

國立交通大學

電控工程研究所

碩士論文

以 DSP 為主之電動式振動機數位化控制

DSP-Based Digital Control for Electrodynamic Shaker



研究生：林育慶

指導教授：陳鴻祺博士

中華民國九十八年九月

以 DSP 為主之電動式振動機數位化控制

DSP-Based Digital Control for Electrodynamic Shaker

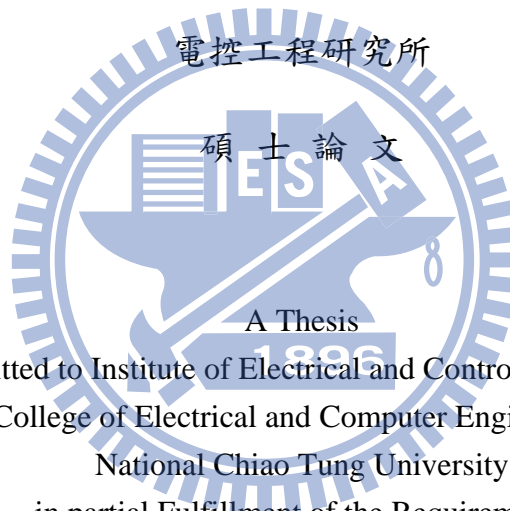
研究生：林育慶

Student：Yu-Ching Lin

指導教授：陳鴻祺

Advisor：Hung-Chi Chen

國立交通大學



A Thesis

Submitted to Institute of Electrical and 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 and Control Engineering

July 2009

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十八年九月

以 DSP 為主之電動式振動機數位化控制

研究生：林育慶

指導教授：陳鴻祺 博士

國立交通大學電控工程研究所

摘要

傳統的電動式振動機測試系統主要是由線性功率放大器予以供電激勵，優點是諧波小，缺點是效率低、體積大，重量重。因此本論文就是要改善其缺點，採用全橋電路架構及使用 TI 的 TMS320F2812 DSP 模組電路以全數位化來設計控制器，而在實作上空白時間在高頻會對其電流追隨影響其大，故藉由本論文所提之空白時間補償控制器補償後，使其達到和線性功率放大電路有其同樣的輸出性能，最後並以 PSIM 模擬軟體及實作來驗證確實有達到其目地。

DSP-Based Digital Control for Electrodynamic Shaker

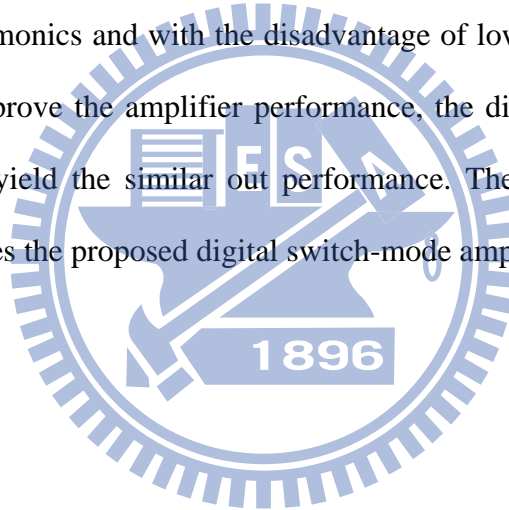
Student : Yu-Ching Lin

Advisor : Hung-Chi Chen

Institute of Electrical and Control Engineering
National Chiao Tung University

Abstract

The conventional electrodynamic system is fed by linear amplifier with the advantage of low output voltage harmonics and with the disadvantage of low efficiency, large volume and weight. In order to improve the amplifier performance, the digital switch-mode amplifier is used in this thesis to yield the similar out performance. The simulation and experimental results also demonstrates the proposed digital switch-mode amplifier.



誌謝

能夠完成這本論文，首先要感謝我的指導教授陳鴻祺博士，在我研究所二年的過程中，不論在研究上或生活上皆給予我指導。當我在研究遇到瓶頸、開始迷惘的時候，總能適時地指引方向，讓我能夠繼續前進；老師在研究上的嚴謹態度及熱忱，亦對我產生極大的影響，對老師的感謝，不是三言二語可以形容。在此特別感謝口試委員廖德誠教授及徐保羅教授給予本論文的批評指教及寶貴意見，使得本論文更加的完整。

在研究所二年的生活中，要感謝的人太多。首先感謝子揚學長、奕謙學長在研究和生活上都能給我指導和意見；感謝曄舜同學、崇賢學弟在DSP上的互相指教；感謝曾經跟我一起鑽研電動式振動機的昭男學弟；感謝庠澤同學、任浩同學常常開車帶著研究室同學們出去散心，辛苦你們了，感謝志杰同學、子安學弟，有你們的研究室真是歡樂無限；感謝貼心的智豪學弟，還有研究室最認真的振宇學弟以及新進來的威諭學弟和宏和學弟。研究室有大家共同的回憶，是我二年來最大的收穫。此外也要感謝大學同學澤豪、豹哥、阿勇、柏良、朝傑、胖胖，常常來新竹找我談心，陪我渡過許多難忘的日子，有你們真好；感謝青青文服的夥伴們，常常給我打氣、鼓勵；感謝表哥和表嫂在新竹對我的照顧及幫忙；感謝嘿美在這二年來遠距離的關心與問候；感謝妹妹柔柔在生活上與我相互扶持，在我低潮時的鼓勵及意見。要感謝的人實在太多、繁不及載。感謝老天的安排，讓我遇見你們，這一路一起扶持成長的過程和磨練，都將成為我人生中無可取代的回憶。

最後感謝最愛我最疼我的老媽、以及幫我分析事情及給我許多意見的老爸，還有教我許多人生大道理的奶奶及已故的爺爺，有你們的支持是我在學二年最大的動力，使我可以無後顧之憂的完成學業。

目錄

摘要	i
Abstract.....	ii
誌謝	iii
圖目錄	vi
表目錄	xi
第一章 簡介	1
1.1 研究動機	1
1.2 電動式振動機	2
1.3 本論文架構	3
1.4 文獻回顧	5
第二章 電動式振動機動態模式建立	7
2.1 簡介	7
2.2 主導方程式	7
2.3 電流源激勵之頻率響應特性	11
2.4 以線性功率放大器實測振動機之特性	12
2.5 電流源激勵動態模式參數之估測	20
2.5.1 機械參數之估測	20
2.5.2 電樞線圈之電性參數	22
第三章 電動式振動機之數位化控制	23
3.1 簡介	23
3.2 反流器之設計	23
3.3 電流控制	28
3.3.1 磁滯電流控制 PWM.....	28
3.3.2 定頻電流控制 PWM.....	29
3.3.3 空白時間(dead time)影響	29
3.4 所提電流控制器	43
第四章 模擬驗證	46
4.1 PSIM 模擬軟體	46
4.2 理想電源	48
4.2.1 理想電壓源	48
4.2.2 理想電流源	55
4.3 電流迴授之訊號與參數	62

4.4 電流模擬結果	64
第五章 實作結果	72
5.1 數位訊號處理(DSP)	72
5.2 實作電路	73
5.2.1 電力電路(Power Circuit)	75
5.2.2 數位類比轉換電路(A/D Circuit & D/A Circuit)	76
5.2.3 閘極驅動電路	77
5.3 電流實作結果	78
5.4 掃頻實作結果	90
第六章 結論	92
參考文獻	93



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 電動式振動機測試系統組成方塊圖	5
圖 2.1 電動式振動機之機電等效電路	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 實測振動機架構圖	12
圖 2.4 實測頻率為 5Hz 之波形圖	13
圖 2.5 實測頻率為 20Hz 之波形圖	14
圖 2.6 實測頻率為 100Hz 之波形圖	14
圖 2.7 實測頻率為 500Hz 之波形圖	15
圖 2.8 實測頻率為 1000Hz 之波形圖	15
圖 2.9 實測頻率為 2000Hz 之波形圖	16
圖 2.10 H_{IA} 增益圖與相位圖	17
圖 2.11 H_{VA} 增益圖與相位圖	18
圖 2.12 電樞電阻與電感值	22
圖 3.1 全橋式反流器	24
圖 3.2 單極性電壓切換	26
圖 3.3 單極性電壓切換頻譜分析	27
圖 3.4 磁滯電流控制 PWM：(a)電路架構及示意圖；(b)控制架構	28
圖 3.5 定頻電流控制 PWM 之控制架構	29
圖 3.6 空白時間 t_{Δ} 之效應	31
圖 3.7 t_{Δ} 對 v_o 的影響	32
圖 3.8 t_{Δ} 對正弦波輸出之影響	32
圖 3.9 三角波開關訊號($i_A > 0$)：(a)理想；(b)具有空白時間	34

圖 3.10 三角波開關訊號($i_A < 0$) : (a)理想 ; (b)具有空白時間.....	35
圖 3.11 鋸齒波開關訊號($i_A > 0$) : (a)理想 ; (b)具有空白時間.....	37
圖 3.12 鋸齒波開關訊號($i_A < 0$) : (a)理想 ; (b)具有空白時間.....	38
圖 3.13 三角波電壓輸出訊號模擬圖 : (a) $i_A > 0$; (b) $i_A < 0$	39
圖 3.14 鋸齒波電壓輸出訊號模擬圖 : (a) $i_A > 0$; (b) $i_A < 0$	40
圖 3.15 三角波電壓輸出訊號實作圖 : (a) $i_A > 0$; (b) $i_A < 0$	41
圖 3.16 鋸齒波電壓輸出訊號實作圖 : (a) $i_A > 0$; (b) $i_A < 0$	42
圖 3.17 電流控制反流器供電振動機系統	43
圖 3.18 反流器供電振動機之電流控制方塊圖	44
圖 3.19 加入空白時間補償控制器之控制方塊圖	45
圖 4.1 PSIM 功能模組概圖	46
圖 4.2 理想電壓源 PSIM 模擬電路圖	48
圖 4.3 理想電壓源 5Hz 模擬波形 : (a)無載 ($m=0.221\text{kg}$) ; (b)加載($m=0.532\text{kg}$)	49
圖 4.4 理想電壓源 20Hz 模擬波形 : (a)無載 ($m=0.221\text{kg}$) ; (b)加載($m=0.532\text{kg}$)	50
圖 4.5 理想電壓源 100Hz 模擬波形 : (a)無載 ($m=0.221\text{kg}$) ; (b)加載($m=0.532\text{kg}$)	51
圖 4.6 理想電壓源 500Hz 模擬波形 : (a)無載 ($m=0.221\text{kg}$) ; (b)加載($m=0.532\text{kg}$)	52
圖 4.7 理想電壓源 1000Hz 模擬波形 : (a)無載 ($m=0.221\text{kg}$) ; (b)加載($m=0.532\text{kg}$)	53
圖 4.8 理想電壓源 2000Hz 模擬波形 : (a)無載 ($m=0.221\text{kg}$) ; (b)加載($m=0.532\text{kg}$)	54
圖 4.9 理想電流源 PSIM 模擬電路圖	55
圖 4.10 理想電流源 10Hz 模擬波形 : (a)無載 ($m=0.221\text{kg}$) ; (b)加載($m=0.532\text{kg}$)	56
圖 4.11 理想電流源 20Hz 模擬波形 : (a)無載 ($m=0.221\text{kg}$) ; (b)加載($m=0.532\text{kg}$)	57
圖 4.12 理想電流源 30Hz 模擬波形 : (a)無載 ($m=0.221\text{kg}$) ; (b)加載($m=0.532\text{kg}$)	58
圖 4.13 理想電流源 100Hz 模擬波形 : (a)無載 ($m=0.221\text{kg}$) ; (b)加載($m=0.532\text{kg}$)	59
圖 4.14 理想電流源 1000Hz 模擬波形 : (a)無載 ($m=0.221\text{kg}$) ; (b)加載($m=0.532\text{kg}$)	60
圖 4.15 理想電流源 2000Hz 模擬波形 : (a)無載 ($m=0.221\text{kg}$) ; (b)加載($m=0.532\text{kg}$)	61
圖 4.16 空白時間補償之 PSIM 模擬電路圖	62

圖 4.17 k_{pwm} 方塊圖	64
圖 4.18 模擬所得頻率為 10Hz 之弦波電流追隨特性及由其激勵所生之加速度： (a)未加補償器(m=0.221kg)；(b)加補償器(m=0.221kg)； (c)未加補償器(m=0.532kg)；(d)加補償器(m=0.532kg)	66
圖 4.19 模擬所得頻率為 20Hz 之弦波電流追隨特性及由其激勵所生之加速度： (a)未加補償器(m=0.221kg)；(b)加補償器(m=0.221kg)； (c)未加補償器(m=0.532kg)；(d)加補償器(m=0.532kg)	67
圖 4.20 模擬所得頻率為 30Hz 之弦波電流追隨特性及由其激勵所生之加速度： (a)未加補償器(m=0.221kg)；(b)加補償器(m=0.221kg)； (c)未加補償器(m=0.532kg)；(d)加補償器(m=0.532kg)	68
圖 4.21 模擬所得頻率為 100Hz 之弦波電流追隨特性及由其激勵所生之加速度： (a)未加補償器(m=0.221kg)；(b)加補償器(m=0.221kg)； (c)未加補償器(m=0.532kg)；(d)加補償器(m=0.532kg)	69
圖 4.22 模擬所得頻率為 1000Hz 之弦波電流追隨特性及由其激勵所生之加速度： (a)未加補償器(m=0.221kg)；(b)加補償器(m=0.221kg)； (c)未加補償器(m=0.532kg)；(d)加補償器(m=0.532kg)	70
圖 4.23 模擬所得頻率為 2000Hz 之弦波電流追隨特性及由其激勵所生之加速度： (a)未加補償器(m=0.221kg)；(b)加補償器(m=0.221kg)； (c)未加補償器(m=0.532kg)；(d)加補償器(m=0.532kg)	71
圖 5.1 系統示意圖	73
圖 5.2 實作電路照片	74
圖 5.3 電力電路	75
圖 5.4 輸入訊號轉換電路	76
圖 5.5 D/A 轉換電路	77
圖 5.6 閘極驅動電路	77

圖 5.7 量測所得頻率為 5Hz 之弦波電流追隨特性及由其激勵所生之加速度：

(a)未加補償器(m=0.221kg)；(b)加補償器(m=0.221kg)；

(c)未加補償器(m=0.377kg)；(d)加補償器(m=0.377kg)；

(e)未加補償器(m=0.532kg)；(f)加補償器(m=0.532kg)..... 79

圖 5.8 量測所得頻率為 10Hz 之弦波電流追隨特性及由其激勵所生之加速度：

(a)未加補償器(m=0.221kg)；(b)加補償器(m=0.221kg)；

(c)未加補償器(m=0.377kg)；(d)加補償器(m=0.377kg)；

(e)未加補償器(m=0.532kg)；(f)加補償器(m=0.532kg)..... 80

圖 5.9 量測所得頻率為 20Hz 之弦波電流追隨特性及由其激勵所生之加速度：

(a)未加補償器(m=0.221kg)；(b)加補償器(m=0.221kg)；

(c)未加補償器(m=0.377kg)；(d)加補償器(m=0.377kg)；

(e)未加補償器(m=0.532kg)；(f)加補償器(m=0.532kg)..... 81

圖 5.10 量測所得頻率為 30Hz 之弦波電流追隨特性及由其激勵所生之加速度：

(a)未加補償器(m=0.221kg)；(b)加補償器(m=0.221kg)；

(c)未加補償器(m=0.377kg)；(d)加補償器(m=0.377kg)；

(e)未加補償器(m=0.532kg)；(f)加補償器(m=0.532kg)..... 82

圖 5.11 量測所得頻率為 40Hz 之弦波電流追隨特性及由其激勵所生之加速度：

(a)未加補償器(m=0.221kg)；(b)加補償器(m=0.221kg)；

(c)未加補償器(m=0.377kg)；(d)加補償器(m=0.377kg)；

(e)未加補償器(m=0.532kg)；(f)加補償器(m=0.532kg)..... 83

圖 5.12 量測所得頻率為 50Hz 之弦波電流追隨特性及由其激勵所生之加速度：

(a)未加補償器(m=0.221kg)；(b)加補償器(m=0.221kg)；

(c)未加補償器(m=0.377kg)；(d)加補償器(m=0.377kg)；

(e)未加補償器(m=0.532kg)；(f)加補償器(m=0.532kg)..... 84

圖 5.13 量測所得頻率為 100Hz 之弦波電流追隨特性及由其激勵所生之加速度：

(a)未加補償器(m=0.221kg)；(b)加補償器(m=0.221kg)；

- (c)未加補償器(m=0.377kg)；(d)加補償器(m=0.377kg)；
- (e)未加補償器(m=0.532kg)；(f)加補償器(m=0.532kg)..... 85

圖 5.14 量測所得頻率為 250Hz 之弦波電流追隨特性及由其激勵所生之加速度：

- (a)未加補償器(m=0.221kg)；(b)加補償器(m=0.221kg)；
- (c)未加補償器(m=0.377kg)；(d)加補償器(m=0.377kg)；
- (e)未加補償器(m=0.532kg)；(f)加補償器(m=0.532kg)..... 86

圖 5.15 量測所得頻率為 500Hz 之弦波電流追隨特性及由其激勵所生之加速度：

- (a)未加補償器(m=0.221kg)；(b)加補償器(m=0.221kg)；
- (c)未加補償器(m=0.377kg)；(d)加補償器(m=0.377kg)；
- (e)未加補償器(m=0.532kg)；(f)加補償器(m=0.532kg)..... 87

圖 5.16 量測所得頻率為 1000Hz 之弦波電流追隨特性及由其激勵所生之加速度：

- (a)未加補償器(m=0.221kg)；(b)加補償器(m=0.221kg)；
- (c)未加補償器(m=0.377kg)；(d)加補償器(m=0.377kg)；
- (e)未加補償器(m=0.532kg)；(f)加補償器(m=0.532kg)..... 88

圖 5.17 量測所得頻率為 2000Hz 之弦波電流追隨特性及由其激勵所生之加速度：

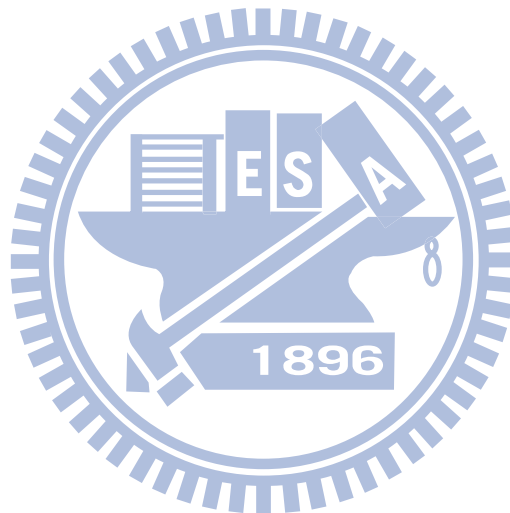
- (a)未加補償器(m=0.221kg)；(b)加補償器(m=0.221kg)；
- (c)未加補償器(m=0.377kg)；(d)加補償器(m=0.377kg)；
- (e)未加補償器(m=0.532kg)；(f)加補償器(m=0.532kg)..... 89

圖 5.18 量測掃頻 5Hz~2000Hz 之弦波電流追隨特性及由其激勵所生之加速度：

- (a)未加補償器(m=0.221kg)；(b)加補償器(m=0.221kg)；
- (c)未加補償器(m=0.377kg)；(d)加補償器(m=0.377kg)；
- (e)未加補償器(m=0.532kg)；(f)加補償器(m=0.532kg)..... 91

表目錄

表 1.1 參考文獻分類	6
表 2.1 特定頻率所量測之加速度峰值	13
表 2.2 H_{IA} 之極點與零點	17
表 2.3 H_{VA} 之極零點表	19
表 3.1 電樞電流在 DSP 的對應表	63
表 5.1 開關特性時間規格表	75



第一章

簡介

1.1 研究動機

近幾年來，隨著時代的進步，工商業的發達，高科技產業已逐漸進入奈米化、精密化，而產品愈小愈精緻時，對於振動的靈敏度要求就愈高，而振動機是振動實驗測試不可或缺的電子設備[1~3]。而機械的振動測試通常是去研究振動的影響和去估測物質和結構的物理特性以及機械能夠接受振動程度的範圍。其應用的範圍從太空到汽車，運輸工業、建築、電子產品、大型機械和包裝，而最普通的用途與生產控制、動態特性和環境測試有關[1]。產品的振動試驗主要的目的[4]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。振動測試控制之主要任務為使振動平台負載待測物時，依照所定之規格準確的振動。因此，在從事振動測試控制中，應該力求可以準確控制振動平台(Vibration table)的振動行為。在控制上，一般直接以加速規感測加速度訊號，而所需的速度以及位移再藉由積分得到。

振動機正弦波振動試驗通常都以可控制頻率之交流電流源經線性功率放大器激勵電樞線圈，再配以適當之加速度回授控制，雖然線性功率放大器作為電樞之激勵源，具有可產生寬廣變頻低諧波之振動特性，但其轉換效率低、體積及重量均大為其缺點。而以 PWM 之開關切換控制電動式振動機是最近十年的趨勢[10,11]，加上數位化控制慢慢的受到重視，故本論文將研究以 TI 的 TMS320F2812 DSP 模組電路以全數位化來設計控制器，再配以良好之電流控制 PWM 之開關切換控制來實現電動式振動機正弦波振動試驗，以用來改善線性功率放大器之缺點，並獲得良好的電流追隨特性及其所激勵之加速度。

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[1~3]。而本論文所採用的電動式電動機為 Ling Dynamic Systems (LDS)公司之 V406 電動式電動機，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(Vibration table)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。

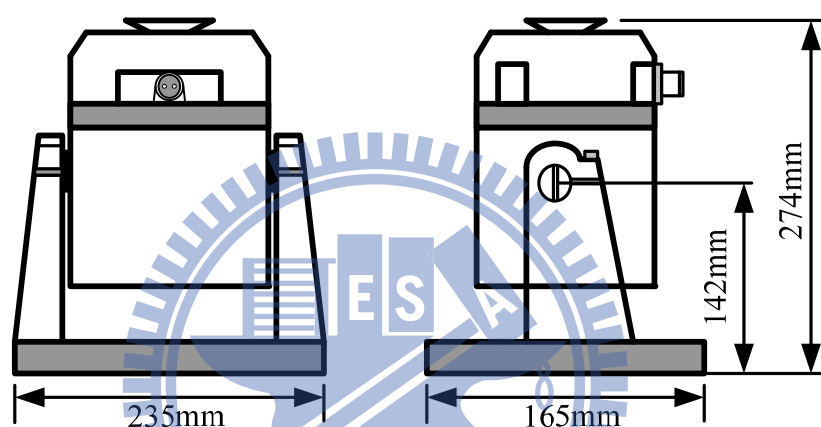


圖 1.1 電動式振動機 V406/8 實體圖

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上，而本論文之主要目的在於從事 DSP 及切換式全橋電路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下，再以 DSP 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。

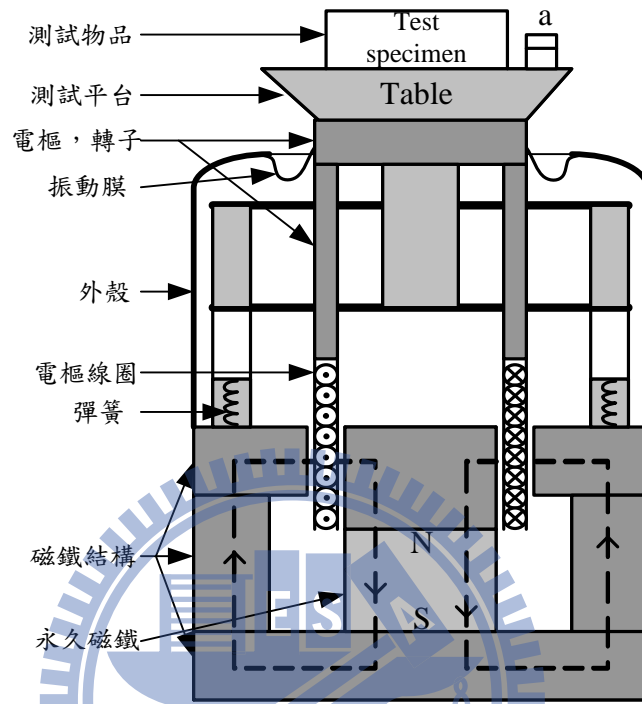


圖 1.2 電動式振動機 V406 之結構圖

1.3 本論文架構

激勵振動機電樞線圈的電源需具備以下幾點：(1)能避開機械共振的低電流失真。(2)在寬頻率範圍(5~2000Hz)內能產生良好弦波振動測試特性及有好的電流追隨響應。(3)適當的額定功率。而本論文以全橋電路架構就可達到上述目的，以 TI 的 TMS320 F2812 DSP 模組電路來設計電流的控制架構中，並不需要太多復雜的控制器，而以一簡單的空白時間補償控制器，就可以有良好的電流追隨。

圖 1.3 為一典型之電動式弦波振動機測試系統組成之方塊圖，主要由可控頻率之交流電流源經線性功率放大器激勵電樞線圈，再配以適當之加速度回授控制。線性功率放大器作為電樞之激勵源，具有可產生寬廣變頻低諧波之振動特性，但其轉換效率低、體積及重量均大。為了克服這些缺點，可採全橋電路作為電樞之激勵源，然而全橋供電之

電動式振動機推動易受到電流諧波之影響，必須配以良好的電流控制 PWM 調控技巧，而本論文以 TI 的 TMS320 F2812 DSP 模組電路用全數位化方式計算處理，產生 PWM 訊號，再以驅動電路放大訊號，推動全橋電路供電電動式振動機，將可取代傳統線性功率放大器作為振動機激勵源之能力，並有良好的加速度及電流追隨特性。而一個具良好弦波振動操控特性之變頻供電電動式振動機已被研製於[12]，與本論文最大不同處則是以全數位化進行研製。

本論文所採用的振動機為雙端式振動機[5-9]，首先必需推導電動式振動機的動態模式，還有電動式振動機之機械參數及電樞線圈電性參數的估測。本論文旨在從事全橋供電之電動式振動機弦波測試系統的建立，而為了得到良好的全橋驅動操作及振動測試性能，需徹底的了解電動式振動機之結構特徵，為了更瞭解電動式振動機，本論文還利用 Dynamic Signal Analyzer(DSA)進行掃頻得到振動機 V406 之轉移函數及其極、零點分佈，以致於讓電動式振動機之機械參數及電樞線圈電性參數的估測更為準確。

接下來的電流控制切換控制器[10-20]，以 TI 的 TMS320 F2812 DSP 模組電路來設計全數位化控制器。而欲使全橋供電之電動式振動機具有媲美線性功率放大器供電之振動測試性能，就必需妥善設計其電流控制 PWM 切換控制機構，使電線圈電流具有低失真弦波且快速響應特性。而此全橋電路架構採用定頻式電流控制且單極性電壓 PWM 切換方式，以獲得更好的電流及加速度追隨特性。在電流控制方面，並不需要太多複雜的控制器，而以一簡單的空白時間補償控制器，就足以得到良好的電流追隨。

本論文另外收集了外迴路加速度控制[21-29]，採用多迴路控制方式，迴授振動機之電樞電流及其所激勵之加速度，而加速度控制器採用命令前向控制器及具強健性之擾動前向控制器來輔助迴控制器。

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。第三章全數位化控制器，介紹全橋電路架構，以及電流控制 PWM 調控技巧，並詳細介紹以全數位化之電流空白時間補償控制器之設計[30]。第四章為實作電路部分，主要包含電力電路(POWER CIRCUIT)、數位類比轉換電路(A/D CIRCUIT & D/A CIRCUIT)、閘極驅動電路(GATE DRIVING CIRCUIT)，其各電路將本

章將作詳細介紹。第五章為實作結果，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。最後第六章做一些結論，並提出後續的研究建議。

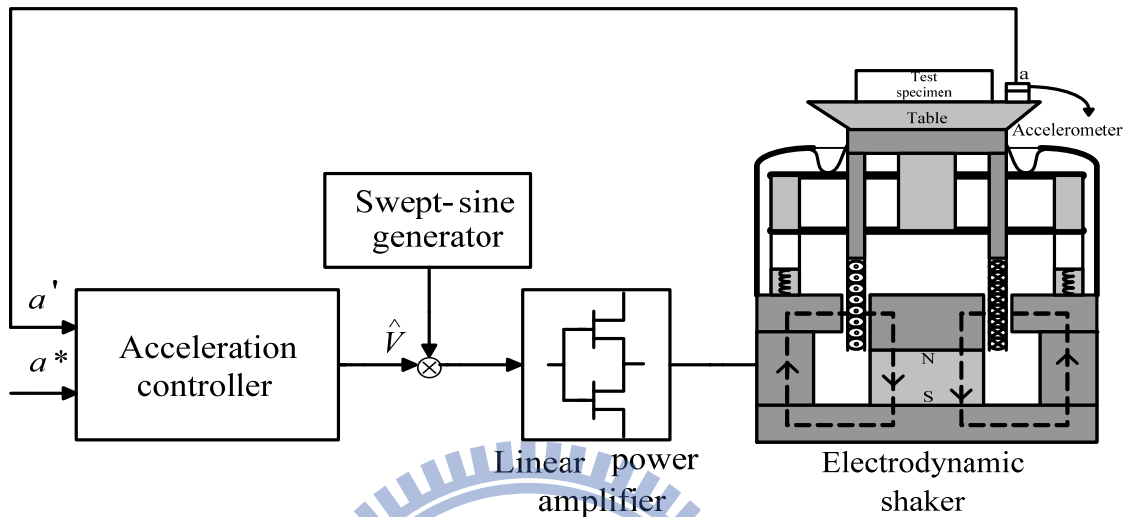


圖 1.3 電動式振動機測試系統組成方塊圖

1.4 文獻回顧

參考文獻為表 1.1 所示，其中打勾(V)為其文獻與其功能之對應，打問號(?)則是參考文獻未提到其功能。表 1.1 為近十年來，對於振動機所提出之論文所作出之比較，發現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，致今尚未出現全數位化的控制器架構，本論文就是用全數位化做為控制器架構，以 TI 的 TMS320 F2812 DSP 模組電路來設計控制器。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。而數位也有必需克服及突破的地方，以 TMS320 F2812 DSP 來說只有 16Bit，所以可以處理的數學就有限，且還有溢位的問題，都是必需來克服的。而在輸出電壓加上 LC 濾波器是為了讓輸出電壓的訊號更為漂亮，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及加速度迴路作為迴授訊號，取得的訊號經由 A/D 電路，再進入 DSP 做訊號處理，可以參考[12,13]。而在自由度(Degrees Of Freedom, DOF)上參考資料上[12,13,21,22,23,24,25,26]皆採用單一自由度，而僅[27]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。

表 1.1 參考文獻分類

	[12]	[13]	[21]	[22]	[23]	[24]	[25]	[26]	[27]
With LCfilter	V		V	V	?	V	V	V	?
Without LCfilter		V							
a,i loop	V	V			?				
a,v loop			V	V		V	V		V
A,i,v loop								V	
1DOF	V	V	V	V	V	V	V	V	
2DOF									V
Digital and analog controller	?			V	?		?	?	V
Analog controller		V	V			V			

第二章

電動式振動機動態模式建立

2.1 簡介

本章節的目地在於推導電動式振動機的動態模式，還有電動式振動機之機械參數及電樞線圈電性參數的估測。本論文旨在從事全橋供電之電動式振動機弦波測試系統的建立，而為了得到良好的全橋驅動操作及振動測試性能，需徹底的了解電動式振動機之結構特徵，為了更瞭解電動式振動機，本論文還利用 Dynamic Signal Analyzer(DSA)進行掃頻得到振動機 V406 之轉移函數及其極、零點分佈，以致於讓電動式振動機之機械參數及電樞線圈電性參數的估測更為準確。而主導方程式的公式推導過程中，還導出電壓源激勵模式及電流源激勵模式，電壓源激勵模式其電流命令在頻率 5Hz~2000Hz 追隨下相當良好，但電壓源激勵模式卻深受電樞參數之電阻值及電感值影響使得控制架構複雜許多；相較之下，電流源激勵模式不受應電勢及電樞參數之電阻值及電感值的影響，且其控制架構相對簡單，若以 TI 的 TMS320F2812 DSP 模組電路來設計其控制器比較實際及可行，故本論文採用電流源激勵模式。在第四章會建立 PSIM 模擬電路來驗證其所建立系統的正確性。

2.2 主導方程式

要分析電動式振動機的主導方程式，首先必需先從彈簧機械系統分析起，可以參考文獻[12,22]，由圖 2.1 知振動機之電樞線圈所產生之電磁力 f_{em} ，及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：

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

$$e = Blv = \Gamma v \quad (2.2)$$

其中

f_{em} : 電樞線圈產生的線性力量

B : 磁通密度

l : 電樞線圈作用導體的有效長度

i_o : 電樞線圈電流

$\Gamma = Bl$: 力量產生常數

e : 感應電動勢

v : 測試平台振動垂直速度

假設振動位移小，則應用彈簧虎克定律，彈簧之恢復力可以表示為：

$$f_{sp} = -kx \quad (2.3)$$

又通常物體(質量)在空氣中移動之摩擦力與速度成正比，摩擦力可以表示為：

$$f_f = -c(dx/dt) = -cv \quad (2.4)$$

其中負號代表此摩擦力與速度反向。根據牛頓第二運動定律 $f = ma$ 可得：

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

將(2.1) (2.3) (2.4)式所述之力量之定義代入(2.5)式可得：

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

其中

f_{sp} : 彈簧之恢復力

f_f : 摩擦力

m : 測試平台的質量

c : 阻尼係數

k : 彈簧係數

x : 從參考位置移動之位移

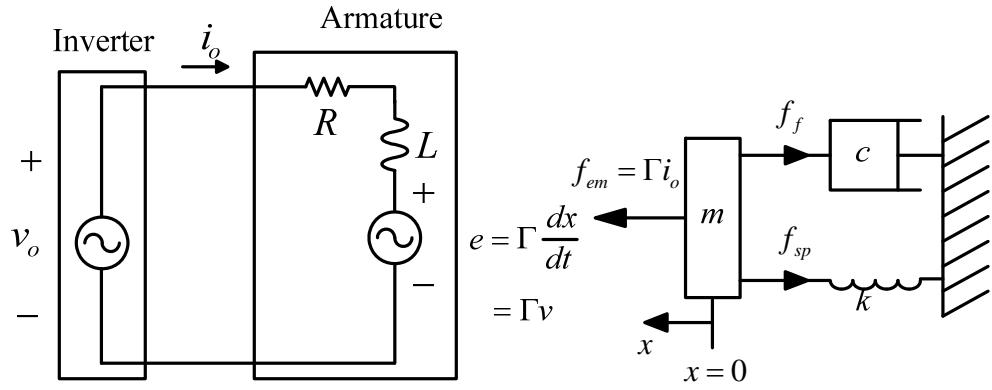


圖 2.1 電動式振動機之機電等效電路

根據電動式振動機之機電等效電路如圖 2.1 所示以及電路原理(KVL、KCL)可寫出下列電路方程式：

$$v_o = L \frac{di_o}{dt} + Ri_o + e \quad (2.7)$$

$$v = \frac{dx}{dt} \quad (2.8)$$

$$a = \frac{dv}{dt} \quad (2.9)$$

其中：

v_o ：振動機兩端電壓

i_o ：振機機的電流

L ：振動機的電感值

R ：振動機的等效電阻值

a ：測試台面的振動加速度

由(2.6)~(2.8)式可得下列狀態方程式(2.10)：

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_o \\ x \\ v \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & -\frac{\Gamma}{L} \\ 0 & 0 & 1 \\ \frac{\Gamma}{m} & -\frac{k}{m} & -\frac{c}{m} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_o \\ x \\ v \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{v_o}{L} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

為了方便觀察其動態特性，將(2.6)式及(2.7)式兩邊取 Laplace-Transform，並且設定初始值為零，則可得下列方程式：

$$ms^2 X(s) + csX(s) + kX(s) = F_{em}(s) = \Gamma i_o(s) \quad (2.11)$$

$$LsI_o(s) + RI_o(s) + e(s) = v_o(s) \quad (2.12)$$

(2.11)式及(2.12)式顯示振動機包含有電機和機械兩種系統，分析(2.11)式及(2.12)式可得兩種不同的激勵方式：

A、電壓源激勵之動態模式：

將(2.2)式做 Laplace-Transform，可得到：

$$e(s) = \Gamma v(s) = \Gamma sX(s) \quad (2.13)$$

整理(2.11)式得到：

$$i_o(s) = \frac{ms^2 + cs + k}{\Gamma} X(s) \quad (2.14)$$

將(2.13)與(2.14)代入(2.12)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：

$$H_{VA} = \frac{\Delta a(s)}{v_o(s)} = \frac{\Gamma s^2}{(ms^2 + cs + k)(sL + R) + \Gamma^2 s} \quad (2.15)$$

B、電流源激勵之動態模式：

整理(2.11)式可得到：

$$\frac{X(s)}{i_o(s)} = \frac{\Gamma}{ms^2 + cs + k} \quad (2.16)$$

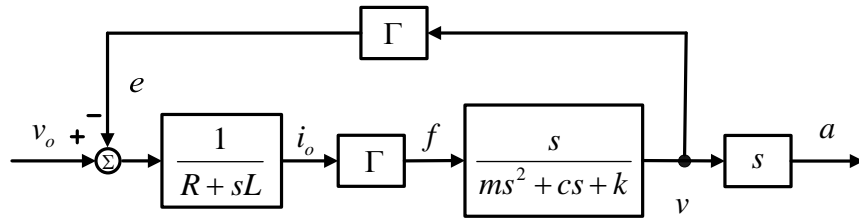
又 $A(s) = s^2 X(s)$ ，所以其加速度與電流源的轉移函數如下：

$$H_{IA} = \frac{\Delta a(s)}{i_o(s)} = \frac{\Gamma s^2}{ms^2 + cs + k} \quad (2.17)$$

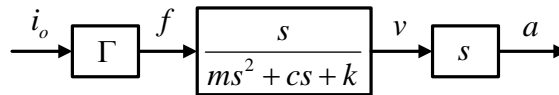
由(2.15)及(2.17)式兩種激勵方式可表示成如圖 2.2 之機電控制方塊圖。而由圖 2.2 可看出電壓源激勵方式深受電樞參數電阻值及電感值影響，其控制架構相當複雜；相反地，電流源激勵方式的控制架構相對地簡單許多，其加速度不受振動機應電勢及電樞阻抗壓降的影響。

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元素，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。



(a)電壓源激勵



(b)電流源激勵

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

2.3 電流源激勵之頻率響應特性

由(2.17)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：

$$ms^2 + cs + k = 0 \quad (2.18)$$

將 $s = j\omega$ 代入(2.18)式且令實部為零，可得：

$$k - m\omega^2 = 0 \quad (2.19)$$

整理(2.19)式可得 $\omega_{n,mv} = \sqrt{\frac{k}{m}}$ ，因此自然頻率為：

$$f_{n,mv} = \frac{\omega_{n,mv}}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k}{m}} \quad (2.20)$$

此為撓性彈簧之機械共振頻率，由(2.20)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 $f_{n,am}$ ，此共振行為由於不容易模式化，因此，在此不仔細推導分析。

一般而言， $f_{n,am} \geq f_{n,mv}$ ，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 $f_{n,am}$ 遠大於最大

的驅動共振操作頻率 $f_{n,mv}$ 。

2.4 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 Shaker 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 2.3 所示。

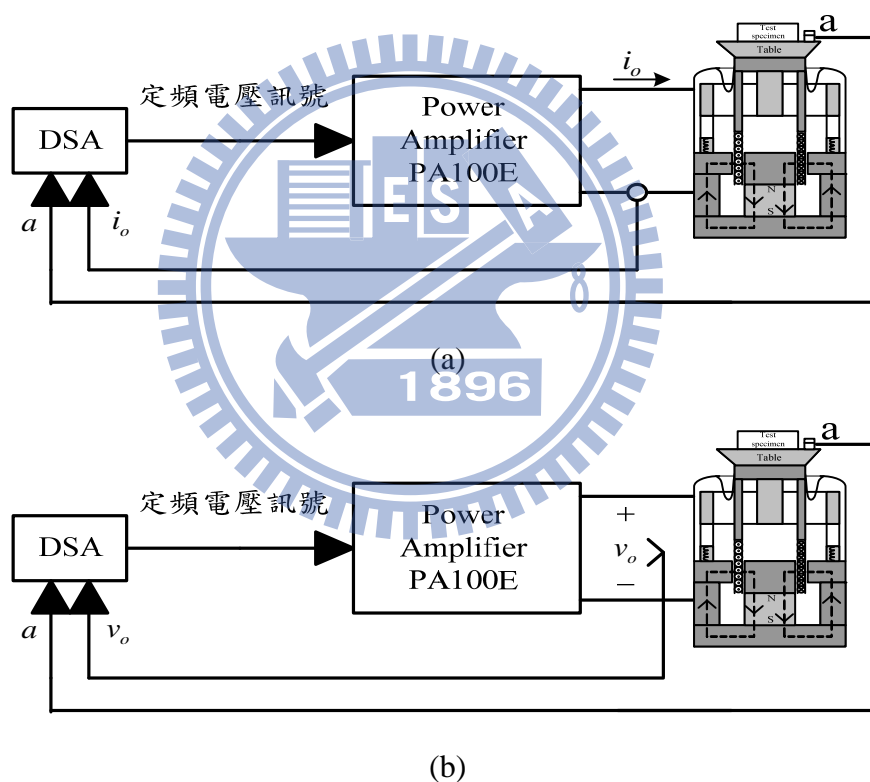


圖 2.3 實測振動機架構圖

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 2.1 為各電壓頻率下所量測之加速度峰值。圖 2.4~圖 2.9 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 2.1 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

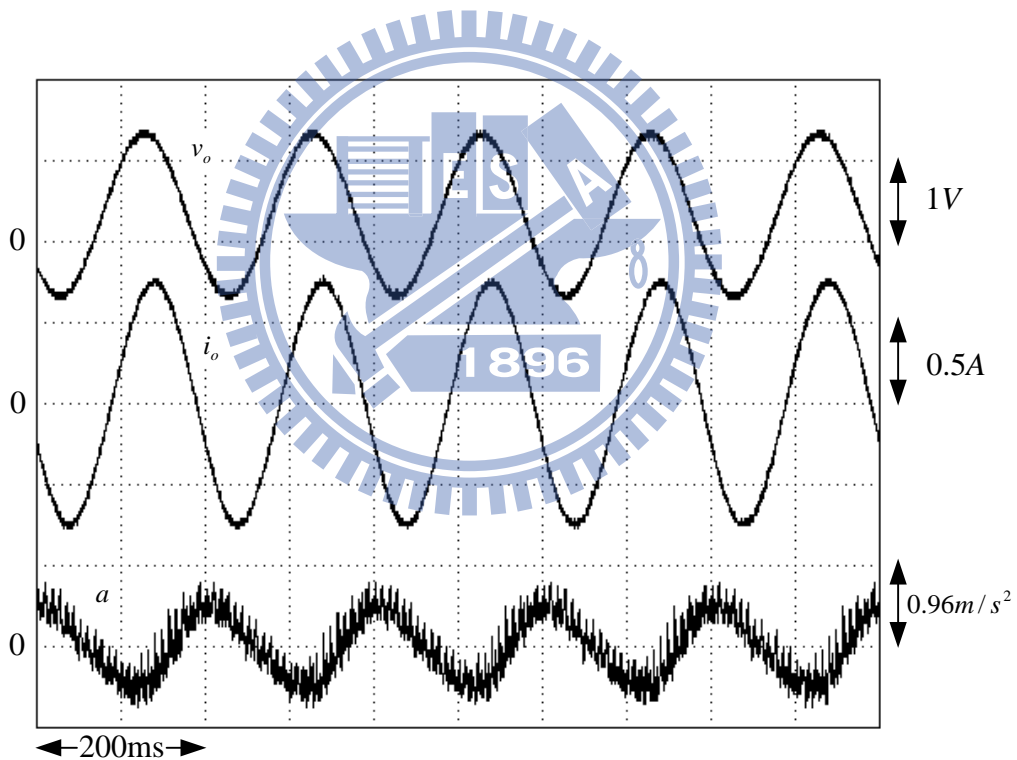


圖 2.4 實測頻率為 5Hz 之波形圖

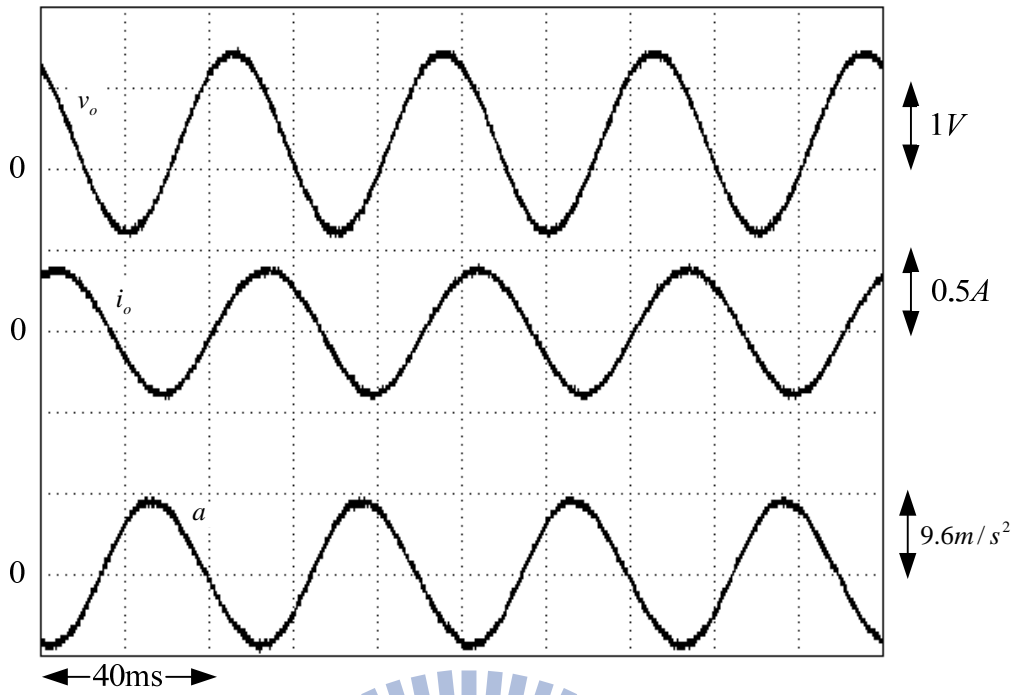


圖 2.5 實測頻率為 20Hz 之波形圖

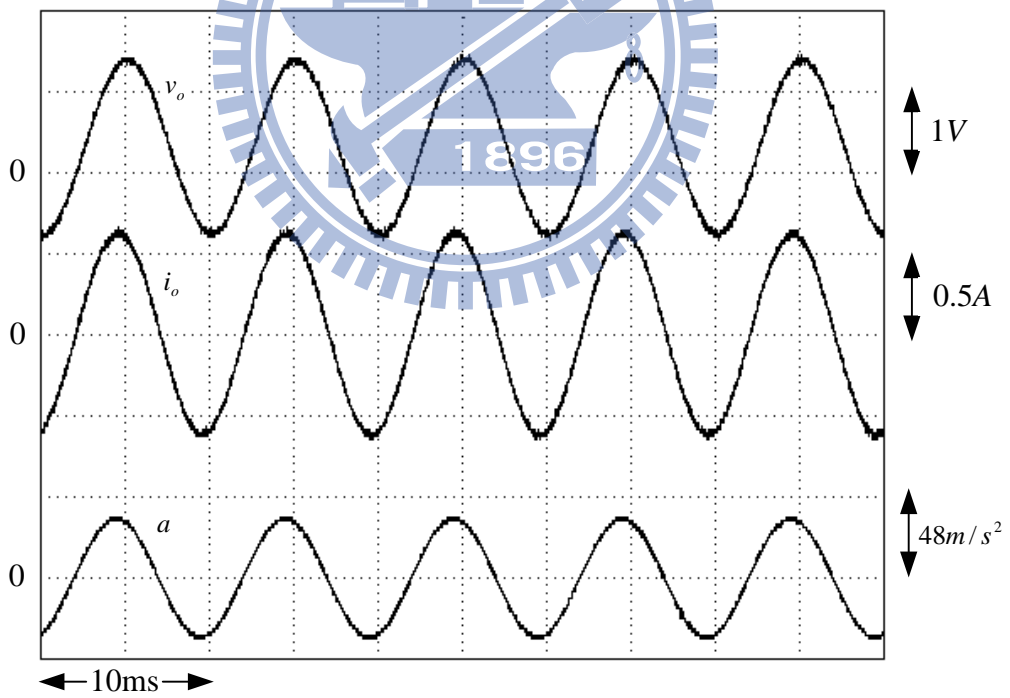


圖 2.6 實測頻率為 100Hz 之波形圖

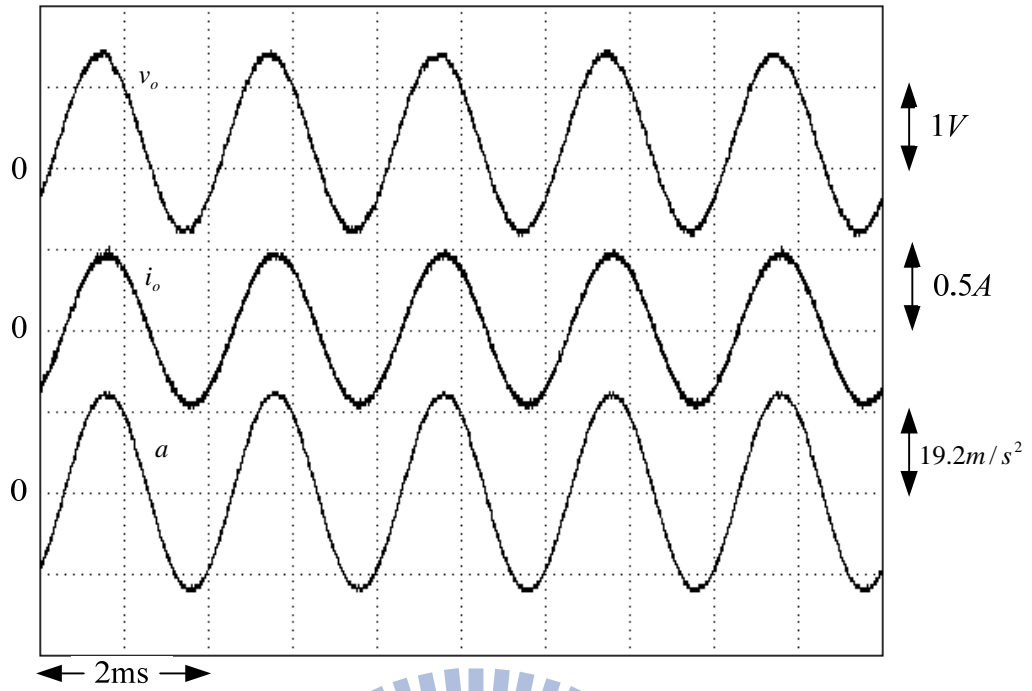


圖 2.7 實測頻率為 500Hz 之波形圖

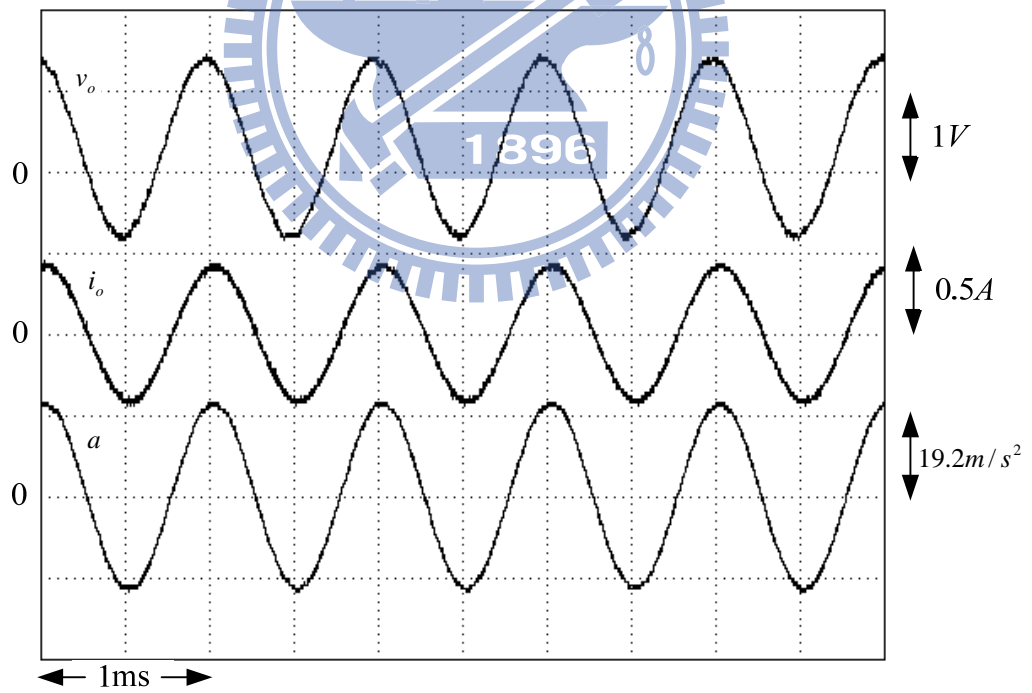


圖 2.8 實測頻率為 1000Hz 之波形圖

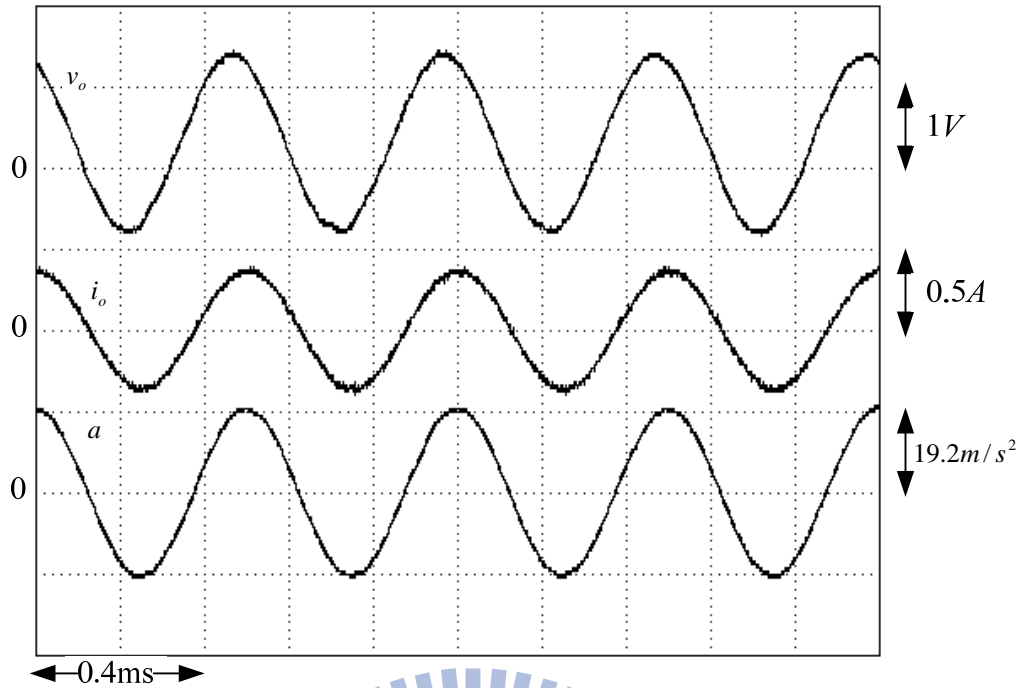


圖 2.9 實測頻率為 2000Hz 之波形圖

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 2.10 所示 H_{IA} 之增益圖與相位圖與圖 2.11 所示 H_{VA} 之增益圖與相位圖，而本論文採用電流源激勵，故圖 2.10 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。而圖中的無載重量會在下一節中做詳細的估測說明，估測出來無載重為 0.221kg，加載一個物體總重為 0.377kg (無載重 0.221kg 加物體一重 0.156kg)，加載二個物體總重為 0.532kg (無載重 0.221kg 加物體一重 0.156kg 加物體二重 0.155kg)。由圖形近似技巧(Curve fitting technique)得到該轉移函數之極點與零點，建立表格如表 2.2 和表 2.3 所示。

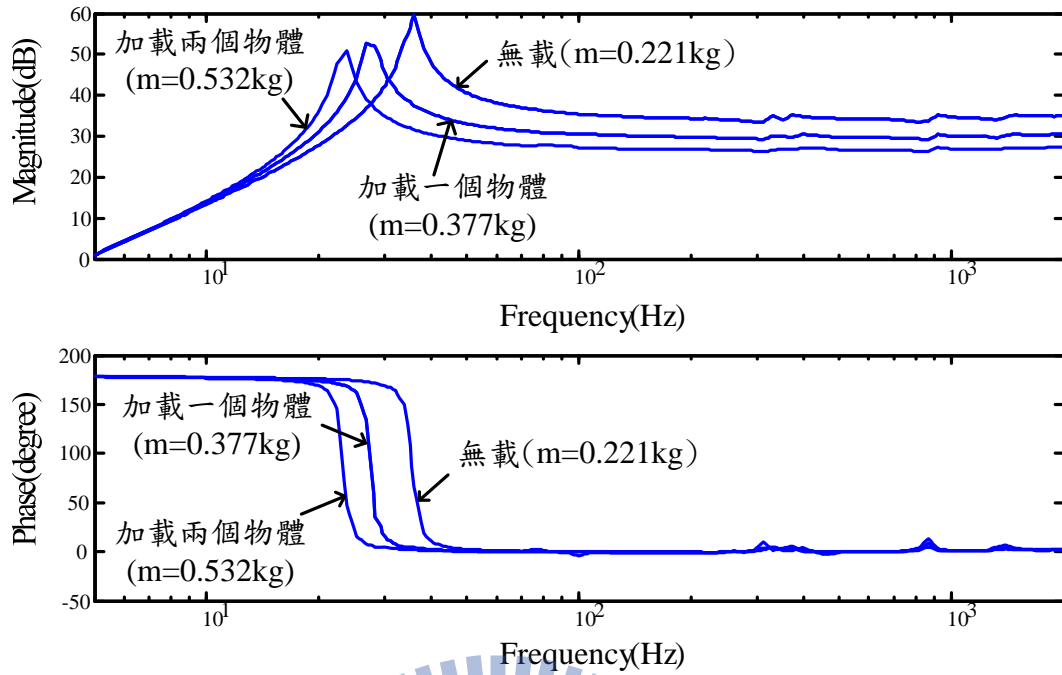


圖 2.10 H_{IA} 增益圖與相位圖

表 2.2 H_{IA} 之極點與零點

	極點	零點
無載	$63.781 \pm j648.63$	$295.66 \pm j511.81$
	$308.32 \pm j459.8$	$83.875 \pm j627.84$
	$-1.229 \pm j36.214$	$-5.817 \pm j17.141$
加載一個物體	$-12.111e+3$	$-101.75 \pm j425.56$
	-834.69	-634.23
	$-90.086 \pm j419.29$	-25.512
	$-1.373 \pm j27.433$	15.528
加載兩個物體	$7.371 \pm j474.75$	$7.245 \pm j475.15$
	441.95	443.61
	$-861.95e-3 \pm j23.346$	-13.41
		7.016

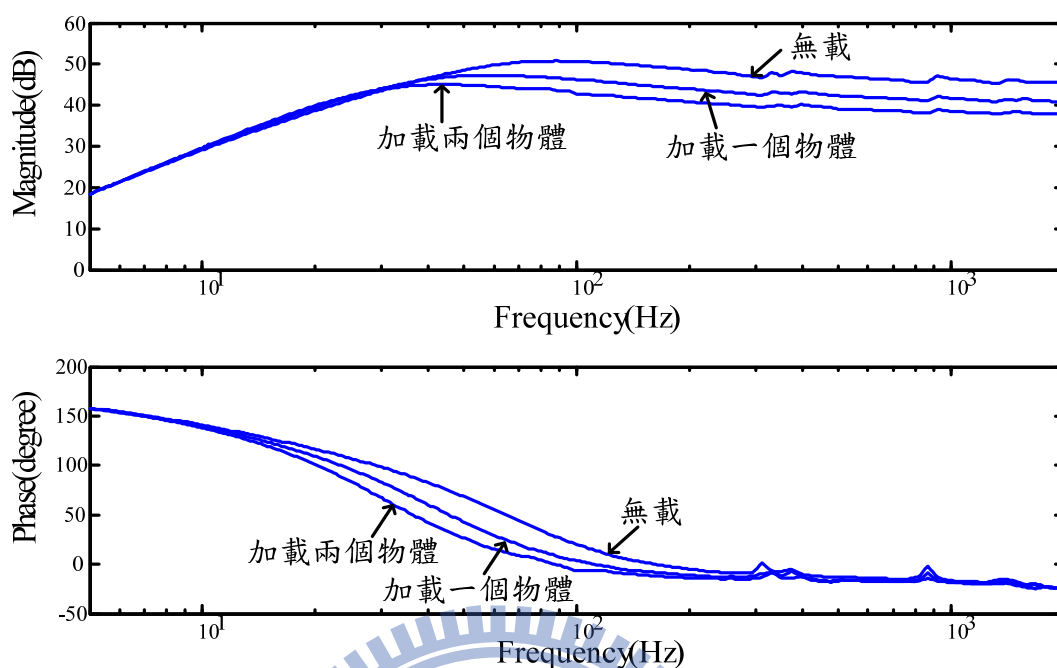


圖 2.11 H_{VA} 增益圖與相位圖

本論文採用電流源激勵，而利用 DSA 所畫出來的波德圖如圖 2.10 所示，亦得到其極、零點如表 2.2，由表 2.2 知很多估測出來的極、零點都可以當作極、零點對消而忽略，而除了主極點外，很多極點都在主極點的左邊十倍遠，對系統的影響極小，故亦可忽略之，最後可整理出近似(2.17)式之轉移函數 H_{IA} 。由表 2.2 知經化簡過後無載的主極點為 $-1.229 \pm j36.214$ ，經計算過後可知無載時的共振頻率為(2.21)式，而有載(加二物體)的主極點為 $-861.95e-3 \pm j23.346$ ，經計算過後可知無載時的共振頻率為(2.22)式，而主極點又主導其系統的增益與相位趨勢，系統的主極點為成對的共軛根又屬於小 ξ 系統，故在共振頻率處系統會有最大增益，同時相位會下降 180° ，而由圖 2.10 中亦可得到相同的驗證。故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。而電壓源激勵的分析如同上述，因非本論文的研究範圍，故不贅述。

$$\omega_{oN} = 2\pi * 36.214 \quad (\text{rad} / \text{s}) \quad (2.21)$$

$$\omega_{oL} = 2\pi * 23.346 \quad (\text{rad} / \text{s}) \quad (2.22)$$

表 2.3 H_{VA} 之極零點表

	極點	零點
無載	$399.69 \pm j12.702e+3$	$88.903e+3$
	-621.7	$8.532e+3$
	$-153.4 \pm j1.551e+3$	-932.35
	$-38.548 \pm j885.6$	$-174.13 \pm j1.548e+3$
	$-10.456 \pm j342.15$	$-40.143 \pm j877.34$
	$-44.774 \pm j59.175$	$-9.439 \pm j339.35$
		-103.33
		9.887
加載一個物體	$32.463e+3$	$-8.074e+3$
	$-4.89e+3$	$7.01e+3$
	$-24.71 \pm j1.609e+3$	$-24.831 \pm j1.611e+3$
	$-21.708 \pm j1.342e+3$	$-21.116 \pm j1.341e+3$
	$-20.371 \pm j880.2$	$-20.428 \pm j877.28$
	$-26.39 \pm j376.98$	$-27.876 \pm j373.2$
	-230.55	-356.83
	$-31.28 \pm j39.869$	-66.982
		9.914
加載兩個物體	$4.293e+3$	$3.187e+3$
	$-1.348e+3$	$-2.355e+3$
	$-83.317 \pm j1.426e+3$	$-85.483 \pm j1.42e+3$
	$-6.566 \pm j823.84$	$-3.766 \pm j822.61$
	$-25.126 \pm j469.5$	$-24.899 \pm j469.84$
	$-31.551 \pm j35.175$	-108.57
		7.798

2.5 電流源激勵動態模式參數之估測

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[12]。

2.5.1 機械參數之估測

由(2.17)式知，電流源激勵的轉移函數在無載($m = m_o$)及有載($m = m_o + m_L$)下可表示為：

$$\begin{cases} H_{IA,N}(s) = \frac{\Delta a(s)}{i_o(s)} \Big|_{m=m_o} = \frac{\Gamma s^2}{m_o s^2 + cs + k} \\ H_{IA,L}(s) = \frac{\Delta a(s)}{i_o(s)} \Big|_{m=m_o+m_L} = \frac{\Gamma s^2}{(m_o + m_L)s^2 + cs + k} \end{cases} \quad (2.23)$$

假設振動機的電樞線圈是經由一全橋供電激磁，在發生共振的情況下，分別將無載共振頻率 $\omega_{oN} = \sqrt{\frac{k}{m_o}}$ 及有載共振頻率 $\omega_{oL} = \sqrt{\frac{k}{(m_o + m_L)}}$ 代入(2.23)式中，可得轉移函數如下：

$$\begin{cases} H_{IA,N}(j\omega_{oN}) = \frac{\Delta a(s)}{i_o(s)} \Big|_{\omega_{oN}} = j \frac{\omega_{oN} \Gamma}{c}, \quad \omega_{oN} = \sqrt{\frac{k}{m_o}} \\ H_{IA,L}(j\omega_{oL}) = \frac{\Delta a(s)}{i_o(s)} \Big|_{\omega_{oL}} = j \frac{\omega_{oL} \Gamma}{c}, \quad \omega_{oL} = \sqrt{\frac{k}{(m_o + m_L)}} \end{cases} \quad (2.24)$$

在發生共振情況下，可以很明顯地由(2.24)式看出，加速度 $a(s)$ 相位角領先電樞電流 $i_o(s)$ 90° 。若假設電流頻率很高時，由(2.23)式可得：

$$\begin{cases} H_{IA,N}(j\omega) = H_{IA,N}(\infty) = \frac{\Gamma}{m_o}, \quad \omega \gg \omega_{oN} \\ H_{IA,L}(j\omega) = H_{IA,L}(\infty) = \frac{\Gamma}{m_o + m_L}, \quad \omega \gg \omega_{oL} \end{cases} \quad (2.25)$$

根據(2.23)~(2.25)式，機械參數的估測可分為三個步驟[12]，說明如下：

步驟一：

加上負載使得 $m_L = 0.311\text{kg}$ ，在改變頻率下，可得到 H_{IA} 的頻率響應圖如圖 2.10，此時可以由圖 2.10 中找出或由計算得之，如(2.21)式、(2.22)式，無載時的共振頻率為 $\omega_{oN} = 2\pi \times 36.214 \text{ rad/s}$ 以及有載時的共振頻率為 $\omega_{oL} = 2\pi \times 23.346 \text{ rad/s}$ ，將其代入(2.24)式，解聯立可得：

$$m_o = 0.221(\text{kg}), \quad k = 11451(\text{N/m}) \quad (2.26)$$

步驟二：

由圖 2.10 觀察出 $H_{IA,L}(\infty) = 23.3775$ (約 27.376dB)，並將其值與(2.26)式代入(2.25)式，可得：

$$\Gamma = (m_o + m_L)H_{IA,L}(\infty) = 12.44(\text{N/A}) \quad (2.27)$$

步驟三：

最後加上負載 $m_L = 0.311\text{kg}$ ，將量測得到的共振頻率轉移函數大小 $|H_{IA,L}(j\omega_{oL})| = 353.6307$ (約 50.97dB)，及(2.27)式代入(2.24)式可得：

$$c = \frac{\omega_{oL}\Gamma}{|H_{IA,L}(j\omega_{oL})|} = 5.16(\text{N}\cdot\text{s/m}) \quad (2.28)$$

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 Γ 、 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。

而本論文所採用之電動式振動機型號同參考資料[12]，故本論文的電樞線圈之電性參數採用參考資料[12]，如(2.30)、(2.31)式所示，將這二式利用 Matlab 跑圖如 2.12 所示，由圖 2.12 的結果可以看出 R 隨著頻率上升而增加、 L 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。

2.5.2 電樞線圈之電性參數

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[12]，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如(2.29) 式：

$$\hat{v}_o = (\hat{R} + j\omega\hat{L})\hat{i}_o \quad (2.29)$$

由(2.29)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 2.12：

$$\hat{R} = \begin{cases} 1.30 + 0.19 \log f, & 5 \leq f \leq 45 \\ 0.27 + 0.81 \log f, & 45 \leq f \leq 2000 \end{cases} \quad (2.30)$$

$$\hat{L} = \begin{cases} 2.75 - 0.97 \log f, & 5 \leq f \leq 330 \\ 0.96 - 0.26 \log f, & 330 \leq f \leq 2000 \end{cases} \quad (2.31)$$

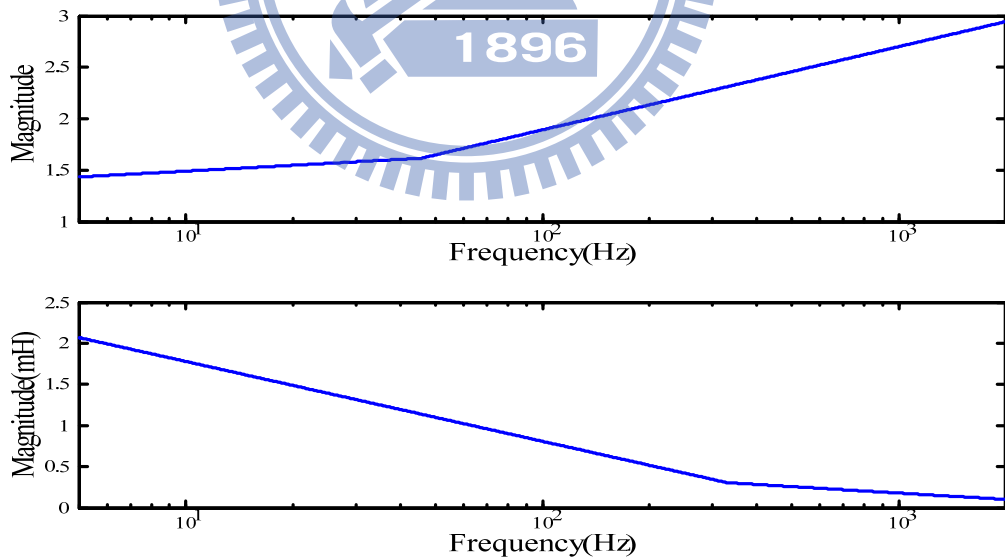


圖 2.12 電樞電阻與電感值

第三章

電動式振動機之數位化控制

3.1 簡介

本章節為本論文的核心，講解全橋電路硬體架構及以 TI 的 TMS320F2812 DSP 模組電路來設計全數位化控制器。而欲使全橋供電之電動式振動機具有媲美線性功率放大器供電之振動測試性能，就必需妥善設計其電流控制 PWM 切換控制機構，使電線圈電流具有低失真弦波且快速響應特性。而此全橋電路架構採用定頻式電流控制且單極性電壓 PWM 切換方式，以獲得更好的電流及加速度追隨特性。而全數位化控制在電流控制方面，並不需要太多複雜的控制器，而以一簡單的空白時間補償控制器，就足以得到良好的電流追隨，而設計方法和結果會在本章做詳細的介紹。

3.2 反流器之設計

相較於半橋式反流器，全橋式反流器具有較高的電壓利用率及適合較大容量應用場合的優點。圖 3.1 中所示的全橋式反流器，具有四象限工作能力，欲使在寬廣頻率範圍內(5Hz~2kHz)具有良好的電流追隨及負載擾動調控特性，在切換控制上宜採脈寬調變技巧(PWM)，以使其進而能有良好的弦波訊號追隨控制性能。

同樣全橋反流器電路組態，輸出電壓特性會因為採用之脈寬調變切換方式的不同而有差異。常見之脈寬調變切換方式可分為單極性電壓切換及雙極性電壓切換。若切換頻率及輸出電壓相同，則採單極性切換之反流器實值上其諧波頻率為雙極性電壓切換的兩倍；輸出電壓變化上，單極性電壓切換為 V_d 而雙極性電壓切換則為 $2V_d$ ，前者所引起之電壓應力、EMI 問題及雜訊相對於後者較小。故本計劃將採取單極性切換技巧，以下簡要介紹單極性電壓切換 PWM 反流器的特性。

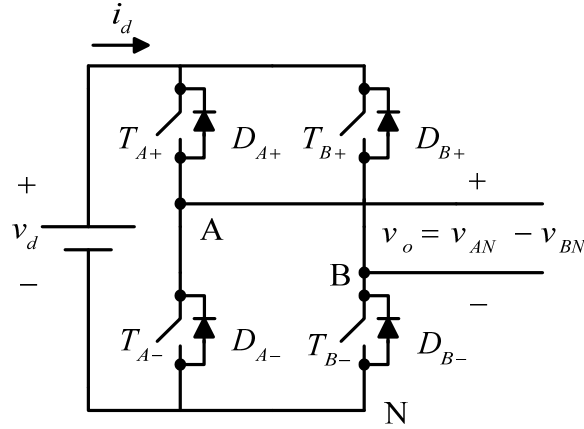


圖 3.1 全橋式反流器

以圖 3.1 所示的弦波反流器為例，單極性電壓切換方式如圖 3.2(a)所示，弦波控制訊號 v_{cont} 與三角波 v_{tri} 之比較結果，控制 A 臂的開關切換；而控制 B 臂的開關切換所用的控制訊號，則是 $-v_{cont}$ 與相同三角波 v_{tri} 比較。如此，所得到的四象限輸出特性為：

$$\begin{aligned}
 (1) & T_{A+}, T_{B-} \text{ on} : v_{AN} = V_d, v_{BN} = 0 ; v_{pwm} = V_d \\
 (2) & T_{A-}, T_{B+} \text{ on} : v_{AN} = 0, v_{BN} = V_d ; v_{pwm} = -V_d \\
 (3) & T_{A+}, T_{B+} \text{ on} : v_{AN} = V_d, v_{BN} = V_d ; v_{pwm} = 0 \\
 (4) & T_{A-}, T_{B-} \text{ on} : v_{AN} = 0, v_{BN} = 0 ; v_{pwm} = 0
 \end{aligned} \tag{3.1}$$

定義振幅調變指數 m_a 及頻率調變指數 m_f 如下：

$$m_a \triangleq \frac{\hat{v}_{cont}}{\hat{v}_{tri}}, \quad m_f \triangleq \frac{f_s}{f_{cont}} \tag{3.2}$$

其中， \hat{v}_{cont} 為正弦控制波的振幅， \hat{v}_{tri} 為三角波的振幅， f_s 為三角波的頻率， f_{cont} 為正弦控制波的頻率。如圖 3.3 所示，如果 m_f 為偶數，由諧波分析可得 v_{AN} 、 v_{BN} 及 $v_{pwm} = v_{AN} - v_{BN}$ 的頻譜，其在線性調變 ($m_a < 1$) 下的主要特徵為：

(i) 輸出基本波電壓：

$$v_{o,1} = m_a v_d \sin 2\pi f_{cont} t, \quad 0 < m_a \leq 1 \tag{3.3}$$

而開關利用率可推得為 $0.125m_a$ 。

(ii)輸出電壓：

由圖 3.3(a)~圖 3.3(c)：如 m_f 為偶數， v_{AN} 及 v_{BN} 的諧波頻譜為：奇數倍 m_f 諧波會出現同時帶有偶次邊帶諧波(如 $m_f \pm 2$ ， $m_f \pm 4$ ，.....)，偶次倍 m_f 諧波不會出現，但帶有奇次邊帶諧波(如 $2m_f \pm 1$ ， $2m_f \pm 3$ ，.....)。然而採用單極性電壓切換方式的反流器，其輸出電壓諧波中奇數倍 m_f 及其邊帶諧波均不復存在，亦即具有較高頻率的諧波成分特性。



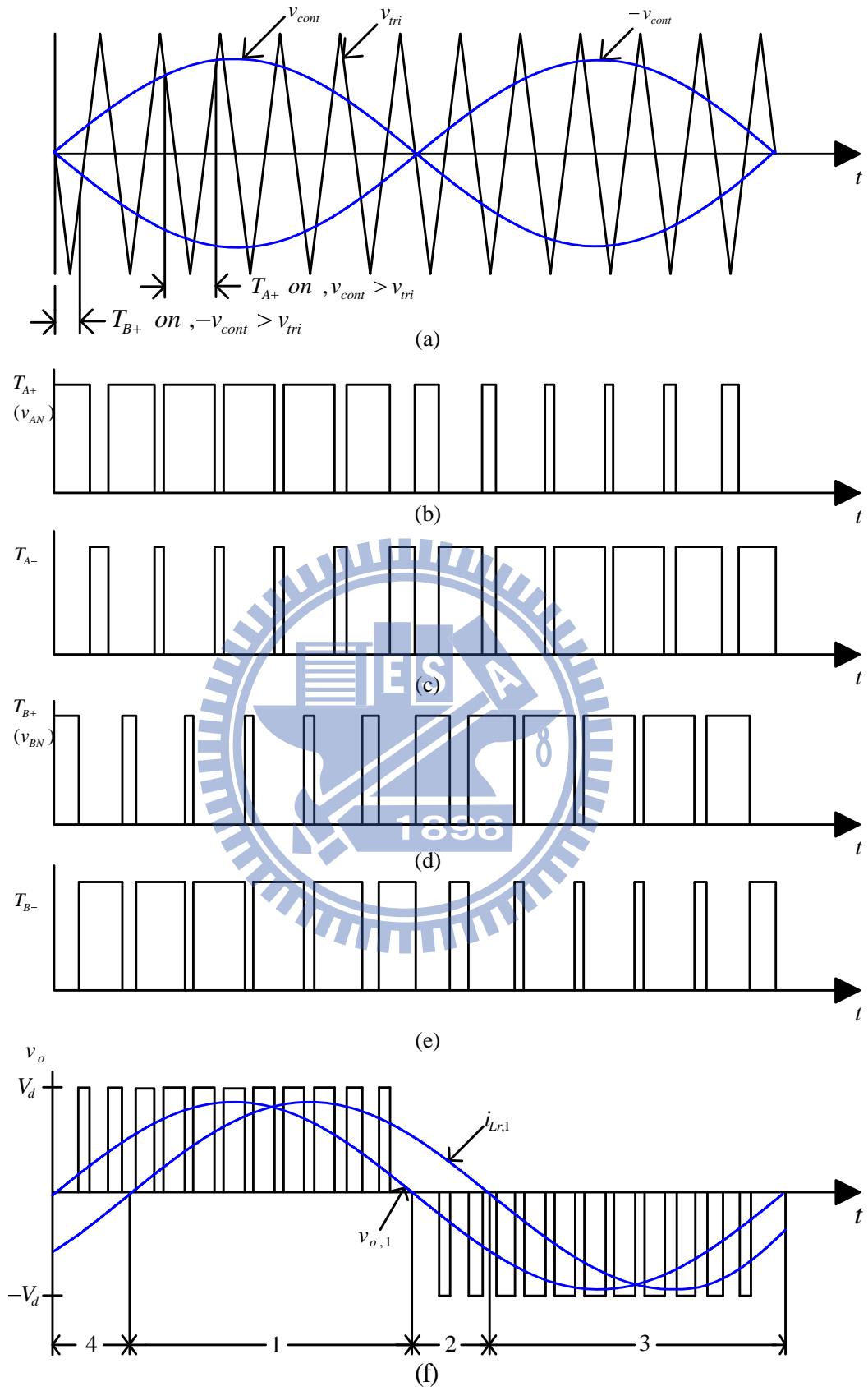
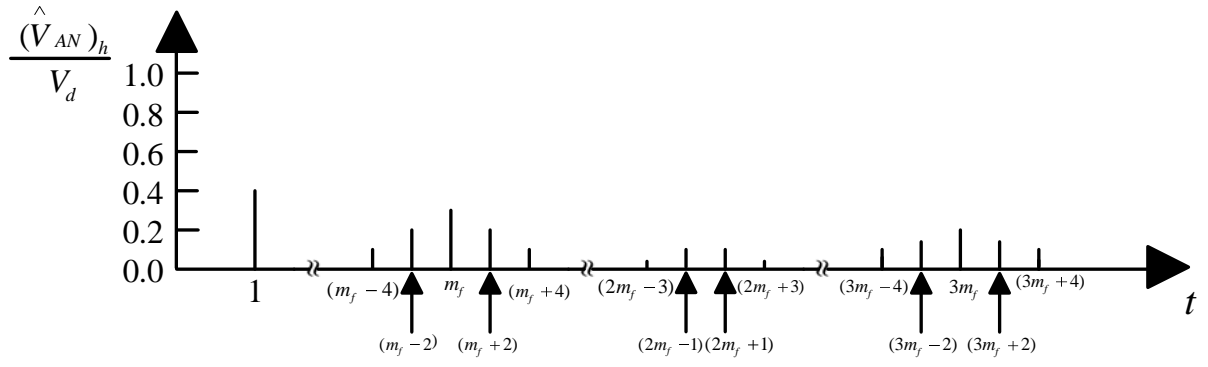
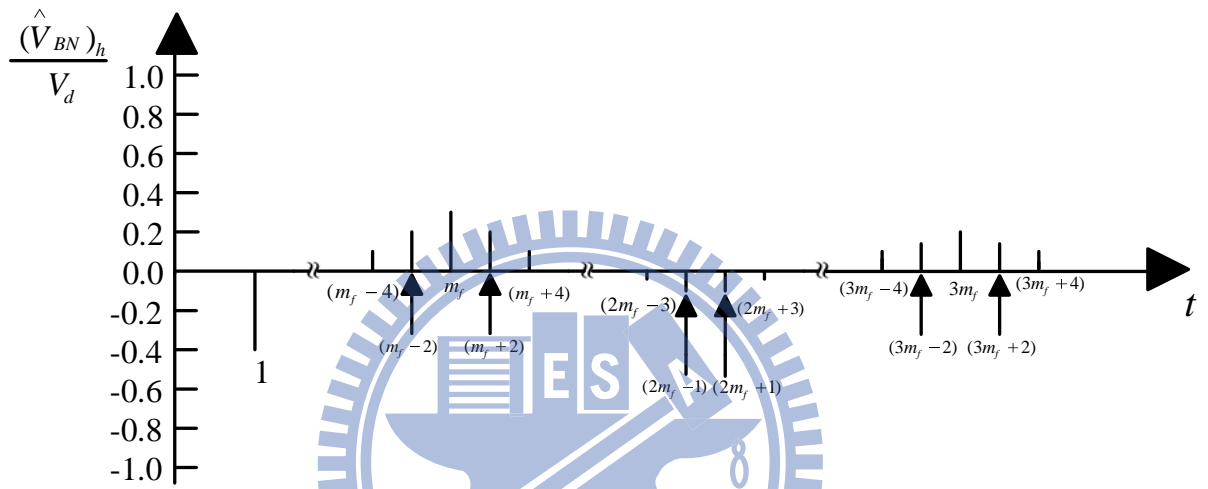


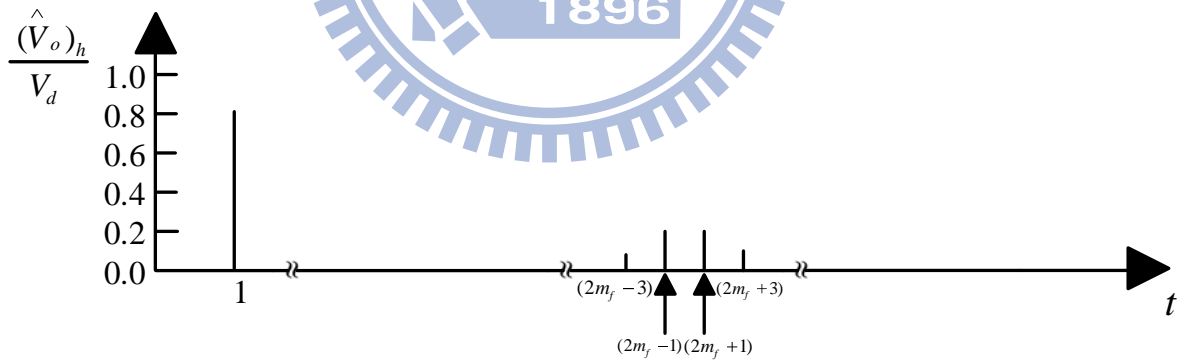
圖 3.2 單極性電壓切換



(a)



(b)



(c)

圖 3.3 單極性電壓切換頻譜分析

3.3 電流控制

3.3.1 磁滯電流控制 PWM

磁滯控制方法可由圖 3.4(a)中一臂的電路說明之，圖中的參考電流訊號可以依照系統需要的振幅及頻率獨自產生，由圖 3.4(b)得知，參考訊號與實測電流訊號相比較後的誤差訊號送至磁滯控制器，產生開關控制觸發訊號，當實測電流超過上限範圍時，開關 T_{A-} 導通， T_{A+} 截止，此造成實測電流下降；又當實測電流降至下限範圍時，開關 T_{A+} 導通， T_{A-} 截止，造成實測電流上昇。如此，可使實測電流限制在磁滯帶中，追隨著參考電流。理論上磁滯帶越窄，脈寬調變訊號越頻繁，實測電流越近似於參考電流，此控制方法簡單實用，但是因為切換之頻率不固定且會隨著負載變化，造成設計濾波器時，無法決定其截止頻率，同時也必需使用頻寬較大之電流感測元件。

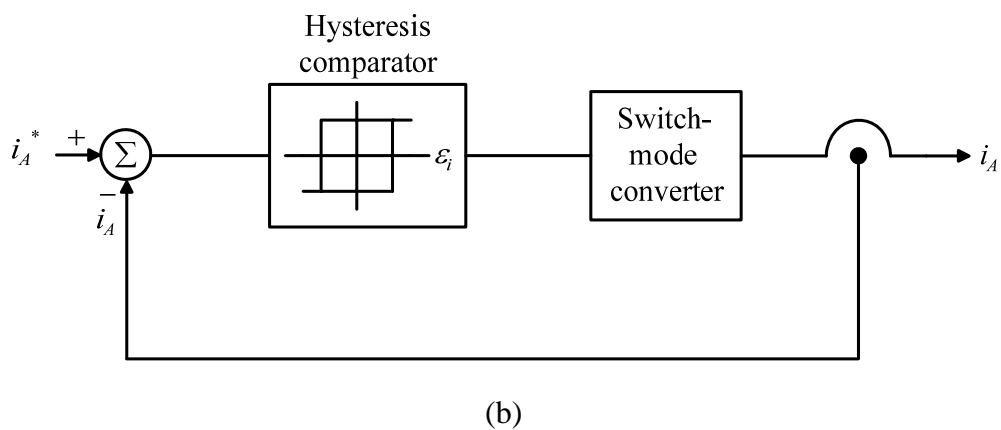
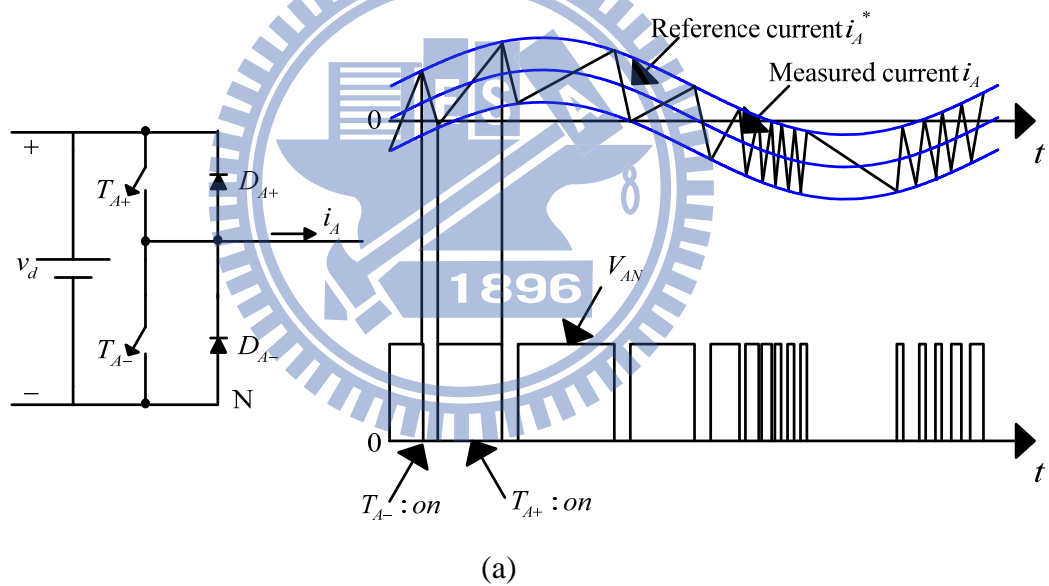


圖 3.4 磁滯電流控制 PWM：(a)電路架構及示意圖；(b)控制架構

3.3.2 定頻電流控制 PWM

定頻電流控制又稱為次諧波 PWM(Subharmonic PWM)或斜率比較 PWM(Ramp comparison PWM)，如圖 3.5 所示，可用頻寬較低的電流感測元件迴授電流與參考電流比較的誤差訊號經迴授控制器調控所產生之控制訊號 v_{cont} 與一定頻定幅之三角波 v_{tri} 比較，所得之結果做為開關的切換控制訊號，此電流控制 PWM 法克服磁滯電流控制 PWM 法非固定切換頻率的缺點。然而迴授控制須妥善設計才可成功地執行定頻電流控制 PWM 操作。

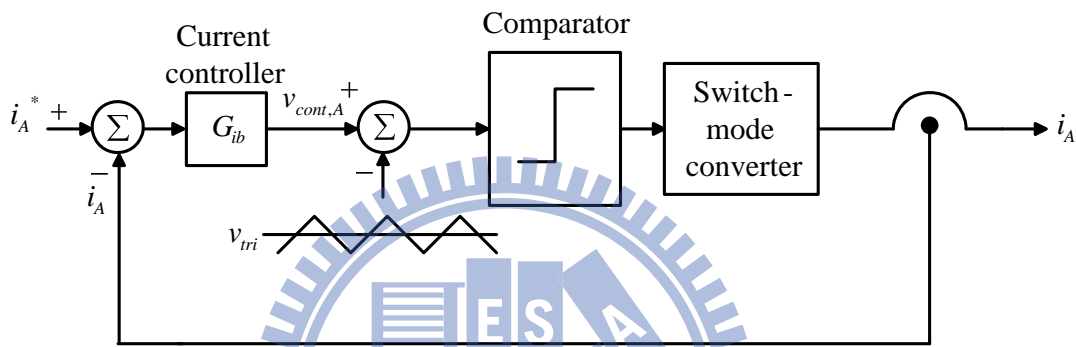


圖 3.5 定頻電流控制 PWM 之控制架構

3.3.3 空白時間(dead time)影響

由參考資料[20,30]說明，以單臂反流器來說明空白時間對 PWM 反流器輸出電壓之影響。如圖 3.6(a)所示，假設開關為理想，則單臂反流器上之二開關可以同時且瞬間一由 on 至 off，一由 off 至 on。若 mf 夠大，控制電壓 v_{cont} 在一切換週期內可以視為定值，理想開關 v_{cont} 與三角波 v_{tri} ，PWM 比較結果之開關信號如圖 3.6 (b)所示。

考慮開關之非理想性，即其導通與截止過程均需要時間，因此同一臂上二開關切換時間必須錯開一小段時間，稱為空白時間，以避免二開關同時在非完全導通或截止狀態下發生短路之情況。空白時間之作法乃將每一開關由 off 至 on 之瞬間往後延遲一時間 t_Δ ，如圖 3.6 (c)之開關信號所示。此空白時間 t_Δ 大小必須配合開關之切換速度，例如較快速之 MOSFETs 只要幾個 μs 即可。

在此空白時間內，二開關同時截止， v_{AN} 的波形視 i_A 方向而有所變化。圖 3.6 (d)及

圖 3.6 (e)所示分別為 $i_A > 0$ 與 $i_A < 0$ 之 v_{AN} 波形，其中斜線部份所示為理想開關者。比較理想之 v_{AN} 波形與實際加入空白時間者可得二者之電壓差為

$$v_3 = (v_{AN})_{actual} - (v_{AN})_{ideal} \quad (3.4)$$

將對一切換週期求平均值，可得由 Δt 所造成之電壓變化：

$$\Delta v_{AN} = \begin{cases} -\frac{t_{\Delta}}{T_s} v_d & i_A > 0 \\ +\frac{t_{\Delta}}{T_s} v_d & i_A < 0 \end{cases} \quad (3.5)$$

(3.5)式指出： Δv_{AN} 與電流大小無關但與電流之方向有關。此外 Δv_{AN} 與空白時間 t_{Δ} 及切換頻率 $f_s (= \frac{1}{T_s})$ 成正比，因此對於切換頻率高之情況， Δt 必須儘可能地小。

應用同樣的分析方法於圖 3.7 (a)中單相反流器之臂，且利用 $i_A = -i_B$ 可得

$$\Delta v_{BN} = \begin{cases} +\frac{t_{\Delta}}{T_s} v_d & i_A > 0 \\ -\frac{t_{\Delta}}{T_s} v_d & i_A < 0 \end{cases} \quad (3.6)$$

由於 $v_o = v_{AN} - v_{BN}$ 且 $i_o = i_A$ ，故輸出電壓與理想波形之電壓差的平均值為

$$\Delta v_o = \begin{cases} \Delta v_{AN} - \Delta v_{BN} = -\frac{2t_{\Delta}}{T_s} v_d & i_A > 0 \\ +\frac{2t_{\Delta}}{T_s} v_d & i_A < 0 \end{cases} \quad (3.7)$$

具有及不具有空白時間之瞬時平均 (instantaneous average) 輸出電壓 v_o 與控制電壓 v_{cont} 之關係如圖 3.7 (b)所示。對於 v_{cont} 為正弦波之單相全橋式 PWM 反流器，其瞬時平均輸出電壓 $v_o(t)$ 之波形，如圖 3.8 所示，其中負載電流 i_o 乃假設為正弦且落後 $v_o(t)$ 。由空白時間所引起在 i_o 電流零交越點時 $v_o(t)$ 之失真將造成輸出電壓之低頻諧波 (如三次、五次、七次等)。

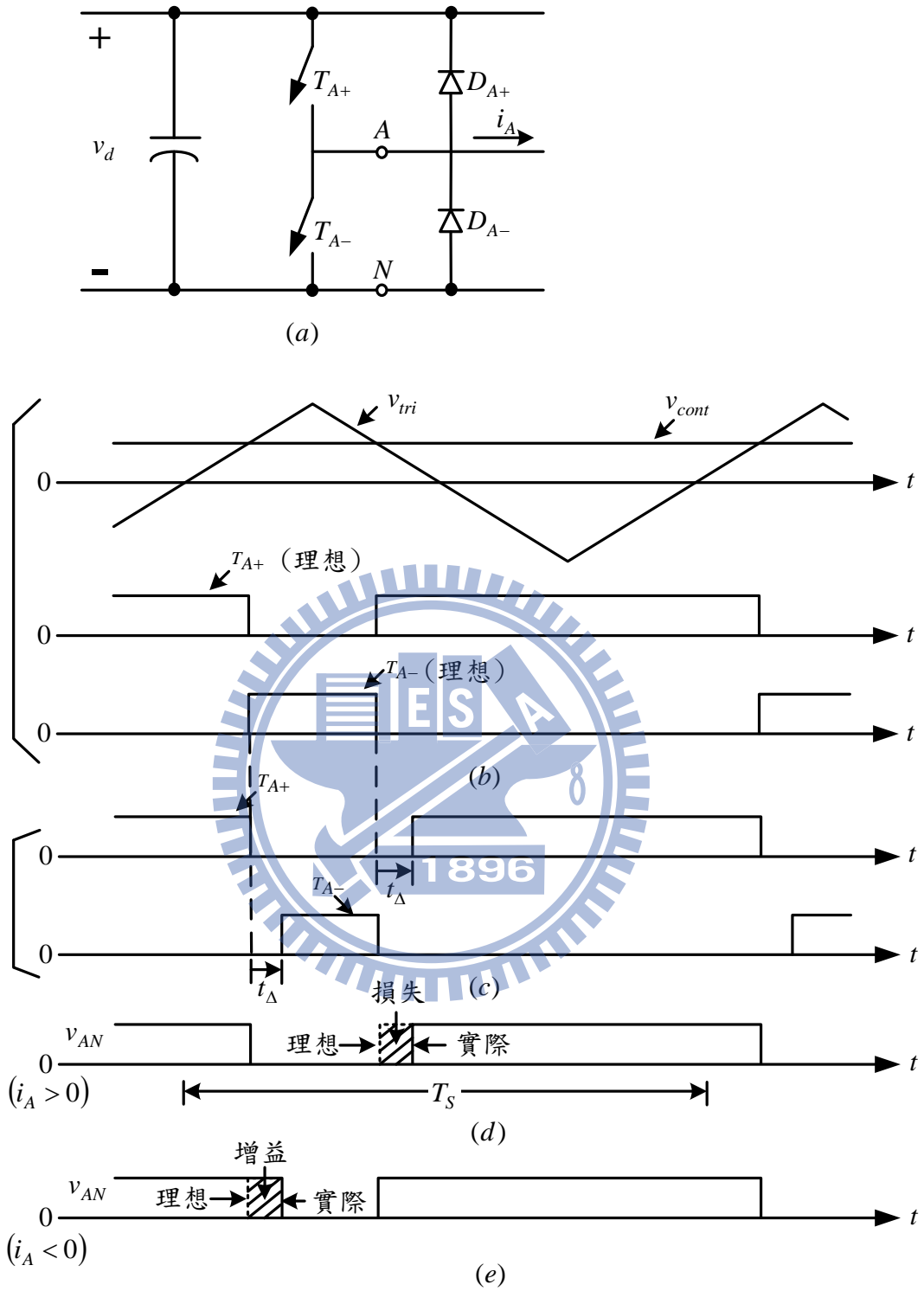


圖 3.6 空白時間 t_d 之效應

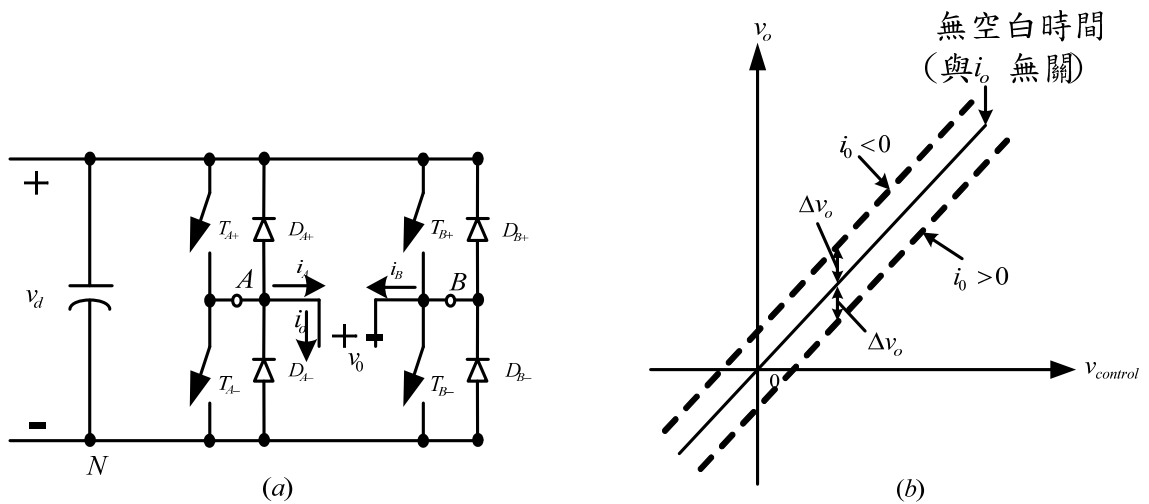


圖 3.7 t_{Δ} 對 v_o 的影響

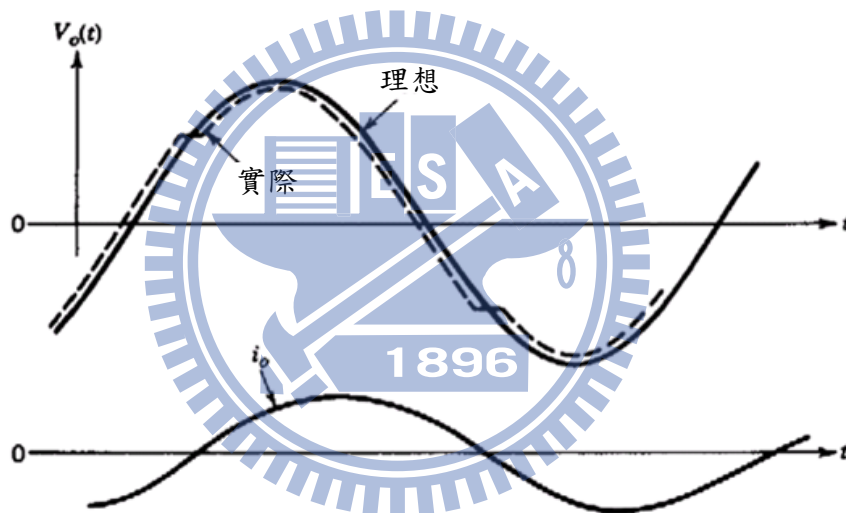


圖 3.8 t_{Δ} 對正弦波輸出之影響

然而為了讓大家更了解空白時間對開關訊號的特性，本論文特地將四個開關訊號 ($TA+$ 、 $TA-$ 、 $TB+$ 、 $TB-$)，以及 v_{AN} 、 v_{BN} 、 v_o 訊號畫出來，再以理想的開關訊號和具有空白時間的開關訊號做比較，以圖 3.9 來做說明，圖 3.9(a)為三角波理想的開關訊號 ($i_A > 0$)，在 mf 夠大，控制電壓 v_{cont} 在一切換週期內可以視為定值，且 PWM 切換方式為單極性電壓切換， $TA+$ 為 v_{tri} 和 $+v_{cont}$ 訊號比較下的結果，當 $+v_{cont}$ 大於 v_{tri} 時， $TA+$ 為 1，當 $+v_{cont}$ 小於 v_{tri} 時， $TA+$ 為 0，而 $TA-$ 和 $TA+$ 互為反相。而 $TB+$ 為 v_{tri} 和 $-v_{cont}$ 訊號比較下的結果，當 $-v_{cont}$ 大於 v_{tri} 時， $TB+$ 為 1，當 $-v_{cont}$ 小於 v_{tri} 時， $TB+$ 為 0，而 $TB-$ 和 $TB+$

互為反相。在理想狀態下 v_{AN} 的 on、off 時間和 TA+ 相同，所以 v_{AN} 和 TA+ 的波形相同， v_{BN} 的 on、off 時間和 TB+ 相同，所以 v_{BN} 和 TB+ 的波形相同， v_o 的波形則為 $v_{AN} - v_{BN}$ 。

圖 3.9(b) 為三角波具有空白時間的開關訊號 ($i_A > 0$)，在圖上的斜虛線表示空白時間，同時也表示和圖 3.9(a) 的差異性，以方便大家做比較。將圖 3.9(b) 的四個開關訊號 (TA+、TA-、TB+、TB-) 加上空白時間，即在圖 3.9(a) 的四個開關訊號 (TA+、TA-、TB+、TB-) off 到 on 的瞬間往後錯開一小段時間 t_Δ ，如圖 3.9(b) 所示，如此的話，就不會有上下臂同時導通的問題。若 $i_A > 0$ 時， v_{AN} 的 on、off 時間由圖 3.9(b) 的 TA+ 決定，所以 v_{AN} 和 TA+ 的波形相同，而 v_{BN} 的 on、off 時間由圖 3.9(b) 的 TB- 決定，波形如圖 3.9(b) 所示， v_o 的波形則為 $v_{AN} - v_{BN}$ 。若 $i_A < 0$ 時，可參考圖 3.10(b)，四個開關訊號 (TA+、TA-、TB+、TB-) 都不變的情狀下，圖 3.9(b) 和圖 3.10(b) 的差異性就在 v_{AN} 此時的 on、off 時間是由圖 3.10(b) 的 TA- 決定，如圖 3.10(b) 所示，而 v_{BN} 的 on、off 時間由圖 3.10(b) 的 TB+ 決定，所以 v_{BN} 和 TB+ 的波形相同， v_o 的波形則為 $v_{AN} - v_{BN}$ 。

而在 $i_A > 0$ 的情況下，圖 3.9(a) 中的 v_{AN} 和圖 3.9(b) 中的 v_{AN} 做比較，可以發現到圖 3.9(b) 中的 v_{AN} 損失了一塊 $\Delta v_{AN} = \frac{t_\Delta}{T_s} v_d$ ，由 (8.5) 式和圖 3.6(d) 可知，而圖 3.9(a) 中的 v_{BN} 和圖 3.9(b) 中的 v_{BN} 做比較，可以發現到圖 3.9(b) 中的 v_{BN} 增加了一塊 $\Delta v_{BN} = \frac{t_\Delta}{T_s} v_d$ ，由 (8.6) 式可知。所以在圖 3.9(a) 中的 v_o 和圖 3.9(b) 中的 V_o 做比較，就會相差了 Δv_o ，等同於在一個週期內損失了二塊 $\frac{t_\Delta}{T_s} v_d$ ，由 (3.7) 式可知。同理可證，在 $i_A < 0$ 的情況下，圖 3.10(a) 中的 v_{AN} 和圖 3.10(b) 中的 v_{AN} 做比較，可以發現到圖 3.10(b) 中的 v_{AN} 增加了一塊 $\Delta v_{AN} = \frac{t_\Delta}{T_s} v_d$ ，由 (8.5) 式可知，而圖 3.10(a) 中的 v_{BN} 和圖 3.10(b) 中的 v_{BN} 做比較，可以發現到圖 3.10(b) 中的 v_{BN} 損失了一塊 $\Delta v_{BN} = \frac{t_\Delta}{T_s} v_d$ ，由 (8.6) 式可知。所以在圖 3.10(a) 中的 v_o 和圖 3.10(b) 中的 v_o 做比較，就會相差了 Δv_o ，等同於在一個週期內增加了二塊 $\frac{t_\Delta}{T_s} v_d$ ，由 (8.7) 式可知。

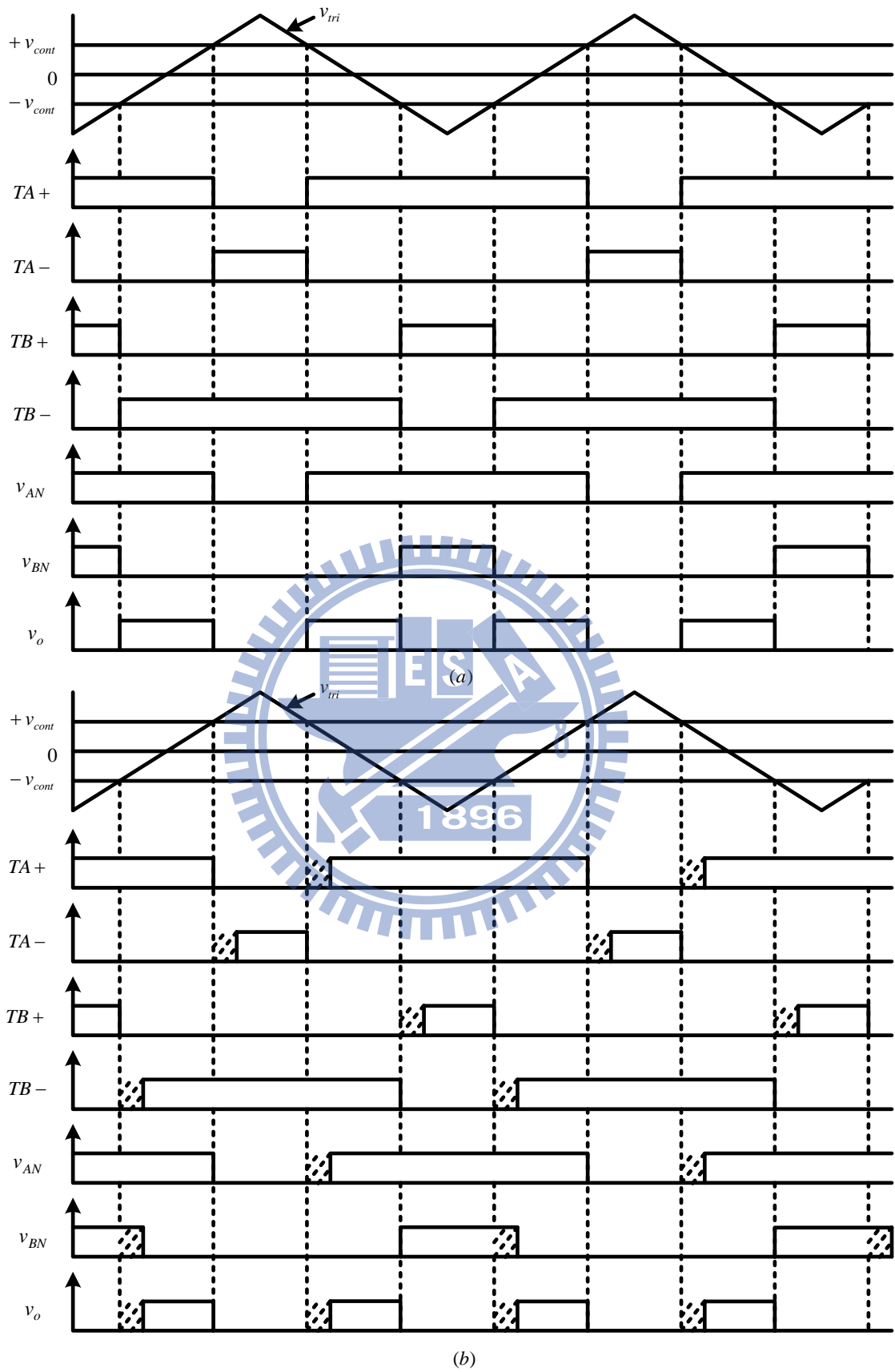


圖 3.9 三角波開關訊號($i_A > 0$)：(a)理想；(b)具有空白時間

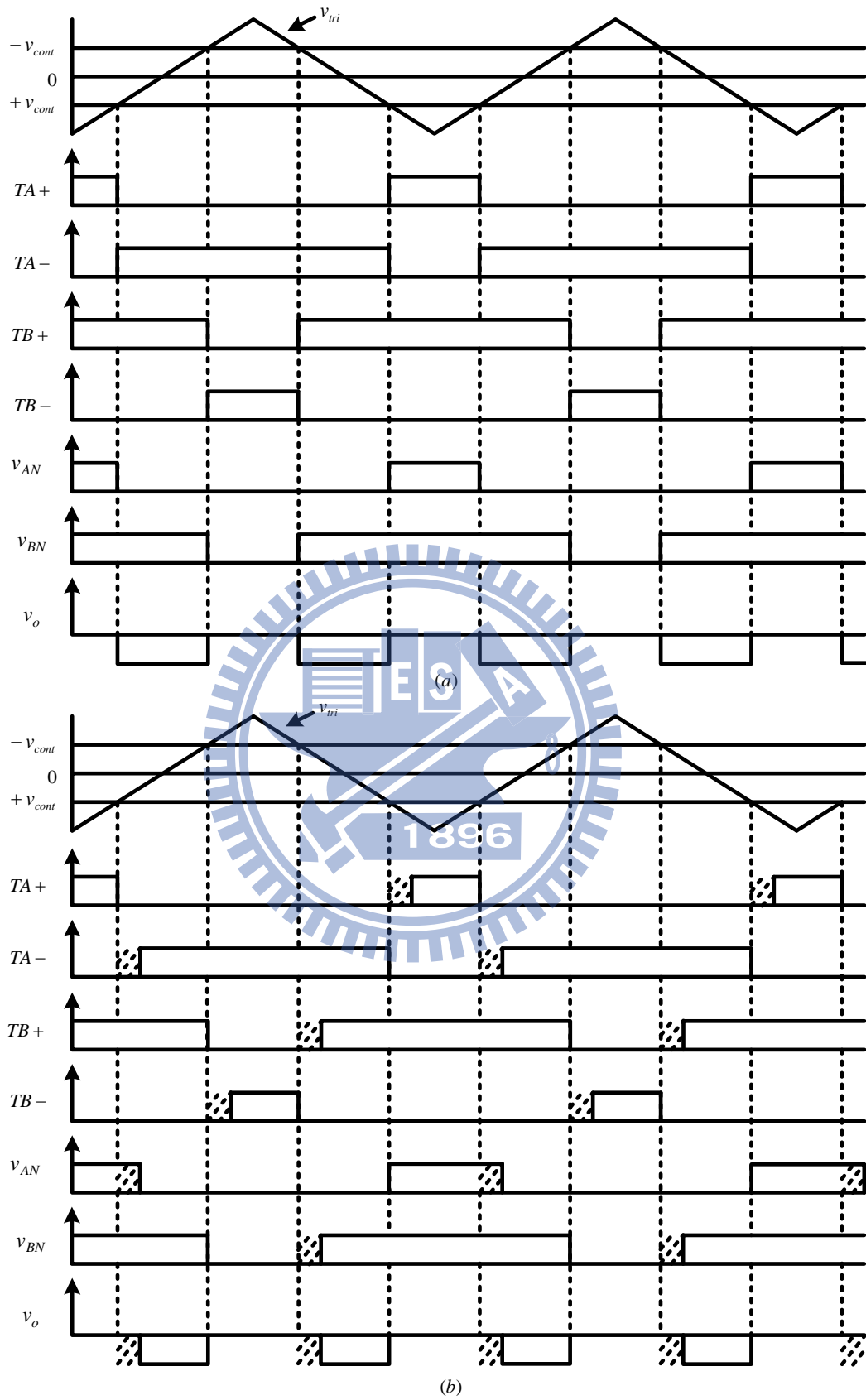


圖 3.10 三角波開關訊號($i_A < 0$)：(a)理想；(b)具有空白時間

圖 3.11(a)為鋸齒角波理想的開關訊號($i_A > 0$)，圖 3.11 (b)為鋸齒波具有空白時間的開關訊號($i_A > 0$)和圖 3.12(a)為鋸齒角波理想的開關訊號($i_A < 0$)，圖 3.12 (b)為鋸齒波具有空白時間的開關訊號($i_A < 0$)，本論文也將鋸齒波對空白時間的影響拿來做分析，分析方式如同三角波(圖 3.9、圖 3.10)的分析方式相同，就不再一一陳述。

本論文還將三角波與鋸齒波的電壓輸出訊號模擬圖放上來，如圖 3.13 和圖 3.14，圖 3.13 (a)為三角波電壓輸出訊號模擬圖($i_A > 0$)，(b)為三角波電壓輸出訊號模擬圖($i_A < 0$)。圖 3.14 (a)為鋸齒波電壓輸出訊號模擬圖($i_A > 0$)，(b)為鋸齒波電壓輸出訊號模擬圖($i_A < 0$)。另外將三角波與鋸齒波的電壓輸出訊號實作圖放上來如圖 3.15 和圖 3.16，圖 3.15 (a)為三角波電壓輸出訊號實作圖($i_A > 0$)，(b)為三角波電壓輸出訊號實作圖($i_A < 0$)。圖 3.16 (a)為鋸齒波電壓輸出訊號實作圖($i_A > 0$) (b)為鋸齒波電壓輸出訊號實作圖($i_A < 0$)。而本論文的模擬圖與實作圖的空白時間皆設為 $1\mu s$ 。藉由模擬圖和實作圖的對照，讓大家對空白時間應該了解的更深入。



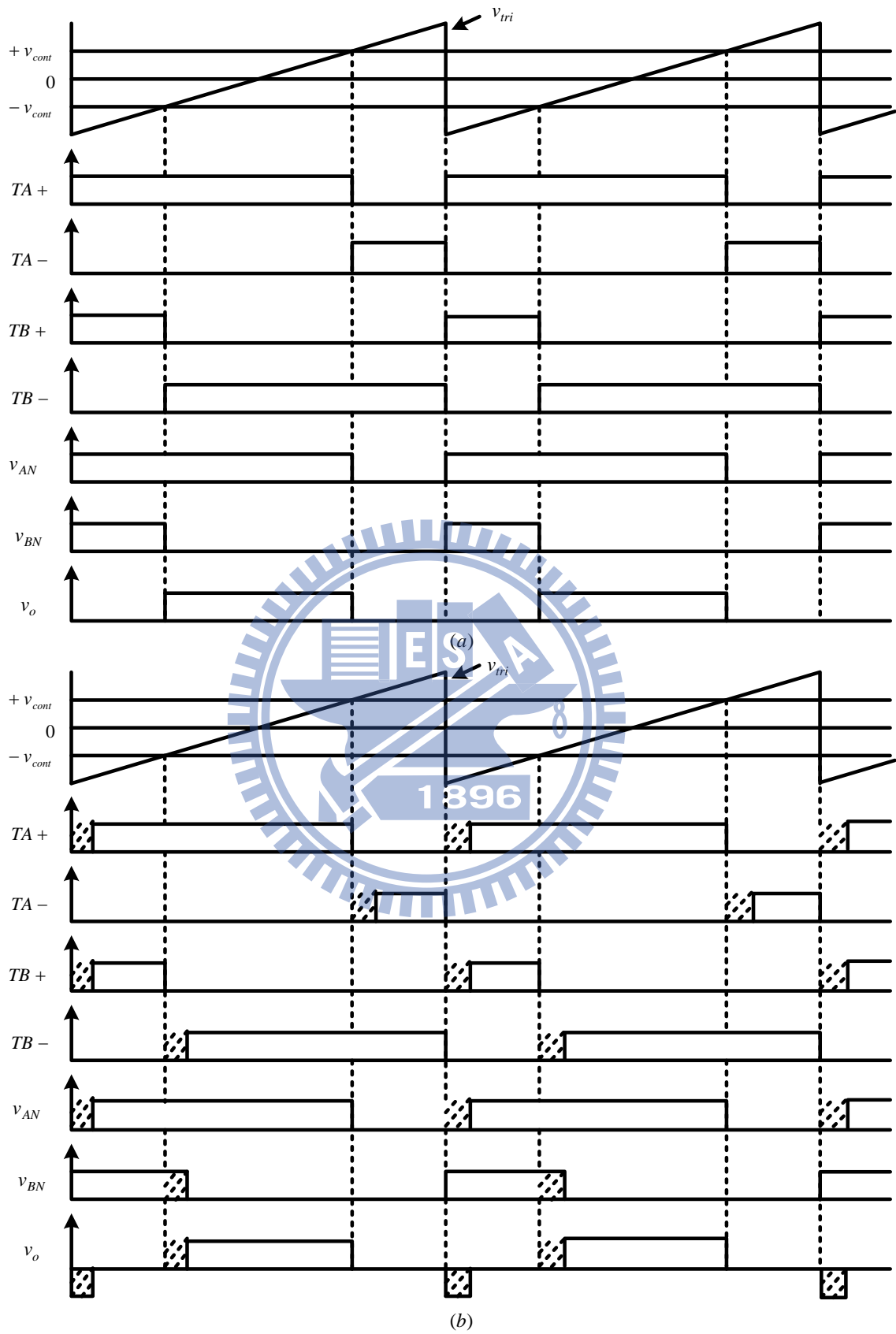


圖 3.11 鋸齒波開關訊號($i_A > 0$)：(a)理想；(b)具有空白時間

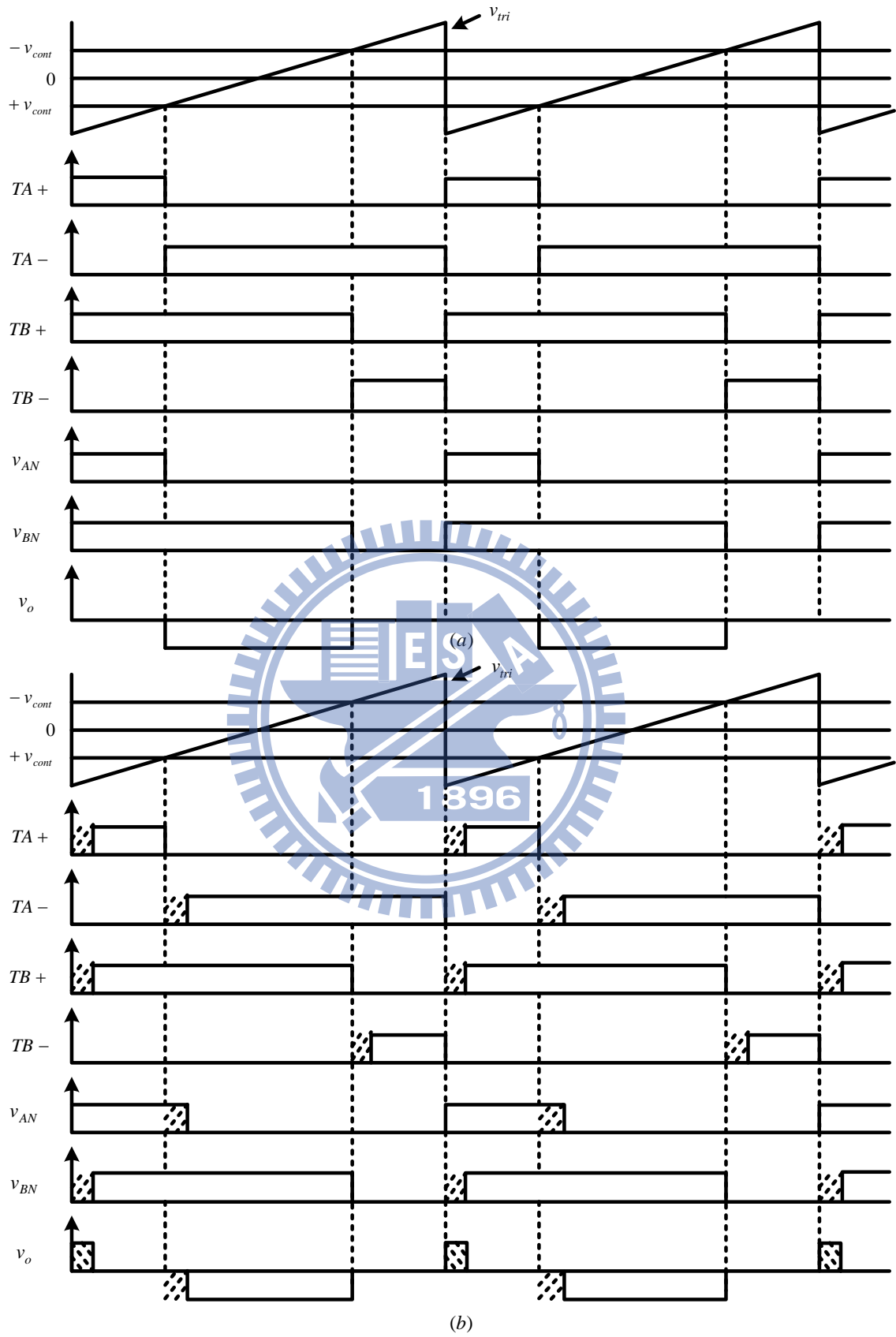


圖 3.12 鋸齒波開關訊號($i_A < 0$)：(a)理想；(b)具有空白時間

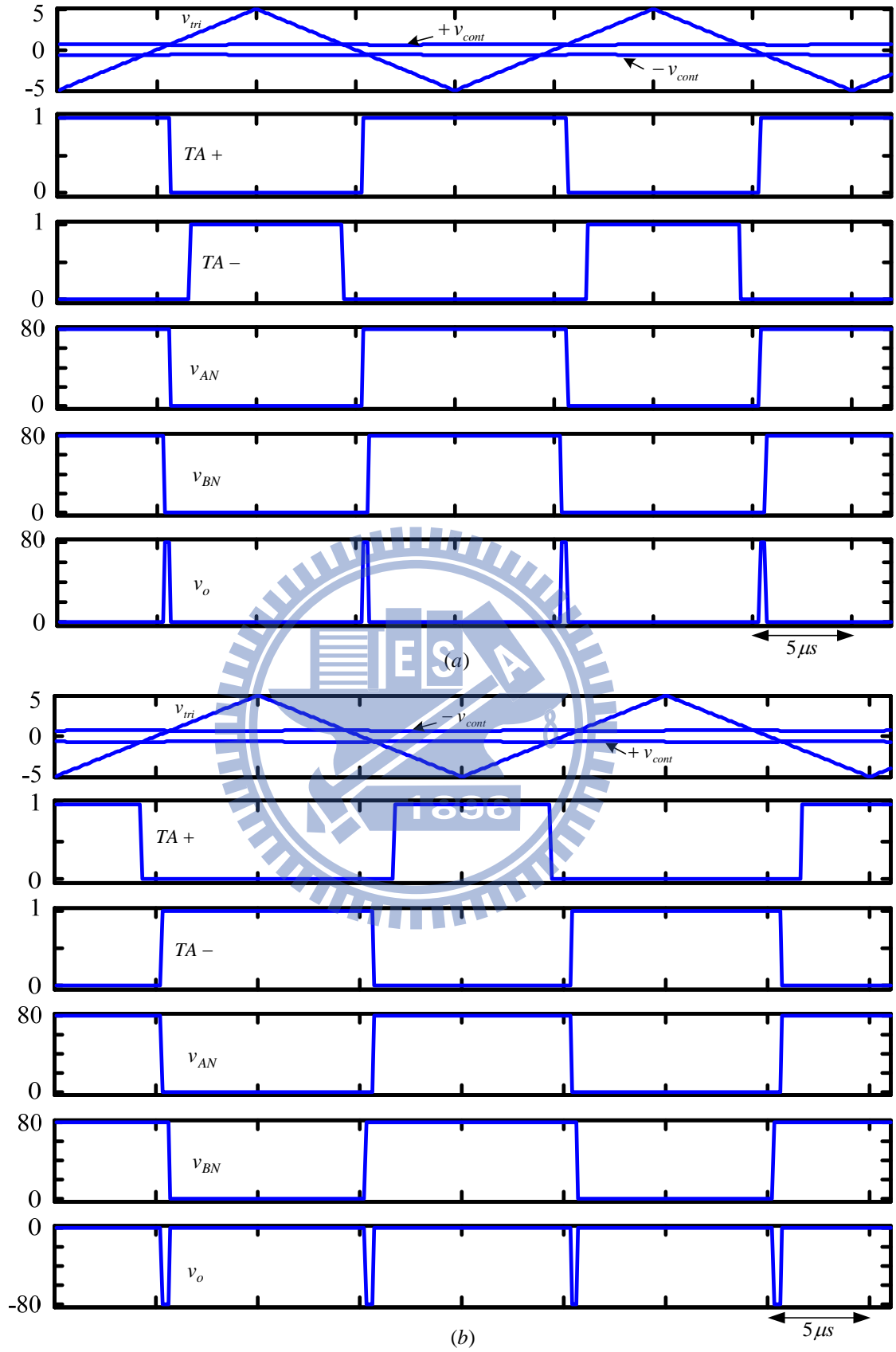


圖 3.13 三角波電壓輸出訊號模擬圖：(a) $i_A > 0$ ；(b) $i_A < 0$

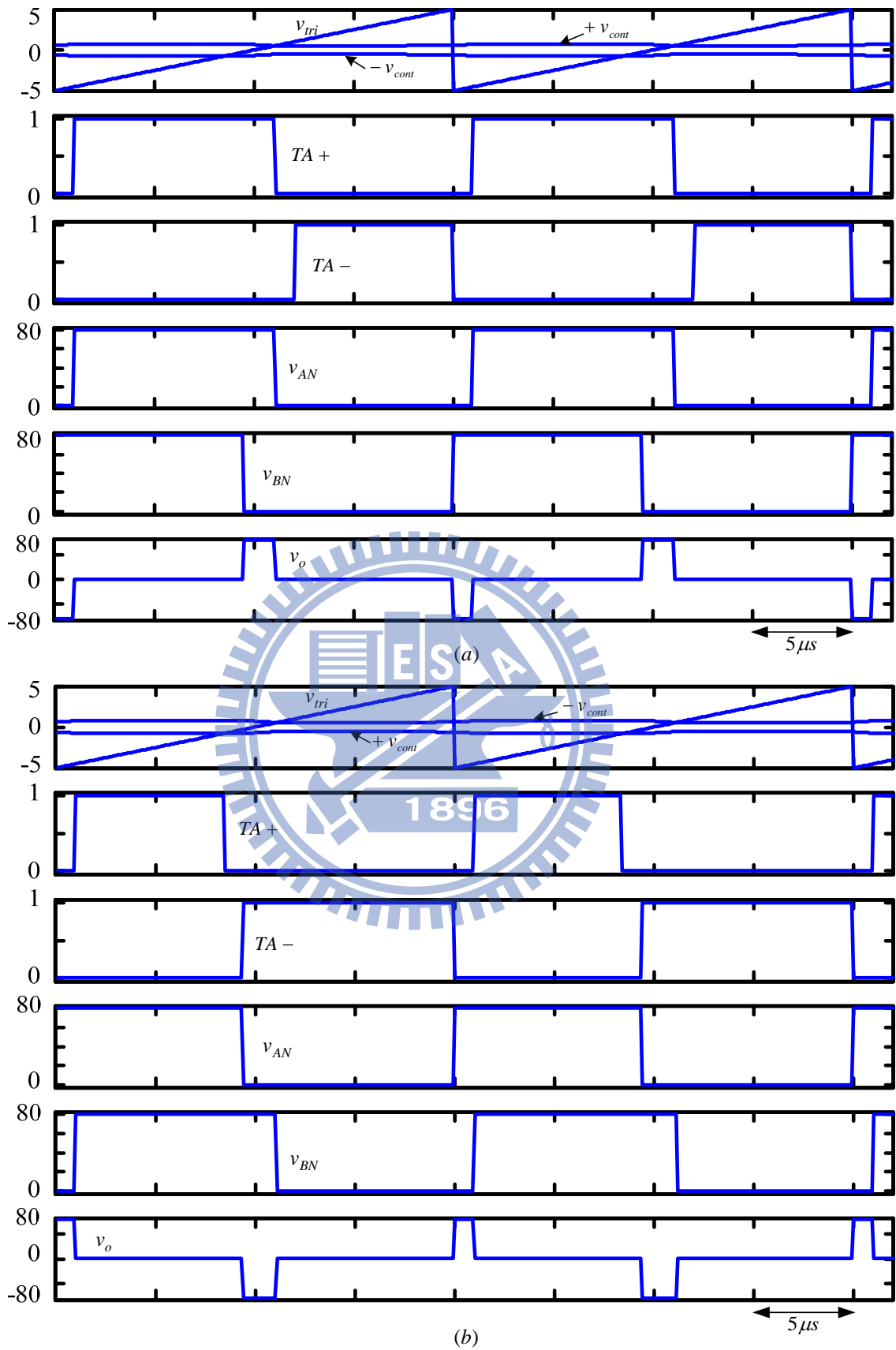


圖 3.14 鋸齒波電壓輸出訊號模擬圖：(a) $i_A > 0$ ；(b) $i_A < 0$

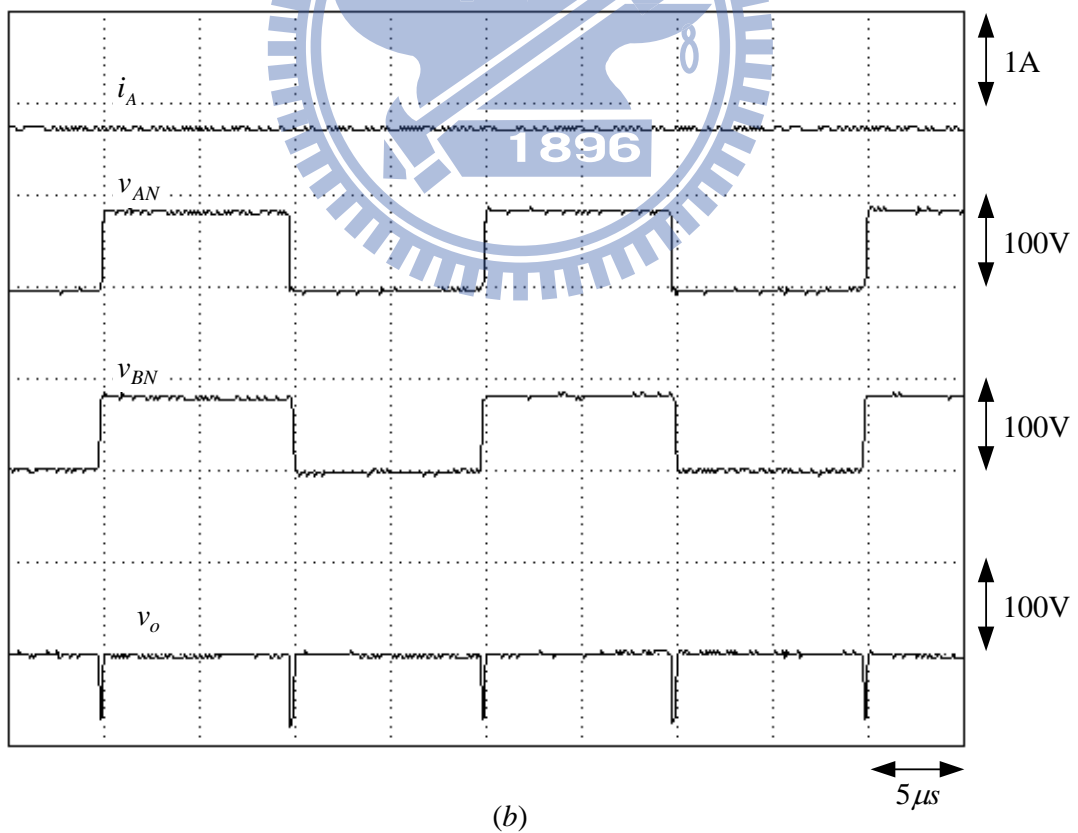
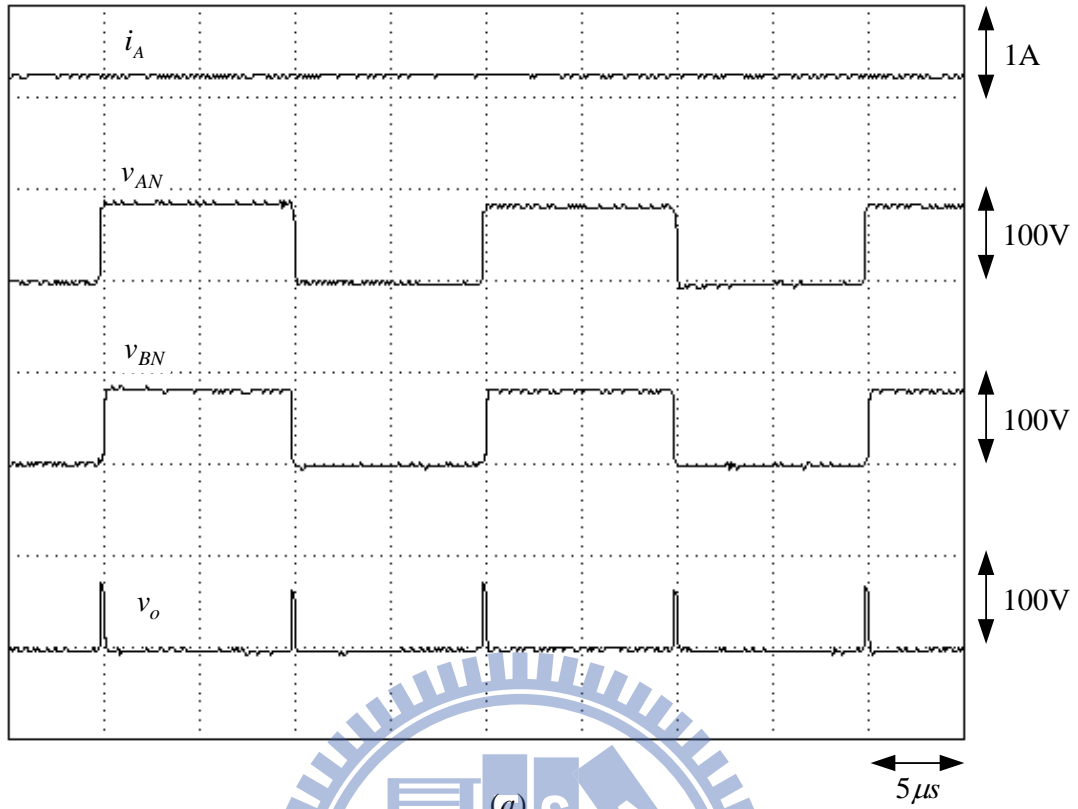


圖 3.15 三角波電壓輸出訊號實作圖：(a) $i_A > 0$ ；(b) $i_A < 0$

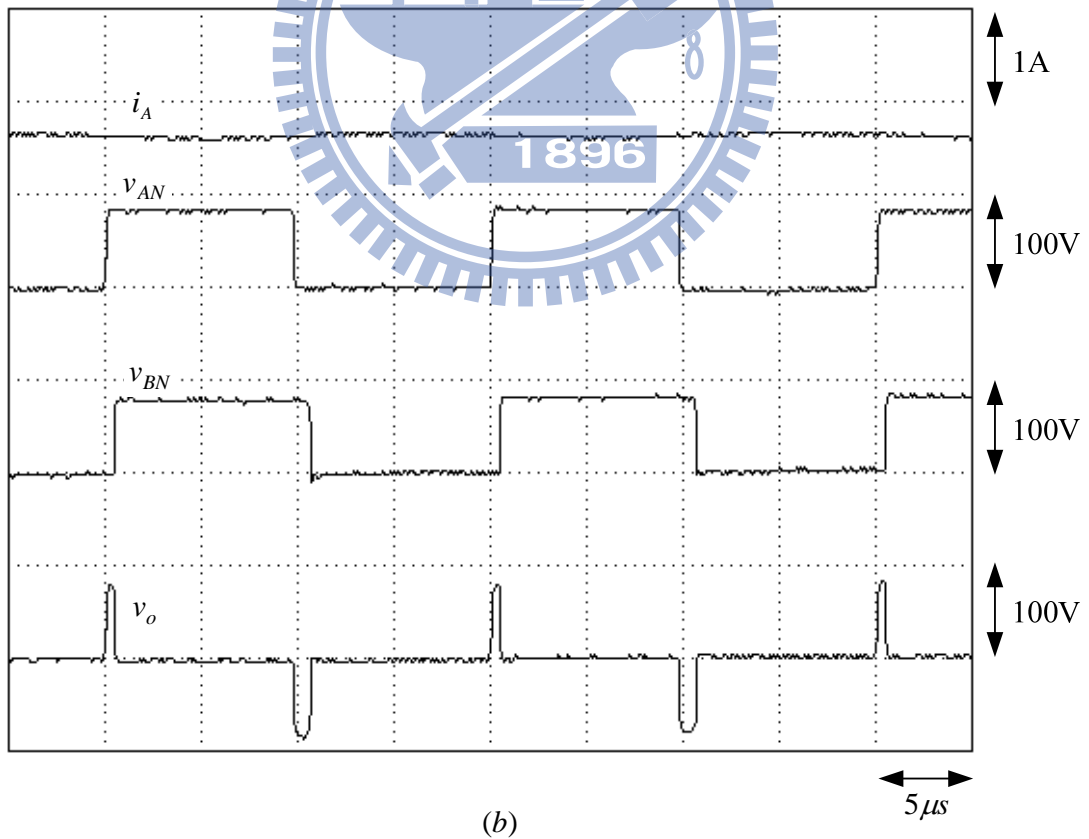
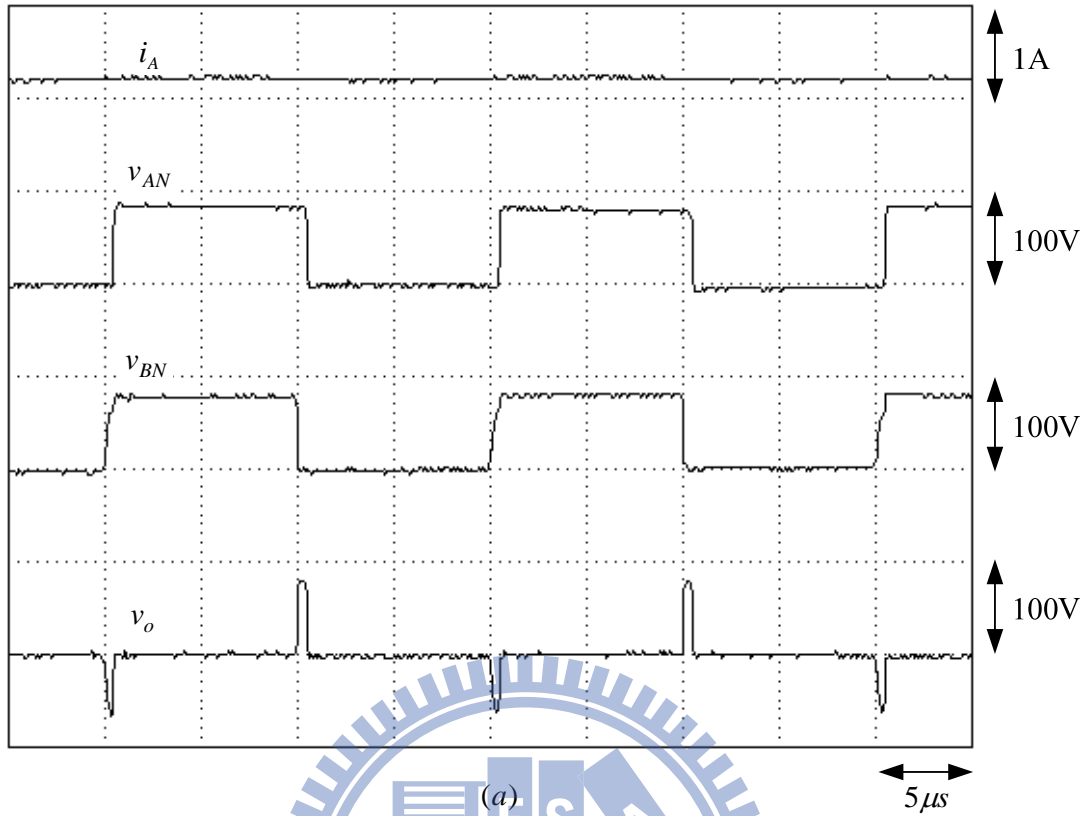


圖 3.16 鋸齒波電壓輸出訊號實作圖：(a) $i_A > 0$ ；(b) $i_A < 0$

3.4 所提電流控制器

由上一小節知，空白時間對 PWM 反流器電壓之影響極為嚴重，且對於回授電流造成極大失真，所以本論文將提出空白時間補償控制器，將在本小節做詳細介紹。

(1) 回授控制器：

圖 3.17 為電流控制反流器供電振動機之系統組成，脈寬調變切換方式採用單極性電壓切換控制，在考慮空白時間下，如果忽略高頻特性，則開關之切換函數可以近似為下式：

$$\begin{cases} S_A = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{v_{cont}}{\hat{v}_{tri}} \right) - \frac{t_{\Delta}}{T_s} * \text{sign}(i_o) \\ S_B = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{v_{cont}}{\hat{v}_{tri}} \right) + \frac{t_{\Delta}}{T_s} * \text{sign}(i_o) \end{cases} \quad (3.8)$$

其中， S_A 及 S_B 代表第 A 臂及第 B 臂之開關函數，開關函數為 1 表開關 on，0 表開關 off。反流器之輸出由此可表為：

$$v_o = (S_A - S_B) V_d \quad (3.9)$$

將(3.8)式代入(3.9)式可得：

$$\begin{aligned} v_o &= \left[\frac{v_{cont}}{\hat{v}_{tri}} - 2 \frac{t_{\Delta}}{T_s} * \text{sign}(i_o) \right] V_d \\ &\stackrel{\Delta}{=} k_{pwm} v_{cont} - 2 \frac{t_{\Delta}}{T_s} * V_d * \text{sign}(i_o) \end{aligned} \quad (3.10)$$

其中， k_{pwm} 代表反流器之脈寬調變增益。

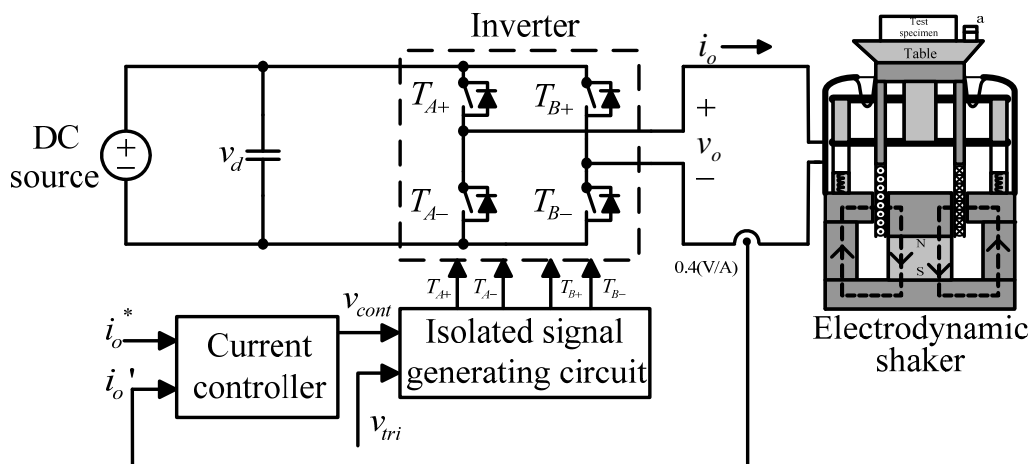


圖 3.17 電流控制反流器供電振動機系統

由圖 2.1 利用 KVL，可列出反流器的電壓方程式：

$$v_o = L \frac{di_o}{dt} + Ri_o + e \quad (3.11)$$

又誤差訊號，經過電流控制機構 G_{cb} 產生的控制訊號為：

$$v_{cont} = G_{cb}(i_o^* - k_s i_o) \quad (3.12)$$

由(3.11)及(3.12)兩式，可推得振動機電流強迫控制機構的等效方塊圖，如圖 3.18 所示。

本論文中迴授控制器 G_{cb} 採取 PI 控制器，即 $G_{cb} = k_p + \frac{k_i}{s}$ 。

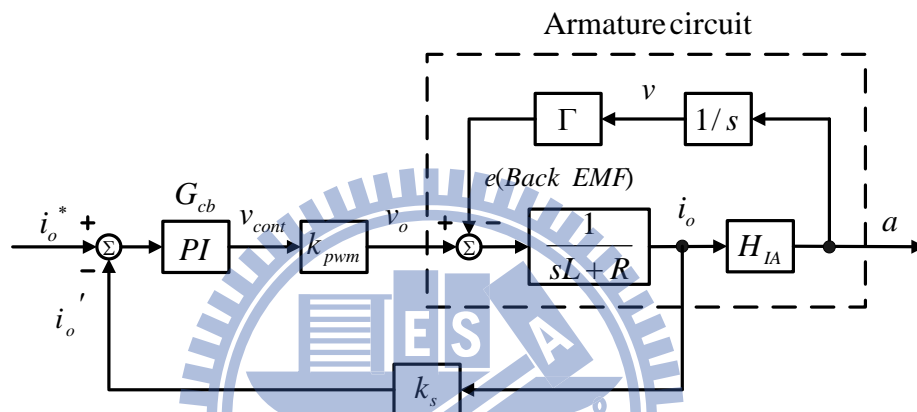


圖 3.18 反流器供電振動機之電流控制方塊圖

(2) 空白時間補償控制器：

考慮開關之非理想性，即其導通與截止過程均需要時間，因此同一臂上二關關切換時間必須錯開一小段時間，稱為空白時間(dead time)，以避免二開關同時在非完全導通或截止狀態下發生短路之情況。空白時間之作法乃將每一開關由 off 至 on 之瞬間往後延遲一時間 t_Δ ，而往後延遲這段時間 t_Δ ，將對輸出電流波型造成嚴重失真。

為了改善空白時間所造成的失真，可參考[30]，在電流全橋供電振動機之控制系統方塊圖中加入空白時間補償控制器如圖 3.19 所示，此控制器的目地在判別 $i_o > 0$ 時， $v_{cont} + \Delta v$ ，而 $i_o < 0$ 時， $v_{cont} - \Delta v$ ，而 Δv 值說明如下，當三角波振幅為 \hat{v}_{tri} ，週期為 T_s ，假設空白時間為 t_Δ ，為了補償空白時間所造成的失真， Δv 為(3.13)式所示，加了補償器後，電流追隨效果大大提升。

$$v_{dic} = \Delta v = 2 \frac{t_{\Delta}}{T_s} \hat{v}_{tri} * \text{sign}(i_o) \quad (3.13)$$

加上空白時間補償後的 v_{cont} 為：

$$\begin{aligned} v_{cont} &= v_{cont} + \Delta v \\ &= v_{cont} + 2 \frac{t_{\Delta}}{T_s} \hat{v}_{tri} * \text{sign}(i_o) \end{aligned} \quad (3.14)$$

將(3.14)式代入(3.10)式，可整理成下式：

$$v_o = \frac{v_{cont}}{\hat{v}_{tri}} V_d^{\Delta} = k_{pwm} v_{cont} \quad (3.15)$$

也就是說，空白時間補償後，可以完完全全的將空白時間所造成的影響消掉，使得電流追隨效果合乎預期。而一些其它的系統參數如下所示：

$$\begin{aligned} \bar{R} &= 1.89(\Omega) , \quad \bar{L} = 0.81(mH) , \quad \bar{k}_{pwm} = 80 , \quad \bar{k}_s = 0.01668 , \\ \bar{m} &= 0.221(kg) , \quad \bar{c} = 5.16(N \cdot s/m) , \quad \bar{k} = 11451(N/m) , \\ \bar{\Gamma} &= 12.44(N/A) \end{aligned} \quad (3.16)$$

其中 \bar{R} 和 \bar{L} 是在頻率為 100Hz 所量測到的， \bar{m} 為無載時的重量。操作頻率為 $f_o = 5Hz \sim 2000Hz$ ，切換頻率為 $f_s = 50kHz$ ， $t_{\Delta} = 0.5\mu s$ 。

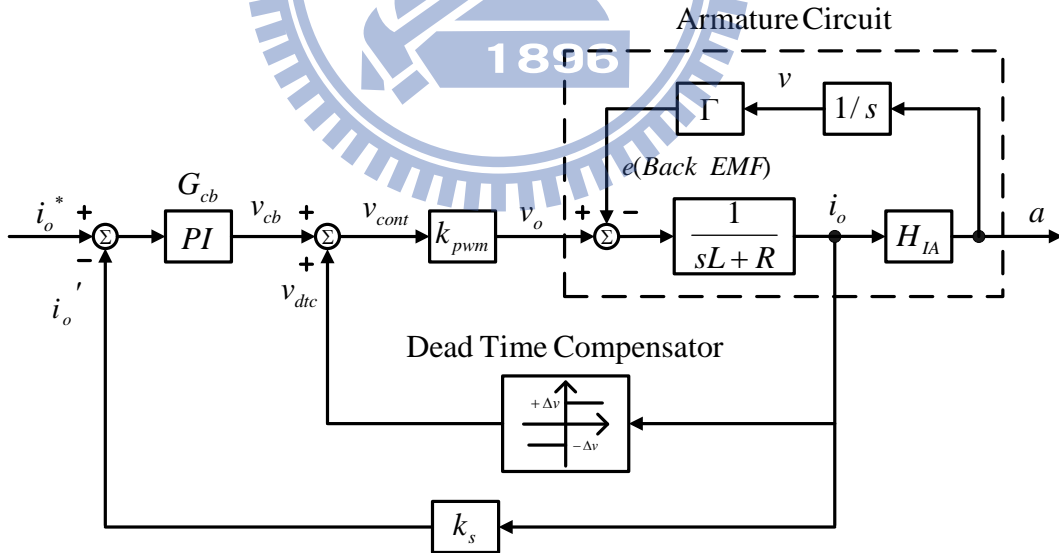


圖 3.19 加入空白時間補償控制器之控制方塊圖

第四章

模擬驗證

4.1 PSIM 模擬軟體

在此利用來模擬的軟體為 PSIM，這套軟體廣泛的使用在電力電子領域的研究中。由於其簡單的操作介面，以及模擬快速的特性，使得使用者更利於在繁複的驗證中，更快速的取得需要的資訊。

另外 PSIM 廣受電力電子領域研究所使用的原因，莫過於其內部的馬達驅動零件庫相當豐富，以及很強的控制系統模擬能力，在頻率響應的分析方便，另外它可以和 C/C++ 程式做連結也是其中一個相當重要的原因。以下簡單介紹 PSIM 這套軟體。

在 PSIM 中有提供五種功能模組供使用者使用，分別為供給馬達驅動系統使用的馬達驅動模組、設計數位控制系統的數位控制模組、提供 Matlab/Simulink 共同模擬的 Simulink 耦合模組、提供 MagCoupler 共同模擬的 JMAG 耦合模組及計算功率開關熱損失與溫度變化的熱分析模組，可以利用圖 4.1 簡單描述此五種功能模組[31]。

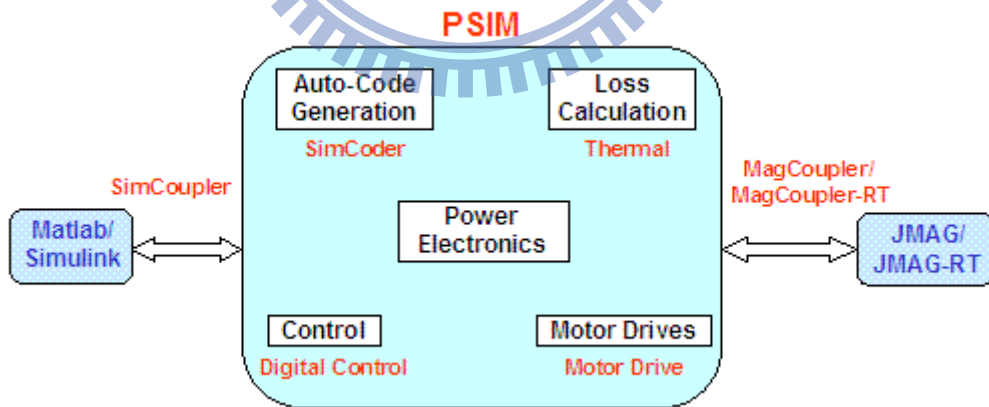


圖 4.1 PSIM 功能模組概圖

在馬達驅動模組中，由於電動機模型與控制迴路相當複雜，因此對於馬達驅動系統設計與分析工作具有高度的挑戰性，利用 PSIM 的馬達驅動模組中的電動機模型與負載模型可以使複雜的分析工作簡化，此外豐富的零件庫可以使馬達驅動的模擬系統迅速的

建立。在 PSIM 中馬達驅動模組包括：直流電動機、三相鼠籠式與轉子繞線式感應電動機、永磁與外激式同步電動機、無刷直流電動機、切換式磁阻電動機、定力矩，定功率及一般常用機械負載、速率與力矩感測器及換速齒輪箱。

在數位控制模組中，不同於類比控制器，數位控制器的設計上，取樣頻率的影響、取樣延遲、量化誤差、以及類比數位轉換上的誤差都必須考慮，因此利用數位控制模組，可以確認控制器的效能跟穩定度、研究取樣頻率對於系統效能的影響以及類比決定數位轉換器的解析度需求，對於數位控制器的設計有很大的幫助。在 PSIM 中數位控制模組包括：零階維持、單位延遲、Z 域轉移函數方塊、數位 FIR 與 IIR 濾波器、量化方塊、數位積分與微分控制器及環型緩衝器。

PSIM 正因為強大的計算能力以及豐富的資料庫內容，對於本論文在電路以及控制器驗證上有很大的幫助，以下的模擬也將大量的使用 PSIM 來做各種情況的模擬。



4.2 理想電源

4.2.1 理想電壓源

由第二章的討論，得到電樞線圈的機械參數與電氣參數，為了驗證參數之估測值是否正確，在此根據前面所推導之參數估測值，並使用 PSIM 模擬軟體中的電壓控制電壓源的元件來作為振動機的反應電動式，而振動機的反應電動式為(2.2)式所示，利用這樣的設計同時可以滿足電樞線圈的機械參數與電氣參數的設定，而 PSIM 所建立之簡易電路系統如圖 4.2 所示，證實所討論之電路系統的可行性。設計為模擬無載情況下，5Hz~2kHz 之加速度與電樞電流的關係，由圖 4.3~圖 4.8 可以觀察出輸出電壓、反應電動式、電樞電流與加速度波形皆為弦波，經與前面使用線性功率放大器供電之實測波形比較，所推導之數學模型可以正確描述振動機行為。

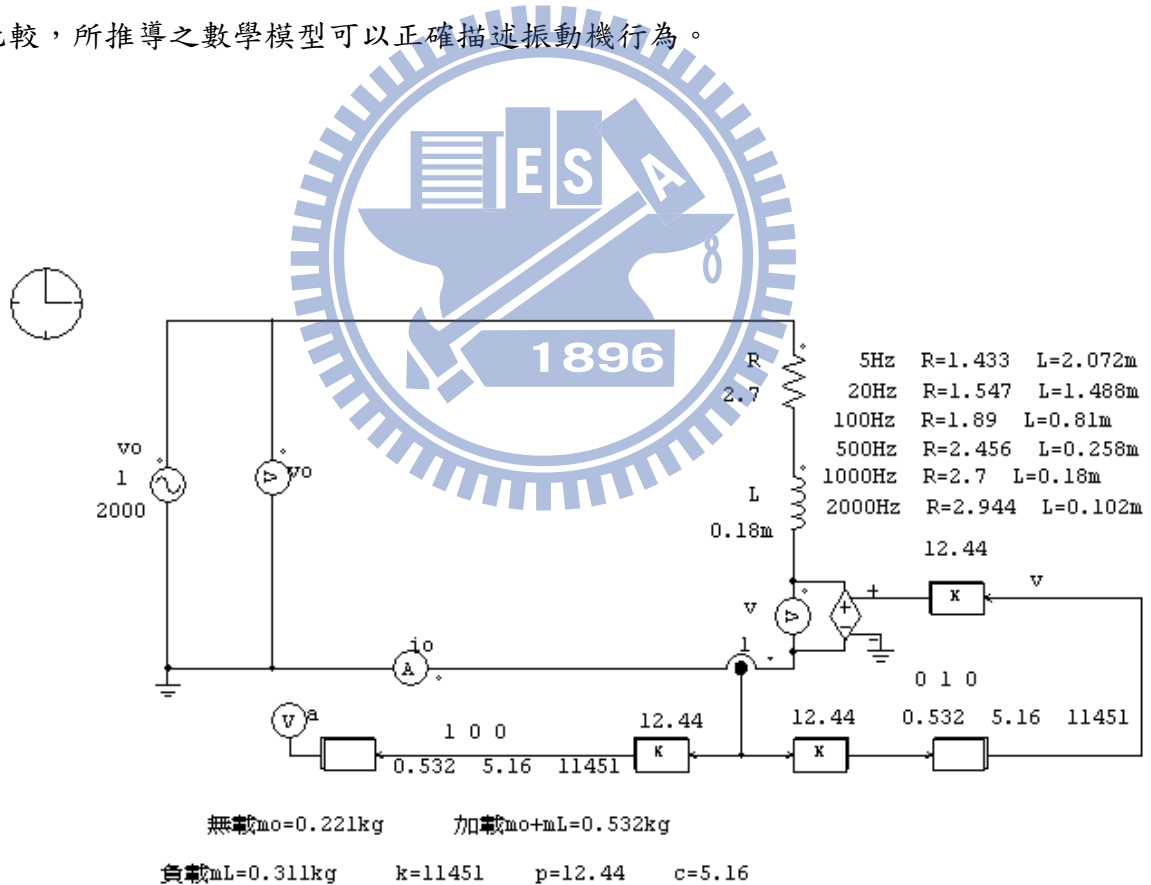
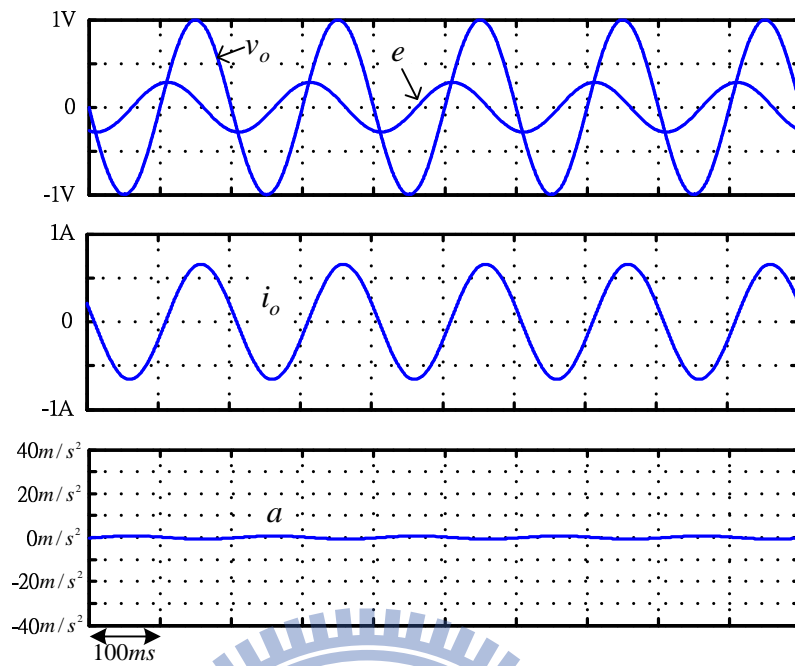
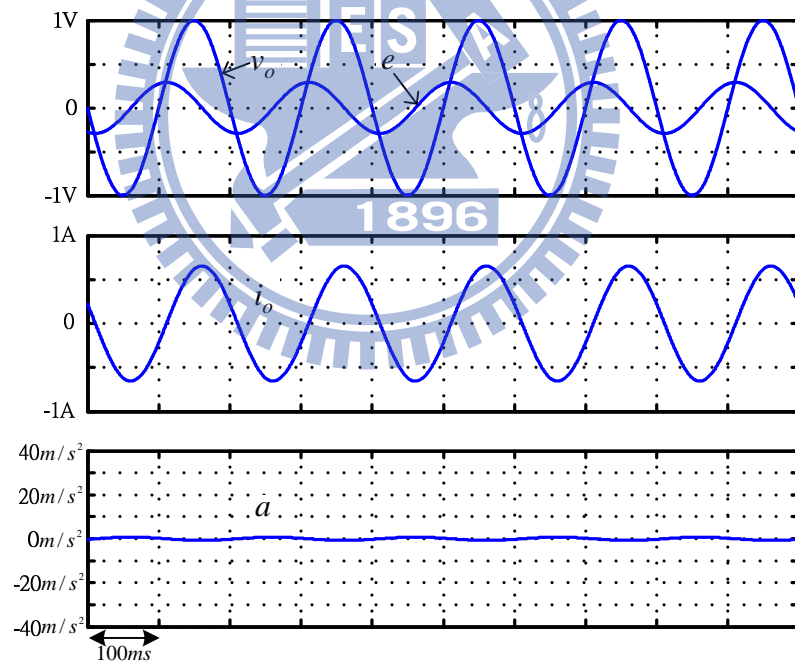


圖 4.2 理想電壓源 PSIM 模擬電路圖

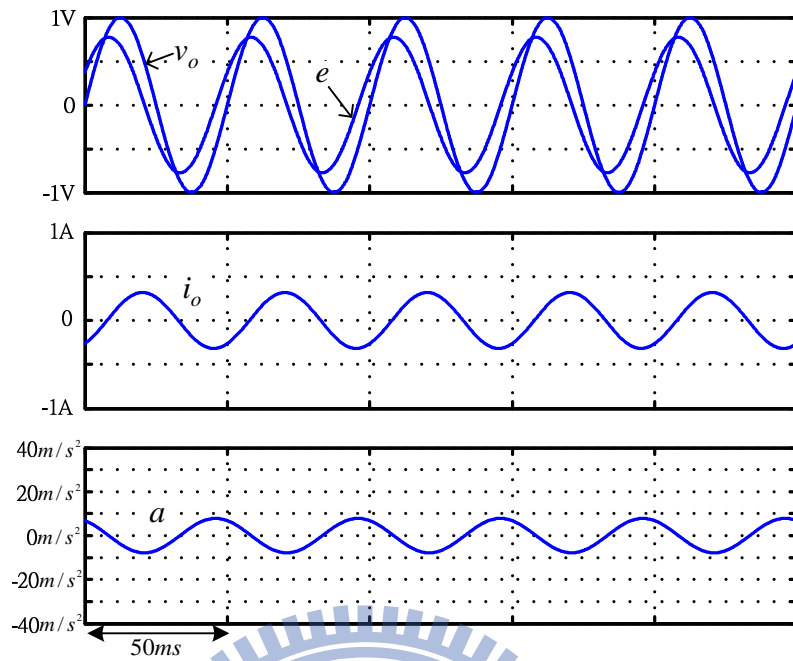


(a)

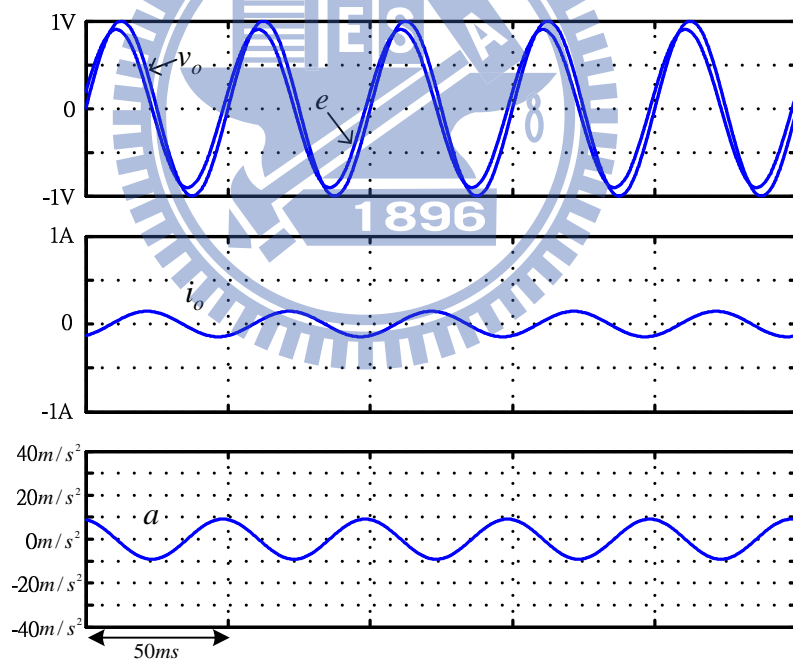


(b)

圖 4.3 理想電壓源 5Hz 模擬波形：(a)無載 ($m=0.221\text{kg}$)；(b)加載($m=0.532\text{kg}$)

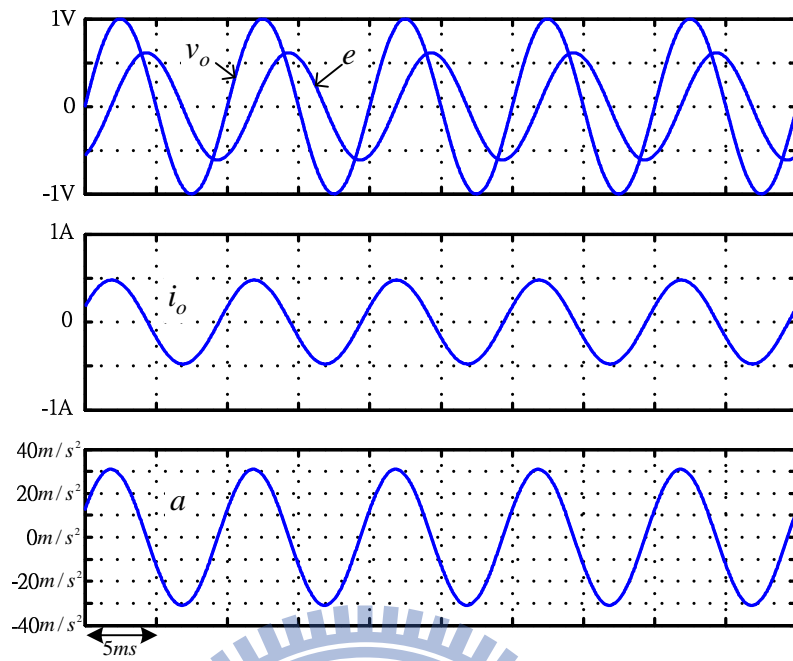


(a)

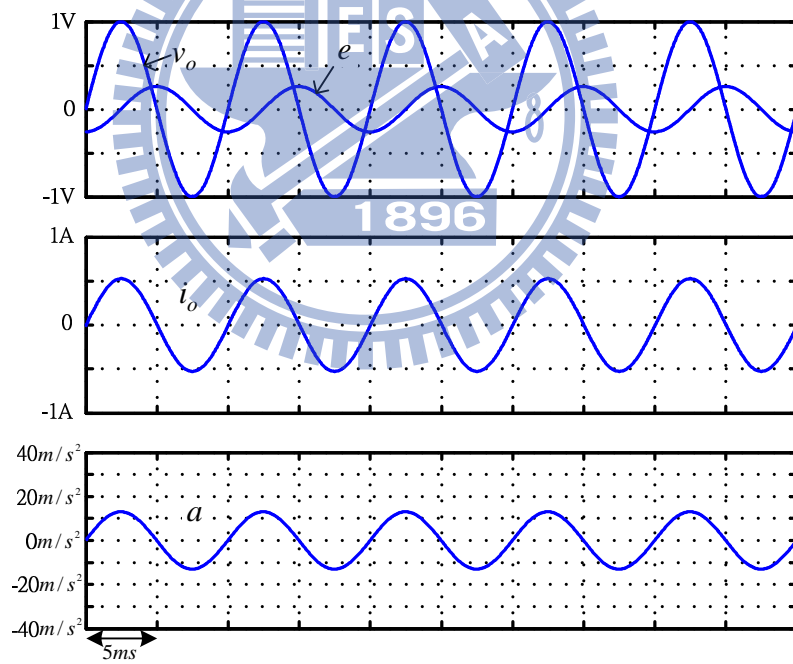


(b)

圖 4.4 理想電壓源 20Hz 模擬波形：(a)無載 ($m=0.221\text{kg}$)；(b)加載($m=0.532\text{kg}$)

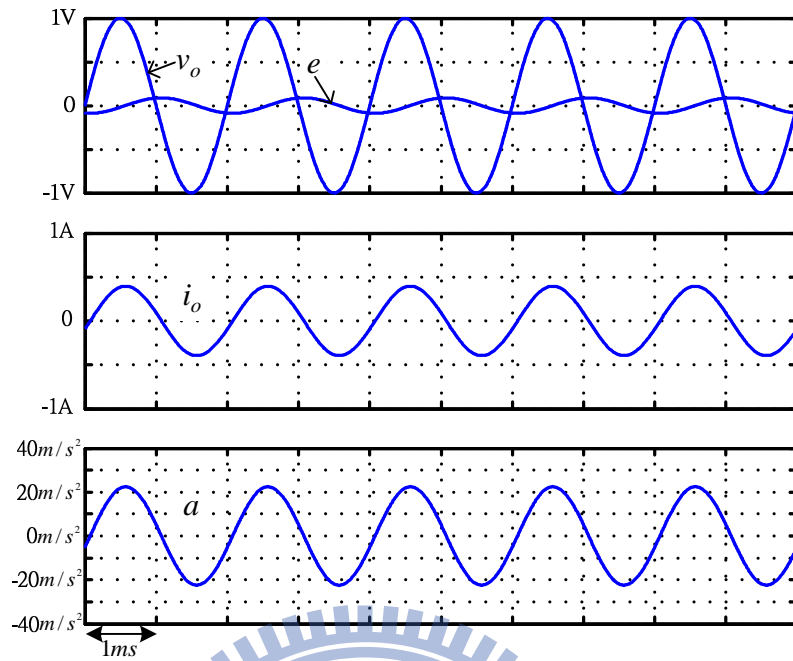


(a)

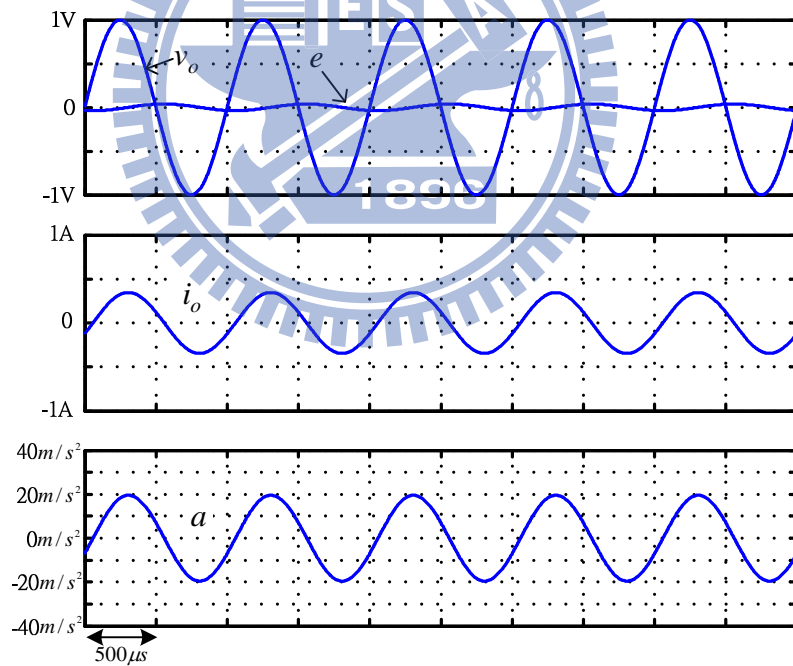


(b)

圖 4.5 理想電壓源 100Hz 模擬波形：(a)無載 ($m=0.221\text{kg}$)；(b)加載($m=0.532\text{kg}$)

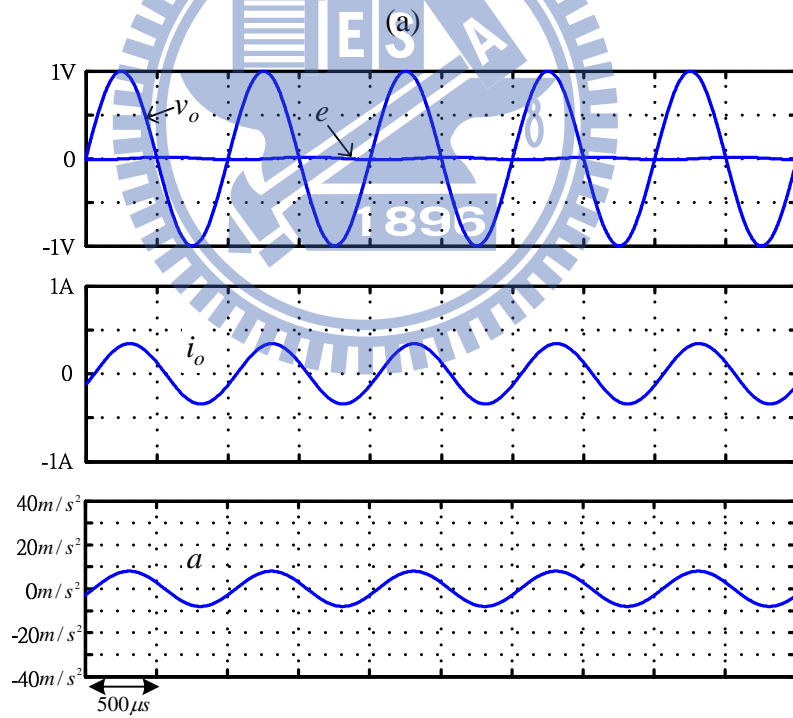
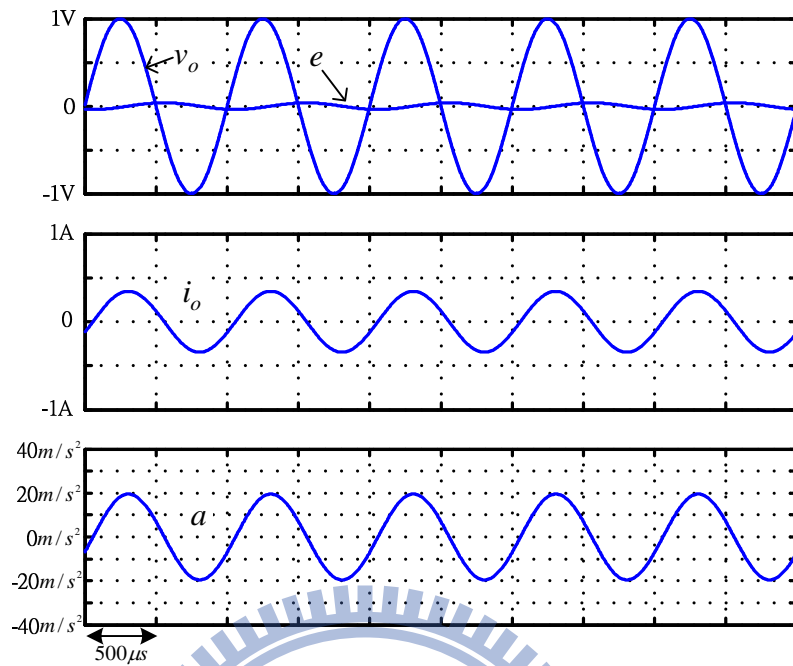


(a)



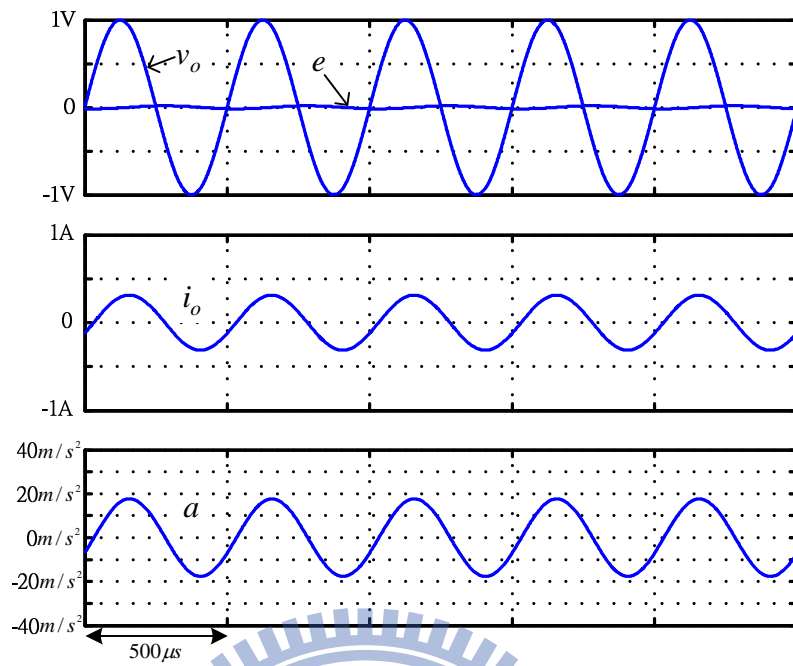
(b)

圖 4.6 理想電壓源 500Hz 模擬波形：(a)無載 ($m=0.221\text{kg}$)；(b)加載($m=0.532\text{kg}$)

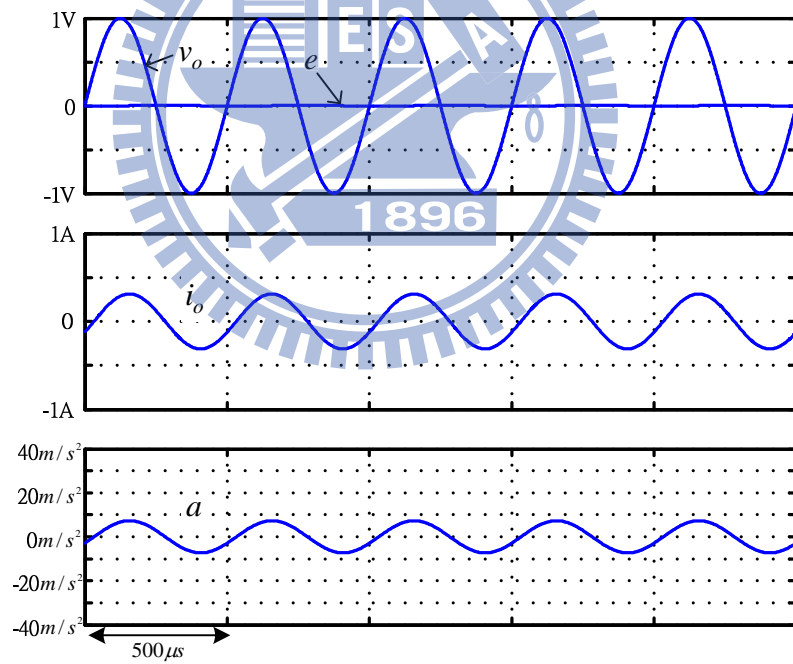


(b)

圖 4.7 理想電壓源 1000Hz 模擬波形：(a)無載 ($m=0.221\text{kg}$)；(b)加載($m=0.532\text{kg}$)



(a)



(b)

圖 4.8 理想電壓源 2000Hz 模擬波形：(a)無載 ($m=0.221\text{kg}$)；(b)加載($m=0.532\text{kg}$)

4.2.2 理想電流源

本論文之主要目的在於從事 DSP 及切換式全橋電路以數位變頻控制電動式振動機之電流弦波試驗，故在實作電路之前，先以 PSIM 作一個簡單之理想電流源模擬電路，如圖 4.9 所示，觀察其電樞電流、輸出電壓、反應電動式及其所激勵之加速度特性，分別做了 10Hz、20 Hz、30 Hz、100 Hz、1000 Hz 及 2000 Hz，同頻率又做了無載 ($m=0.221\text{kg}$) 及加載($m=0.532\text{kg}$)，如圖 4.10 ~圖 4.15 所示，以同樣 1 安培的電樞電流供電，無載在 30Hz 所激勵之加速度約為 200m/s^2 為最大，以圖 2.10 之 H_{IA} 增益圖與相位圖所示，知無載的 H_{IA} 增益圖在 30Hz 左右有個突波，故所激勵之加速度為最大，如圖 4.12 所示；同理有載的 H_{IA} 增益圖在 20Hz 左右有個突波，故有載在 20Hz 所激勵之加速度約為 100m/s^2 為最大。而到了高頻， H_{IA} 之增益圖幾乎維持固定，故所激勵之加速度也就固定，差別在於無載時的 H_{IA} 增益圖較有載時的 H_{IA} 增益圖大，所以激勵之加速度也較大，由圖 4.10 ~圖 4.15 可知。

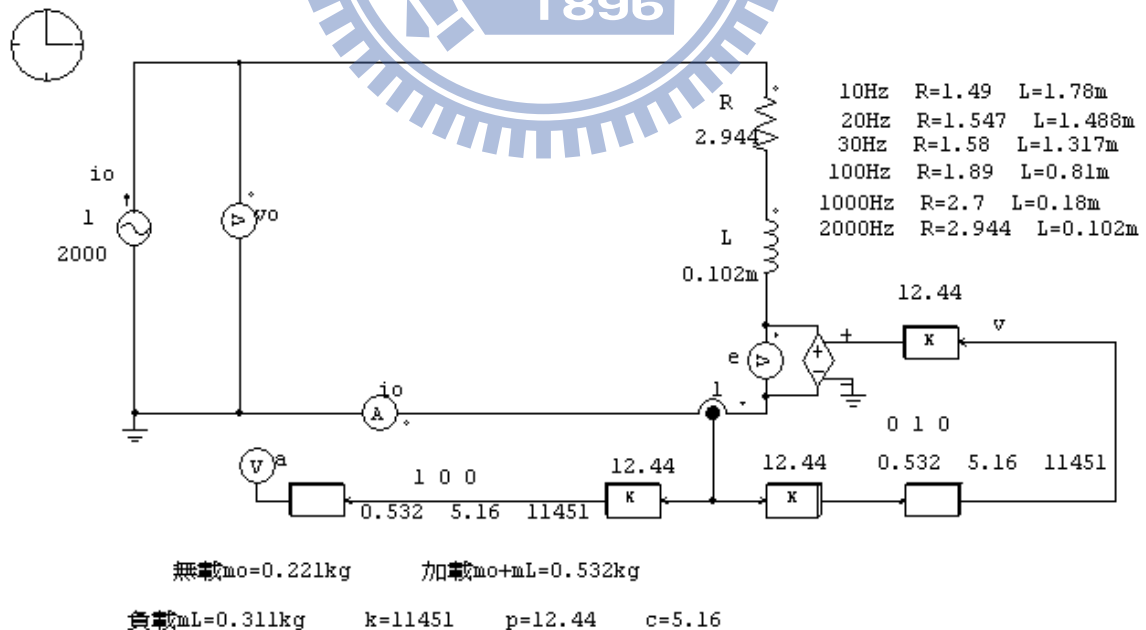
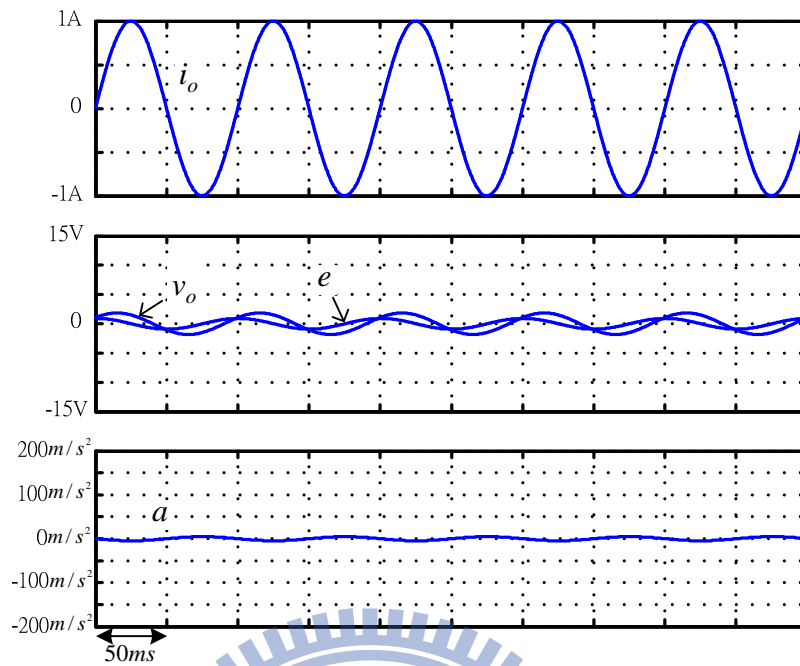
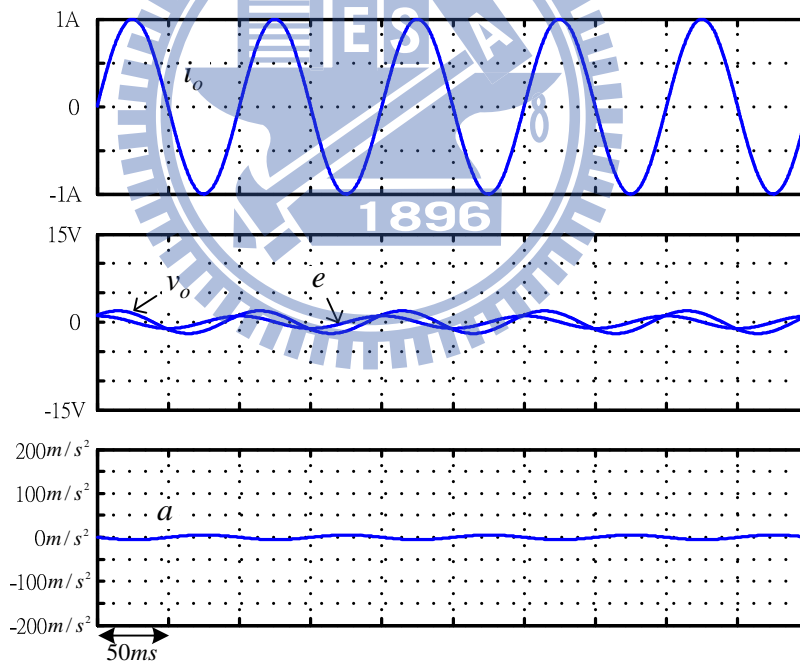


圖 4.9 理想電流源 PSIM 模擬電路圖

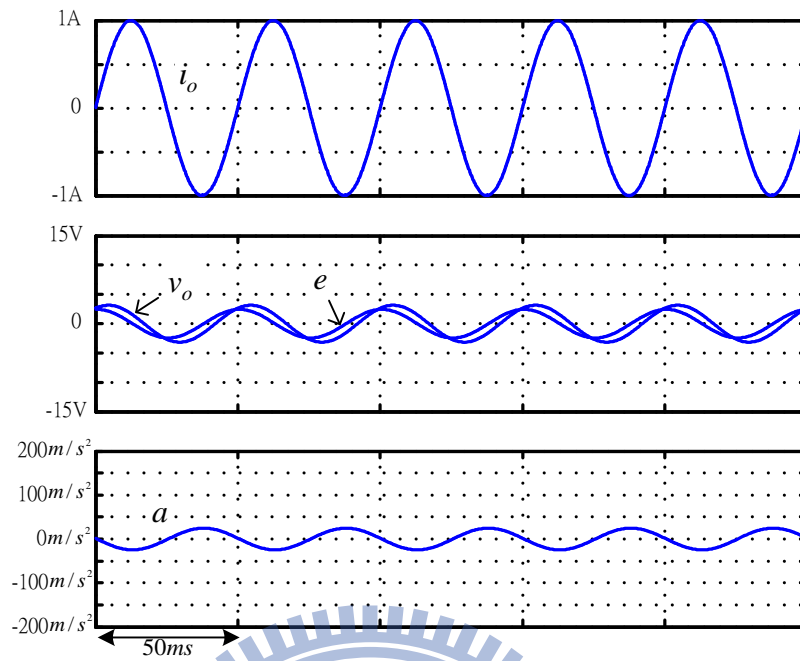


(a)

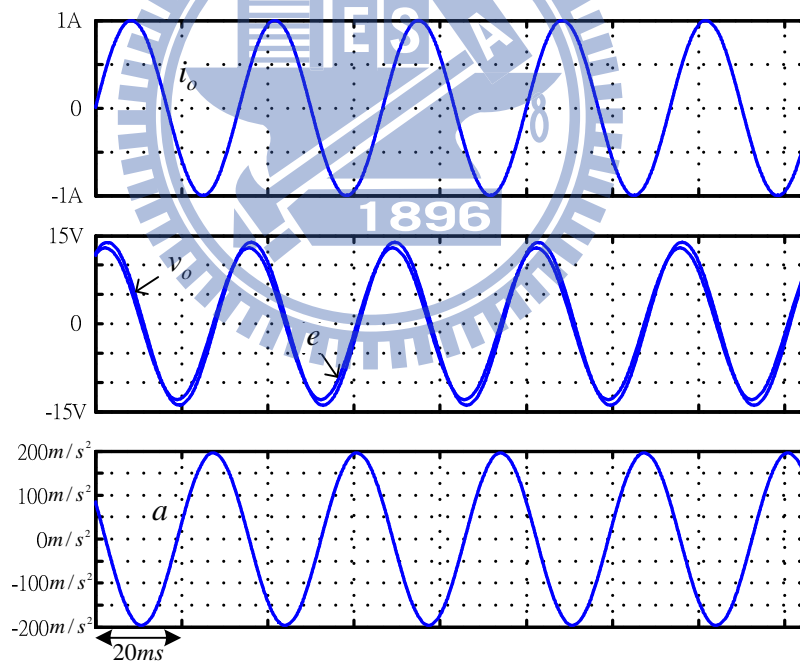


(b)

圖 4.10 理想電流源 10Hz 模擬波形：(a)無載 ($m=0.221\text{kg}$)；(b)加載($m=0.532\text{kg}$)

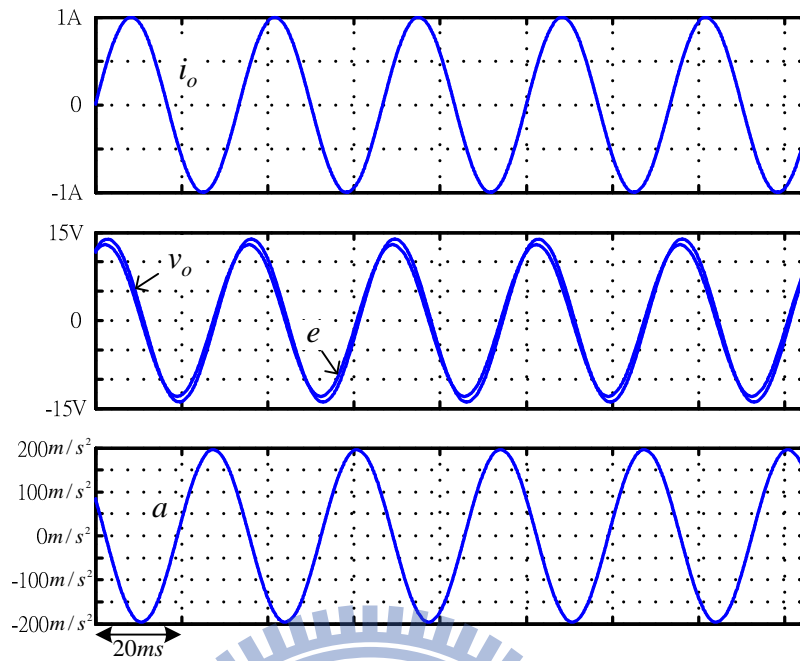


(a)

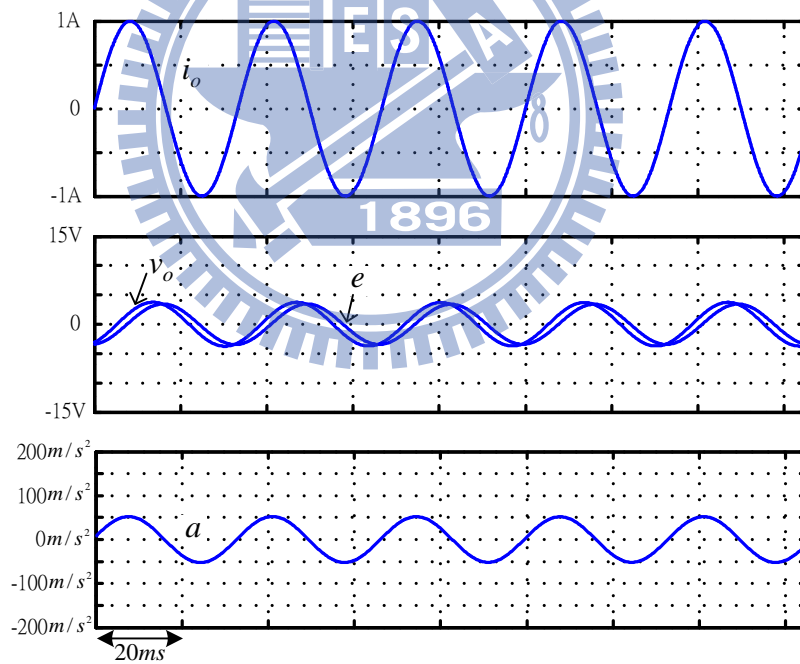


(b)

圖 4.11 理想電流源 20Hz 模擬波形：(a)無載 ($m=0.221\text{kg}$)；(b)加載($m=0.532\text{kg}$)

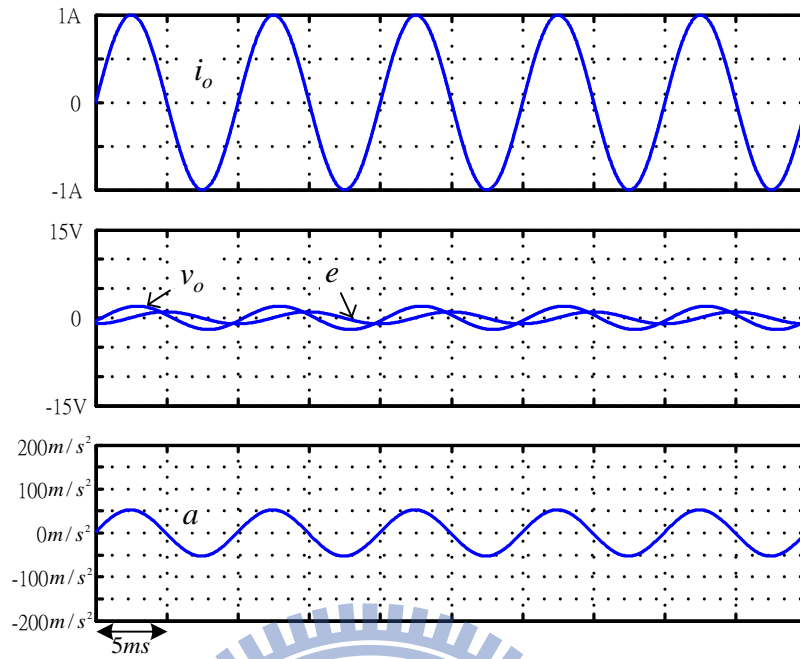


(a)

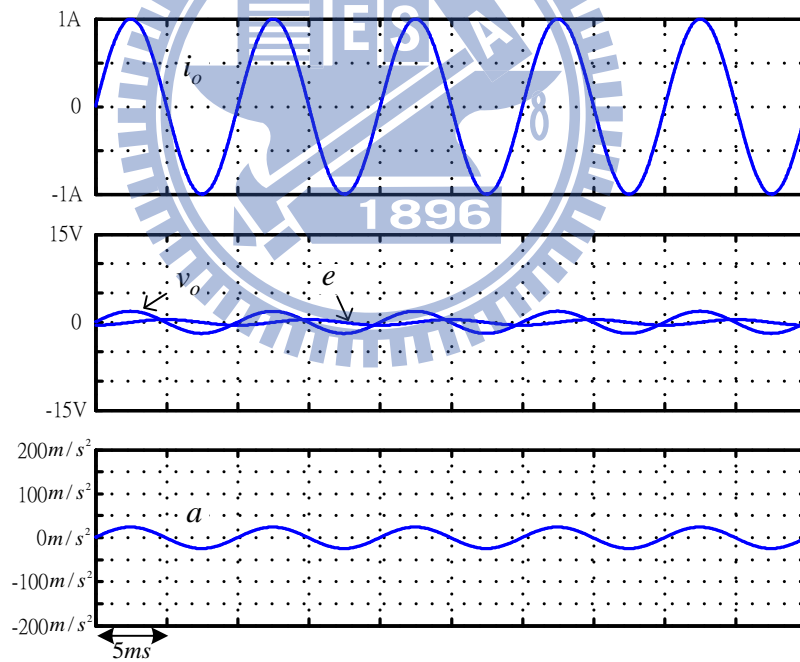


(b)

圖 4.12 理想電流源 30Hz 模擬波形：(a)無載 ($m=0.221\text{kg}$)；(b)加載($m=0.532\text{kg}$)

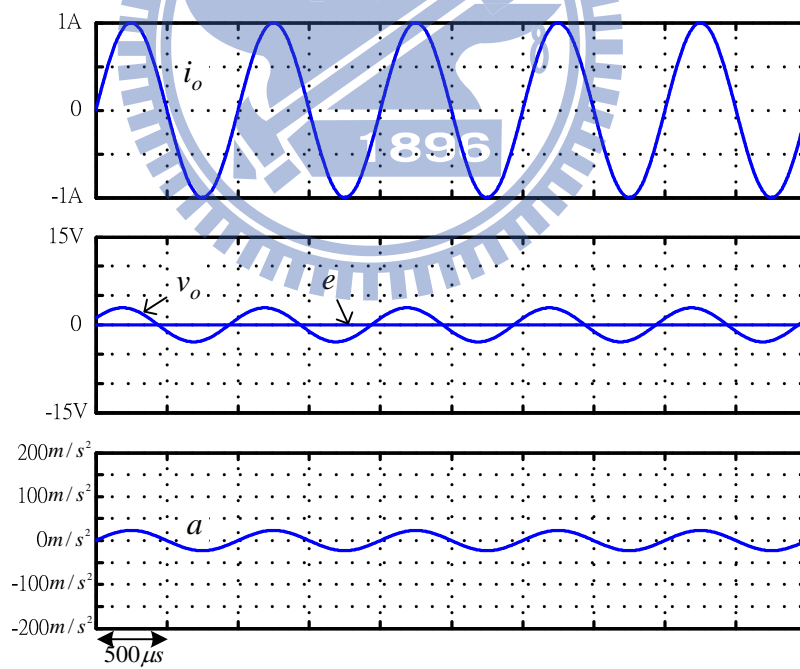
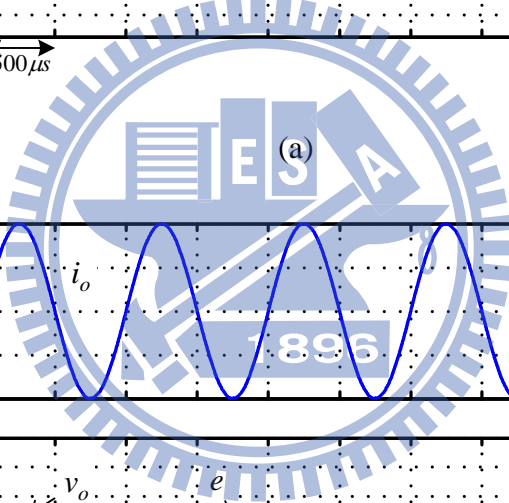
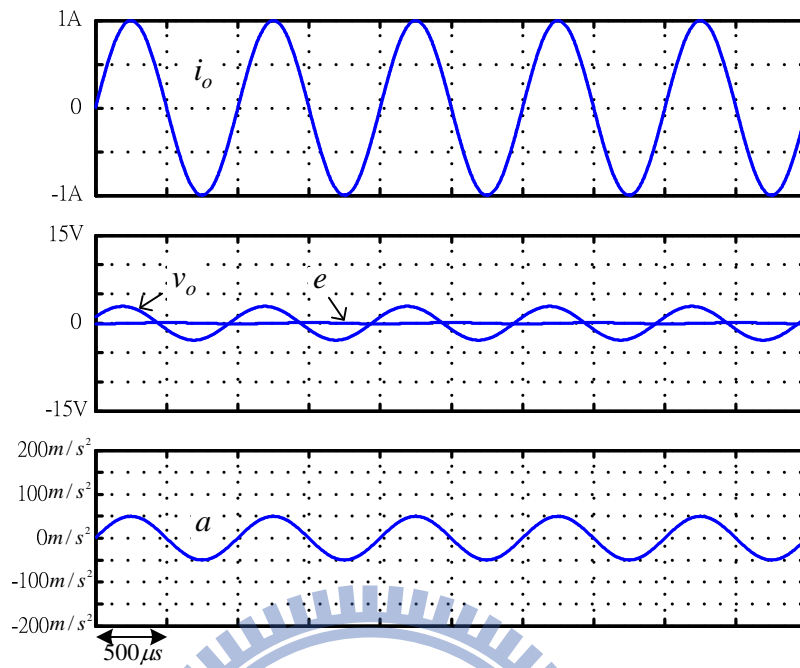


(a)



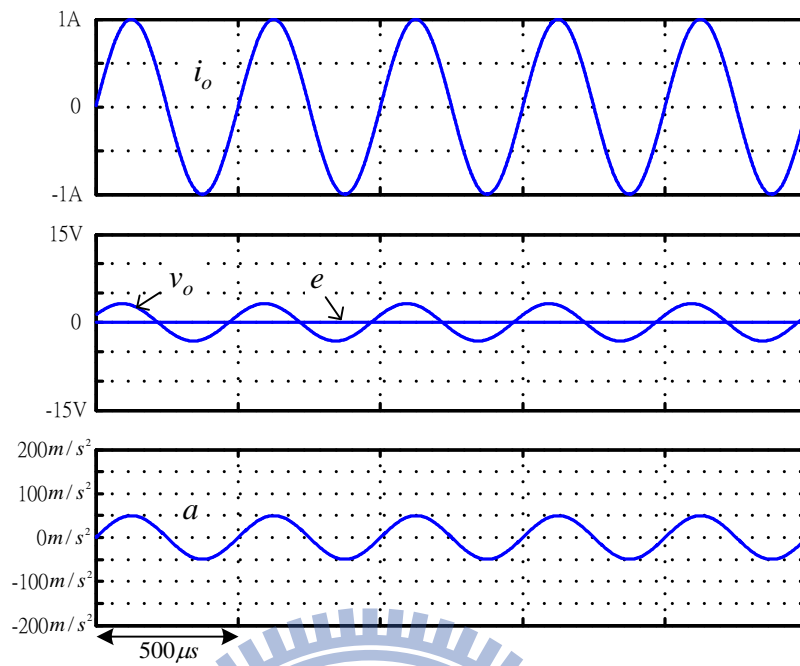
(b)

圖 4.13 理想電流源 100Hz 模擬波形：(a)無載 ($m=0.221\text{kg}$)；(b)加載($m=0.532\text{kg}$)

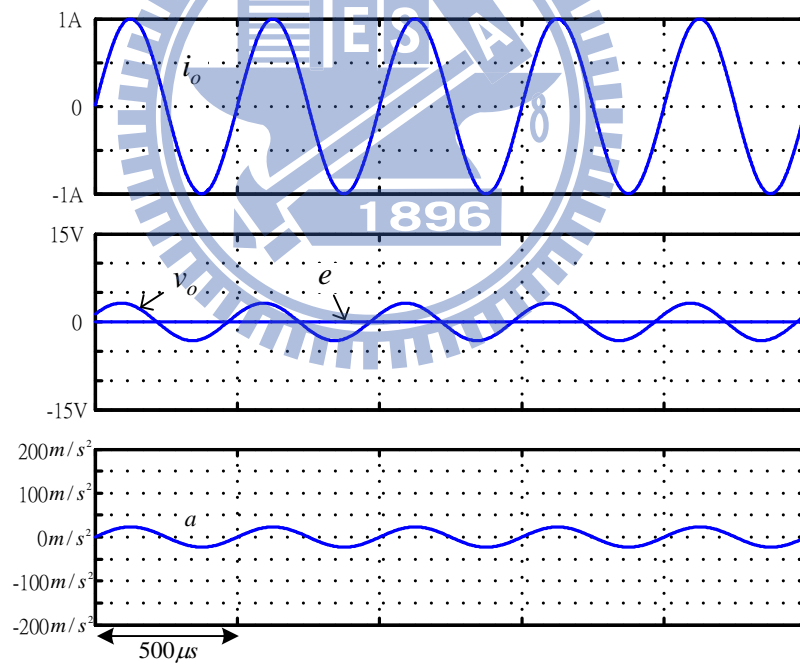


(b)

圖 4.14 理想電流源 1000Hz 模擬波形：(a)無載 ($m=0.221\text{kg}$)；(b)加載($m=0.532\text{kg}$)



(a)



(b)

圖 4.15 理想電流源 2000Hz 模擬波形：(a)無載 ($m=0.221\text{kg}$)；(b)加載($m=0.532\text{kg}$)

4.3 電流迴授之訊號與參數

在此利用 PSIM 所實現的模擬電路為圖 4.16 所示，其中包含了全橋電路架構、PI 控制器、PWM 電路及空白時間補償控制器(Dead Time Compensator Control)。而在圖 4.16 中模擬的電路是為實現圖 5.1 的控制迴路。

首先由命令電流 i_o^* 與迴授電流 i_o 相減，經由 PI 控制器的 P、I 參數的調整，產生不錯的 v_{cont} 訊號送進 PWM 電路，而 PWM 電路中的 TA+、TA-、TB+及 TB-為理想的 PWM 訊號，而為了產生有空白時間(dead time)的 PWM 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 PWM 訊號(TA+、TA-、TB+及 TB-)延遲一個空白時間，跟原來理想的 PWM 訊號相減，經相減後的訊號再使用四個比較器，去產生具有空白時間的 PWM 訊號，而所需的空白時間可以由第二個三角波自由作調整。將具有空白時間的 PWM 訊號送進全橋電路，經由全橋電路的開關產生 V_{AN} 、 V_{BN} 訊號，再將 V_{AN} 、 V_{BN} 訊號相減就產生振動機要的 V_o 。而以上所提到的訊號，可以參考圖 3.9~圖 3.16，有理想的訊號圖和加上空白時間的訊號圖，二者作比較，會更了解以上所提到的訊號。

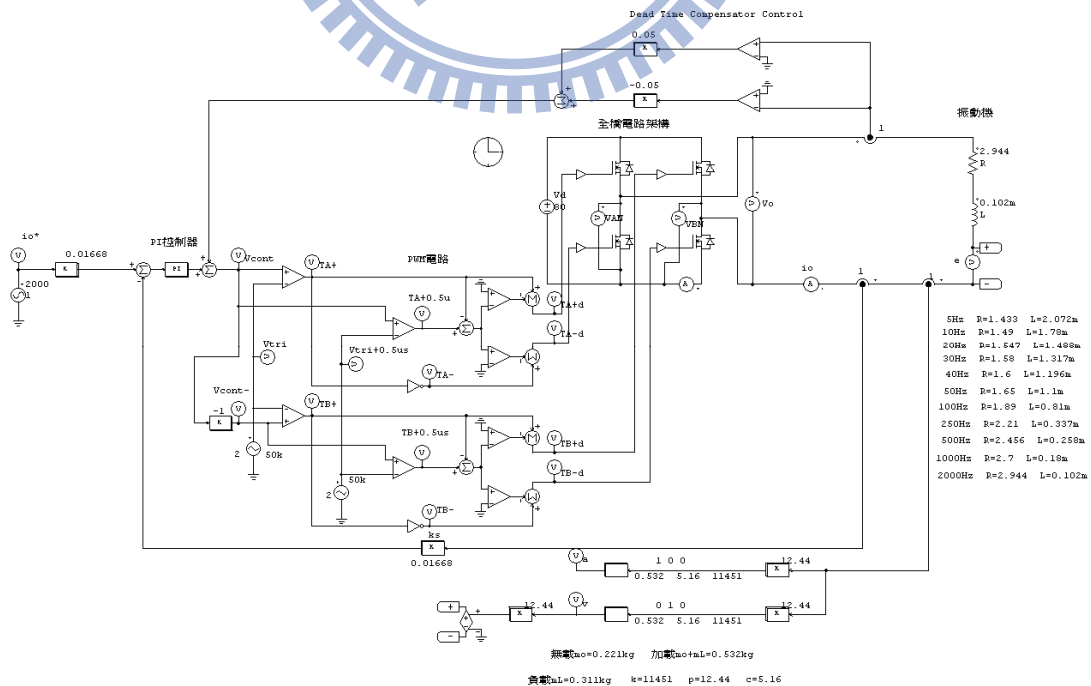


圖 4.16 空白時間補償之 PSIM 模擬電路圖

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

(1) k_s 參數：

電流迴授採用 Current Sensor (NNC-10GA) 感測，規格 100A/4V 繞 10 匝，也就是說實際的電樞電流為 1 安培，Current Sensor 所量測到的訊號為 0.4 伏特，而本論文將電樞電流的上限定在正負 3.75 安培，經由 Current Sensor 量到的訊號再加上 ADC 電路將訊號調在 DSP 所能接受的 0~3 伏特，而在 DSP 中 ADC 為 12bit，所以有 4096 的範圍可以使用，在程式中使用為有正負號，所以讀到的資料為 2048 ~ -2047，如表 3.1 所示，所以 1 安培相當於在 DSP 中為 $2048/3.75=546.13$ ，而在 DSP 程式中定義 0x7FFF 為+1，0x8000 為-1 故可得到：

$$k_s = \frac{546.13}{32767} = 0.01667 \quad (1/A) \quad (3.17)$$

表 3.1 電樞電流在 DSP 的對應表

電樞電流 i_o	ADC 輸出	A/D 暫存器(DSP)
3.75A	3V	2048
0A	1.5V	0
-3.75A	0V	-2047

(2) k_{pwm} 參數：

由圖 4.17 觀察，若 $v_{cont} = 1$ ，則經 PWM 開關作用後輸出 $v_o = 80$ ；而若 $v_{cont} = -1$ ，則經 PWM 開關作用後輸出 $v_o = -80$ 。所以可得：

$$k_{pwm} = \frac{v_o}{v_{cont}} = \frac{80}{1} = 80 \quad (V/1) \quad (3.18)$$

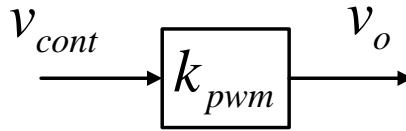


圖 4.17 k_{pwm} 方塊圖

而模擬所用的參數為(3.19)式，而 \bar{R} 、 \bar{L} 為頻率 2000Hz 所量得。

$$\begin{aligned} \bar{R} &= 2.944(\Omega) , \bar{L} = 0.102(mH) , \bar{k}_{pwm} = 80 , \bar{k}_s = 0.01667 , \\ \bar{m} &= 0.221(kg) , \bar{c} = 5.16(N \cdot s/m) , \bar{k} = 11451(N/m) , \\ \bar{\Gamma} &= 12.44(N/A) \end{aligned} \quad (3.19)$$

4.4 電流模擬結果

由圖 4.16 之 PSIM 模擬電路圖，所得之模擬結果為圖 4.18 ~圖 4.23 分別為頻率 10Hz、20Hz、30Hz、100Hz、1000Hz 及 2000Hz 之弦波電流追隨特性、輸出電壓、電樞感應電勢及由其激勵所生之加速度的模擬，其中(a)未加補償器($m=0.221kg$)；(b)加補償器($m=0.221kg$)；(c)未加補償器($m=0.532kg$)，(d)加補償器($m=0.532kg$)，由(a)、(b)、(c)、(d)圖以方便作比較。

要分析以下的模擬圖必需參考圖 2.10 之 H_{IA} 增益圖與相位圖，由圖 2.10 之 H_{IA} 增益圖知在 10Hz 之前，有載及無載的增益圖幾乎相同，故以同樣的電流命令，其所激勵的加速度幾乎相同，如圖 3.23 及圖 3.24 所示。而值得注意的是在共振頻率點之前 H_{IA} 的相位都有個 180° 的相位差，而 $a = i_o * H_{IA}(s)$ ，故電樞電流與其所激勵的加速度會有 180° 的相位差，而無載($m=0.221kg$)的共振頻率約在 36.2Hz，有載($m=0.532kg$)的共振頻率約在 23.3Hz，由圖 2.10 可以觀查得之。而在共振頻率點上增益會有個突波，同時也是加速度為最大的時候，在無載的共振頻率約在 36.2Hz，故 30Hz 的加速度約為 $190 m/s^2$ ，40 Hz 的加速度約為 $180 m/s^2$ ，由圖 3.26 與圖 3.27 可得之；在有載的共振頻率約在 23.3Hz，故 20Hz 的加速度約為 $100 m/s^2$ ，30 Hz 的加速度約為 $60 m/s^2$ ，由圖 3.25 與圖 3.26 可

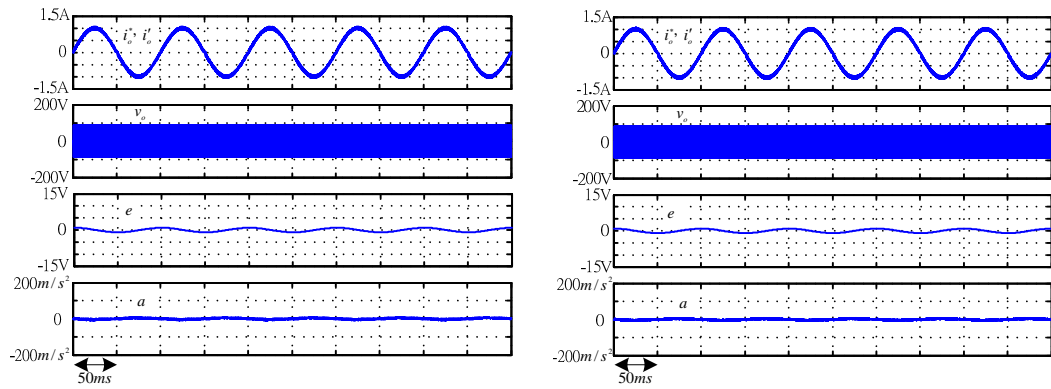
得之，所以可知在共振頻率下的加速度確實為最大。

在共振頻率點過後 H_{IA} 的相位為 0° ，而 $a = i_o * H_{IA}(s)$ ，故電樞電流與其所激勵的加速度為同相，且隨著 H_{IA} 增益的下降，加速度會隨之下降，而越往高頻走時， H_{IA} 的增益幾乎成定值了，故所激勵的加速度的大小就幾乎固定了，在頻率 100Hz 之後無載的加速度約固定在 $50 m/s^2$ ，而有載的加速度約固定在 $25 m/s^2$ ，由圖 3.29 至圖 3.33 可知。

在 100Hz 之後無載的加速度約為有載狀況的二倍，若在有載狀況下想要有同樣的加速度大小，則有載的電流必需增加到二倍，才可能將加速度增加。

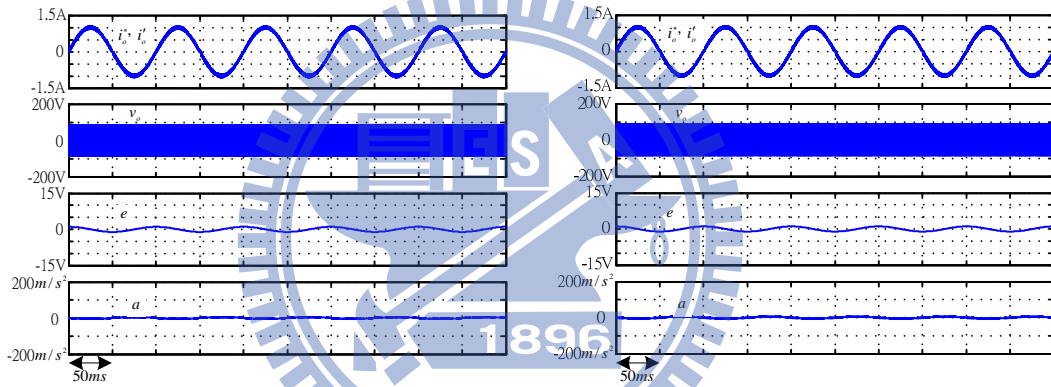
最後若此模擬結果跟 4.2.2 節之理想電流源供應電動式振動機模擬結果做比較，由理想電流源當電動式振動機的激勵源，具有可產生寬廣變頻低諧波之振動特性，其結果波形圖如圖 4.10~圖 4.15 所示。而本論文之主要目的在於從事 DSP 及切換式全橋電路以數位變頻控制電動式振動機之電流弦波試驗，故為了達到此目的，本論文在控制器的設計方面並沒有用到很複雜的控制器，而僅以簡單的空白時間補償控制器作補償，就能達到近似理想電流源供電電動式振動機的效果，其結果波形圖如圖 4.18~圖 4.23 所示。而藉由二者的波形做比較發現，在空白時間補償過後的波形幾乎近似由理想電流源供電電動式振動機的波形圖，雖然有些許的差異，不過趨勢相同，在共振頻率點前電樞電流與所激勵之加速度為反相，到共振頻率點所激勵之加速度為最大，過了共振頻率點後電樞電流與所激勵之加速度為同相，且加速度慢慢固定下來。

經由比較之後，知由本論文所提之空白時間補償控制器及以切換式全橋電路架構能夠得到良好的電流追隨及所激勵之加速度。



(a)

(b)



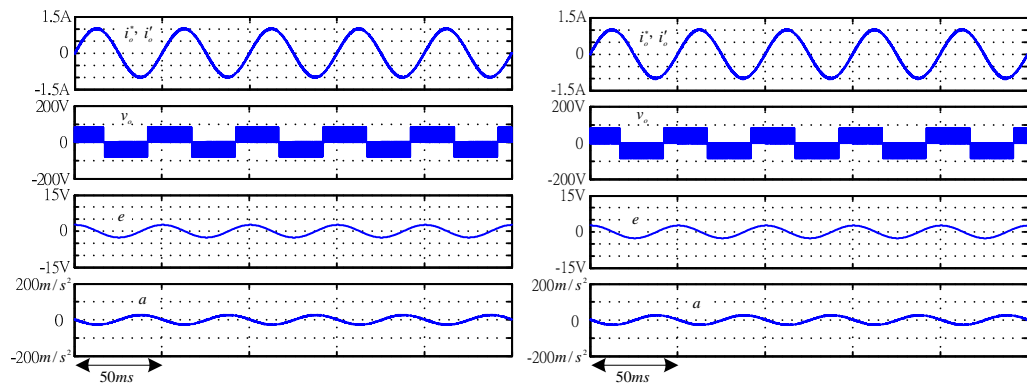
(c)

(d)

圖 4.18 模擬所得頻率為 10Hz 之弦波電流追隨特性及由其激勵所生之加速度：

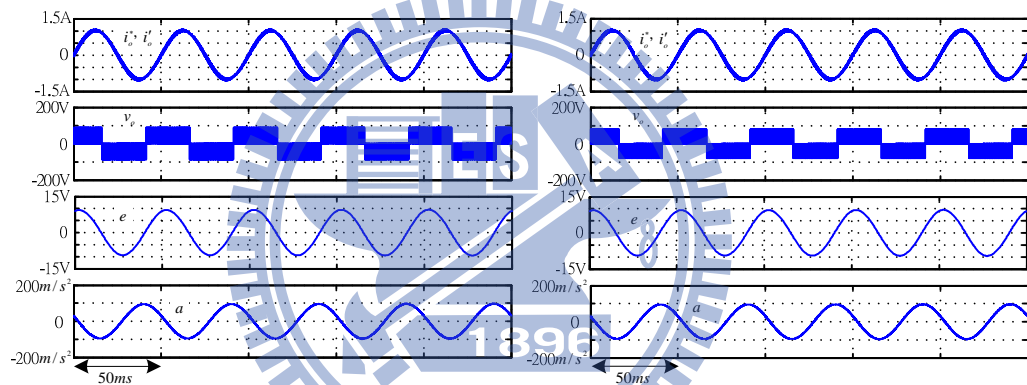
(a)未加補償器($m=0.221\text{kg}$)；(b)加補償器($m=0.221\text{kg}$)；

(c)未加補償器($m=0.532\text{kg}$)；(d)加補償器($m=0.532\text{kg}$)



(a)

(b)



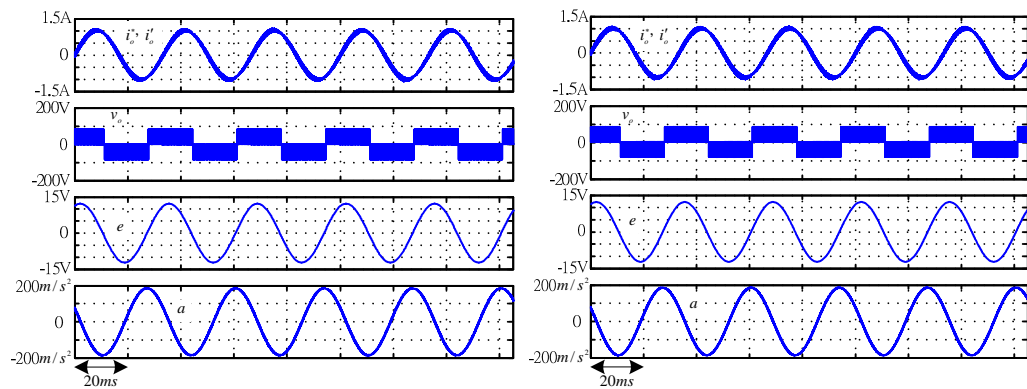
(c)

(d)

圖 4.19 模擬所得頻率為 20Hz 之弦波電流追隨特性及由其激勵所生之加速度：

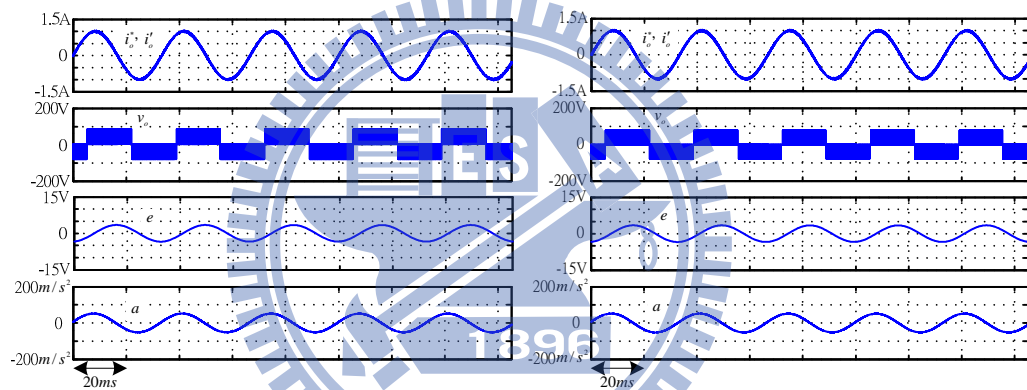
(a)未加補償器($m=0.221\text{kg}$)；(b)加補償器($m=0.221\text{kg}$)；

(c)未加補償器($m=0.532\text{kg}$)；(d)加補償器($m=0.532\text{kg}$)



(a)

(b)



(c)

(d)

圖 4.20 模擬所得頻率為 30Hz 之弦波電流追隨特性及由其激勵所生之加速度：

(a)未加補償器($m=0.221\text{kg}$)；(b)加補償器($m=0.221\text{kg}$)；

(c)未加補償器($m=0.532\text{kg}$)；(d)加補償器($m=0.532\text{kg}$)

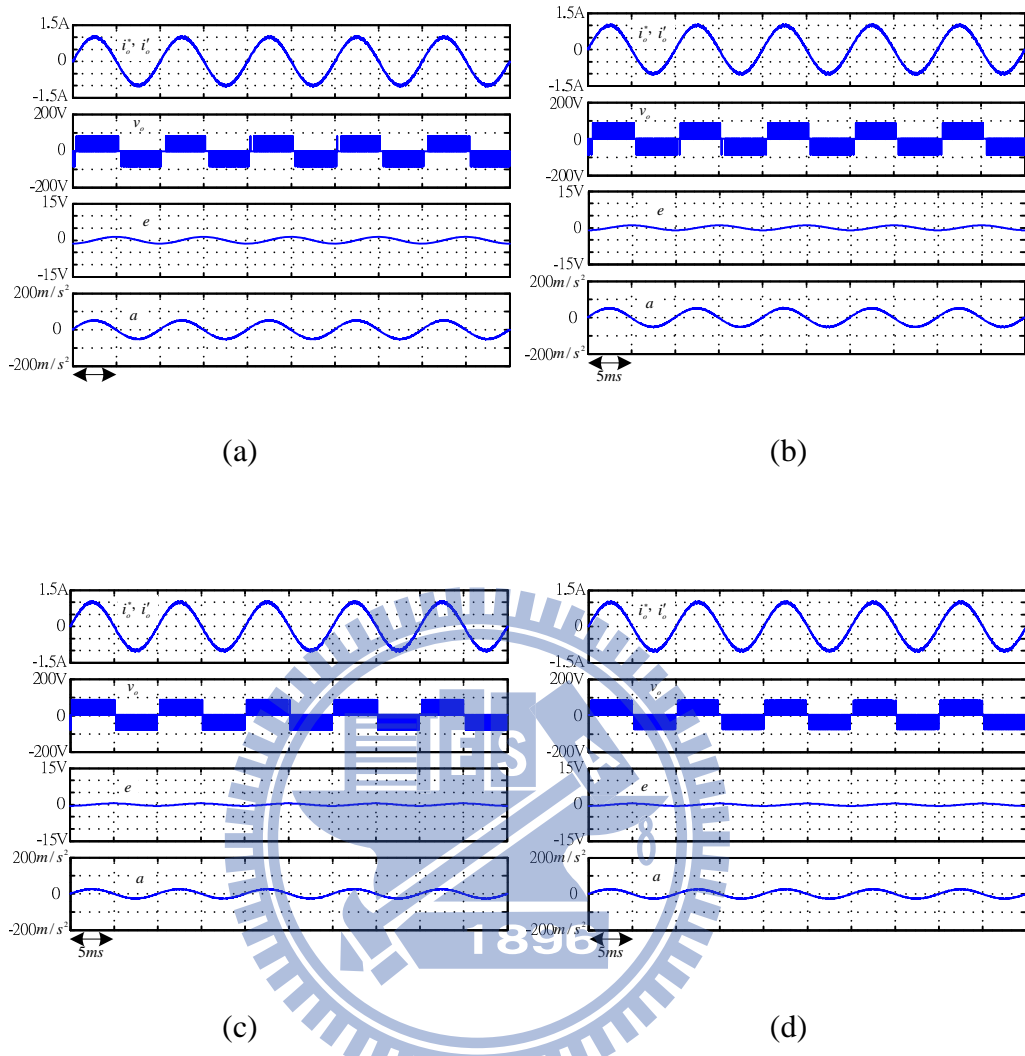
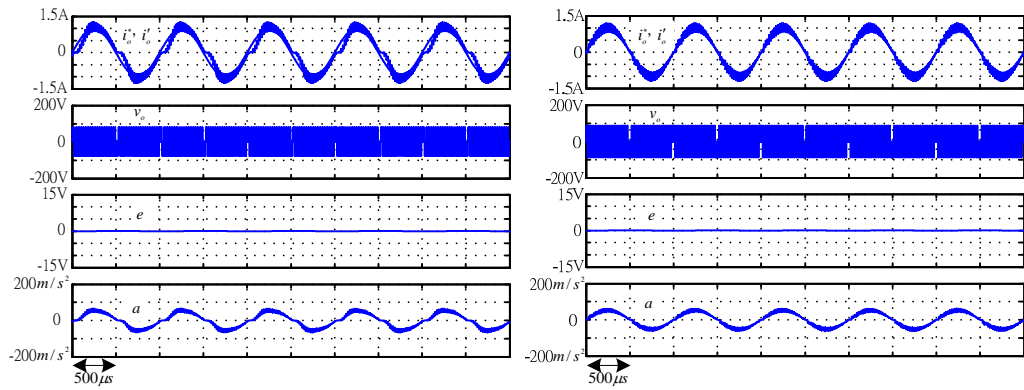


圖 4.21 模擬所得頻率為 100Hz 之弦波電流追隨特性及由其激勵所生之加速度：

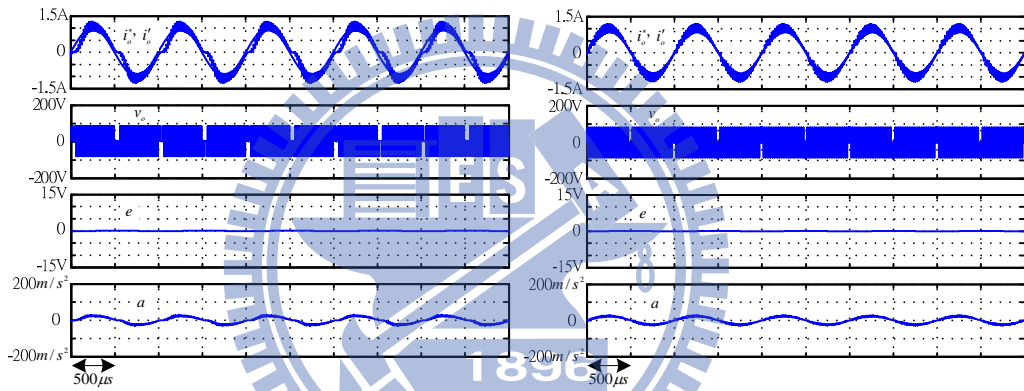
(a)未加補償器($m=0.221\text{kg}$)；(b)加補償器($m=0.221\text{kg}$)；

(c)未加補償器($m=0.532\text{kg}$)；(d)加補償器($m=0.532\text{kg}$)



(a)

(b)



(c)

(d)

圖 4.22 模擬所得頻率為 1000Hz 之弦波電流追隨特性及由其激勵所生之加速度：

(a)未加補償器($m=0.221\text{kg}$)；(b)加補償器($m=0.221\text{kg}$)；

(c)未加補償器($m=0.532\text{kg}$)；(d)加補償器($m=0.532\text{kg}$)

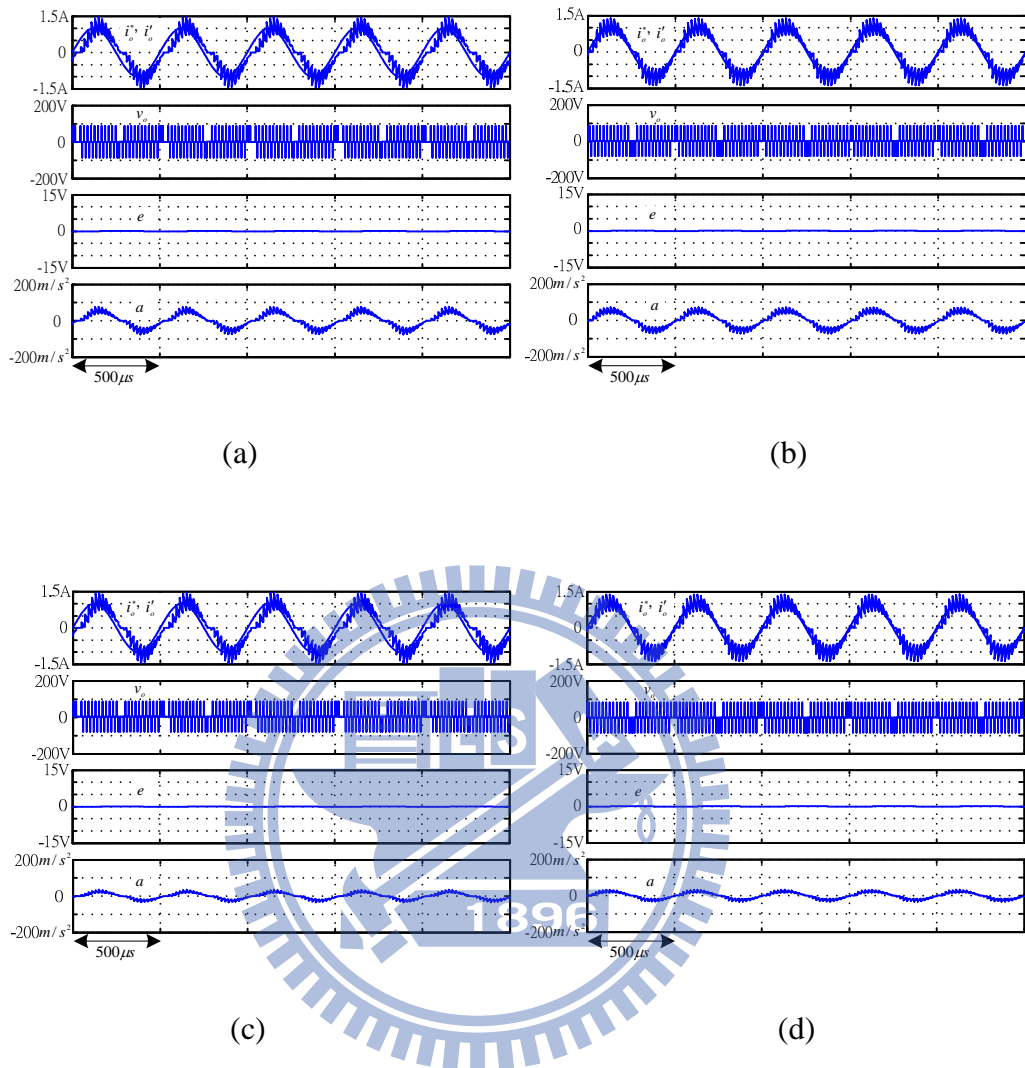


圖 4.23 模擬所得頻率為 2000Hz 之弦波電流追隨特性及由其激勵所生之加速度：

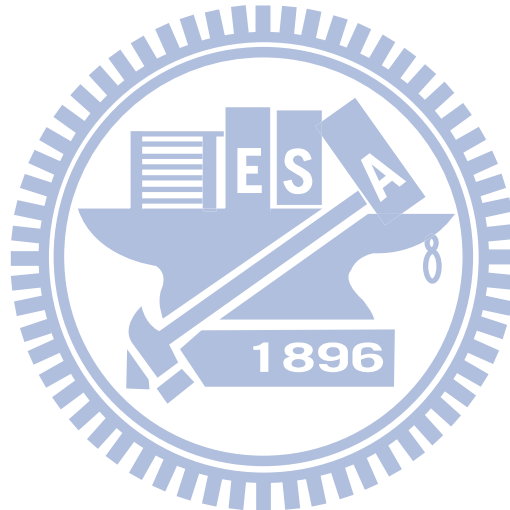
- (a) 未加補償器 ($m=0.221\text{kg}$) ; (b) 加補償器 ($m=0.221\text{kg}$) ;
- (c) 未加補償器 ($m=0.532\text{kg}$) ; (d) 加補償器 ($m=0.532\text{kg}$)

第五章

實作結果

5.1 數位訊號處理(DSP)

TMS320F2812 是由德州儀器公司(TI)所出品的一顆 32 位元混合信號 DSP 元件，結合高效能 DSP、高精準度類比功能和快閃記憶體於單顆晶片，可提供 150-MIPS 运算速度、單週期 32x32 位元乘法累加計算能力、256KB 內建快閃記憶體和晶片內建 12 位元類比數位轉換器(ADC)，以 32 位元 *TMS320C28xTM* DSP 核心為基礎，能夠高效率執行 C/C++ 程式；還享有一個虛擬浮點數學程式庫支援，可大幅減少應用發展的困難程度。



5.2 實作電路

實作電路部分，如圖 5.1 所示。本論文所研製之全橋供電之電動式振動機弦波測試電路，並利用 DSP 作為控制器設計實現平台，主要包含電力電路(Power Circuit)、數位類比轉換電路(A/D Circuit & D/A Circuit)、閘極驅動電路。其中電力電路由直流電壓源直接供給 80V 電壓，經由 INVERTER 的開關訊號輸出所需電壓，數位類比轉換電路可以分為 A/D 轉換器與 D/A 轉換器，A/D 轉換器的目的為迴授訊號，以供控制器內部所用，而 D/A 轉換器目的為觀測控制器內部的參數，以利於控制器設計。閘極驅動電路提供由 DSP 輸出的 PWM 訊號，透過隔離放大，用以驅動電路中的 POWER MOSFET 開關。以下有各子電路的簡單介紹。實際的實作電路照片由圖 5.2 呈現。

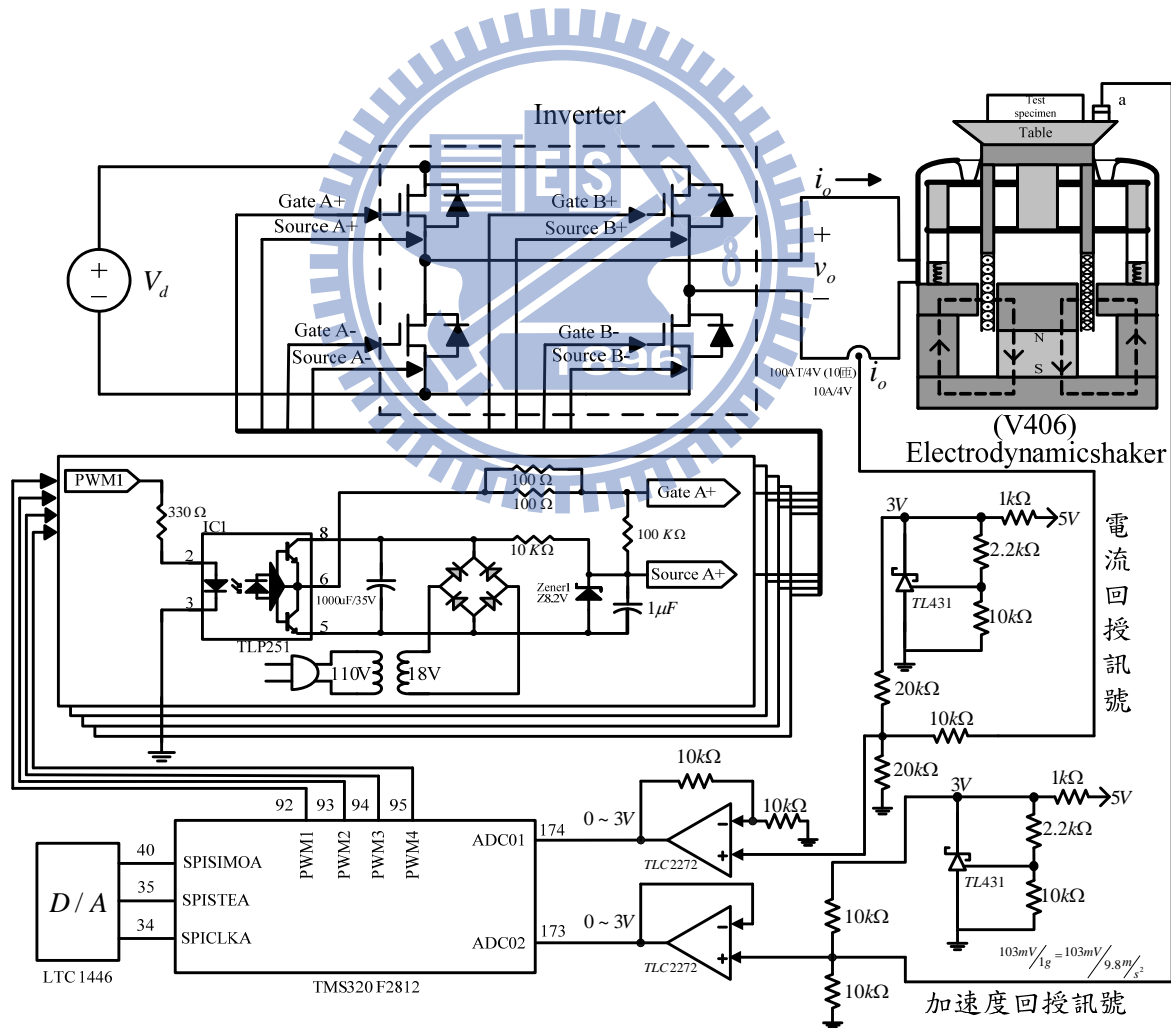


圖 5.1 系統示意圖

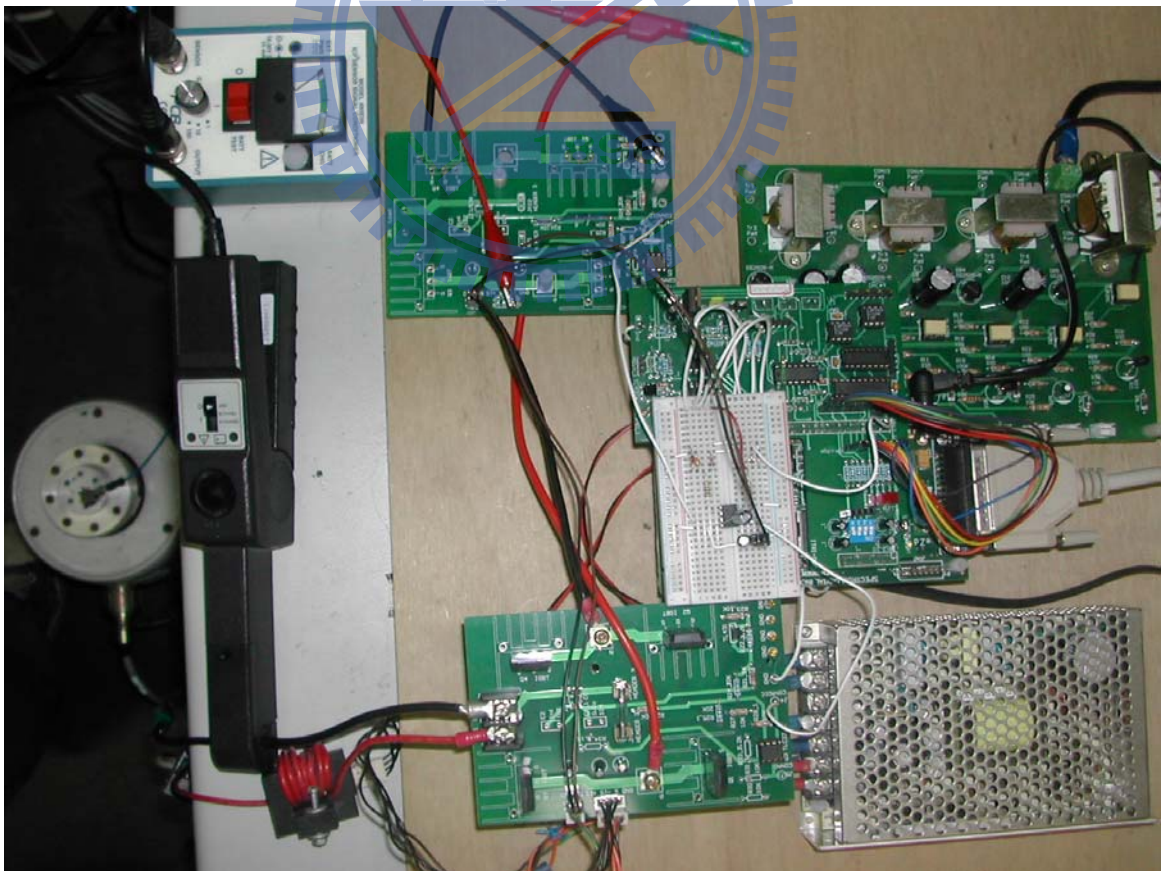
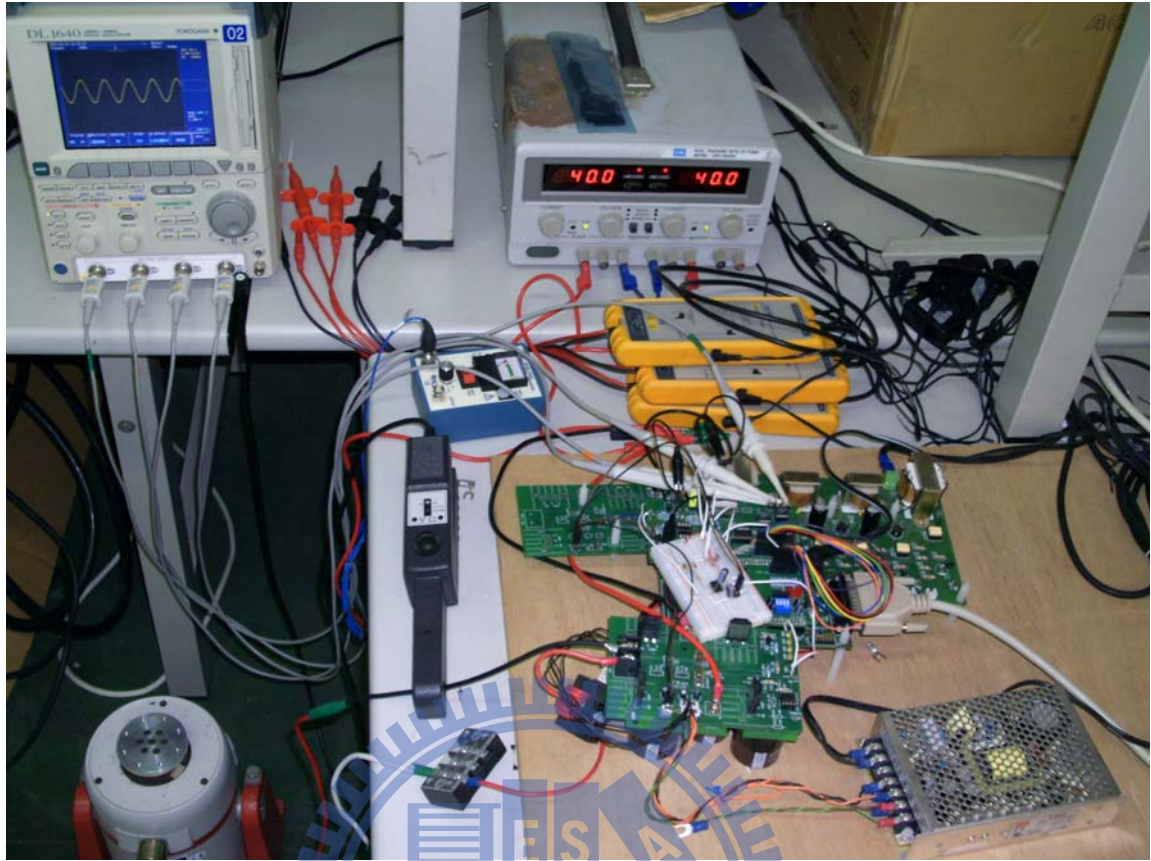


圖 5.2 實作電路照片

5.2.1 電力電路(Power Circuit)

本論文所組成的電力電路如圖 5.3 所示，其中直流電壓源為 $V_d = 80V$ ，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)，電流迴授採用 Current Sensor (NNC-10GA)感測，規格 100A/4V 繞 10 匝，感測訊號經由 A/D 電路再進入 DSP 處理，加速度迴授採用加速規(480E09)感測迴授訊號再經由 A/D 電路再進入 DSP 處理，而開關為 Power MOSFET(IRFPS29N60L，29A，600V)，其一些開關特性時間規格如表 5.1。

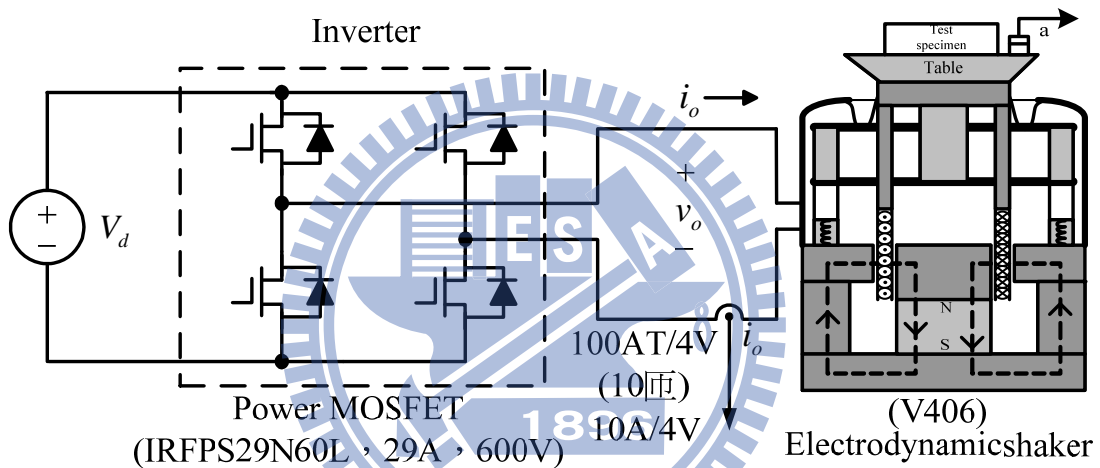


圖 5.3 電力電路

表 5.1 開關特性時間規格表

Turn-On Delay Time : $t_d(on)$	34ns
Rise Time : t_r	100ns
Turn-Off Delay Time : $t_d(off)$	66ns
Fall Time : t_f	54ns
Body Diode Reverse Recovery Time : t_{rr}	190ns

5.2.2 數位類比轉換電路(A/D Circuit & D/A Circuit)

在實作電路中，A/D 之輸入訊號轉換電路的組成就如同圖 5.4 所示。A/D 輸入訊號轉換電路先利用 TL431 電路產生 3 伏特，再用 3 伏特和輸入的電流迴授訊號做電阻分壓，再經由比較器放大，調在 DSP 的 A/D 轉換器能接受的 0~3V 電壓。而加速迴授訊號接在 3 伏特的分壓，分在 1.5 伏特，讓加速迴授訊號在 1.5 伏特上、下振動，同樣調在 DSP 的 A/D 轉換器能接受的 0~3V 的電壓，進入 DSP 作訊號處理。

D/A 轉換器電路組成就如同圖 5.5 所示，首先由 DSP 內部的串列週邊介面(Serial Peripheral Interface, SPI)模組給予 SPI 訊號，經由 TLC1446 數位轉類比 IC，轉成類比訊號傳送到示波器觀測。而 D/A 轉換器在系統中同樣的對於驗證 DSP 程式有相當大的助益。

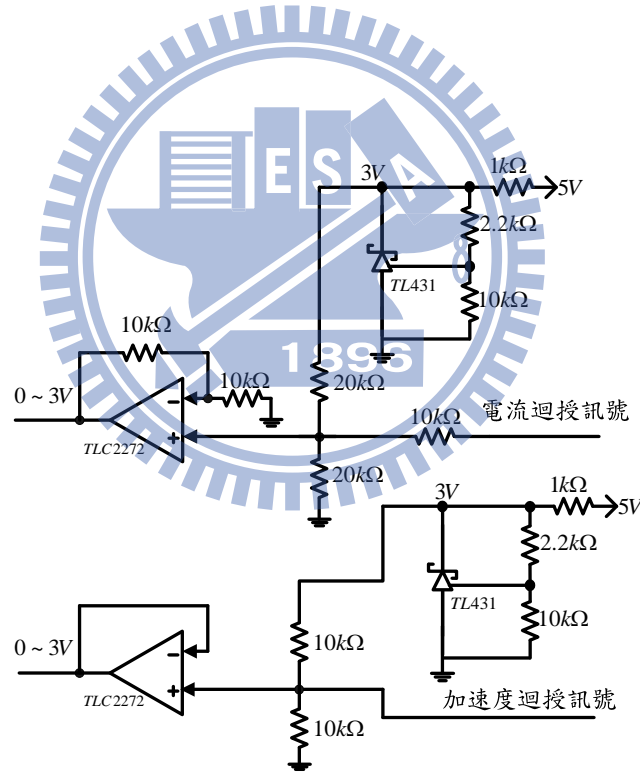


圖 5.4 輸入訊號轉換電路

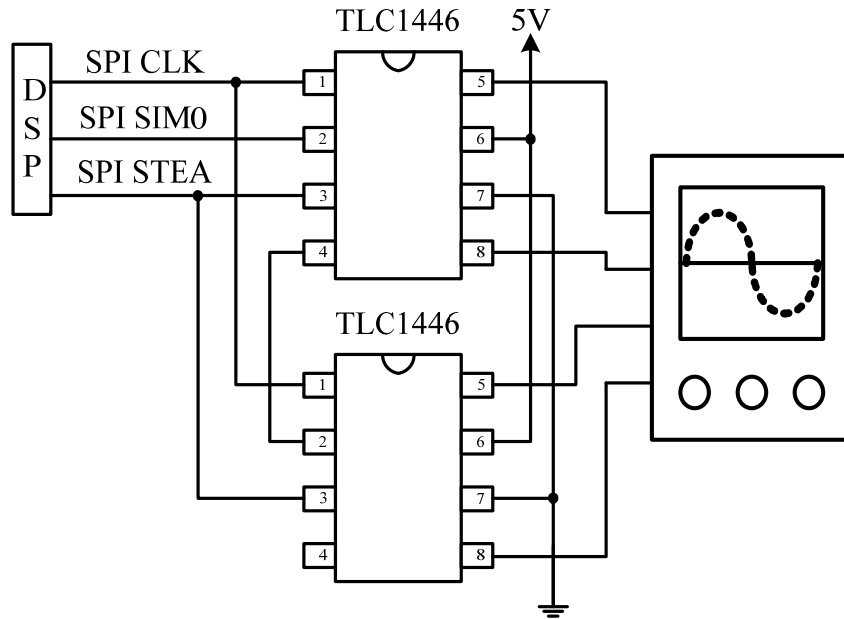


圖 5.5 D/A 轉換電路

5.2.3 開極驅動電路

如圖 5.6 所示，由 DSP 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 MOSFET 開關訊號，其架構是由一個 TLP251 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 Power MOSFET 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 Power MOSFET 截止，而設計負電壓是為了避免開關誤動作導通。

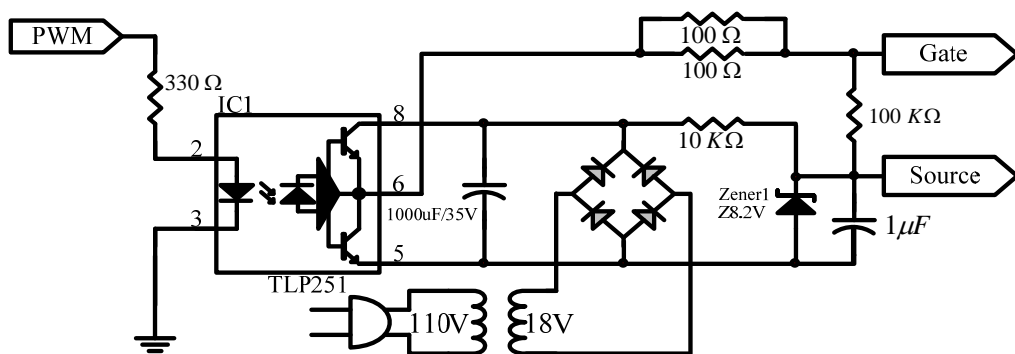


圖 5.6 開極驅動電路

5.3 電流實作結果

在經由 PSIM 模擬過後，確定其可行，再以圖 5.1 的硬體架構去實現，其中包含電力電路(POWER CIRCUIT)、數位類比轉換電路(A/D CIRCUIT & D/A CIRCUIT)、閘極驅動電路，並利用 DSP 作為全數位控制器設計實現平台。

實作圖為圖 5.7 ~ 圖 5.17 分別為頻率 5Hz、10Hz、20Hz、30Hz、40Hz、50Hz、100Hz、250Hz、500Hz、1000Hz 及 2000Hz 之弦波電流追隨特性及由其激勵所生之加速度的模擬，其中 (a) 未加補償器 ($m=0.221\text{kg}$)；(b) 加補償器 ($m=0.221\text{kg}$)；(c) 未加補償器 ($m=0.377\text{kg}$)；(d) 加補償器 ($m=0.377\text{kg}$)；(e) 未加補償器 ($m=0.532\text{kg}$)；(f) 加補償器 ($m=0.532\text{kg}$)，由(a)、(b)、(c)、(d)、(e)、(f)圖以方便作比較。

而分析如同模擬圖一樣參考圖 2.10 之 H_{IA} 增益圖與相位圖，在轉移函數 H_{IA} 的共振頻率點前， H_{IA} 的相位都有個 180° 的相位差，而在轉移函數 H_{IA} 的共振頻率點之後， H_{IA} 的相位差為 0° ，又 $a = i_o * H_{IA}(s)$ ，故在共振頻率點前電樞電流與所激勵之加速度為反相，而在共振頻率點之後電樞電流與所激勵之加速度為同相，而由轉移函數 H_{IA} 可知加速度在共振頻率點為最大而越往高頻 H_{IA} 的增益就趨近於定值，加速度也跟著固定，而無載的 H_{IA} 增益較有載的大，故加速度也跟著較大，而當所加之負載越重時， H_{IA} 增益越小，故所激勵之加速度就越小，由圖 5.1 ~ 圖 5.11 可以觀察之。

在本論文的控制架中構僅採用一個空白時間補償控制器，在低頻率時因為電樞電流追隨的效果本來就不錯，故加上空白時間補償效益不大，但在高頻時，迴授電流明顯跟不上命令電流，故加上空白時間補償控制器，電流追隨的效果就很明顯，由以下的實作圖，圖 5.1 ~ 圖 5.11 可以觀察之。

而在模擬圖與實作圖雖有小小差異，不過趨勢相同，故可證實實作的準確性，同時也可證實空白時間補償控制器確實使電流追隨效果大大提升，而足以取代以線性功率放大器為電源之激勵。

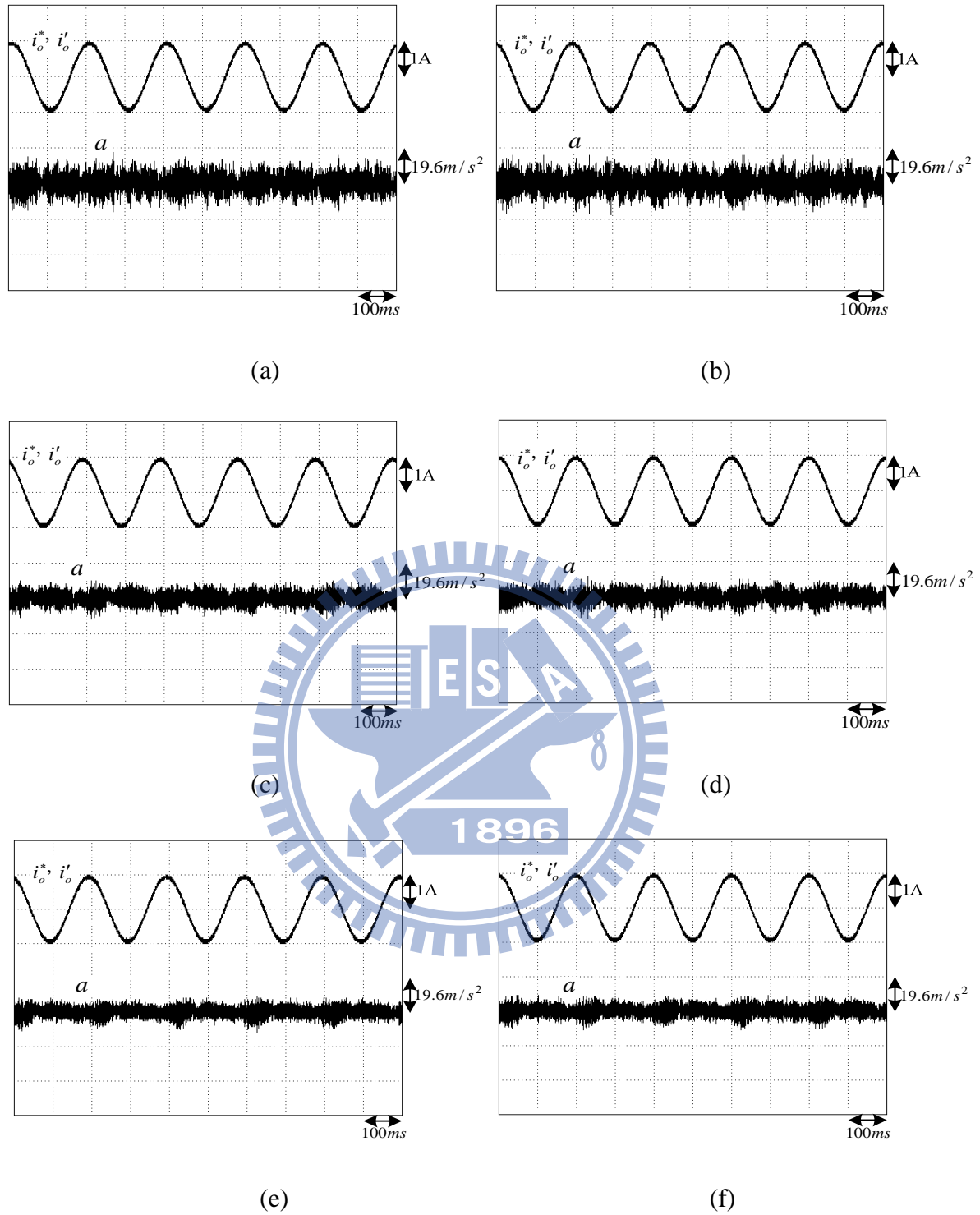


圖 5.7 量測所得頻率為 5Hz 之弦波電流追隨特性及由其激勵所生之加速度：

(a) 未加補償器 ($m=0.221\text{kg}$) ; (b) 加補償器 ($m=0.221\text{kg}$) ;

(c) 未加補償器 ($m=0.377\text{kg}$) ; (d) 加補償器 ($m=0.377\text{kg}$) ;

(e) 未加補償器 ($m=0.532\text{kg}$) ; (f) 加補償器 ($m=0.532\text{kg}$)

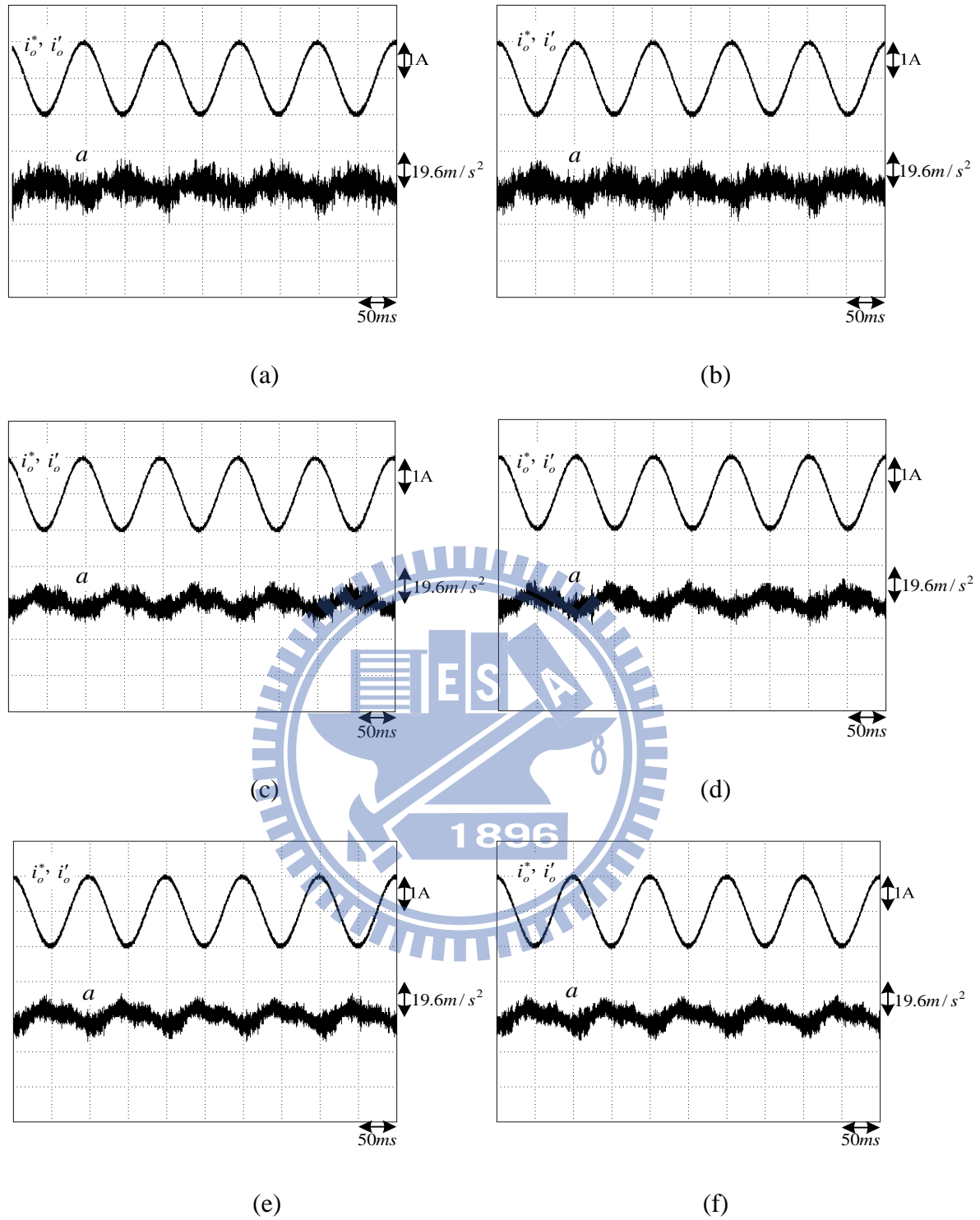


圖 5.8 量測所得頻率為 10Hz 之弦波電流追隨特性及由其激勵所生之加速度：

(a) 未加補償器 ($m=0.221\text{kg}$) ; (b) 加補償器 ($m=0.221\text{kg}$) ;

(c) 未加補償器 ($m=0.377\text{kg}$) ; (d) 加補償器 ($m=0.377\text{kg}$) ;

(e) 未加補償器 ($m=0.532\text{kg}$) ; (f) 加補償器 ($m=0.532\text{kg}$)

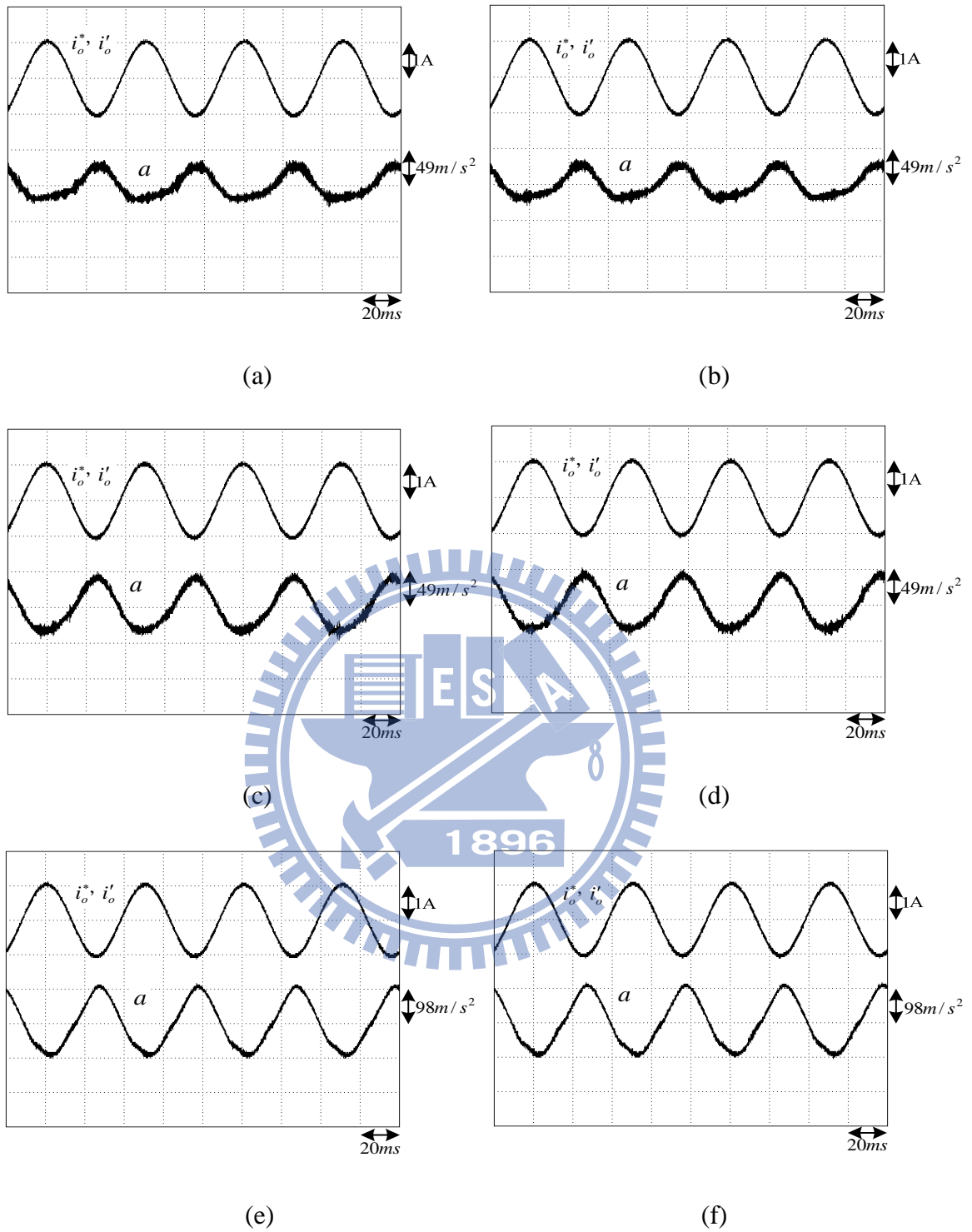


圖 5.9 量測所得頻率為 20Hz 之弦波電流追隨特性及由其激勵所生之加速度：

(a)未加補償器($m=0.221\text{kg}$)；(b)加補償器($m=0.221\text{kg}$)；

(c)未加補償器($m=0.377\text{kg}$)；(d)加補償器($m=0.377\text{kg}$)；

(e)未加補償器($m=0.532\text{kg}$)；(f)加補償器($m=0.532\text{kg}$)

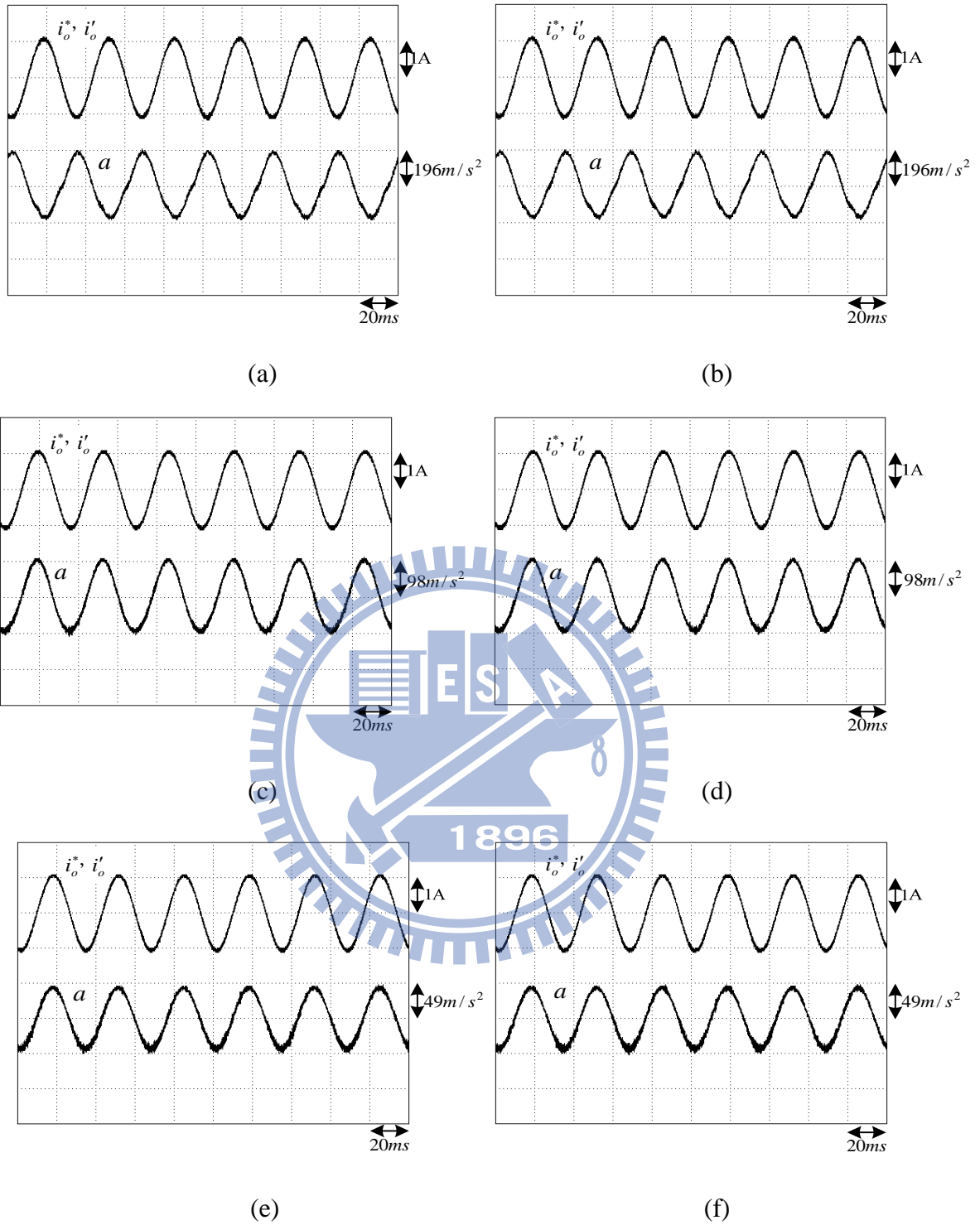


圖 5.10 量測所得頻率為 30Hz 之弦波電流追隨特性及由其激勵所生之加速度：

(a) 未加補償器 ($m=0.221\text{kg}$) ; (b) 加補償器 ($m=0.221\text{kg}$) ;

(c) 未加補償器 ($m=0.377\text{kg}$) ; (d) 加補償器 ($m=0.377\text{kg}$) ;

(e) 未加補償器 ($m=0.532\text{kg}$) ; (f) 加補償器 ($m=0.532\text{kg}$)

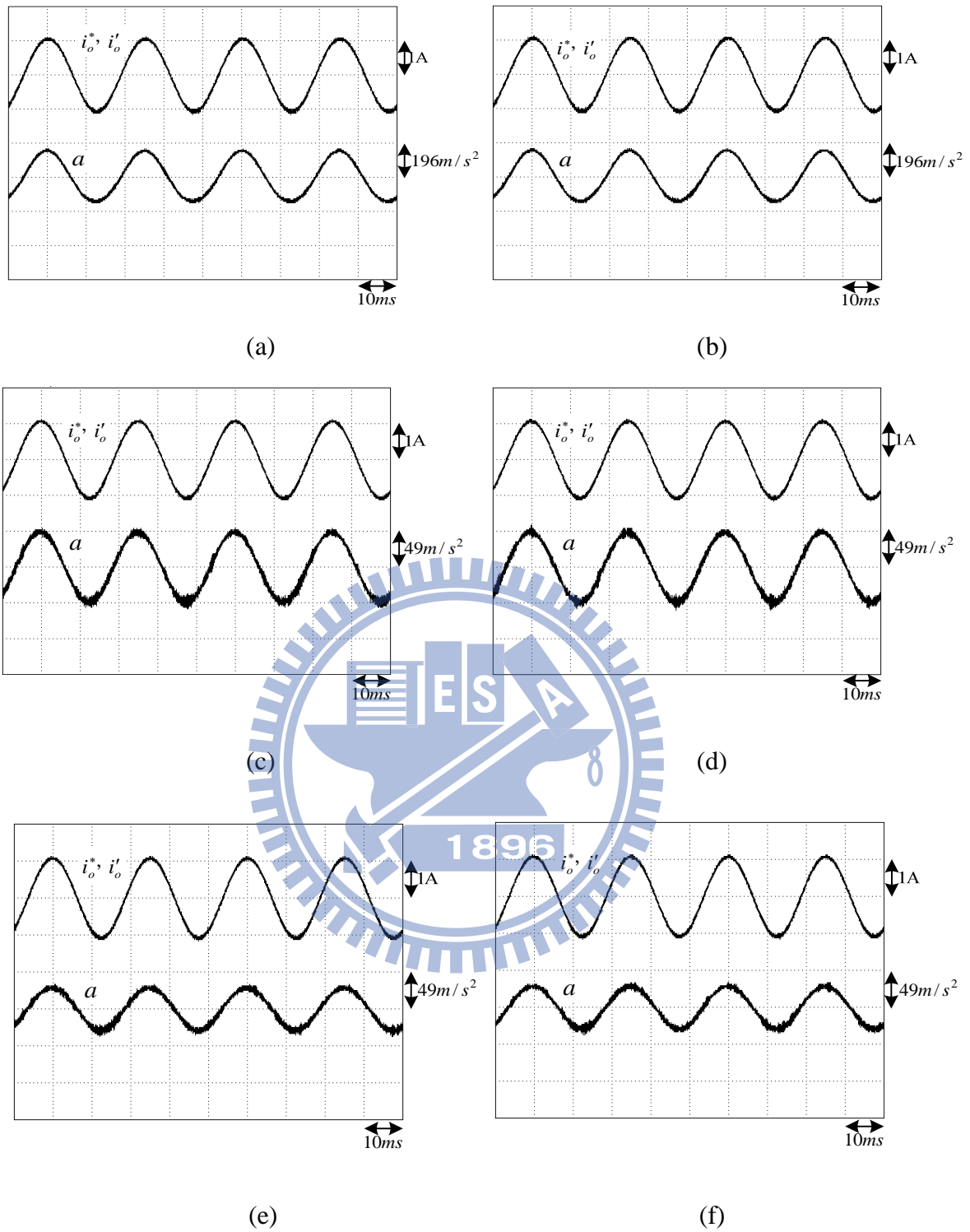


圖 5.11 量測所得頻率為 40Hz 之弦波電流追隨特性及由其激勵所生之加速度：

(a)未加補償器($m=0.221\text{kg}$)；(b)加補償器($m=0.221\text{kg}$)；

(c)未加補償器($m=0.377\text{kg}$)；(d)加補償器($m=0.377\text{kg}$)；

(e)未加補償器($m=0.532\text{kg}$)；(f)加補償器($m=0.532\text{kg}$)

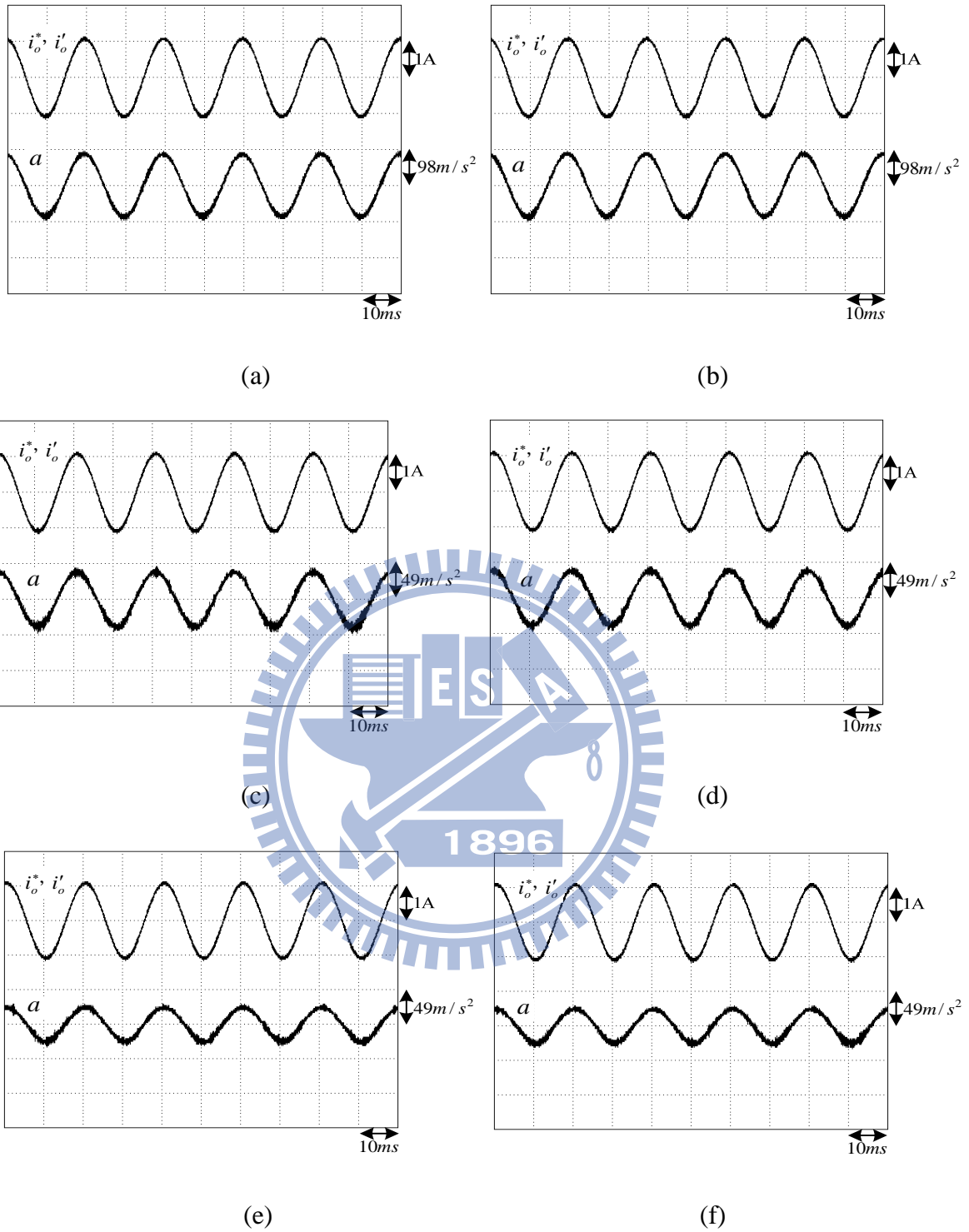


圖 5.12 量測所得頻率為 50Hz 之弦波電流追隨特性及由其激勵所生之加速度：

(a)未加補償器($m=0.221\text{kg}$)；(b)加補償器($m=0.221\text{kg}$)；

(c)未加補償器($m=0.377\text{kg}$)；(d)加補償器($m=0.377\text{kg}$)；

(e)未加補償器($m=0.532\text{kg}$)；(f)加補償器($m=0.532\text{kg}$)

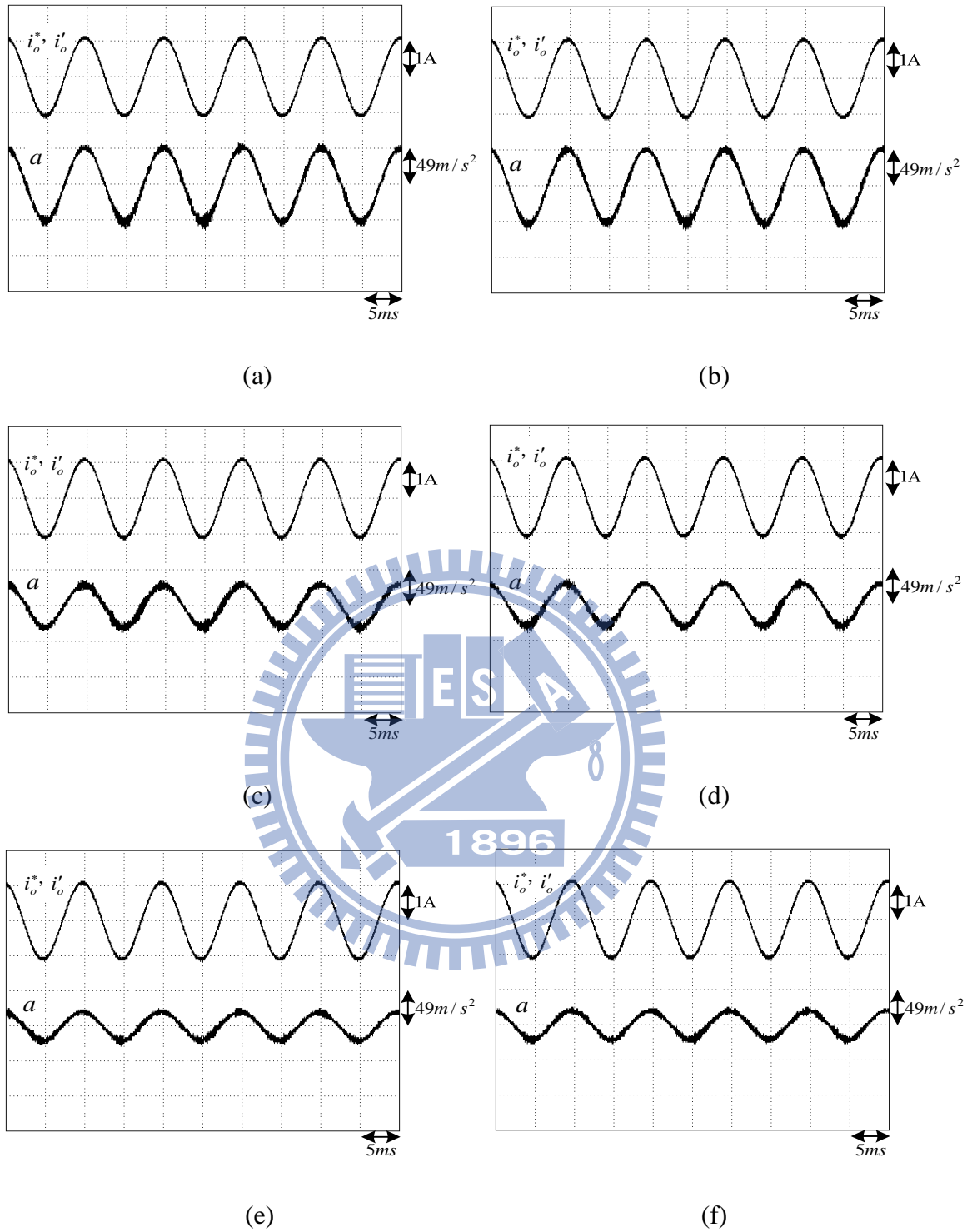


圖 5.13 量測所得頻率為 100Hz 之弦波電流追隨特性及由其激勵所生之加速度：

(a)未加補償器($m=0.221\text{kg}$)；(b)加補償器($m=0.221\text{kg}$)；

(c)未加補償器($m=0.377\text{kg}$)；(d)加補償器($m=0.377\text{kg}$)；

(e)未加補償器($m=0.532\text{kg}$)；(f)加補償器($m=0.532\text{kg}$)

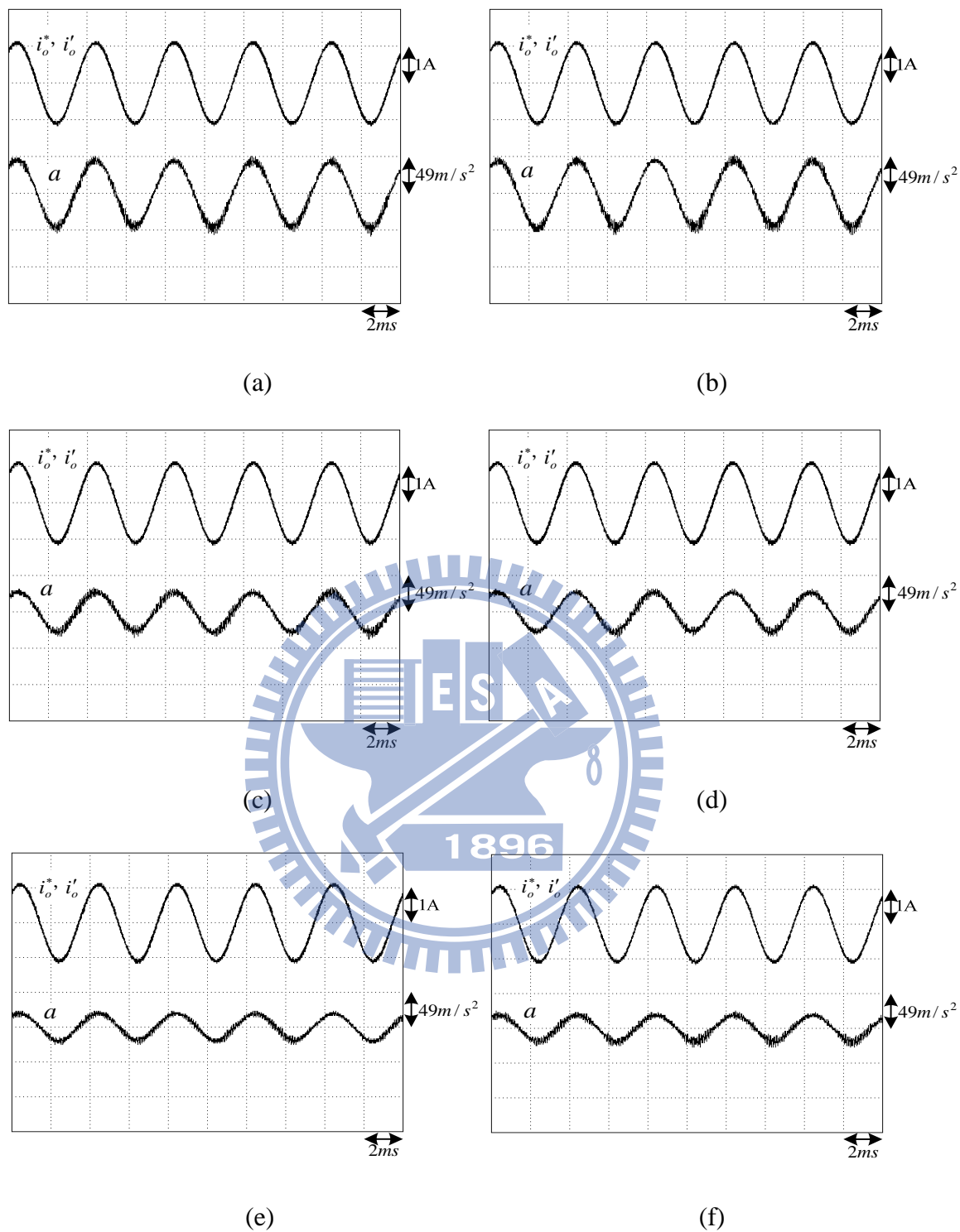


圖 5.14 量測所得頻率為 250Hz 之弦波電流追隨特性及由其激勵所生之加速度：

(a)未加補償器($m=0.221kg$)；(b)加補償器($m=0.221kg$)；

(c)未加補償器($m=0.377kg$)；(d)加補償器($m=0.377kg$)；

(e)未加補償器($m=0.532kg$)；(f)加補償器($m=0.532kg$)

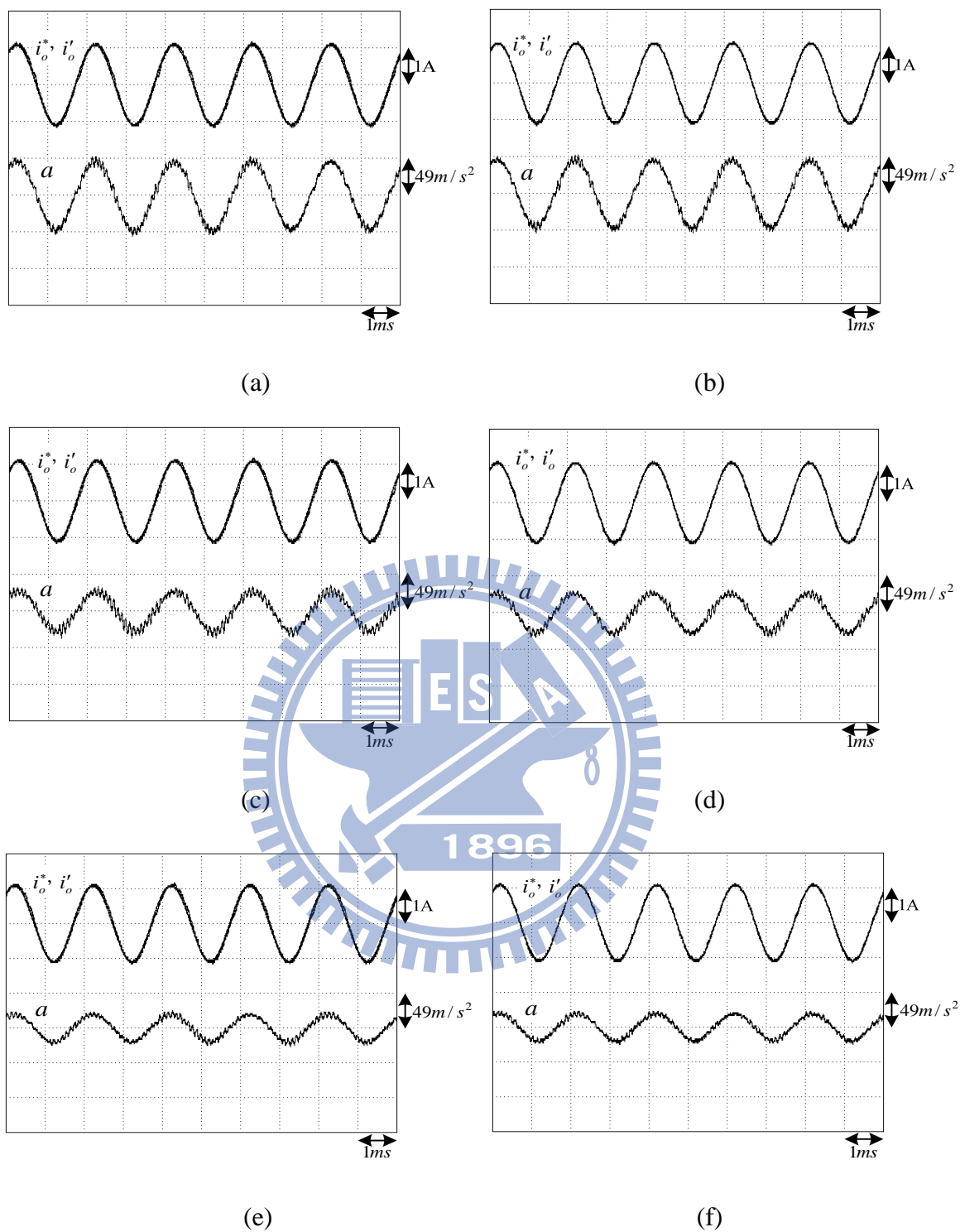


圖 5.15 量測所得頻率為 500Hz 之弦波電流追隨特性及由其激勵所生之加速度：

(a)未加補償器($m=0.221kg$)；(b)加補償器($m=0.221kg$)；

(c)未加補償器($m=0.377kg$)；(d)加補償器($m=0.377kg$)；

(e)未加補償器($m=0.532kg$)；(f)加補償器($m=0.532kg$)

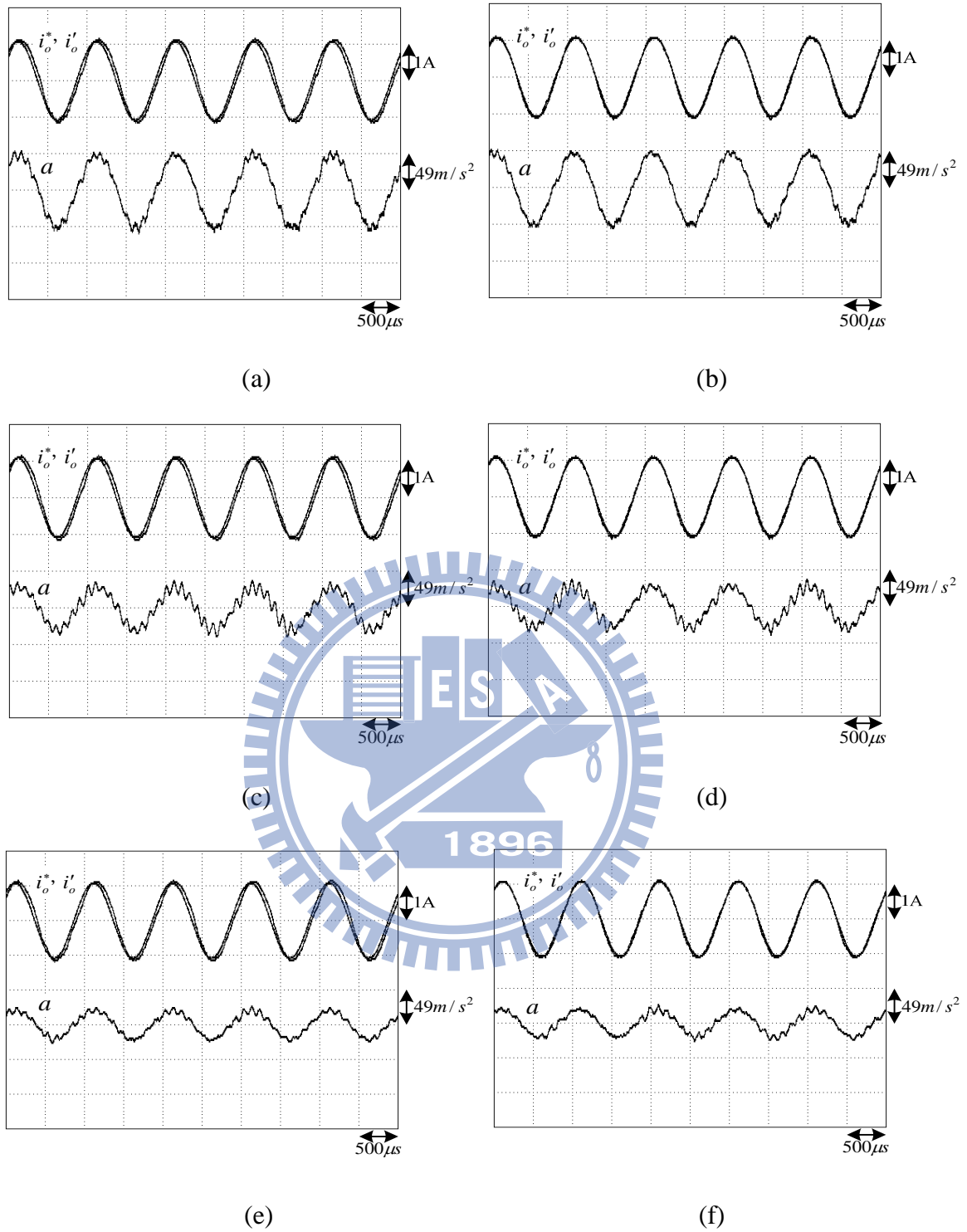


圖 5.16 量測所得頻率為 1000Hz 之弦波電流追隨特性及由其激勵所生之加速度：

(a)未加補償器($m=0.221\text{kg}$)；(b)加補償器($m=0.221\text{kg}$)；

(c)未加補償器($m=0.377\text{kg}$)；(d)加補償器($m=0.377\text{kg}$)；

(e)未加補償器($m=0.532\text{kg}$)；(f)加補償器($m=0.532\text{kg}$)

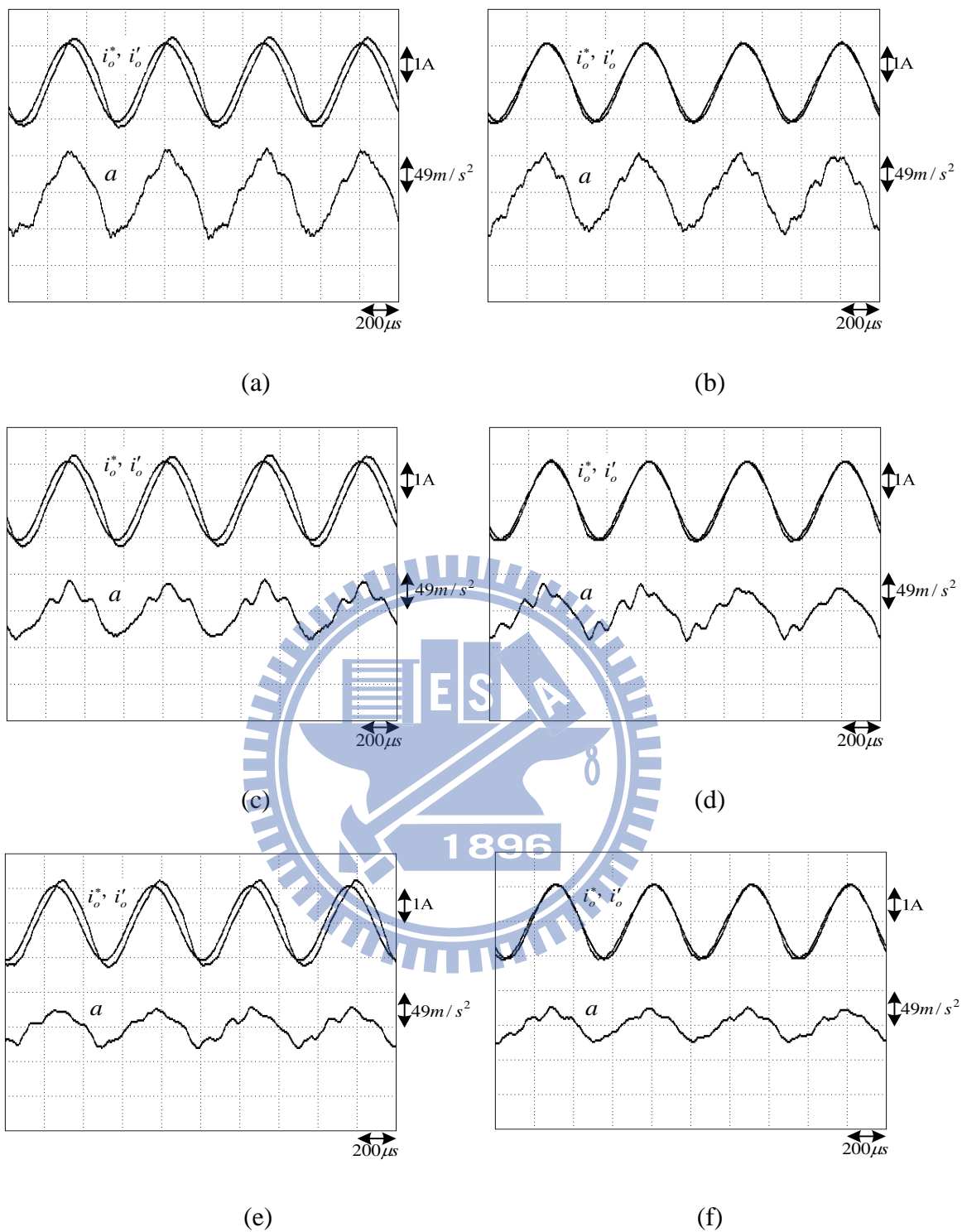


圖 5.17 量測所得頻率為 2000Hz 之弦波電流追隨特性及由其激勵所生之加速度：

(a)未加補償器($m=0.221\text{kg}$)；(b)加補償器($m=0.221\text{kg}$)；

(c)未加補償器($m=0.377\text{kg}$)；(d)加補償器($m=0.377\text{kg}$)；

(e)未加補償器($m=0.532\text{kg}$)；(f)加補償器($m=0.532\text{kg}$)

5.4 掃頻實作結果

圖 5.18 為量測掃頻 5Hz~2000Hz 之弦波電流追隨特性及由其激勵所生之加速度，(a)未加補償器($m=0.221\text{kg}$)；(b)加補償器($m=0.221\text{kg}$)；(c)未加補償器($m=0.377\text{kg}$)；(d)加補償器($m=0.377\text{kg}$)；(e)未加補償器($m=0.532\text{kg}$)；(f)加補償器($m=0.532\text{kg}$)，由這六個圖可以觀察到弦波之電流追隨在低頻時都追隨良好，但在高頻時追隨電流會有些許追不上如圖 5.18(a)、(c)、(e)所示，在加上本論文所提之全數位空白時間補償控制器後在高頻時也能夠有良好的電流追隨如圖 5.18(b)、(d)、(f)所示。

在全頻掃描的過程中以所激勵之加速度觀察可知，其共振頻率點所激勵之加速度為最大，在無載($m=0.221\text{kg}$)、加一個負載($m=0.377\text{kg}$)、加二個負載($m=0.532\text{kg}$)中，以無載($m=0.221\text{kg}$)之加速度為最大，最大約可為 500m/s^2 ，如圖 5.18(a)、(b)所示，再者加一個負載($m=0.377\text{kg}$)之加速度最大約為 260m/s^2 ，如圖 5.18(c)、(d)所示，而加二個負載($m=0.532\text{kg}$)之加速度最大約為 200m/s^2 ，如圖 5.18(e)、(f)所示，由此可知在共振頻率點之加速度要其振幅最大，所加負載要最輕。在高頻的部分，約在 100hz 之上加速度就幾乎固定了，若以圖 2.10 之 H_{IA} 增益圖所示知，負載愈輕， H_{IA} 之增益圖愈大，故所激勵之加速度就愈大，反之就愈小，由圖 5.18 可知。

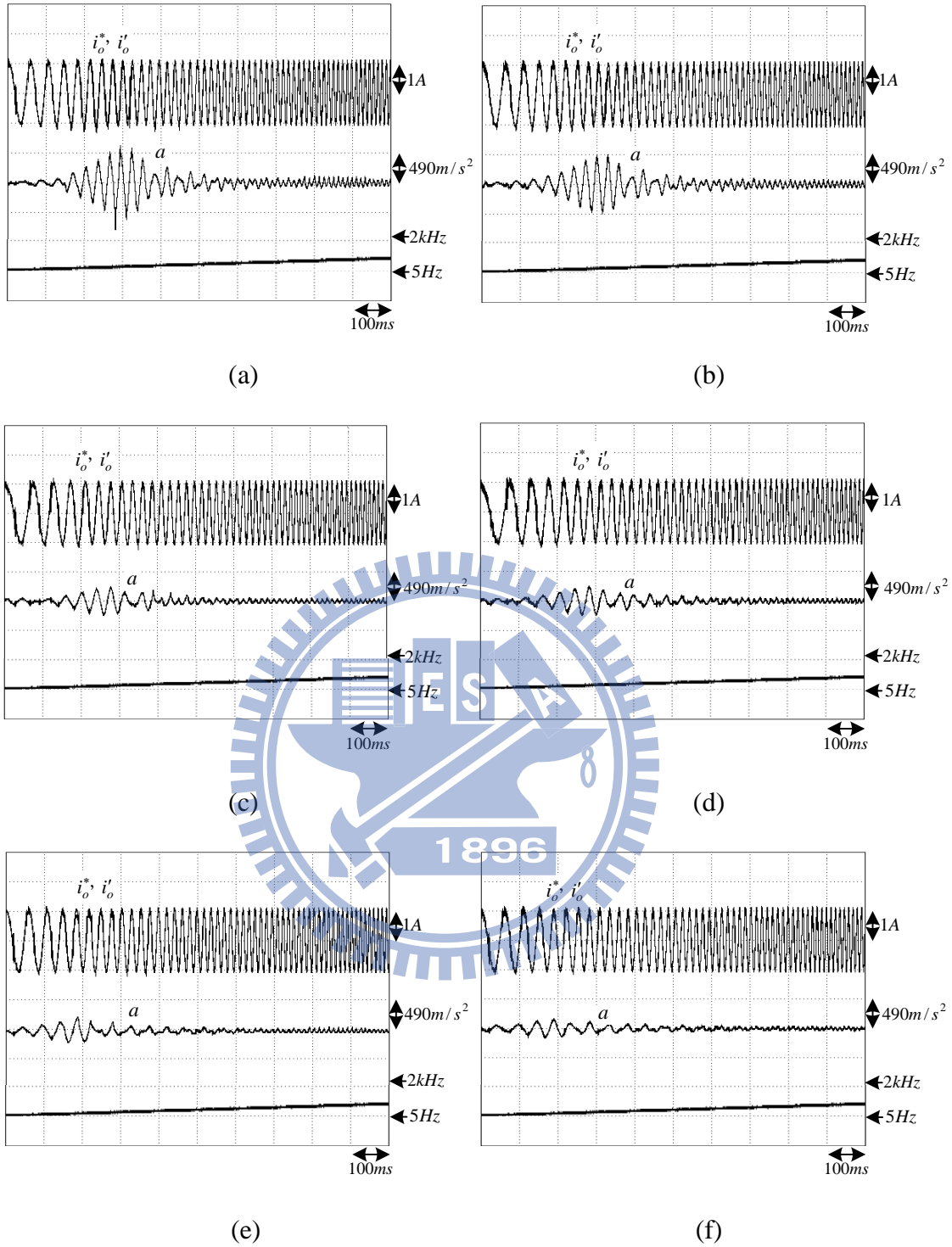


圖 5.18 量測掃頻 5Hz~2000Hz 之弦波電流追隨特性及由其激勵所生之加速度：

(a)未加補償器($m=0.221\text{kg}$)；(b)加補償器($m=0.221\text{kg}$)；

(c)未加補償器($m=0.377\text{kg}$)；(d)加補償器($m=0.377\text{kg}$)；

(e)未加補償器($m=0.532\text{kg}$)；(f)加補償器($m=0.532\text{kg}$)

第六章

結論

現今社會對工業產品的品質要求日趨嚴苛，其大型電氣元件及機械耐震能力須有適當的測試設備及檢測規範。而統傳的振動機測試系統主要是由線性功率放大器予以供電激勵，優點是諧波小，缺點是效率低、體積大，重量重。因此本論文就是要改善其缺點，利用第五章所提的硬體電路架構和 TI 的 TMS320F2812 DSP 模組電路以全數位化來設計控制器，使其達到和線性功率放大電路有其同樣的良好輸出電流及所激勵之加速度。

為了達到良好的加速度及電流追隨性能，首先必需先瞭解電動式振動機的工作原理，進而推導及估測其動態模式，導出其主導方程式，再利用 PSIM 模擬軟體，進行模擬、測試後，才實作。本論文採用電流控制 PWM 切換控制技巧，並應用迴授 PI 控制器及空白時間補償控制器來達成目標。

將硬體電路架構及以 TI 的 TMS320F2812 DSP 模組電路以全數位化來設計控制器實際應用於振動機之振動測試，結果可顯示出電流追隨性能及其所激勵之加速度特性均尚稱良好，故具有取代其傳統線性功率放大器之能力。

參考文獻

A. Electrodynamic Shaker and Vibration Test

- [1] C. M. Harris, *Shock and Vibration Handbook*, New York : McGraw-Hill, 1998.
- [2] G. Buzdugan, E. Mihailescu, and M. Rades, *Vibration Measure*. Boston, MA : Nijhoff, 1986.
- [3] R. Fair and H. R. Bolton, “Analysis and design of electromagnetic moving coil vibration generators,” in *Proceedings Sixth International Conference on Electrical Machines and Drives*, Oxford, UK, pp.529-534, 1993.
- [4] K. G. McConnell, *Vibration Testing-Theory and Practice*, New York : John Wiley & Sons, 1995.
- [5] S. S. Rao, *Mechanical vibrations*, New York : Addison-Wesley, 1995.
- [6] R. Fair and H. R. Bolton, “Analysis and design of electromagnetic moving coil vibration generators,” in *Proceedings Sixth International Conference on Electrical Machines and Drives*, Oxford, UK, pp.529-534, 1993.
- [7] S. L. Dane, T. Colosi, I. Vadan and H. Balan, “Computational aspects of electrodynamic vibrators,” in *Proceedings Mediterranean Electrotechnical Conference, Antalya Turkey*, pp. 1073-1076, 1994.
- [8] H. M. Macdonald, T. C. Green and B. W. Williams, “Analysis and control of a moving coil electrodynamic actuator,” in *Proceedings 19th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics*, Maui, MI, USA, pp.2184-2189, 1993.
- [9] S. Tustain, “Shock testing using electrodynamic vibration generators,” *Noise & Vibration Worldwide*, Vol. 21, Iss. 10, pp. 14-17, 1990.

B. Switching-Mode Power Amplifier and Current Tracking Control

- [10] John Salmon, Liping Wang, Nouman 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, 2007.
- [11] Ruifang Liu, Chris Chunting Mi, and David Wenzhong 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, 2008.
- [12] Thin-Huo Chen and Chang-Ming Liaw, “Vibration Acceleration Control of an Inverter-Fed Electrodynamic Shaker,” *IEEE/ASME TRANSACTIONS ON MECHATRONICS*, Vol. 4, No. 1, MARCH 1999.
- [13] T. H. Chen, K. C. Huang and C. M. Liaw, ”High-frequency switching-mode power amplifier for shaker armature excitation,” *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, Vol. 144, No.6, November 1997.
- [14] J. Luan and F. C. Lee, “Design of a High Frequency Switching Amplifier for Smart Material Actuators with Improved Current mode Control,” *PESC’98, 29th Annual IEEE*, Vol. 1, pp. 59-64, 1998.
- [15] S. M. Tenconi, R. Numeroli, L. Pittera and E. R. A. Ricerche, “High Power, Wide Bandwidth Linear Switching Amplifier Using IGBTs,” *Industry Applications Society Annual Meeting, Conference Record of the 1993 IEEE*, Vol. 2, pp. 778-784 1993.
- [16] T. Senjyu, H. Kamifurutono and K. Uezato, “Robust current control method with a disturbance voltage observer for a voltage source PWM inverter,” *International Journal Electronics*, Vol.80, No. 2, pp. 365-375, 1996.
- [17] J. W. Choi and S. K. Sul, “A new compensation strategy reducing voltage/current distortion in PWM VSI systems operating with low output voltages,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol.31, No.5, pp. 1001-1008, 1995.

- [18] Z. Lai and K. M. Smedley, "A new extension of one-cycle control and its application to switching power amplifiers," *IEEE transactions on Power Electronics*, Vol. II, No. I, pp. 99-105, 1996.
- [19] H. Fkuda and M. Nakaoka, "State-vector feedback control-based 100kHz carrier PWM power conditioning amplifier and its high-precision current-tracking scheme," in *Proceedings 19th International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation*, Maui, Hawaii, USA, pp. 1105-1110, 1993.
- [20] N. Mohan, T. M. Undeland and W. P. Robbins, *Power Electronics : Converters, Applications and Design*, New York : John Wiley & Sons, 1995.

C. Vibration Control : Sine Vibration Control

- [21] Jingang Han, Tianhao Tang, Xiaoming Wang, "A High-Performance Switching Mode Power Amplifier for Electrodynamic Shaker," *IEEE The Department of Electrical Engineering Shanghai Maritime University*, pp.491-495 2005.
- [22] L. Della Flora and H. A. Gründling, "Adaptive Acceleration Control of an AC Power Source-Fed Electrodynamic Shaker," *IEEE Grupo de Eletrônica de Potência e Controle, UFSM.*, pp. 1831-1836, 2007.
- [23] Yasuhiro Uchiyama and Masayuki Fujita "Robust Acceleration and Displacement Control of Electrodynamic Shaker," *IEEE International Conference on Control Applications*, pp. 746-751 2006.
- [24] Shicheng Wang * , Guofu Zhai and Wenying Yang, "Study on Closed-Loop Control of Shock Process for Permanent Magnet Shaker in Particle Impact Noise Detection," *IEEE School of Electrical Engineering and Automation*, pp. 2102-2107, 2009.
- [25] Leandro Della Flora and Hilton Abilio Grundling "Acceleration Control of an Inverter-Fed Electrodynamic Shaker," *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, June 2006.

- [26] Chang-Ming Liaw, Wen-Chin Yu and Thin-Huo Chen “Random Vibration Test Control of Inverter-Fed Electrodynamic Shaker,” *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, Vol. 49, No. 3, June 2002.
- [27] L. Della Flora and H.A. Gruning, “Time domain sinusoidal acceleration controller for an electrodynamic shaker,” *IET Control Theory Appl.*, Vol. 2, No. 12, pp. 1044–1053, 2008.
- [28] L. Mitsis and S. M. Veres, “Frequency domain self-tuning for vibration control,” *Adaptive Control IEE Colloquium*, pp. 8/1-8/5, 1996.
- [29] M. P. Pelletier and M. A. Underwood, “Multichannel simultaneous digital tracking filters for swept-sine vibration control,” *Journal of the IES*, Vol. 37, No. 5, pp. 23-29, 1994.

D. Dead Time Compensator

- [30] David Leggate and Russel J. Kerkman, “Pulse Based Dead Time Compensator for PWM Voltage Inverters,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 44, No. 2, April 1997.

E. Analysis

- [31] PSIM WEBSITE---<http://www.powersimtech.com/>

