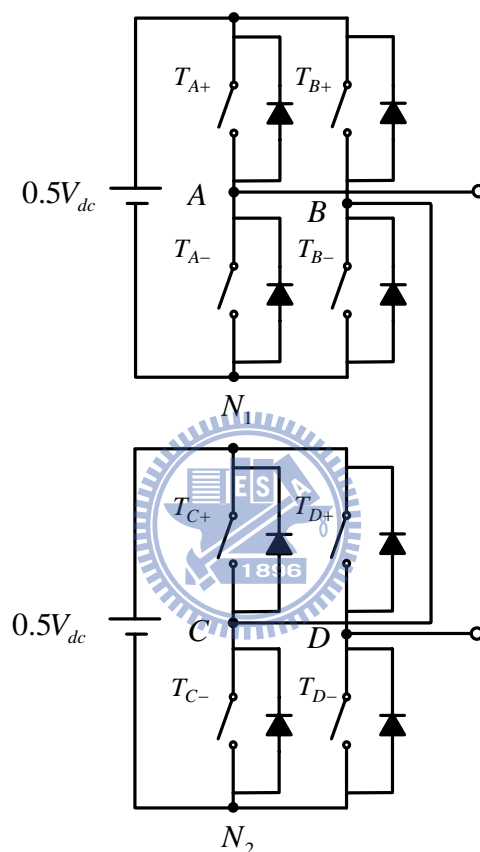


圖 1.4 五階層串接全橋式反流器

表 1  $n$  階層反流器電路元件比較表

	開關	二極體	電容	平衡電容
FC	$2(n-1)$	0	$(n-1)$	$(n-1)(n-2)/2$
NPC	$2(n-1)$	$(n-1)(n-2)/2$	$(n-1)$	0
CFB	$2(n-1)$	0	$(n-1)/2$	0

## 1.4 論文架構

本論文之安排如下，第二章介紹電動式振動機之結構、操作原理及其動態模式，以供控制器之分析和設計。第三章介紹全橋式反流器電路架構與串接全橋式反流器電路架構，以及兩者的控制方法，第四章首先介紹以全數位化之電流空白時間補償控制器之設計，接著為電路模擬，本論文使用 PSIM 來模擬電動式振動機，運用第二章所得的電動式振動機之參數，與第四章之控制架構來驗證空白時間補償器之可行性。第五章為實作電路部分，主要包含電力電路、數位類比轉換電路、閘極驅動電路，以及實作結果，由實作結果知電流追隨特性及其所激勵的加速度訊號都相當良好，最後以做為第六章結論。



## 第2章

### 電動式振動機模型

電動式振動機的振動特性深受其等效電路的電路參數與其機械參數所影響，此外電動式振動機的負載對於也會對電流與加速度的波形產生影響，建立電動式振動機之模型有利於研究的模擬與推導，因此對於振動機的參數分析必須盡可能的精準，以便在模擬時可以盡可能的接近實際的系統，因此本章節首先建立電動式振動機之動態模型，接著將會利用動態訊號分析儀(DSA)來取得電動式振動機之參數。

#### 2.1 電動式振動機模型

為簡化分析，之後的推導將有下列的假設

- (1) 電動式振動機為單一自由度的機械系統
- (2) 在磁場中的磁通密度為常數



電動式振動機的模型是由一個機械系統和一個電路系統構成的，圖 2.1 為電動式振動機之機電系統，這兩個系統是互相影響的，首先推導機械系統，電動式振動機的機械系統可以等效為一個彈簧、一個阻尼與一個質量塊，電動式振動機之電樞線圈所產生之電磁力  $f_{em}$  可表示為

$$f_{em} = Bli_o = \Gamma i_o \quad (2.1)$$

使用虎克定律，彈簧的恢復力可以表示為

$$f_{sp} = -kx \quad (2.2)$$

物體移動之摩擦力與速度成正比，因此摩擦力可表示為

$$f_f = -c(dx/dt) = -cv \quad (2.3)$$

利用牛頓第二運動定律

$$f = ma \quad (2.4)$$

將機械系統的力合併可得

$$f_{em} + f_f + f_{sp} = m \frac{d^2 x}{dt^2} \quad (2.5)$$

再將(2.1)式與(2.2)式代入(2.5)式整理可得

$$f_{em} = \Gamma i_o = m \frac{d^2 x}{dt^2} + c \frac{dx}{dt} + kx \quad (2.6)$$

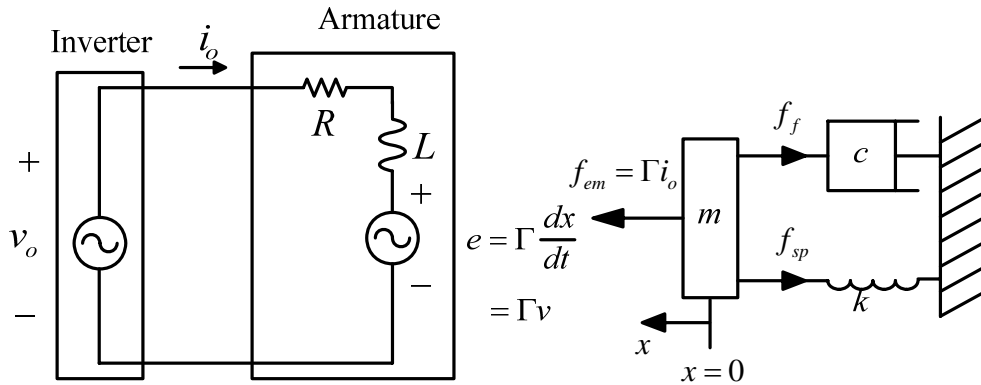


圖 2.1 電動式振動機之機電系統

接著推導電路系統，其上下移動所產生與振動平台速度成正比之感應電動勢  $e$  可表示為

$$e = Blv = \Gamma v \quad (2.7)$$

利用歐姆定律，電阻電壓可表示為

$$v_R = Ri_o \quad (2.8)$$

電感電壓可表示為

$$v_L = L \frac{di_o}{dt} \quad (2.9)$$

利用 KVL(克希荷夫電壓定律)可得電動式振動機的端電壓為

$$v_o = L \frac{di_o}{dt} + Ri_o + e \quad (2.10)$$

電動式振動機之測試平台的速度與加速度的關係為

$$v = \frac{dx}{dt} \quad (2.11)$$

$$a = \frac{dv}{dt} \quad (2.12)$$

由(2.10)~(2.12)式可得下列狀態方程式

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_o \\ x \\ v \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & -\frac{\Gamma}{L} \\ 0 & 0 & 1 \\ \frac{\Gamma}{m} & -\frac{k}{m} & -\frac{c}{m} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_o \\ x \\ v \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{v_o}{L} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

為了方便觀察其動態特性，將(2.6)式及(2.10)式兩邊取拉式轉換，並且設定初始值為零，則可得下列方程式

$$ms^2 X(s) + csX(s) + kX(s) = F_{em}(s) = \Gamma I_o(s) \quad (2.14)$$

$$LsI_o(s) + RI_o(s) + E(s) = V_o(s) \quad (2.15)$$

(2.14)式及(2.15)式顯示振動機包含有電機和機械兩種系統，分析(2.14)式及(2.15)式可得兩種不同的激勵方式。

A、電壓源激勵之動態模式：

將(2.7)式做拉式轉換，可得到

$$E(s) = \Gamma V(s) = \Gamma sX(s) \quad (2.16)$$

整理(2.14)式可得

$$I_o(s) = \frac{ms^2 + cs + k}{\Gamma} X(s) \quad (2.17)$$

將(2.16)與(2.17)代入(2.15)式，套用  $A(s) = s^2 X(s)$  的關係式，移項整理可得其加速度與端電壓的轉移函數如下

$$H_{VA} = \frac{\Delta A(s)}{v_o(s)} = \frac{\Gamma s^2}{(ms^2 + cs + k)(sL + R) + \Gamma^2 s} \quad (2.18)$$

B、電流源激勵之動態模式：

整理(2.14)式可得到

$$\frac{X(s)}{I_o(s)} = \frac{\Gamma}{ms^2 + cs + k} \quad (2.19)$$

又  $A(s) = s^2 X(s)$ ，所以其加速度與電流源的轉移函數如下

$$H_{IA} = \frac{\Delta A(s)}{I_o(s)} = \frac{\Gamma s^2}{ms^2 + cs + k} \quad (2.20)$$

由(2.18)及(2.20)式兩種激勵方式可表示成如圖 2.2 之機電控制方塊圖。而由圖 2.2 可看出電壓源激勵方式深受電樞參數電阻值及電感值影響，其控制架構相當複

雜；相反地，電流源激勵方式的控制架構相對地簡單許多，其加速度不受振動機應電勢及電樞阻抗壓降的影響。

由上述分析可知，若採用電流源激勵方式的控制架構可以避免受到電樞參數電阻值及電感值影響，減少系統中不可控制的因素，而且系統的控制架構相對較簡潔，所以本論文採用電流源激勵方式的動態模式。

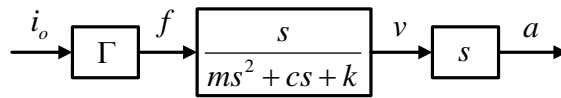
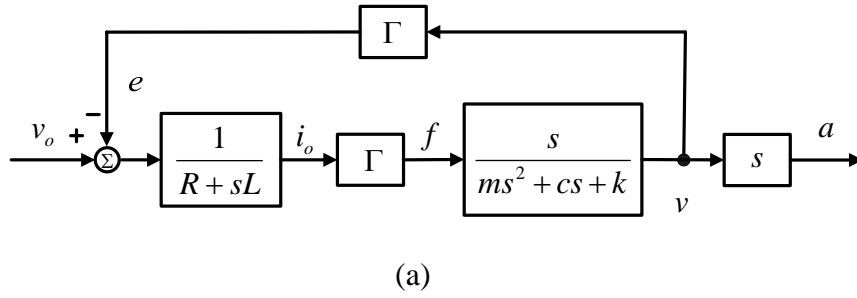


圖 2.2 電動式振動機之機電等效方塊圖：(a)電壓源激勵，(b)電流源激勵

若電動式振動機採用電流源激勵，利用(2.10)式，可以得到電流控制方塊圖，如圖 2.3 所示，虛線部分為電動式振動機，並且使用一個比例積分器(PI)來產生控制訊號，因此比例積分器可表示為

$$k_p + \frac{k_i}{s} \quad (2.21)$$

控制訊號可以表示為

$$v_{cont} = (i_o^* - i_o) \left( k_p + \frac{k_i}{s} \right) \quad (2.22)$$



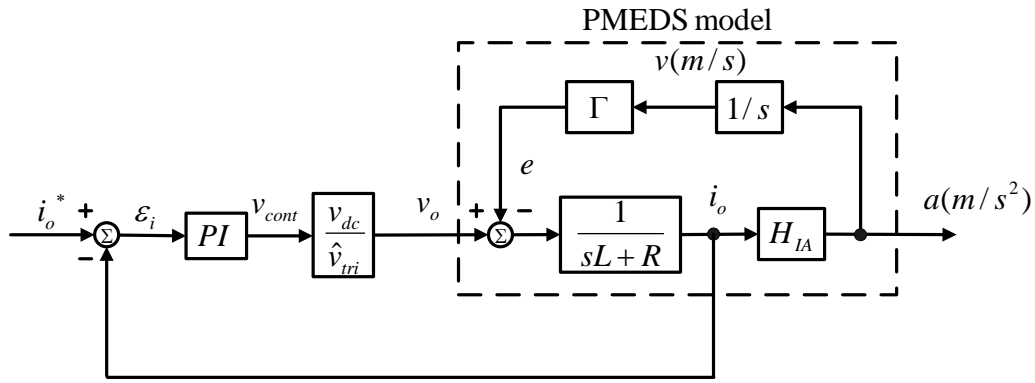


圖 2.3 電動式振動機之電流控制方塊圖

## 2.2 電流源激勵之頻率響應特性

由(2.20)式，在定電流激勵下，對電流微分為零，即  $sI_o(s) = 0$ ，且加速度  $A(s) \neq 0$ ，其特性方程式如下

$$ms^2 + cs + k = 0 \quad (2.23)$$

將  $s = j\omega$  代入(2.23)式且令實部為零，可得

$$k - m\omega^2 = 0 \quad (2.24)$$

整理(2.24)式可得

$$\omega_o = \sqrt{\frac{k}{m}} \quad (2.25)$$

因此自然頻率為

$$f_o = \frac{\omega_o}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k}{m}} \quad (2.26)$$

此為撓性彈簧之機械共振頻率，由(2.23)式可知，此共振頻率會隨著振動待測物時質量增加反而下降。除了上述分析所得到的共振現象外，尚有另一共振情況發生，在電樞軸與其連結的支撐機械結構處，亦形成一機械動態系統，具有另一軸機械共振頻率  $f_{o,am}$ ，一般而言， $f_{o,am} \geq f_o$ ，為避免由於外加激勵驅動造成電樞軸機械共振的情況發生，進而影響實驗的量測結果，因此，在最初設計振動機時，須嘗試令  $f_{o,am}$  遠大於最大的驅動共振操作頻率  $f_o$ 。

### 2.3 以線性功率放大器實測振動機之特性

由前面幾節的討論，尚還缺少一些電動式振動機的特性，才能夠將系統的參數估測出來，所以本節將實測振動機的特性，並附上其實測結果，來求解系統的等效參數。

實測儀器、器材採用 Agilent 公司製造之 Dynamic Signal Analyzer (DSA) 35670A，Ling Dynamic System (LDS)公司製造之功率放大器 PA100E 及 Ling Dynamic System (LDS)公司製造之電動式振動機 V406 型(最大隨機振動力為 89N)，並使用加速規來量測電動式振動機之加速度，實測振動機架構圖如圖 2.4 所示。

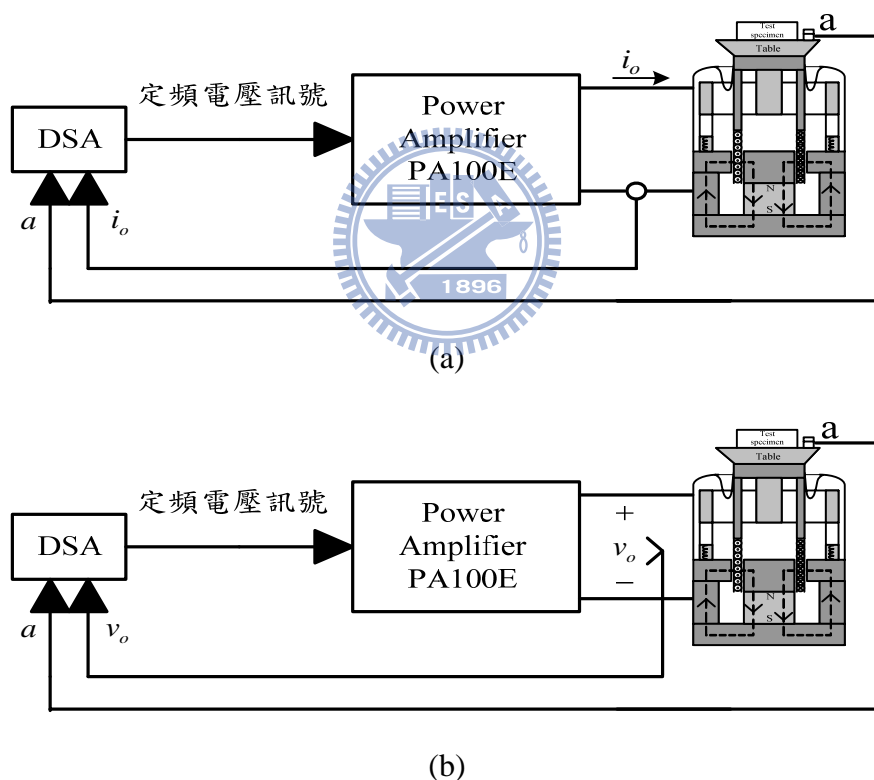


圖 2.4 實測振動機架構圖(a)定電流; (b)定電壓

首先由 PA100E 產生定電壓大小之弦波電壓供電於電動式振動機，表 2 為各電壓頻率下所量測之加速度峰值。圖 2.5~圖 2.10 為實測所得波形圖，分別為 5Hz~2000Hz。其中， $a$  的比例為  $102.7\text{mV}/1g$ ，( $g = 9.8\text{m}/\text{s}^2$ )。

表 2 特定頻率所量測之加速度峰值

頻率	對應之加速度峰值
5Hz	0.941 $m/s^2$
20 Hz	9.31 $m/s^2$
100 Hz	35.476 $m/s^2$
500 Hz	23.422 $m/s^2$
1000 Hz	22.226 $m/s^2$
2000 Hz	19.826 $m/s^2$

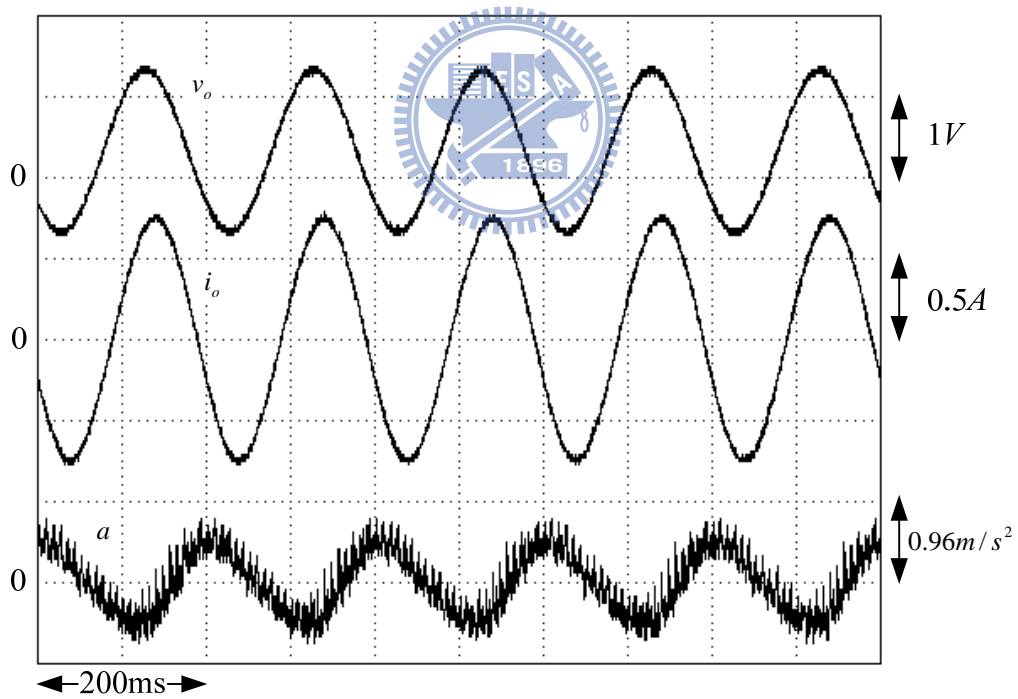


圖 2.5 實測頻率為 5Hz 之波形圖

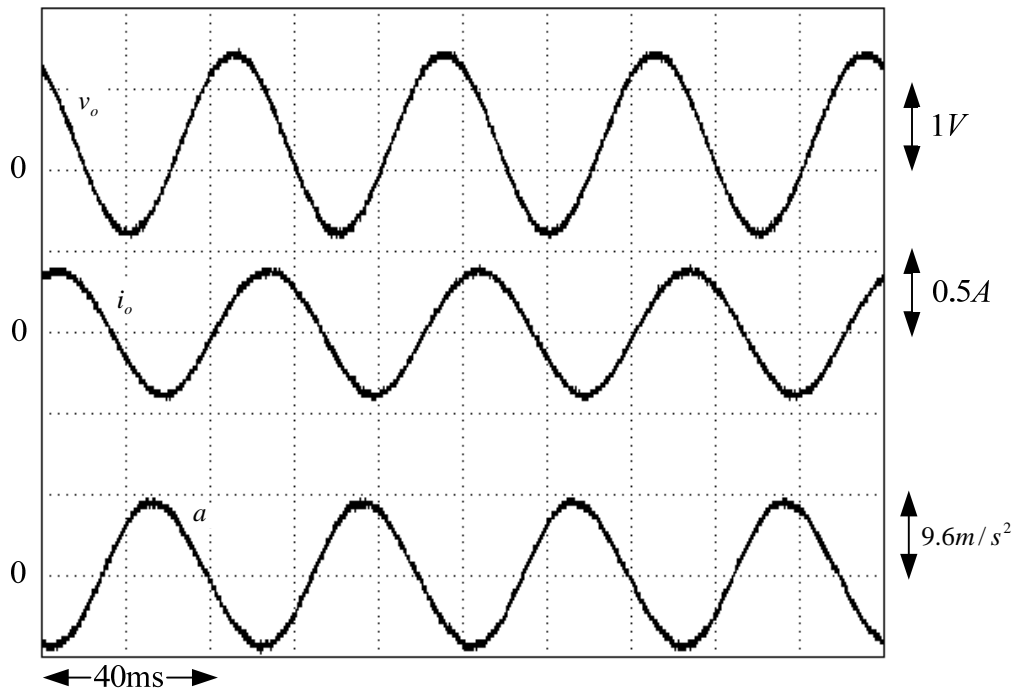


圖 2.6 實測頻率為 20Hz 之波形圖

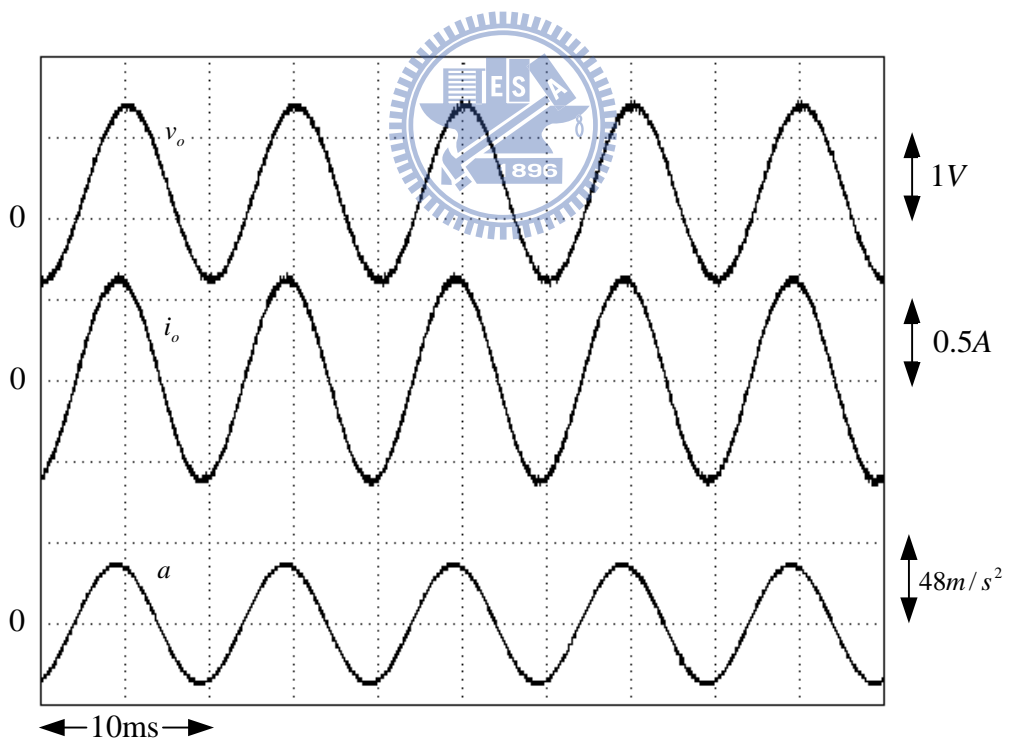


圖 2.7 實測頻率為 100Hz 之波形圖

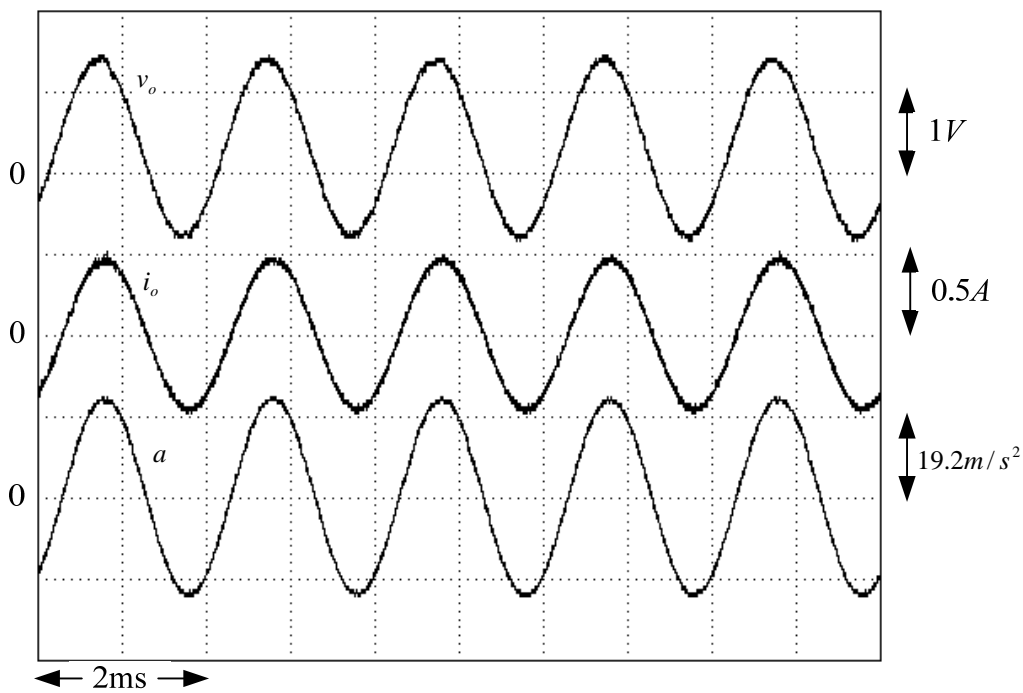


圖 2.8 實測頻率為 500Hz 之波形圖

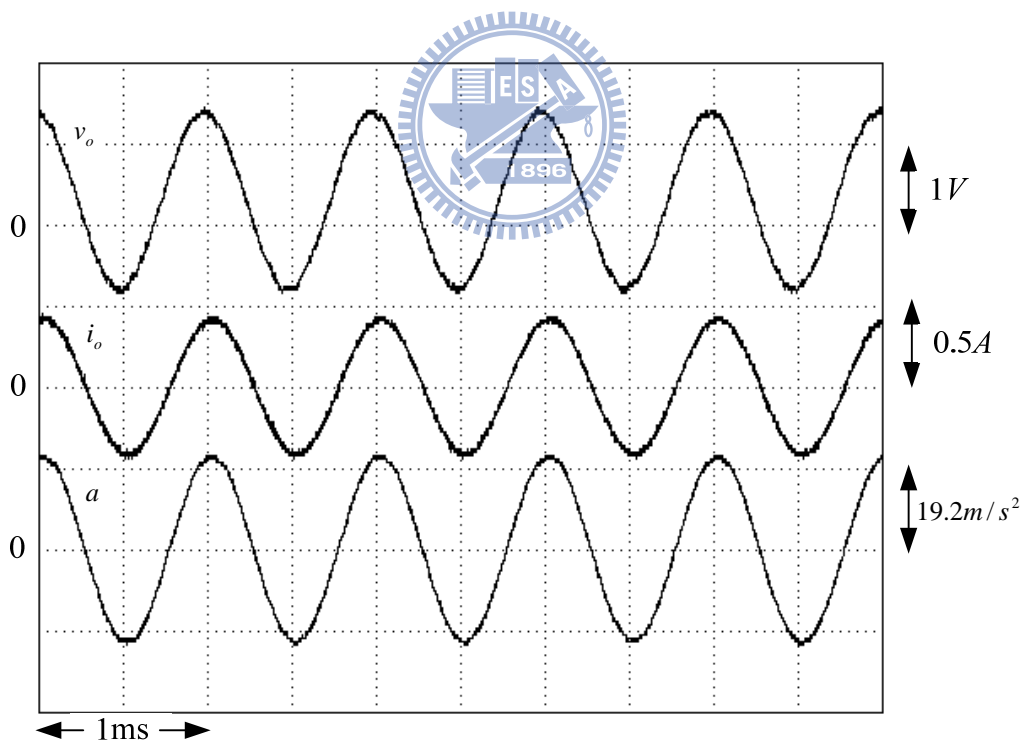


圖 2.9 實測頻率為 1000Hz 之波形圖

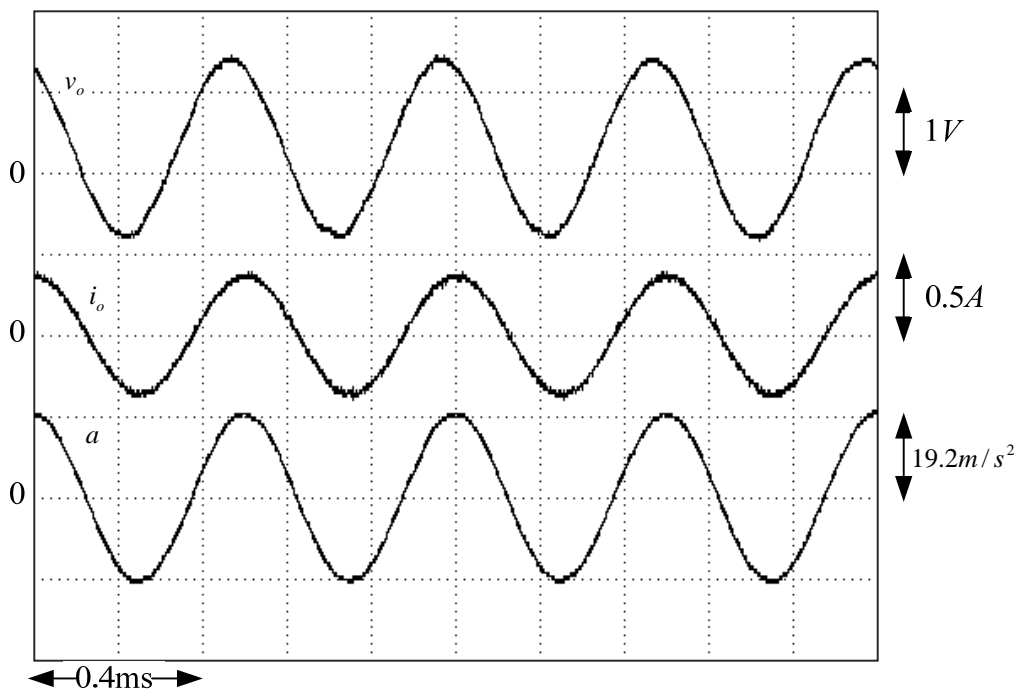


圖 2.10 實測頻率為 2000Hz 之波形圖

接著利用 DSA 進行掃頻得到電動式振動機 V406 轉移函數之波德圖，如圖 2.11 所示  $H_{IA}$  之增益圖與相位圖，而本論文採用電流源激勵，故圖 2.11 極為重要，在下一節利用此圖來估測電動式振動機的機械參數。

本論文採用電流源激勵，而利用 DSA 所畫出來的波德圖如圖 2.11 所示，其中  $m_{L1} = 0.156kg$ ， $m_{L2} = 0.311kg$ ，本論文只量測到  $1kHz$  左右的頻率，但在  $9kHz \sim 10kHz$  還有另一共振頻率  $f_{o,am}$ ，若操作的振動頻率接近此共振頻率，則在加速度中會明顯的看到此共振頻率，為簡化分析本論文未考慮此機械系統。在本節所得到的資料，將在下節作為電流源激勵動態模式參數之估測用。

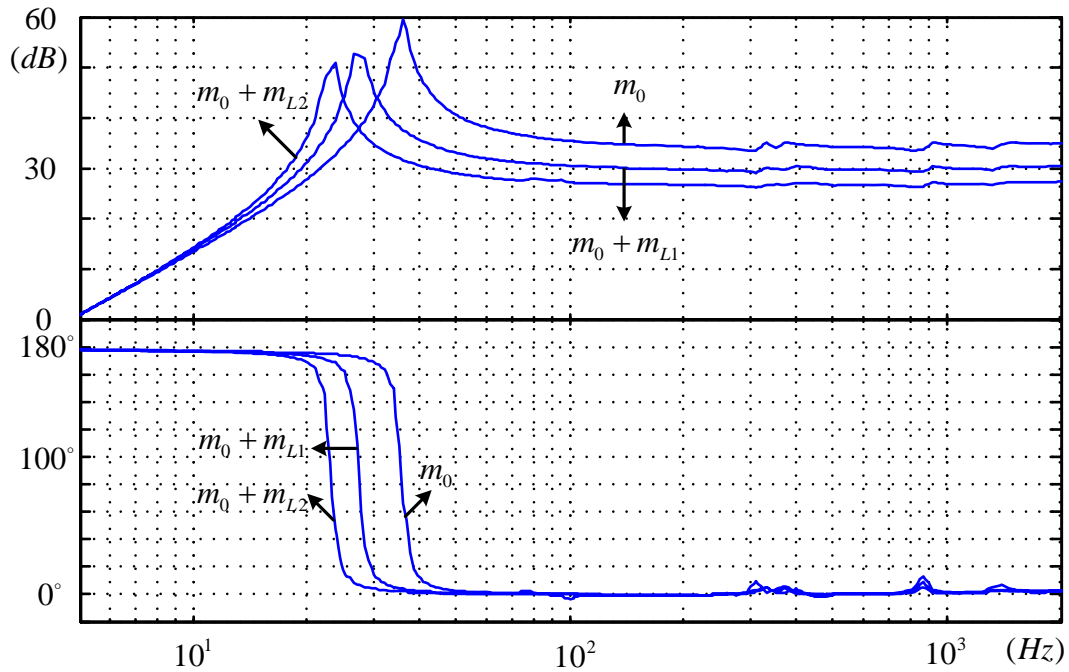


圖 2.11  $H_{IA}$  增益圖與相位圖

## 2.4 機電模型參數估測

由於振動機操作頻率範圍相當寬廣(通常 5Hz~2kHz)，有些系統的參數會與頻率相關。因此，利用估測技巧獲得精確之模式參數是必需的。以下簡要介紹一些電流源激勵的動態模式參數之估測步驟。

### 2.4.1 機械參數之計算

#### 方法一

利用先前 DSA 測得的參數來計算電動式振動機的參數

#### 步驟一：

由圖 2.11 可得有載  $m_{L2}$  及無載  $m_0$  的共振頻率  $\omega_o$  為

$$\omega_o(m_0) = 2\pi \times 36.1 = 226.82(\text{rad} / \text{s}) \quad (2.27)$$

$$\omega_o(m_0 + m_{L2}) = 2\pi \times 23.8 = 149.54(\text{rad} / \text{s}) \quad (2.28)$$

由(2.25)式可得彈簧係數

$$k = m\omega_o^2 \quad (2.29)$$

將(2.27)、(2.28)兩式代入(2.29)式可得

$$k = 226.82^2 m_0 \quad (2.30)$$

$$k = 149.54^2 (m_0 + 0.311) \quad (2.31)$$

由(2.30)與(2.31)兩式可以解得  $m_0$ ，求出的  $m_0$  為

$$m_0 = 0.239 \quad (2.32)$$

**步驟二：**

本論文使用兩個負載，因此總質量為  $m$

$$m = m_0 + m_{L2} = 0.55 \quad (2.33)$$

$$k = m\omega_0^2 (m_0 + m_{L2}) = 0.55 \times 149.54^2 = 12299.22 (N/m) \quad (2.34)$$

**步驟三：**

由(2.20)式可知，電流源激勵的轉移函數在頻率為無窮大時可表示為：

$$H_{IA}(j\omega) = H_{IA}(\infty) = \frac{\Gamma}{m}, \quad \omega \gg \omega_0 \quad (2.35)$$

由圖 2.11 可得振動頻率在無窮大時

$$|H_{IA}(\infty, m_0 + m_{L2})| = 27.4dB = 23.44 \quad (2.36)$$

因此力量產生常數  $\Gamma$  為

$$\Gamma = mH_{IA}(\infty, m_0 + m_{L2}) = 0.55 \times 23.44 = 12.89 (N/A) \quad (2.37)$$

**步驟四：**

由(2.20)式可知，電流源激勵的轉移函數可表示為

$$H_{IA}[j\omega_o(m_0 + m_{L2})] = \frac{\Delta A(s)}{I_o(s)} = j \frac{\omega_o(m_0 + m_{L2})\Gamma}{c} \quad (2.38)$$

由圖 2.11 可得振動頻率在共振頻率點時

$$|H_{IA}[\omega_o(m_0 + m_{L2})]| = 51dB = 354.81 \quad (2.39)$$

將(2.28)、(2.37)和(2.39)式代入(2.38)式可得阻尼係數

$$c = \frac{\omega_o(m_0 + m_{L2})\Gamma}{|H_{IA,L}[j\omega_o(m_0 + m_{L2})]|} = 5.43 (N \cdot s/m) \quad (2.40)$$



由上所述可以得知，在操作頻率範圍(5Hz~2kHz)下，振動機的機械參數 $\Gamma$ 、 $c$ 及 $k$ 與頻率無相關性為定值，但是質量 $m$ 卻會隨著我們外部所加的物體決定。

### 方法二

電動式振動機在斷電之後會以某一頻率繼續振動，如圖 2.12 所示，此一振動頻率假設為 $\omega_d$ ，這種情況為無源響應中的欠阻尼。

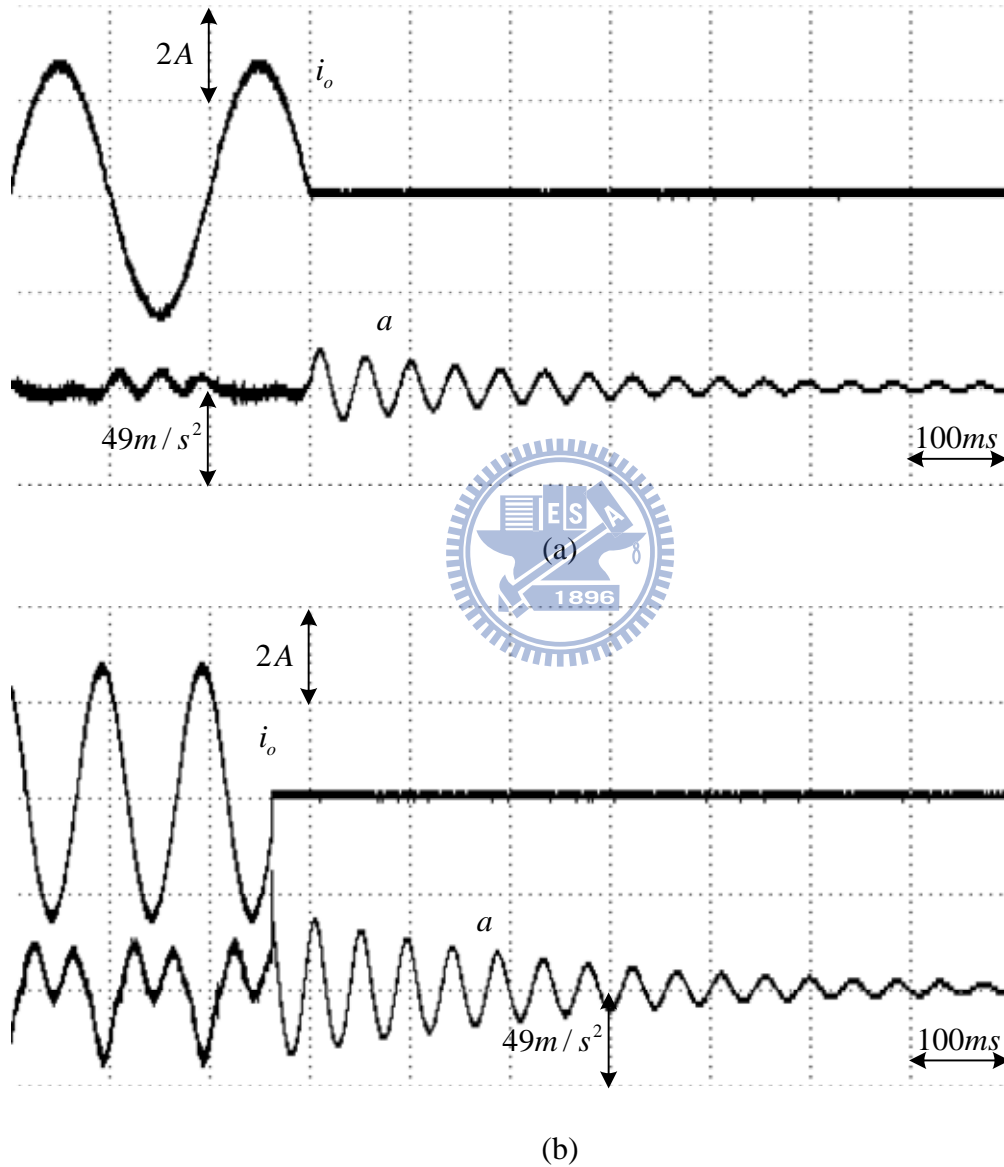


圖 2.12 斷電後的狀態(a)振動頻率 5Hz; (b)振動頻率 10Hz

步驟一：

將(2.20)式整理為

$$H_{IA} \stackrel{\Delta}{=} \frac{A(s)}{I_o(s)} = \frac{\frac{\Gamma}{m} s^2}{s^2 + 2\alpha s + \omega_0^2(m)} \quad (2.41)$$

其中

$$\alpha = \frac{C}{2m} \quad (2.42)$$

$$\omega_0(m) = \sqrt{\frac{k}{m}} = \sqrt{\omega_d^2 + \alpha^2} \quad (2.43)$$

(2.41)式可整理為

$$|H_{IA}(j\omega)| = \frac{-\frac{\Gamma}{m} \omega^2}{\sqrt{(-\omega^2 + \omega_d^2 + \alpha^2)^2 + (2\alpha\omega)^2}} \quad (2.44)$$

由實驗測得，當  $m = m_0$  時

$$\omega_d(m_0) = 215.89(\text{rad} / \text{s}) \quad (2.45)$$

$$|H_{IA}(50j, m_0)| = 91 \quad (2.46)$$

$$|H_{IA}(250j, m_0)| = 46.79 \quad (2.47)$$

由(2.43)式到(2.47)式可解得

$$\omega_0(m_0) = 217.79(\text{rad} / \text{s}) \quad (2.48)$$

當  $m = m_0 + m_{L2}$  時

$$\omega_d(m_0 + m_{L2}) = 139.42(\text{rad} / \text{s}) \quad (2.49)$$

$$|H_{IA}(50j, m_0 + m_{L2})| = 25.79 \quad (2.50)$$

$$|H_{IA}(250j, m_0 + m_{L2})| = 20.68 \quad (2.51)$$

利用相同的方法可解得

$$\omega_0(m_0 + m_{L2}) = 141.03(\text{rad} / \text{s}) \quad (2.52)$$

步驟二：

將(2.48)、(2.52)兩式代入(2.29)式可得

$$k = 217.79^2 m_0 \quad (2.53)$$

$$k = 141.03^2(m_0 + 0.311) \quad (2.54)$$

由(2.53)與(2.54)兩式可以解得  $m_0$ ，求出的  $m_0$  為

$$m_0 = 0.239 \quad (2.55)$$

**步驟三：**

本論文使用兩個負載，因此總質量為  $m$

$$m = m_0 + m_{L2} = 0.536 \quad (2.56)$$

$$k = m\omega_0^2(m_0 + m_{L2}) = 0.536 \times 141.03^2 = 10660.75(N/m) \quad (2.57)$$

**步驟四：**

由圖 2.11 可知振動頻率在大於 100Hz 之後  $H_{IA}$  的大小幾乎保持不變，因此可以使用振動頻率在 500Hz 時的大小取代振動頻率無窮大時的大小

$$|H_{IA}(500j, m_0 + m_{L2})| = 20.82 \quad (2.58)$$

因此力量產生常數  $\Gamma$  為

$$\Gamma = mH_{IA}(500j, m_0 + m_{L2}) = 0.536 \times 20.82 = 11.16(N/A) \quad (2.59)$$

**步驟五：**

由(2.20)式可整理為

$$H_{IA}(j\omega) = \frac{-\omega^2\Gamma}{-m\omega^2 + c\omega j + k} \quad (2.60)$$

將 50Hz 的大小(2.50)式以及先前的參數代入(2.60)式可解得阻尼係數

$$C = 18.82(N \cdot s/m) \quad (2.61)$$

方法二解得的參數除了阻尼係數與方法一差異稍大外，其餘的參數均與方法一接近，此方法可以在無 DSA 的情況下算得參數，本論文使用方法一算的參數。

## 2.4.2 電氣參數計算

而本論文所採用之電動式振動機型號同參考資料[3]，故本論文的電樞線圈之電性參數採用參考資料[3]，如(2.35)、(2.36)式所示，將這二式利用 Matlab 跑如圖 2.13 所示，由圖 2.13 的結果可以看出等效電阻隨著頻率上升而增加、等效

電感卻隨著頻率上升而減少。值得注意的是，電樞線圈電性參數與振動機的機械參數的估測結果不同，其電性參數  $R$ 、 $L$  為頻率的函數，兩者的值均會受到操作頻率的影響。

經由上述三個步驟之討論，得到振動機的機械參數，而電樞線圈之電性參數，說明如下：

參考圖 2.1 的電路架構，令測試平台靜止 ( $v = 0$ )，此時的感應電動勢為零 ( $e = 0$ )，可得到電壓與電流的相量形式：

$$\hat{v}_o = (\hat{R} + j\omega\hat{L})\hat{i}_o \quad (2.62)$$

由(2.41)式可知，在操作頻率(5Hz~2kHz)下之電阻  $R$  及電感  $L$ ，可以藉由量測到的  $v_o$  和  $i_o$  算出，利用圖形近似技巧(Curve fitting technique)，可得圖 2.13：

$$\hat{R} = \begin{cases} 1.30 + 0.19 \log f, & 5 \leq f \leq 45 \\ 0.27 + 0.81 \log f, & 45 \leq f \leq 2000 \end{cases} \quad (2.63)$$

$$\hat{L} = \begin{cases} 2.75 - 0.97 \log f, & 5 \leq f \leq 330 \\ 0.96 - 0.26 \log f, & 330 \leq f \leq 2000 \end{cases} \quad (2.64)$$

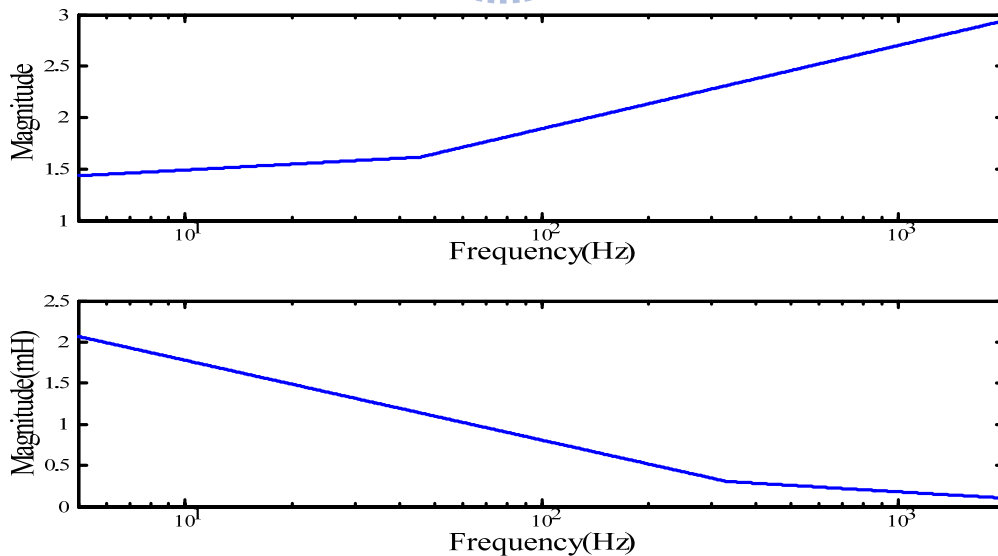


圖 2.13 電樞電阻與電感值

## 第3章

### 串接全橋供電電路架構比較與分析

在本章中首先在 3.1 節中介紹一般常見的全橋式反流器，一般來說全橋式反流器之開關訊號具有單極性與雙極性脈波寬調變兩種方式，3.1 節與 3.2 節將針對這兩種切換方式加以說明。接著在 3.3 節中介紹本論文所使用的串接全橋式反流器與混合型載波之單極性脈波寬調變，3.4 節中將針對三種反流器作比較，3.5 節對空白時間的影響作介紹。

#### 3.1 雙極切換之全橋式反流器

圖 3.1(a)為一單向全橋式反流器，是一種很常見的電路，它具有四顆開關，開關的旁邊有飛輪二極體以供電感性負載放電，前端為一直流電壓源，因為上下臂為串連，因此不能上下臂同時導通，單向全橋變流器一般有兩種狀態，如下所示

(1)當  $T_{A+}$  與  $T_{B-}$  導通時， $v_{AN} = V_{dc}$ ， $v_{BN} = 0$ ， $v_o = V_{dc}$

(2)當  $T_{A-}$  與  $T_{B+}$  導通時， $v_{AN} = 0$ ， $v_{BN} = V_{dc}$ ， $v_o = -V_{dc}$

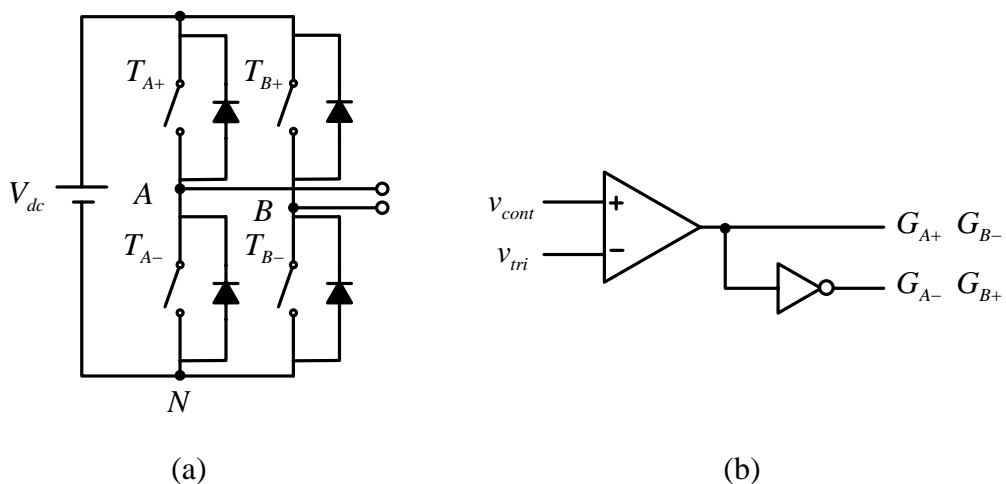


圖 3.1 (a)全橋變流器; (b)雙極性脈波寬調變之開關產生方式

雙極性脈波寬調變顧名思義其輸出電壓具有兩種極性，輸出電壓可能為 $V_{dc}$ 或 $-V_{dc}$ ，不像單極性脈波寬調變輸出電壓可能為零，其開關訊號的產生方式較單極性簡單，只需要一組控制訊號和一組三角波再經由比較器產生，比較器產生的訊號直接連接至 $G_{A+}$ 與 $G_{B-}$ ，另外一組是將比較器產生的訊號反向後再連接至 $G_{A-}$ 與 $G_{B+}$ ，如圖 3.1(b)所示。

控制訊號的大小與輸出電壓成正比，其關係如下

$$v_o = \frac{V_{dc}}{\hat{v}_{tri}} v_{cont} \quad (3.1)$$

其中 $v_{cont}$ 代表控制訊號，開關訊號與輸出電壓關係有以下兩種情況

(1)當 $G_{A+}$ 與 $G_{B-}$ 導通時， $v_{AN} = V_{dc}$ ， $v_{BN} = 0$ ， $v_o = V_{dc}$

(2)當 $G_{A-}$ 與 $G_{B+}$ 導通時， $v_{AN} = 0$ ， $v_{BN} = V_{dc}$ ， $v_o = -V_{dc}$

輸出電壓 $v_o$ 由 $v_{AN}$ 與 $v_{BN}$ 相減可得

$$v_o = v_{AN} - v_{BN} \quad (3.2)$$

當控制訊號為一弦波時，如圖 3.2 所示，弦波的峰值為 0.8，也就是 $m_a = 0.8$ ，其定義為

$$m_a = \frac{\hat{v}_{cont}}{\hat{v}_{tri}}$$

(3.3)

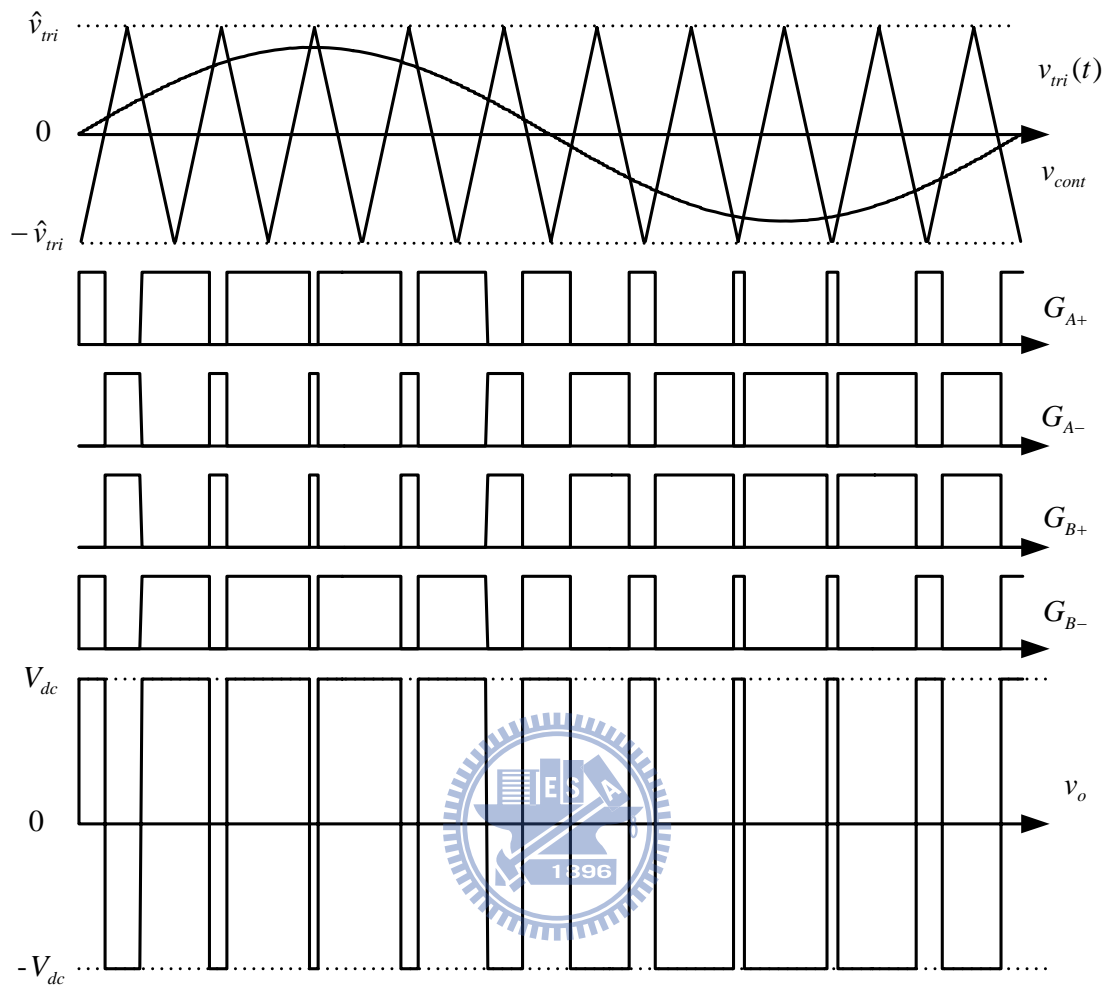


圖 3.2 雙極性脈波寬調變

### 3.2 單極切換之全橋式反流器

單極性脈波寬調變顧名思義其輸出電壓  $v_o$  一次只會出現一種極性，也就是說輸出電壓  $v_o$  可能為零或  $V_{dc}$  與零或  $-V_{dc}$ ，輸出電壓的極性由  $v_{cont}$  所控制，若  $v_{cont}$  大於零， $v_o$  為零或  $V_{dc}$ ，若  $v_{cont}$  小於零， $v_o$  為零或  $-V_{dc}$ ，並且  $v_{cont}$  的大小與  $v_o$  成正比，控制訊號與輸出電壓的關係與(3.1)式相同，其開關訊號的產生是由一組三角波訊號  $v_{tri}$  和正負兩組控制訊號  $v_{cont}$  和  $-v_{cont}$  比較而得，上下兩臂的開關互為反向，如圖 3.3(a)所示，除此之外單極性脈波寬調變還有另一種接法，如圖 3.3(b)所示，由一組控制訊號  $v_{cont}$  和正負兩組三角波訊號  $v_{tri}$  和  $-v_{tri}$  比較而得，也可得到同樣的開關訊號，但需注意的是開關訊號  $G_{B+}$  需要反相，而  $G_{B-}$  不用，與圖 3.3(a)不同。

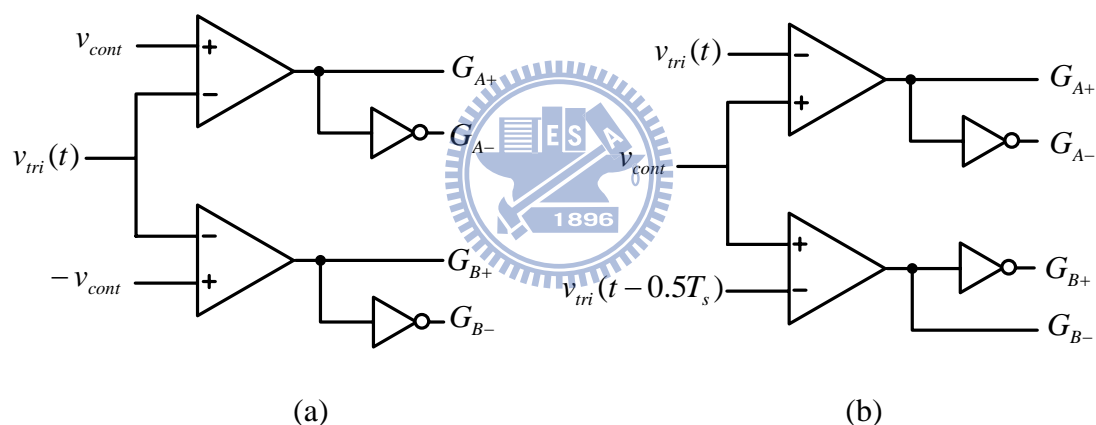


圖 3.3 單極性脈波寬調變之開關產生方式

開關訊號與輸出電壓關係有以下四種情況

- (1) 當  $T_{A+}$  與  $T_{B-}$  導通時， $v_{AN} = V_{dc}$ ， $v_{BN} = 0$ ， $v_o = V_{dc}$
- (2) 當  $T_{A-}$  與  $T_{B+}$  導通時， $v_{AN} = 0$ ， $v_{BN} = V_{dc}$ ， $v_o = -V_{dc}$
- (3) 當  $T_{A+}$  與  $T_{B+}$  導通時， $v_{AN} = V_{dc}$ ， $v_{BN} = V_{dc}$ ， $v_o = 0$
- (4) 當  $T_{A-}$  與  $T_{B-}$  導通時， $v_{AN} = 0$ ， $v_{BN} = 0$ ， $v_o = 0$

若控制訊號為一弦波，弦波的峰值為 0.8，輸出電壓的基本波會與控制訊號同相，如圖 3.4 所示。



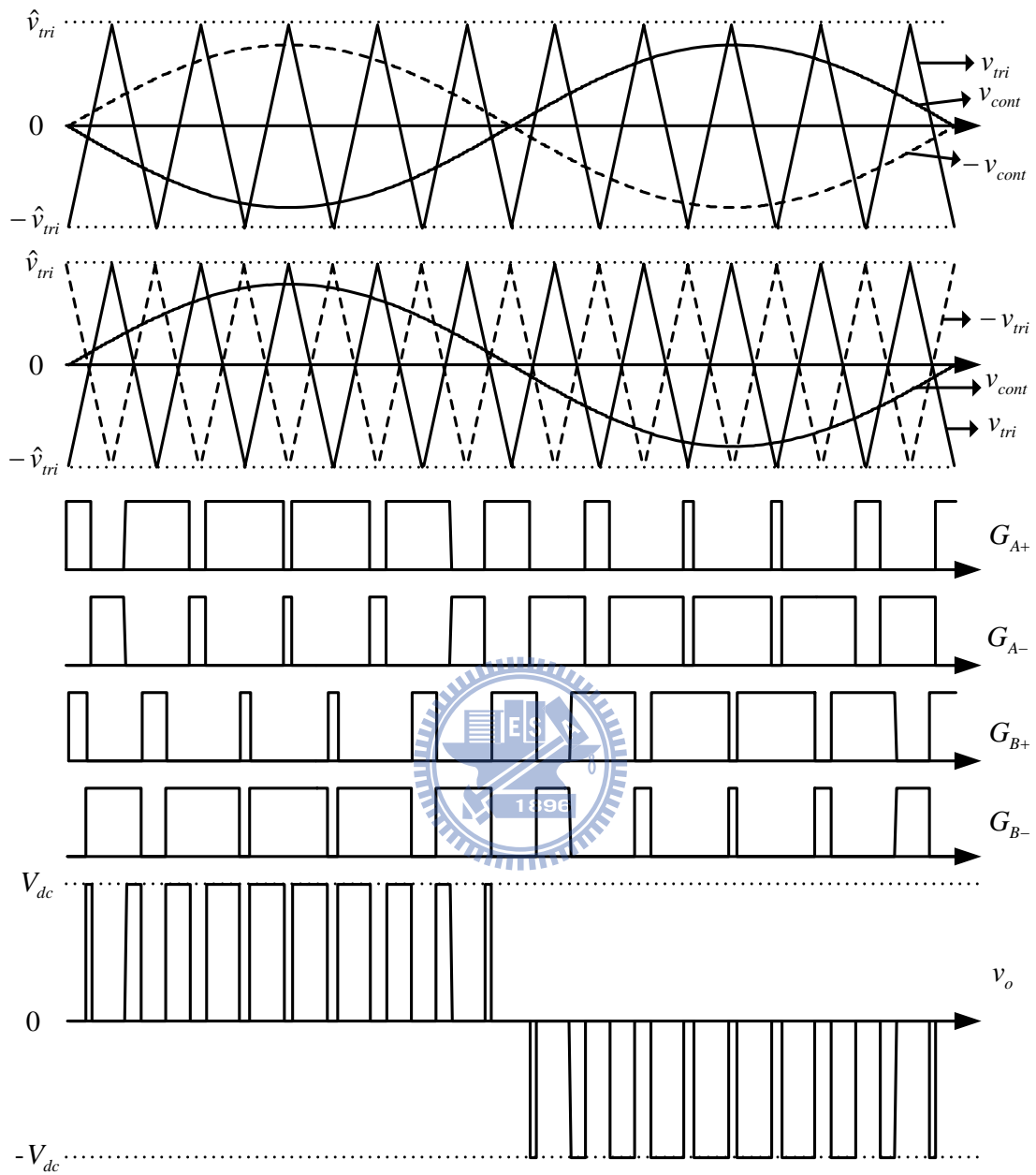


圖 3.4 單極性脈波寬調變

### 3.3 串接全橋式反流器

串接全橋式反流器使用的電路為兩個全橋式反流器串接，如圖 3.5(a)所示，串接全橋式反流器需要兩個獨立電源，每一組獨立的全橋反流器可以產生三種輸出電壓，在兩組獨立的全橋反流器利用不同的開關訊號切換，可以切換出五種電壓組合。

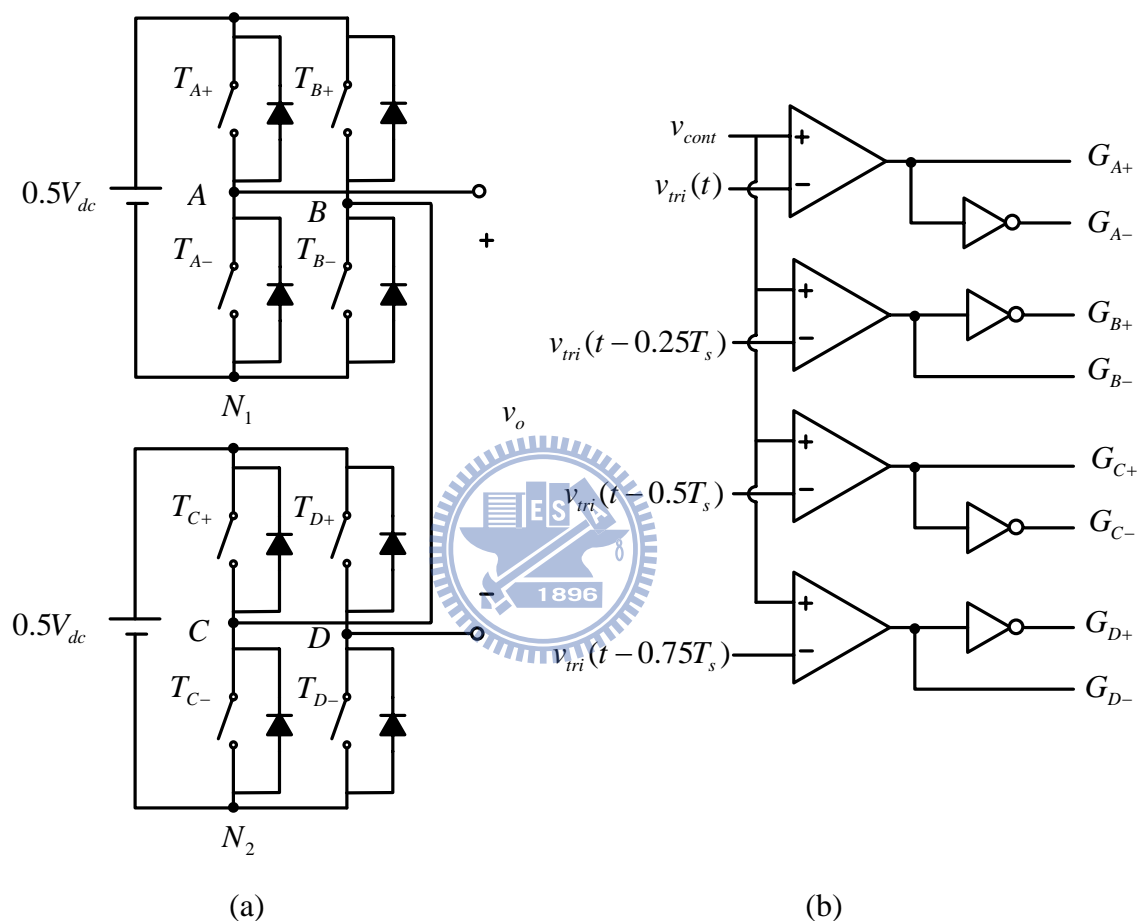


圖 3.5 (a)串接全橋式反流器; (b)混合型載波之單極性脈波寬調變開關產生方式

串接全橋式反流器可以應用在高功率、高電壓的場合，因為其為兩組全橋式反流器串連，因此輸出電壓的額定可以達到一般全橋式反流器的兩倍。

串接全橋式反流器更可以延伸至多階層，其上下可以再串接更多組全橋式反流器，如此可以組合出多階層的電壓組合，階層數與電壓組合的關係如下，

$$n = 2N + 1 \quad (3.4)$$

其中  $n$  為輸出電壓的階層數， $N$  為全橋式反流器的數目，由於多階層的串接全橋

式反流器需要多組的獨立電壓源，因此適合用在太陽能發電中，每片太陽能板產生的電壓可以接在一組全橋式反流器上，而一般太陽能發電不只一片太陽能板，所以就可以得到多組的獨立電壓源，除此之外獨立電壓源也可以使用燃料電池或一般的電池。

串接全橋式反流器之開關控制可使用前兩小節提及的雙極性脈波寬調變或單極性脈波寬調變，它們都只需要一組三角波，而本論文所使用的為單極性脈波寬調變，但是其載波為混合型載波，使用串接全橋式反流器可產生多階層的電壓組合，圖 3.5(b)為採用混合型載波的單極性脈波寬調變之開關產生方式，需要一組控制訊號與四組三角波分別進入比較器產生四組開關訊號，四組三角波與 A 相三角波的相位差分別為  $0$ 、 $0.25T_s$ 、 $0.5T_s$  與  $0.75T_s$ ，而同一相的上下臂互為反向關係。

如圖 3.6 所示，混合型載波之單極性脈波寬調變其輸出電壓與控制訊號有關，不同的控制訊號會產生不同的輸出電壓，關係如下

$$(1) \quad 0.5 < v_{cont} < 1, \quad v_o = V_{dc}、0.5V_{dc} \quad (3.5)$$

$$(2) \quad 0 < v_{cont} < 0.5, \quad v_o = 0.5V_{dc}、0 \quad (3.6)$$

$$(3) \quad -0.5 < v_{cont} < 0, \quad v_o = 0、-0.5V_{dc} \quad (3.7)$$

$$(4) \quad -1 < v_{cont} < -0.5, \quad v_o = -0.5V_{dc}、-V_{dc} \quad (3.8)$$

若控制訊號為一弦波，弦波的峰值為 0.8，輸出電壓的基本波會與控制訊號同相，如圖 3.6 所示。

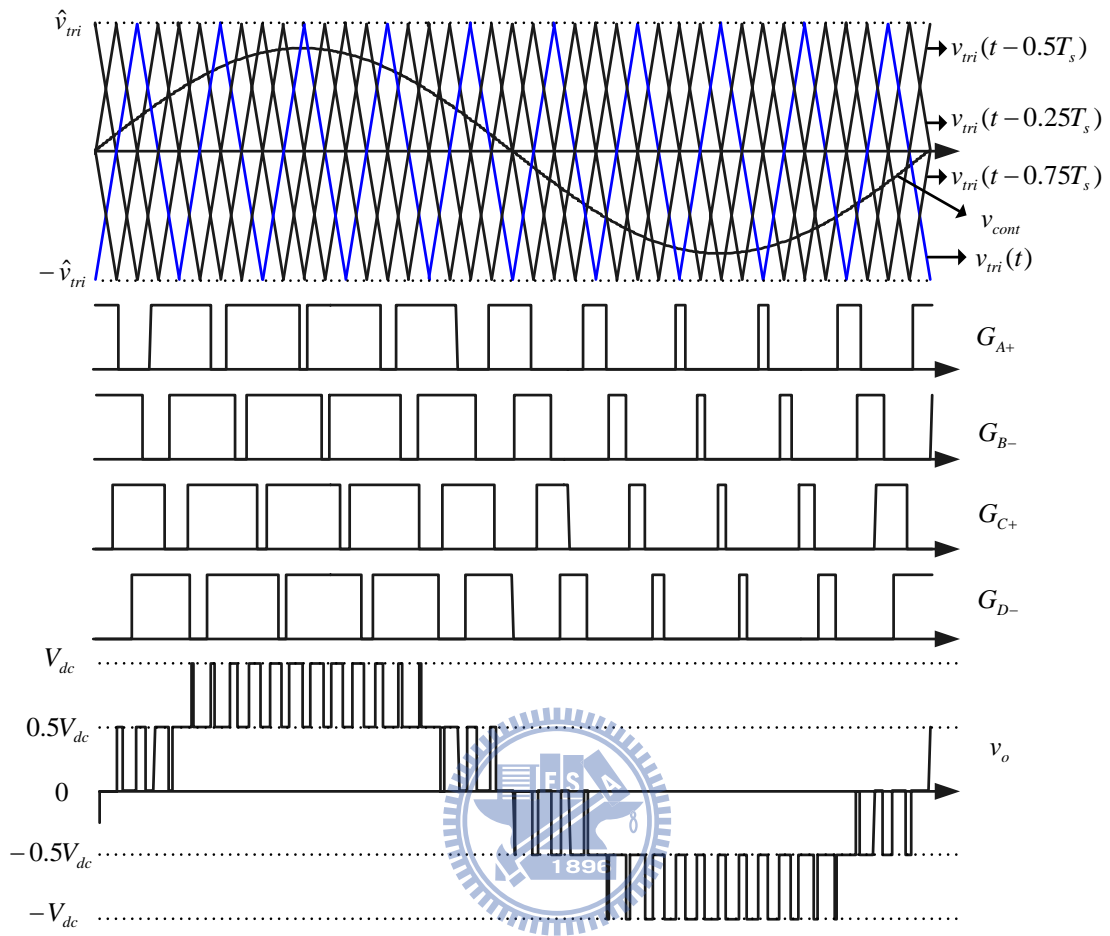


圖 3.6 混合型載波之單極性脈波寬調變

### 3.4 比較

前三小節提及了雙極性切換全橋式反流器、單極性切換全橋式反流器與串接全橋式反流器，以下將這三種反流器加以討論。

假設三種反流器之開關頻率相同，也就是三角波頻率相同的情況下，根據圖 3.7，雙極性切換全橋式反流器的輸出電壓頻率與三角波相同，單極性切換全橋式反流器的輸出電壓頻率是三角波的两倍，而串接全橋式反流器是四倍，輸出電壓的頻率與電流的頻率是相同的，在固定的時間下電流頻率越高電流漣波就越小，因此單極性切換全橋式反流器的電流漣波為雙極性切換全橋式反流器的一半，而串接全橋式反流器的電流漣波只有雙極性切換全橋式反流器的四分之一。

圖 3.2、圖 3.4 與圖 3.6 輸出電壓的基本波與控制訊號皆同相，將輸出電壓作傅立葉展開可得圖 3.8，由圖 3.8 可得知輸出電壓除了基本波之外還有許多次諧波，這些諧波與  $m_f$  有關， $m_f$  的定義為


$$m_f = \frac{f_{tri}}{f_{cont}}$$

(3.9)

其中  $f_{tri}$  為三角波的頻率， $f_{cont}$  為控制訊號的頻率，圖 3.8 中的  $m_f = 10$ ，雙極性切換全橋式反流器的諧波集中分佈在奇數倍  $m_f$  與偶數倍  $m_f$  的邊帶，單極性切換全橋式反流器的諧波只分佈在偶數倍  $m_f$  的邊帶，其奇數倍  $m_f$  附近的諧波為零，而串接全橋式反流器的諧波則只分佈在四倍數  $m_f$  的邊帶，比起雙極性切換與單極性切換全橋式反流器輸出電壓諧波分佈在  $m_f$  的偶數倍與  $m_f$  的倍數附近，串接全橋式反流器的諧波頻率更高而且大小更小。

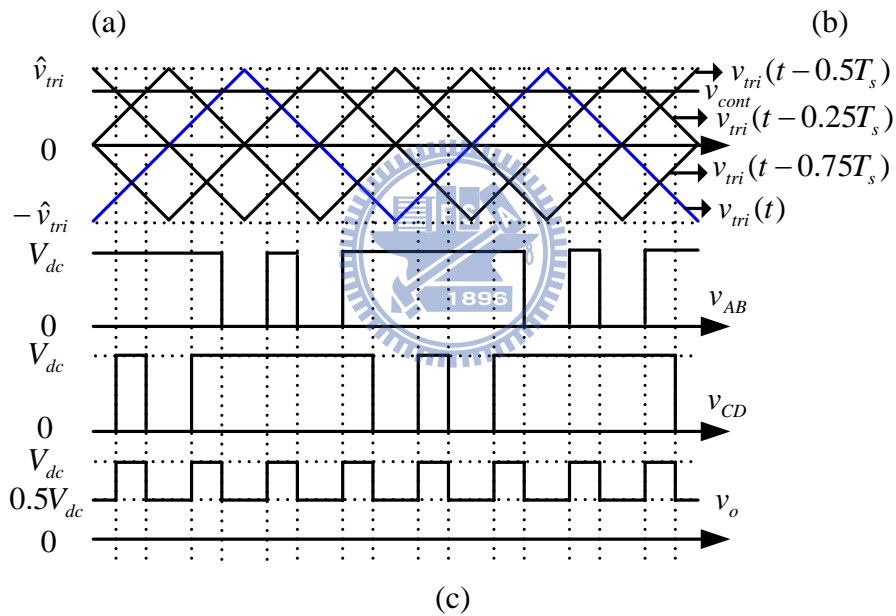
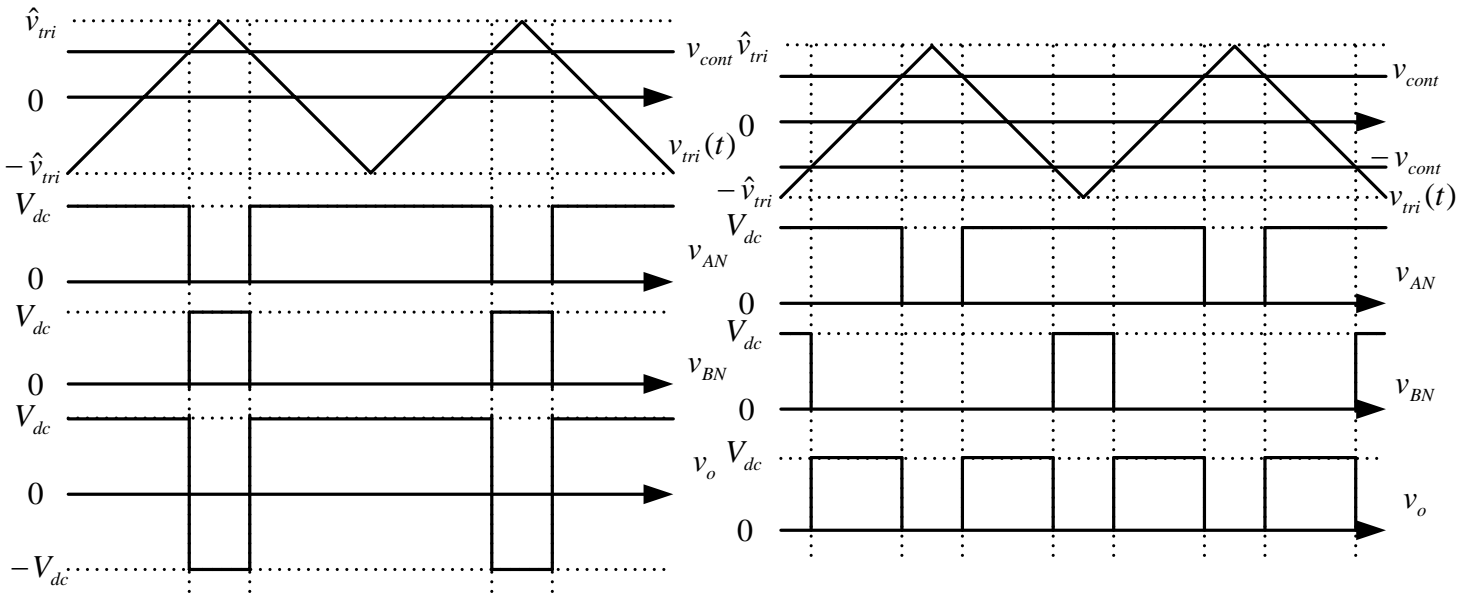
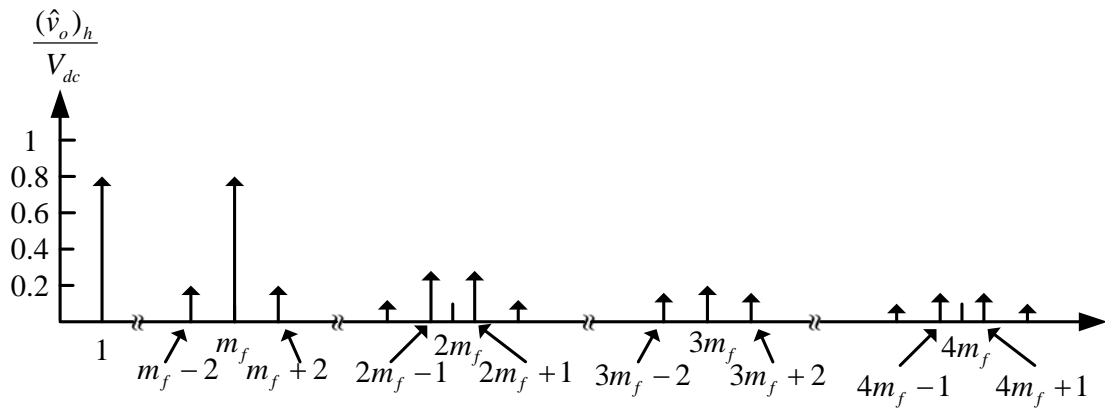
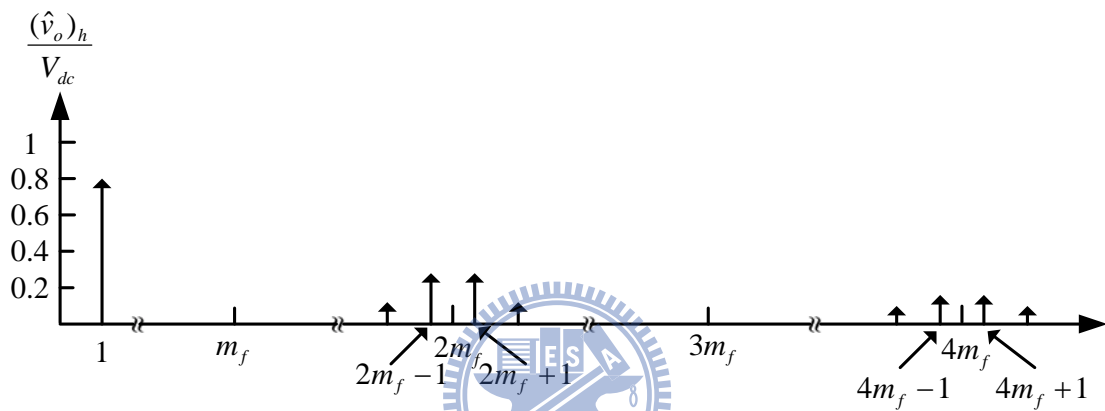


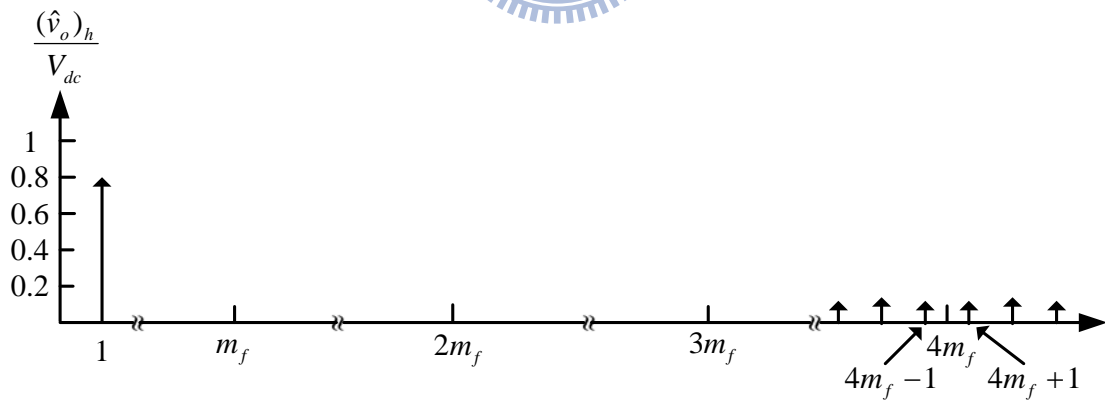
圖 3.7 (a)雙極性切換全橋式反流器；(b)單極性切換全橋式反流器；  
(c)串接全橋式反流器



(a)



(b)



(c)

圖 3.8 (a)雙極性脈波寬調變輸出電壓頻譜; (b)單極性脈波寬調變輸出電壓頻譜;  
(c)混合型載波之單極性脈波寬調變輸出電壓頻譜

表 3 為開關訊號與輸出電壓的關係表，雙極切換全橋式反流器的開關組合因為只有  $G_{A+} G_{B-}$  和  $G_{A-} G_{B+}$  兩種，因此輸出電壓只有  $V_{dc}$  與  $-V_{dc}$  兩種。單極切換全橋式反流器的輸出電壓組合有三種，分別為  $V_{dc}$ 、 $0$ 、 $-V_{dc}$ ，比雙極切換全橋式反流器多出零電壓，而串接全橋式反流器的為兩個全橋式反流器各別輸出電壓的合，所以可以組合出五種電壓，分別為  $V_{dc}$ 、 $0.5V_{dc}$ 、 $0$ 、 $-0.5V_{dc}$ 、 $-V_{dc}$ 。

表 3 開關訊號與輸出電壓關係表

$v_o$	雙極切換全橋式反流器	單極切換全橋式反流器	串接全橋式反流器
$V_{dc}$	$(G_{A+} G_{B-})$	$(G_{A+} G_{B-})$	$(G_{A+} G_{B-} G_{C+} G_{D-})$
$0.5V_{dc}$	X	X	$(G_{A+} G_{B+} G_{C+} G_{D-})$ $(G_{A-} G_{B-} G_{C+} G_{D-})$ $(G_{A+} G_{B-} G_{C+} G_{D+})$ $(G_{A+} G_{B-} G_{C-} G_{D-})$
0	X	$(G_{A+} G_{B+})$ $(G_{A-} G_{B-})$	$(G_{A-} G_{B+} G_{C+} G_{D-})$ $(G_{A+} G_{B-} G_{C-} G_{D+})$ $(G_{A+} G_{B+} G_{C+} G_{D+})$ $(G_{A-} G_{B-} G_{C+} G_{D+})$ $(G_{A+} G_{B+} G_{C-} G_{D-})$ $(G_{A-} G_{B-} G_{C-} G_{D-})$
$-0.5V_{dc}$	X	X	$(G_{A+} G_{B+} G_{C-} G_{D+})$ $(G_{A-} G_{B-} G_{C-} G_{D+})$ $(G_{A-} G_{B+} G_{C+} G_{D+})$ $(G_{A-} G_{B+} G_{C-} G_{D-})$
$-V_{dc}$	$(G_{A-} G_{B+})$	$(G_{A-} G_{B+})$	$(G_{A-} G_{B+} G_{C-} G_{D+})$



### 3.5 空白時間的影響

一般在全橋式反流器中，因為開關為非理想，開關在切換時電壓和電流不會馬上切換，如圖 3.9 所示，當開關訊號從下臂導通道切換到上臂導通時，所以上下臂在切換時，如果其中一臂未完全截止，而另外一臂又開始導通，這時上下臂開關就會被短路，開關有可能會因此燒毀，為了避免發生短路，在上下臂切換時會加入一段空白時間  $t_{\Delta}$ ，如圖 3.10 所示，此時上下兩臂的開關訊號均給予關閉的訊號，等到確定開關均關閉後再把另一臂的開關開啟。

在本論文中，全橋式反流器和串接全橋式反流器都會加入空白時間，避免上述的情形發生，但是空白時間對於輸出電壓可能會產生影響，輸出電壓可能會增加或減少一段時間，輸出電壓在空白時間的大小取決於負載與電流方向，本論文之負載為一振動機，振動機之等效電路為一電感加一電阻與感應電動勢，當開關在空白時間時，輸入電壓為  $V_{dc}$ ，若電流為正，一個全橋變流器的輸出電壓可能為零或  $-V_{dc}$ ，若電流為負，一個全橋變流器的輸出電壓可能為零或  $V_{dc}$ ，如表 4 所示。

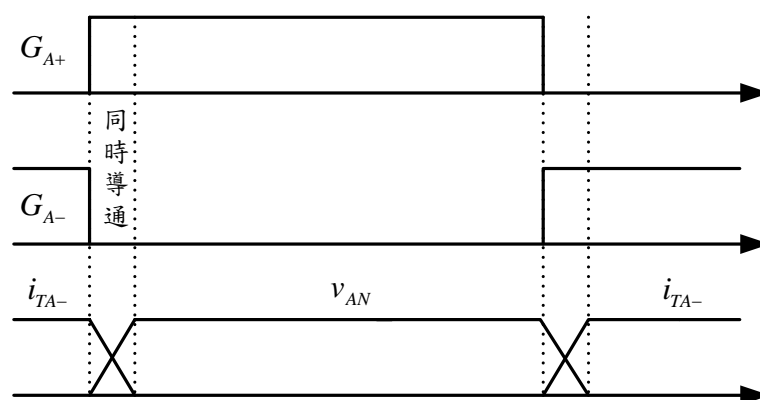


圖 3.9 未加入空白時間之開關訊號

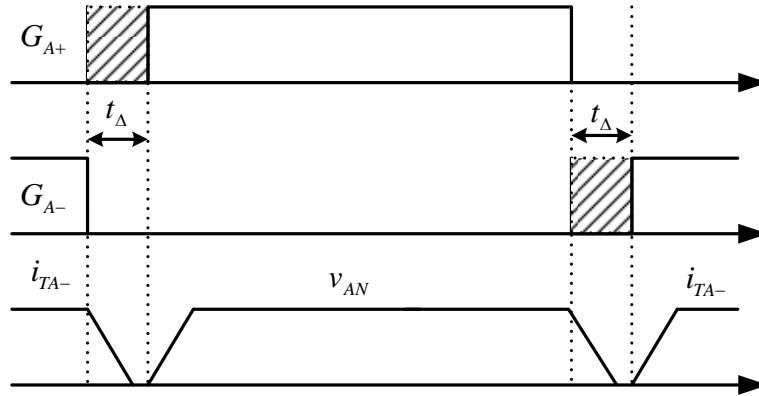


圖 3.10 加入空白時間之開關訊號

表 4 空白時間時之輸出電壓

	$G_{A+}$	$G_{A-}$	$G_{B+}$	$G_{B-}$	$v_{AB}$
$i_o > 0$	1	0	0	0	0
	0	1	0	0	$-V_{dc}$
	0	0	1	0	$-V_{dc}$
	0	0	0	1	0
	0	0	0	0	$-V_{dc}$
$i_o < 0$	1	0	0	0	$V_{dc}$
	0	1	0	0	0
	0	0	1	0	0
	0	0	0	1	$V_{dc}$
	0	0	0	0	$V_{dc}$

當  $m_f$  很大時，在一小段時間中控制訊號可視為一直線，圖 3.11 為三種反流器加入空白時間後對於輸出電壓的影響，圖 3.11(a) 為雙極切換全橋式反流器，由圖中可發現因為空白時間的關係造成輸出電壓的改變，並且在一個三角波週期內有一段空白時間的失真，因此當加入空白時間時的輸出電壓如(3.10)式所示，

$$v_o = \left[ \frac{v_{cont}}{\hat{v}_{tri}} - 2 \frac{t_{\Delta}}{T_s} \text{sign}(i_o) \right] V_{dc} \quad (3.10)$$

其中  $t_{\Delta}$  代表空白時間，而  $\text{sign}$  函數的定義如下，

$$\text{sign}(x) = \begin{cases} 1, x > 0 \\ -1, x < 0 \end{cases} \quad (3.11)$$

圖 3.11(b)為單極切換全橋式反流器，在一個三角波週期內有兩段空白時間的失真，但失真的電壓大小為雙極切換全橋式反流器的一半，故加入空白時間時的輸出電壓也如(3.10)式所示。

如圖 3.11(c)所示，串接全橋式反流器中的  $v_{AB}$  與  $v_{CD}$  因為空白時間的關係造成輸出電壓的改變，並且在一個三角波週期內有兩段空白時間的失真，兩個獨立輸入電壓源的大小皆為  $0.5V_{dc}$ ，因此當加入空白時間時兩個全橋反流器各別的輸出電壓如(3.12)式所示，因為參數均相同，只是三角波的相位不同，兩者的輸出電壓可表示為相同的式子，

$$\bar{v}_{AB} = \bar{v}_{CD} = \left[ \frac{v_{cont}}{\hat{v}_{tri}} - 2 \frac{t_{\Delta}}{T_s} * \text{sign}(i_o) \right] \frac{V_{dc}}{2} \quad (3.12)$$

串接全橋式反流器之輸出電壓為個別全橋式反流器之和，

$$v_o = \bar{v}_{AB} + \bar{v}_{CD} = \left[ \frac{v_{cont}}{\hat{v}_{tri}} - 2 \frac{t_{\Delta}}{T_s} * \text{sign}(i_o) \right] V_{dc} \quad (3.13)$$

由(3.10)式和(3.13)式可得三種反流器加入空白時間後對於輸出電壓的影響均相同。

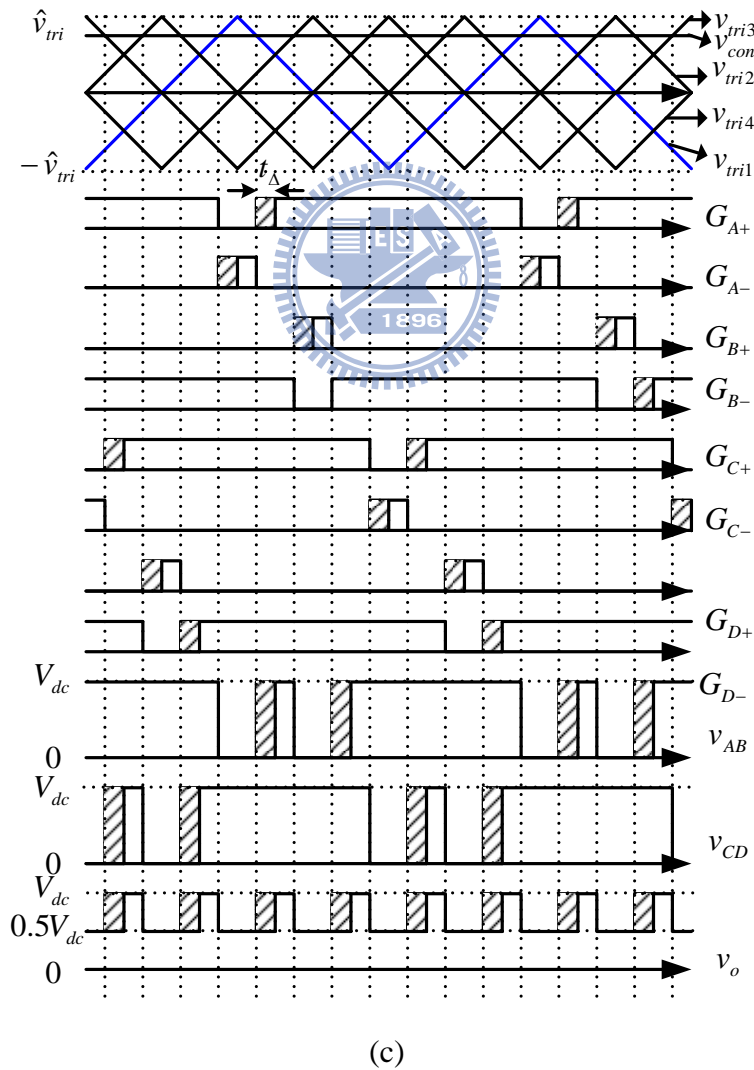
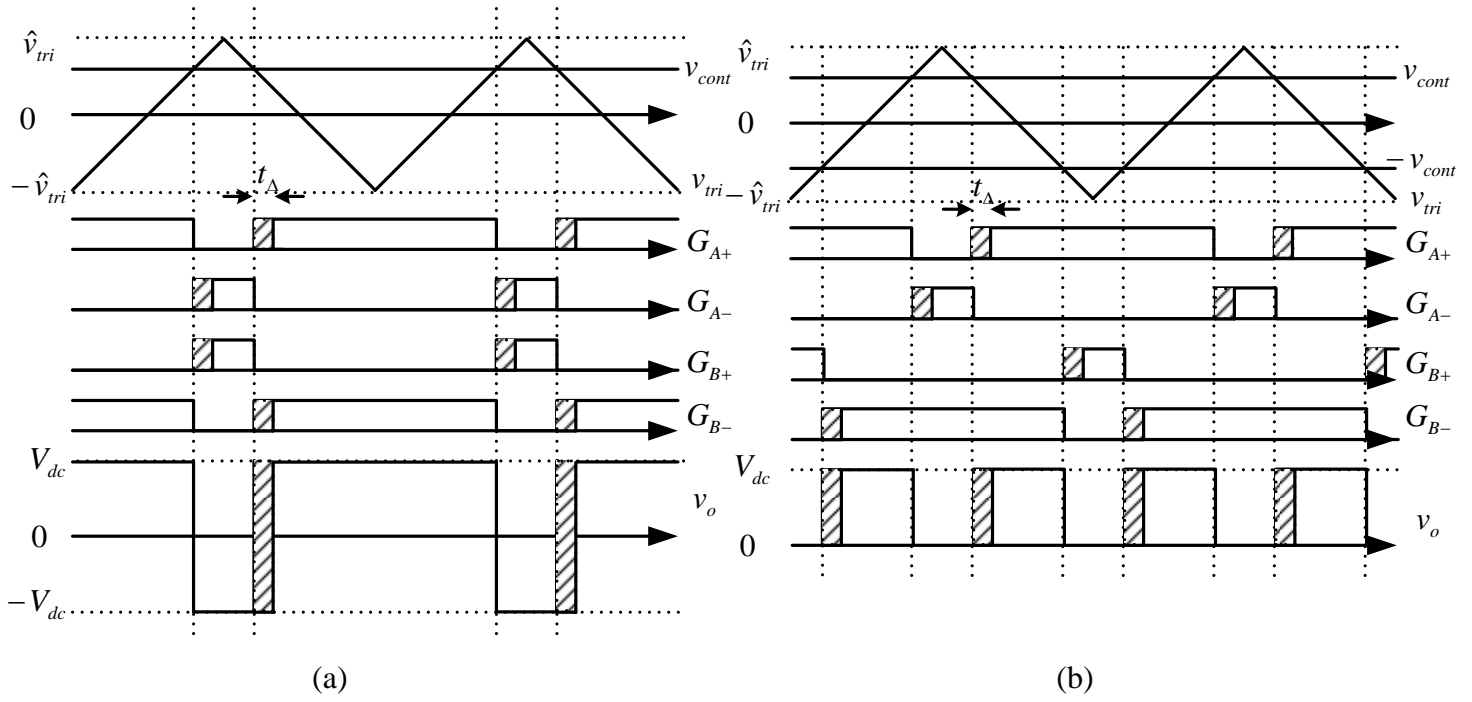


圖 3.11 加入空白時間之(a)雙極切換全橋式反流器; (b)單極切換全橋式反流器; (c)串接全橋式反流器加入空白時間( $i_o > 0$ )

## 第4章

### 數位控制

本章節首先推導空白時間補償器，利用空白時間補償器來消除空白時間的影響，接著利用 PSIM 來模擬全橋式反流器與加入空白時間補償之串接全橋式反流器，藉由模擬來得知空白時間補償之可行性，並且將介紹模擬中使用之參數。

#### 4.1 空白時間的補償

圖 4.1 為本論文之系統架構圖，本論文採用串接全橋式反流器，負載為電動式振動機，脈波寬調變採用混合型載波之單極性脈波寬調變，以此來降低輸出電壓諧波，控制部分電流命令  $i_o^*$  與回授負載電流  $i_o$  進入電流控制器  $G_c(s)$  中，由電流控制器產生控制訊號分別與四組三角波比較產生八組開關訊號，也就是混合型載波之單極性脈波寬調變。

由於空白時間會影響輸出電壓，連帶的也會影響負載電流，造成負載電流的失真，因此本論文加入空白時間補償器，以保證輸出電壓的大小能如(3.1)式所示，輸出電壓與控制命令成正比。

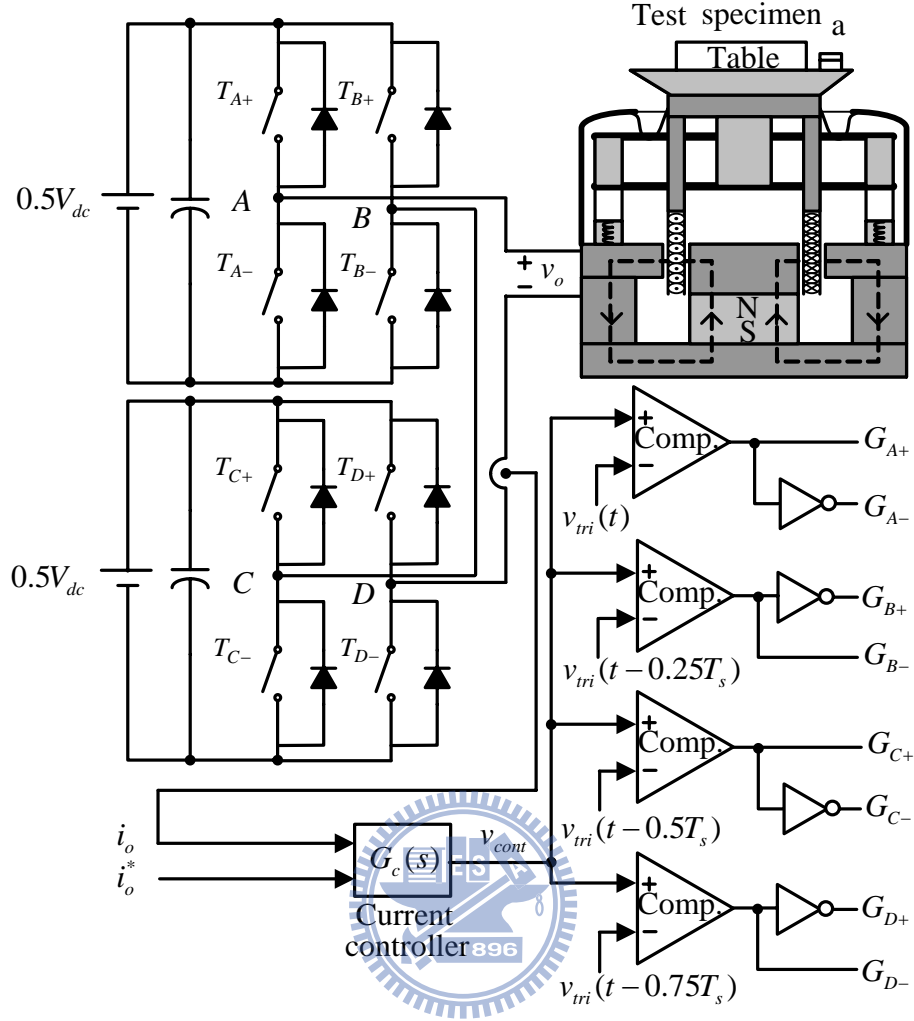


圖 4.1 本論文之系統架構圖

因此本論文定義一補償量  $\Delta v_{cont}$ ，定義如(4.1)式所示，

$$\Delta v_{cont} = 2 \frac{t_{\Delta}}{T_s} \hat{v}_{tri} * \text{sign}(i_o) \quad (4.1)$$

因為空白時間對於輸出電壓的影響與電流方向有關，所以補償量須得知電流的方向，將此補償量與原先計算出來的控制訊號  $v_{cont}'$  相加得到新的控制訊號  $v_{cont}$ ，

$$\begin{aligned} v_{cont} &= v_{cont}' + \Delta v_{cont} \\ &= v_{cont}' + 2 \frac{t_{\Delta}}{T_s} \hat{v}_{tri} * \text{sign}(i_o) \end{aligned} \quad (4.2)$$

利用新的控制訊號來產生新的全橋變流器的輸出電壓  $v_{AB}$  與  $v_{CD}$

$$\bar{v}_{AB} = \bar{v}_{CD} = \left[ \frac{v_{cont}}{\hat{v}_{tri}} - 2 \frac{t_{\Delta}}{T_s} * \text{sign}(i_o) \right] \frac{V_{dc}}{2} \quad (4.3)$$

再將兩者相加可得新的輸出電壓  $v_o$  ，

$$v_o = \bar{v}_{AB} + \bar{v}_{CD} = \left[ \frac{v_{cont}}{\hat{v}_{tri}} - 2 \frac{t_{\Delta}}{T_s} * \text{sign}(i_o) \right] V_{dc} = \frac{v'_{cont}}{\hat{v}_{tri}} V_{dc} \quad (4.4)$$

由(4.4)式可知當加入補償量之後可將有空白時間之項完全消除掉，使輸出電壓正比於控制訊號。

電流控制器如圖 4.2 所示，電流命令  $i_o^*$  與回授負載電流  $i_o$  相減產生誤差訊號  $\varepsilon_i$  ，此誤差訊號經由比例積分器(PI)產生控制訊號  $v'_{cont}$  ，其中比例積分器可用下式表示

$$G_{ci}(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (4.5)$$

控制訊號與空白時間補償器相加得到補償後的控制訊號  $v_{cont}$  ，補償後的控制訊號經由比較器產生開關訊號，再進入串接全橋式反流器產生輸出電壓供給電動式振動機。

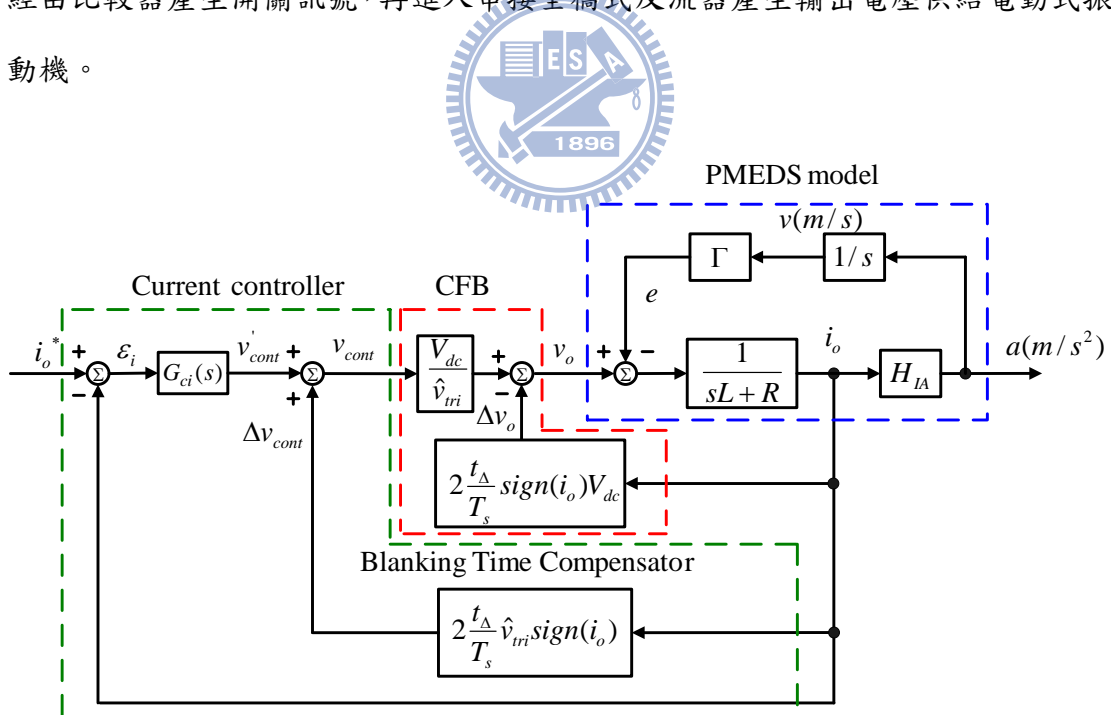


圖 4.2 電動式振動機之空白時間補償電流控制方塊圖

## 4.2 電路模擬

圖 4.3 為加入空白時間補償之串接全橋式反流器 PSIM 模擬圖，圖中包含了串接全橋式反流器、振動機模型及 FPGA 控制迴路，為了使模擬與實作相互配合，在模擬中使用的參數盡可能與實際電路相同。

命令電流  $i_o^*$  與回授電流  $i_o$  相減，經由 PI 控制器的調整，產生  $v_{cont}$  訊號送進脈波寬調變電路，而脈波寬調變電路中的開關訊號為理想的開關訊號，其不具有空白時間，而為了產生有空白時間的開關訊號，必需再使用一個三角波，比原先的三角波延遲一個空白時間，所產生出來的訊號會比原本理想的開關訊號延遲一個空白時間，跟原來理想的開關訊號相減，經相減後的訊號再使用八個比較器，去產生具有空白時間的開關訊號，而所需的空白時間可以由第二個三角波作調整。將具有空白時間的開關訊號送進串接全橋式反流器，經由串接全橋式反流器的開關產生  $v_{AB}$ 、 $v_{CD}$  訊號，再將  $v_{AB}$ 、 $v_{CD}$  訊號相減得到輸出電壓  $v_o$ 。

而由於 PSIM 模擬時使用的參數是電路實際值，而 FPGA 是採用二進位制計算，兩者的單位不同，即不能把電路實際值直接在 FPGA 上使用。若要以 FPGA 作相同之數位控制，必須要經過單位的轉換，所以要先求出電路與 FPGA 定義之間的轉換比值，再將模擬參數乘以轉換比值以進行 FPGA 數位控制，計算過程說明如下：

在 FPGA 中， $m_a$  為 12 位元之暫存器，因此 FPGA 中 0 到 255，代表實際  $m_a$  等於 0 到 1。sin 表共有 1000 筆資料，大小從 100 到 -100，代表實際值等於 1 到 -1，因此在 FPGA 中若  $m_a$  設定為 200，電流命令的大小為

$$\frac{200}{256} \times 100 = 78.43 \quad (4.6)$$

在實際電路中，電流回授使用一個電流感測器，其回授比例為 10A/4V，為了增加解析度，其後端使用放大器放大 3 倍，再接至 8 位元之 AD 轉換器，AD 轉換器可接收 5V 到 -5V 的訊號，因此 5V 所對應到的最大電流為 5/1.2，由以上的訊息可得知 1A 的電流與 FPGA 內部數值的關係為



$$127 \div \frac{5}{1.2} = 30.48 \left( \frac{1}{A} \right) \quad (4.7)$$

為防止上下臂開關同時導通，需要加入空白時間，本論文中空白時間為  $1\mu s$ ， $\hat{v}_{tri} = 100$ ，開關切換頻率為  $50kHz$ ，根據(4.1)式可得  $\Delta v_{cont} = 10$ 。

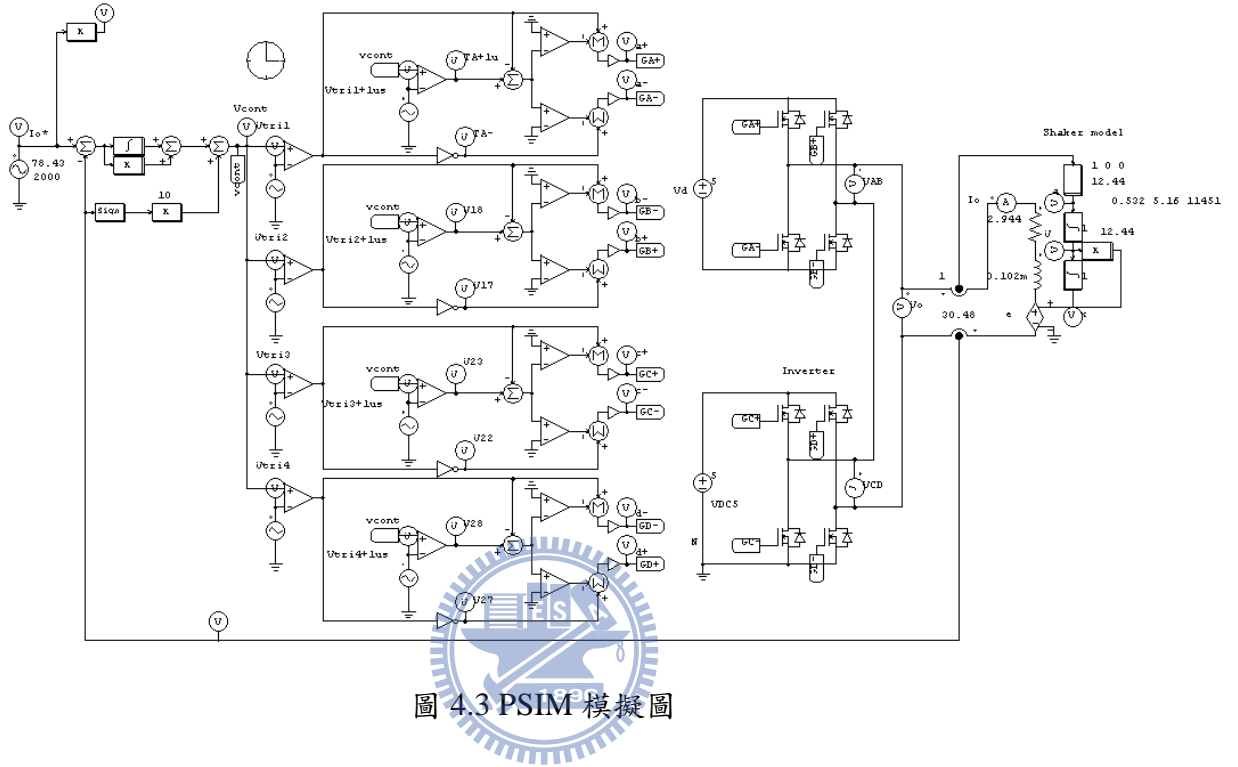


圖 4.3 PSIM 模擬圖

表 5 為本論文模擬電動式振動機所使用之參數，其中電路參數如等效電阻與等效電感會隨著頻率改變而改變，等效電阻會隨著頻率增加而增加，等效電感反而會減少，但機械參數不會隨著頻率而改變。為方便比較，總輸入電壓皆為相同大小，全橋式反流器輸入電壓為  $10V$ ，串接全橋式反流器個別輸入電壓為  $5V$ 。

表 5 參數表

	$R(\Omega)$	$L(mH)$	$k(N/m)$	$c(Ns/m)$	$m(kg)$	$\Gamma(N/A)$
5Hz	1.433	2.032	12299.22	5.43	0.55	12.89
50Hz	1.65	1.1	12299.22	5.43	0.55	12.89
100Hz	1.89	0.81	12299.22	5.43	0.55	12.89
250Hz	2.21	0.337	12299.22	5.43	0.55	12.89
500Hz	2.456	0.258	12299.22	5.43	0.55	12.89
1000Hz	2.7	0.18	12299.22	5.43	0.55	12.89
2000Hz	2.944	0.102	12299.22	5.43	0.55	12.89

圖 4.4 至圖 4.10 為模擬振動頻率 5Hz~2000Hz 之全橋式反流器與空白時間補償之串接全橋式反流器。在 5Hz 時加速度的方向與電流方向相反，這可從圖 2.11 看出， $H_{IA}$  為電流與加速度的轉移函數，而在共振頻率之前，電流與加速度的相位差為 180 度，加載兩個物體之共振頻率約為 23.3Hz，所以在振動頻率小於 23.3Hz 時，電流與加速度均為反相。若振動頻率大於共振頻率，電流與加速度就無相位差，因此圖 4.5 至圖 4.10 的加速度和電流皆同相。

由圖 2.11 可知在共振頻率點時會有最大的加速度，頻率越接近共振頻率，其加速度也就越大，因此若比較圖 4.4 至圖 4.10 會發現在 50Hz 時加速度最大，因為在振動頻率小於共振頻率時的增益較小，而 50Hz 最為接近共振頻率。當振動頻率大於共振頻率時，加速度的增益會逐漸減小，但減小到一定的頻率之後，加速度增益就幾乎為一定值，所以在大於 50Hz 的情況，加速度大約就維持在  $60m/s^2$ ，如圖 4.6 至圖 4.10 所示。

本論文的模擬開關頻率為 50kHz，若振動頻率越高頻，越容易看到電流漣波，觀察圖 4.10 可發現振動頻率在 2kHz 時全橋式反流器的電流漣波就比低頻時明顯很多，其電流漣波頻率為 100kHz，但是若採用串接全橋式反流器，因為電流漣波頻率為開關切換頻率的四倍，因此在相同的振動頻率下電流漣波會小很多。

由模擬圖中可以發現未加入空白時間補償時電流均會提早降至零並且維持一段時間，但加入空白時間補償之後可以消除電流命令接近零時的零電流，使電流變為弦波，表示空白時間補償器確實可以消除空白時間對於輸出電壓的影響。

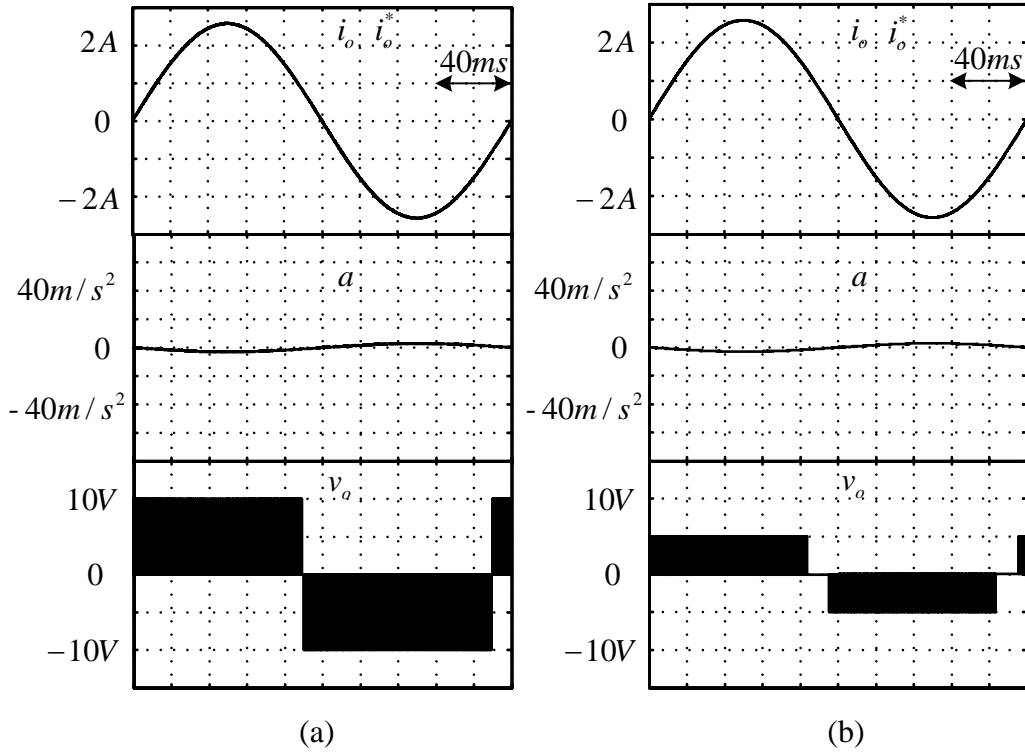


圖 4.4 振動頻率 5Hz (a)全橋式反流器; (b)具空白時間補償迴路之串接全橋式反

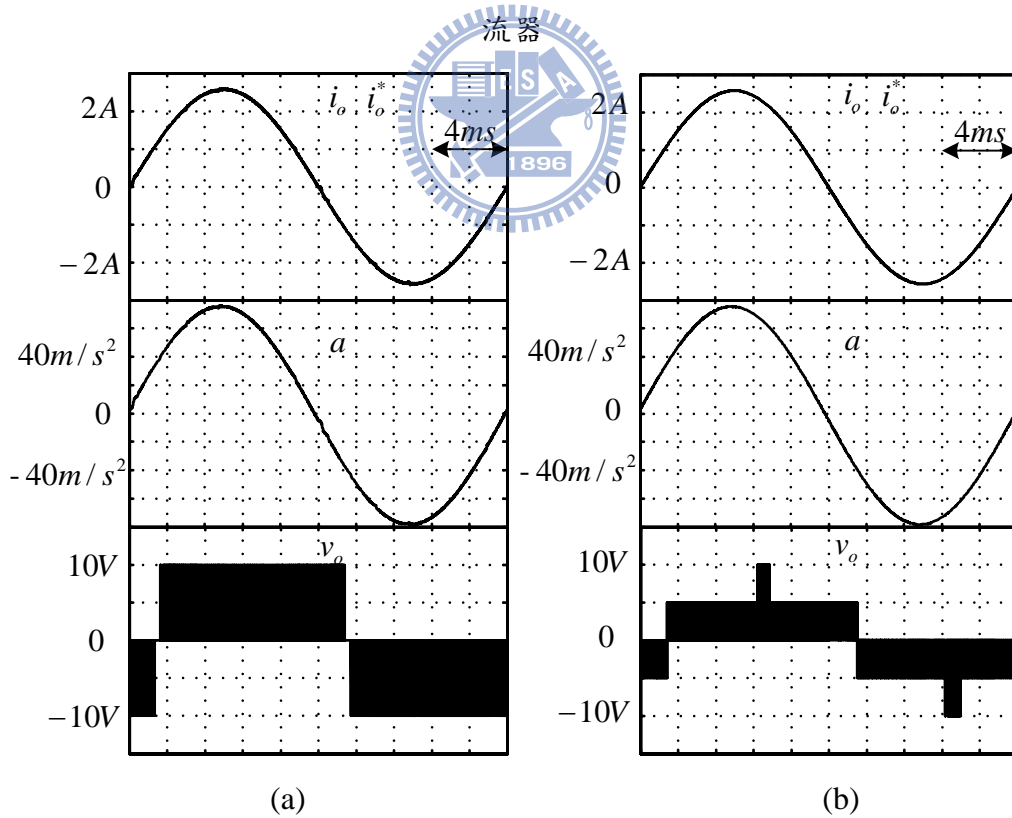


圖 4.5 振動頻率 50Hz (a)全橋式反流器; (b)具空白時間補償迴路之串接全橋式反流器

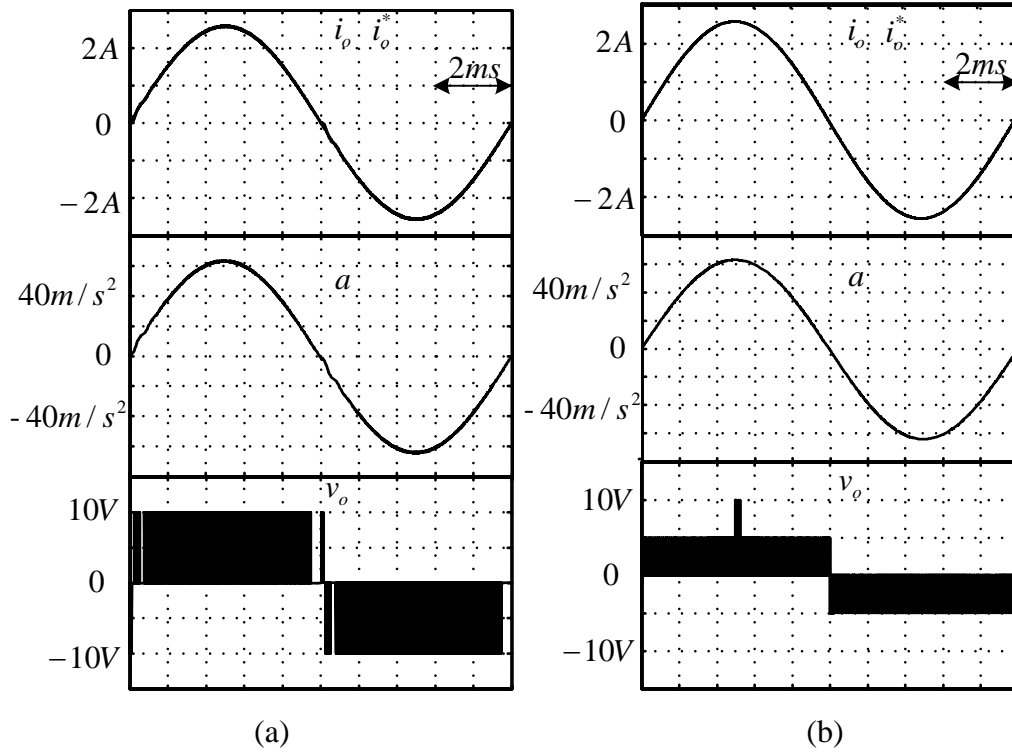


圖 4.6 振動頻率 100Hz (a)全橋式反流器; (b)具空白時間補償迴路之串接全橋式

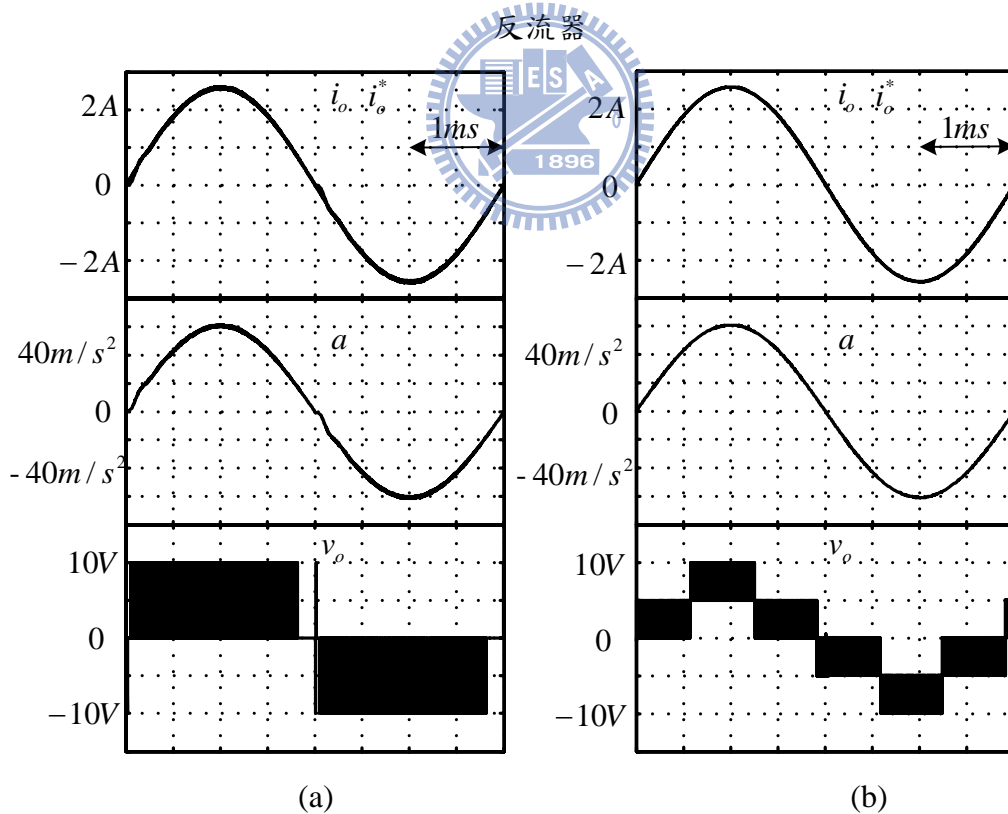


圖 4.7 振動頻率 250Hz (a)全橋式反流器; (b)具空白時間補償迴路之串接全橋式反流器

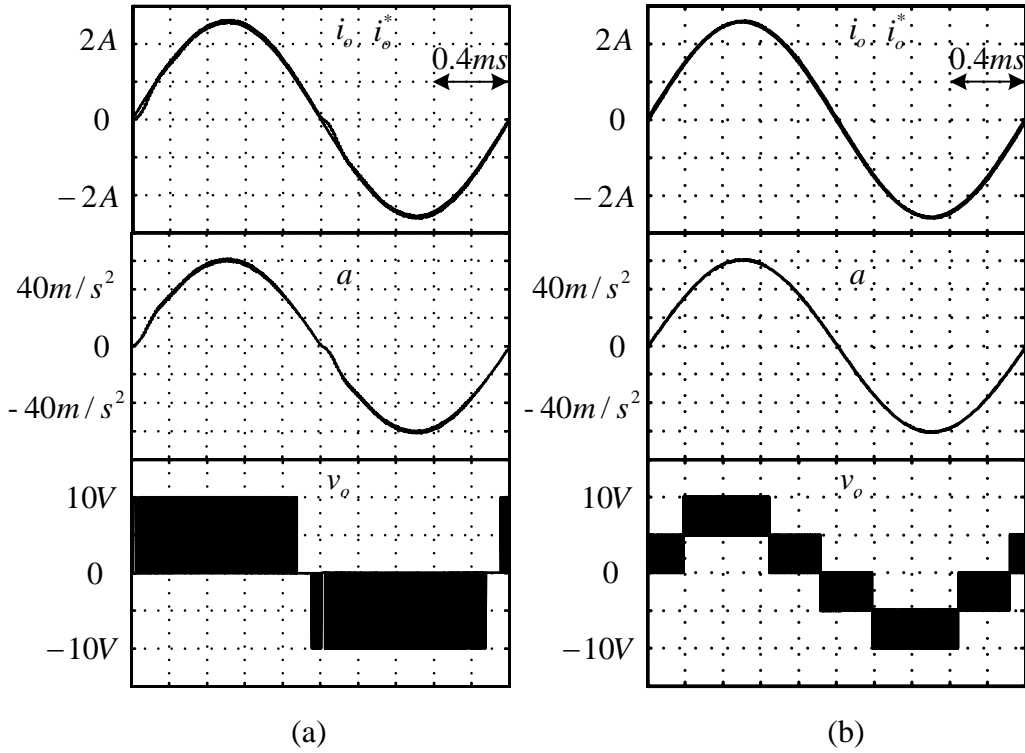


圖 4.8 振動頻率 500Hz (a)全橋式反流器; (b)具空白時間補償迴路之串接全橋式

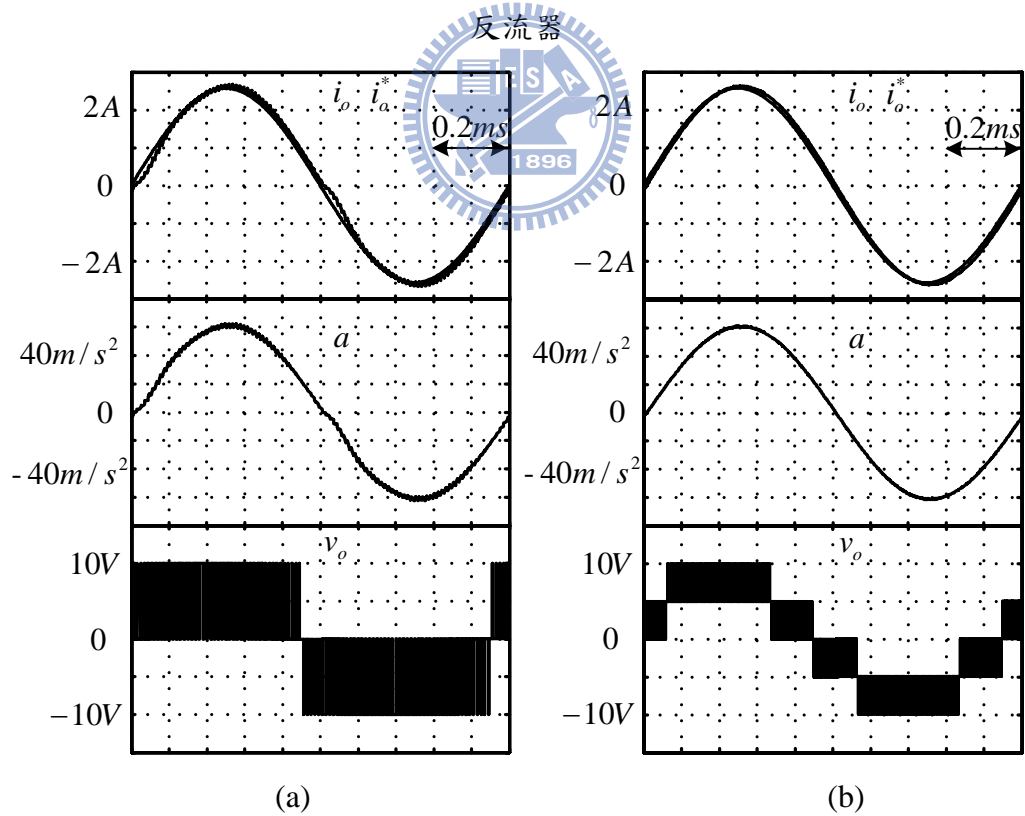


圖 4.9 振動頻率 1000Hz (a)全橋式反流器; (b)具空白時間補償迴路之串接全橋式反流器

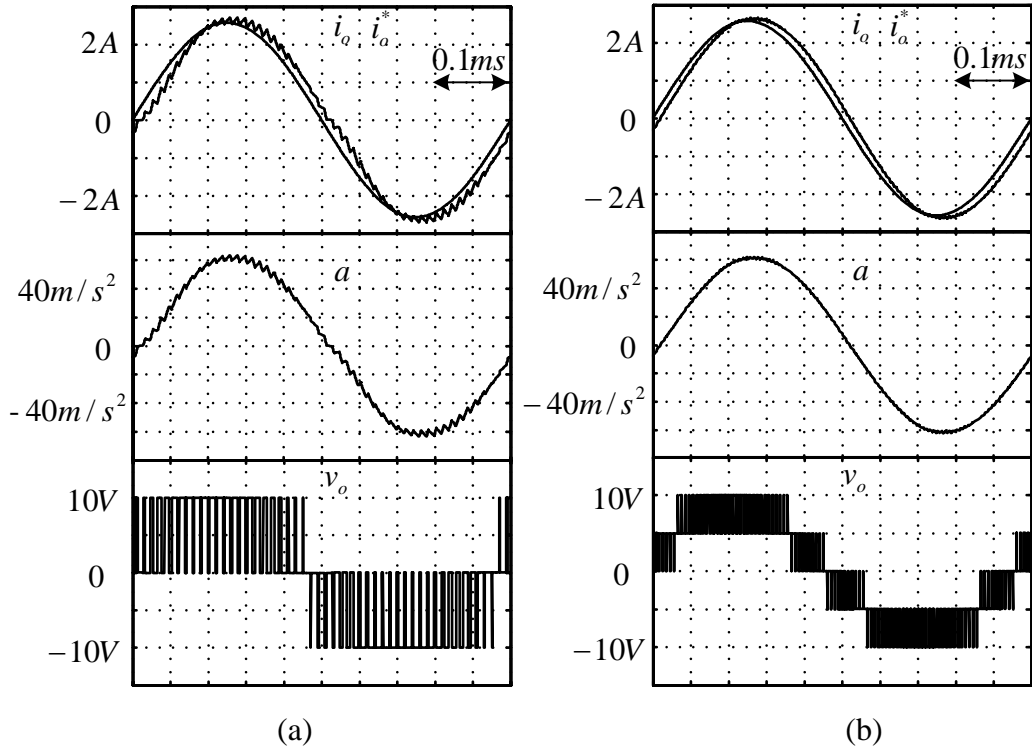


圖 4.10 振動頻率 2000Hz (a)全橋式反流器; (b)具空白時間補償迴路之串接全橋



# 第5章

## 實作

### 5.1 現場可規劃邏輯閘陣列(FPGA)

現場可規劃邏輯閘陣列(Field Programmable Gate Array, FPGA)是一種可規劃邏輯陣列 IC，它提供了「邏輯閘陣列」(Gate Array, GA)元件的特性與「可程式陣列邏輯」(Programmable Array Logic, PAL)元件的規劃彈性，具有以下幾個特點：一、使用者可以規劃任意邏輯電路；二、FPGA 元件可以重複使用燒錄；三、可以快速合成使用者的電路；四、具有完善的軟體可以配合使用。

利用 FPGA 來實現控制系統有著不少優勢在，除了有較高的運算時脈外，其平行運算的能力也相當高。除此之外，利用 FPGA 實現的控制器，其行為亦非常接近等效之類比控制器，而且不但能保留其優點，如無計算上的延遲(No Calculation Delay)、更高的頻寬(Higher Bandwidth)等；更能將其缺點排除，如參數漂移(Parameter Drifting)、較低的積分層級(Poor Level of Integration)。除此之外，FPGA 與其類似功能之 CPLD 做比較亦存在不少優點，在編程上 FPGA 比 CPLD 具有更大的靈活性，且 FPGA 非常適合複雜邏輯結構，這些優勢也讓 FPGA 更適合使用在控制系統上。

FPGA 元件內部主要包含了三大部分，數萬個標準的可程式邏輯單元(Configurable Logic Blocks, CLBs)，排列形成  $N \times N$  的電路矩陣；每個邏輯單元均連接至縱向網路及橫向網路，外部在圍繞一圈輸入輸出單元，如圖 5.1 所示。當電路完成設計後，便可以把產生之電路架構編譯檔下載至 FPGA 中進行連線規劃，成為一顆具有特定功能之 IC。這樣不但縮短了研發時間，同時又擁有多次燒錄等功能，而且也大大增加設計方法上之彈性。

接下來將介紹 FPGA 的設計流程。首先 FPGA 的設計方法有二種，分別為圖形化流程(Schematic Flow)以及硬體描述語言編輯(HDL Editor)，然而近年來電路設計的規模日益龐大複雜，若使用圖形化的設計方法則相當的費時且容易發生錯誤，因此利用硬體描述語言的設計方式成為主流，一般常見的硬體描述語言有 VHDL、Verilog 等，而本論文所使用的為 Verilog。

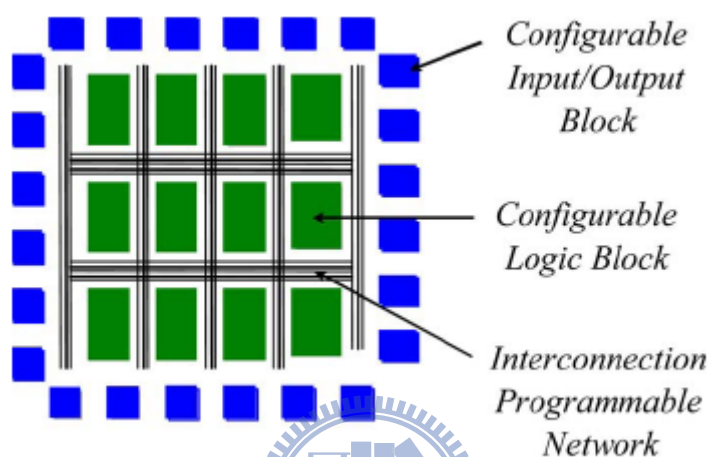


圖 5.1 FPGA 元件基本結構。

將所希望設計的電路利用上述方法完成後，接下來則可以做行為模擬 (Behavior Simulation)及合成後的函數模擬(Function Simulation)，藉此可以了解所設計的電路功能是否正確。驗證功能正確後，就可以進行時序模擬(Timing Simulation)，模擬電路在燒入 FPGA 後，所造成延遲是否符合需求。

本論文所使用之現場可規劃邏輯陣列發展板，型號為 UBD-Spartan3-ST3。其核心為 Xilinx 公司研製，型號為 Spartan-3 XC3S200，並配合 Xilinx ISE 9.2i 之軟體進行電路之撰寫及模擬。此核心內含 3840 個 4 輸入 LUT(Look-Up Table)及 D 型正反器(D-type Flip-Flop)，封裝為 PQFP 208 隻腳位，其中供使用者使用的腳位有 141 隻。此外，還包含了有 12 個 18K-bits 的 Block RAMs，12 個 18 乘 18 的硬體乘法器。實驗板上則提供 4 個指撥開關及 LED 介面，4 個七段顯示器及 40MHz 之石英震盪器等。



## 5.2 實作電路

本小節將會介紹本論文所使用的實作電路，從主電路、閘極驅動電路、類比數位轉換器到數位類比轉換器，圖 5.2 為本論文之整體系統架構圖，圖 5.3 為實作電路圖。

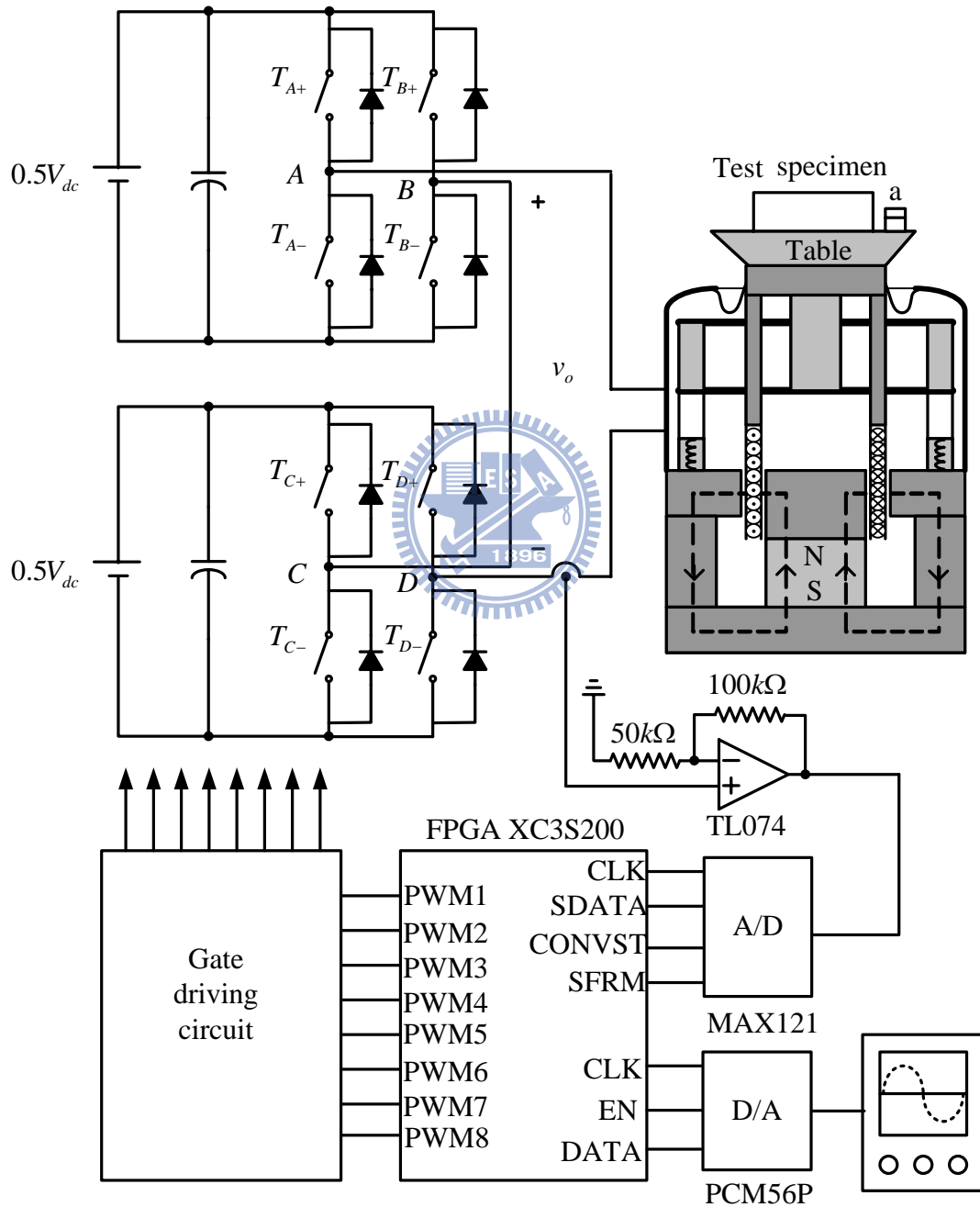


圖 5.2 系統架構圖

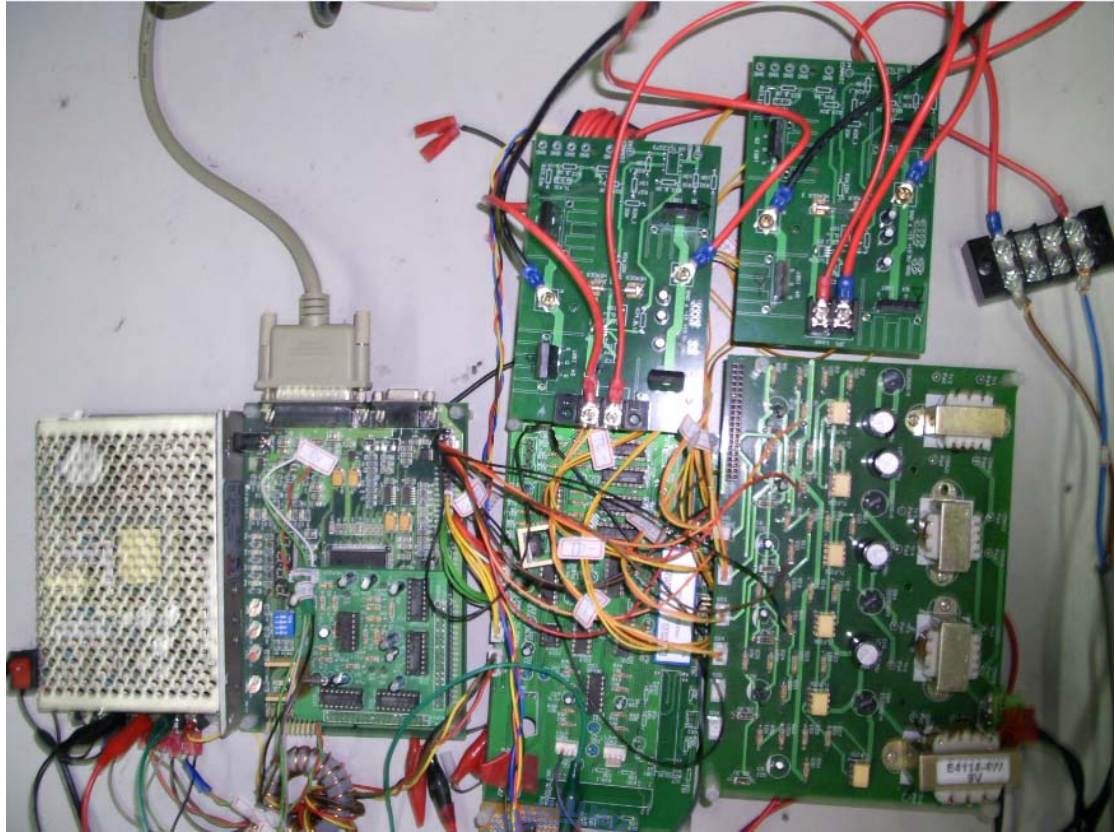


圖 5.3 實做電路

### 5.2.1 主電路

本論文之主電路採用串接全橋式反流器，其為兩組全橋式反流器串接而成，如圖 5.4 所示，兩組 5V 獨立輸入電壓源，開關採用 IRF260N，開關切換頻率 50kHz，圖 5.5 為電動式振動機的負載，電動式振動機為 Ling Dynamic System 公司製造，V406 型(最大隨機振動力為 89N)，如圖 5.6 所示，電流迴授採用 NNC-10GA 感測，規格 100A/4V 繞 10 匝，感測訊號經由 A/D 電路再進入 FPGA 處理，加速度迴授採用加速規 480E09。

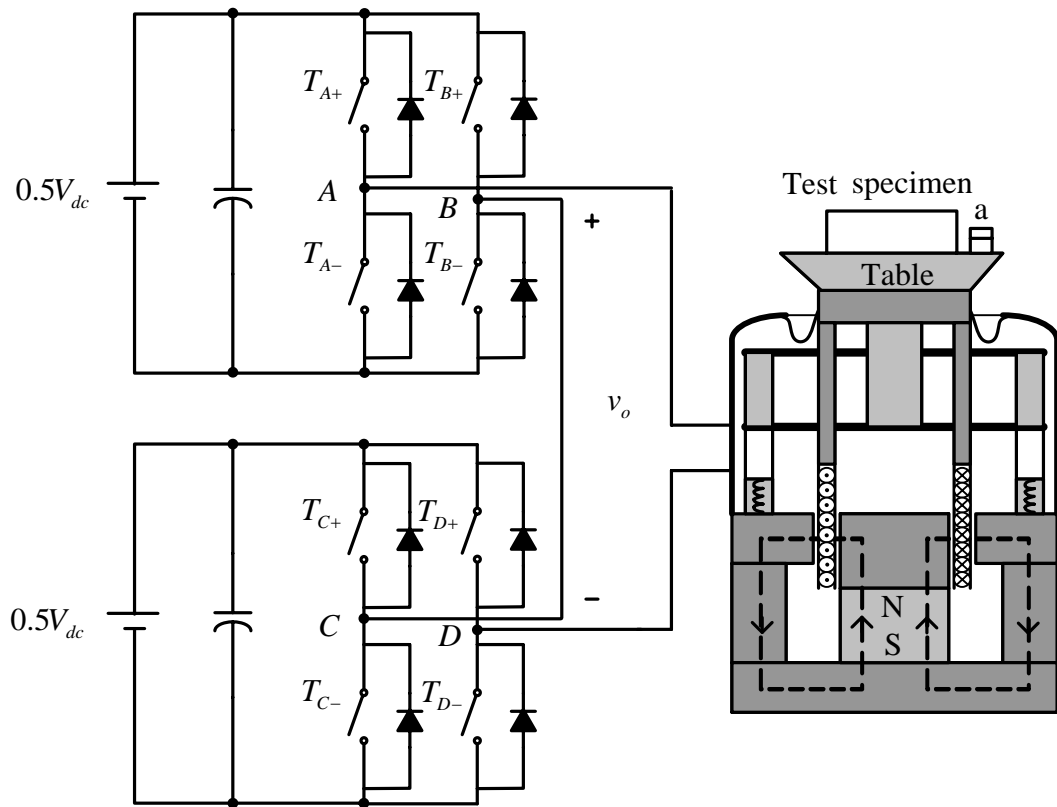


圖 5.4 主電路



圖 5.5 振動機負載



圖 5.6 振動機與加速規

### 5.2.2 閘極驅動電路(Gate driving circuit)

一般控制器無法直接推動主電路之開關，均會在控制電路與主電路之間再加入閘極驅動電路，且為了安全起見，閘極驅動電路會加入光耦合 IC，使主電路和控制電路隔離，萬一主電路燒毀時不會影響至控制電路。

如圖 5.7 所示，由 FPGA 設計好的 PWM 開關訊號聯結到開關驅動電路，用以驅動主電路中的 Power MOS 開關訊號，其架構是由一個 TLP250 光耦合 IC 作為隔離的用途，在輸入 PWM 為高電位時，腳位 8、6 將會導通，因此透過後級電路的設計可以使 Gate 端與 Source 端產生大約 16V 的電壓使 IGBT 導通，而當輸入 PWM 為低電位時，腳位 6、5 將會導通而此時可以使 Gate 端與 Source 端產生約 -8V 的電壓，完全使 IGBT 截止。

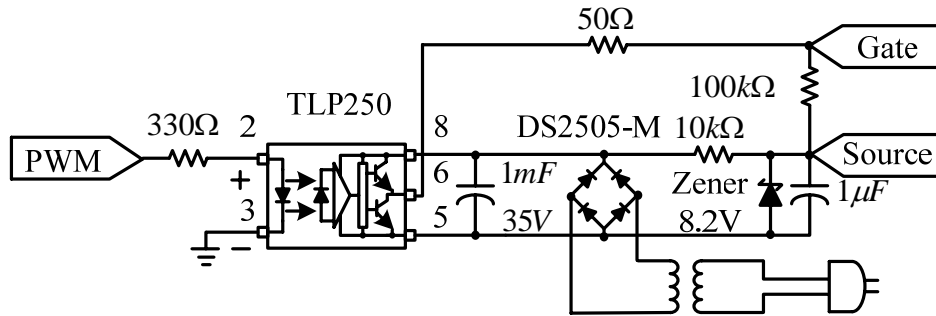


圖 5.7 閘極驅動電路

### 5.2.3 類比數位轉換器(A/D)

類比數位轉換器的功能主要是將類比訊號轉為數位訊號到控制器作處理，在本論文中，類比數位轉換器透過電流感測器 NNC-10GA 將電動式振動機的電流回授至 FPGA，為了提升類比數位轉換器的解析度，中間利用一顆放大器將輸入訊號放大 3 倍，如圖 5.8 所示，類比數位轉換器採用 MAX121，MAX121 可轉換 -5V~+5V 的電壓。

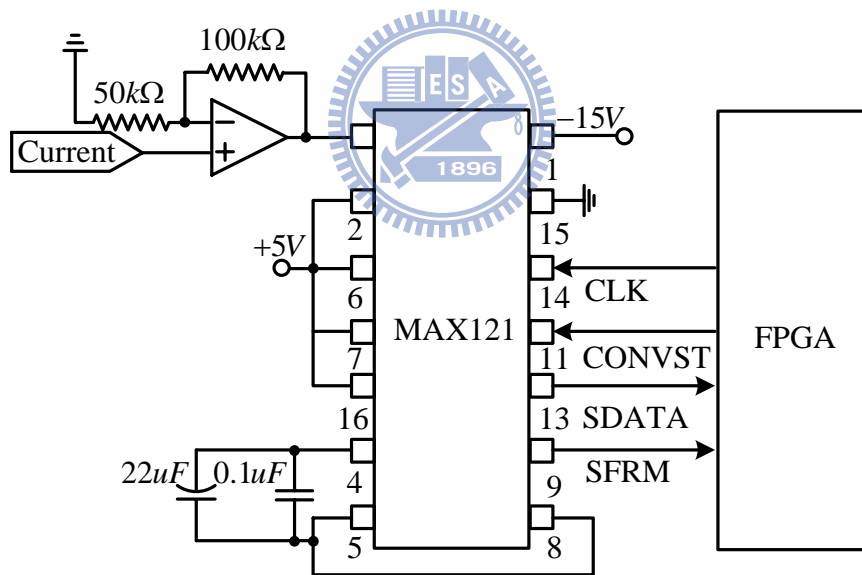


圖 5.8 類比數位轉換器

### 5.2.4 數位類比轉換器(D/A)

數位類比轉換器的功能主要是將數位訊號轉換為類比訊號，在本論文中數位類比轉換器的功能主要用來觀察 FPGA 內部訊號，以方便除錯及觀察波形，本論文採用四組數位類比轉換器，因此可以一次觀察四組訊號。

D/A 轉換器電路組成如圖 5.9 所示，首先由 FPGA 內部的 D/A 模組給予

PCM59P 數位類比轉換器有特殊涵義的訊號，經過一個反相放大器將 PCM59P 輸出的  $\pm 3V$  放大到  $\pm 10V$  再給予示波器觀測。

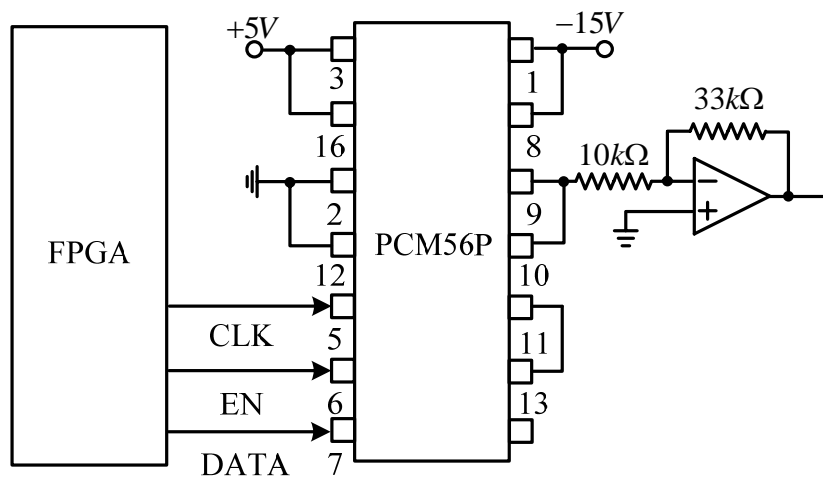


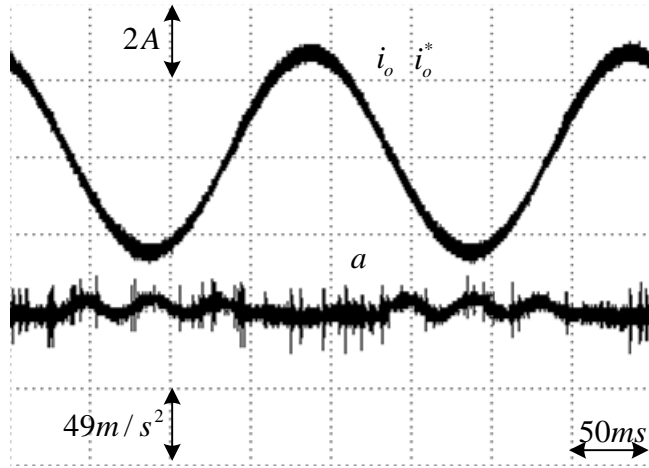
圖 5.9 數位類比轉換器

### 5.3 實作波形

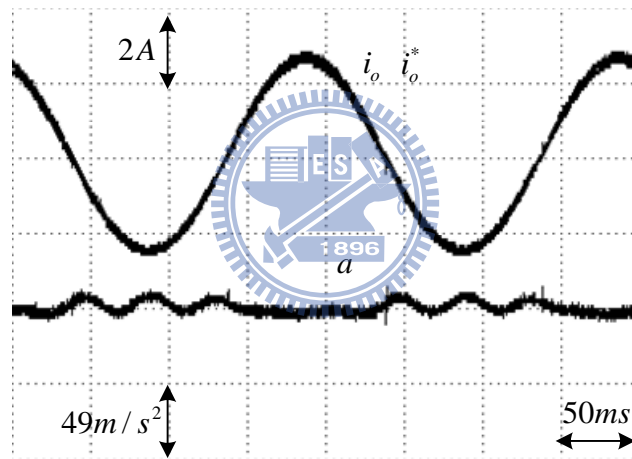
圖 5.10 到圖 5.14 為不同振動頻率之實作波形，包含了全橋式反流器與空白時間補償之串接全橋式反流器，實作中低頻的電流追隨能力較高頻為佳，振動頻率越高頻電流追隨得越差。

全橋式反流器的電流頻率為 100kHz，而串接全橋式反流器的電流頻率為 200kHz，如實作波形所示，不管是在何種振動頻率下全橋式反流器的電流漣波明顯較串接全橋式反流器高。

從實作圖中可以看出加入空白補償之後縮短了電流為零的時間，使電流更接近弦波，改善在電流命令小時空白時間對於輸出電壓的影響，證實了空白時間補償器可以改善空白時間的影響。而在低頻的部分由於電流本身就已經是弦波了，所以空白時間補償器在低頻時的效果較不明顯。振動頻率在高頻時因為接近另一機械共振頻率  $f_{o,am}$ ，因此在加速度中有約 10kHz 的振動頻率。

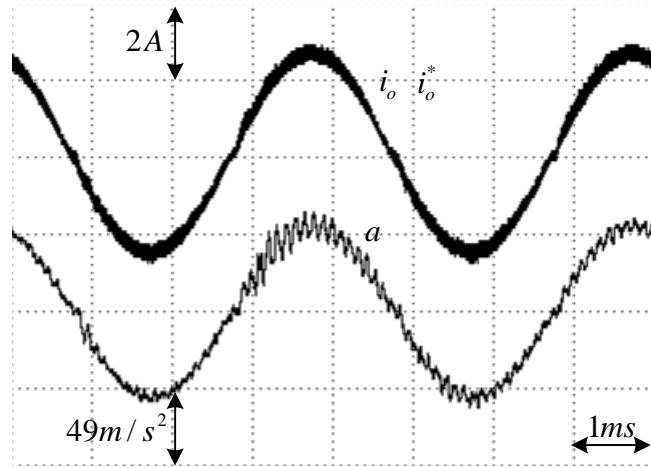


(a)

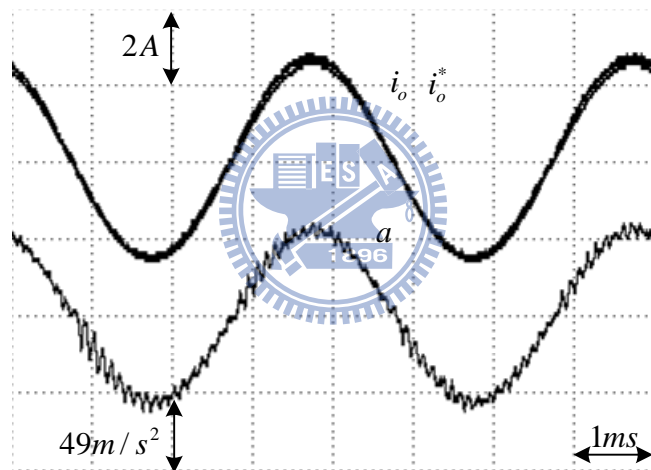


(b)

圖 5.10 振動頻率 5Hz (a)全橋式反流器; (b)空白時間補償之串接全橋式反流器



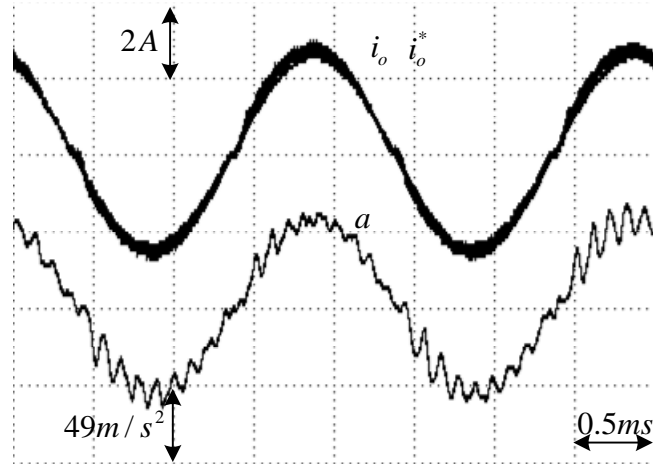
(a)



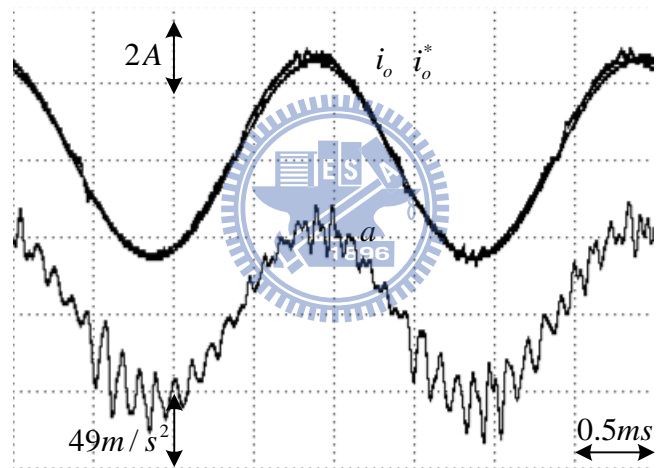
(b)

圖 5.11 振動頻率 250Hz (a)全橋式反流器; (b)空白時間補償之串接全橋式反流器



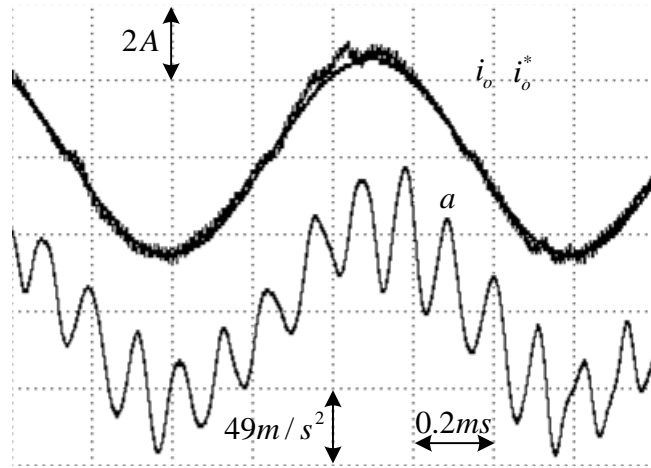


(a)

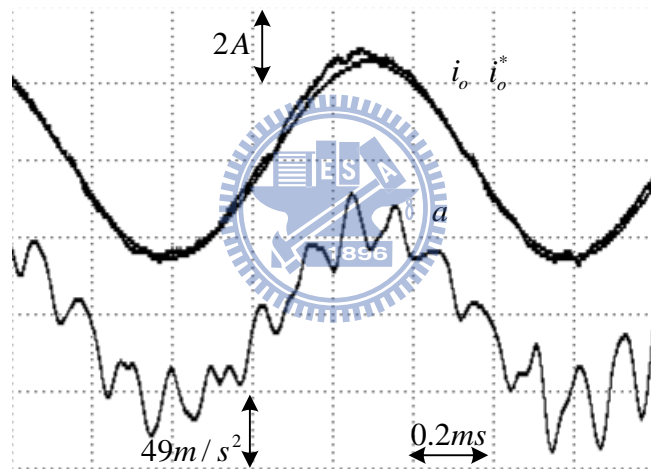


(b)

圖 5.12 振動頻率 500Hz (a)全橋式反流器; (b)空白時間補償之串接全橋式反流器

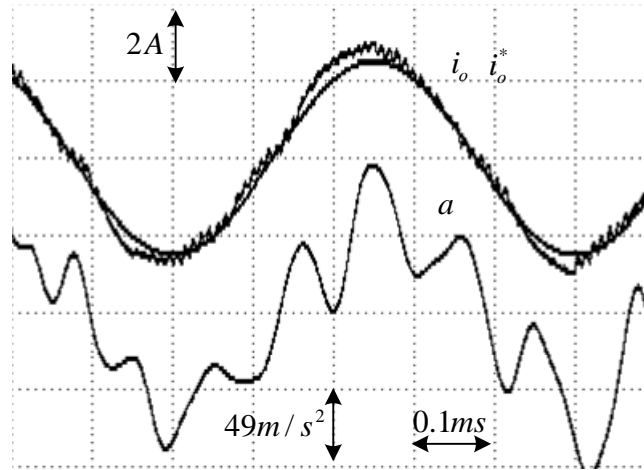


(a)

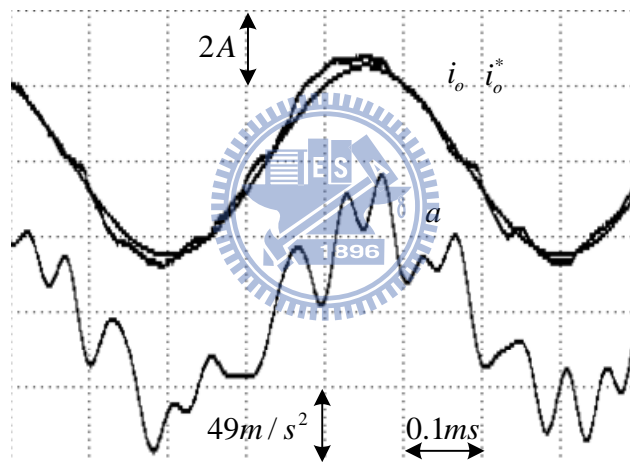


(b)

圖 5.13 振動頻率 1000Hz (a)全橋式反流器; (b)空白時間補償之串接全橋式反流器



(a)



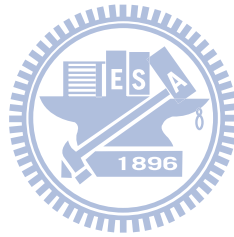
(b)

圖 5.14 振動頻率 2000Hz (a)全橋式反流器; (b)空白時間補償之串接全橋式反流器

## 第6章

### 結論

傳統線性功率放大器具有效率低、重量重和體積大等缺點，這些缺點可藉由使用切換式反流器來改善，一般切換式反流器採用全橋式反流器來實現，而本論文以串接全橋式反流器實現電動式振動機之電流追隨，串接全橋式反流器可以降低電流漣波也可以減少電壓諧波，本論文還加入了空白時間補償器來補償為了避免上下臂開關短路的空白時間，空白時間補償器可完整補償因為空白時間造成的電壓損失或增加，由模擬及實作圖可以發現空白時間補償器對於改善電流波形非常有效，可以使電流更接近弦波。



## 參考文獻

- [1] C. M. Harris, Shock and Vibration Handbook, New York : McGraw-Hill, 1998.
- [2] K. G. McConnell, Vibration Testing-Theory and Practice, New York : John Wiley & Sons, 1995.
- [3] T. H. Chen and C. M. Liaw, "Vibration acceleration control of an inverter-fed electrodynamic shaker," IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, Vol. 4, No. 1, pp. 60-70, Mar. 1999.
- [4] J. Salmon, L. Wang, N. Noor, and A. W. Krieger, "A Carrier-Based Unipolar PWM Current Controller That Minimizes the PWM-Cycle Average Current-Error Using Internal Feedback of the PWM Signals," IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 22, No. 5, pp. 1708-1718, Sep. 2007.
- [5] R. Liu, C. C. Mi, and D. W. Gao, "Modeling of Eddy-Current Loss of Electrical Machines and Transformers Operated by Pulsewidth-Modulated Inverters," IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 44, No. 8, pp. 2021-2028, Aug. 2008.
- [6] I. Colak, E. Kabalci, R. Bayindir and S. Sagiroglu, "The Design and Analysis of a 5-Level Cascaded Voltage Source Inverter with Low THD," POWERENG Conf., pp 575-580, Lisbon, Mar. 2009.
- [7] A. A. Sneineh, M. Y. Wang, and K. Tian, "A Hybrid Capacitor-Clamp Cascade Multilevel Converter," IEEE IECON, pp. 2031-2036, Paris, Nov. 2006.
- [8] V. K. Chinnaiyan, J. Jerome, J. Karpagam, and T. Suresh, "Control techniques for multilevel voltage source inverters," IPEC, pp 1023-1028, Singapore, Dec. 2007.
- [9] P. Panagis, F. Stergiopoulos, P. Marabeas, and S. Manias, "Comparison of state

- of the art multilevel inverters,” IEEE PESC, pp 4296-4301, Rhodes, Jun. 2008.
- [10] L. D. Flora and H. A. Grundling, “Time domain sinusoidal acceleration controller for an electrodynamic shaker,” IET Control Theory Appl., Vol. 2, No. 12, pp. 1044-1053, Dec. 2008.
- [11] L. D. Flora and H. A. Grundling, “Adaptive Acceleration Control of an AC Power Source-Fed Electrodynamic Shaker” Industry Applications Conf., pp. 1831-1836, New Orleans, Sep. 2007.
- [12] T. H. Chen, K. C. Huang and C. M. Liaw, “High-frequency switching-mode power amplifier for shaker armature excitation“ IEE Proceedings Electric Power Applications, pp. 415-422, Nov. 1997.
- [13] P. Karuppanan, K. K. Mahapatra, “FPGA based cascaded multilevel pulse width modulation for single phase inverter” Environment and Electrical Engineering International Conf., pp. 273-276, Prague, May 2010.