

國立交通大學

電控工程研究所

碩士論文

具有可調輸出電壓功因修正器之
無刷直流馬達驅動器的效率改善策略



Efficiency Improvement Strategy of a BLDC Motor Drive
Using a PFC Converter with Adjustable Output Voltage

研究生：吳家豪

指導教授：鄒應嶼 博士

中華民國 九十八 年 十 月

具有可調輸出電壓功因修正器之
無刷直流馬達驅動器的效率改善策略

Efficiency Improvement Strategy of a BLDC Motor Drive
Using a PFC Converter with Adjustable Output Voltage

研究生：吳家豪

Student: Chia-Hao Wu

指導教授：鄒應嶼 博士

Advisor: Dr. Ying-Yu Tzou



Submitted to Institute of Electrical and Control Engineering

College of Electrical Engineering

National Chiao-Tung University

in Partial Fulfillment of the Requirements

for the Degree of Master

in

Electrical and Control Engineering

Oct. 2009

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十八年十月

具有可調輸出電壓功因修正器之 無刷直流馬達驅動器的效率改善策略

研究生：吳家豪

指導教授：鄒應嶼 博士

國立交通大學電控工程研究所

摘要

本論文提出以可變輸出功率因數修正(variable output voltage power factor correction, VOPFC)轉換器與變頻器整合，發展一具有高效率、高功因之整合式家用變頻壓縮機驅動器。此VOPFC為串聯式升/降壓電路架構，透過兩組功率開關控制輸入電流追隨輸入弦波電壓，達到降低電流總諧波失真比(total harmonic distortion, THD)、提升功率因數之目的，同時可不受輸入電壓大小之限制，實現廣範圍輸出電壓特性；在壓縮機馬達低速運轉時提供低電壓，馬達高轉速運轉下則提供高電壓。在維持相同電流漣波比例條件下，低電壓操作時，可降低後級變頻器之開關切換頻率，大幅減低開關切換損失，提升整體工作效率，而在高電壓操作下，可使系統具有較佳之動態響應及高轉速的能力。本文之發展平台以數位信號處理器(TI TMS320LF-2407A)完成包含前級功率轉換器之電流、電壓迴路及後級變頻器之馬達電流、速度閉迴路，完成一個額定功率500W、功率因數達0.99的PWM/PAM變頻驅動器，速控範圍為50-3000 RPM；此驅動器具有串聯通訊介面，可由外部下達速度命令與設定控制參數，利於壓縮機變頻系統整合。

關鍵詞：壓縮機、無刷直流馬達、可變輸出功因修正器、脈波振幅調變、脈波寬度調變

Efficiency Improvement Strategy of a BLDC Motor Drive Using a PFC Converter with Adjustable Output Voltage

Student: Chia-Hao Wu

Advisor: Dr. Ying-Yu Tzou

Institute of Electrical and Control Engineering
National Chiao-Tung University

Abstract

This thesis proposes the integration of variable output voltage power factor correction (VOPFC) converter and inverter to develop a high efficiency, high power factor and variable speed compressor driver applied in household applications. The VOPFC converter is a cascaded buck-boost converter with two power switches to regulate the input line current with low total harmonic distortion (THD) and at the same time to maintain an adjustable dc-link voltage which can be either higher or lower than the peak of the rectified line voltage. When the motor rotated in lower speed, VOPFC converter supplied the lower voltage. On the contrary, VOPFC converter output the higher voltage which can supply motor driver for the better dynamic response and higher speed. The output inverter stage can be operated in pulse amplitude modulation (PAM) mode or PWM mode with reduced switching frequency for efficiency optimization of the compressor motor driver to maintain a constant V/Hz ratio with specified current ripples. The development platform used in this thesis utilizes a DSP (TI TMS320LF-2407A) to provide a pre-stage power factor converter with current and voltage control loops and a post-stage motor voltage with speed control one. A PWM/PAM motor driver with rated power of 500W, 0.99 power factor, and speed range of 50-3000 rpm is implemented. This motor controller also comprises a serial communication interface which allows external speed command and parameter setting, thus facilitates the integration of the variable frequency compressor driver.

Keywords: compressor, brushless dc motor, variable output power factor correction (VOPFC) converter, variable output control, switch-mode digital control, pulse amplitude modulation (PAM)

誌 謝

謹向我的指導教授 鄒應嶼博士致上最高的謝意。感謝老師這兩年對我的敦敦教誨與悉心指導，在我的研究上指點迷津，鍛鍊我的研究態度，指正我的研究方法。由於他豐富的學識和卓越的領導能力使我在理論分析與實作能力皆受益良多，並使得本論文得以順利完成。

感謝林育宗學長兩年來的關照與指導，在我研究上遇到瓶頸時能夠幫我一一把，為我解答疑問，協助我突破難題。感謝同窗煒超、茗皓、宗翰及哲瑋在課業及研究上的相互砥礪切磋，在實驗室裡共同學習、奮鬥的時光，將令人難忘。感謝學弟們甫尊、康康、彥勳所給予的幫助，始能讓我全心完成此論文。感謝國光在硬體上給予的協助，令我能夠用最短的時間建立實驗平台。

感謝父母的栽培與好友的關懷，使我感受到親情與友情的溫暖。也感謝女友婉清，使我在求學期間受到無數的鼓勵與協助。感謝在碩班兩年中認識的所有單車社朋友們，在我碩班的兩年中，陪我一起夜騎、晨騎，維持固定的運動習慣，同時留下許多美好的回憶。最後，僅將此論文獻給所有關心我的人，願與他們分享這份成果。

吳家豪

民國九十八年十月 於交大

目 錄

中文摘要.....	iii
英文摘要.....	iv
誌謝.....	iii
目錄.....	iv
表列.....	vii
圖列.....	viii
第一章 緒論	
1.1 研究動機.....	1
1.2 研究背景與發展現況.....	3
1.3 PFC諧波規範與重要性.....	8
1.3.1 功因修正器研究背景.....	8
1.3.2 功因修正器原理.....	8
1.3.3 各國PFC諧波規範.....	10
1.4 VOPFC串聯變頻器之整合式壓縮機驅動器.....	12
1.4.1 新一代變頻式壓縮機驅動器.....	12
1.4.2 PWM/PAM變頻式無刷直流馬達驅動控制.....	15
1.5 論文內容概述.....	17
第二章 VOPFC電路架構及工作原理	
2.1 各式VOPFC功率轉換器電路拓撲比較.....	20
2.2 串聯式升/降壓功因修正轉換器工作模式分析與簡介.....	26
2.2.1 串聯式升/降壓功率轉換器工作特性.....	26
2.2.2 降壓型及升壓型轉換器之基本工作原理.....	30
2.2.3 降壓型工作模式電流命令補償.....	33

2.2.4	串聯式升/降壓功因修正轉換器元件規格選用	35
2.3	串聯式升/降壓功因修正轉換器數學模型分析	42
2.3.1	升壓式轉換器小訊號模型之分析	42
2.3.2	降壓式轉換器小訊號模型之分析	46
2.4	EMI輸入濾波器工作原理與設計	48
2.4.1	EMI濾波電路拓撲	48
2.4.2	差模電磁干擾雜訊濾波電路	49
第三章 無刷直流馬達驅動方法		
3.1	PAM/PWM 工作原理	53
3.1.1	PWM/PAM調變方式之簡介	53
3.1.2	PWM與PAM變頻器之比較	55
3.1.3	影響電流漣波之因素	56
3.1.4	Dead-time對電流控制造成影響	57
3.2	BLDCM六步方波控制法	62
3.2.1	六步方波驅動訊號	62
3.2.2	馬達驅動器之系統方塊圖	64
3.3	磁通導向控制法	65
3.3.1	PMSM數學模型分析	65
3.3.2	磁通導向控制法	68
第四章 整合式壓縮機驅動器控制器設計		
4.1	VOPFC 控制系統架構	75
4.1.1	電流迴路控制器架構	75
4.1.2	電流迴路PI控制器設計	77
4.1.3	降壓模式前饋補償控制器	81
4.1.4	昇壓模式前饋補償控制器	82
4.1.5	電壓迴路控制器設計	84

4.2	INVERTER控制器設計.....	86
4.2.1	控制架構.....	86
4.2.2	電流控制器設計.....	87
4.2.3	速度控制器設計.....	90
4.2.4	以數位方法實現控制器.....	92
4.2.5	六步方波馬達控制策略.....	94
4.3	VOPFC-INVERTER 整合驅動控制器設計.....	98
4.3.1	馬達電感電流漣波分析.....	98
4.3.2	速度命令與電壓命令建表.....	102
4.3.3	變頻器開關切換頻率變頻操作.....	108
4.3.4	功率補償控制器設計.....	110
第五章 系統模擬與實驗結果		
5.1	整合式壓縮機驅動器之軟硬體實現.....	115
5.1.1	實驗平台.....	115
5.1.2	以數位方法實現控制器.....	117
5.2	系統模擬與實驗結果.....	118
5.2.1	VOPFC模擬實驗波形.....	118
5.2.2	前饋補償控制器之非理想效應分析.....	126
5.2.3	無刷直流馬達驅動波形.....	129
5.2.4	整合式壓縮機驅動器之模擬與實測結果探討.....	132
第六章 結論		
6.1	結論.....	136
6.2	未來研究建議.....	137
參考文獻.....		138
作者簡介.....		142

表 列

表 1.1 各種馬達比較.....	3
表 1.2 諧波規範IEC 61000-3-2之各種設備之分類	11
表 1.3 諧波規範IEC 61000-3-2之諧波電流規範	12
表 2.1 各電路架構間優缺點之比較.....	24
表 2.2 個電路架構所需元件數量表.....	25
表 2.3 各個工作模式下，功率開關元件之工作狀態.....	30
表 2.4 功率級元件參數與規格表.....	36
表 2.5 VOPFC功率元件之耐壓及耐流規格表.....	42
表 3.1 開關切換頻率的選取對系統所造成的影響.....	56
表 4.1 馬達參數與規格表.....	88
表 4.2 VOPFC與Boost定電壓轉換器對變頻器之影響.....	108
表 5.1 VOPFC不同輸出電壓下其工作效率比.....	126



圖 列

圖 1.1	全球總電力能源消耗比例圖.....	1
圖 1.2	新型PAM變頻冰箱(a)東芝公司PLAZM冰箱(b)日立公司雙PAM冰 箱(c)夏普公司SJLC40E冰箱.....	5
圖 1.3	變頻驅動冷凍壓縮機的系統方塊圖.....	6
圖 1.4	變頻式壓縮機驅動器的系統架構圖.....	7
圖 1.5	電壓、電流及電流基頻成分波形.....	10
圖 1.6	(a)傳統壓縮機之電路架構 (b)新型的VOPFC-PAM變頻式驅動器 之電路架構.....	13
圖 1.7	不同電路架構的可變輸出PFC功率轉換器電路架構.....	14
圖 1.8	以PWM換流器為基礎之無刷直流馬達變速控制方塊圖.....	16
圖 1.9	以PAM換流器為基礎之無刷直流馬達變速控制方塊圖.....	17
圖 1.10	控制模式切換說明圖.....	17
圖 2.1	單相全橋式二極體整流電路架構.....	19
圖 2.2	全橋式架構功率轉換器.....	21
圖 2.3	單開關升壓型功率轉換器.....	21
圖 2.4	串聯式升/降壓功率轉換器.....	22
圖 2.5	單開關反向式升/降壓型功率轉換器.....	22
圖 2.6	Sepic功率轉換器電路架構(Boost - Buck).....	22
圖 2.7	用於升壓型切換式整流器之典型雙迴路控制架構.....	23
圖 2.8	串聯式升/降壓型功率轉換器與三相變頻器之電路架構及系統方塊 圖.....	26
圖 2.9	串聯式升/降壓型交-直流功率轉換器.....	27
圖 2.10	串聯式升/降壓型交-直流功率轉換器之開關等效電路.....	27
圖 2.11	升壓型工作狀態.....	28
圖 2.12	升/降壓型工作狀態.....	29

圖 2.13	功率開關S1及S2在Buck/Boost模式下之開關切換訊號	29
圖 2.14	降壓型(Buck)功率轉換器電路架構	31
圖 2.15	降壓開關與輸入電壓之關係圖	31
圖 2.16	升壓型(Boost)功率轉換器電路架構	32
圖 2.17	升壓及降壓開關周任周期比與輸入電壓波形之關係圖	32
圖 2.18	(a) 輸入電流與輸入電壓 (b) 電感電流命令與電感電流波形	35
圖 2.19	(a) 輸入電流與輸入電壓 (b) 電感電流命令與電感電流波形定電阻負載下輸出功率與直流鏈電壓之關係圖 (c) 永磁式馬達轉速與反抗電動勢關係圖	40
圖 2.30	升/降壓型功率轉換器電路拓撲	41
圖 2.31	升壓式轉換器之大訊號平均模型	43
圖 2.32	升壓式轉換器大訊號平均模型操作點	43
圖 2.33	升壓式轉換器線性非時變穩態模型	44
圖 2.34	升壓式轉換器小訊號等效電路模型	46
圖 2.35	降壓式轉換器之小訊號模型	47
圖 2.36	簡化後之降壓式轉換器小訊號模型	48
圖 2.37	LC電磁干擾雜訊濾波電路	50
圖 2.38	LC濾波器之濾波前電流 i_{in2} 及濾波後電流 i_{in}	50
圖 2.39	輸出功率與DPF之關係圖	51
圖 3.1	永磁同步馬達的結構與轉子磁通分佈	53
圖 3.2	(a)載波調變法 (b)責任週期訊號	54
圖 3.3	(a)利用PWM產生弦波電壓之方式 (b)利用PAM所產生弦波電壓之方式	55
圖 3.4	功率開關切換時汲極與源極兩端電壓及電流波形	58
圖 3.5	(a)半橋式電路拓撲(b)PWM開關理想切換訊號及加入dead-time控制下實際開關切換訊號	60
圖 3.6	三相變頻器之電路拓撲，其中A、B兩相之等效電壓為 V_{AB}	61

圖 3.7	電流方向與控制電壓誤差之關係圖	61
圖 3.8	命令為弦波波型時，其等效脈波調變電壓波形.....	61
圖 3.9	以PWM變頻器為基礎之無刷直流馬達變速控制方塊圖.....	63
圖 3.10	六步方波驅動示意圖.....	63
圖 3.11	(a)傳統的PWM變頻式驅動器系統方塊圖 (b)新型的VOPFC-PAM 變頻式驅動器的系統方塊圖.....	64
圖 3.12	永磁同步馬達的等效電路模型.....	66
圖 3.13	永磁同步馬達的反抗電動勢與電流波形圖.....	68
圖 3.14	永磁同步交流馬達在同步旋轉座標上之動態模型.....	71
圖 3.15	電流迴路系統方塊圖.....	72
圖 3.16	電流與速度控制架構之系統方塊圖.....	72
圖 4.1	串聯式昇/降壓功率轉換器之電路架構與系統方塊圖	75
圖 4.2	Buck-Boost系統控制方塊圖，前級為電壓外迴路，後級為電流內 迴路	76
圖 4.3	電流迴路控制器與前饋補償控制器系統方塊圖.....	76
圖 4.4	在輸入電壓 $V_o = 100\text{ V}$ 及輸入電壓 $V_{in} = 100\text{ V}$ 下，Buck及Boost之 小訊號頻率響應波德圖.....	78
圖 4.5	電流補償控制器設計，調整系統頻寬為 1.5 kHz ，相位邊限為 69.7°	79
圖 4.6	VOPFC模擬電路之電流迴路頻率響應波德圖.....	79
圖 4.7	輸出電壓固定 100 V 下，輸入電壓分別自 10 V ~ 150 V ，各自小訊號 模型頻率響應波德圖.....	80
圖 4.8	電流迴路頻率響應圖，在一固定之PI控制器下，系統操作分別操作 在(a) 輸出電壓固定 100 V ，輸入電壓分別為 100 V 、 200 V 、 300 V (b) 固定輸出電壓下，不同輸出電壓(75 V 、 100 V 及 125 V)下之頻 率響應.....	81
圖 4.9	降壓型操作系統方塊圖.....	82
圖 4.10	Buck 模式前饋補償方塊圖	82
圖 4.11	Boost 模式前饋補償方塊圖	83

圖 4.12	電流迴路控制器與前饋補償控制器系統方塊圖.....	83
圖 4.13	加入前饋補償控制器後之電感電流迴路頻率響應圖，在(a) 不同輸入電壓及 (b) 不同輸出電壓下，皆具有一致之頻率響應(BW= 1.5 kHz，PM=45°).....	84
圖 4.14	簡化電壓迴路系統方塊圖.....	85
圖 4.15	電壓閉迴路頻率響應波德圖.....	85
圖 4.16	永磁同步交流馬達電流與速度控制架構.....	86
圖 4.17	電流控制系統方塊圖.....	87
圖 4.18	零點位置分析圖.....	89
圖 4.19	電流閉迴路轉移函數頻率響應.....	89
圖 4.20	速度控制系統方塊圖.....	90
圖 4.21	簡化電流控制系統的速度控制系統方塊圖.....	90
圖 4.22	速度開迴路轉移函數頻率響應.....	91
圖 4.23	速度閉迴路轉移函數頻率響應.....	92
圖 4.24	數位實現方塊圖.....	93
圖 4.25	數位化電流迴路.....	94
圖 4.26	數位化速度迴路.....	94
圖 4.27	理想之反抗電動勢與換相訊號波形.....	95
圖 4.28	(a)三相橋式電路與無刷直流馬達電流關係(b)變頻器與馬達相電流之等效模型.....	96
圖 4.29	電流同步取樣策略之波形，其波形由上至下分別為非連續輸出電流、飛輪二極體電流、馬達電感之連續電流.....	97
圖 4.30	無刷直流馬達等效系統方塊圖，其內部為電流迴路控制，外迴圈為速度迴路控制.....	97
圖 4.31	三相變頻器與等效三相無刷直流馬達模型接線圖.....	99
圖 4.32	無刷直流馬達之單相電感電流.....	99
圖 4.33	在固定直流鏈電壓下，其反抗電動勢與電感電流漣波之關係圖.....	100
圖 4.34	開關切換損失與直流電壓之關係圖.....	101

圖 4.35 馬達ac相之相電壓Vdc、相電流Ia及變頻器上兩開關S1、S2之電流 Is1、Is2.....	102
圖 4.36 馬達在不同轉速下，VOPFC變電壓及變頻器變頻操作之命令建表.....	102
圖 4.37 馬達在定電壓及變電壓條件下，不同轉速下對應之響應(a) 電感電 流漣波大小與轉速關係 (b) 開關切換損失與轉速關係.....	104
圖 4.38 PFC轉換器之電感電流命令(a) VOPFC操作在buck-boost模式 (b) 傳統boost轉換器定電壓300 V下	107
圖 4.39 開關切換時之兩端之跨壓及導通電流(a) boost模式電路操作 (b)buck模式操作	107
圖 4.40 PWM之定頻載波訊號，其中CMPR1為一上下數之計數器，T1PR 則為其溢位比較器.....	109
圖 4.41 馬達PWM變頻操作之方塊圖.....	109
圖 4.42 馬達變頻操作之模擬波形圖，其開關切換頻率由20 kHz變換到10 kHz.....	110
圖 4.43 VOPFC之簡化電壓迴路模型.....	111
圖 4.44 功率補償控制器架構.....	113
圖 4.45 系統由輕載切換到重載(100W→500W)波形，分別為輸出電壓、輸 出電流、電感電流峯值Vm、及電感電流，(a)加入功率補償控制器， (b)未加入功率補償控制器	113
圖 4.46 系統由重載切換到輕載(500W→100W)波形，分別為輸出電壓、輸 出電流、電感電流峯值Vm、及電感電流，(a)加入功率補償控制器， (b)未加入功率補償控制器	114
圖 5.1 數位控制卡與監控軟體之系統示意圖.....	116
圖 5.2 以DSP為基礎之整合式VOPFC無刷直流馬達驅動器發展平台實體 圖.....	116
圖 5.3 以DSP為基礎之整合式VOPFC無刷直流馬達驅動器發展平台實體 圖.....	117
圖 5.4 VOPFC操作在Boost模式下之模擬波形圖，輸出電壓300 V，輸出 功率500 W下 (a) 輸入電壓，輸出電流及輸出電壓 (b) 電感電	

流、電流控制器輸出訊號、開關S1、S2之責任周期比及輸入、輸出電壓.....	118
圖 5.5 VOPFC操作Buck-Boost模式下之模擬波形圖，輸出電壓300 V，輸出功率500 W下 (a) 輸入電壓，輸出電流及輸出電壓 (b) 電感電流、電流控制器輸出訊號、開關S1、S2之責任周期比及輸入、輸出電壓.....	119
圖 5.6 在固定100 W輸出功率時，系統之輸出電壓分別操作在(a)75 V、(b)100 V、(c)200 V及(d)300 V下的電流波形，由上至下分別為輸入電流 i_{in} 、通過橋式整流器電流 i_{in2} 及電感電流 i_L	120
圖 5.7 變電壓控制模擬波形，輸出電壓命令由134V切換到90V，穩定時間 t_s 為80 ms.....	120
圖 5.8 變電壓控制之模擬與實驗波形比較，其中綠線為模擬波形，紅線為實驗波形 (a) 輸出電壓命令由90 V切換到135 V，(b) 輸出電壓命令由135 V切換到90 V.....	121
圖 5.9 在各固定輸出電壓下，輸出功率由輕載到滿載(20% → 100%)與輸入電流總諧波失真比(THD)之關係圖，其中輸出電壓分別為75 V、100 V、200 V、300 V.....	121
圖 5.10 系統切載：(a)高載切換到輕載(300W→200W)，電壓漣波約10V，穩定時間 $t_s = 80$ ms，(b)輕載切換到高載(200W→300W)，電壓漣波約12V，穩定時間 $t_s = 80$ ms，圖中之波形分別為負載電流、輸出電壓及電感電流.....	122
圖 5.11 系統切載：(a)高載切換到輕載(300W→200W)，電壓漣波約10V，穩定時間 $t_s = 80$ ms，(b)輕載切換到高載(200W→300W)，電壓漣波約12V，穩定時間 $t_s = 80$ ms，圖中之波形分別為負載電流、輸出電壓及電感電流.....	123
圖 5.12 系統操作在buck-boost模式之實驗波形，此時輸出電壓為140 V，輸出功率200 W，(a)分別為輸入及輸出電壓，開關SBuck及及SBoost	

之驅動訊號，(b)VOPFC之電感電流及輸入線電流(c) DSP控制器內部回授訊號，分別為電感電流命令及回授電感電流、輸入電壓.....	124
圖 5.13 系統操作在Boost模式之實驗波形，(a)上圖波形為電感電流及輸入電流，下圖波形為輸入電壓及輸入電流，(b)為內部數位控制器訊號，分別為電感電流命令、回授電流信號及輸入電壓信號。此時THD=5.2%，PF=0.97，工作效率 $\eta = 0.94$	125
圖 5.14 WT-210功率計量測接線圖	126
圖 5.15 輸出電壓回授偏移誤差對前饋補償控制器及整體系統造成影響.....	127
圖 5.16 (a)輸入電壓回授偏移誤差對前饋補償控制器及整體系統造成影響(b)輸入電壓offset -10 V時之響應波形(c) 輸入電壓offset +10 V時之響應波形.....	128
圖 5.17 定速度控制之無刷直流馬達驅動波形，此時負載扭矩為1 N·m，馬達轉速為500 rpm，圖中之波形由上至下分別為 S1及S2開關訊號、直流鏈電流(取樣後)及馬達a相之相電流.....	129
圖 5.18 定速度控制之無刷直流馬達驅動波形，此時負載扭矩為2 N·m，馬達轉速為維持500 rpm，圖中之波形由上至下分別為 S1及S2開關訊號、直流鏈電流(取樣後)及馬達a相之相電流.....	130
圖 5.19 在馬達定速度操作下，開關頻率變頻控制之模擬波型，其開關切換頻率由20 kHz變為10 kHz，圖中波形分別為馬達轉速、馬達a及b相電流、變頻器直流鏈電流，及PWM開關週期	131
圖 5.20 在馬達定速度操作下，開關頻率變頻控制之實驗波型，其開關切換頻率由20 kHz變為10 kHz，圖中波形為馬達a相電流及變頻控制訊號.....	131
圖 5.21 整合式VOPFC馬達驅動器之系統方塊圖及馬達操作模式.....	132
圖 5.22 整合式VOPFC之馬達驅動器啟動波形，圖中波形由上至下分別為馬達轉速、馬達相電流、VOPFC輸出直流電壓、VOPFC輸入電流及系統之PF及THD	133

圖 5.23 輸出電壓200V~300V，最大輸出負載500W..... 134

圖 5.24 系統變速度暫態響應，(a) 未加入功率補償控制器 (b) 加入功率補償控制器..... 134

圖 5.25 輸出電壓由300V至100V，馬達藉由PAM調變方式控制轉速 135



第一章

緒論

1.1 研究動機

根據能源評估專家估計，石化燃料將在40年之內全面枯竭，進一步引發全球性能源危機；其中由國際能源總署(International Energy Agency, IEA)組織統計顯示，全球消耗能源中佔高比例的淨用電量仍持續以2.6% 年增長率上升，而且眾多用電產品中，如圖1.1所示，馬達消耗高達55%以上的淨用電量，然而我們目前所使用的馬達及馬達驅動器效率並未達到最佳化，簡言之我們仍不斷地消耗大量且多餘的能源。隨著科技的日新月異，人們藉由自動化家電產品為我們帶來更佳方便舒適的生活，但能源消耗的問題卻顯得岌岌可危。西元1980初美國政府開始針對馬達系統效率的提出「馬達超越計畫」(Motor Challenge Program)，預期能在西元2010年前為全美節約1000 億瓦小時以上的用電(占全年用電5.5%)，與之相對的台灣有97%的能源需仰賴進口，節約能源議題更顯重要性及急迫性。

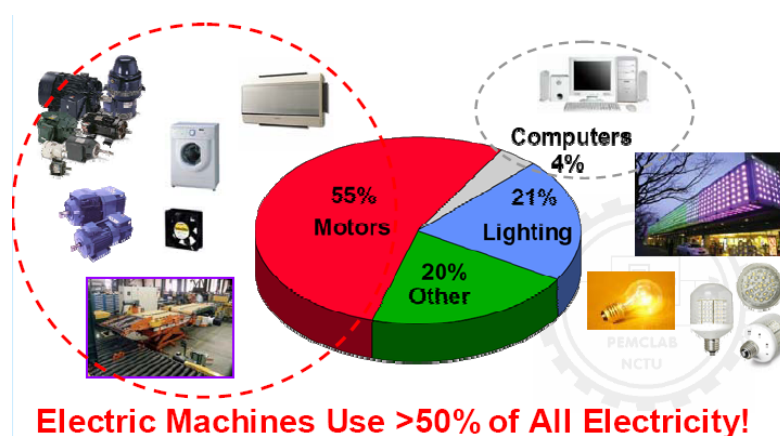


圖 1.1 全球總電力能源消耗比例圖

隨著地球暖化的問題日趨嚴重，石油危機造成全球經濟動盪，為了面對這些全球性問題，人們對環境保護及節能省碳的要求水準日益提高，加上近年來電力電子技術的顯著提升以及投入相關領域的學者變多，其高效率、高節能馬達驅動器已成為未來的發展趨勢。在眾多的馬達應用產品中，最接近生活且消耗大量功率的馬達產品為交通工具及家用壓縮機系統，其中馬達驅動之交通工具目前仍在發展階段，市占率尚低，不過壓縮機的應用至西元1950年起，已普遍應用於一般個人家庭生活；因為壓縮機產品的應用為長時間運轉，並長時間處於待機狀態，若是能夠針對其壓縮機驅動器進行整合設計，配合現今已成熟發展的電腦微控制器進行控制，可有效提升其壓縮機工作效率，大幅降低其多餘功率損耗。

為了有效提升壓縮機的整體效率，新一代的壓縮機均採用高效率永磁式無刷馬達變速驅動方式，此外透過微電腦控制變頻器進行變頻驅動，進一步降低冰箱待機時能量損耗，達到高效能、高節能的目標。而如何發展低成本、高效率的關鍵零組件壓縮機專用變頻器，遂成為重要的研究課題[1]-[10]。本論文將主要針對家用式壓縮機系統整合及進一步提升效率進行研究與分析。

隨著科技進步，變頻式壓縮機除了要求功率的提升之外，對於電源品質之要求也越來越高；大功率的電能轉換器造成了電源品質汙染，過大的電流諧波將導致系統功率因數不佳，此現象不僅會造成供電品質之惡化，也間接的造成輸配電過程能量的損失。針對此問題，許多先進國家均已著手擬定相關的標準法規，對於用電設備之功率因數及諧波汙染加以規範，其中最重要的法規乃是歐盟在2001年一月對電子設備諧波訂立的正式規範(EN61000-3-2)，規定凡輸出在75W-600W之電子設備產品，都必須通過電流諧波測試(Harmonics test)，測量待測物對電力系統所產生的諧波干擾，限制其功率因數及諧波標準，使其具備功率因數修正器，更完整的規範將於後文討論[11-13]。

1.2 研究背景與發展現況

馬達是一種將電能轉換動能的工具，透過電動馬達可讓生活更加便利及舒適，加上電能是一種乾淨的能源，更適合應用在一般居家生活用品之上，電動馬達隨著電力電子技術發展而日漸普遍。

最早變頻器(inverter)登場時，感應馬達(induction motor)的壓縮機立刻成為主流，因為其馬達結構簡單、製造成本低廉，適用於高速、大轉矩且毋須太複雜控制之系統。然而隨著電力電子技術的進步，加上環保意識的抬頭，高效能、高節能的要求日漸重要，直流無刷馬達(brushless dc motor, BLDCM)便逐漸地取代感應馬達，成為主要的壓縮機驅動馬達。無刷直流馬達以永久磁石建立內轉子磁場，其內部磁場的維持毋須消耗能量，因此與感應式馬達相較之下，效率較佳，且在相同體積下具有較高的輸出功率。隨著無刷直流馬達應用日漸普遍，其馬達驅動器的研究亦隨著眾人重視而快速發展，表1.1為各種馬達之比較圖表。

表 1.1 各種馬達比較

	三相感應馬達	單相感應馬達	直流馬達	伺服馬達	步進馬達
驅動訊號	交流	交流	直流	直流/交流	脈衝
控制方式	工業電子/變頻器	工業電子/變頻器	工業電子	閉迴路/Encoder	開迴路/步級角
應答時間				0.15sec	0.2sec
優點	高速大轉矩	構造簡單	構造簡單	高速高應答	低價位高精度
缺點	體積龐大	需啟動器	出力較小	複雜、價高	速度慢、噪音
運用場合	大動力提供	較小動力提供	小動力提供	高速高精度	低速高精度

壓縮機主要應用在冰箱、冷凍設備…等用途，其中傳統的電冰箱與冷凍系統…等白色家電產品多採用單相感應馬達為主的壓縮機驅動系統，以ON-OFF方式進行溫度控制。不過此種驅動方法不易達到恆溫之效果，且系統因為無法變頻，只能夠操作在額定功率下，系統效率不佳且損耗較高。

近年來因為馬達驅動技術的進步，冷凍系統的壓縮機驅動方式也有了重大的改變，採用交流變速驅動方式進行壓縮機之控制已成為市場發展的主流 [14]-[21]。交流馬達驅動器雖然有各種不同的形式，但驅動電路之電路架構則大同小異，主要關鍵在於採用的脈寬調變(pulse width modulation, PWM)控制策略，以及採用的開關切換技術(switching technology) [22]-[28]，此方面則仍有廣大的研究空間得以改善馬達驅動器的效率與提高功率轉換器的功率密度。

冷凍壓縮機的發展歷經了四個階段。第一個階段是80年代的單轉子壓縮機時代，那是變頻空調的初級階段，由於單轉子壓機的效率低，發展受到限制，隨著技術的改良，進入90年代第二個階段，此為是雙轉子壓縮機時代。第三階段是無刷直流變頻時代，結合雙轉子壓縮機與高效率無刷直流馬達的優點，利用現代的數位控制技術進一步的提高變頻壓縮機的效能。第四個階段是PFC+PAM(pulse amplitude modulation, PAM)DSP數位控制時代。利用先進的DSP控制技術，將功率因數修正、變電壓調控、PAM、無感測(sensorless)技術整合應用，使冷凍壓縮技術進入全數位變頻調控的最高境界，新一代的數位PAM變頻驅動技術不僅充分發揮無刷直流變頻壓縮機的優越性能，更能利用數位技術的特點，達到提高效率、節約能源、改善電源品質、與實現超靜音運轉等多重目的[29]-[33]。

圖1.2所示是目前採用PAM變頻壓縮機驅動技術的新型冰箱，採用PAM變頻式壓縮機驅動方式的冷凍系統具有下列優點：

- 可提高 25-30%的壓縮機效率
- 可改善電源品質
- 更佳的溫度控制效果
- 可達成急速冷凍
- 低起動電流
- 可實現超靜音的運轉效果



圖 1.2 新型PAM變頻冰箱(a)東芝公司PLAZM冰箱(b)日立公司雙PAM冰箱(c)夏普公司SJLC40E冰箱

在馬達驅動控制中所需要的一些控制功能，如PWM控制、電流控制、轉速估計、控制迴路補償、功因控制，乃至於一些應用上的特殊需求，均需要複雜且快速的計算，微電子技術的發展，使得馬達控制得以建立幾乎不受運算速度限制的發展平台，所需考量者主要在於成本。馬達控制的數位化已是必然的發展趨勢，為了實現高級的智慧型控制方法，一方面必須採用16位元的單晶片DSP，另一方面也可以藉由CPLD(Complex programmable logic device)將簡單卻需要快速執行的電壓與電流控制予以數位IC化。本論文之發展平台主要以單晶片DSP為基礎進行PWM/PAM變頻控制技術。

功率因數通常是電源系統的考量項目，但由於法規與能源使用效率的要求，具備功率因數修正(power factor correction, PFC)電路以提升其輸入端的功率因數，將成為未來馬達驅動器的重要規格。應用於馬達驅動系統的功率因數修正電路有別於一般應用於UPS的考量，這其中主要包括回生能力的考量以及PFC的輸出是否需要變壓控制(variable output control)。具有輸出電壓變化功能的PFC轉換器，簡稱VOPFC(variable output voltage PFC)，可與傳統的PWM變頻器結合，形成一種具有可變磁滯控制的PAM/PWM雙級轉換器，同時達到功率因數修正與效率提升的雙重目標。

由於變頻式冷凍機壓縮機具有廣大的市場潛力，考量從環保觀點出發的所謂環保冰箱的市場訴求，其開發的關鍵在於發展高效率低噪音的變頻式壓縮機。結

合馬達整體設計的密閉式壓縮機是未來發展的趨勢。其中轉子採用永久磁鐵，具有高效率、高功率密度、高轉速控制範圍等優點，若能結合Sensorless控制)技術[34]-[36]與PAM技術[37]-[40]，更可以低成本方式發揮無刷直流馬達的效能。由此當可瞭解採用低單價高效能DSP控制器的變頻式壓縮機將成為新一代冷凍與空調系統的發展關鍵。

一個冰箱冷凍壓縮機的系統方塊圖如圖1.3所示，壓縮機幫浦由馬達所驅動，為了提高效率與縮小體積，兩者必須整合設計。壓縮機馬達的型式主要有三種：感應馬達、磁阻馬達、與無刷直流馬達。這三種馬達均具有brushless的優點，由上述之表1.1可知，感應馬達價格最為低廉，但效率也最差；磁阻馬達堅固、效率高，但噪音大；無刷直流馬達效率高、噪音低，價格亦低，是壓縮機應用最常被採用的馬達。本論文將針對高效率冰箱冷凍壓縮機的無刷直流馬達，設計並發展新型的DSP為基礎之 PWM/PAM變頻驅動控制技術。

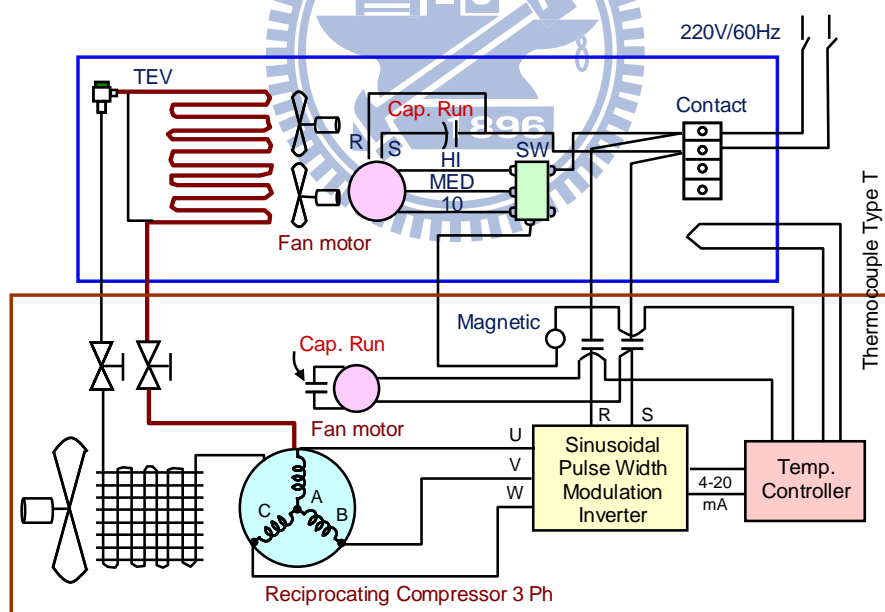


圖 1.3 變頻驅動冷凍壓縮機的系統方塊圖

圖1.4所示是一個變頻式壓縮機驅動器的系統架構圖，其中壓縮機幫浦與無刷直流馬達包含在機殼之內，驅動器則置於壓縮機之外。驅動器由控制器與功率級兩部分所構成，功率級的主要功能是將輸入的交流電源轉換為馬達所需要的電

源，控制器則負責產生功率開關的控制信號，達到控制馬達運轉的目的。高效能冷凍壓縮機設計的關鍵可以從幾個不同的觀點來考量：

1. 高效率與超靜音變頻式壓縮機的設計
2. 天然冷媒壓縮機之設計
3. 壓縮機內置永久磁鐵式(IPM)無刷直流馬達之設計
4. 高效率高功因(power factor control)驅動器之設計
5. 無感測(sensorless)無刷直流馬達控制技術
6. 高效率壓縮機的智慧型Neuro-Fuzzy控制技術
7. 壓縮機高轉速震動控制(vibration control)技術
8. 壓縮機噪音消除(noise cancellation)技術
9. 壓縮機DSP控制系統整合技術

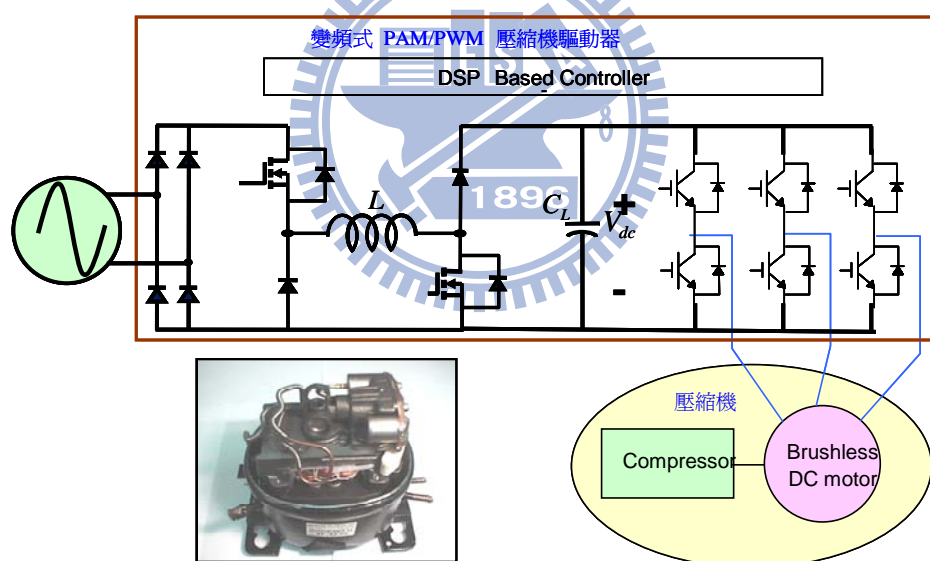


圖 1.4 變頻式壓縮機驅動器的系統架構圖

由上述說明，可以瞭解設計一個現代的高效能冷凍壓縮機，必須整合多方面的工程技術。變頻式壓縮機驅動器的功率級在功率轉換過程中，會因為功率開關的非理想特性造成功率損失，這其中包含開關導通損失與切換損失。輸入電流也會因為高頻的諧波電流降低功率因數，同時也造成電源污染。

為了解決目前面臨的全球能源危機，發展技術改善壓縮機之效率及功率因數以符合法規要求，本論文提出VOPFC變頻壓縮機之整合設計，利用可變輸出功率因數修正器實現PWM/PAM雙級功能切換技術，並藉由整合控制策略有效提升且改善變頻器之操作效率。

1.3 PFC諧波規範與重要性

1.3.1 功因修正器研究背景

近年來在半導體產業的長足進展下，耐壓耐流更高的功率半導體開關元件不斷推陳出新，且電力電子切換技術高度投入下，能源轉換器類別及應用日新月異，如馬達驅動器(Motor Driver)、不斷電系統(Uninterruptible Power Supply, UPS)、充電器(Charger)及各式電源供應器(Power Supply)等；各式電源產品均需以市電作為輸入來源，將交流電轉換至直流電源，提供設備內部控制半導體驅動及輸出功率需求，將是必然的需求。然而傳統上大都採用橋式二極體或相控閘流體為主之交直流轉換器，使用橋整二極體做成之交直流轉換器，將交流市電轉換成直流電源輸出端，再接一大電容來降低輸出電壓漣波，建立所需之穩定直流電源以供應後級之負載。雖然此轉換器之電路簡單、成本低廉且不需額外之控制，但橋式整流器的非線性特性將導致電源的輸入端含有大量之諧波電流，而造成諧波電力損失，而相控閘流體整流器之延遲角控制，更將使輸入端電流諧波成分更嚴重，為解決上述之缺點，進而有功率因數修正電路的出現[41]、[42]。因應各類電機電子設備對電源品質之要求愈趨嚴苛，除對市電供應者提供用電品質及穩定度要求外，積極降低用電設備對電網(Electric Grid)的污染，更是電機電子研發者的責任。

1.3.2 功率因數修正器原理

在交流電路中，功率因數PF之定義為實功率(P)與視在功率(S)之比值

$$PF = \frac{P}{S} \quad (1-1)$$

假設交流電路電壓瞬時值為 $v(t)$ 、電流瞬時值為 $i(t)$ 、週期為 T ，則電壓有效值 V_{rms} 和電流有效值 I_{rms} 分別為

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v(t)^2 dt} \quad (1-2)$$

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i(t)^2 dt} \quad (1-3)$$

則電路視在功率 S 為

$$S = V_{rms} I_{rms} \quad (1-4)$$

電路中實功率為

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) \cdot i(t) dt \quad (1-5)$$

將(1-4)及(1-5)代入(1-1)則電路功率因數為

$$PF = \frac{P}{S} = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T v(t) i(t) dt}{V_{rms} I_{rms}} \quad (1-6)$$

若欲得到相同輸出功率之下，當(1-6)的分子項固定不變時，則功率因數與電流及電壓之有效值成反比，一般電壓為定值下，功率因數越低表示所需輸入電流需越大，傳輸效率則越差。如圖1.5所示， $i_1(t)$ 為電流 $i(t)$ 之基頻成分，其有效值以 I_{1rms} 表示， $i_1(t)$ 與 $v(t)$ 之相角差為 θ ，則實功率可表示為

$$P = V_{rms} I_{1rms} \cos \theta \quad (1-7)$$

因 $i(t)$ 除基頻成分之外，其餘高階成分之實功率為零，故功率因數為

$$PF = \frac{V_{rms} I_{1rms} \cos \theta}{V_{rms} I_{rms}} = \frac{I_{1rms}}{I_{rms}} \cos \theta \quad (1-8)$$

另定義 $\cos \theta$ 為位移功率因數 DPF (Displacement Power Factor)，則功率因數即

$$PF = \frac{I_{1rms}}{I_{rms}} DPF \quad (1-9)$$

由傅立葉級數得知電流有效值為各級諧波有效值之向量和，即

$$I_{rms} = \left[I_{1rms}^2 + \sum_{h=2}^{\infty} I_{hrms}^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (1-10)$$

電流失真成分有效值定義為

$$I_{dis} = \left[I_{rms}^2 - I_{1rms}^2 \right]^{\frac{1}{2}} = \left[\sum_{h=2}^{\infty} I_{hrms}^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (1-11)$$

則總諧波失真(total harmonic distortion, THD)為

$$THD = 100 \times \frac{I_{dis}}{I_{rms}} \% \quad (1-12)$$

故將輸入電流波形處理更趨於正弦波形之基本波，降低輸入電流諧波，並使市電電壓電流同相位，則可達到最佳功率因數。

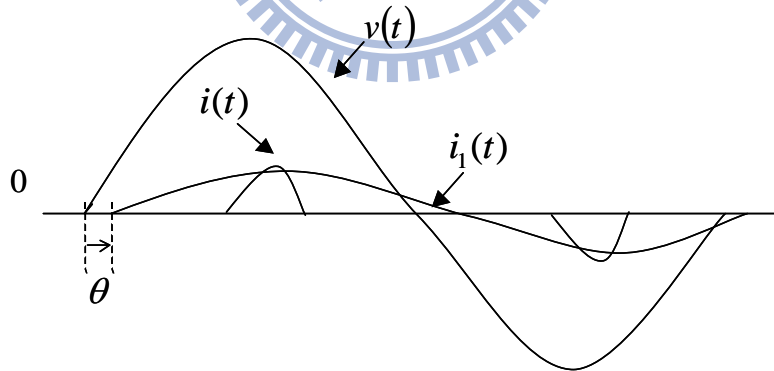


圖 1.5 電壓、電流及電流基頻成分波形

1.3.3 各國PFC諧波規範

根據前述之討論我們可以知道，電力系統中之電流漣波對整個系統的影響非常巨大，因此各國及國際組織對電源品質規範標準皆訂下法規，例如IEC

EN61000-3-2、IEEE 519等，要求業者必須參照法規執行，達到更有效率、架構更為穩健的電子設備[43]、[44]。

以IEC EN61000-3-2而言，此規範的使用範圍為，當一設備之當像輸入電流小於16安培時，則均須符合IEC EN61000-3-2之諧波規範。其中IEC EN61000-3-2又將各種設備作A至D之分類。其分類之定義如下表所示，接著根據表1.2中之分類可以得到表1.3之各類設備諧波之限制值。

A類的規範為單純定義各諧波之大小限制，B類則為A類各諧波限制值之1.5倍。C類的各諧波限制值定義為基本波頻率下之電流的百分比，其中 λ 代表線路之功率因數。對於D類設備，各次諧波電流之限制是依據額定負載功率來決定的，輸入電流的各次諧波應不超過D類表推算出來之值。

表 1.2 諧波規範IEC 61000-3-2之各種設備之分類

A 類	<ul style="list-style-type: none"> ■ 平衡之三相系統 ■ 家用設備，不包含D類中之設備 ■ 白熾燈調光器 ■ 音響設備 ■ 工具，但不包含手持工具 ■ 任何不為B類、C類、D類中之設備
B 類	<ul style="list-style-type: none"> ■ 手持工具 ■ 非專業之焊接設備
C 類	<ul style="list-style-type: none"> ■ 照明設備
D 類	<ul style="list-style-type: none"> ■ 個人電腦及螢幕 ■ 電視接收器 <p>註：此類設備瓦數限制範圍為，大於 75 瓦特但不超過 600 瓦特</p>

表 1.3 諧波規範IEC 61000-3-2之諧波電流規範

諧波階數 n	A 類 (安培)	B 類 (安培)	C 類 (% i_{s1})	D 類 (mA/W)
奇次諧波				
3	2.30	3.45	$30 \times \lambda$	3.4
5	1.14	1.71	10	1.9
7	0.77	1.155	7	1.0
9	0.40	0.60	5	0.5
11	0.33	0.495	3	0.35
13	0.21	0.315	3	0.296
$15 \leq n \leq 39$	$0.15 \times \frac{15}{n}$	$0.225 \times \frac{15}{n}$	3	$\frac{3.85}{n}$
偶次諧波				
2	1.08	1.62	2	-
4	0.43	0.645	-	-
6	0.30	0.45	-	-
$8 \leq n \leq 40$	$0.23 \times \frac{8}{n}$	$0.345 \times \frac{8}{n}$	-	-

1.4 VOPFC 串聯變頻器之整合式壓縮機驅動器

1.4.1 新一代變頻式壓縮機驅動器

新型的VOPFC-PAM變頻式驅動器的電路架構如圖1.6(b)所示，前級是一個具有改變輸出電壓與功率因數修正能力的AC-DC轉換器，後級是一個六開關的三相脈寬調變換流器。由於直流鏈的電壓可調整，因此後級的換流器可以不需要以高頻開關方式產生變壓輸出，只需要以同步頻率產生變頻輸出即可。如此一來，一方面藉由前級的功率因數修正改善了電源品質，另一方面輸出級的功率晶體可以大幅的降低開關頻率，不僅可降低開關損失，也可以降低成本。

由上述的說明，我們可以瞭解，發展新一代PAM變頻器的主要關鍵在於前級可變輸出PFC轉換器的設計，以下簡稱VOPFC。VOPFC的設計主要包含兩個部分：功率級與控制器。VOPFC的電路架構有許多不同的型式，圖1.7所示是一些可能採用的VOPFC電路架構。

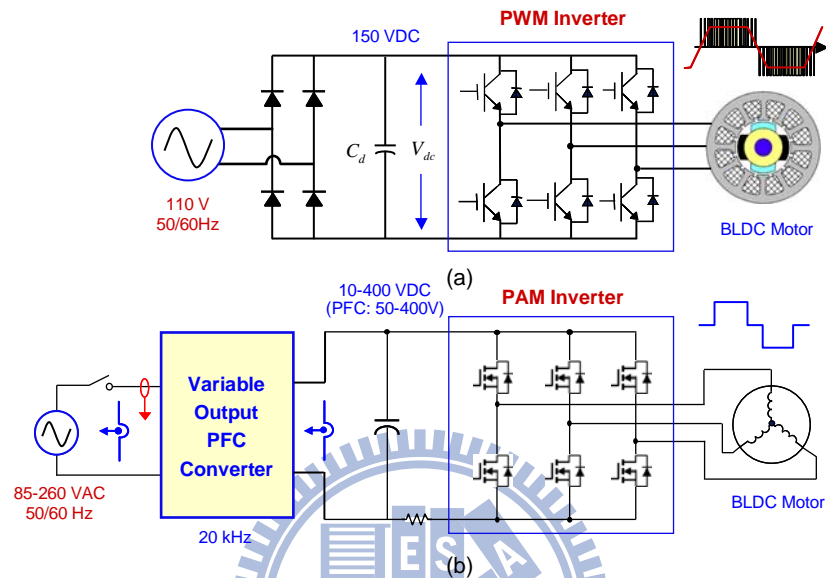


圖 1.6 (a) 傳統壓縮機之電路架構 (b) 新型的VOPEC-PAM變頻式驅動器之電路架構

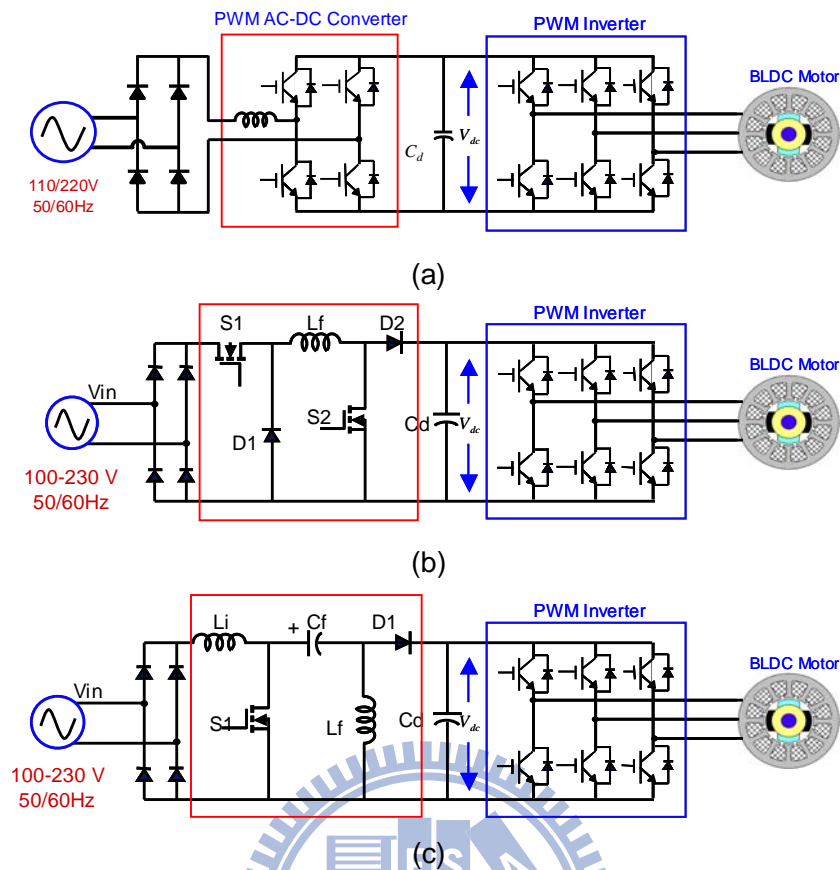


圖 1.7 不同電路架構的可變輸出PFC功率轉換器電路架構

如何選擇一個適當的VOPFC電路架構即是一個重要的問題，因為一方面必須考慮成本、開關損失，另一方面也必須考慮其動態特性。本論文將針對可能的VOPFC電路架構，進行分析比較，提出一種適合應用於變頻壓縮機的VOPFC電路架構。

設計VOPFC-PAM變頻驅動器的另外一個重要的關鍵問題，就是要如何設計其控制器。PAM變頻器的控制包含兩個部分：前級VOPFC的控制與後級變頻器的控制。前級VOPFC的一些控制問題包括：功率因數控制、輸出電壓的動態控制、輸出電壓的調整範圍等等；後級變頻器的控制主要是必須考慮無刷直流馬達在低速全載狀況下的調速(speed regulation)能力。

1.4.2 PWM/PAM 變頻式無刷直流馬達驅動控制

圖1.8為以PWM換流器為基礎之無刷直流馬達變速控制方塊圖，主要的回授訊號包含了三個霍爾感測元件回授與兩相電流回授，藉由換相控制得到相對應的電氣角度，以驅動六個電晶體開關以及選擇激發相的導通電流作為電流回授，而電流命令則由比較馬達轉速命令與回授訊號經過速度控制器所產生，其中馬達的轉速回授可藉由霍爾感測元件的變化頻率來計算，電流控制器的輸出即為責任週期比，與載波比較後則可產生脈寬調變訊號來決定電晶體的導通時間，以產生馬達三相電壓。在PWM變頻式無刷直流馬達控制中，由於直流鏈電壓是固定的，因此輸出電壓的改變是藉由換流器的脈寬調變控制而達成，同時為了避免開關頻率所產生的音頻噪音(audio noise)，PWM頻率通常設在16-20 kHz之間，但也因此造成額外的開關損失。為了要有效的降低功率晶體切換時所造成的開關損失，因此介紹另外一種控制架構，即採用PAM的調變技術來達到效率提升的效果。

圖1.9則為以PAM換流器為基礎之無刷直流馬達變速控制方塊圖，在內迴路同樣藉由霍爾感測元件回授進行換相控制，與PWM換流器的不同處在於直流鏈的電壓可藉由前級的交-直流轉換器來調整，因此變頻器可以不需要以高頻開關方式產生變壓輸出，只需要以同步頻率產生三相電壓輸出即可，如此一來可以大幅的降低開關頻率，不僅可降低開關損失，也可以降低成本。值得注意的是，由於在PAM變頻控制時所採取的是電壓控制策略，並沒有電流內迴路控制，因此其閉迴路暫態響應會較PWM變頻控制慢，同時穩態時對於負載變化的調節能力也較差；此外，為了保護功率晶體與馬達，當輸出電流過大時，必須強制將功率晶體不予導通，以達到電流限制與保護的效果。

由於PWM與PAM變頻控制架構各有其優點與限制，因此為了要能夠有效地提升馬達運轉效率，同時又兼顧其在負載變動的情況下能夠滿足變頻控制的性能要求，故在此提出一種結合PWM與PAM變頻控制之混合式控制模式，圖1.10為此混合式控制模式切換的示意圖。將馬達的運轉狀況分為暫態與穩態響應，當馬

達啟動時(如模式1)，或是必須改變運轉頻率的情況時(如模式3)，這時便以PWM變頻控制模式運轉，以達到較好的暫態追隨能力；而一旦馬達運轉已經進入了某一個操作轉速的穩態時，便將PWM控制模式下所產生的平均電壓當作PAM控制模式下的電壓命令，即表示

$$V^* = V_{dc} D \quad (1-13)$$

其中 V_{dc} 為直流鏈電壓， D 為進入穩態時的開關責任週期比，而 V^* 為PAM模式的動作電壓初始值，等到直流鏈電壓以藉由前級AC-DC整流器控制到期望的電壓命令後，則切換至PAM控制模式下操作(如模式2及4)，此時馬達的三相輸出電壓完全藉由控制直流鏈電壓來達成，而六個電晶體的開關頻率則與馬達運轉的同步頻率相同，以4極、最高轉速3000 rpm的無刷直流馬達為例，其最高的同步旋轉頻率為100 Hz，即表示電晶體開關損失可大幅降低，以達到效率提升的要求。而在穩態速度調節力方面，在PAM變頻控制模式下，主要是藉由速度控制器產生所需要的電壓峰值，再透過第三章所提出之具有VOFPC功能的AC-DC整流器來改變PAM換流器的直流鏈電壓，達到速度控制的效果。

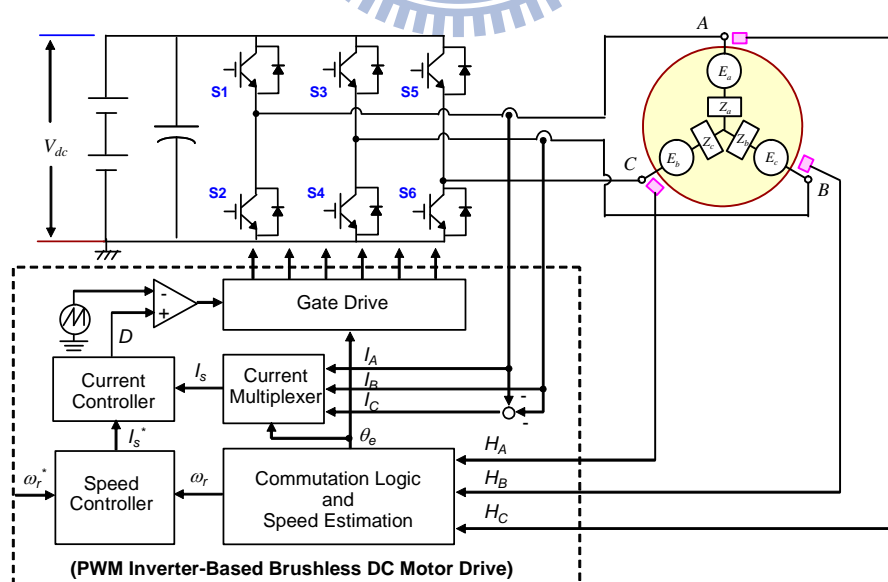


圖 1.8 以PWM換流器為基礎之無刷直流馬達變速控制方塊圖

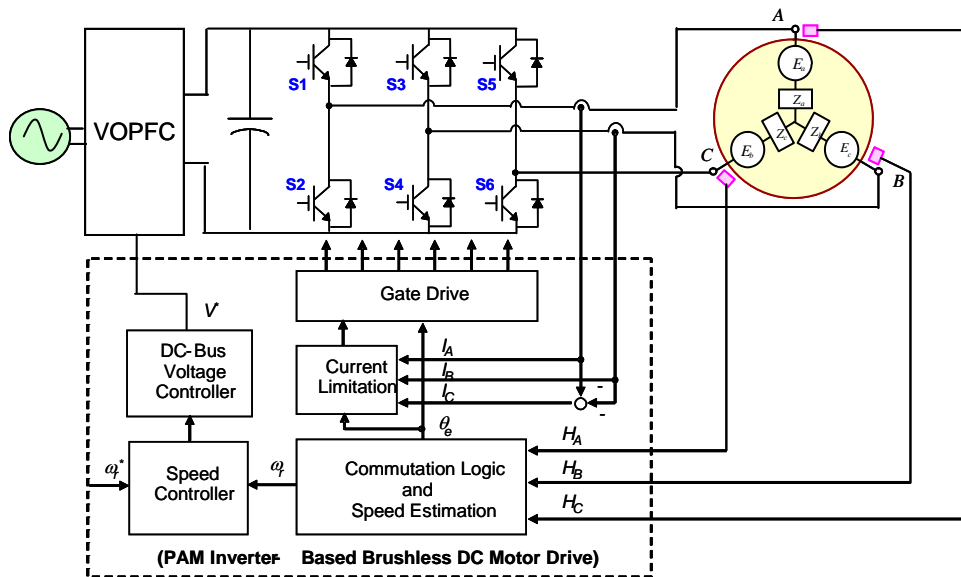


圖 1.9 以PAM換流器為基礎之無刷直流馬達變速控制方塊圖

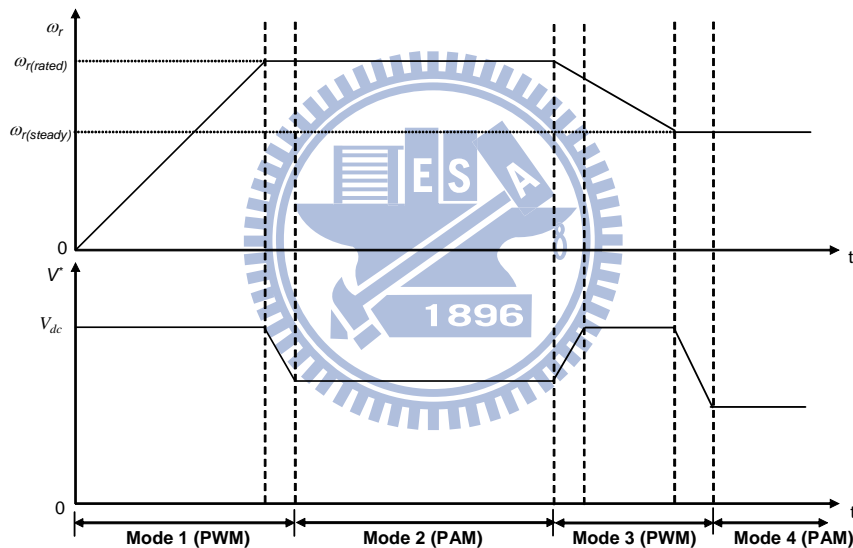


圖 1.10 控制模式切換說明圖

1.5 論文內容概述

本論文共分為六章：

第一章為緒論，說明本論文之研究發展背景與概況、研究動機與目的，以及本論文所提出的研究方法、系統架構描述…等。

第二章為VOPFC電路架構，針對VOPFC進行分析及說明，並提出可調變輸出電壓的功因修正器可為驅動器帶來效率上的提升；針對家用產品壓縮機之馬達

系統在不同的負載下之工作條件下，調變VOPFC直流鏈電壓，有效改善變頻器(Inverter)開關元件電壓、電流應力。

第三章為無刷直流馬達驅動器設計，其中無刷直流馬達的功率架構為三相變頻器，透過不同的調變方式以達到最佳的控制。本章節主要介紹無刷直流馬達之數學模型及向量控制、六步方波控制…等原理，並間接提出直流鏈電壓可控下可獲得之效益。

第四章為整合式壓縮機驅動器控制器設計，為了穩定控制前級VOPFC之直流鏈電壓並改善功率因數，其控制器架構包含電流內迴路及電壓外迴路，並針對其電流迴路設計前饋補償控制器，可有效降低電流迴路對輸出電壓及輸出電壓之敏感度。除此之外，在電壓迴路上加入功率補償控制器，透過回授後級馬達電流命令可提早補償其電壓迴路控制訊號，降低因負載變動造成的電壓漣波，改善其動態響應。針對後級變頻器則是設計電流內迴路及速度外迴路，使得馬達之相電流可與反抗電動勢同步，達到最佳扭矩控制，運轉在指定轉速。為了令此整合式壓縮機驅動器效率最佳化，分析其變頻器開關損耗與直流鏈電壓、輸出功率之間關係，並制定與VOPFC之整合策略，達到壓縮機操作效率最佳化。透過VOPFC與後級變頻器整合，依據壓縮機運轉速度，實現PWM/PAM雙級控制。

第五章為模擬與實驗驗證波形，建立以PSIM為基礎之模擬系統，並針對系統電路進行各項重點模擬，配合串聯式昇降壓型功率修正器及變頻器進行馬達驅動實驗，對其所得結果將作一討論與改善。

第六章為結論，對本論文提出結語，並討論未來繼續研究之方向及方法。

第二章

VOPFC 電路架構及工作原理

由於驅動永磁式同步電動機之變頻器需要直流鏈電壓源，最簡單的方式便是將市電經單相全橋式二極體整流器後，利用大直流鏈電容器電容值以降低電壓漣波，穩定直流鏈電壓，以提供負載或是變頻器使用，如圖2.1所示。此架構的優點為電路簡單、價格低廉，且完全不需要控制，但同時也因為完全沒有控制，此直流鏈電壓無法控制，其值隨著附在變動而上下抖動，使得負載端無法有一穩定的直流鏈電壓，造成系統不穩。同時，由於二極體自然換相的特性，造成整流後的電流不連續，其電流波形產生失真且含有大量的電流低次諧波，此電流諧波除了會嚴重污染電力系統，影響電力設備的安全性，易造成市電側虛功率增加，輸入功率因數降低，進而造成能量的浪費及電源品質低落。

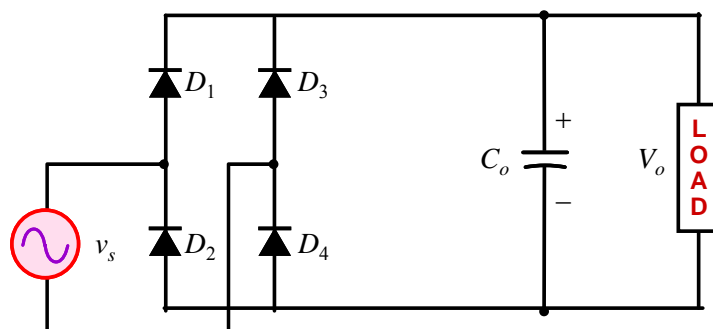


圖 2.1 單相全橋式二極體整流電路架構

因此，本文採用串聯式升/降壓型(Cascaded buck-boost)交-直流功率轉換器架構以提供穩定直流鏈電壓[45]-[47]。透過控制其輸入之電流，使市電側電流近似弦波，減少電流諧波含量，降低 THD，並使其電流與市電電壓同相

位，提高功率因數；同時回授直流鏈電壓，以完成直流鏈電壓閉迴路控制，提供變頻器穩定的直流鏈能量。由於此架構可以實現升壓與降壓功能，配合後級馬達壓縮機驅動器之負載與轉速特性曲線，同步調整直流鏈電壓，可大幅降低變頻器之輸出電流漣波，減少電流諧波含量，亦或在相同的電流漣波規格下，降低開關切換頻率，減少開關切換損失，達到效率提升的目的。更進一步，可透過可變輸出電壓實現 PAM 控制來驅動馬達，變頻器的開關切換頻率最低可降至馬達運轉電氣頻率，大幅降低開關切換損失。此部分完整分析及設計將於第四章詳細說明。

本章將先針對一般常見之交流-直流功率轉換器進行比較，再介紹本文所採用的升/降壓型交流-直流功率轉換器之數學模式與控制策略，依據推導出轉換器之數學模型以電腦模擬軟體PowerSim/PSIM進行模擬，以驗證控制策略之正確性，最後將實測波形與模擬結果進行分析。

2.1 各式VOPFC功率轉換器電路拓撲比較

本節將提出幾個常見的功率因數修正電路進行簡單分析，並比較其工作限制及操作特性，並根據本文所提出之功率轉換器工作規格選用最合適的電路拓撲，實現可變電壓輸出功率因數修正轉換器。

在PFC電路架構中，常使用升壓式轉換器(boost converter)，藉由適當的控制可使輸入電流追隨輸入電壓的相位。升壓式轉換器的優點為其連續的輸入電流可降低EMI，但其輸出電壓必須高於輸入電壓。在大範圍輸出電壓的需求下，電源轉換器之輸出電壓必須能低於輸入電壓，且為了得到較高的功率因數，則需使用降壓式轉換器(buck converter)。

在本文所述為提出一高節能、高功因的家電用途壓縮機驅動器之整合設計，因此為了達到效率最佳的操作策略，需一具有功因修正之可變輸出電壓交/直流

功率轉換器，其操作滿載功率約500 W，具有廣泛輸出電壓範圍。參考文獻資料，現在常見的功率因數修正器之電路主要有以下幾種架構[48]：

1. 全橋式架構功率轉換器(Full-Bridge Topology)，需使用四個開關及一個電感，如圖2.2。
2. 單開關升壓型轉換器(Boost Converter)，如圖2.3。
3. 串聯式升/降壓功率轉換器(Cascade Buck-Boost Converter)，需使用兩個開關、兩個二極體及一個電感，如圖2.4。
4. 單開關反向式升/降壓功率轉換器 (Signal-Switch Inverting Buck-Boost Converter)，如圖2.5。
5. SEPIC(Single-ended Primary Inductor Converter)功率轉換器，需使用一個開關、一個二極體、一個電容及兩個電感，如圖2.6。

以下對此五種電路進行簡易分析。

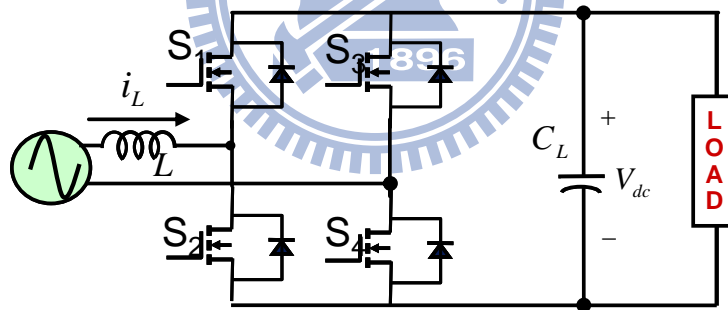


圖 2.2 全橋式架構功率轉換器

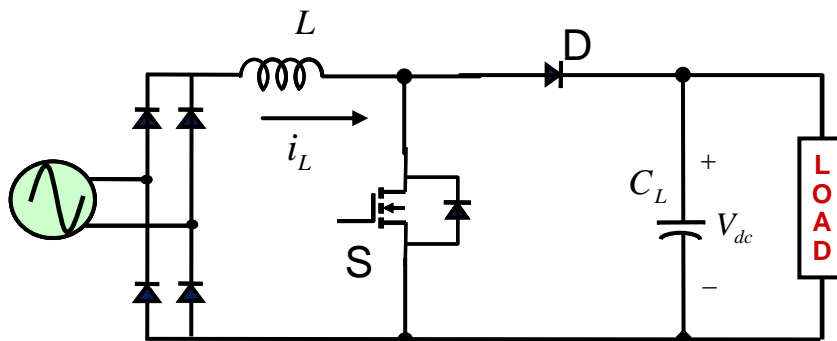


圖 2.3 單開關升壓型功率轉換器

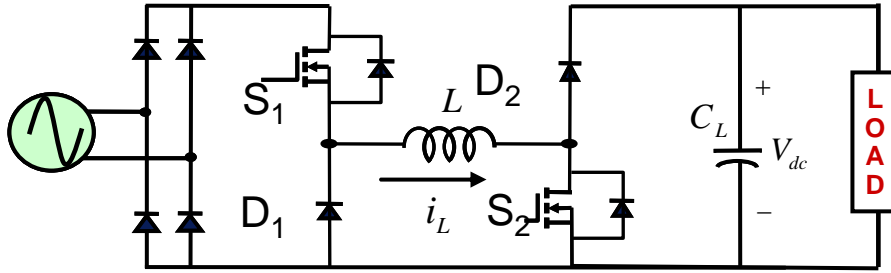


圖 2.4 串聯式升/降壓功率轉換器

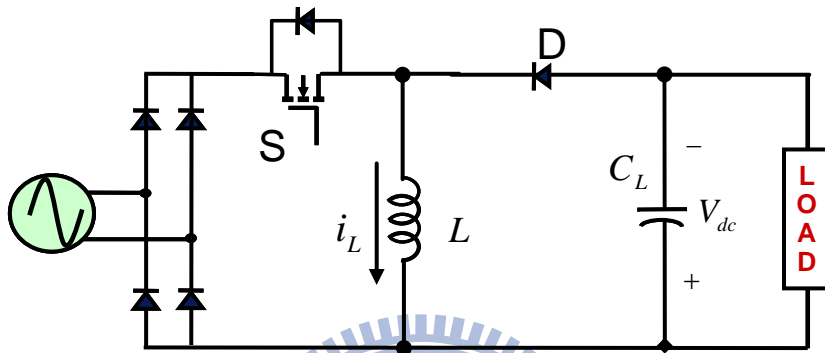


圖 2.5 單開關反向式升/降壓型功率轉換器

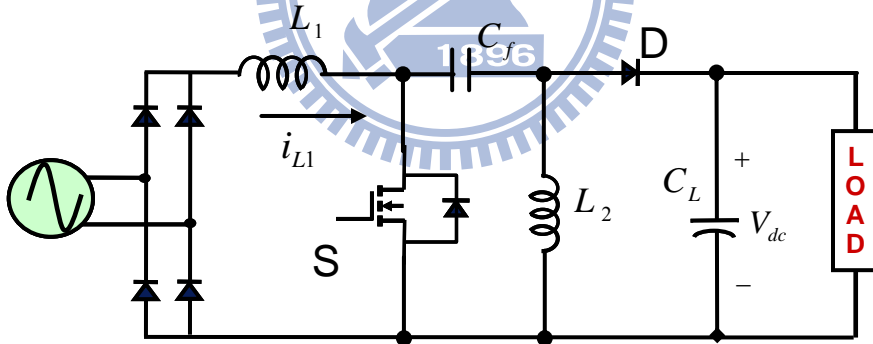


圖 2.6 Sepic功率轉換器電路架構(Boost - Buck)

最先討論的是全橋式整流架構，適用於高功率之電源系統，其優點為有電力潮流控制、可雙向傳輸，且在雙開關架構上，開關應力(耐壓)之選擇上可以降低一半，系統更適合用於高壓操作，不過其效率較低、控制複雜度高為主要缺點，此外在系統共地的處理上仍存在問題。

考慮升壓型切換式整流器架構，如圖 2.3，此電路為最常使用於功因校正目的之電路架構。電路的主要的工作原理為，藉著控制電路中唯一可控之元件功率

開關，利用高頻的切換，達到將電流波形修正與輸入電壓波形一致。電路中主要包含橋式整流器及一升壓型直流-直流電壓轉換器，並假設電路元件為實際非理想元件。電感內含內阻，以串聯一電阻 r_L 表示，二極體導通壓降為 V_D 、開關之導通壓降為 V_{SW} 及整流子內二極體導通壓降為 V_{DB} 。負載端之電阻為 R ，輸出電壓為 v_o 。升壓型切換式整流器主要的目的為有良好的輸入電流波形，以及穩定的輸出電壓。典型的多迴路控制架構如圖 2.3 所示，此控制架構將使升壓型切換式整流器之電感電流操作在連續導通模式。圖中包含了內電流迴路及外電壓迴路，其中電流迴路的作用在得到良好的電流波形；電壓迴路的作用在於得到良好的輸出電壓。將此二迴路串聯後可以得到所需要之開關訊號，藉由此開關訊號達到上述所要求之電路功能。

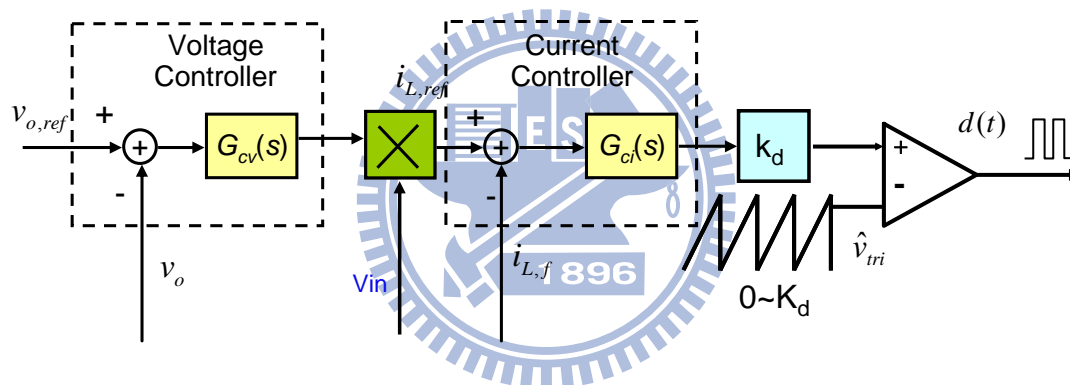


圖 2.7. 用於升壓型切換式整流器之典型雙迴路控制架構

典型多迴路控制架構需要偵測回授三種訊號，分別為輸入電壓 v_s 、輸出電壓 v_o 以及電感電流 i_L 。其工作原理為：回授之輸出電壓首先與參考電壓相減，計算出之誤差值進入電壓控制器後，可得一電流訊號。此時將此電流訊號與輸入電壓之絕對值相乘，目的在於使電流能和輸入電壓同相。相乘後的結果即為電流之參考電流，此參考電流與回授電流 i_L 相減後之誤差，最後進入電流控制器，可得到開關之控制訊號 v_{cont} 。此控制訊號與一固定頻率、大小之三角波相比較後即可得到控制功率開關之開關訊號。

由於輸出電壓均含有漣波成分，若此漣波成分進入至電壓控制器中，將會使得電流訊號含有漣波成分，如此將會影響到電路的效能。因此為了避免輸出電壓漣波對電路造成的不良影響，通常會將輸出電壓回授至控制器前先進入一低通濾波器，將漣波對電路的影響降低。

由於串聯式升降壓電路相較於 Sepic 電路有以上的優點，因此本計劃採用串聯式升/降壓之電路架構作為功率因數修正器，提供馬達端一個穩定且具有廣泛輸出電壓調變能力的輸入電壓源。

表 2.1 各電路架構間優缺點之比較

功率轉換器類型	優點	缺點
全橋式架構	<ol style="list-style-type: none"> 1. 耐高壓，適合高功率、高電壓操作 2. 電流可以雙向傳輸 	<ol style="list-style-type: none"> 1. 四個開關控制其複雜度較高 2. 工作效率較低
單開關升壓型	<ol style="list-style-type: none"> 1. 單開關，操作簡單 2. 輸入電流連續，具有良好 THD 3. 工作效率高 	<ol style="list-style-type: none"> 1. 輸出電壓必須高於輸入電壓 2. 啟動時，會造成湧浪電流
串聯式升/降壓功率轉換器	<ol style="list-style-type: none"> 1. 輸出電壓可大於或小於輸入電壓 2. 可穩定啟動，避免湧浪電流 3. 工作效率高 	<ol style="list-style-type: none"> 1. Buck 模式操作時，輸入電流不連續，需安置輸入 EMI 濾波器 2. 雙開關操作，增加成本
單開關反相式升/降壓功率轉換器	<ol style="list-style-type: none"> 1. 單開關操作，複雜度降低 	<ol style="list-style-type: none"> 1. 輸出電壓為反向 2. 開關電壓應力大，增加成本 3. 電感電流大
SEPIC	<ol style="list-style-type: none"> 1. 單一開關 	<ol style="list-style-type: none"> 1. 需要兩個電感，增加成本 2. 效率較低

表 2.2 個電路架構所需元件數量表

功率轉換器類型	電感	功率開關	功率二極體	電容
全橋式架構	1	4	0	1
單開關升壓型	1	1	1	1
串聯式升/降壓功率轉換器	1	2	2	1
單開關反相式升/降壓功率轉換器	1	1	1	1
SEPIC	2	1	1	2

由前文之討論過後，各個電路架構經過比較之後，根據表2.1之電路優缺點進行分析，再根據表2.2之元件數目分析其控制複雜度及成本，最後決定採用串聯式升/降壓功率轉換器電路架構，其中主要的優點為：

1. 不管在輕載或是重載的情況下，Cascade buck-boost電路的能量損失較小，相對系統的效能也較高。
2. Cascade buck-boost的電路架構較為簡單，容易設計。(由於cascade buck-boost只包含一個電感以及一個電容)
3. Cascade buck-boost由於電路所需元件較少，也使得電路設計上的成本降低，具有高度的商場競爭力。

考慮效率、控制難易度及成本，四開關會導致降低效率並增加成本及控制難易度，而使用兩個電感會降低響應速度並增加成本，故本計畫採用圖2.4串聯式 Buck + Boost VOPFC 架構[28]。此架構結合一個降壓式轉換器及一個升壓式轉換器，其輸出電壓可升可降，變動範圍可設計為75V至300V。

2.2 串聯式升/降壓功因修正轉換器工作模式分析與簡介

2.2.1 串聯式升/降壓功率轉換器工作特性

本文所採用的功率因數修正器電路架構為串聯式升/降壓(Cascade buck-boost)功率轉換器，與升壓型電路相似，但在前級再加上一組降壓電路，共用一組電感 L 。由升壓電路加上降壓電路即構成所謂串聯式升/降壓型交流-直流功率轉換器。顧名思義，其電路架構具備升壓電路及降壓電路之特性，即使輸入側電壓範圍寬廣，仍可透過升壓與降壓之功能得到準確之直流鏈輸出電壓，其應用範圍相當廣泛，可用作寬廣輸入電壓之功因校正電路[49]-[52]，在本文則係用來作為提供永磁式無刷直流馬達(BLDC)驅動系統之直流鏈能量輸入，其架構如圖2.8所示。

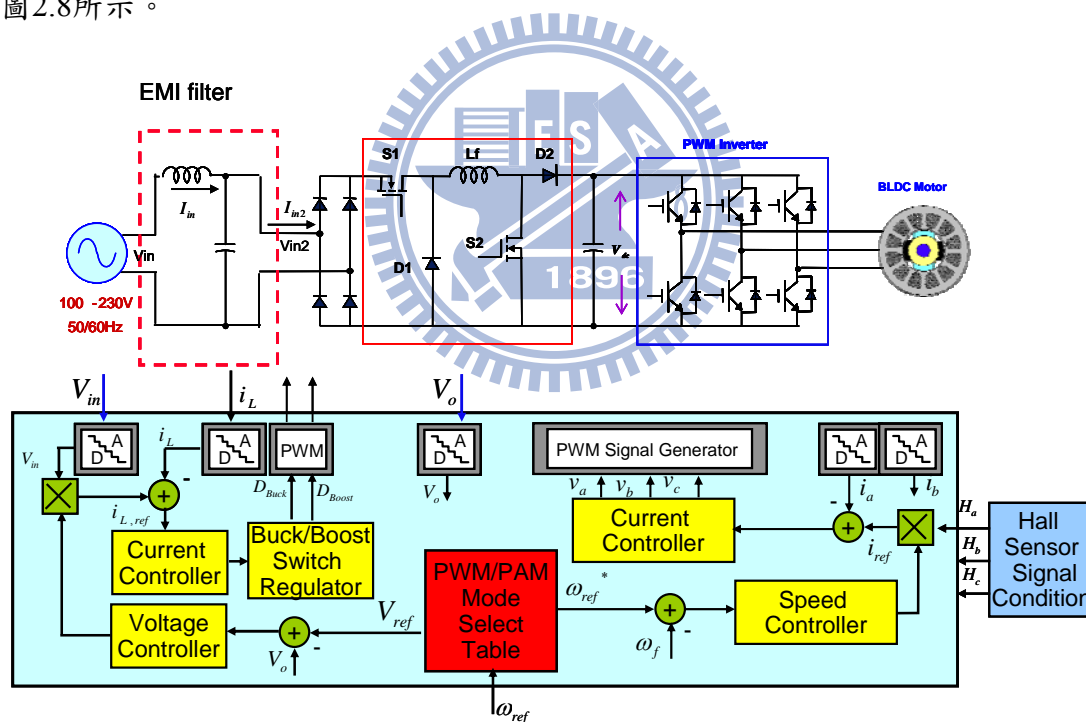


圖 2.8 串聯式升/降壓型功率轉換器與三相變頻器之電路架構及系統方塊圖

串聯式升/降壓交流-直流功率轉換器之升/降壓控制，相當適合用於本系統之直流鏈電壓建立之前級架構，但其缺點是只能做單方向功率傳輸，因此需要額外的煞車電路以吸收電動機之回灌能量。另外要注意的是在市電電壓瞬時值較小時

以及在升壓時，功率開關元件S1導通時會有較大的導通損[53]。表2.1為各轉換器架構開關應力之比較。其中 V_{dc} 為輸出直流鏈電壓值， $V_{in,peak}$ 為市電側輸入電壓峰值。將單相全橋式二極體整流器簡化，並假設開關為理想元件，且上下臂開關動作為互斥下，可得等效電路如圖3-5所示，其中 V_{in} 為輸入側整流後之市電電壓波形， L 為升/降壓之儲能電感， d_1 與 d_2 為降壓與升壓臂之開關狀態， C_L 為穩定直流鏈之濾波電容， R_L 為等效負載。其中 d_1 與 d_2 為降壓與升壓臂之開關狀態可表示為

$$d_1 = \begin{cases} 1 & S_1 \text{ 導通, } D_1 \text{ 截止} \\ 0 & S_1 \text{ 截止, } D_1 \text{ 導通} \end{cases} \quad (2-1)$$

$$d_2 = \begin{cases} 1 & S_2 \text{ 導通, } D_2 \text{ 截止} \\ 0 & S_2 \text{ 截止, } D_2 \text{ 導通} \end{cases} \quad (2-2)$$

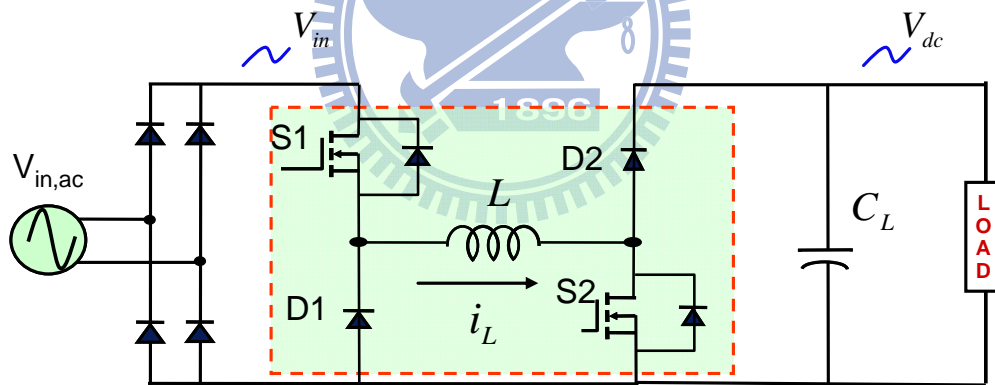


圖 2.9 串聯式升/降壓型交-直流功率轉換器

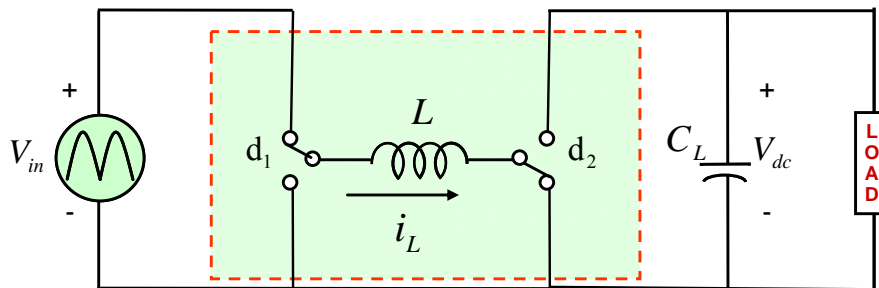


圖 2.10 串聯式升/降壓型交-直流功率轉換器之開關等效電路

為了讓系統可以操作於更廣的電壓範圍，所以設計升/降壓型架構功率電路作為功率因數修正電路。除了可以達到相關法規的要求之外，更可以藉著可變輸出直流電壓的操作，令後級的馬達功率及操作更具有彈性，以達到更高效能。關於串聯式升降壓型架構的基本工作原理可依輸出電壓的大小分為兩種不同的工作模式，以下分別討論：

1.) $V_{dc} > V_{in,peak}$

當輸出電壓 V_{dc} 高於輸入弦波電壓峰值 $V_{in,peak}$ 時，其功率轉換器將工作於升壓模式。如圖3所示，此時開關 S_1 保持在開啟的狀態，理想狀況下可以視為短路，而二極體 D_1 由於輸入的逆向偏壓，所以視為斷路，因此只有開關 S_2 以及二極體 D_2 交互的開啟及關閉達到升壓的效果。

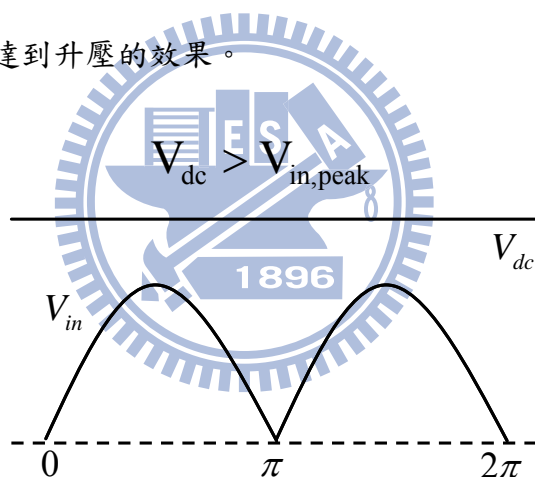


圖 2.11 升壓型工作狀態

2.) $V_{dc} < V_{in,peak}$

當輸出電壓低於輸入弦波電壓的峰值時，升/降壓轉換器工作於降壓(Buck)和升壓(Boost)交換運作的狀態，如圖2.4所示。在 $\pi - \alpha$ 到 $\pi + \alpha$ 這段期間，輸出電壓仍高於輸入電壓弦波值，此時開關 S_1 保持開啟，二極體 D_1 則維持關閉，其串聯式升/降功率轉換器等效為一個典型之升壓電路。而在 α 到 $\pi + \alpha$ 期間，其輸出

電壓低於輸入電壓弦波值，此時開關 S_2 保持關閉，二極體 D_2 持續在導通狀態下，此升/降功率轉換器可等效為一個典型值降壓電路。

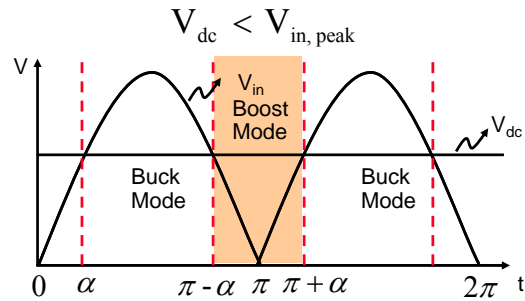


圖 2.12 升/降壓型工作狀態

將上面分析之各工作狀態及功率開關之工作模式整理成表2.2，其主要分別依據輸出電壓之大小決定。

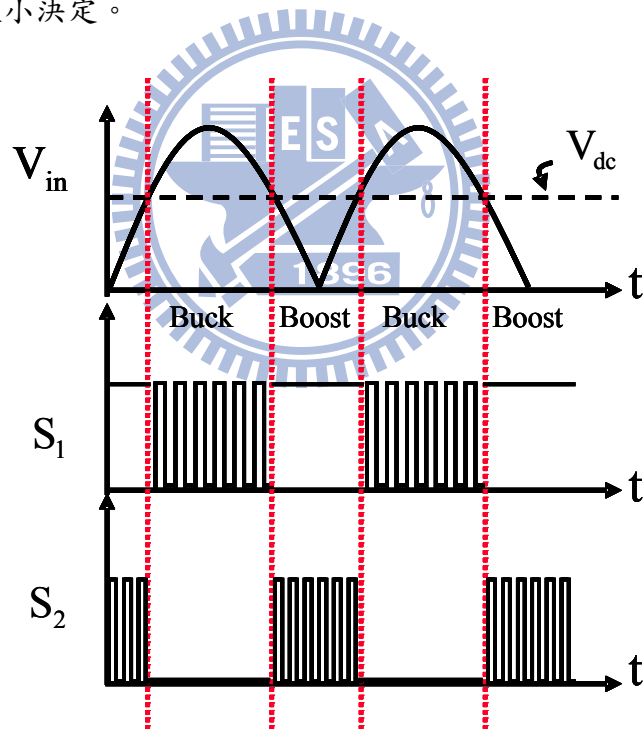


圖 2.13 功率開關 S_1 及 S_2 在 Buck/Boost 模式下之開關切換訊號

表 2.3 各個工作模式下，功率開關元件之工作狀態

輸入電壓	輸出電壓	工作模式	Buck 開關(S1)	Boost 開關(S2)
$0 < V_{in} < V_o$	$V_o < V_{peak}$	Boost	Full On	Switching
$V_o < V_{in} < V_{peak}$	$V_o < V_{peak}$	Buck	Switching	Full Off
$0 < V_{in} < V_{pea}$	$V_o > V_{peak}$	Boost	Full On	Switching

2.2.2 降壓型及升壓型轉換器之基本工作原理

本節將說明升壓及降壓功率轉換器之基本控制策略，首先說明降壓操作下，其降壓開關S之開關狀態之責任週期比與輸入電壓 V_{in} 及輸出電壓 V_o 之關係，進而求得其開關責任週期命令 D_{Buck} ，進而控制並穩定電感電流及輸出電壓。後降壓型功率轉換器電路架構如圖2.14，在固定的直流電壓輸入下，透過開關S開關切換，其關係式為



$$D_{Buck} = \frac{V_o}{V_{in}} \quad (2-3)$$

在交流輸入電壓之下，其整流後電壓為半弦波形，當輸入電壓大於輸出電壓時，系統將操作在降壓模式，其降壓開關責任週期比為

$$D_{Buck} = \frac{V_o}{V_{in,peak} |\sin \omega_e t|} \quad (2-4)$$

其中 $V_{in,peak}$ 為整流後之市電電壓峰值， ω_e 為交流電源頻率。

由關係式可推知，在降壓模式下，透過控制其降壓開關責任週期比 D_{Buck} 即可控制直流鏈電壓。其責任週期比與輸入電壓關係如圖2.15。

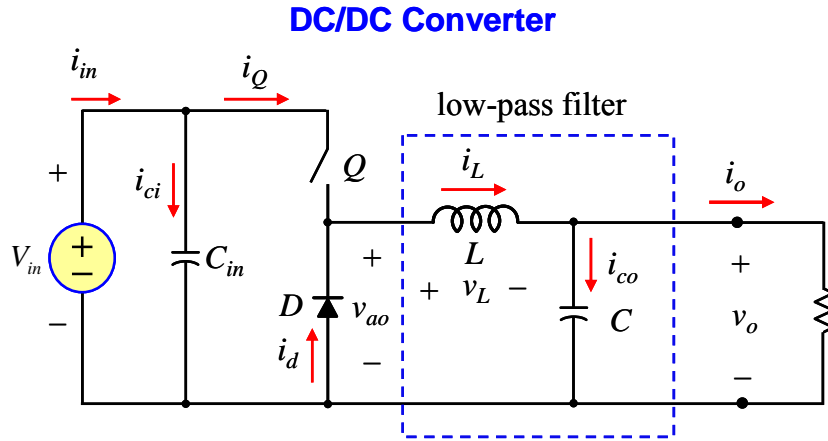


圖 2.14 降壓型(Buck)功率轉換器電路架構

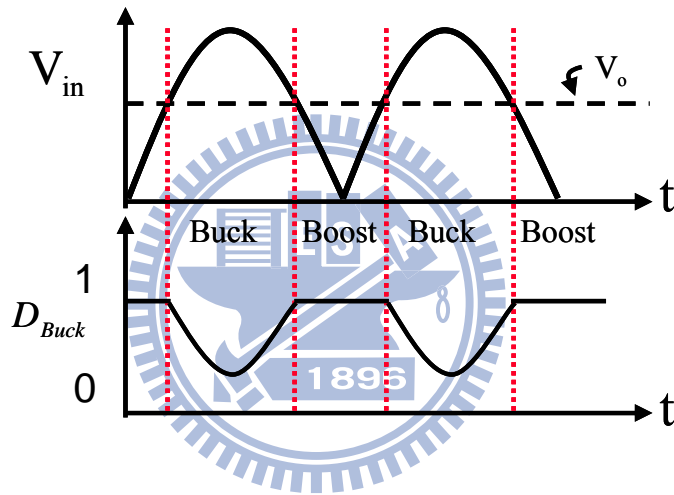


圖 2.15 降壓開關與輸入電壓之關係圖

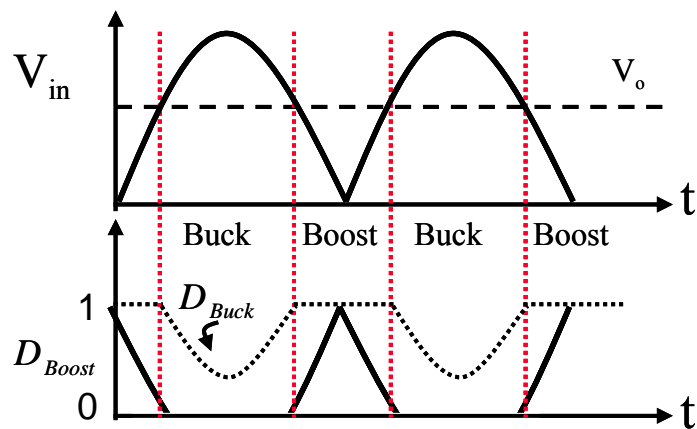
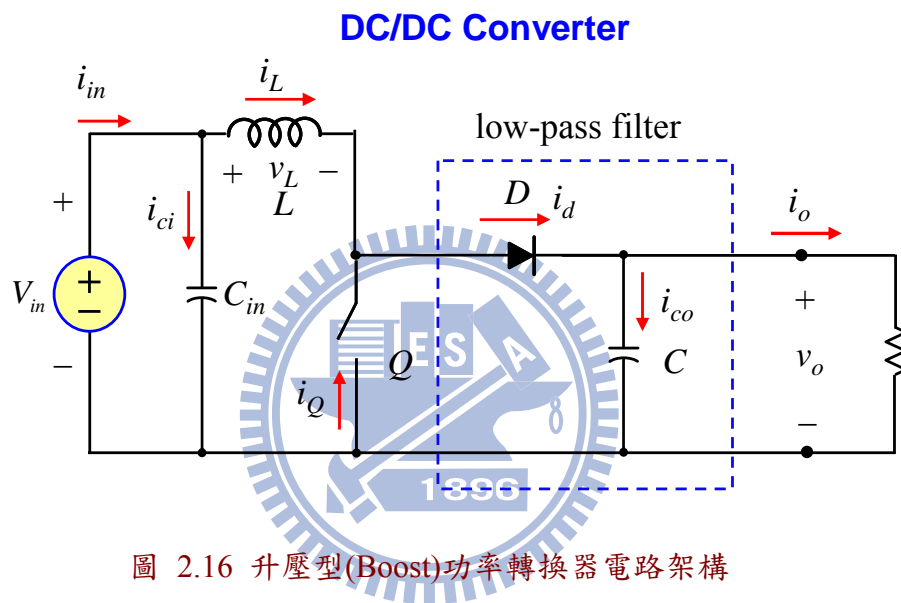
如圖2.16，此為升壓型功率轉換器電路架構，接著說明升壓基本操作原理，其升壓開關S之開關狀態之責任週期比與輸入電壓 V_{in} 及輸出電壓 V_o 之關係，進而求得其升壓開關責任週期命令 D_{Boost} ，進而控制並穩定電感電流及輸出電壓。其關係式為

$$D_{Boost} = 1 - \frac{V_{in}}{V_o} \quad (2-5)$$

在半弦波形之輸入電壓下，當輸入電壓小於輸出電壓時，系統將操作在升壓模式，其升壓開關責任週期比 D_{Boost} 為

$$D_{Boost} = 1 - \frac{V_{in,peak} |\sin \omega_e t|}{V_o} \quad (2-6)$$

其中 $V_{in,peak}$ 為整流後之市電電壓峰值， ω_e 為交流電源頻率。由關係式(2-4)及(2-6)可推知，無論在升壓或是降壓模式下，透過控制其升壓及降壓開關責任週期比即可將交流輸入電源整流成直流電壓輸出。其升壓及降壓開關責任週期比與輸入電壓關係如圖2.17。



2.2.3 降壓型工作模式電流命令補償

如果系統工作在升壓模式下，其功率開關 S_1 會持續導通，輸入電流即為電感電流。因此只要透過選用合適的電感值，即可降低電感電流漣波值，令輸入電流達到較低的諧波失真(Total harmonic distortion, THD)，但是當操作在降壓模式下時，輸入電流為流經功率開關 S_1 的電流，在開關切換下，其輸入電流為非連續，為了降低諧波失真(THD)的比例，則必須要設計一個EMI濾波器，進而令功率因數更接近理想值1。然而，除此之外，因為輸入電流因為是開關 S_1 的電流，倘若開關操作責任週期比(duty ratio)為 D_{Buck} 時

$$I_{in} = D_{Buck} I_L \quad (2-7)$$

其中 I_{in} 為輸入電流， I_L 為電感電流，若此時電感電流命令仍與整流後之正弦輸入電壓成正比，則輸入電流即為非弦波，導致輸入電流波形失真，故在Buck模式下，必須針對電感電流命令進行補償。

功率轉換器必須將整流後半弦波形之輸入電壓 V_{in} ，經過轉換變為穩定直流電壓，根據Buck轉換器特點，當系統在操作電流連續模式(CCM)下時，可得以下推導

$$V_{in} = V_{in,peak} \sin(\omega_e t) \quad (2-8)$$

$$D_{Buck} = \frac{V_o}{V_{in}} \quad (2-9)$$

$$I_{in} = D_{Buck} I_L = \frac{V_o}{V_{in,peak} \sin(\omega_e t)} I_L \quad (2-10)$$

其中 V_o 為輸出電壓， D_{Buck} 為開關 S_1 之調變週期責任比(Duty cycle)。由式(2-10)，若是電感電流 I_L 仍只是正比於輸入電壓，則輸出電流將為直流值，造成波形失

真。為了改善此現象，進行電流補償，針對式(2-10)關係，電感電流命令 $I_{L,ref}$ 操作在buck模式時，將原始電感電流命令除以開關週期 D_{Buck} ，修正電感電流命令為

$$I_{L,ref} = V_m V_{in,peak} \sin(\omega_e t) \frac{1}{D_{Buck}} \quad (2-11)$$

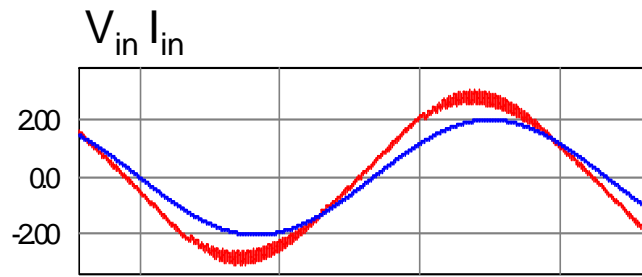
其中 V_m 為電壓迴路之輸出訊號，電感電流命令為 V_m 與輸入電壓之乘積。由式(2-10)及(2-11)可知，輸入電流將在補償後，為弦波電流，如圖2.18(a)，其中輸入電流為正弦波形。因為電流迴路頻寬比電壓迴路頻寬大，所以當系統以20 kHz之操作頻率控制電流同時，可將輸入級輸出電壓視為定值，因為具有電壓迴路控制，可預設輸出電壓即為電壓命令，故完整之電流命令補償關係式為

$$I_{L,ref} = V_m V_{in,peak} \sin(\omega_e t) \frac{V_{in,peak} \sin(\omega_e t)}{V_{o,ref}} \quad (2-12)$$

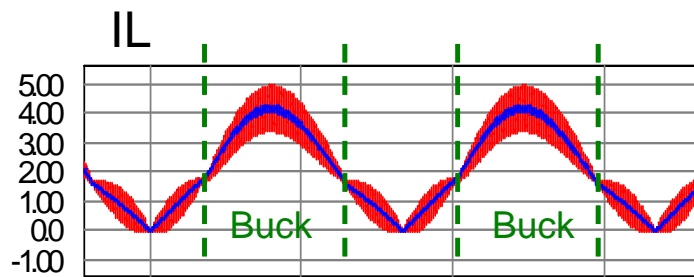
$$I_{L,ref} = V_m V_{in,peak} \sin(\omega_e t) \frac{V_{in,peak} \sin(\omega_e t)}{V_{o,ref}} \quad (2-13)$$

取輸出電壓命令作為補償的原因是避免命令中受到輸出電壓漣波影響，導致電流命令失真，產生低次諧波成分。補償後之電感電流命令如圖2.18(b)所示。

圖2.18(a)中之輸入電壓與輸入電流存在相位差，是因為當系統操作在buck模式下，輸入電流不連續，導致輸入電流總諧波失真過大，為了改善此情形，特別在前方加入EMI濾波電路，不過因為本論文並未針對EMI電路進行分析，所以選用了最基本的LC濾波電路，故當輸入功率較低時，電壓與電流間存在一個明顯的相位差。



(a)



(b)

圖 2.18 (a) 輸入電流與輸入電壓 (b) 電感電流命令與電感電流波形

2.2.4 串聯式升/降壓功因修正轉換器元件規格選用

由系統操作分為連續導通電流模式(CCM)，邊界導通電流模式(BCM)及不連續導通模式(DCM)，其中由於連續電流控制具有較小的漣波電流成份，較小的輸入電流總諧波失真，因此電路元件的耐壓以及耐流能力較不連續控制來得低，可降低元件成本，提供較高的功率因數，加上本系統需符合廣泛的輸出功率範圍包含250 W以上的大功率，因此選擇連續導通電流控制方式來進行功率因數修正；開關操作採用定頻率的控制方式，以利於降低電磁干擾的影響。

以下討論與分析將根據表2.4中所設定的額定功率、工作電壓規格，進行電感及電容值的計算，並且進一步估算各元件所需承受的耐壓、耐流，以便挑選最合適的元件。在此，假設串聯式升/降轉換電路的效率(η)為0.9。

表 2.4 功率級元件參數與規格表

說明	標準值	單位
額定功率	500	W
工作電壓	75~300	V
電流漣波	20%	
電壓漣波	5%	
電容值	660	uF
電感	1.16	mH
額定電感電流	12	A
開關頻率	20	kHz

1.) 輸出電容 C 的設計

輸出電容的大小直接關係到輸出電壓漣波的高低；電容值小相對的輸出電壓漣波成份增加，間接影響到後面變流器操作；如果電容值太大，輸出電壓漣波成份是減小，可是電容的體積變大、成本也隨之升高。因此估算適當的電容值是很重要的。輸出電壓漣波主要受到兩個因素影響：1.開關頻率，2.輸入電壓120 Hz的漣波。由於開關頻率往往大於輸入電壓頻率甚多，對輸出電壓漣波成份的影響較小，因此只考慮輸入電壓漣波對輸出電壓漣波的影響。在假設輸出電流固定，電感電流漣波成份完全流經電容的前提下

$$i_c(t) = \eta \times \frac{P_i(t)}{V_o} - \eta \times \frac{P_i}{V_o} \quad (2-14)$$

其中 $P_i(t)$ 代表輸入的瞬時功率， $P_o(t)$ 則表示平均輸出功率，接著探討輸出瞬時功率與輸入瞬時功率的關係，在假設輸入功率達到理想功因為1時

$$P_o(t) = \eta \times P_i(t) = \eta \times I_i(t) \times V_i(t) = 2 \times P_o \times \sin^2(\omega t) \quad (2-15)$$

將(2-15)代入(2-14)中

$$i_c(t) = \frac{P_o}{V_o} \times (2 \times \sin^2(\omega t) - 1) = \frac{P_o}{V_o} \times (-\cos(2\omega t)) = C \times \frac{dV_o}{dt} \quad (2-16)$$

同時把(2-16)式子兩邊對時間進行積分運算

$$\frac{P_o}{C} \times \int_0^t (-\cos(2\omega t)) dt = V_o \times \int_{V_o}^{v_o(t)} 1 dv_o \quad (2-17)$$

輸出電壓直流與漣波成份關係式定義為

$$v_o(t) = V_o + \Delta v_o(t) \quad (2-18)$$

將(2-18)代入(2-17)中，輸出電壓漣波為

$$\Delta v_o(t) = \frac{P_o \times (-\sin(2\omega t))}{2 \times \omega \times C \times V_o} \quad (2-19)$$

當 $\sin(2\omega t)$ 從-1到1，表示輸出電壓漣波從峰谷到峰頂，因此輸出漣波的峰對峰值為

$$\Delta V_{o,ripple} = \frac{P_o}{C \times \omega \times V_o} \quad (2-20)$$

$\Delta v_{o,ripple}$ 為規格所訂，可得輸出電容值

$$C = \frac{P_o}{2\pi \times f_i \times V_o \times \Delta V_{o,ripple}} = \frac{I_o}{2\pi \times f_i \times \Delta V_{o,ripple}} \quad (2-21)$$

其中 f_i 是輸入電壓的頻率，由規格操作電壓300V時，額定輸出功率下電壓漣波5%以內，可求得所需輸出電容為

$$C = \frac{500}{2\pi \times 120 \times 300 \times 4} = 550 \text{ uF} \quad (2-22)$$

本次論文模擬使用常見電容值660 uF；由於輸出電容直接承受輸出電壓，因此所需耐壓至少需為

$$V_{c,\max} = V_{o,\max} = V_o + \Delta V_{o,\text{ripple}} \quad (2-23)$$

2.) 電感的選取

電感電流的漣波成份決定電感所需的大小；電感如果選擇太大，電感電流的漣波成份變小，但是電感體積過大及元件成本提升等問題接踵而至；如果過小，電感漣波電流太大，造成過大的輸入電流諧波失真及電磁波干擾(EMI)等問題，所以如何選取一個適當大小的電感值是必須去探討的。

升壓型電感電流漣波為

$$\Delta I_L(t) = (20\%) \times \sqrt{2} \times \frac{P_o}{\eta \times V_{in,rms}} \times \sin(\omega t) = \frac{V_{in}(t)}{L} \times \left[1 - \frac{V_{in}(t)}{V_o} \right] \times \frac{1}{f_s} \quad (2-24)$$

降壓型電感電流漣波為

$$\Delta I_L(t) = \frac{V_o}{L} \times \left[1 - \frac{V_o}{V_{in}(t)} \right] \times \frac{1}{f_s} \quad (2-25)$$

其中 V_o 為輸出電壓值， $V_{in}(t)$ 為輸入電壓隨時間變化的關係函數， f_s 則是開關頻率， L 為電感值。由(10)及(11)計算可得電感所需最大值

$$L_{\max} = \frac{0.9 \times 110^2}{0.2 \times 275} \times 2 \times 10^{-5} = 1.2 \text{ mH} \quad (2-26)$$

，而電感所需承受的最大電流值估算如下。

3.) 估算電感電流最大值

本論文假設滿載功率為500 W，馬達最大轉速為3000 rpm，此時為最

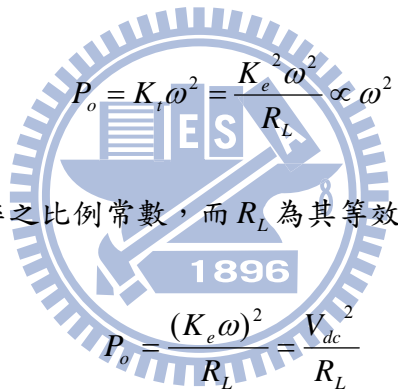
大工作電壓300 V，因為壓縮機內部阻力為液態冷媒，其輸出功率與馬達轉速平方成正比，其功率與轉速之特徵曲線如圖2.19(a)，又馬達之反抗電動勢與馬達轉速成正比，其關係圖如圖2.19(c)所示

$$v_{\varepsilon} = K_e \omega \quad (2-27)$$

其中 K_e 為馬達反抗電動勢常數，當馬達操作在定轉速時，變頻器將為PAM操作模式，其直流鏈電壓與速度成正比，且其值與反抗電動勢峰值一致

$$V_{dc} \approx v_{\varepsilon} = K_e \omega \quad (2-28)$$

如圖2.10(a)所示，負載功率(P_o)與壓縮機馬達轉速(ω)平方成正比，將其關係式表示為

$$P_o = K_r \omega^2 = \frac{K_e^2 \omega^2}{R_L} \propto \omega^2 \quad (2-29)$$


其中 K_r 為速度與輸出功率之比例常數，而 R_L 為其等效負載電阻，最後推導下式

$$P_o = \frac{(K_e \omega)^2}{R_L} = \frac{V_{dc}^2}{R_L} \quad (2-30)$$

由此式推導可知，當馬達操作在定轉速時，不論運轉速度快慢，其變頻器之等效負載電阻 R_L 皆為定值。

一般在進行馬達變頻器設計時，為了同時滿足響應速度及成本考量，會取最大電流為穩態滿載電流之三倍。由本論文之規格輸出滿載功率500 W，輸出電壓300 V，可推得穩態滿載電流為1.67 A，取其三倍為5 A，但因為後級馬達相電流之額定值為3 A，故由此兩條件可決定VOPFC輸出最大直流電流為3 A。

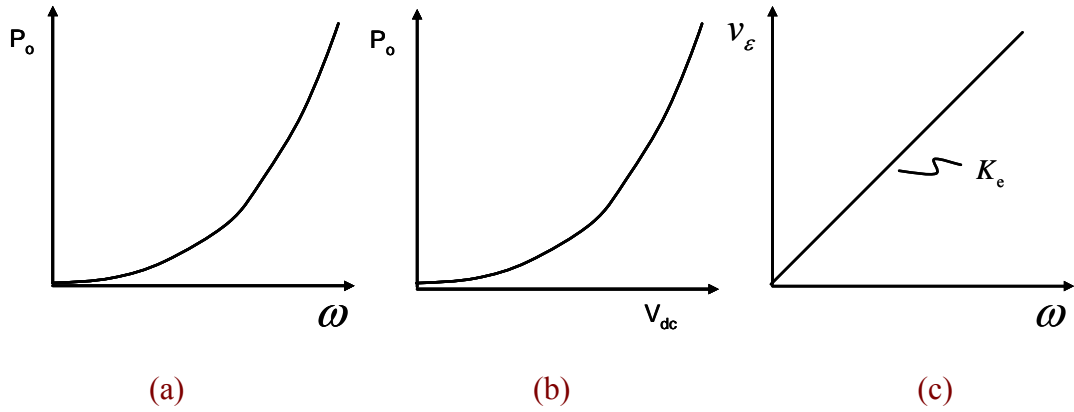


圖 2.19 (a) 壓縮機之速度與輸出功率之特徵曲線圖 (b) 定電阻負載下輸出功率與直流鏈電壓之關係圖 (c) 永磁式馬達轉速與反抗電動勢關係圖

在第四章將會分析其VOPFC的電感電流命令之振幅 v_{c_o} 與輸出直流電流 I_o 之關係如下式

$$I_o = \frac{1}{2} k_1 \left(\frac{V_{in,peak}}{V_o} \right)^2 v_{c_o} \quad (2-31)$$

若是最大輸出電流 I_o 已知，則 v_{c_o} 的最大值發生在 V_o 亦為最大時，此時工作模式為Boost。將值代入

$$v_{c_o,max} = \frac{2I_{o,max}}{k_1} \frac{V_{o,max}}{V_{in,peak}^2} = \frac{2 \times 3 \times 300}{156^2 \times k_1} \quad (2-32)$$

$$I_{L,max} = v_{c_o,max} k_1 V_{in,peak} = \frac{1800}{156} = 11.54 \text{ A} \quad (2-33)$$

經過此連續推導後，其選用電感之耐有效電流值須為11.54 A，此外再考量當系統操作在額定功率輸出下之電感電流漣波，可得選用電感所需之最大耐流值，在本論文中實驗平台取額定電流12 A。

4.) 估算開關及二極體之最大跨壓及最大導通電流

如圖2.20所示，當系統操作在升壓模式時，電感電流由輸入端功率開關 S_1 進入，由右側二極體 D_2 及開關 S_2 輸出到後級並聯電容，由此可推知此時 S_1 、 S_2 、

D_2 之最大電流為電感電流之最大值。由式(2-33)已知升壓模式下電感電流最大值为11.54 A，故此亦為功率元件 S_1 、 S_2 、 D_2 之耐流值。

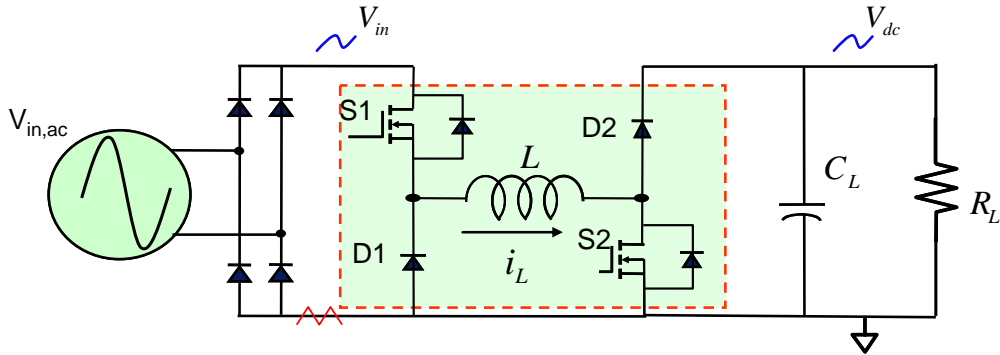


圖 2.20 升/降壓型功率轉換器電路拓撲

VOPFC穩定操作下，其電感電流命令已如前文所述，在Boost模式下與輸入電壓成正相關，在Buck模式下則須先經過補償。兩組開關之導通電流皆與電感電流相關；其電感電流最大值在輸出電壓最大值300 V且最大輸出功率500W時，其電感電流由開關S1進入，由二極體D2輸出，此時之開關 S_2 及二極體 D_2 則交互切換， S_1 開關持續導通，二極體 D_1 關閉，所以由此可推得流經開關 S_1 、 S_2 及二極體 D_2 之最大電流為

$$I_{L,max} |_{Buck} = v_{c_o,max} k_1 V_{in,peak} = 11.54 \text{ A} \quad (2-34)$$

在Buck區域工作下，其最大輸出電壓為156 V，此時輸出電流為最大3A時，此時電感電流之峰值為9.36 A。由式(2-33)、(2-34)所推導之電感電流最大值，可據此推得開關 S_1 、 S_2 ，二極體 D_1 、 D_2 在本論文設定規格下所需之耐流。

接下來推導各功率開關、二極體之所需耐壓，先從開關S1看起，開關S1承受最大跨壓產生在開關關閉時，也就是電路操作在降壓型工作區，其最大跨壓為輸入電壓之峯值

$$V_{s1,max} = \sqrt{2} \times V_{in,rms} = 156V \quad (2-35)$$

而開關S2承受最大跨壓則是在電路操作於Boost工作區；當開關關閉，輸出電壓直接跨於開關兩端，因此最大跨壓為輸出電壓之最大值

$$V_{s2,max} = V_{o,max} = 300V \quad (2-36)$$

最後將其所有功率元件之耐壓及耐流規格整理成表2.5。

表 2.5 VOPFC 功率元件之耐壓及耐流規格表

種類 \ 限制	最大跨壓(V)	最大電流(A)
串聯電感		$I_{L,max}$
並聯電容	$V_{dc,max} + \Delta V_{dc}$	
S1,D1	$V_{in,peak}$	$I_{L,max} _{Buck}$
S2,D2	$V_{dc,max} + \Delta V_{dc}$	$I_{L,max}$

2.3 串聯式升/降壓功因修正轉換器數學模型分析

為了能夠有效控制系統的暫態響應，準確控制輸入電流，所以必須先建立系統的小訊號模型，針對此模型進行控制器設計。

2.3.1 升壓式轉換器小訊號模型之分析

升壓式轉換器大訊號模型如圖2.21所示。操作於連續導通模式下，可得方程式推導如下，

$$v_{sw}(t) = d'(t)V_o(t) \quad (2-37)$$

$$i_D(t) = d'(t)i_L(t) \quad (2-38)$$

上述之 $v_{sw}(t)$ ， $i_D(t)$ ， $d'(t)$ ， $i_L(t)$ 及 $V_o(t)$ ，分別表示開關電壓，二極體電流，互補責任週期，電感電流及輸出電壓大訊號平均值。

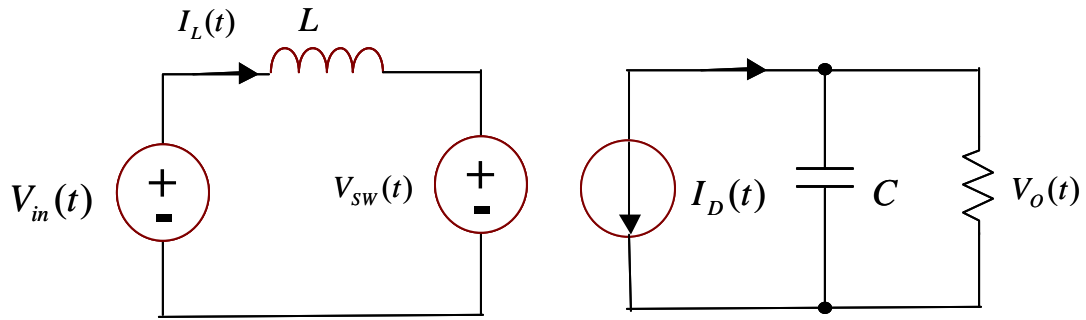


圖 2.21 升壓式轉換器之大訊號平均模型

步驟(1)穩態模型：

在穩態下輸出之平均功率等於輸入之平均功率(忽略損失)，如圖2.22所示，其DC操作點可選擇如下： V_o 為穩態DC輸出電壓， V_{rms} 及 I_L 分別為輸入電壓及電流之rms值，且 $D' = 1 - D = V_{rms}/V_o$ ， D 為責任週期。

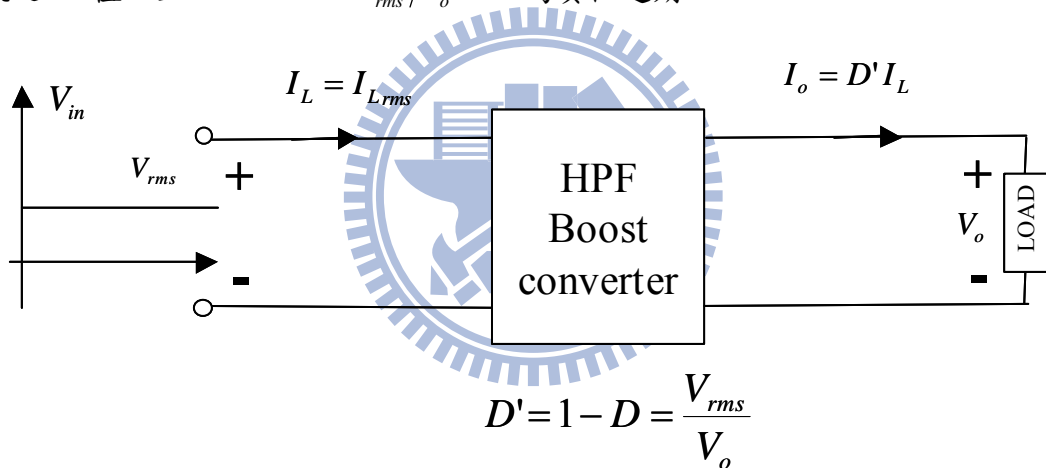


圖 2.22 升壓式轉換器大訊號平均模型操作點

系統的大訊號平均變動量可以使用如下之方程式描述：

$$v_{oss}(t) = V_o + v_{or}(t) \quad (2-39.a)$$

$$i_{Lss}(t) = I_L + i_{Lr}(t) \quad (2-39.b)$$

$$d'_{ss}(t) = D' + d'_{r}(t) \quad (2-39.c)$$

$$v_{inss}(t) = V_{rms} + v_{inr}(t) \quad (2-39.d)$$

上述的”ss”及”r”分別定義成表示穩態波形及操作點附近的交流變動量。

首先需證明在穩態下，降壓式轉換器可以使用線性系統近似之。使用方程式(2-37)、(2-38)及(2-39)，可得下式：

$$v_{swss}(t) = D'V_o + D'v_{or}(t) + d'_r(t)V_o + d'_r(t)v_{or}(t) = V_{sw} + v_{swr}(t) \quad (2-40)$$

$$i_{Dss}(t) = D'I_L + D'i_{Lr}(t) + d'_r(t)I_L + d'_r(t)i_{Lr}(t) = I_D + i_{Dr}(t) \quad (2-41)$$

假設輸出的電容很大使得 $V_o \gg v_{or}(t)$ ，則

$$v_{swr}(t) = D'v_{or}(t) + d'_r(t)V_o \quad (2-42)$$

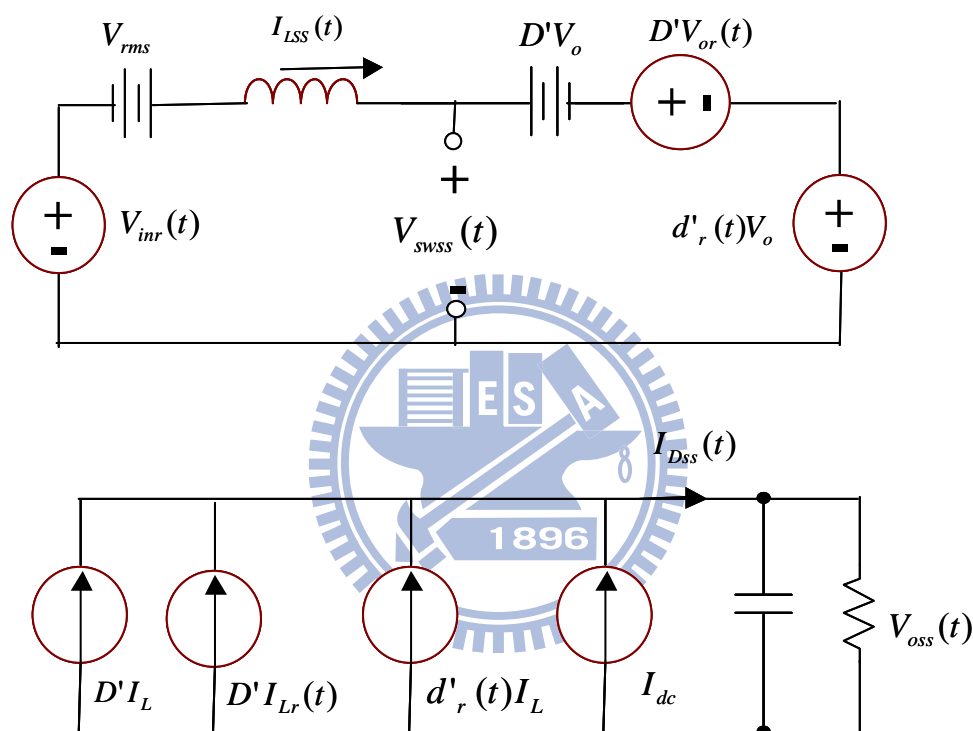


圖 2.23 升壓式轉換器線性非時變穩態模型

二極體電流為

$$i_{Dr}(t) = D'I_L + D'i_{Lr}(t) + d'_r(t)i_{Lr}(t) \quad (2-43)$$

假設輸出的電容很大， $d'_r(t)i_{Lr}(t)$ 可近似為直流成分，故式(2-7)可改寫如下：

$$i_{Dr}(t) = D'I_L + D'i_{Lr}(t) + I_{dc} \quad (2-44)$$

使用式(2-39)，(2-40)及(2-42)，可以得到如圖2.24升壓式轉換器線性穩態模型。

步驟(2)擾動分析：

在系統大訊號平均變動量下加入一小訊號擾動量，如下所示。

$$v_o(t) = V_o + v_{or}(t) + v_{op}(t) \quad (2-45.a)$$

$$i_L(t) = I_L + i_{Lr}(t) + i_{lp}(t) \quad (2-45.b)$$

$$d'(t) = D' + d'_r(t) + d'_p(t) \quad (2-45.c)$$

$$v_{in}(t) = V_{rms} + v_{inr}(t) + v_{inp}(t) \quad (2-45.d)$$

上述的”p”定義成表示小訊號的擾動量。假設：

$$V_o \gg v_{or}(t) \gg v_{op}(t) \quad (2-46.a)$$

$$I_L \gg i_{Lr}(t) \gg i_{lp}(t) \quad (2-46.b)$$

$$D' \gg d'_r(t) \gg d'_p(t) \quad (2-46.c)$$

$$V_{rms} \gg v_{inr}(t) \gg v_{inp}(t) \quad (2-46.d)$$

將式(2-45)及(2-46)代入(2-37)及(2-38)中，則功率開關電壓及二極體電流電壓可以等效成為

$$v_{sw}(t) = D'V_o + D'v_{or}(t) + D'v_{op}(t) + d'_r(t)V_o + d'_r(t)v_{or}(t) + d'_p(t)V_o \quad (2-47)$$

$$i_D(t) = D'I_L + D'i_{Lr}(t) + D'i_{lp}(t) + d'_r(t)I_L + d'_r(t)i_{Lr}(t) + d'_p(t)I_L \quad (2-48)$$

並利用(2-41)及(2-42)，我們可以得到

$$v_{sw}(t) = v_{swss}(t) + D'v_{op} + d'_p(t)V_o = v_{swss}(t) + v_{swp}(t) \quad (2-49)$$

$$i_D(t) = i_{Dss}(t) + D'i_{lp}(t) + d'_p(t)I_L = i_{Dss}(t) + i_{Dp}(t) \quad (2-50)$$

則

$$v_{swp}(t) = D'v_{op} + d'_p(t)V_o \quad (2-51)$$

$$i_{Dp}(t) = D'i_{Lp}(t) + d'_p(t)I_L \quad (2-52)$$

從式(2-42)及(2-44)可得知，穩態下可藉由一線性系統來近似升壓式轉換器。因此式(2-49)及(2-50)描述一升壓式轉換器線性系統且式(2-51)及(2-52)描述一升壓式轉換器小訊號模型，其升壓式轉換器小訊號模型等效電路如圖2.24所示。

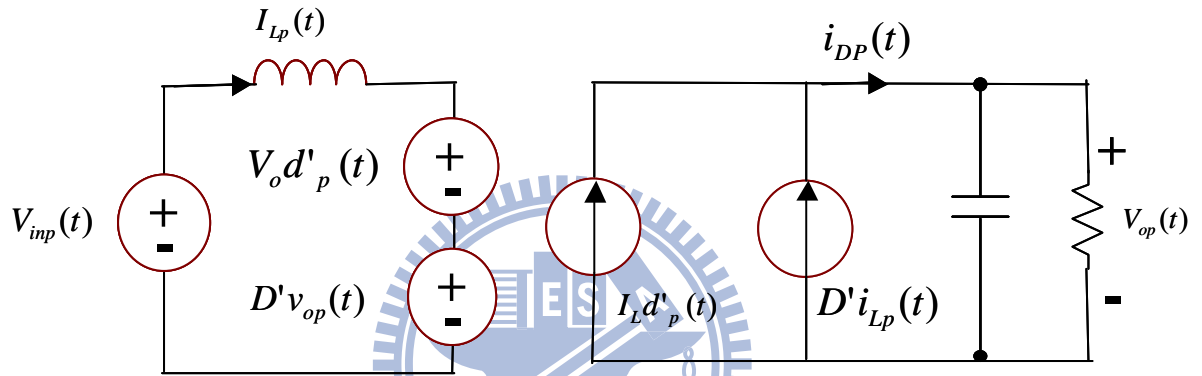


圖 2.24 升壓式轉換器小訊號等效電路模型

2.3.2 降壓式轉換器小訊號模型之分析

於 Buck + Boost 工作模式下，其小訊號模型分析可分為升壓及降壓兩種情況。於升壓時之小訊號模型可延用上一節之推導結果，而本節將推導於降壓模式之小訊號模型。

降壓式轉換器小訊號模型可由開關網路等效端點之線性化推導之。設

$$v_1(t) = V_1 + \hat{v}_1(t) \quad (2-53a)$$

$$i_1(t) = I_1 + \hat{i}_1(t) \quad (2-53b)$$

$$v_2(t) = V_2 + \hat{v}_2(t) \quad (2-53c)$$

$$i_2(t) = I_2 + \hat{i}_2(t) \quad (2-53d)$$

$$i_c(t) = I_c + \hat{i}_c(t) \quad (2-53e)$$

$i_c(t)$ 電流源可推導為 $\hat{i}_c(t)$ ，由電源擾動特性可得

$$(V_1 + \hat{v}_1(t))(I_1 + \hat{i}_1(t)) = (I_c + \hat{i}_c(t))(V_2 + \hat{v}_2(t)) \quad (2-54)$$

將上式之直流項等效，可得

$$V_1 I_1 = I_c V_2 \quad \Rightarrow \quad I_1 = D I_c \quad (2-55)$$

線性化後之小訊號等效方程式為

$$V_1 \hat{i}_1(t) + \hat{v}_1(t) I_1 = \hat{i}_c(t) V_2 + I_c \hat{v}_2(t) \quad (2-56)$$

可得小訊號開關網路輸入電流之解

$$\hat{i}_1(t) = \hat{i}_c(t) \frac{V_2}{V_1} + \hat{v}_2(t) \frac{I_c}{V_1} - \hat{v}_1(t) \frac{I_1}{V_1} \quad (2-57)$$

由上式建立小訊號模型如圖2.25 所示。

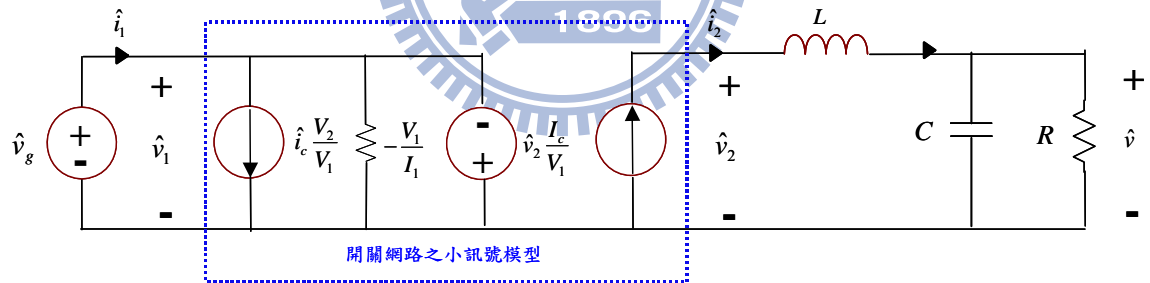


圖 2.25 降壓式轉換器之小訊號模型

由 $V_2 = D V_1$ 、 $I_2 = \frac{V_2}{R}$ 、 $I_1 = D I_2$ 、 $I_2 = I_c$ 之關係，改寫式(2-57) 如下：

$$\hat{i}_1(t) = D \hat{i}_c(t) + \frac{D}{R} \hat{v}_2(t) - \frac{D^2}{R} \hat{v}_1(t) \quad (2-58)$$

其中 \hat{v}_1 等於與 \hat{v}_g ，而 $\hat{v}_2(s) = \hat{v}(s) + s L \hat{i}_c(s)$ ，最後可得

$$\hat{i}_1(s) = D \left(1 + s \frac{L}{R} \right) \hat{i}_c(t) + \frac{D}{R} \hat{v}(t) - \frac{D^2}{R} \hat{v}_g(t) \quad (2-59)$$

由上式可得由圖2.25簡化後之降壓式轉換器模型如圖2.26所示。藉由建立升壓式及降壓式之小訊號模型，可作為設計數位控制器的基礎，進一步之設計與分析於第三章作詳細說明。

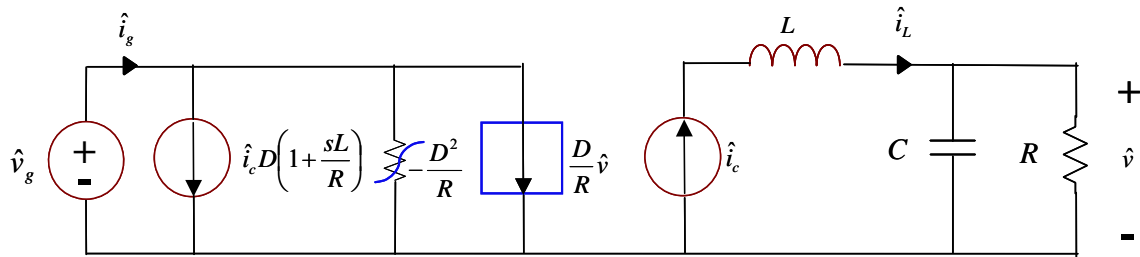


圖 2.26 簡化後之降壓式轉換器小訊號模型

2.4 EMI輸入濾波器工作原理與設計

2.4.1 EMI濾波電路

隨著電力電子技術的進步，電源諧波規範已成為所有家用與商用電器設備的基本要求規範，例如歐規的EN61000-3-2、美規的IEEE 519、日規的JIC C 61000-3-2等等。由於變頻器性能的持續提高，同時又因法規需求而增加功因修正功能，在前級採用高頻主動式功因修正電路，在後級使用高頻的三相半橋式直流-交流轉換器，兩者均會產生高頻電磁干擾，對公共電網及週邊環境造成高頻電磁干擾，因此近年來，電磁干擾之防治為高效能變頻器設計的一個重要考量。

所謂的電磁干擾(Electro-Magnetic Interference, EMI)是指電磁干擾，包括傳導干擾和輻射干擾兩種形式。為了濾除EMI對公共電網的干擾，將於輸入端間入一組電磁干擾濾波器電路。此電路的作用有兩方面：第一，防止從電網傳入電磁噪聲，對裝置形成干擾；第二，抑制裝置產生的電磁噪聲返回電網，造成電網公害。

2.4.2 差模電磁干擾雜訊濾波電路

VOPFC-PWM/PAM變頻驅動器電路架構下，存在EMI的問題，因此需要在輸入前端下設計一組EMI濾波器。由圖2.37中電路為例，因為VOPFC隨著輸入電壓與輸出電壓的變化，分別操作在升壓型與降壓型模式，透過高速的功率開關切換進行電流控制，尤其是操作在降壓模式時，輸入電流為不連續且具有極為陡峭的電流變化斜率，內含相當多的高頻成分，此將造成嚴重的EMI，污染電網。為了改善EMI對公共電網造成的干擾，並有效降低輸入電流諧波成分、提高功率因數，本文加入一個簡易型的LC結構濾波電路，如圖2.27，改善其輸入端電流的不連續波形，濾除電路上之差模電磁雜訊。此電路之實驗波波形如圖2.28所示，後級負載電流 i_{in2} 為非連續電流，在開關切換下具有高頻的電流雜訊，但經過LC濾波器整流後，得到一個完整的弦波電流 i_{in} 。

不過此EMI濾波器的設計不盡理想，其輸入電流與輸入電壓之間會產生相位差，隨著輸入功率越低，其相位差更加明顯，其相位差落後關係的推導

$$\frac{i_L}{i_{in}} = \frac{1}{\frac{1}{sC_{in}} + R_{equ}} = \frac{1}{1 + sC_{in}R_{equ}} \quad (2-59)$$

由此可知輸入電流將會超前後級VOPFC之電感電流，由電感電流命令乃追隨輸入電壓，故其輸入電流與輸入電壓之間存在一個相位差 θ ，假設此EMI濾波器元件為理想， L_{in} 取367 uH， C_{in} 取10 uF

$$R_{equ} = \frac{V_{in,rms}^2}{V_{dc}} = 121\Omega \quad (2-60)$$

$$\theta = \tan^{-1}(377 \times 10u \times 121) = 0.456rad / s = 24.5^\circ \quad (2-61)$$

$$DPF = \cos \theta = 0.897 \quad (2-62)$$

其輸出功率與相位落後關係如圖2.29所示。本論文僅針對差模電磁干擾現象進行改善，未來研究將針對共模干擾及電路對整體系統響應影響進行分析，並設計一個更完善且有效的EMI濾波電路[53]-[56]。

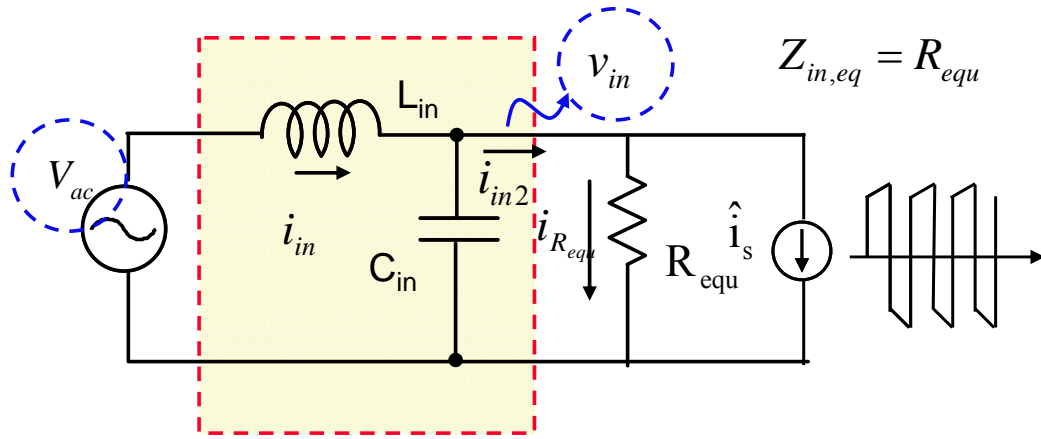


圖 2.27 LC電磁干擾雜訊濾波電路

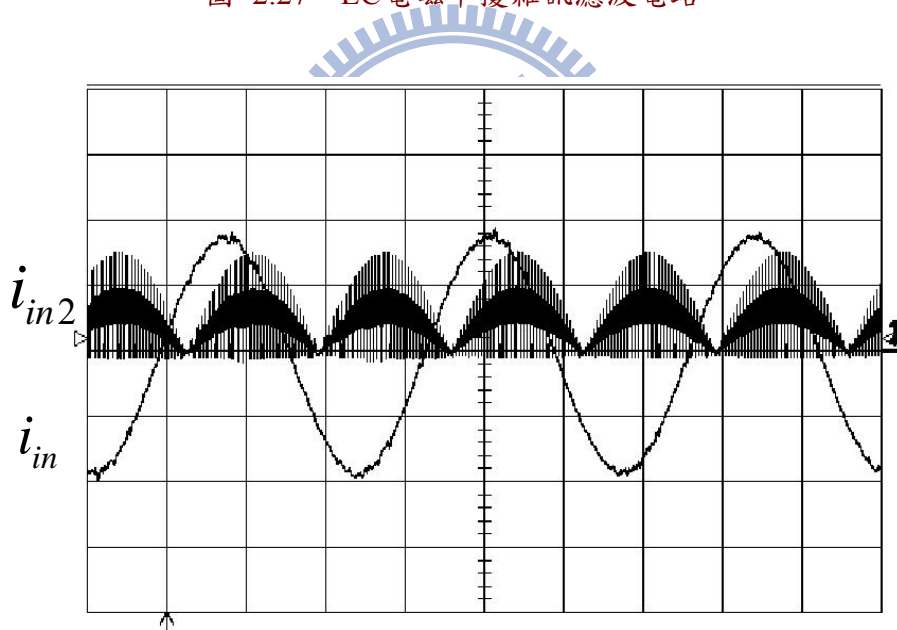


圖 2.28 LC濾波器之濾波前電流 i_{in2} 及濾波後電流 i_{in}

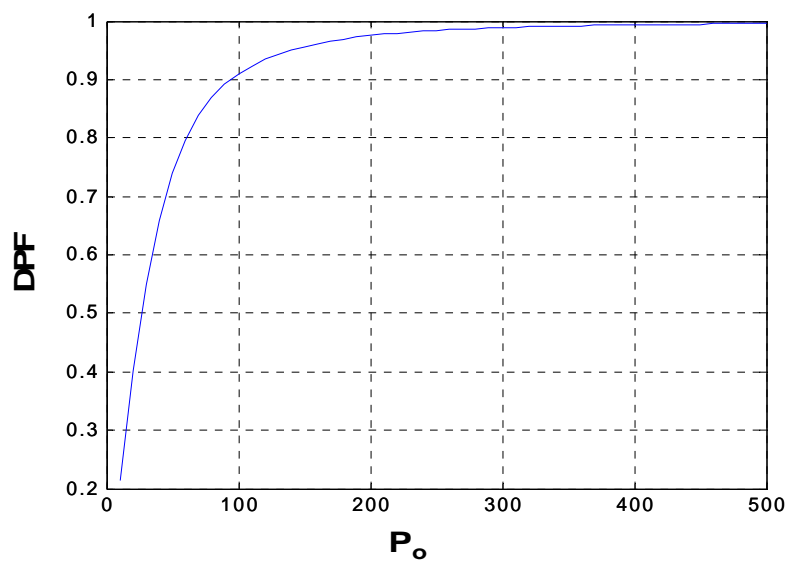


圖 2.29 輸出功率與DPF之關係圖



第三章

無刷直流馬達驅動方法

無刷直流馬達的應用日趨廣泛。應用範圍遍及各項領域，包含工業、電子業、消費性電子、生活家電…等。無刷直流馬達相較於傳統的馬達具有低噪音、無刷片摩擦、較長壽命…等優點。無刷直流馬達因為不具有傳統的換相刷片或是集電環，因此輸入電流必須為交流訊號，同時為了驅策馬達最有效率運轉，需回授馬達反抗電動勢後進行相電流控制，可讓馬達操作最大的馬達扭力，獲得最佳工作效率。

永磁同步馬達屬於交流馬達的一種，其轉子部分為永久磁鐵，線圈繞組置於定子。穩態運轉時，定子線圈所產生的磁場向量與轉子同步旋轉，故稱為同步馬達。圖3.1為永磁同步馬達的構造圖與理想的磁通分佈波形，圖中 B_a 與 θ_e 分別代表磁通密度與馬達的電氣角。根據法拉第定律(Faraday's law)，當通過線圈的磁通量改變時，線圈兩端會感應一電壓，轉子轉動使定子線圈所感應的電壓即是反抗電動勢，除了轉子磁通分佈會影響反抗電動勢的波形之外，定子線圈繞組的分佈也是影響因素之一。

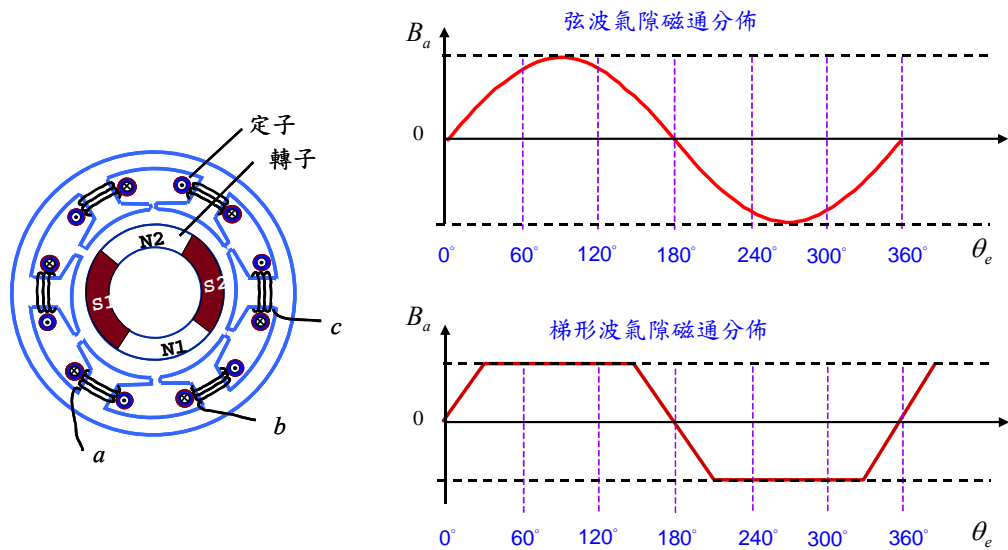


圖 3.1 永磁同步馬達的結構與轉子磁通分佈

交流馬達驅動器雖然有各種不同的形式，但驅動電路之電路架構則大同小異，主要關鍵在於採行的脈寬調變控制策略，以及採用的開關技術(switching technology) [22]-[24]，此方面則仍有廣大的研究空間得以改善馬達驅動器的效率與提高功率轉換器的功率密度。本文所採用的控制策略將詳述如下。

3.1 PAM/PWM 工作原理

3.1.1 PWM/PAM調變方式之簡介

為了有效控制相電流，在定電壓源下透過高速開關的切換，達到交流電流的產生，此常見的操作方式為脈波寬度調變(Pulse width modulation, PWM)策略。在此先簡單地對於PWM脈波寬度調變方式做進一步的分析。一般較常採用的脈寬調變方法為正弦脈寬調變，或稱為諧波調變法。其原理是將所產生的調變波與載波作比較，根據兩波形交會點來決定功率開關之切換時機。為了降低波形失真，使得調變後的波形與控制命令相符合，通常將鋸齒波之載波頻率設於高頻操作區，此即所謂之開關切換頻率。

假設開關切換頻率高於工作頻率50倍以上時，則在每個開關切換週期內，可視調變信號為定值。而由於在一般交直流轉換器之操作狀況下，開關切換頻率約在10kHz以上，而正弦調變波則為60Hz之市電輸入頻率，兩者相差在150倍以上，可符合上述要求。因此在每一個切換週期內可視調變波為定值。其調變方式之示意圖如圖3.2所示。由載波與調變命令之關係，可得控制開關切換之責任週期訊號為

$$v_{duty} = \frac{v_{control}}{\hat{V}_{tri}} \cdot V_d \quad (3-1)$$

其中 v_{duty} 為責任週期訊號， \hat{V}_{tri} 則為鋸齒波之振幅。

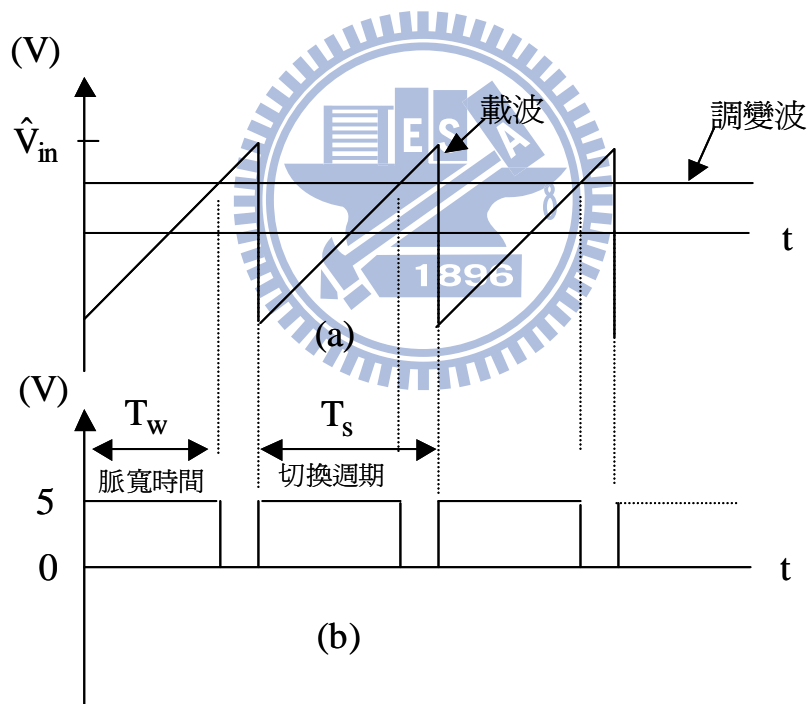
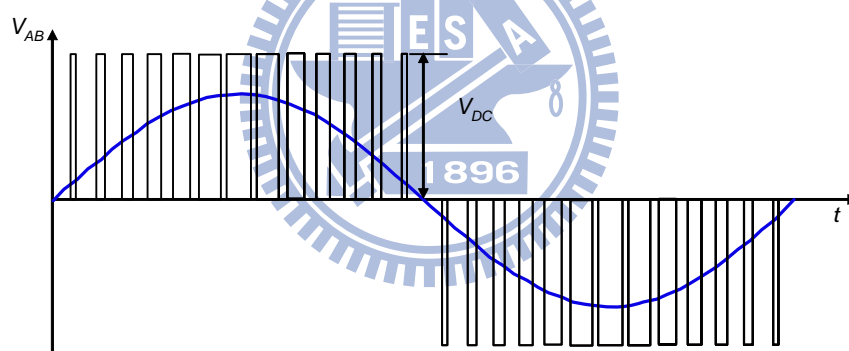


圖 3.2 (a)載波調變法, (b)責任週期訊號

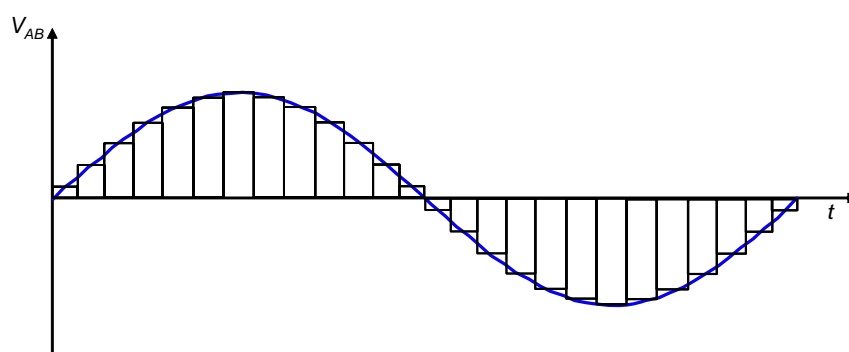
相較PWM是調整其週期責任比以進行電壓控制，PAM之調控策略則是透過一可變電壓源進行直流鏈電壓調變，進而達到有效電壓之控制。

3.1.2 PWM與PAM變頻器之比較

以產生一個弦波電壓輸出為例，PWM與PAM變頻器所採用的調變方式如圖3.3所示，在PWM變頻器控制下，輸出電壓乃是在固定輸入電壓的情況下，藉由改變PWM的責任週期比來產生；而在PAM變頻器控制下，輸出電壓乃是藉由調變輸入電壓的脈波大小所得到，如此一來將可有效的降低功率晶體開關的切換損失，此外，若是對方波驅動的無刷直流馬達而言，在PAM變頻器控制下，功率晶體的開關切換頻率將與馬達旋轉的電氣角頻率相同，亦可大幅降低功率損失。然而由於在整流器與變頻器之間往往需要一個大電容來保持變頻器輸入電壓的穩定性，但是相對地使得在PAM控制下的輸入電壓變化響應相對變得很慢，可能需要數十毫秒的暫態時間，因此若是需要快速響應的情況下，應該要採用PWM控制策略。



(a)



(b)

圖 3.3 (a)利用PWM產生弦波電壓之方式 (b)利用PAM所產生弦波電壓之方式

3.1.3 影響電流漣波之因素

電流漣波的大小，會影響整體系統之總諧波失真程度，同時也可能造成電流波形之扭曲，因此必須盡可能降低電流漣波。然而在定頻切換之操作情況下，當所有系統設計規格確定後，則電流漣波之大小也同時被決定，此時並無法藉由控制的方法再降低電流漣波，因此在訂定系統設計規格時，必須作整體考量。一般影響電流漣波的因素有：開關切換頻率、電感值大小及直流鏈電壓，依序探討如下：

1. 開關切換頻率：開關切換頻率是影響電流漣波的重要因素之一，切換頻率越高，電流漣波越小，但會造成切換損失增加、轉換器效率降低及散熱等問題。因此如何決定開關頻率，考量的層面較廣，尤其在高功率系統的應用，為了避免開關因切換造成的能量損失，及其所衍生出的元件散熱問題，常操作於較低的切換頻率，但亦會造成其它的問題如電路中被動元件體積的增加等，故為了增加其電能密度，會將切換頻率提高。一般開關的切換頻率應儘可能的提高，因為較高的切換頻率，有較大的好處，但仍有上述之轉換器效率及散熱問題，則需藉由軟式切換（soft switch）的技術來降低其切換損失。為了更加瞭解開關切換頻率的選取依據，對於系統所造成的影響列於表3.1。

表 3.1 開關切換頻率的選取對系統所造成的影響

影響因素 \ 切換頻率	低	高
切換損失	少	多
電流漣波	大	小
噪音	高	低
電路雜訊	低	高

2. 電感值大小：交直流轉換器之電路中，影響電流響應之主要元件為濾波電感，電感值越大，電流漣波越小，但其相對應之響應也較慢，且會造成較大的尖端失真（cusp distortion）。因此一般在決定電感值大小時，均以下列三方面來考量：一是對於系統電流頻寬的要求、二是總諧波失真之要求、三是電流漣波大小之要求。其間之取捨，則需根據系統之實際應用狀況而決定。
3. 直流鏈電壓：直流鏈電壓會影響兩個因素，即電流漣波大小與系統暫態響應。由於系統於暫態響應時，需提供足夠大的補償量來追隨參考命令，當直流鏈電壓不夠高時，則其產生之控制力也相對降低，同時會降低系統之響應速度，因此直流鏈電壓越大，對於系統之暫態響應會有正面的影響。而由於轉換器輸出側電壓 v_o 之振幅即為直流鏈電壓之值，因此電感之跨電壓與輸入電壓源 v_s 即有以下的關係

$$v_L = v_s - v_o \quad (3-2)$$

其中 v_L 為電感之跨電壓。因此直流鏈電壓之值越大，則電感上之電壓變化也就越大而產生較大電流漣波。在第五章中將說明應如何選擇合理之直流鏈電壓值，才能改善系統暫態響應並對電流漣波影響降至最低。

3.1.4 Dead-time對電流控制造成影響

透過高速頻率的開關切換，可降低電感電流漣波，達到準確控制電感電流的效果。然而現實中的功率開關元件皆為非理想，因此不可能達到瞬間切換的效果，其切換瞬間的暫態波形如圖3.4(a)所示， V_{ds} 為開關汲極(Drain)與源極(Source)兩端跨壓， I_{ds} 則為導通電流，圖3.4(b)為等效操作電路。

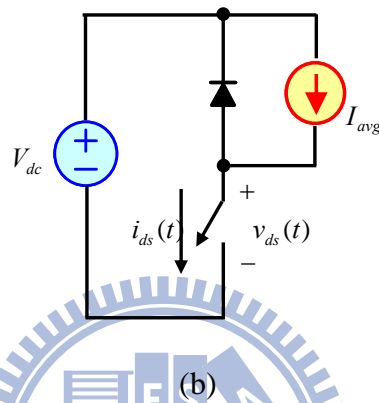
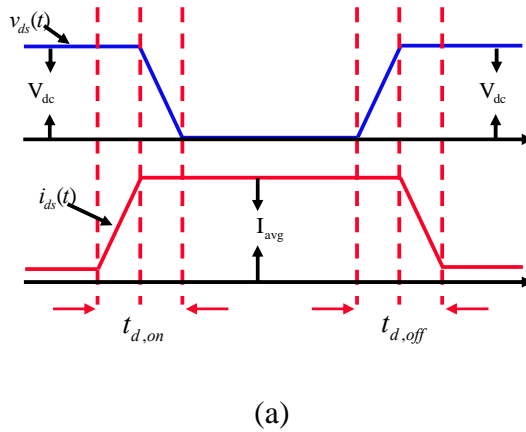


圖 3.4 功率開關切換時汲極與源極兩端電壓及電流波形

目前常見的PWM控制電路為半橋或是全橋式電路，以半橋式電路為例，如圖3.5(a)，控制策略為Bipolar開關切換模式，每開關週期進行切換時，如圖3.5(b)所示，其上臂開關開通的瞬間，下臂開關同時會關閉，但因為開關元件為非理想，所以無法瞬間關閉，為了避免上下臂短路產生過電流，其常見的解決方案為空白時間控制(dead-time control)，透過延緩時間才開啟開關，以避免另一臂開關尚未完全關閉，一般有實現方式有硬體觸發或是軟體觸發。由於在空白時間時，上下臂開關皆為關閉狀態，所以加入飛輪二極體使電感電流連續，避免電感因為瞬間電流變化產生過大感應電壓燒毀功率開關元件。在控制電流 i_A 時，其空白時間控制會對其等效電壓產生控制誤差，導致電流控制誤差，此外依據其電流值正或負會有不同的誤差狀況。

以 $i_A > 0$ 為例進行分析，因為電流值為正，所以當上下臂開關皆關閉時，二極體 D_A 會導通，因此加入空白時間控制下，上臂開關 T_A + 延緩 t_d 導通會損失等效電壓，但上臂開關不受影響，因此可推導出下式。

$$\Delta v_{AN} = v_{AN,ideal} - v_{AN,actual} \quad (3-3)$$

$$\Delta v_{AN} = \begin{cases} +\frac{t_d}{T_s} V_d & , i_A > 0 \\ -\frac{t_d}{T_s} V_d & , i_A < 0 \end{cases} \quad (3-4)$$

其中 Δv_{AN} 為等效電壓誤差。

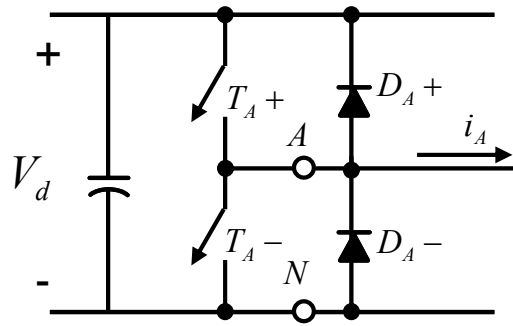
當進行脈寬調變進行馬達相電流控制時，其變流器架構為三相全橋式電路，在本文中採用六步方波控制無刷直流馬達，其任意狀態下同時有兩相導通，假設馬達相電流 i_A ，其中 A、B 相導通，如圖 3.6。在 A、B 相進行全橋電流控制時，其空白時間所造成的電壓誤差 Δv_{AB} 可由式 (3-10)、(3-11) 推導。

$$\Delta v_{BN} = \begin{cases} -\frac{t_d}{T_s} V_d & , \text{if } i_A > 0 \\ +\frac{t_d}{T_s} V_d & , \text{if } i_A < 0 \end{cases} \quad (3-5)$$

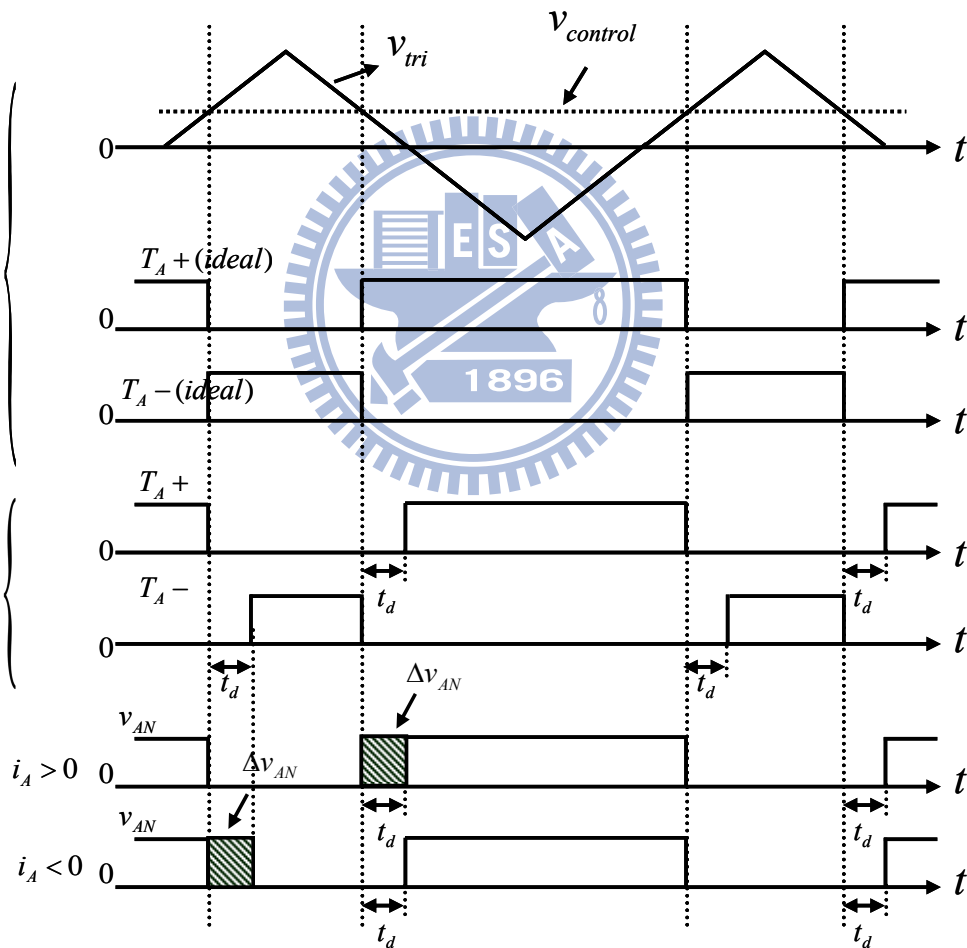
$$\Delta v_{AB} = v_{AB,ideal} - v_{AB,actual} = \Delta v_{AN} - \Delta v_{BN} = \begin{cases} +\frac{2t_d}{T_s} V_d & , \text{if } i_A > 0 \\ -\frac{2t_d}{T_s} V_d & , \text{if } i_A < 0 \end{cases} \quad (3-6)$$

整理上述關係式可推知，在全橋控制之下，空白時間控制造成馬達相電流失真，產生扭矩漣波，其電流變化與控制電壓誤差的關係圖如圖 3.7(a) 所示，而當馬達相電流為弦波波型時，其等效脈波調變電壓波形如圖 3.7(b)。由式 (3-12) 可知，等效電壓誤差與直流鏈電壓 V_d 成正比，開關週期成反比；所以若能透過可變電壓輸出，在馬達低速運轉下降低變頻器之輸入直流鏈電壓，即可降低等效控制電壓誤差，改善空白時間控制造成的電流失真；或是降低直流鏈電壓，在可接

受的電流鏈波成份下，降低開關工作頻率，亦可改善空白時間對脈波調變造成的非線性干擾。



(a)



(b)

圖 3.5 (a)半橋式電路拓撲(b)PWM開關理想切換訊號及加入dead-time控制下實際開關切換訊號

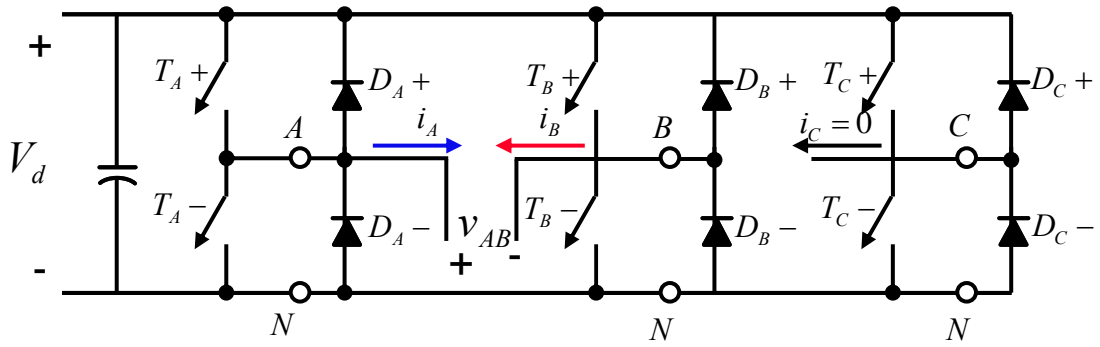


圖 3.6 三相變頻器之電路拓撲，其中A、B兩相之等效電壓為 v_{AB}

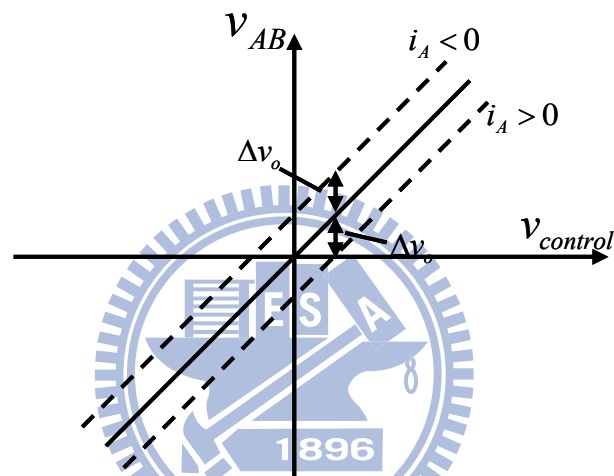


圖 3.7 電流方向與控制電壓誤差之關係圖

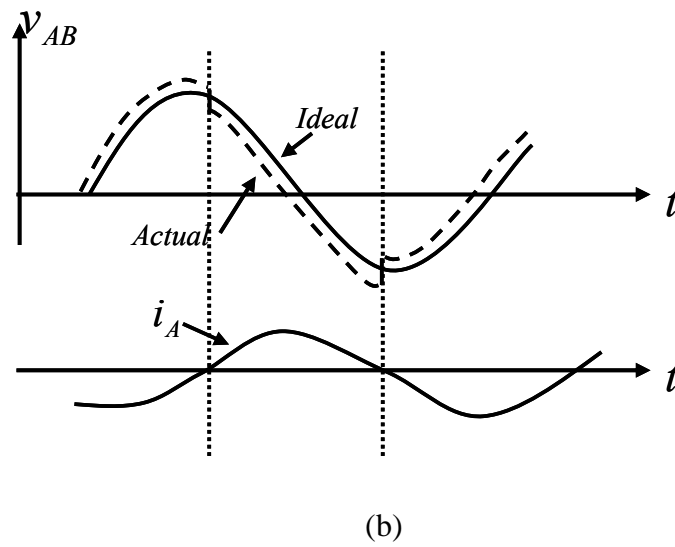


圖 3.8 命令為弦波波型時，其等效脈波調變電壓波形

3.2 BLDCM六步方波控制法

3.2.1 六步方波驅動訊號

由第一章所簡介的永磁式無刷式直流馬達中，其具有梯形波反抗電動勢的永磁馬達最適合使用六步方波控制法，此控制方法為三相無刷直流達中最基本之驅動方法，又稱為 120° 通電控制法，一般常見的系統控制架構如圖1.8所示。

常見六步方波控制法透過數位型霍爾訊號(Hall-sensor)回授轉子位置，做為換相之判定，數位型的霍爾感測器感應馬達轉子之磁場正負，回授數位訊號給控制器，若將霍爾感測器安裝在合適的位置上，可產生有效的控制訊號作為換相點偵測，穩定且有效率的控制無刷馬達運轉。此外透過此數位訊號可進行馬達轉速估測，提供速度回授做馬達定速度控制。

以圖3.9作為說明，其梯形波永磁式無刷直流馬達之三相反抗電動勢相位分別相差 120° ，若將霍爾感測器分別依照電器角度 120° 間隔安裝，其回授之訊號經過基本邏輯運算後，可得到將一完整的電氣週期切割為六分之換相訊號，故此控制法稱為六步方波控制法。將馬達依照其換相訊號進行驅動，其馬達可順利啟動並運轉，其驅動波形如圖3.10所示。觀察此六步方波控制法之換相訊號，其每一操作區間皆為兩相導通，第三相之相電流為零，稱之為非激發相，由於梯形波磁場之特性，在固定轉速之下，此導通兩相產生的反抗電動勢為定值，因此可將此時馬達等效為直流馬達，透過回授其相電流進行定電流控制，即可實現定扭矩、定轉速之馬達控制。而透過量測非激發相之相電壓，可得到其反抗電動勢大小，亦可透過偵測此反抗電動勢發展無感測控制演算法[34]-[36]。

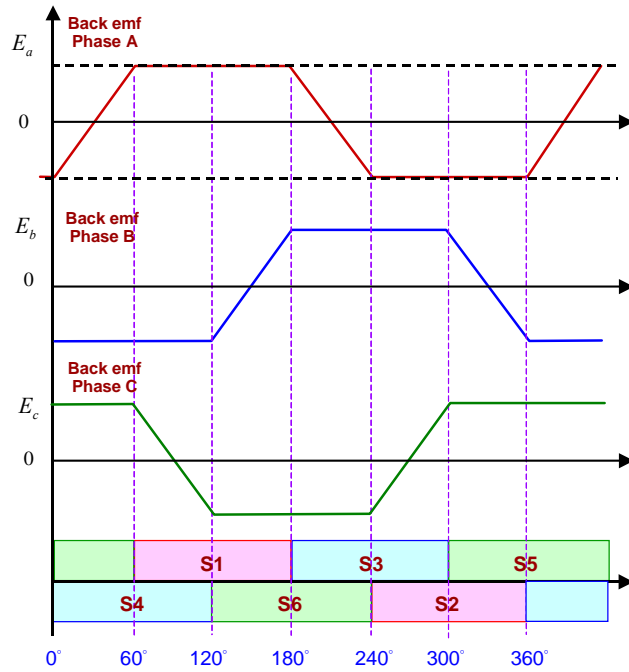


圖 3.9 理想之反抗電動勢與換向訊號波形

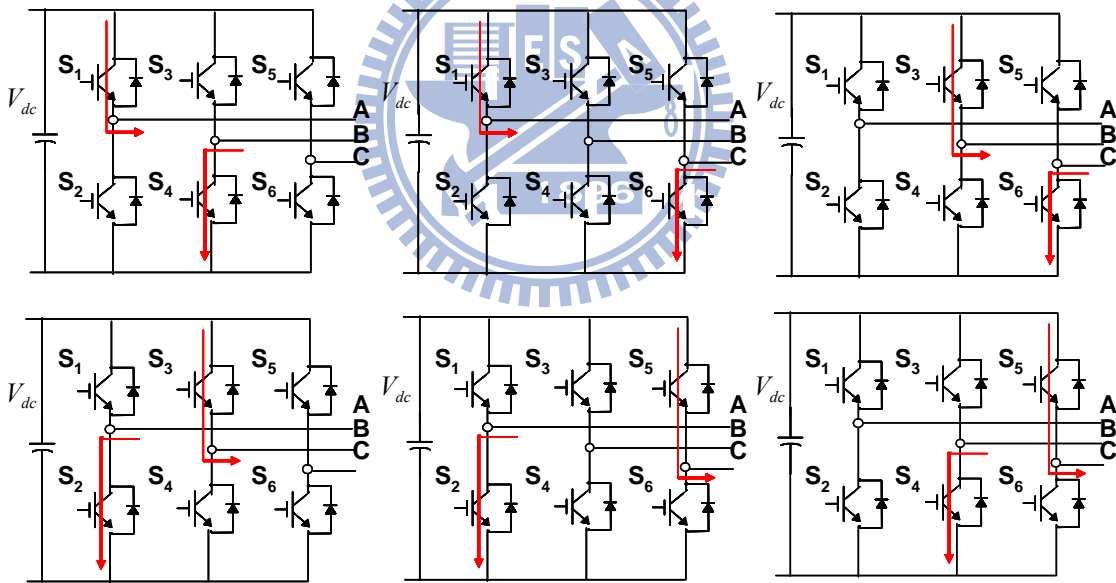


圖 3.10 六步方波驅動示意圖

由無刷直流馬達「六步方波電流驅動」的概念，在任一瞬間都只有兩相線圈會導通，即流經馬達的三相電流與直流鏈電流有一必然的關係存在，故本計劃採用回授直流鏈電流來作電流控制的方式，以減少電流感測器的額外成本，同時也簡化控制架構，只要能根據霍爾感測換相訊號進行同步控制，其電流迴路的控制

即如同永磁直流馬達一般。值得注意的是，由於直流鏈電流在穩態時都是維持在同一流向，並非像相電流般會有流向的改變，即正負號的變化，因此要得到最大反向扭矩，就必須要根據電流命令去適當改變換相控制的機制。

3.2.2 馬達驅動器之系統方塊圖

明白其換相方式及驅動方法後，接下來討論其電流控制的方式。透過六步方波控制法驅動馬達時，可將馬達模型等效為直流馬達，透過回授其相電流，設計電流迴路補償控制器，最終由脈寬調變策略進行電流控制，而速度回授則透過計算霍爾訊號週期進行速度估測，但除了此控制方式之外，亦可隨著所需之馬達轉速，調變其變頻器之直流鏈電壓，達到振幅調變控制，進行馬達轉速控制。本文提出之整合式無刷直流馬達驅動器，作為家用壓縮機之最佳驅動方案，即是以此法驅動馬達運轉，在需要加減速狀態時，提高直流鏈電壓並進行PWM控制，可具有較快的動態響應，當馬達進入待機低功率運轉時，則調降直流鏈電壓並使用PAM控制策略，可將開關切換頻率降至與電器頻率一致，大幅減少開關切換損失。其PWM及PAM系統方塊圖如圖3.11所示。

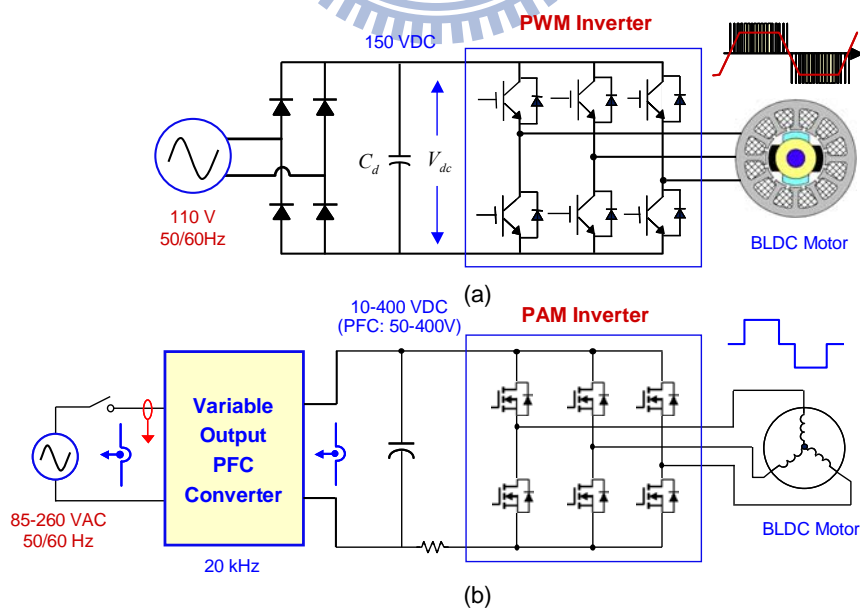


圖 3.11 (a)傳統的PWM變頻式驅動器系統方塊圖 (b)新型的VOPFC-PAM變頻式驅動器的系統方塊圖

3.3 磁通導向控制法


3.3.1 PMSM數學模型分析

非凸極式永磁同步馬達的反抗電動勢為弦波，氣隙長度在任一角度皆相同，因此磁阻不會因轉子位置改變而不同。相較於凸極式永磁馬達而言，具有電流連續、效率較高、工作噪音較低…等優點。

假設三相Y接永磁同步馬達的各相線圈電感與電阻相等，電壓方程式可寫成陣列的形式[57]

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{ss} & M & M \\ M & L_{ss} & M \\ M & M & L_{ss} \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (3-7)$$

其中



v_{an} 、 v_{bn} 與 v_{cn}	三相電壓；
i_a 、 i_b 與 i_c	三相電流；
R_s	三相定子線圈電阻；
L_{ss}	三相定子線圈自感；
M	相間線圈互感；
p	對時間微分運算元；
e_a 、 e_b 與 e_c	三相反抗電動勢。

因線圈感應電勢的大小正比於通過磁通量的微分，故反抗電動勢的振幅與轉速的關係可表示成

$$E = K_E \cdot \omega_r \quad (3-8)$$

其中 E 代表單相反抗電動勢的振幅、 ω_r 為轉子角速度， K_E 表示反抗電動勢振幅與轉速之間的比例關係，稱為反抗電動勢常數。若轉子為非凸極式，各相線圈的自感與互感不會隨轉子轉動而改變，可視為常數，再根據三相平衡電流和為零的關係，(3-7)可改寫成

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (3-9)$$

其中

$$L_s = L_{ss} - M \quad (3-10)$$

由(2-3)可知，永磁同步馬達每一相的等效電路模型為一電阻、電感與一代表反抗電動勢的電壓源串聯所構成，如圖3.12所示。

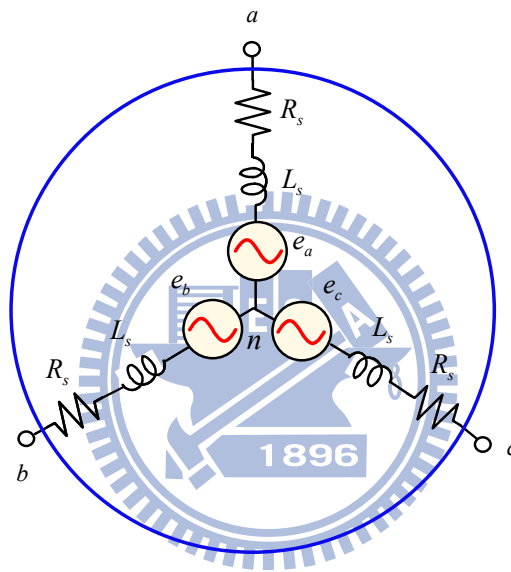


圖 3.12 永磁同步馬達的等效電路模型

非凸極式馬達不會產生磁阻轉矩，其電磁轉矩僅由定子磁場牽引轉子磁場所產生。定子磁場由電流產生，轉子磁場會使定子線圈感應反抗電動勢，而反抗電動勢的大小又正比於馬達的轉速，因此馬達所產生的電磁轉矩可表示為反抗電動勢、定子電流與轉速的函數：

$$T_e = \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c}{\omega_r} \quad (3-11)$$

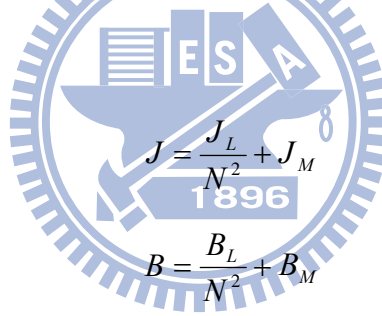
根據上式，若馬達的反抗電動勢為弦波，電流必須也是弦波才能產生穩定的轉矩。圖3.13為理想的反抗電動勢與相電流波形。圖中 α 代表相電流與反抗電動勢的相角差，由(3-11)可推得馬達所產生的電磁轉矩為

$$\begin{aligned} T_e &= \frac{1.5EI}{\omega_r} \cos \alpha \\ &= 1.5K_e I \cos \alpha \end{aligned} \quad (3-12)$$

其中的E與I分別為反抗電動勢峰值與相電流峰值，在一般的操作情況下，若要單位電流能產生最大的轉矩， α 須為零。由(3-12)可知，馬達的轉矩是正比於電流的大小，因此馬達的轉矩控制即為定子之電流控制。然而，電磁轉矩並不等於馬達的輸出轉矩，考慮負載以及馬達本身所消耗的轉矩，機械方程式可表示為

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} (T_e - \frac{T_L}{N} - B\omega_r) \quad (3-13)$$

J 與 B 可進一步表示成



$$J = \frac{J_L}{N^2} + J_M \quad (3-14)$$

$$B = \frac{B_L}{N^2} + B_M \quad (3-15)$$

其中

- J_L 負載轉動慣量；
- J_M 馬達轉動慣量；
- N 齒輪比；
- B_L 負載摩擦係數；
- B_M 馬達摩擦係數；
- T_L 外部負載轉矩。

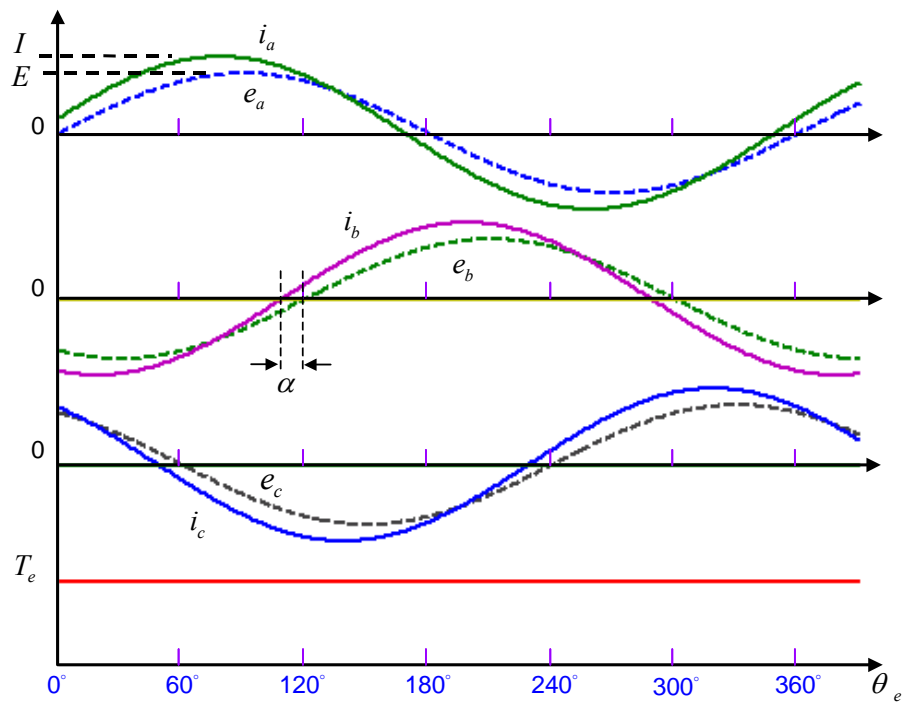


圖 3.13 永磁同步馬達的反抗電動勢與電流波形圖

3.3.2 磁通導向控制法

由於永磁同步馬達在三相座標下的數學模型十分複雜，不利於控制系統的分析與設計，所以藉由座標轉換技巧將馬達的數學模型轉成同步旋轉座標下的d-q模型，不但可以達到簡化模型的目的，也讓我們能更有效地設計控制系統，此即為磁場導向控制法。

從三相座標下的數學模型轉成d-q同步旋轉座標模型過程有以下幾個步驟：

- (1)推導三相定子電壓方程式
- (2)轉成同步座標下定子電壓方程式
- (3)結合力矩與機械方程式導到最後d-q動態模型。

永磁同步馬達與感應馬達不同在於永久磁鐵，因此只須考慮定子電壓方程式，以下為簡單之推導：

永磁同步馬達在a相的定子電壓方程式如下：

$$v_{as} = R_s i_{as} + \frac{d\lambda_{as}}{dt} \quad (3-16)$$

定子在 a 相的磁交鏈

$$\lambda_{as} = L_{ss} i_{as} + L_{ls} i_{as} + L_{ss} i_{bs} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) + L_{ss} i_{cs} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) + \lambda_f \cos \theta_r$$

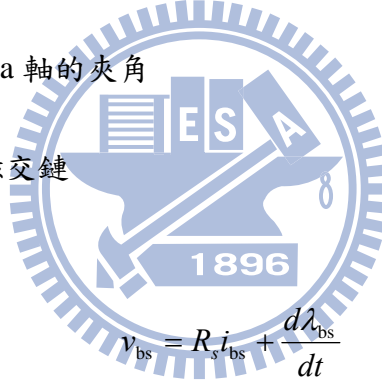
其中 L_{ls} : 單向定子線圈漏感量

L_{ss} : 單向定子線圈自感量

θ_r : d 軸與 a 軸的夾角

λ_f : 轉子磁交鏈

同理



$$v_{bs} = R_s i_{bs} + \frac{d\lambda_{bs}}{dt} \quad (3-17)$$

其中 $\lambda_{bs} = L_{ss} i_{bs} + L_{ls} i_{bs} + L_{ss} i_{cs} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) + L_{ss} i_{as} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) + \lambda_f \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right)$

$$v_{bc} = R_s i_{cs} + \frac{d\lambda_{cs}}{dt} \quad (3-18)$$

其中 $\lambda_{cs} = L_{ss} i_{cs} + L_{ls} i_{cs} + L_{ss} i_{as} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) + L_{ss} i_{bs} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) + \lambda_f \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right)$

根據(3-17)(3-18)式加上定子電流三相平衡

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (3-19)$$

可以寫成矩陣形式如下：

$$\begin{aligned}
V_{abcs} &= \Omega_s I_{abcs} + \frac{d}{dt} (L_{abcs} I_{abcs} + \Lambda_s) \\
&= \Omega_s I_{abcs} + \frac{d}{dt} \lambda_{abcs}
\end{aligned} \tag{3-20}$$

其中

$$V_{abcs} = \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix}, \Omega_s = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}, I_{abcs} = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix}, L_{abcs} = \begin{bmatrix} L_{ls} + \frac{3}{2} & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} + \frac{3}{2} & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} + \frac{3}{2} \end{bmatrix}$$

$$\Lambda_s = \begin{bmatrix} \lambda_f \cos \theta_r \\ \lambda_f \left(\cos \theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \lambda_f \left(\cos \theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) \end{bmatrix}, \lambda_{abcs} = L_{abcs} I_{abcs} + \Lambda_s$$

式(3-20)即為永磁交流馬達在靜止三相座標下的定子電壓方程式，利用之前討論的座標轉換將式(3-20)轉至d-q同步旋轉座標下的定子電壓方程式如下：

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & -\omega_r L_s \\ -\omega_r L_s & R_s + pL_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_r \lambda_f \end{bmatrix} \tag{3-21}$$

$$L_s = \frac{3}{2} L_{ls} + L_{ls}, \quad p = \frac{d}{dt} \tag{3-22}$$

馬達轉矩方程式

$$T_e = \frac{3}{4} p \lambda_f i_q = K_T i_q \tag{3-23}$$

機械動態方程式

$$T_e - T_L = J_m \frac{d\omega_m}{dt} + B_m \omega_m = \frac{2}{p} (J_m \frac{d\omega_r}{dt} + B_m \omega_r) \tag{3-24}$$

其中 $\omega_r = \frac{p}{2} \omega_m$

其中 T_e ：馬達力矩， T_L ：負載力矩， J_m ：轉動慣量， B_m ：阻尼係數
 p ：馬達極數， ω_m ：轉子機械角速度， ω_r ：轉子電氣角速度

結合(3-14)、(3-16)與(3-17)三式可得馬達在d-q同步旋轉座標下之動態模型如圖3.14。

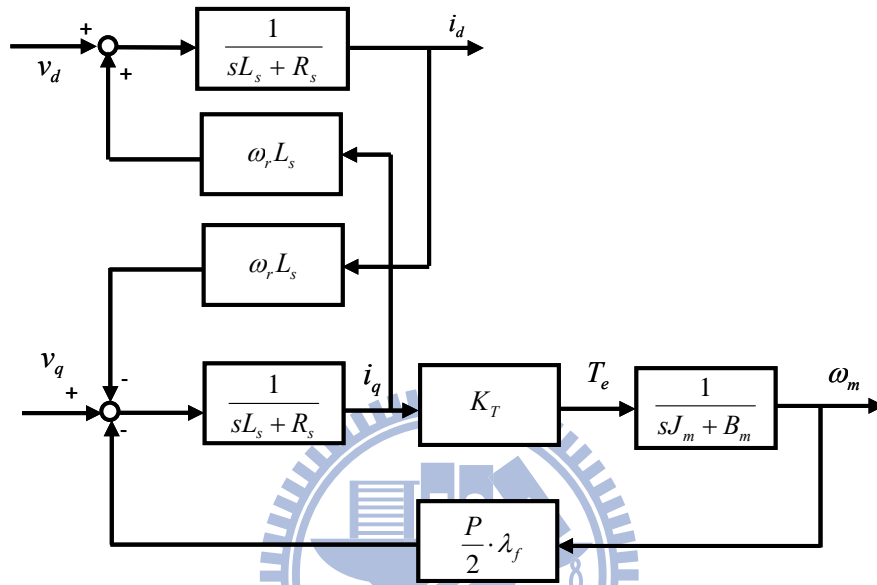


圖 3.14 永磁同步交流馬達在同步旋轉座標上之動態模型

得到上述的d-q動態模型後，控制永磁同步馬達就近似於控制有刷直流馬達，其中存在的差異在於永磁馬達模型轉至同步旋轉座標後，d軸與q軸仍然有互相耦合的情形，因此在設計電流控制器時，需考慮耦合後對系統造成的影響。

附加電流控制器之後的永磁交流馬達的動態模型如下圖：

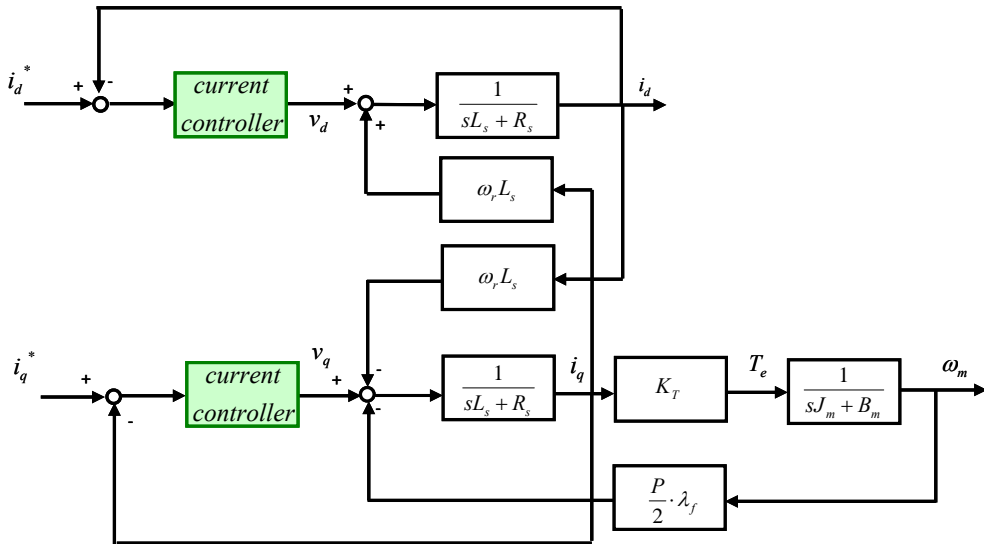


圖 3.15 電流迴路系統方塊圖

圖3.16的 i_q^* 為力矩電流命令， i_d^* 為磁場電流命令，在正常的速度範圍下，由於轉子磁場已由永久磁鐵提供，所以令磁場電流命令 $i_d^* = 0$ ，但當要使馬達轉動速度超過其額定轉速時，磁場電流命令 i_d^* 設為負值，轉子方向磁場減弱，作弱磁控制，以避免反抗電動勢超過其額定電壓。

接下來考慮速度迴路，速度迴路的功用主要在於當負載變動時，馬達仍然可維持其原來的速度而不受其干擾，因此附加速度控制器的永磁交流馬達動態模型如下：

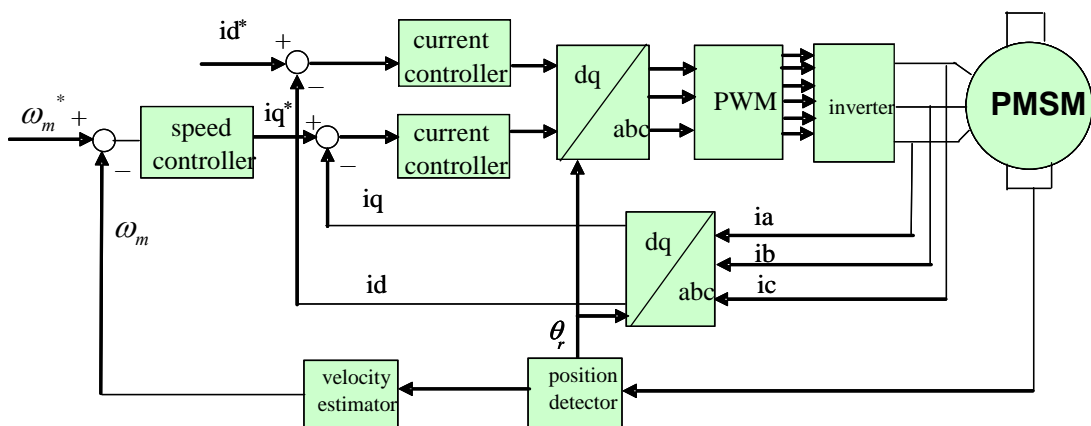


圖 3.16 電流與速度控制架構之系統方塊圖

透過此速度外迴路與電流內迴路的控制，可讓馬達定速操作，並具有良好的動態響應及穩定性。



第四章

整合式壓縮機驅動器控制器設計

透過VOPFC的輸出電壓可變之功能，可以與後級變頻器整合成為VOPFC-變頻壓縮機驅動器達到PWM/PAM雙模式控制策略。其工作模式切換如圖1.5，在加減速狀態時採用PWM控制，提高變頻器動態響應；在馬達定速運轉時，則切換為PAM控制，降低後級變頻器開關切換損失及馬達相電流漣波，提升馬達驅動器工作效率。除此之外，採用昇/降壓型功率轉換器，可適應更廣泛範圍的輸入電壓，並針對後級負載需求提供指定之輸出電壓，使得此整合式壓縮機驅動器具有更高的操作彈性且可做更廣泛的應用。

本論文所討論整合式無刷直流馬達驅動器架構主要分為兩個部份：前級為可變輸出交/直流功因修正功率轉換器，後級則為三相電壓源變頻器。其前級功率轉換器輸入為一般交流市電，透過電流及電壓雙迴路控制架構可讓系統輪替操作在升壓型或是降壓型模式，輸出穩定直流電壓。此串聯式昇降壓功率轉換器架構與一般常見功率轉換器主要差異為具有廣泛地可變輸出電壓範圍，可彈性依據後級負載需求調變輸出直流電壓，在本文中所設定輸出電壓範圍為50V~300V。同時透過良好的電流迴路控制，令輸入電流與輸入電壓達到同相位，改善電流諧波，提高功率因數及電源品質。整合式壓縮機的後級為變頻驅動器，其系統的基本操作原理已於前章提過，在本章將會更完整地討論控制器設計及整合具可變輸出功因修正之功率轉換器的控制策略，以達到效率最佳化。

4.1 VOPFC 控制系統架構

常見的直流/直流轉換電器有兩種主要控制模式，其一為單迴路控制方式，藉由回授輸出電壓與電壓參考命令進行比較來控制開關的導通週期，進而調整輸出電壓；一般此種控制方法常見操作在不連續導通模式(DCM)，具有控制電路簡單之優點；且因系統操作在不連續導通模式，與連續導通模式相比較，其開關切換損失較低，但電感電流的漣波成分以及通過功率晶體的有效電流皆較大，所以其導通損失較大。另一種多迴路控制方式，如圖2.2所示，其內具有一電流迴路，透過回授電感電流進行整流控制，以達到功因修正之效果，而外部外迴路則為電壓迴路，回授功率級輸出電壓，達到準確電壓控制的目的，提供後級一具有穩定電壓且功率因數良好之電壓源[58]、[59]。

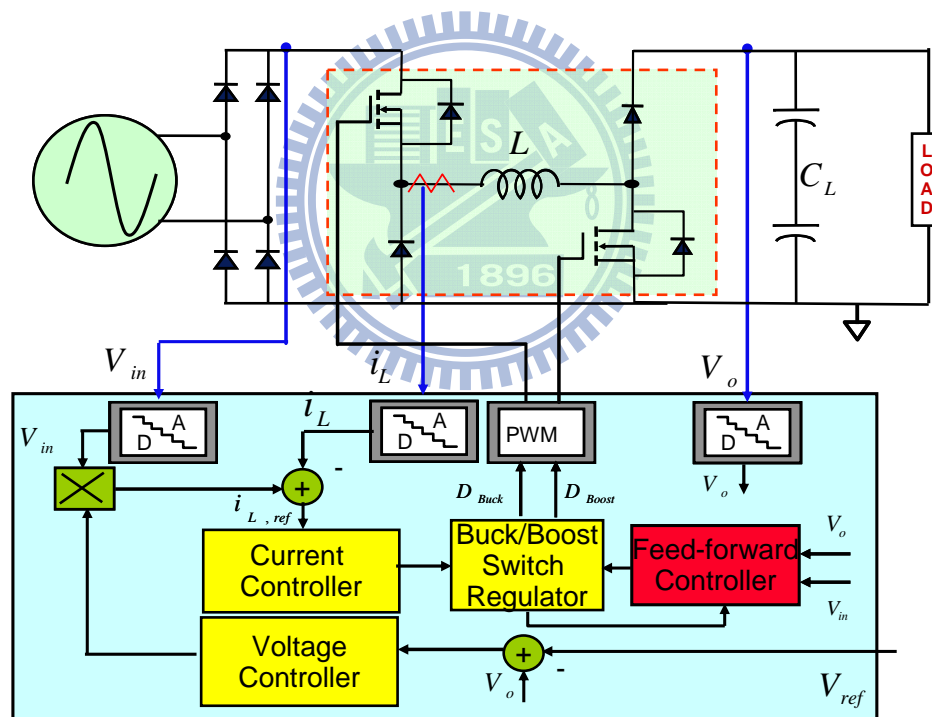


圖 4.1 串聯式昇/降壓功率轉換器之電路架構與系統方塊圖

4.1.1 電流迴路控制器設計

如圖4.2，本系統採用內外雙迴路控制架構，電流迴路控制為交直流轉換器中之最內層控制架構，其控制設計的優劣與否將直接影響到功率因數的提升與電

流諧波的改善程度，同時造成外部迴路之電壓響應變差，整體系統工作效率不佳，因此電流內迴路之設計為交直流轉換器控制設計的核心，其設計過程格外重要。

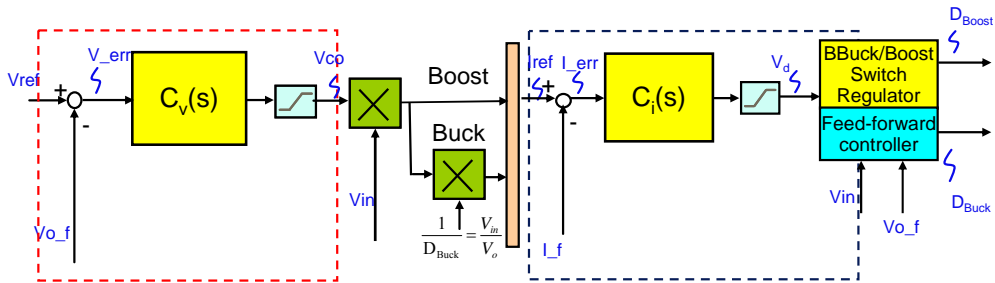


圖 4.2 Buck-Boost系統控制方塊圖，前級為電壓外迴路，後級為電流內迴路

本論文採用之電流迴路控制器具有兩級架構，其前級為傳統PI補償控制器，其主要功能為改善系統暫態響應，使電感電流能夠追隨參考命令，降低電流穩態誤差，達到電流控制的目的；而後級則為前饋補償控制器，此架構回授輸入電壓及輸出電壓，預先補償系統電流迴路響應，使其在不同的電壓輸入及輸出下，皆可維持一定的電流暫態響應。其電流控制器架構如圖4.3所示。

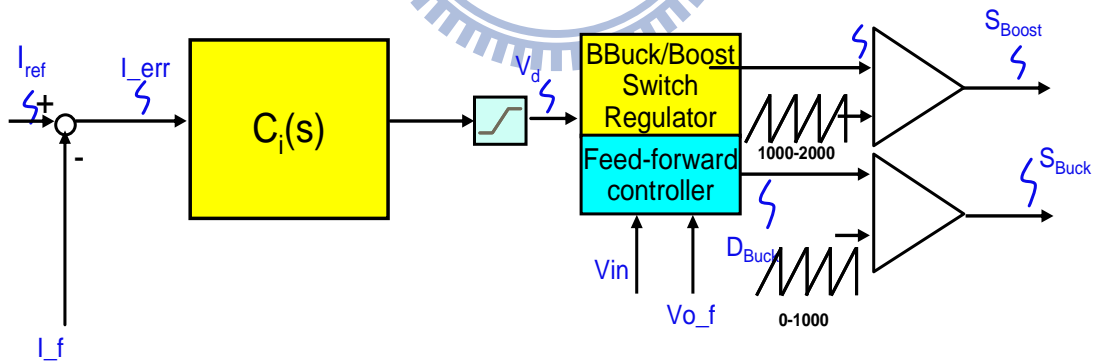


圖 4.3 電流迴路控制器與前饋補償控制器系統方塊圖

由前文所分析升壓型轉降壓型轉換器的小訊號轉移函數中可知，當系統工作在升壓型模式時，其電流迴路響應與輸出電壓成正比，隨著輸出電壓的下降，其電流響應頻寬會隨之下降；當系統工作在降壓型模式時，其電流迴路響應則隨著輸入電壓改變。此VOFPC功率轉換器之輸入電壓為整流後弦波波形，將使得電

流之頻率響應隨之改變。為了改善VOPFC系統對輸入電壓及輸出電壓之敏感度，透過回授輸入及輸出電壓進行前饋補償，

4.1.2 電流迴路控制器設計

本節主要針對上一節描述中的各方塊設計概念，利用MATLAB內建的SISO工具放置電流迴路及電壓迴路極零點的位置，進而符合設計上的需求。MATLAB軟體中內建的SISO工具，讓使用者可以透過圖形化的介面快速地選擇擺放極零點，程式會同步繪出加入控制器後之頻率響應波德圖，方便使用者決策控制器參數。首先從電流迴路設計起；在設計之前得先知道電流迴路是經由改變開關的週期以控制電感電流大小，藉由狀態平均表示法，可得狀態變數電感電流(i_L)及電容端電壓(v_C)和開關週期的狀態平均表示式，並從小訊號觀點觀察系統響應，再將此小訊號關係式轉換到 s -domain，並解關係式。又由於Buck-Boost電路為雙開關系統，在控制迴路的設計上不僅要滿足Buck的工作狀態，也要同時能滿足Boost的運作模式，故以下分析先假設輸出及輸入電壓皆為100 V進行分析：

在此假設下，系統可同時視為Boost模式或是Buck模式，其頻率響應波德圖如圖4.3所示，此時針對此系統設計PI補償器，使其頻寬達到1.5 kHz，並具有45 deg.以上之相位邊限(Phase Margin, PM)。

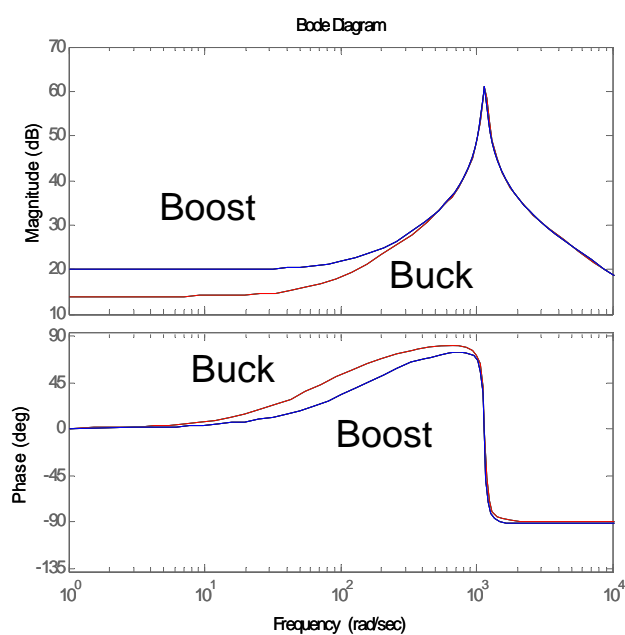


圖 4.4 在輸入電壓 $V_o = 100\text{ V}$ 及輸入電壓 $V_{in} = 100\text{ V}$ 下，Buck及Boost之小訊號
頻率響應波德圖

本論文使用Matlab之SISO-Tool進行補償零點擺放，此工具具有圖形化的介面，可讓設計者外速且準確地完成補償控制器參數設計，達成其系統規格要求。圖4.5所示為電流迴路頻寬達到1.5 kHz，且相位邊限為高達70 deg。然而系統在定頻率之數位控制器及電流類比轉數位取樣下，將導致部份的相位落後，並不如目前設計之結果這麼理想，為此系統將再透過PowerSIM(PSIM)之電腦模擬軟體進行電路模擬驗證，此模擬軟體可模擬數位控制器及類比數位(analog to digital converter, ADC)取樣轉換，將透過MATLAB所設計之控制器參數代入模擬電路檔，得到頻率響應波形為圖4.7，其頻寬及相位邊限符合要求規格。

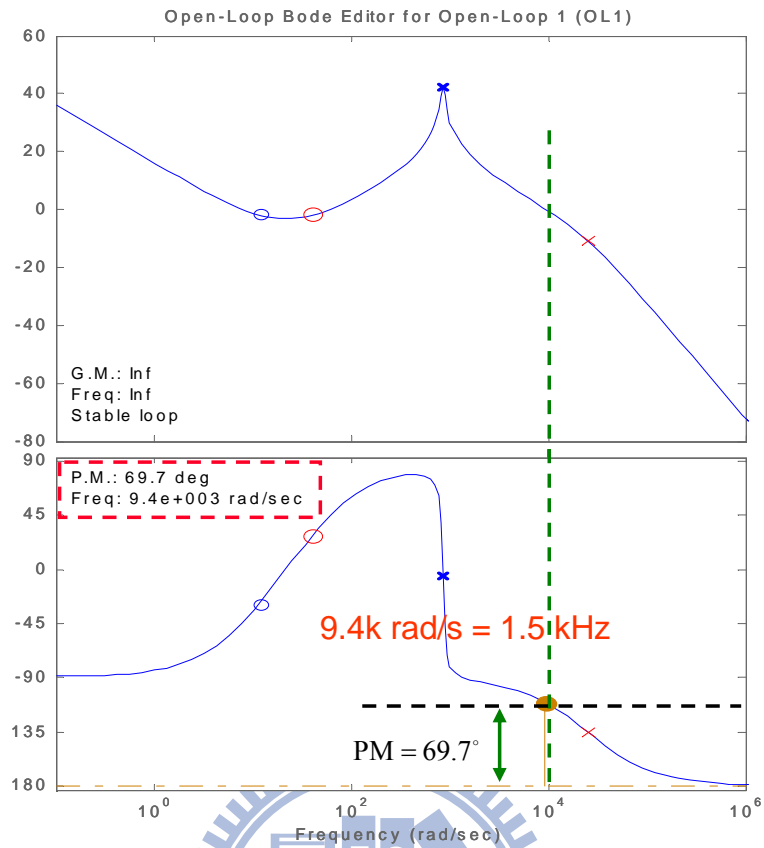


圖 4.5 電流補償控制器設計，調整系統頻寬為1.5 kHz，相位邊限為69.7°

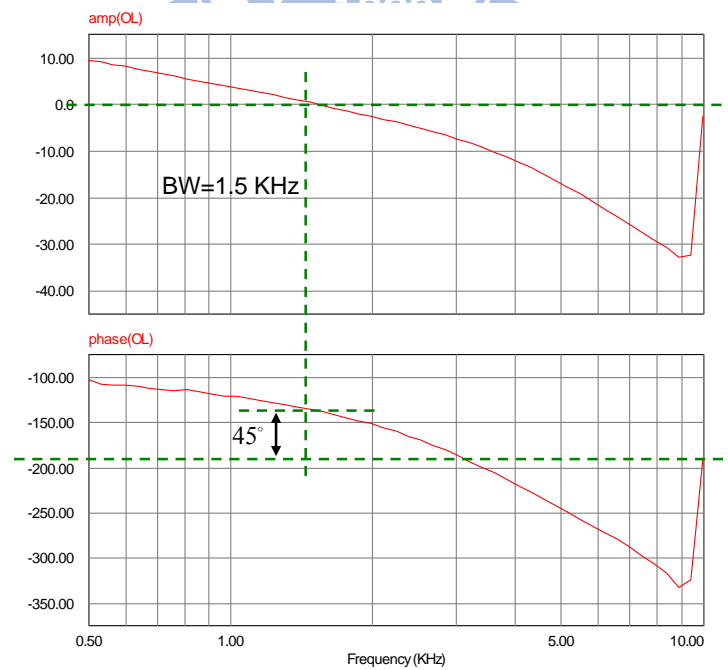


圖 4.6 VOPFC模擬電路之電流迴路頻率響應波德圖

已知升壓型及降壓型轉換器其電流迴路暫態響應皆與輸入或輸出電壓大小有關，其閉迴路下之頻率響應圖如圖4.8所示。由第二章中所推導的(2-59)，在降壓模式操作下，其電流迴路頻寬與整流後的弦波輸入電壓成正比，然而當輸入電壓接近低點時，其相對應電感電流命令變化最為劇烈，需要更大的電流迴路頻寬。除此之外，由(2-52)，在昇壓模式操作下，其電流迴路頻率響應中的直流增益與輸出電壓值呈正比，隨著操作的輸出電壓降低時，其電流迴路頻寬亦隨之降低，導致系統電流暫態響應變差，無法良好地追隨電流命令。

為了降低系統電流迴路控制對輸入電壓及輸出電壓的敏感度，本文中提出前饋補償控制架構。此架構透過回授輸入電壓及輸出電壓，可預先補償系統電流迴路響應，使其在不同的電壓輸入及輸出下，皆可維持一定的電流暫態響應，除了可簡化控制器設計之外，亦可避免電流迴路因為頻寬變動所導致的相位不足問題。其詳細的推導與分析將在下文中討論。

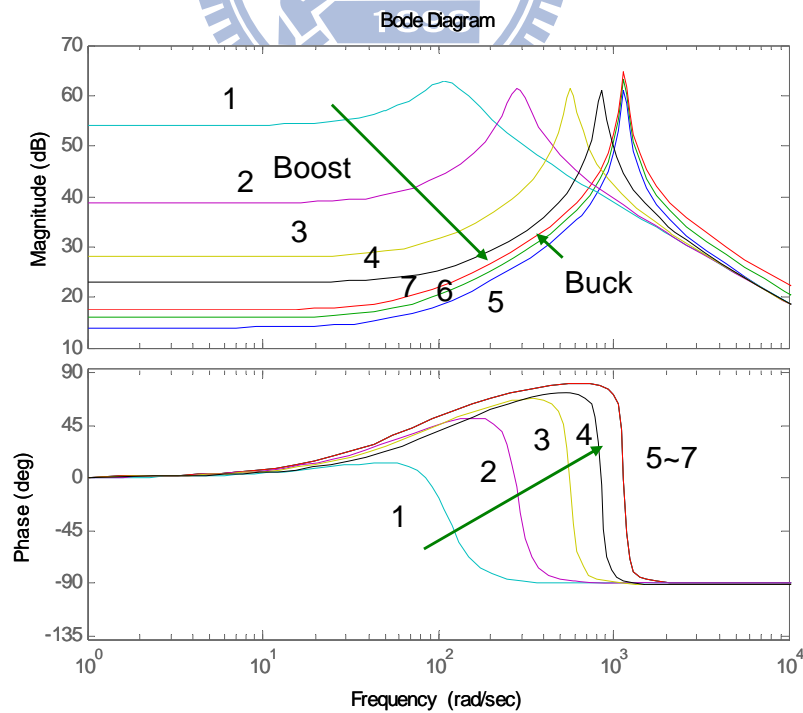


圖 4.7 輸出電壓固定100 V下，輸入電壓分別自10 V~150 V，各自小訊號模型頻率響應波德圖

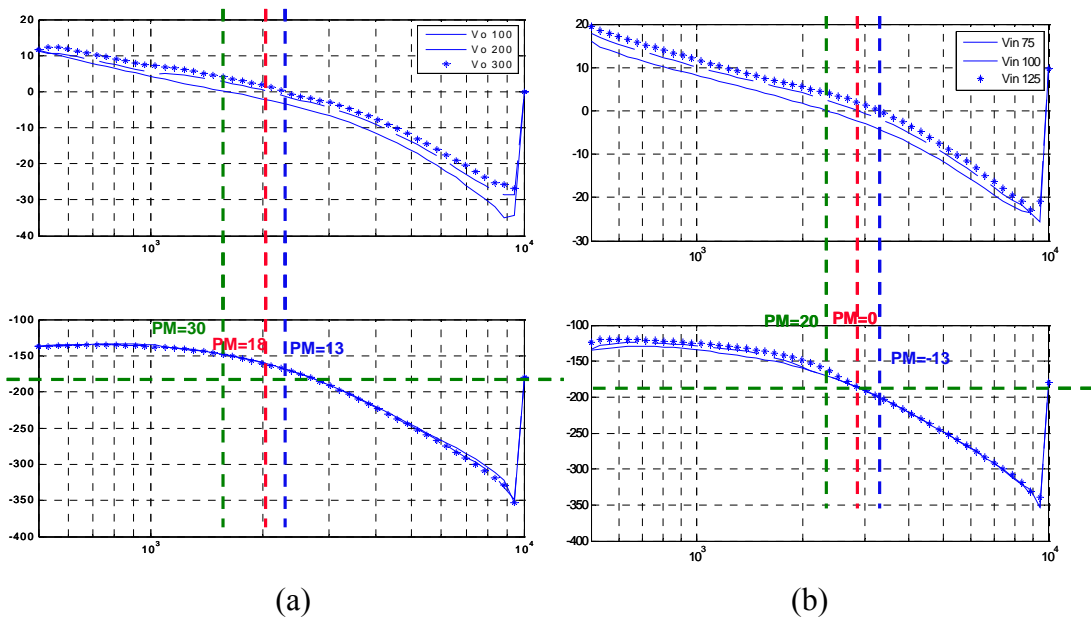


圖 4.8 電流迴路頻率響應圖，在一固定之PI控制器下，系統操作分別操作在(a)輸出電壓固定100 V，輸入電壓分別為100 V、200 V、300 V (b) 固定輸出電壓下，不同輸出電壓(75 V, 100 V 及 125 V)下之頻率響應

4.1.3 降壓模式前饋補償控制器

首先由圖4.9所示，此為簡化電路圖，針對系統操作在Buck模式時進行分析，此時的系統輸入電壓 v_{in} 大於輸出電壓 v_{out} ，在此透過調變開關責任週期比，即可控制電感電流增減。

$$\Delta i_L = [v_{in}d - v_{out}] \frac{T_s}{L} \quad (4-1)$$

$$v_d = v_{in}d - v_{out} \quad (4-2)$$

由(4-1)及(4-2)可知，在固定的開關切換頻率下，電流增量 ΔI_L 與 V_d 成正比，其中 v_d 為我們所期望控制電壓，其值為電流補償控制器輸出訊號，最後推導得到開關責任週期比 d

$$\frac{v_d + v_{out}}{v_{in}} = d \quad (4-3)$$

由(4-1)、(4-2)及(4-3)可推得其前饋補償器系統方塊圖，如圖4.10所示。

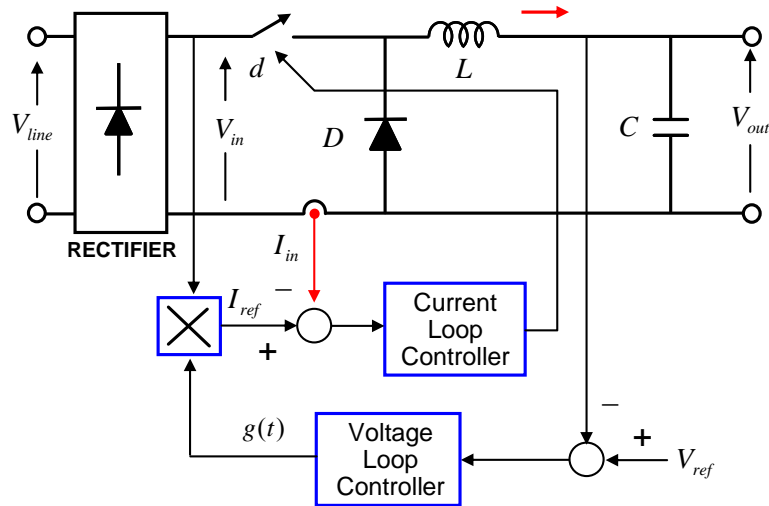


圖 4.9 降壓型操作系統方塊圖

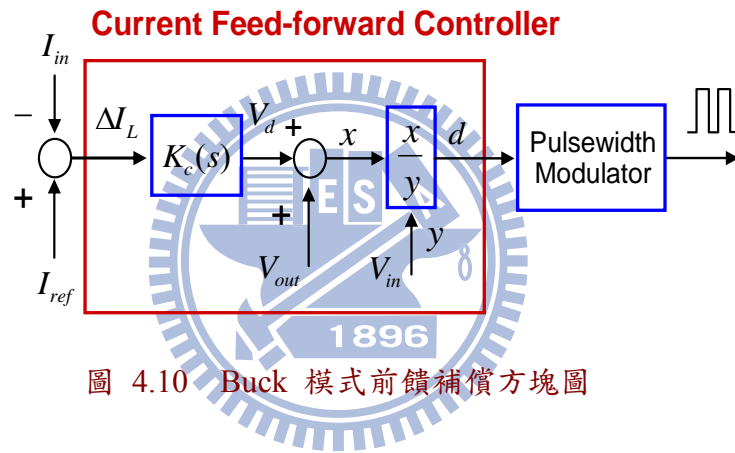


圖 4.10 Buck 模式前饋補償方塊圖

4.1.4 昇壓模式前饋補償控制器

在boost操作模式下，其討論情形與buck模式操作相近，電流增量 ΔI_L 仍與 V_d 成正比，不過boost電路架構下 V_d 與buck模式下時不同。

$$\Delta i_L = [v_{in} - (1-d)v_{out}] \frac{T_s}{L} \quad (4-4)$$

$$(d-1)K_d = D' = D - K_d, K_d d = D \quad (4-5)$$

其中 $v_d = v_{in} - (1-d)v_{out}$ ， $\frac{v_d - v_{in}}{v_o} = d - 1$ ，由於此時輸出訊號為 $d - 1$ ，為了修正

此差異，根據(4-5)，修改三角波準位，令其降低 K_d 值，可修正輸出有效開關切

換命令 D 與責任週期比 d 成正比。圖4.11為boost模式之前饋補償控制之等效方塊圖。

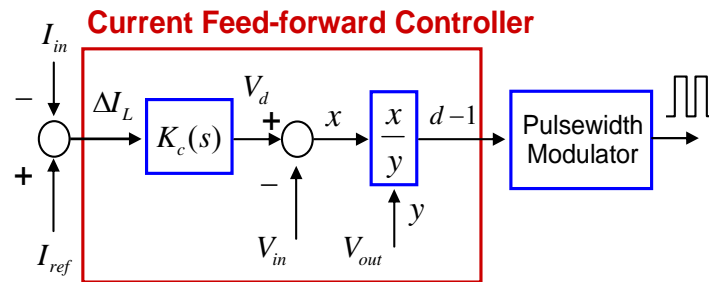


圖 4.11 Boost 模式前饋補償方塊圖

最後整合PI控制器及前饋補償控制器，如圖4.12所示，完成電流迴路控制器設計。其電流迴路頻寬在1.5 kHz，具有45 deg. 之相位邊限，並不受到輸出及輸入電壓變動影響。其頻率響應波形如圖4.14所示。

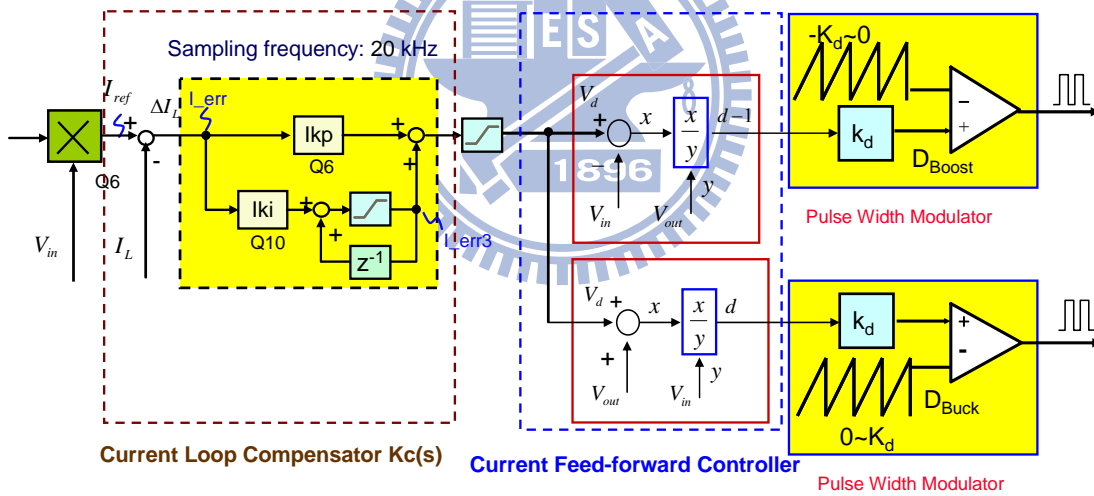


圖 4.12 電流迴路控制器與前饋補償控制器系統方塊圖

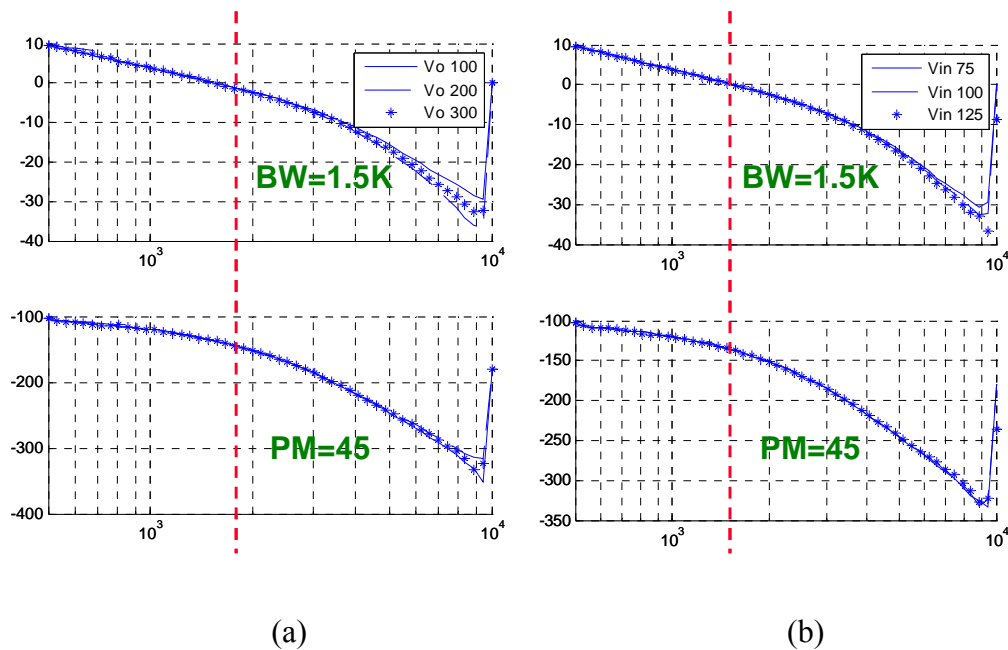
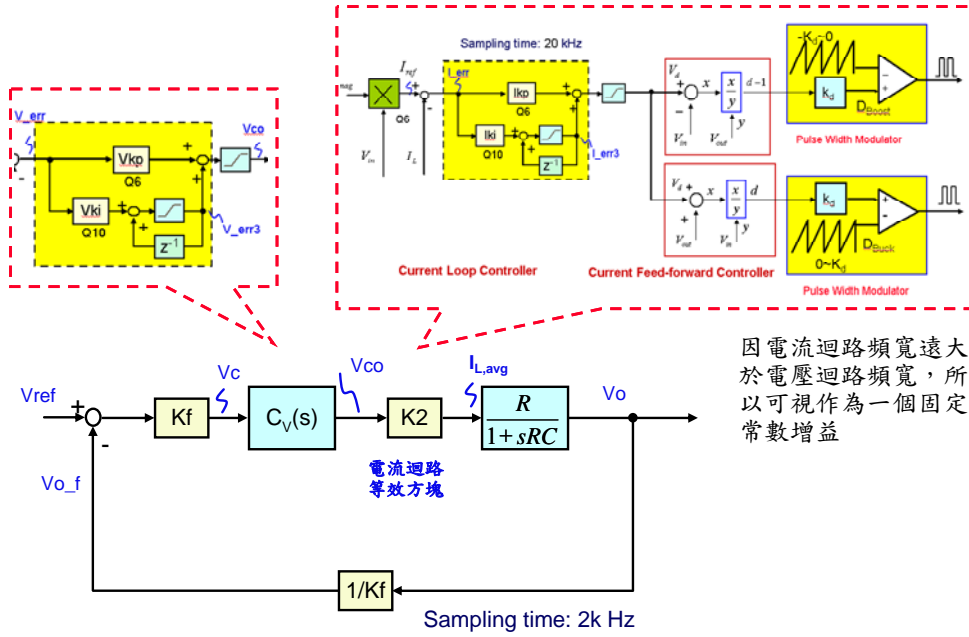


圖 4.13. 加入前饋補償控制器後之電感電流迴路頻率響應圖，在(a) 不同輸入電壓及 (b) 不同輸出電壓下，皆具有一致之頻率響應($BW=1.5 \text{ kHz}$, $PM=45 \text{ deg.}$)

4.1.5 電壓迴路控制器設計

電壓迴路為外迴路而電流迴路則為內迴路，因此設計電壓迴路得依靠前面的電流迴路結果，設計電壓迴路補償器。為了避免輸入電流造成的120 Hz電壓漣波對電感電流命令造成影響，預估電壓迴路頻寬為25Hz。由於電流迴路頻寬遠大於電壓迴路頻寬，故電流迴路可等效為一定值常數 K_2 ，如圖4.14。選用電壓控制器為PI控制器，透過電壓回授控制可改善電壓控制響應速度，同時藉由PI控制其令電壓響應穩態誤差為零。由圖4.15可知此閉迴路系統具有27 Hz的電壓迴路頻寬，與所求值接近。



因電流迴路頻寬遠大於電壓迴路頻寬，所以可視為一個固定常數增益

圖 4.14 簡化電壓迴路系統方塊圖

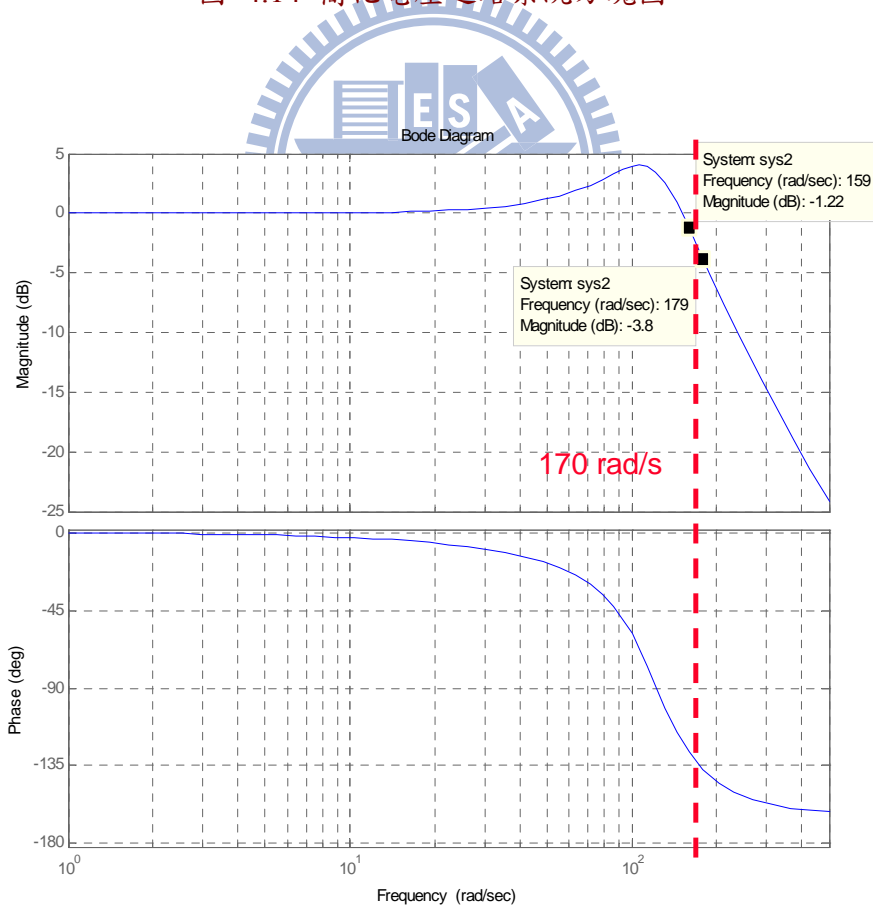


圖 4.15 電壓閉迴路頻率響應波德圖

4.2 Inverter控制器設計

4.2.1 控制架構

第三章已完整地介紹磁通導向控制法，透過磁通導向控制法可以穩定且準確地控制馬達運轉速度，並維持輸出最大力矩，達到最大效率。其設計的關鍵在於控制器設計，透過良好的控制器設計，可令系統具有較佳且穩定的響應。

本論文中採用的永磁同步馬達控制器架構如圖4.16。我們可以藉此了解整個電流閉迴路架構。進行電流閉迴路控制之前，必須知道轉子的磁場方向，藉由控制定子線圈電流，製造一個與轉子磁場相互垂直的電流磁通量，藉此產生轉矩驅動馬達。獲得轉子位置的方法可藉由霍爾感測器(Hall Sensor)、編碼器(Ecoder)或是無感測技術；知道轉子磁場位置後，即可產生相對應定子線圈電流命令，同時將馬達定子輸出的三相電流訊號回授，經由座標轉換，可或得到同步旋轉d-q座標軸上的電流分量，此值與速度控制閉迴路輸出d-q坐標軸磁場電流命令做比較，形成一個完整的閉迴路架構。針對此閉迴路設計電流迴路控制器，輸出對應的脈寬責任比(Duty)，可獲得相對應電流且有效率地驅動馬達。

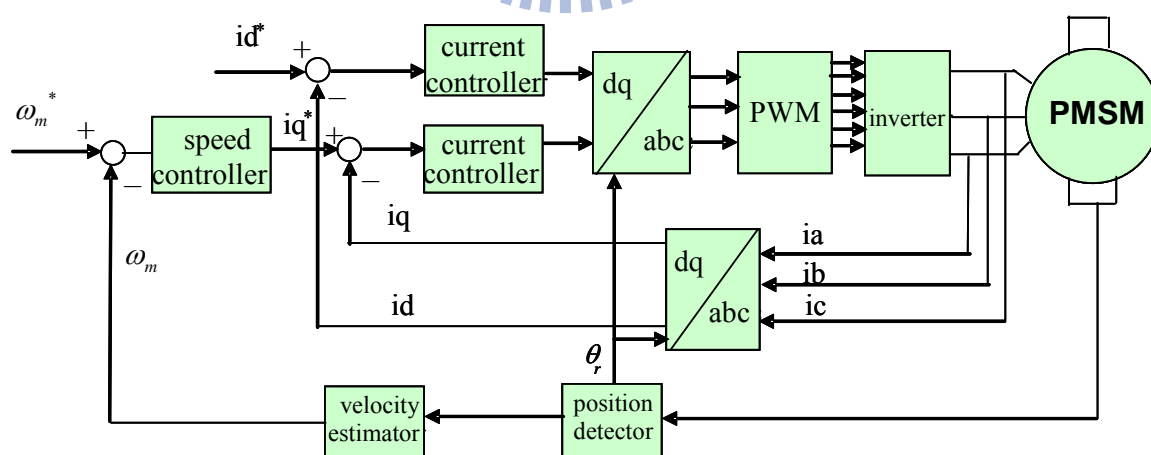


圖 4.16 永磁同步交流馬達電流與速度控制架構

4.2.2 電流控制器設計

設計伺服馬達驅動器時，參考前張傑分析之馬達基本架構，可知馬達等效模型為一個兩極點系統，同時具有耦合的情形。為了簡化系統的控制，達到穩定且高速響應，設計一個電流內迴路控制架構，嘗試將系統極點解耦合並藉控制器改善系統響應能力。本節將利用之前討論的永磁同步馬達的等效模型，加入電流控制器設計的部份，並利用控制理論求出合理的控制參數。

圖4.17為永磁交流同步馬達的電流迴路等效模型，其中控制器採用PI控制器(即為比例控制器與積分控制器的組合)，利用前章所述的磁通導向觀念，可知在無弱磁控制狀態下，系統的電流鏈大小即為為q軸電流(力矩電流分量)，而 i_d 電流則為0，而所控制的受控體可進一步簡化為一階系統，加入PI控制器的閉迴路系統，穩態誤差可為零。

PI控制器兩個參數對一階受控體的系統影響如下：當 K_p 定值， K_i 越大系統的響應越快，但相對的系統的過超越(overshoot)越大，此時可以增大 K_p 使系統的過超越(overshoot)降低。而在設計電流迴路時，馬達的反抗電動勢可視為外來干擾，由於反抗電動勢和轉速成固定比例，其頻寬和轉速的頻寬相近，又電流迴路的頻寬通常遠大於馬達轉速頻寬，因此，在電流迴路裡將反抗電動勢視為定值。

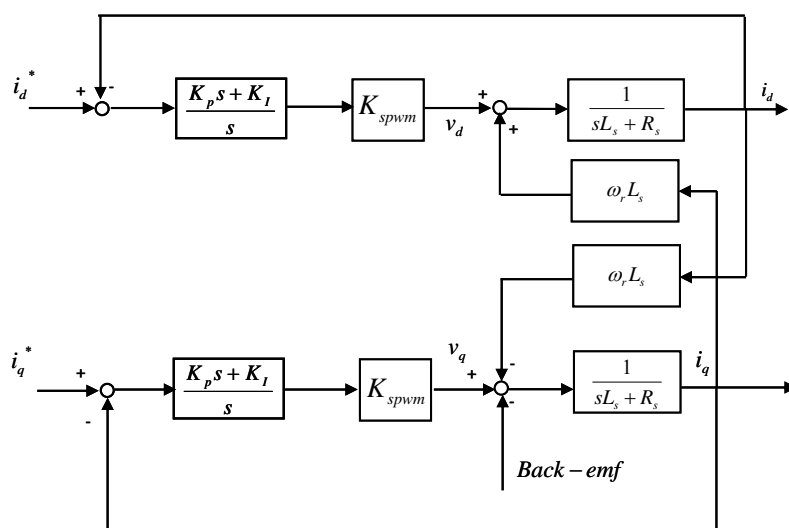


圖 4.17 電流控制系統方塊圖

表4.1 馬達參數與規格表

說明	標準值	單位
rated power	550	W
rated voltage	280~340	V
rated torque	1.568	N-m
rated speed	3350	rpm
rated current	3.1	A
R_s	1.65	Ω
L_s	5.5	mH
λ_f	0.02195	V-s/rad
J	1.056×10^{-5}	Kg.m ²
B	3.91×10^{-4}	N-m-s/rad

$$G_p(s) = \frac{1}{L_s + R_s} = \frac{1}{0.0055s + 1.65} = \frac{181.81}{s + 300} \quad (4-6)$$

$$G_c(s) = \frac{K_p s + K_I}{s} \quad (4-7)$$

開迴路轉移函數(Loop gain)

$$L(s) = \frac{181.81 K_p K_{pwm} (s + \frac{K_I}{K_p})}{s(s + 300)} \quad (4-8)$$

由於控制系統的暫態響應及相對穩定度與閉迴路特徵方程式的極點在s平面上的位置有直接關係，因此當開迴路中的參數發生改變，極點在s平面上的位置也會跟著改變，所以我們可以藉由根軌跡的觀念來設計電流控制器的 K_p 及 K_I 值。

在決定 K_p 及 K_i 值之前，要先考慮電流迴路的頻寬大小，由於脈寬調變開關的切換頻率為20 kHz，因此電流迴路的頻寬在設計時必須小於20 kHz的一半，所以電流迴路的頻寬定為4k Hz，同時，系統的相位邊限設計在75 deg.，使系統達到快速響應，但是不至於有太大的過超越量。如(4-6)開迴路轉移函數可知，有兩個開迴路極點位在0跟-300，一個開迴路零點在 $-K_i/K_p$ ，因此當 K_p 及 K_i 參數發生變動時，零點位置會有所改變，造成閉迴路極點軌跡也會有所不同，所以選定零點在兩個開迴路極點的左邊，使電流閉迴路的極點成為一對共軛複根，如圖4.18，最後，選擇 $K_p=542.3$ ， $K_i=3.19\times 10^6$ ，使得電流迴路頻寬等於4 kHz以及相位邊限等於75deg.，如圖4.19，如此選出的PI控制器可使穩態誤差消失，又能達到快速的響應。

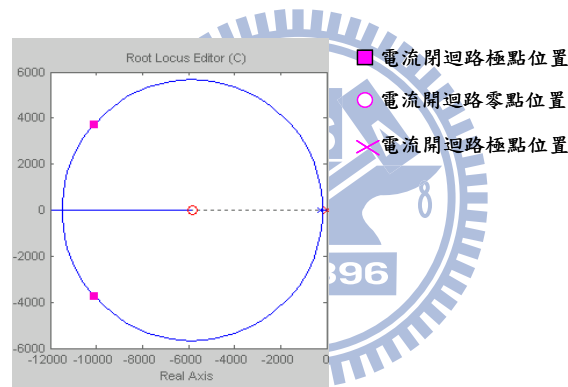


圖 4.18 零點位置分析圖

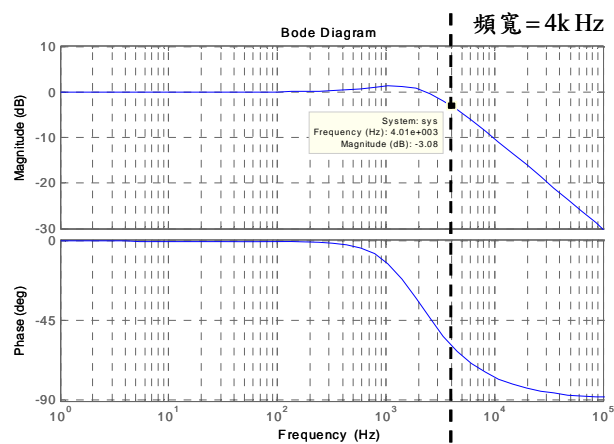


圖 4.19 電流閉迴路轉移函數頻率響應

4.2.3 速度控制器設計

速度控制迴路為電流迴路的外迴路如圖4.20，其功能主要有二，第一為當負載變動時，仍可維持穩定速度而不受其干擾，第二為依照馬達及變頻器中開關能夠承受電流的最大值，在速度控制器輸出使用限制器加以限制，當馬達加減速操作時，能夠限制馬達的線圈電流，具有保護變頻器的優點。因為電流迴路的頻寬通常遠大於速度迴路頻寬，所以內部電流迴路可被近似為大小1的常數為增益，因此，簡化後的速度控制迴路如圖4.21，為了消除速度迴路的穩態誤差，控制器同樣是採用PI控制器。

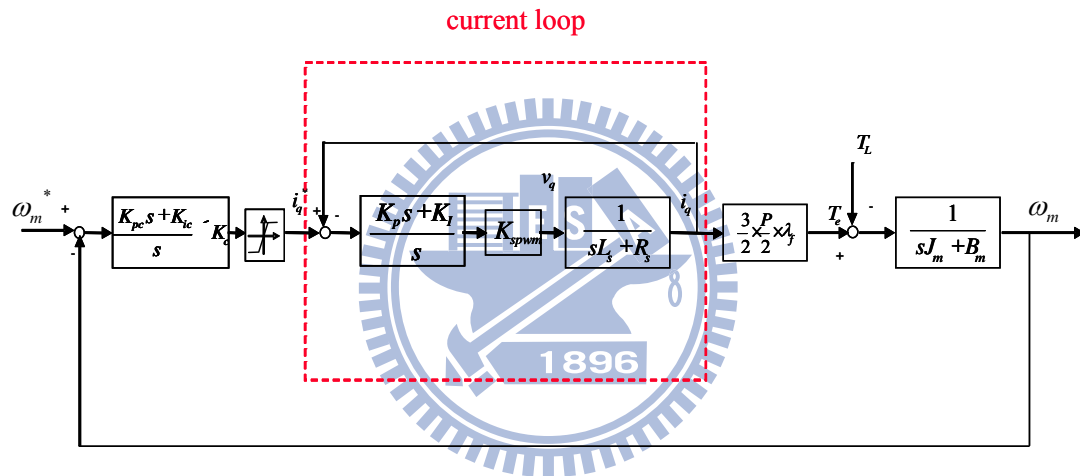


圖 4.20 速度控制系統方塊圖

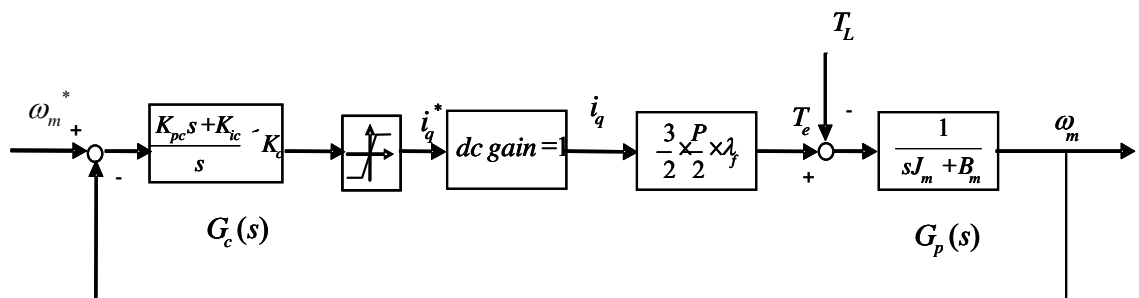


圖 4.21 簡化電流控制系統的速度控制系統方塊圖

根據經驗法則，電流迴路的頻寬約為速度迴路頻寬的10倍左右，因為設計完成的電流迴路頻寬為4 kHz，所以設計速度迴路頻寬為400 Hz；而設定PM(phase

margin)為90 deg.，速度迴路可為一較穩定系統。利用極點零點對消法，將 $G_c(s)$ 中的零點與 $G_p(s)$ 中的極點相消，簡化速度閉迴路轉移函數為一階系統，因此 $K_{pc} = J_m = 1.056 \times 10^{-5}$ 和 $K_{pi} = B_m = 3.91 \times 10^{-4}$ 。

開迴路下系統轉移函數(Loop gain)為

$$L(s) = \frac{K_c \times \frac{3}{4} p \times \lambda_f}{s} = \frac{0.06585 K_c}{s} \quad (4-9)$$

根據速度迴路頻寬400 Hz 可推得 $K_c = 38166$ ，最後PI控制器參數為 $K_p = K_c K_{pc} = 0.403$ 和 $K_I = K_c K_{ic} = 14.92$ ，速度開迴路及速度閉迴路頻率響應分別為圖4.22、圖4.23。

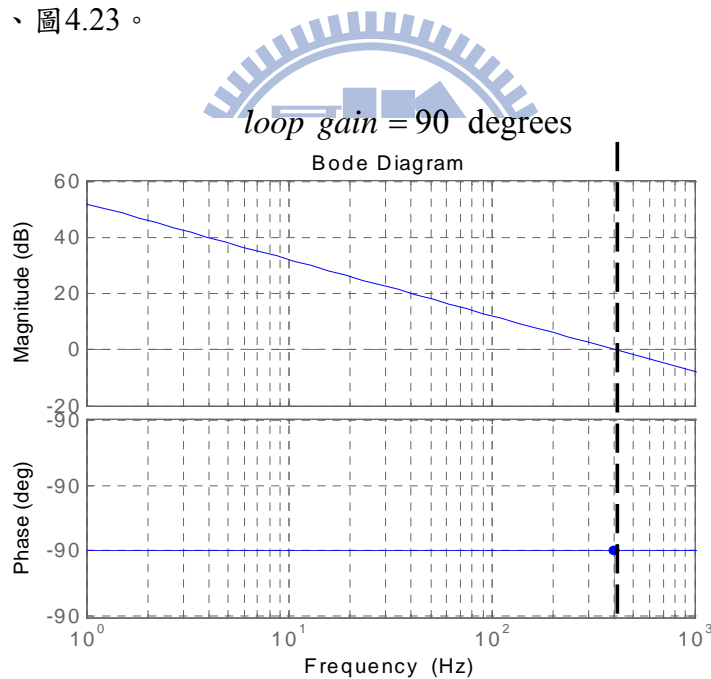


圖 4.22 速度開迴路轉移函數頻率響應

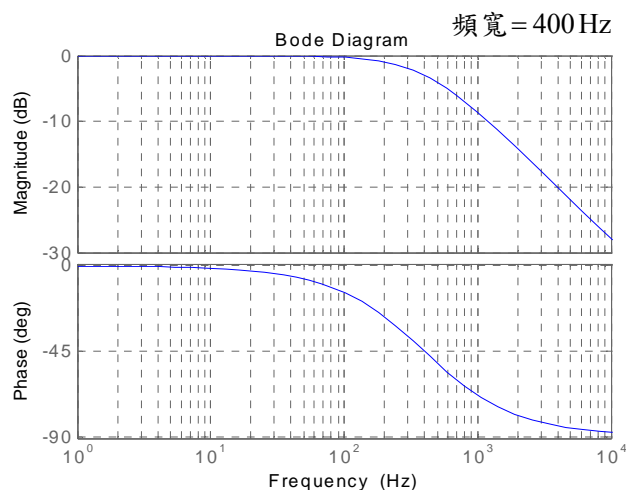


圖 4.23 速度閉迴路轉移函數頻率響應

4.2.4 以數位方法實現控制器

相較於類比的實現方法，以數位方法實現控制器，有以下幾點好處：

- 1). 制精度佳：由於在實現控制器不使用運算放大器，因此，對於電壓或溫度的變化，比類比方法的精度高。
- 2). 體積小：使用單晶片微電腦取代運算放大器，因此體積大幅縮小。
- 3). 參數可調化：數位化之後，控制器的參數可調。
- 4). 維護性佳：由於微電腦的運算結果有記憶能力，因此容易作故障診斷處理。
- 5). 抗雜訊能力高
- 6). 可利用演算法實現複雜的控制方式

除了上述的優點以外，數位化實現控制系統時，因受到取樣時間和微電腦運算時間的影響，PM會下降，使系統的穩定性降低，此為設計時重要的考量因素。增加的相位落後可由下式表示：

$$\phi_d = \phi_{S/H} + \phi_{calculation} = 360^\circ \times F_c \times \frac{T_s}{2} + 360^\circ \times F_c \times T_{calculation}$$

最後的PM為 $\phi_m = \phi_a - \phi_d$

其中 F_c : gain crossover frequency

T_s : sampling time

$T_{calculation}$: calculation time of microprocessor

ϕ_a : phase margin in analog system

因為在不不論是VOPFC或是變頻器之控制迴路控制器皆有使用積分運算，而數位積分運算有以下三種近似法則：

(a) 矩形近似： $y[n] = y[n-1] + K \cdot T \cdot u[n-1]$

(b) 超前矩形近似： $y[n] = y[n-1] + K \cdot T \cdot u[n-1]$

(c) 梯形近似： $y[n] = y[n-1] + \frac{K \cdot T}{2} \cdot (u[n-1] + u[n])$

將上述近似方法以 z-domain 表示後，其關係式為：

(a) 矩形近似： $\frac{KT}{z-1}$

(b) 超前矩形近似： $\frac{KT \cdot z}{z-1}$

(c) 梯形近似： $\frac{KT}{2} \frac{z+1}{z-1}$

本論文中之積分實現最後採用超前矩形近似法，其方法具有簡單實現的優點。如圖4.24、圖4.25及圖4.26所示為變頻器之電流及速度迴路控制器整體的數位實現方塊圖。

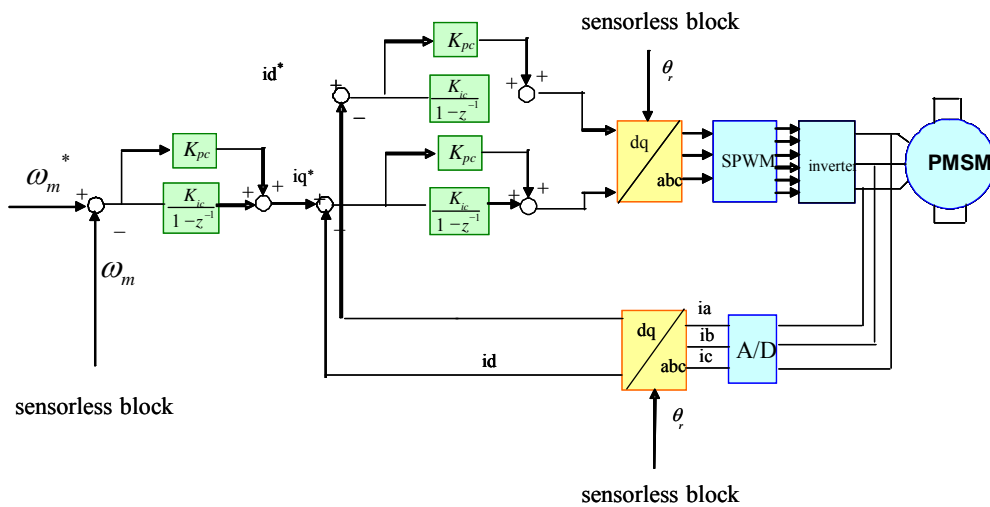


圖 4.24 數位實現方塊圖

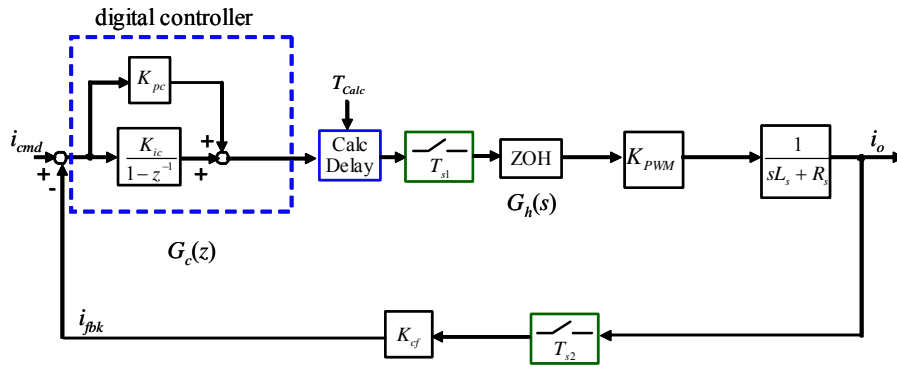


圖 4.25 數位化電流迴路

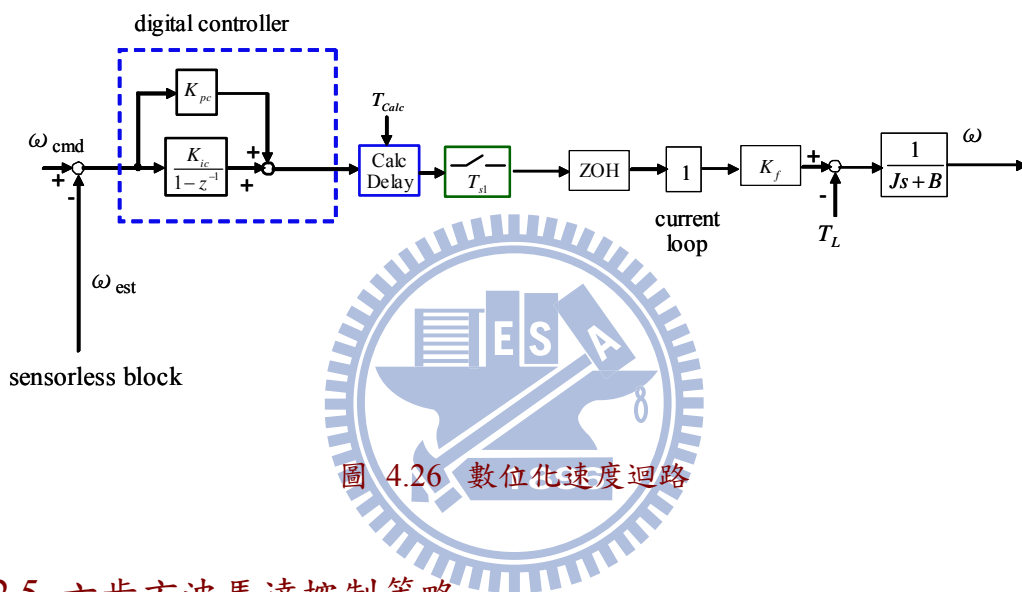


圖 4.26 數位化速度迴路

4.2.5 六步方波馬達控制策略

為了有效降低開關切換次數，令壓縮機驅動器達到最高效率，本文提出 VOPFC-PAM 變頻驅動法，透過六步方波控制，達到最低的開關切換次數，並藉由 VOPFC 之可變輸出功能，依據速度命令，調變直流輸出電壓，達到變頻控制之效果，並具有高功因及高效率之優點。圖 4.28 為理想之反抗電動勢與換相訊號之波形圖，在一個電氣週期中共有六個換相點，故此控制策略稱為六步方波控制法。

由圖 4.27 所表示之反抗電動勢與換相訊號波形關係圖可推知，任一時間馬達僅有兩相通過電流，透過變頻器進行電流控制，而此時此兩相反抗電動勢大小與位置無關，故可將此馬達視為一有刷直流馬達討論。以圖 4.28(a) 做為例，此時變

頻器之S1、S4開關導通，其電流由馬達A相流入B相流出，在此狀況下，可將此時電路操作等效為圖4.28(b)，透過電流回授進行相電流控制。

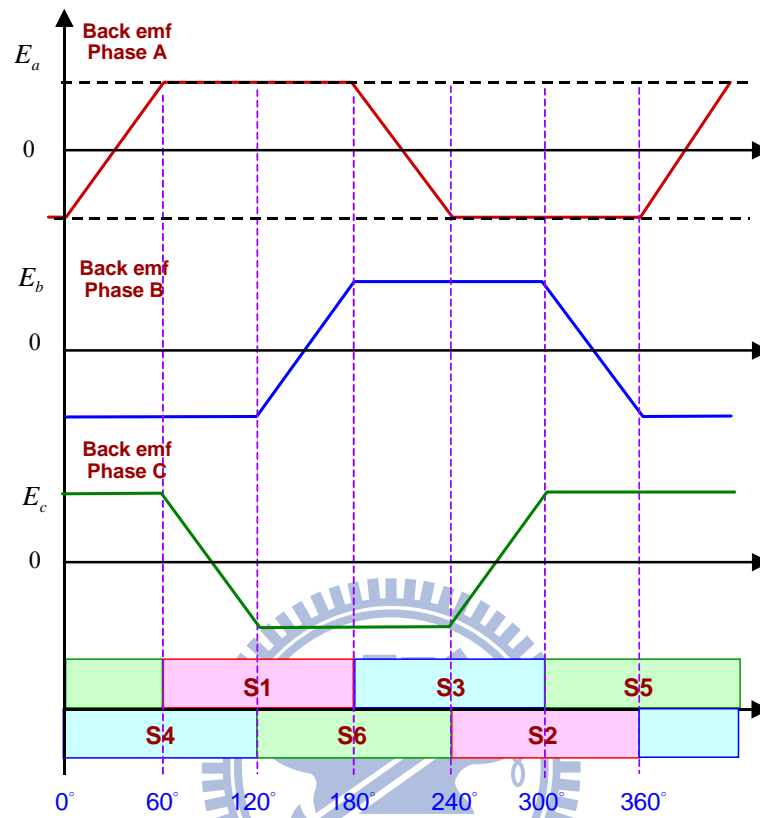
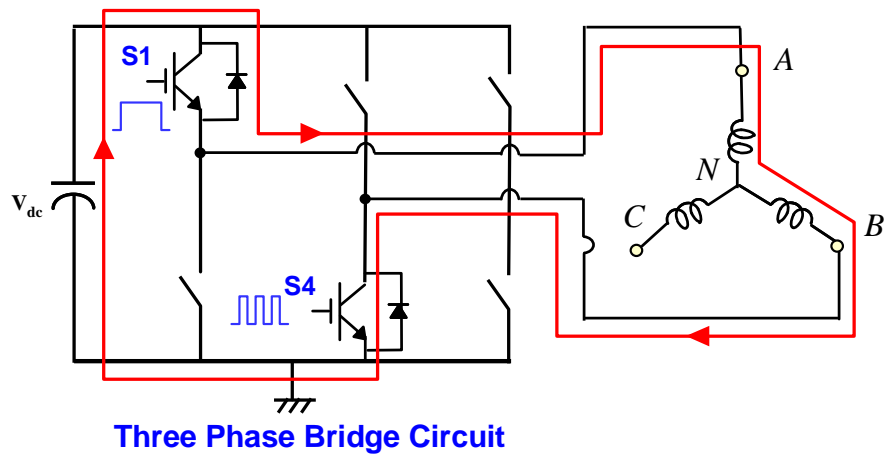
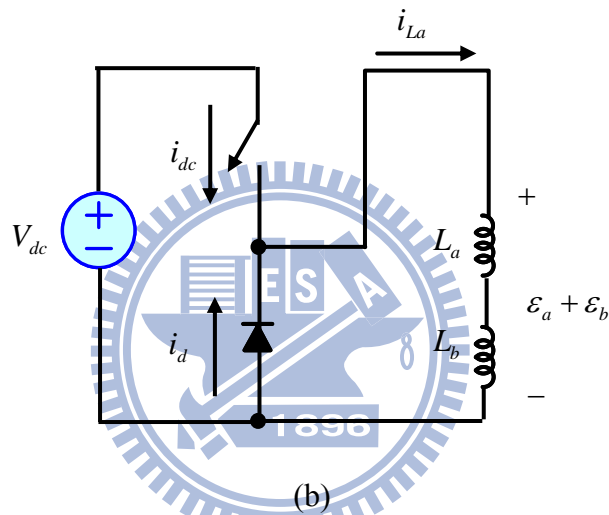


圖 4.27 理想之反抗電動勢與換相訊號波形



(a)



(b)

圖 4.28 (a)三相橋式電路與無刷直流馬達電流關係(b)變頻器與馬達相電流之等效模型

典型的電流回授會直接回授馬達相電流，因為馬達三相內部電路為Y型或是 Δ 形架構，三相電流總合為零，所以僅需兩相電流回授其中，即可透過簡單運算得到第三相電流資訊。不過在本文中提出回授僅直流鏈電流進行閉迴路控制，可減少電流回授電路之複雜度，降低系統建置成本。參考圖3.10所示，由圖中觀測六種操作狀態下，其馬達相電流之絕對值與直流鏈電流之峯值一致，其波形圖如圖4.29。雖然直流鏈電流波行為非連續，但本文中提出電流同步取樣策略，可準確取得變頻器輸入之直流鏈電流峯值，由此回授資訊控制馬達相電流進行穩定運轉。

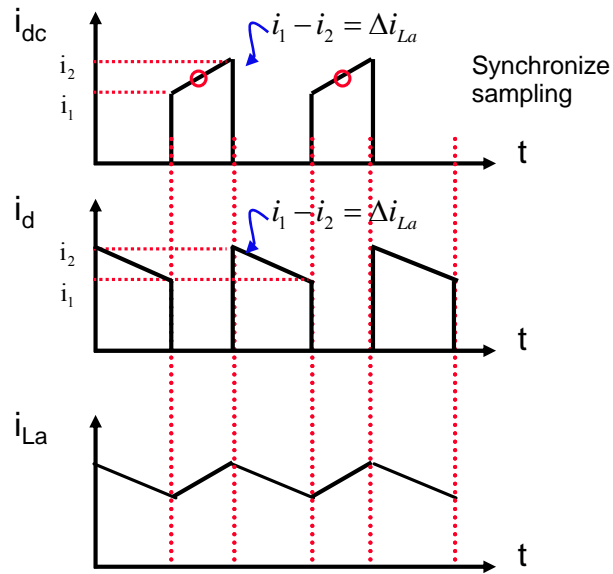


圖 4.29 電流同步取樣策略之波形，其波形由上至下分別為非連續輸出電流、飛輪二極體電流、馬達電感之連續電流

典型的馬達控制架構在第三章已提到過，如圖3.19所示，系統具有雙迴路控制器，分別為內迴路電流控制迴路及外迴路速度控制迴路。電流迴路控制可以提高電流暫態響應，使得馬達在負載變動下依然可以具有穩定扭矩；速度迴路控制可令馬達運轉地更穩定，且可隨著系統需求調整馬達轉速，令壓縮機工作地更有效率。前文已提到利用六步方波控制馬達可將馬達視為直流馬達進行控制，其等效的控制器系統方塊圖如圖4.30所示。

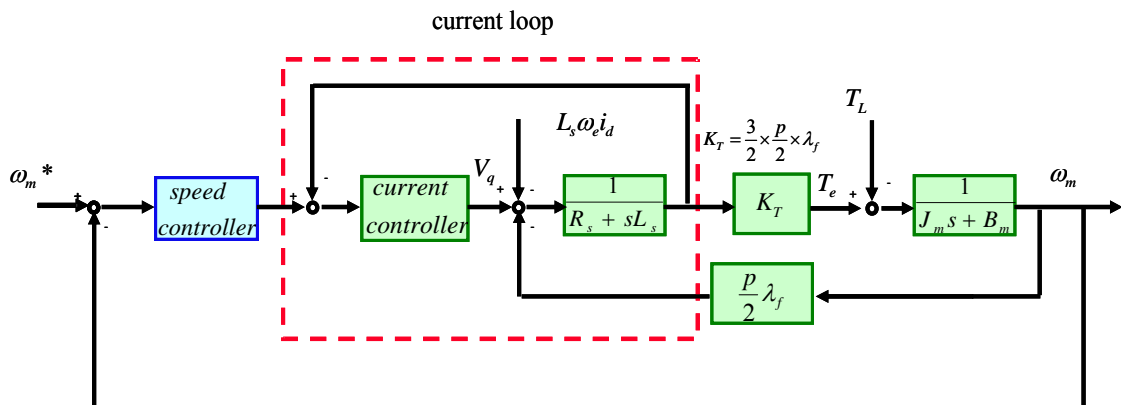


圖 4.30 無刷直流馬達等效系統方塊圖，其內部為電流迴路控制，外迴圈為速度迴路控制

4.3 VOPFC-Inverter 整合驅動控制器設計

4.3.1 馬達電感電流漣波分析

降低變頻器開關切換頻率時，在固定的直流電壓下，其電感電流漣波會隨之增大，因此電感值之大小經常是依據開關切換頻率及電感電流漣波成分比例進行設計。然而此時透過VOPFC之可變輸出電壓特點，可在相同的電感電流漣波規範下，降低開關切換頻率，降低開關切換損失，提升系統效率。以下分析將探討其電感電流漣波與直流電壓之關係。

如圖4.31，當系統由六步方波控制時，其變頻器開關 S_1 及 S_2 輪流切換，馬達ac相導通，馬達電感相電流如圖4.32所示。假設此無刷直流馬達固定轉速 ω_e ，此時具有固定反抗電動勢 V_ε ，在固定開關切換週期 T_s 操作下，馬達相電流之電感電流漣波為


$$\Delta_i = \frac{V_{dc} - V_\varepsilon}{L_s} DT_s \quad (4-10)$$

其中 D 為開關責任周期比，此時穩態操作下

$$D = \frac{V_\varepsilon}{V_{dc}} \quad (4-11)$$

其中由(4-10)可知電感電流漣波與開關切換頻率及輸入直流電壓相關。在維持相同比例的電感電流漣波下，若能降低直流電壓，則可降低開關切換頻率，其關係推導如下：

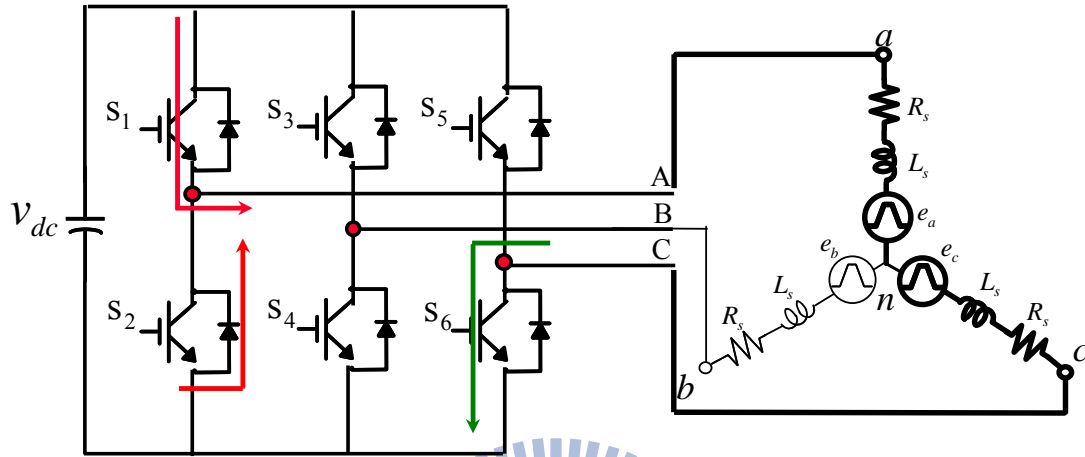
當電感電流漣波大小相等時 $\Delta_{i1} = \Delta_{i2}$ ，依(4-10)之關係式可推得

$$\left(\frac{V_{dc1} - V_\varepsilon}{L_s}\right) \frac{V_\varepsilon}{V_{dc1}} T_{s1} = \left(\frac{V_{dc2} - V_\varepsilon}{L_s}\right) \frac{V_\varepsilon}{V_{dc2}} T_{s2} \quad (4-12)$$

其中 T_{s1} 、 T_{s2} 為其開關切換週期， V_{dc1} 及 V_{dc2} 為輸入直流電壓，將其關係式進一步整理為

$$\frac{T_{s1}}{T_{s2}} = \left(\frac{V_{dc2} - V_\varepsilon}{V_{dc1} - V_\varepsilon} \right) \frac{V_{dc1}}{V_{dc2}} = \frac{1 - \frac{V_\varepsilon}{V_{dc2}}}{1 - \frac{V_\varepsilon}{V_{dc1}}} \quad (4-13)$$

由此關係式可知當直流電壓改變時，其相對應之開關切換週期及頻率。



Three Phase Bridge Circuit

圖 4.31 三相變頻器與等效三相無刷直流馬達模型接線圖

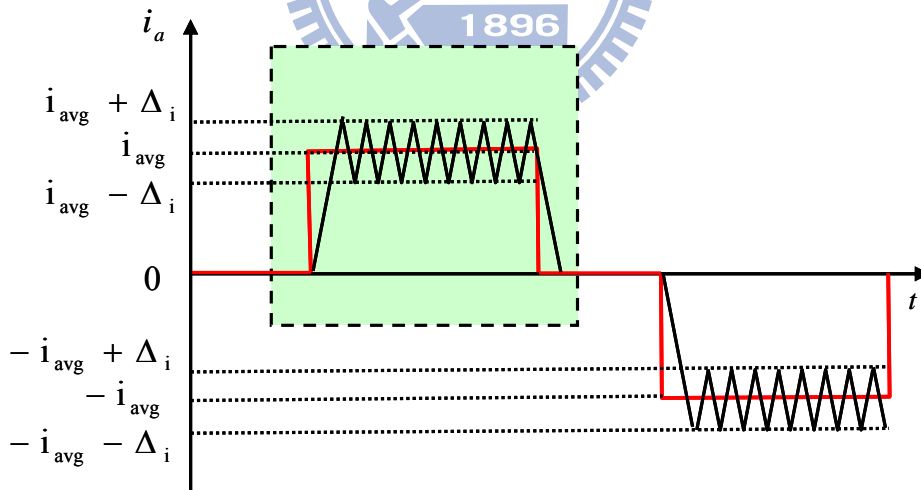


圖 4.32 無刷直流馬達之單相電感電流

在定電壓下，馬達變轉速操作下，其電感電流漣波為

$$\begin{aligned}
\Delta_i &= \frac{V_{dc} - V_\varepsilon}{L_s} DT_s = \left(\frac{V_{dc} - V_\varepsilon}{L_s} \right) \frac{V_\varepsilon}{V_{dc}} T_s \\
&= \frac{V_\varepsilon T_s}{L_s} \left(1 - \frac{V_\varepsilon}{V_{dc}} \right) \\
&= \frac{T_s}{L_s} \left[-\frac{1}{V_{dc}} (V_\varepsilon - \frac{V_{dc}}{2})^2 + \frac{V_{dc}}{4} \right] \leq \frac{T_s V_{dc}}{4L_s}
\end{aligned} \tag{4-14}$$

其關係式可求得圖4.33。由圖中可了解在定電壓驅動下，其電感電流漣波比例與馬達轉速並非違憲性關係，其中當反抗電動勢為輸入直流電壓的一半時，具有最大的電感電流漣波，所以若要

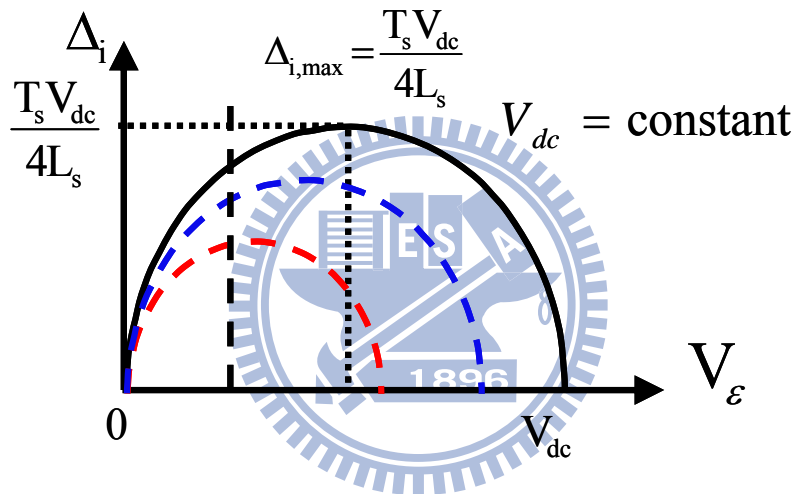


圖 4.33 在固定直流鏈電壓下，其反抗電動勢與電感電流漣波之關係圖

以知開關切換頻率及直流電壓對電感電流漣波之關係，接下來分析其開關非理想特性下所造成之功率損耗。由第二章之圖2.10已知開關具有開關切換損失，同時開關因為其內阻不為零，所以具有開關導通損失，隨著變頻器高速的開關切換下，其開關整體的損失分析如下：

如圖4.34所示，在固定直流電壓 V_{dc} 下，其電感電流平均值為 $i_{L,avg}$ ，其開關之假設延遲切換時間為 t_d ，此時開關切換損失功率為

$$\begin{aligned}
 P_{S_Loss} &= \frac{P_{s_on} + P_{s_off}}{T_s} = \frac{(i_1 + i_2)}{2} V_{dc} t_d f_s \\
 &= i_{L,avg} V_{dc} t_d f_s \propto V_{dc} f_s
 \end{aligned}
 \tag{4-15}$$

由(4-14)及(4-15)可得

$$\begin{aligned}
 \frac{P_{s1}}{P_{s2}} &= \frac{V_{dc1} f_{s1}}{V_{dc2} f_{s2}} = \left(\frac{V_{dc1}}{V_{dc2}} \right) \frac{T_{s2}}{T_{s1}} \\
 &= \left(\frac{V_{dc1}}{V_{dc2}} \right) \left(\frac{1 - \frac{V_\varepsilon}{V_{dc1}}}{1 - \frac{V_\varepsilon}{V_{dc2}}} \right) = \frac{V_{dc1} - V_\varepsilon}{V_{dc2} - V_\varepsilon}
 \end{aligned}
 \tag{4-16}$$

將此關係式可得圖4.35，由圖中可輕易觀察其變頻器之開關切換損失 P_{s_Loss} 在維持固定的電感電流漣波比例下，隨著輸入直流電壓上升而直線上升。故根據此結果，將針對馬達不同轉速下，建立VOVFC輸出電壓及開關切換頻率之參照表格，可有效提昇此整合式變頻壓縮機驅動器之工作效率。

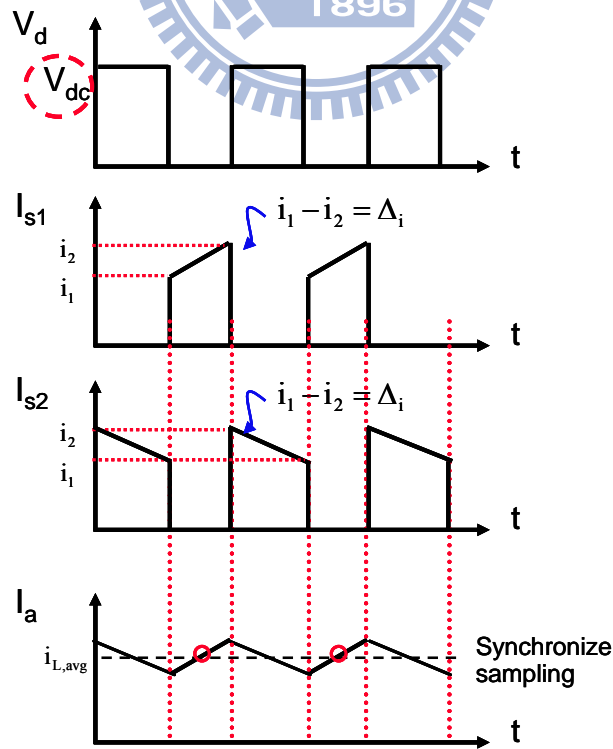


圖 4.34 馬達ac相之相電壓 V_{dc} 、相電流 I_a 及變頻器上兩開關 S_1 、 S_2 之電流 I_{S1} 、 I_{S2}

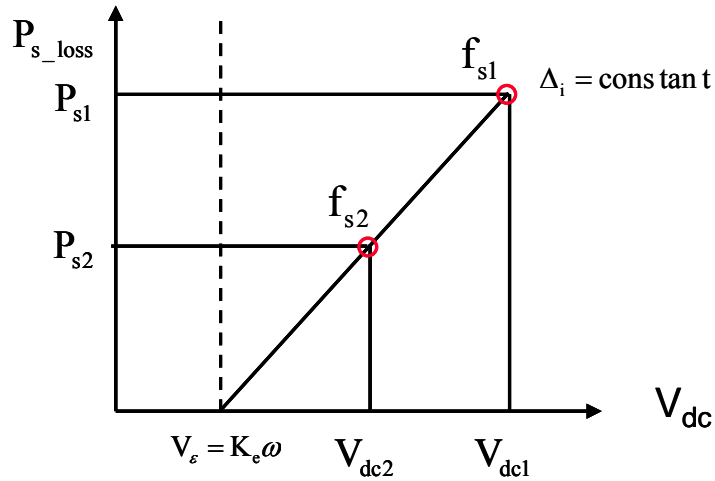


圖 4.35 開關切換損失與直流電壓之關係圖

4.3.2 速度命令與電壓命令建表

由第二章之討論，已知馬達之輸出負載與轉速成平方正比，其關係圖如圖 2.19(a)，為了令變頻器能更有效率操作，隨著速度變化調變VOPFC之直流電壓，其關係圖如圖4.36，除此之外，在系統穩定運轉時，變頻器之驅動方式將從PWM調變模式變為PAM調變模式，此時後級變頻器開關切換次數可降到最低，其開關切換頻率僅為馬達電氣頻率六倍。其馬達轉速與操作模式關係如圖1.9所示。

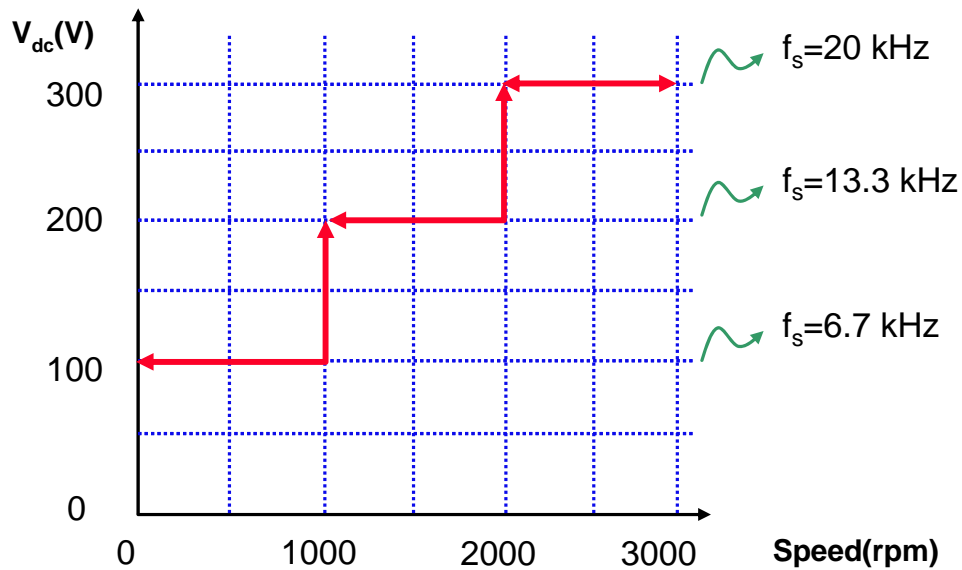
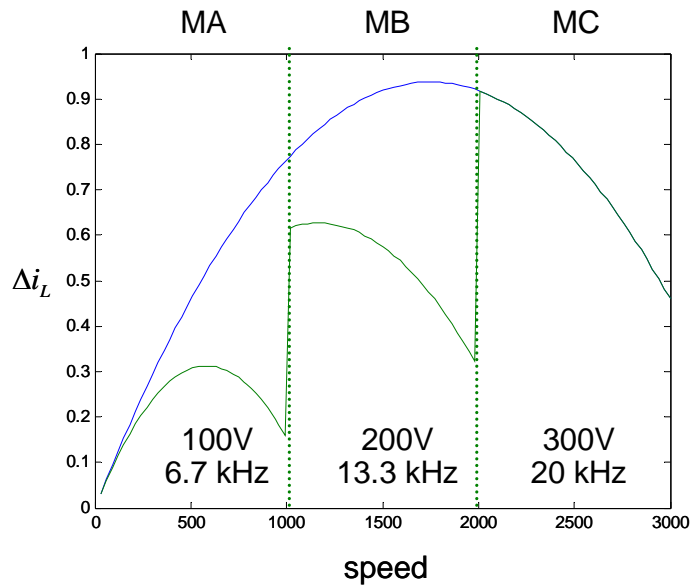


圖 4.36 馬達在不同轉速下，VOPFC變電壓及變頻器變頻操作之命令建表

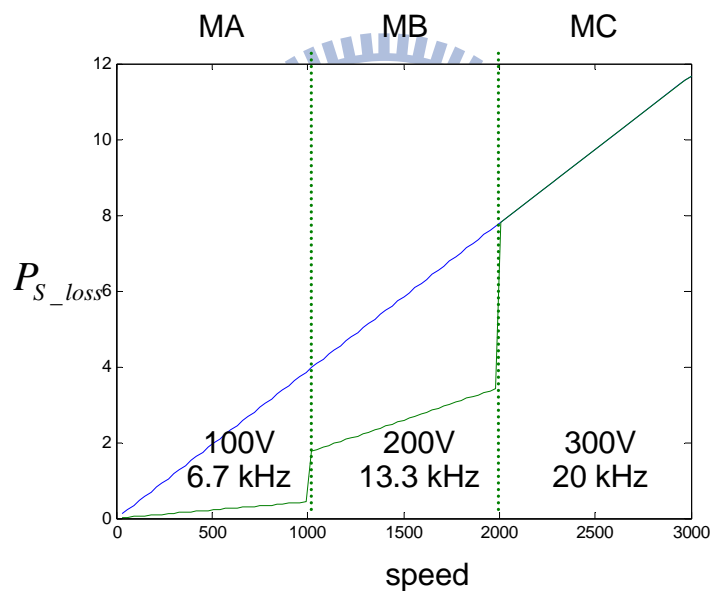
以下分析在不同轉速下，針對其電感電流漣波規格選用適宜之開關操作頻率。假設馬達其工作區間及系統輸出功率關係為圖2.19，在此規格下，隨著馬達轉速提升的同時，馬達之總輸出功率亦隨之上升，其馬達相電流與扭矩關係成正比，此時，我們先假設再最高轉速下，其最大開關切換頻率為20 kHz，此時馬達之相電流漣波值為作為電流漣波限制標準：

已知當馬達反抗電動勢在直流電壓一半時，其電感電流漣波值最大，故其反抗電動勢大小需設定在1-1.5倍直流電壓之間，其中越接近輸入直流電壓越好，不過仍要考慮系統響應速度。依照圖4.37，將馬達的轉速範圍由低致高依次命名為MA、MB及MC三區，當馬達操作在PWM模式時，根據不同區間下，VOPFC將輸出不同的直流電壓而變頻器亦操作在不同的開關頻率下。目前僅就此簡單的建表討論其效率改善程度。由(4-10)已知後級馬達電感電流漣波與VOPFC輸出之直流電壓、反抗電動勢及開關操作頻率的關係，根據此方程式將前述之建表資訊代入，可得到圖4.37(a)，由圖中可清楚看出，當系統變電壓操作時，在低轉速下可以使用較低的開關切換頻率，但仍維持較佳的電感電流漣波比例；若能降低電感電流漣波，在相同的輸出功率之下，可具有較低的開關切換導通損失，其馬達內部線圈內組損耗亦可降低，更進一步地提昇操作效率。

因為開關操作頻率隨著電壓降低而跟著調降，由(4-15)已知開關切換損失與馬達相電流、直流端電壓及開關切換頻率有關，此時假設變頻器驅動模式為六步方波驅動法，任意時間馬達僅有兩相線圈流經電流，計算開關切換損失之能量後，以馬達轉速為橫軸繪出關係圖，如圖4.37(b)。由此已可簡單估計透過變電壓、變頻的操作方式，可有效地提升變頻器工作效率。



(a)



(b)

圖 4.37 馬達在定電壓及變電壓條件下，不同轉速下對應之響應(a) 電感電流漣波大小與轉速關係 (b) 開關切換損失與轉速關係

除了變頻器之外，以下討論在馬達相同轉速、相同負載之下，比較傳統boost的定電壓操作模式及buck-boost的可變電壓操作模式，何者在理想操作條件下，具有較高的效率。先假設VOPFC之電流控制響應為理想，電感電流能夠完全追隨其電流命令，由綜合前面章節所提出的buck電感電流命令補償，以及由第二章

所推導的電壓控制器輸出命令 v_{c_o} 與輸出電流 i_o 之關係式(2-31)，分析同樣轉速在1000 rpm轉速下，由VOPFC輸出100 V電壓與傳統boost轉換器輸出300 V電壓下，其開關切換損失。

若馬達轉速為1000 rpm，其反抗電動勢為 $v_{\varepsilon,1000}$ ，在固定負載之下，其馬達相電流為固定 i_a ，若在直流電壓 V_{dc} 輸入下，其直流端等效輸入電流為

$$i_o = \frac{v_{\varepsilon,1000} i_a}{V_{dc}} \quad (4-17)$$

可將第二章關係式(2-31)整理成

$$v_{c_o} = \frac{2I_o}{V_{in,peak}^2 k_1} V_{dc} \quad (4-18)$$

將(4-25)與(4-26)整理成

$$v_{c_o} = \frac{2\left(\frac{v_{\varepsilon,1000} i_a}{V_{dc}}\right)}{V_{in,peak}^2 k_1} \times V_{dc} = \frac{2v_{\varepsilon,1000} i_a}{V_{in,peak}^2 k_1} \quad (4-19)$$

由此可知若在固定轉速及固定負載扭矩之下，不論輸出電壓為多少，輸出電壓控制訊號 v_{c_o} 皆為定值。故其電感電流命令皆為此值與回授輸入電壓之乘積，唯100 V輸出時VOPFC系統交替操作在buck及boost操作模式，當輸入電壓大於輸出電壓時須進行電流命令補償。由圖4.38(a)，在I及III區時，系統操作在boost區，與圖4.38(b)之電流命令一致，而兩圖的II區，則因為buck模式下需要補償，所以電感電流命令峰值變大。VOPFC雖然具有兩個功率開關，但在任一時間下僅有單一開關作動，所以其開關切換損失要各自計算。

參考圖4.39(a)，此為Boost模式下作動之開關，開關切換損失為

$$P_{s,Boost} = \sum v_{dc} I_{L,avg} t_d \frac{1}{T_s} \quad (4-20)$$

其中 T_s 為開關切換週期， t_d 為開關切換瞬間之延遲時間， $I_{L,avg}$ 則為開關瞬間之電感電流平均值。當工作在boost模式時，無論VOPFC及傳統boost轉換器之電感電流一致，所以其開關切換損失與輸出電壓 V_{dc} 成正比，可推得輸出電壓越高則開關切換損失越大。

而在Buck模式下作動時，由圖4.40(b)，可推得開關切換損失為

$$P_{s,Buck} = \sum v_{in} \times I_{L,avg} \times t_d \times \frac{1}{T_s} \quad (4-21)$$

此時VOPFC之補償電感電流命令為

$$I_{L,ref,Buck} = I_{L,peak} \sin(\omega t) \times \frac{1}{D_{Buck}} \quad (4-22)$$

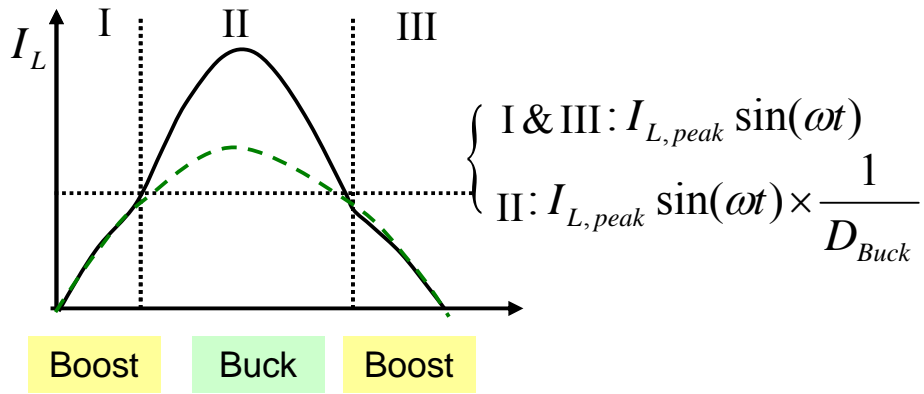
則其開關切換損失為

$$\begin{aligned} P_{Buck,100} &= \sum v_{in} \times I_{L,peak} \sin(\omega t) \times \frac{v_{in}}{100} \times \frac{1}{T_s} \\ &= \sum I_{L,peak} \sin(\omega t) \times \frac{v_{in}^2}{100} \times \frac{1}{T_s} \end{aligned} \quad (4-23)$$

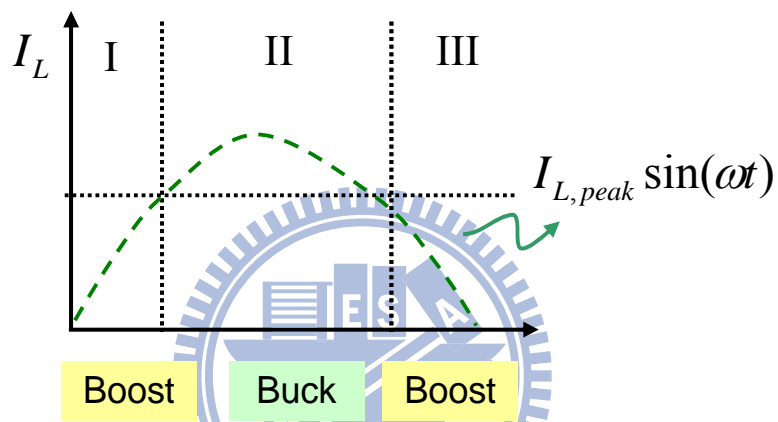
反之傳統Boost轉換器輸出電壓300 V下，其開關切換損失為

$$P_{Boost,300} = \sum 300 \times I_{L,peak} \sin(\omega t) \times \frac{1}{T_s} \quad (4-24)$$

兩者比較其其開關切換損失，則輸出電壓100 V，操作在buck模式下之開關切換損失比輸出電壓300 V，操作在boost模式還要少，故可推估其串聯式升/降壓轉換器在低電壓驅動馬達運轉時，仍可維持較高之工作效率。



(a)



(b)

圖 4.38 PFC轉換器之電感電流命令(a) VOPFC操作在buck-boost模式 (b) 傳統 boost轉換器定電壓300 V下

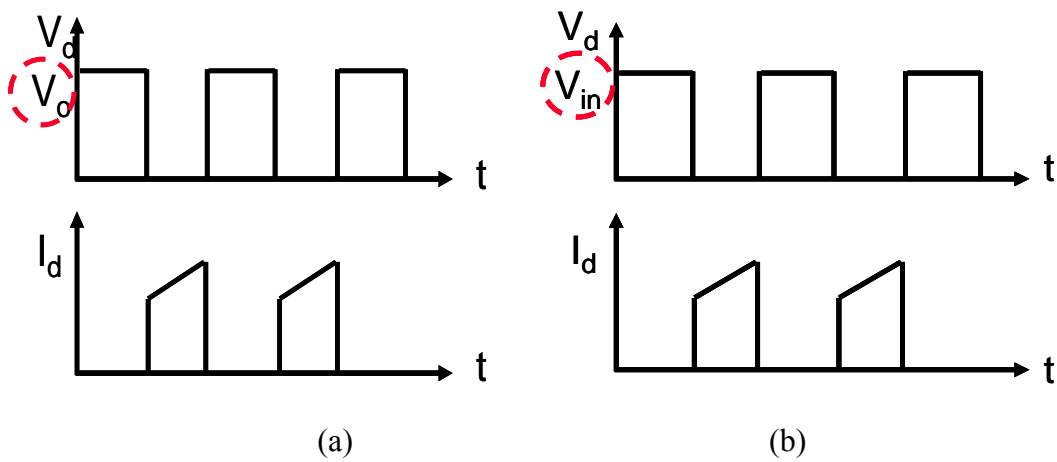


圖 4.39 開關切換時之兩端之跨壓及導通電流(a) boost模式電路操作(b)buck模式操作

本文所提出之串聯式升/降壓轉換器，因為具有兩個功率開關，容易帶給人其開關切換損失較高的錯誤印象，由以上之分析，可明白此架構之下，仍可具有較為理想的操作效率，同時又可適應大範圍的輸入電壓，提供後級穩定輸出電壓，並提升後級系統之操作彈性。

綜合以上分析，整合式壓縮機驅動器共包含前級VOPFC及後級三相變頻器，透過變電壓、變頻率的操作模式下，與傳統的boost架構PFC提供固定300V輸出電壓比較，其各開關損失及電感電流漣波與峰值比較結果如表4.2所示。

表4.2 VOPFC與Boost定電壓轉換器對變頻器之影響

規格 架構	S_{Bcuk}	S_{Boost}	$I_{L,peak}$	S1	S2	$I_{L,ripple}$	DeadTime
電壓可變 (變頻)	較小	一樣	較大	較小	較小	較小	影響小
電壓固定	較大	一樣	較小	較大	較大	較大	影響大

4.3.3 變頻器開關切換頻率變頻操作

為了降低變頻器開關切換損失，因此透過變頻操作的方式，在調降VOPFC輸出電壓的同時，降低開關切換頻率，以達到效率提升，其所需開關頻率及改善效率已於前面小節討論。如圖4.40所示，原始的PWM調變方式為一固定頻率計數器與一暫存器數值(T1PR)比較後，進行上數下數產生固定週期之調變波形，而CMPR1此暫存器則是代表責任周期比，啟動開關切換。透過改變T1PR暫存器之值，可等比例修改開關切換週期，達到變頻控制效果，但在馬達等速度運轉下，仍需維持相同比例之開關責任周期比，故T1PR之暫存器需隨著CMPR1等比例變化，在馬達固定轉速運轉下，實現開關切換變頻率控制。其實現後之系統方塊圖如圖4.41。

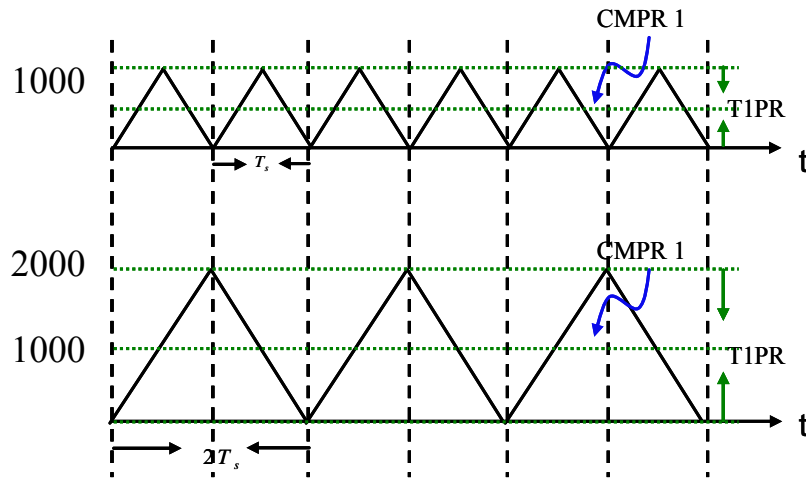


圖 4.40 PWM之定頻載波訊號，其中CMPR1為一上下數之計數器，T1PR則為其溢位比較器

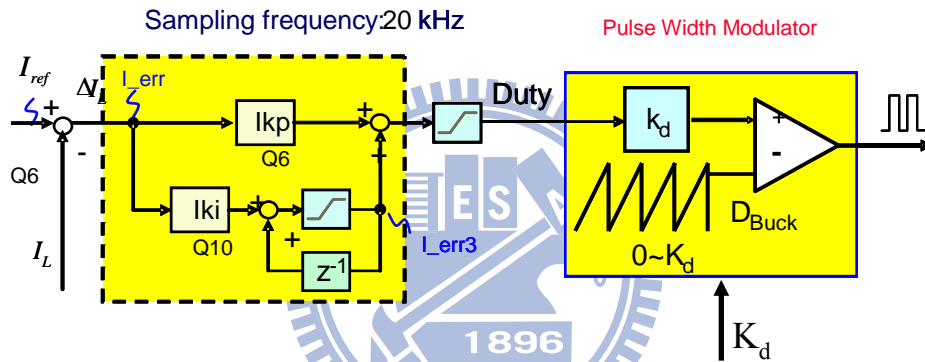


圖 4.41 馬達PWM變頻操作之方塊圖

如圖4.42所示，其馬達在等速度運轉下，其開關切換頻率由20 kHz變換為10 kHz之操作，其馬達維持等速度運轉，馬達電感電流波形平均值不變，但因為開關頻率降低，其電感電流漣波比例上升。因此為了提升系統效率，除了降低開關切換頻率外，尚須修正變頻器之直流輸入電壓，故具有廣大輸出電壓範圍的串聯式升/降壓轉換器最適合壓縮機驅動之應用。

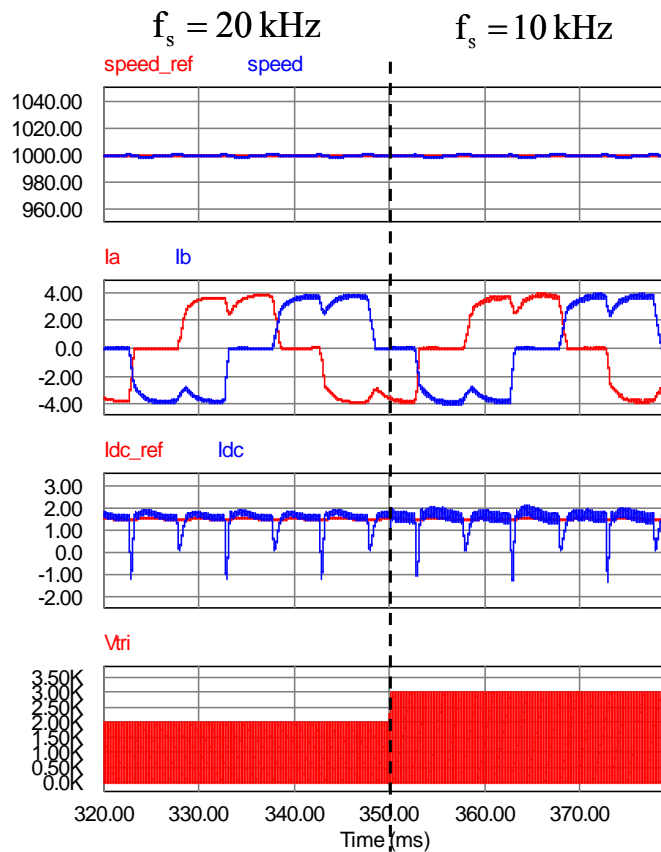


圖 4.42 馬達變頻操作之模擬波形圖，其開關切換頻率由20 kHz變換到10 kHz

4.3.4 功率補償控制器設計

因電壓迴路頻寬僅有10Hz左右，所以其動態響應不佳，在功率轉換器切載之下，需要較長時間才能回復穩定，並產生不小的電壓抖動，影響後級馬達電流、扭矩控制。

為了改善電壓迴路之動態響應，本文提出功率補償控制器架構，透過預估功率轉換器之負載電流後，對電感電流命令進行補償，改善其電壓迴路暫態響應。圖4.43所示為原VOPFC功率轉換器之簡化電壓迴路控制器架構，在此簡化模型中，假設電流迴路頻寬遠大於電壓迴路頻寬，將內部電流回路簡化為一常數值。

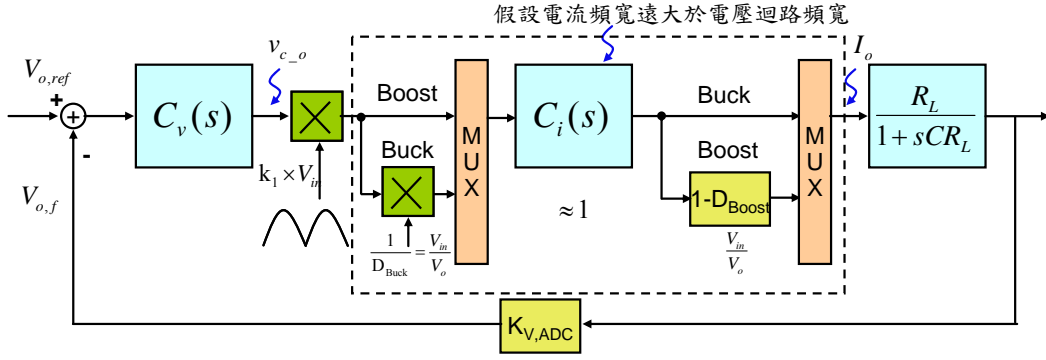


圖 4.43 VOPFC之簡化電壓迴路模型

$$I_o|_{Buck} = v_{c_o} (k_1 V_{in}) \frac{1}{D_{Buck}} \times 1 = \left(\frac{V_{in}^2}{V_o}\right) k_1 v_{c_o} \quad (4-25)$$

$$I_o|_{Boost} = v_{c_o} k_1 V_{in} (1 - D_{Boost}) \times 1 = \frac{V_{in}^2}{V_o} k_1 v_{c_o} \quad (4-26)$$

由(4-25)及(4-26)可知，無論是在Buck或是Boost模式下，其輸出電流與電壓控制器輸出訊號的關係式一致的。因為電壓的輸入為週期性半弦波訊號，其頻率為兩倍線頻120Hz，當系統達到穩態時，分析在一個週期時間內平均輸出電流 I_o 與電壓控制器輸出訊號 v_{c_o} 之關係。先假設輸入電壓 $V_{in} = |V_{in,peak} \sin(120\pi t)|$ ，推導其關係式

$$I_o = 2 \left(\int_0^{240} v_{c_o} \times k_1 \times \frac{V_{in}^2}{V_o} dt \right) \times 120 \quad (4-27)$$

$$\begin{aligned} I_o &= \frac{V_{in,peak}^2}{V_o} \times 240 \times k_1 \times \left(\int_0^{240} \sin^2(120\pi t) dt \right) \times v_{c_o} \\ &= \frac{V_{in,peak}^2}{V_o} \times 240 \times k_1 \times \left(\frac{1}{240 \times 2} \right) \times v_{c_o} \end{aligned} \quad (4-28)$$

$$I_o = \frac{1}{2} \times k_1 \times \frac{V_{in,peak}^2}{V_o} \times v_{c_o} \quad (4-29)$$

以本論文目前設定規格為例，交流電壓110 V下，其 $V_{in,peak} = 156$ V，輸出電壓 $V_o = 100$ V下，其平均輸出電流 I_o 與電壓控制器輸出訊號 v_{c_o}

$$I_o = 121.68 \times k_1 \times v_{c_o} \propto v_{c_o} \quad (4-30)$$

在整合前級功率因數轉換器及後級變頻器時，因為可以預知變頻器所需之輸出電流，因此透過回授電流命令可達到功率補償之效果，有效提升電壓動態響應，改善變速度或是變負載瞬間之電壓擾動。由(4-30)已知平均輸出電流與電壓控制器輸出訊號之間關係，透過回授變頻器電流命令可預先估算VOPFC功率轉換器之輸出功率，對此進行功率補償，改善輸出電壓對應負載變化之動態響應。

由後級變頻器之電流命令，可以預估其電感電流命令峰值為多少，進而提前控制電壓迴路，但因為其關係式中重要的比例常數隨輸出電壓而變，若是將其關係導入控制器中，會增加控制器之複雜度，在數位實現時對核心單晶片的速度規格要求太高，增加成本。對此系統保留原始之電壓迴路之PI控制器，針對負載電流變化採用預先補償的方式，並透過電壓控制器進行微調。電感電流命令峰值 V_m 為

$$V_m = k_{poc} I_{dc_ref} + v_{c_o} \quad (4-31)$$

其中 v_{c_o} 為電壓控制器之輸出， I_{dc_ref} 為後級變頻器之直流命令。透過回授馬達驅動器之直流命令，可預先估計出可變輸出功率轉換器之輸出功率，針對此瞬間變化進行補償，可加快電壓響應速度，減少因後級負載劇烈變化所造成的電壓漣波。其功率補償控制器架構如圖4.44所示。

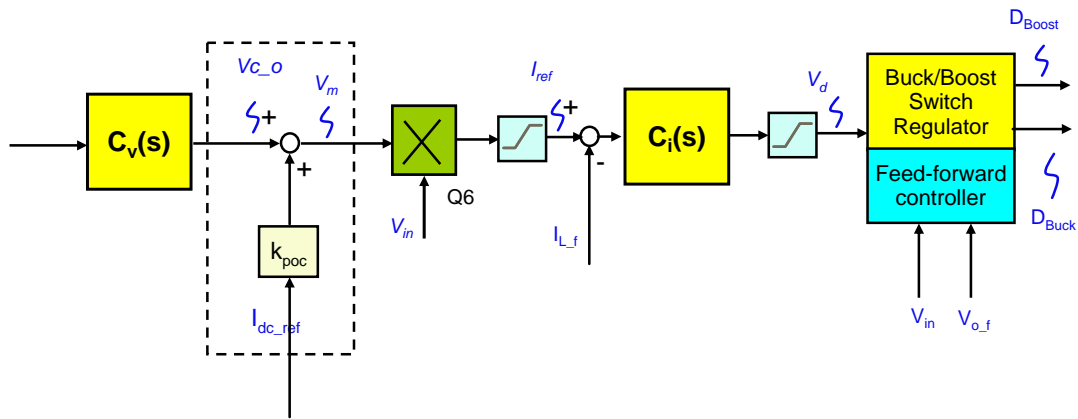


圖 4.44 功率補償控制器架構

加入功率補償控制器後，進行切載模擬，由圖4.45及圖4.46，其模擬條件分別設定輸出電壓100 V，由系統輕載100 W到滿載500 W或是由滿載切回輕載，其系統皆可因功率補償控制器提高響應速度，降低VOPFC因為負載變動所造成的電壓抖動漣波，改善功率轉換器之供電品質及穩定度。

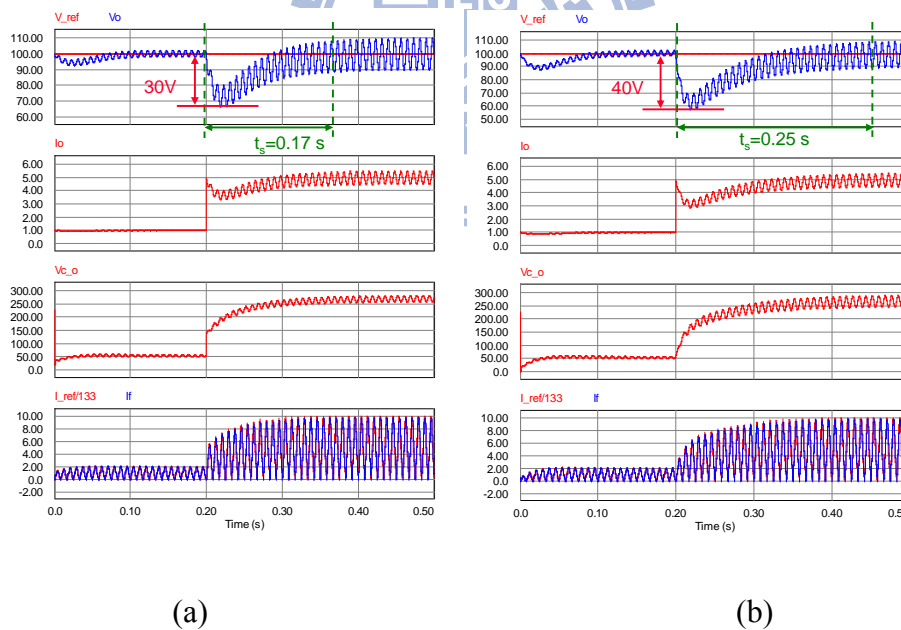
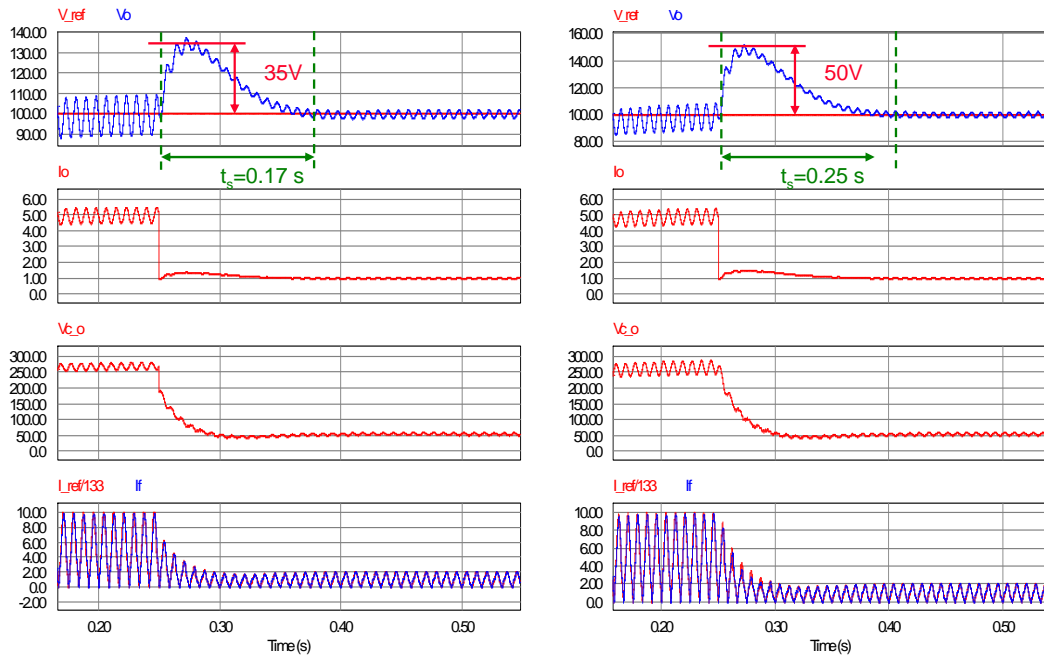


圖 4.45 系統由輕載切換到重載(100W→500W)波形，分別為輸出電壓、輸出電流、電感電流峰值 V_m 、及電感電流，(a)加入功率補償控制器，(b)未加入功率補償控制器



(a)

(b)

圖 4.46 系統由重載切換到輕載(500W→100W)波形，分別為輸出電壓、輸出電流、電感電流峯值 V_m 、及電感電流，(a)加入功率補償控制器，(b)未加入功率補償控制器

第五章

系統模擬與實驗結果

5.1 整合式壓縮機驅動器之軟硬體實現

5.1.1 實驗平台

本文所提系統架構之數位控制模擬及控制參數設計是使用 PowerSim Technologic 公司之電路模擬軟體 PSIM 建構完成。實驗部分則以 DSP (TMS320LF2407A) 為基礎之數位控制板，配合功率級，進行整合實測驗證。電腦輔助設計方面，配合一套視窗化監控軟體，如圖 5.1 所示，經由 RS-232 作為 DSP 數位控制板與電腦間資料的溝通與傳遞，透過監控軟體可具有線上觀察控制波形與調整控制器參數的功能，使系統驗證與控制程式發展更加方便與快速。

圖 5.2 及圖 5.3 為整合式 VOPFC 無刷直流馬達驅動器發展平台之實體圖，主要包含有一個 4 極的梯形波型永磁同步馬達、EMI-filter、全橋整流電路、串聯式昇降壓功率轉換器(VOPFC)及三相變頻器之功率電路、訊號偵測、回授電路與定點數運算的 DSP(德州儀器，TMS320LF2407A)數位控制板，及一台個人電腦。

DSP 為控制系統之核心，負責讀取外部訊號、各項控制機制以及 VOPFC 電流、電壓與馬達速度估測及電流驅動... 等控制。訊號偵測與回授電路將 VOPFC 輸入輸出電壓、電感電流、馬達輸入直流電流與霍爾感測器訊號經過放大和濾波後接到 DSP 的數位類比轉換器(A/D converter)。透過 RS-232 的介面與 DSP 連結，可在個人電腦利用 WinDSP 軟體觀察與調整 DSP 程式的所有參數與數據。

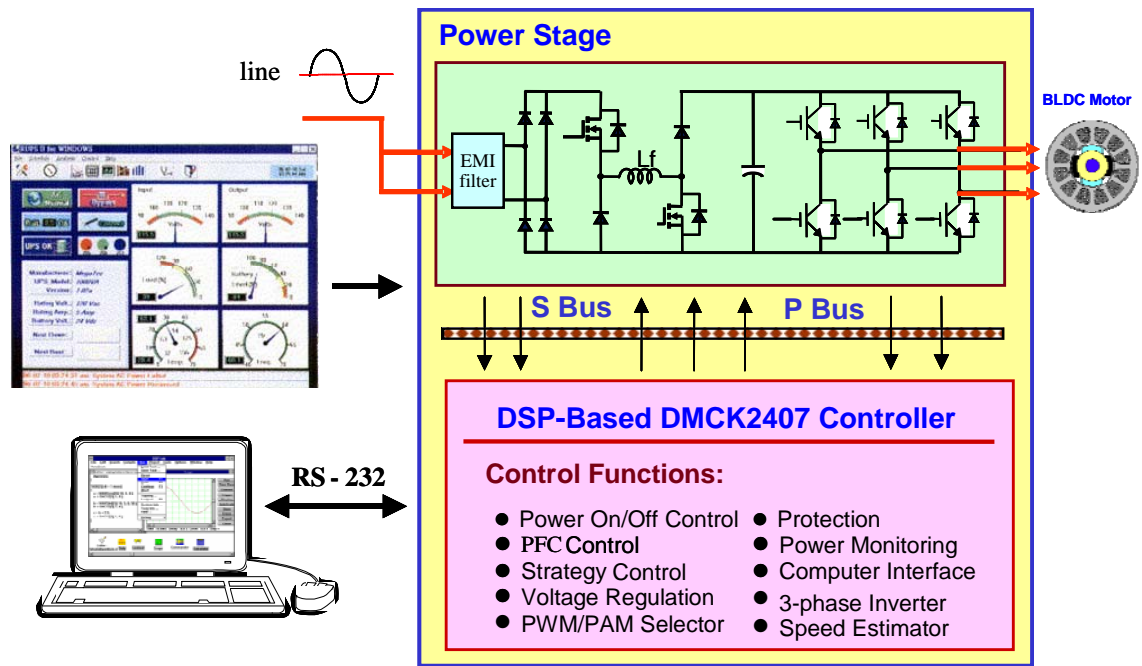


圖 5.1 數位控制卡與監控軟體之系統示意圖

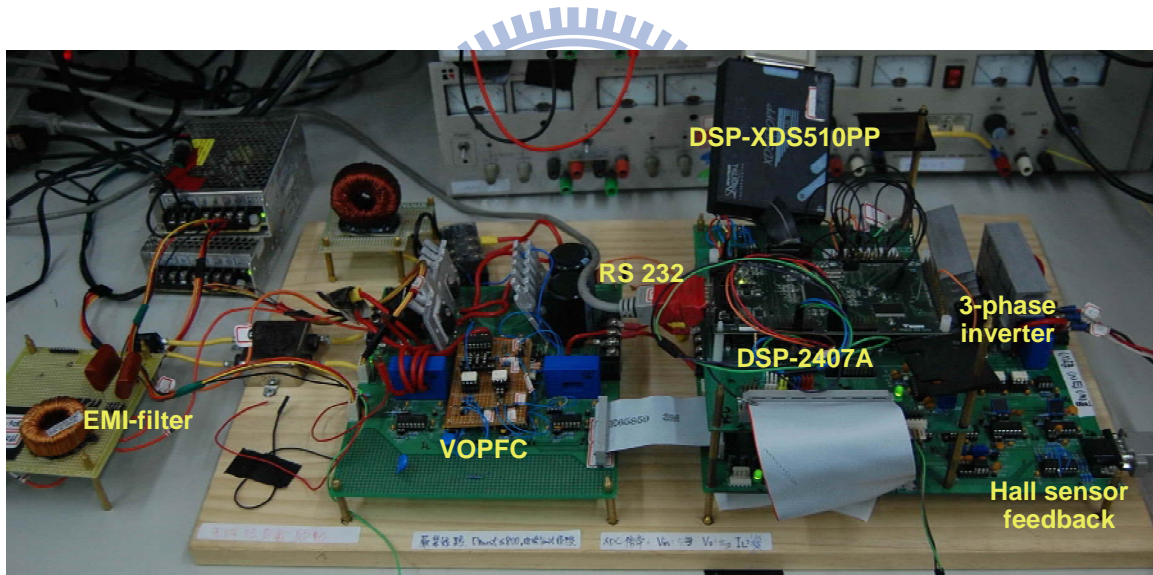


圖 5.2 以DSP為基礎之整合式VOPFC無刷直流馬達驅動器發展平台實體圖

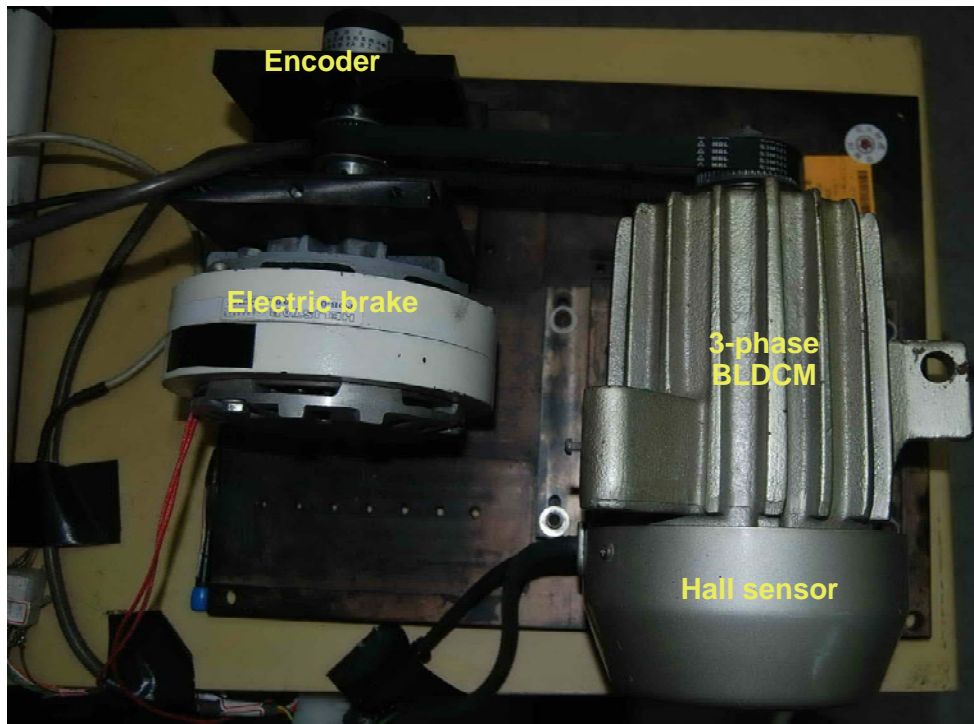


圖 5.3 無刷直流馬達驅動器發展平台實體圖

5.1.2 以數位方法實踐控制器

以數位的方式實現控制器與演算法時，由於處理器的字長(word length)有限，數值的表示範圍與精確度之間往往無法兼顧，造成數位類比的轉換結果、數值的儲存、以及數值運算的結果有誤差，此誤差稱為量化誤差(quantization error)。除此之外，若是定點數運算的處理器，因無法儲存非整數的數值，程式設計者必須使用Q格式觀念。所謂的Q格式是在一個二進值的整數值中由程式設計者設定一個無形的小數點，Q值即為小數點之後的位元數，Q值愈大數值的精度愈高，但可表示的數值範圍愈小。例如使用16位元之暫存器，Q15代表以15個位元表示小數點後的數值，因此能儲存最小-1、最大 $1-2^{-15}$ 之有號數，精度為 2^{-15} ；若不使用Q格式(或者說使用Q0)，則暫存器所能表示的數值範圍最大，由 -2^{15} 至 $2^{15}-1$ ，精度為1。由以上的說明可知，使用定點數運算，數值的精確度與範圍通常無法兼顧，若要表示較大的數值範圍，必須犧牲精度；若要提高精度，則數值的表示範圍就會減小。

5.2 系統模擬與實驗結果

5.2.1 VOPFC模擬實驗波形

由第二章之操作原理簡介，及第四章之控制器設計討論，可循序設計完成串聯式升/降壓轉換器，使其輸出穩定直流電壓提供後級變頻器驅動無刷直流馬達。根據VOPFC之系統特性，在額定功率500 W下，功率轉換器可修正功率因數達99%以上，且輸出電壓可調範圍為75 V至300 V。系統工作狀態分為兩種，一種為當輸出電壓大於輸入電壓之峰值，系統持續操作在升壓模式下，如圖5.4所示，此時輸出電壓為300 V，輸出功率為滿載，輸出電壓漣波僅為2%。另一種工作狀態為輸出電壓小於輸入電壓峰值時，其系統會交替操作在升壓或是降壓模式。如圖5.5所示，此時輸出電壓100 V，輸出功率為200 W，此時輸出電壓漣波約為10%。雖然系統操作模式在升壓及降壓間變換，但因為使用前饋補償控制器，系統具有良好的暫態及穩態響應。

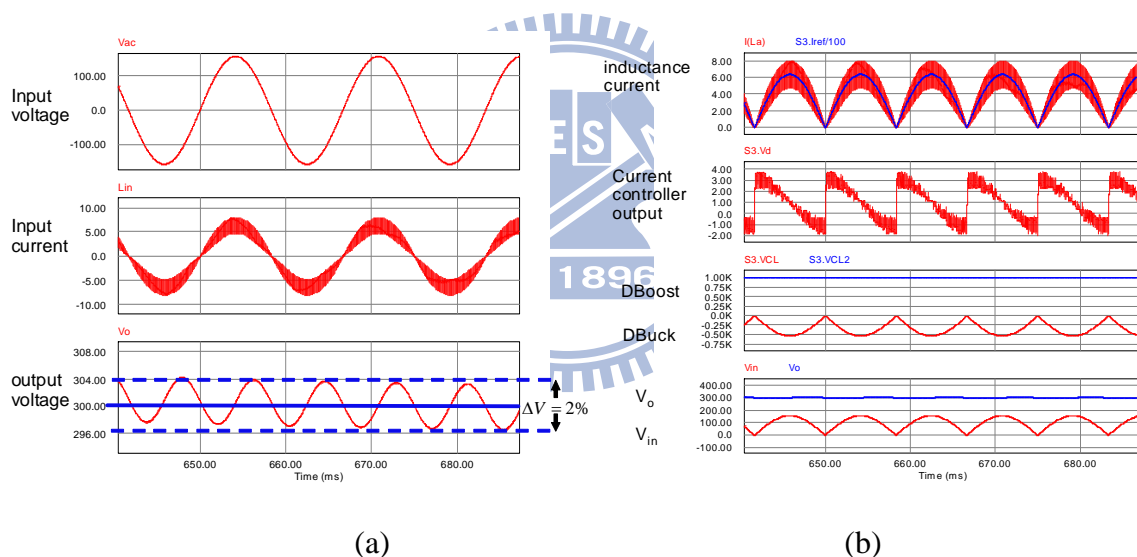


圖 5.4 VOPFC操作在boost模式下之模擬波形圖，輸出電壓300 V，輸出功率500 W下
(a) 輸入電壓，輸出電流及輸出電壓 (b) 電感電流、電流控制器輸出訊號、開關S1、
S2之責任周期比及輸入、輸出電壓

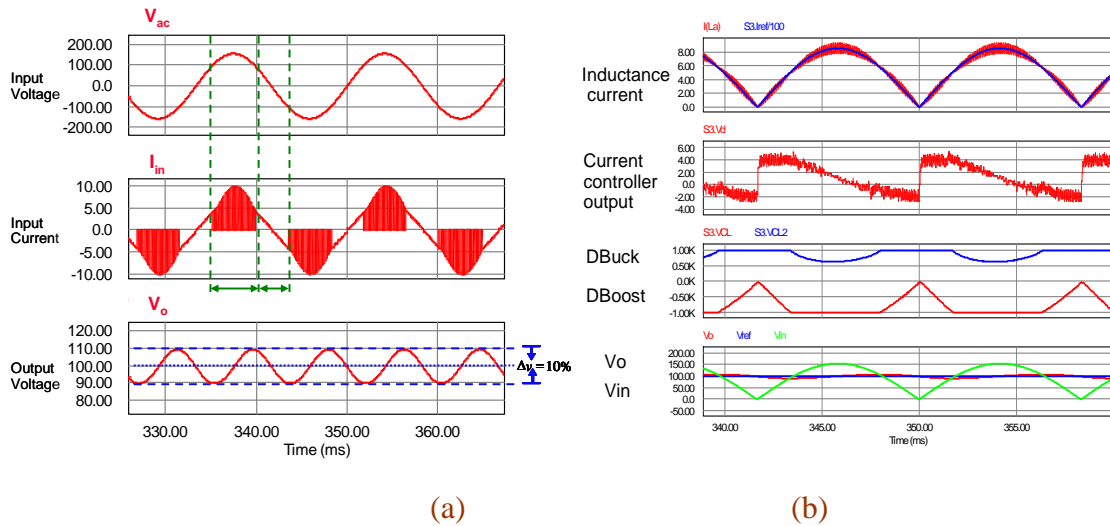
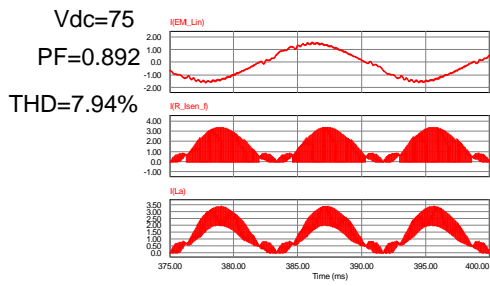


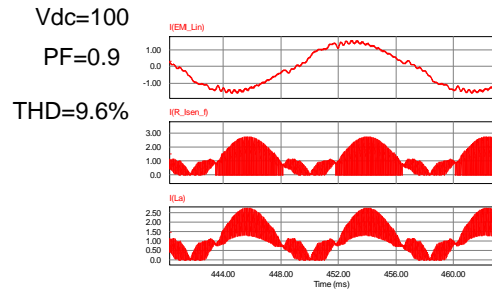
圖 5.5 VOPFC操作buck-boost模式下之模擬波形圖，輸出電壓100 V，輸出功率200 W
 下 (a) 輸入電壓，輸出電流及輸出電壓 (b) 電感電流、電流控制器輸出訊號、開關
 S1、S2之責任周期比及輸入、輸出電壓

串聯式升/降壓型功率轉換器其最大優點即是具有廣泛為的輸出工作電壓，可依照輸出功率大小調整輸出電壓。其優點可由圖 5.6 可知，在相同的輸出功率下(100 W)，輸出電壓分別為 75 V、100 V、200 V 及 300 V 時，隨著電壓越來越大，其電感電流命令峰值隨之下降，因為功率轉換器之電感值固定，其電感電流漣波比例越來越高，導致電感電流進入非連續導通(DCM)的比例增加，電流控制不佳，電流失真比例上升。由此分析亦可明白，隨著輸出功率降低，其輸出電壓若能同步調降，亦可降低電感電流控制難度，並改善電流總諧波失真比。

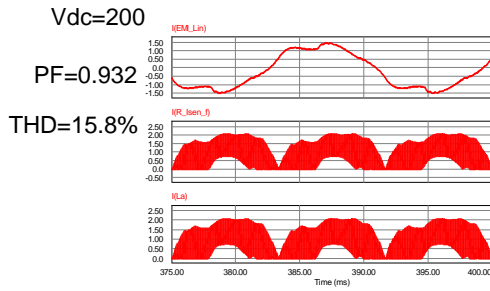
除了分析系統的穩態響應之外，亦針對 VOPFC 的變電壓之暫態響應進行模擬測試，藉此模擬驗證系統之電壓閉迴路響應，如圖 5.7，當 VOPFC 之電壓命令由 135 V 瞬間切換到 90 V 之步階命令時，其響應時間為 80 ms，而其實驗與模擬之比較波形為 5.8。由圖中之比對可知模擬與實驗結果一致，系統具有相同之暫態響應，系統電壓閉迴路頻寬大約為 15 Hz，可滿足目前變頻壓縮機驅動器之需求。



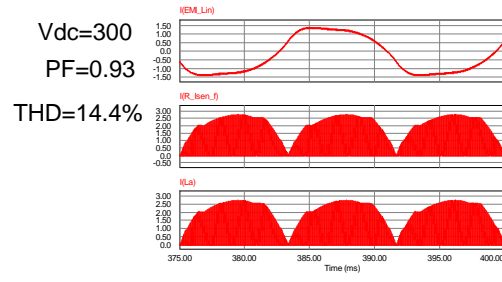
(a)



(b)



(c)



(d)

圖 5.6 在固定100 W輸出功率時，系統之輸出電壓分別操作在(a)75 V、(b)100 V、(c)200 V及(d)300 V下的電流波形，由上至下分別為輸入電流 i_m 、通過橋式整流器電流 i_{in2} 及電感電流 i_L

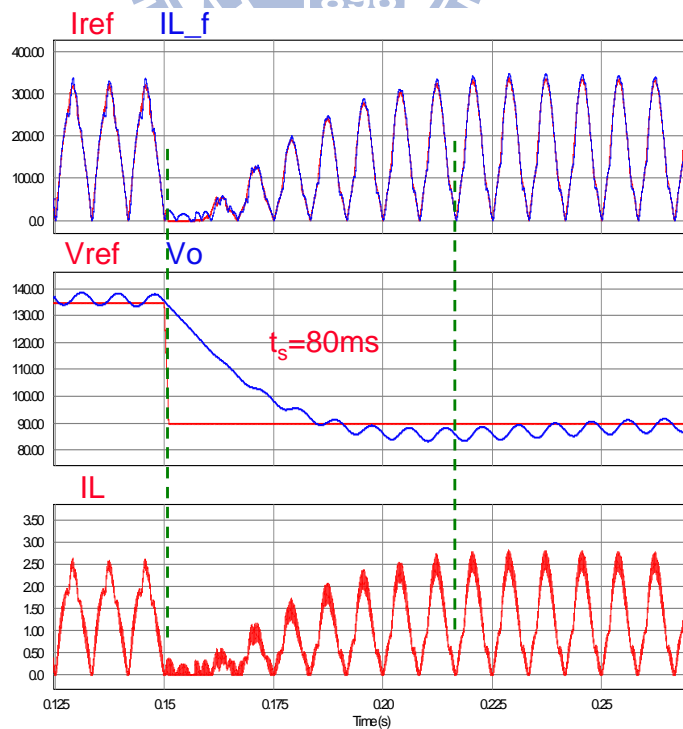


圖 5.7 變電壓控制模擬波形，輸出電壓命令由135V切換到90V，穩定時間 t_s 為80 ms

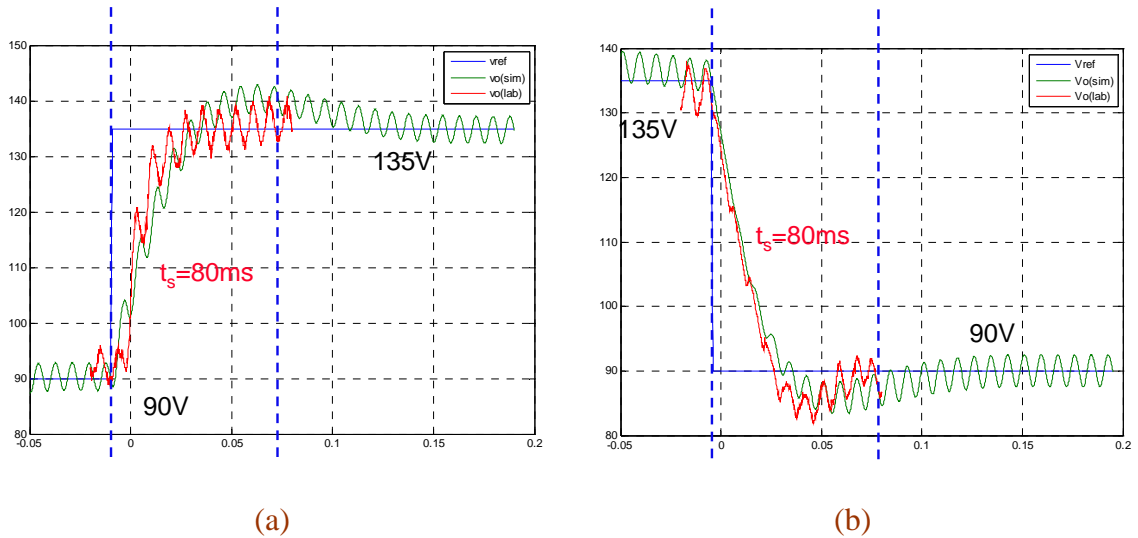


圖 5.8 變電壓控制之模擬與實驗波形比較，其中綠線為模擬波形，紅線為實驗波形 (a) 輸出電壓命令由90 V切換到135 V，(b) 輸出電壓命令由135 V切換到90 V

由於 VOPFC 能夠針對命令提供不同電壓，令整個驅動器具有極大的操作彈性，但為了確保系統的工作特性，針對不同電壓輸出下，比較由低輸出功率到高輸出功率系統之功率因數(PF)及總諧波失真比(THD)，其波形分別如圖 5.10 及 5.11 所示。分析其比較關係圖，隨著輸出功率增大，其功率因數及總諧波失真比皆有越來越好的趨勢；而在低功率輸出時，低電壓具有較佳的電流總諧波失真比，其原因是因為 VOPFC 電流操作在非連續導通之比例較低，所以電流可以維持線性化。

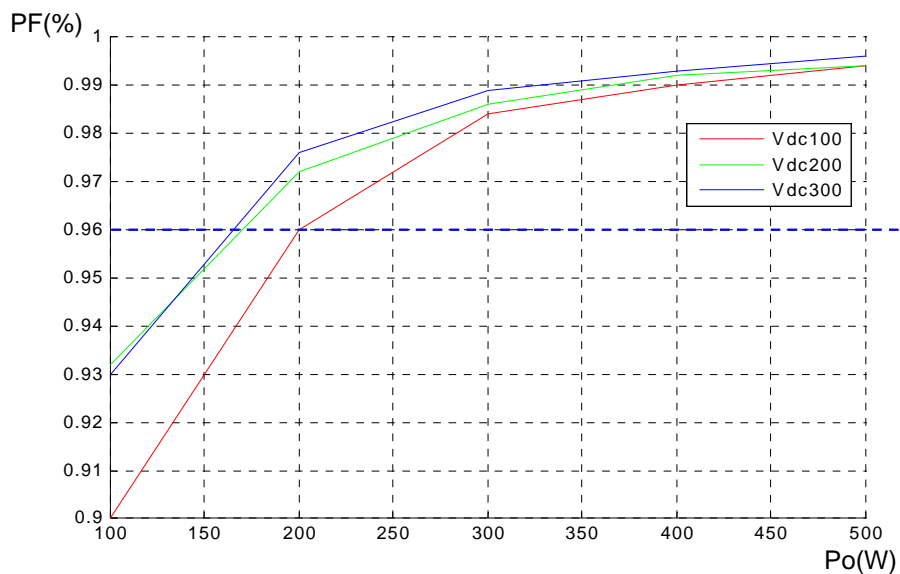


圖 5.9 在各固定輸出電壓下，輸出功率由輕載到滿載(20% → 100%)與功率因數之關係圖，其中輸出電壓分別為100 V、200 V、300 V

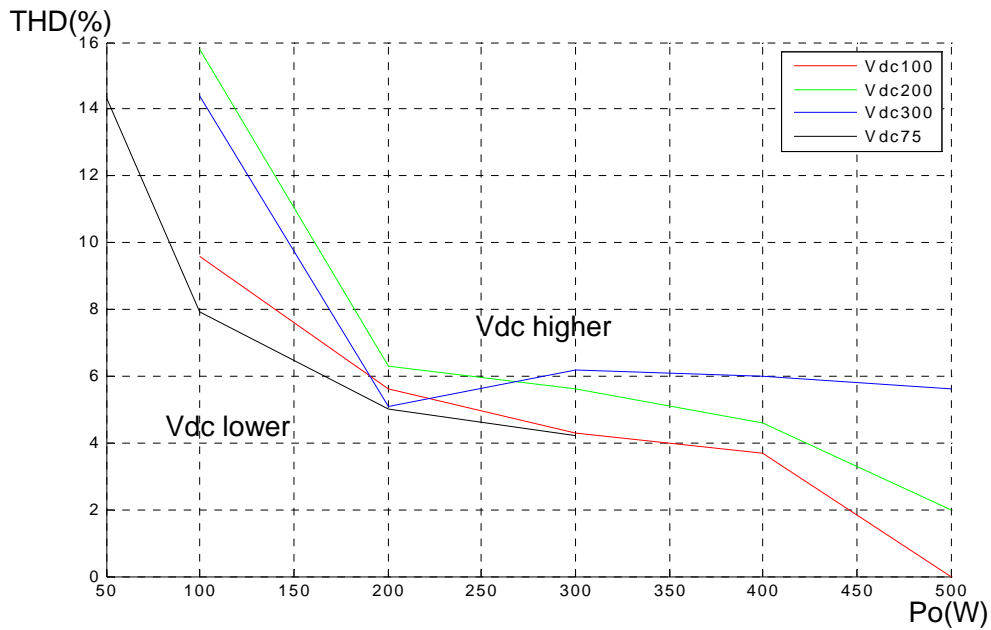


圖 5.10 在各固定輸出電壓下，輸出功率由輕載到滿載(20% → 100%)與輸入電流總諧波失真比(THD)之關係圖，其中輸出電壓分別為75 V、100 V、200 V、300 V

圖 5.9(a)、圖 5.9(b)為系統切載測試之模擬與實驗比較圖，由圖中可知模擬與實驗具有一致性，系統在數位控制器的執行下，其電壓閉迴路達到與模擬結果一致的結果。在系統的切載下，不論是由輕載切至重載，或是由重載切至重載，其系統穩定時間約為 80 ms，電壓回復平穩並維持在電壓命令 100 V，此時電壓漣波量為 10 V。

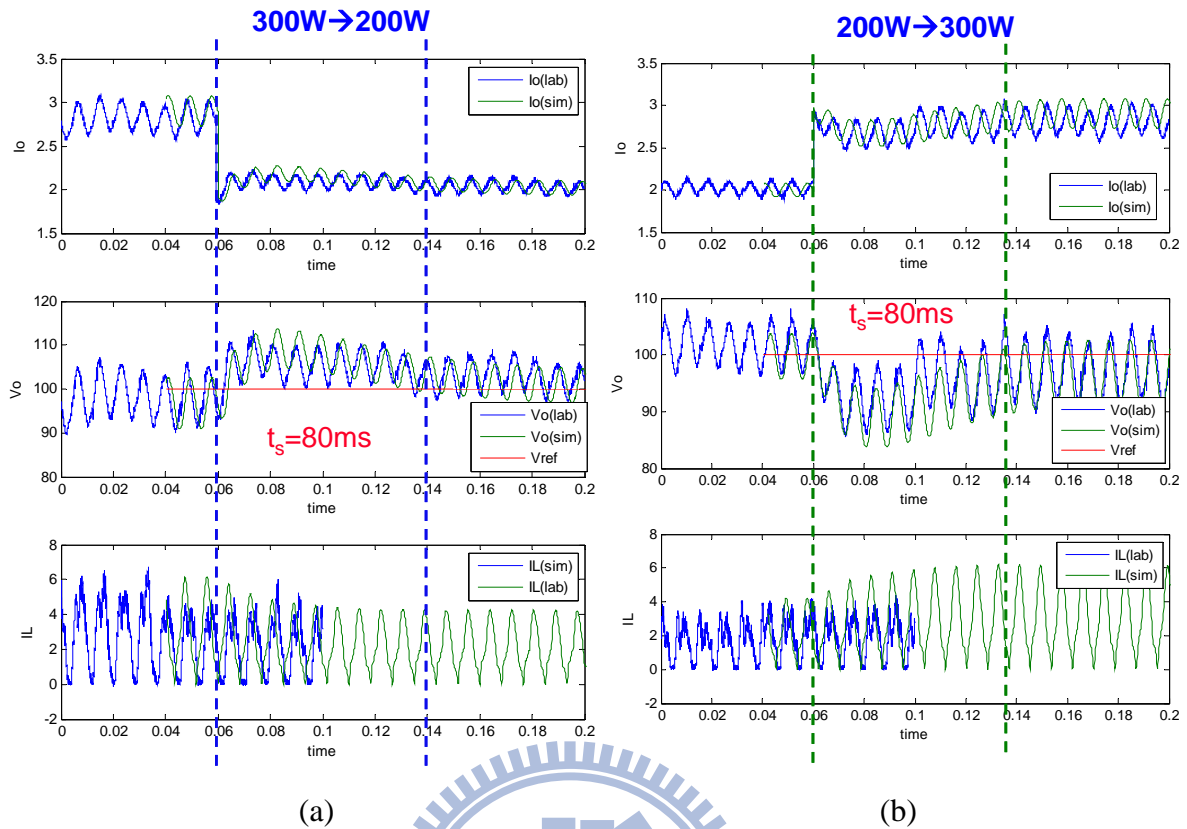
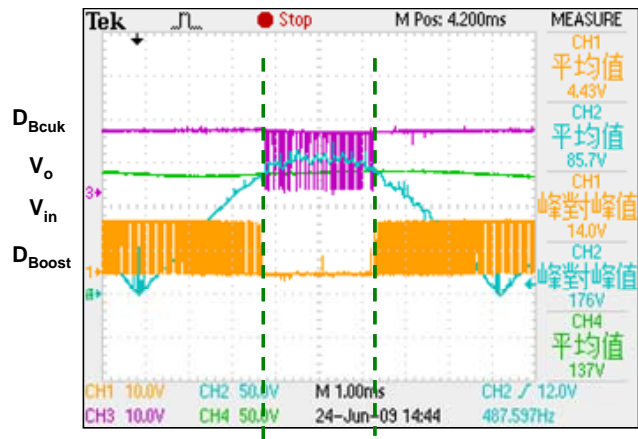
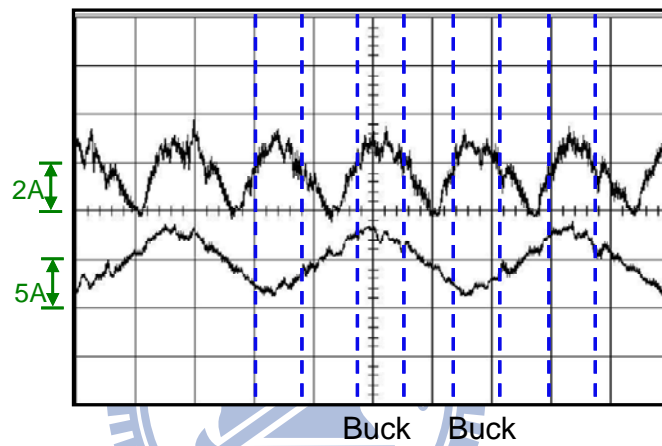


圖 5.11 系統切載：(a)高載切換到輕載(300W→200W)，電壓漣波約10V，穩定時間 $t_s = 80 \text{ ms}$ ，(b)輕載切換到高載(200W→300W)，電壓漣波約12V，穩定時間 $t_s = 80 \text{ ms}$ ，圖中之波形分別為負載電流、輸出電壓及電感電流

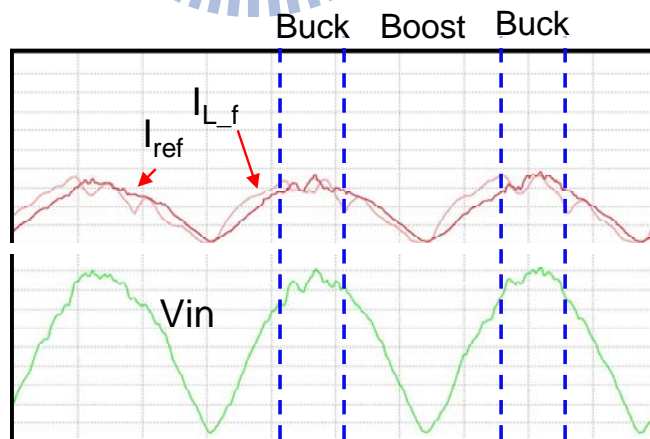
當輸出電壓小於輸入電壓峰值時，系統操作在 buck-boost 模式，反之持續操作在升壓模式，圖 5.12 為輸出電壓 140V 時之實驗波形，觀察圖 5.12(a)，可見到 VOPFC 在 buck 及 boost 工作模式間切換，而後輸出穩定電壓，圖 5.12(b)則可見其電感電流工作在連續導通模式，而輸入電流與輸入電壓同相位，圖 5.12(c)則為 DSP 內部命令訊號及回授電感電流、輸入電壓訊號。觀察此時之輸入電壓命令已有部份失真，尤其是在輸入電壓峰值附近，此時系統操作在 buck 模式下，進行電感電流命令補償後，其電感電流命令具有更多的失真，推測為此原因導致電感電流工作在 buck 模式時具有較差之電流響應波形。圖 5.13 之實驗波形為系統操作在輸出電壓 176 V 時之電感電流、輸入電壓及輸入電流之波形，此時輸出功率為 300 W，系統工作效率(η)高達 94%，輸入電流之總諧波失真為 5.2%，其功率因數為 0.97。



(a)



(b)



(c)

圖 5.12 系統操作在buck-boost模式之實驗波形，此時輸出電壓為140 V，輸出功率200 W，(a)分別為輸入及輸出電壓，開關 S_{Buck} 及 S_{Boost} 之驅動訊號，(b)VOPFC之電感電流及輸入線電流(c) 由監控軟體觀測DSP訊號，分別為電感電流命令及回授之電感電流、輸入電壓

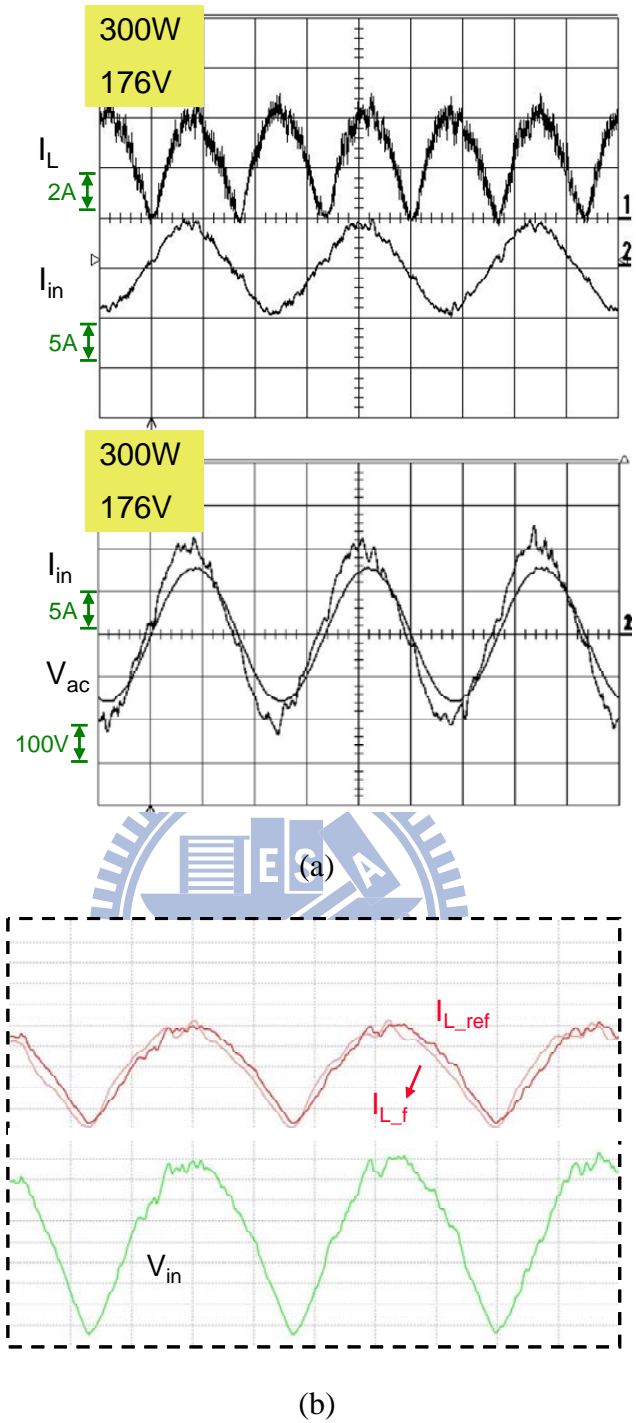


圖 5.13 系統操作在Boost模式之實驗波形，(a)上圖波形為電感電流及輸入電流，下圖波形為輸入電壓及輸入電流，(b)為內部數位控制器訊號，分別為電感電流命令、回授電流信號及輸入電壓信號。此時THD=5.2%，PF=0.97，工作效率 $\eta = 0.94$

如圖 5.14 所示，為功率量測計之操作電路，透過 WT-210 功率計分別量測 VOPFC 之輸入及輸出功率，而後計算出整體 VOPFC 工作效率。其量測電壓範圍分別自 85 V~300 V，其輸出功率分別為 75 W~450W，觀測其紀錄表格，其 THD 與 PF 之關係與

模擬結果一致，隨著功率逐漸提升下其 THD 越來越低，PF 越來越高，而系統之操作效率則幾乎維持在 94% 上下。

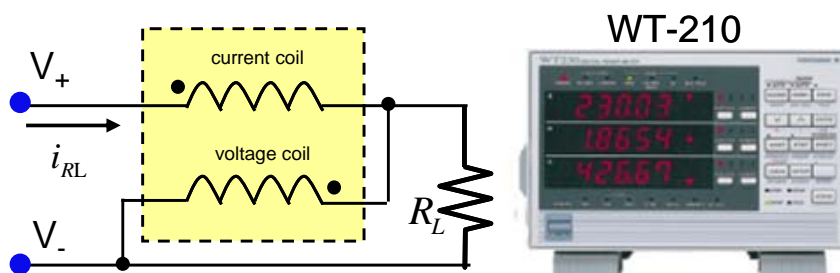


圖 5.14 WT-210 功率計量測接線圖

表 5.1 VOPFC 不同輸出電壓下其工作效率比

Vdc	Pin	Po	Eff	THD	PF
86	78.2	73.4	0.91	20	0.58
100	105	99	0.91	18.8	0.66
120	153	144	0.94	14.6	0.79
138	200.6	190	0.95	13.2	0.86
150	254	239	0.94	11.3	0.9
200	432	402	0.93	5.0	0.98
250	335	312	0.93	5.7	0.99
300	487	458	0.94	5.7	0.99

5.2.2 前饋補償控制器之非理想效應分析

前饋補償回授輸入及輸出電壓對電流控制迴路進行補償，使得 VOPFC 功因修正轉換器能夠不受到外部電壓之影響，具有固定的頻率響應。不過在實際電路上執行時，有鑒於電壓回授電路本身所產生的誤差，例如：準位偏移(offset)、回授雜訊等，會對

系統造成影響。圖 5.10 所示為輸出電壓回授具有正、負 10 V 的準位誤差下，對系統輸出電壓及電感電流控制造成之影響。由圖中可知，若是輸出電壓具有準位誤差，除了影響輸出電壓準位外，其電感電流控制亦受到影響。

圖 5.15 所示為輸出電壓回授具有正、負 10 V 的準位誤差下，對系統輸出電壓及電感電流控制造成之影響。由圖中可知，輸出電壓有準位誤差下，最直接地影響了電壓控制之準度，隨著電壓回授誤差會造成電壓控制的穩態誤差，除此之外亦導致電感電流控制具有追隨誤差，其誤差關係維持固定，其中以 buck 模式操作時受到較明顯的影響，此誤差結果將是在實作上所面臨最大的問題。

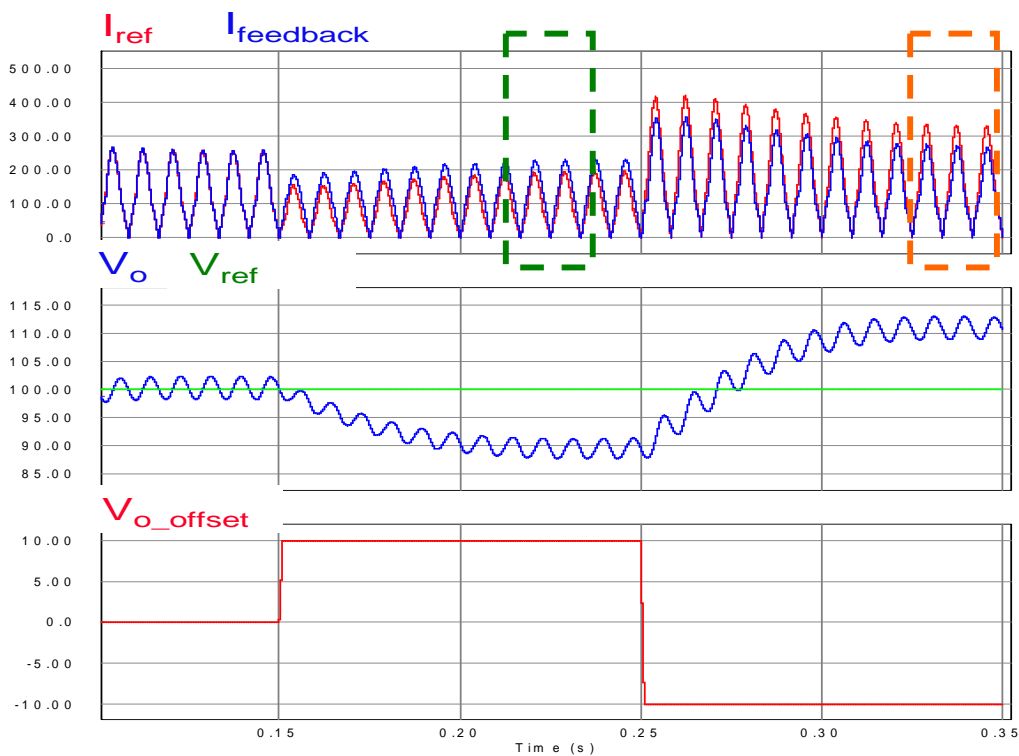
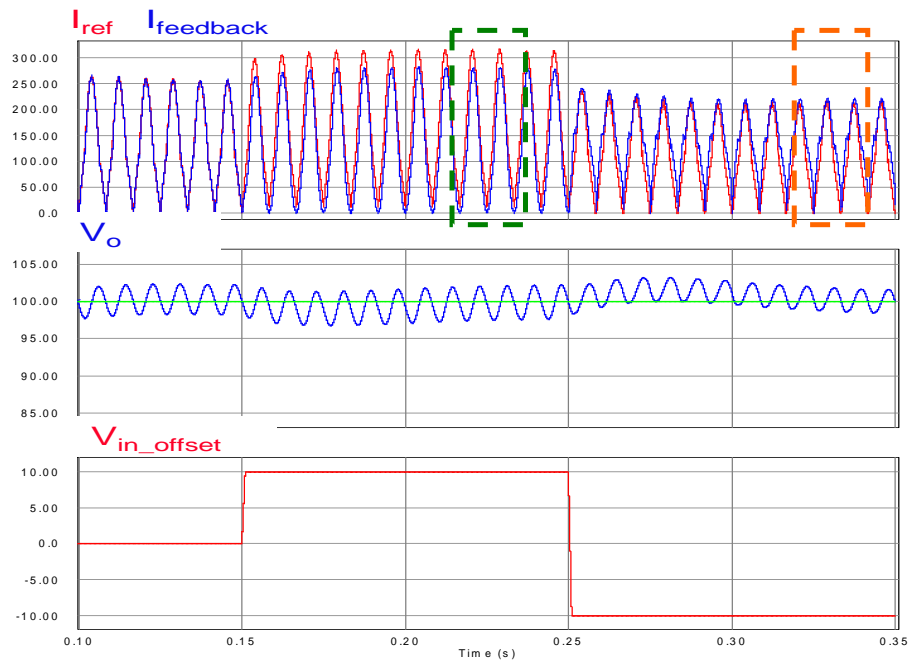
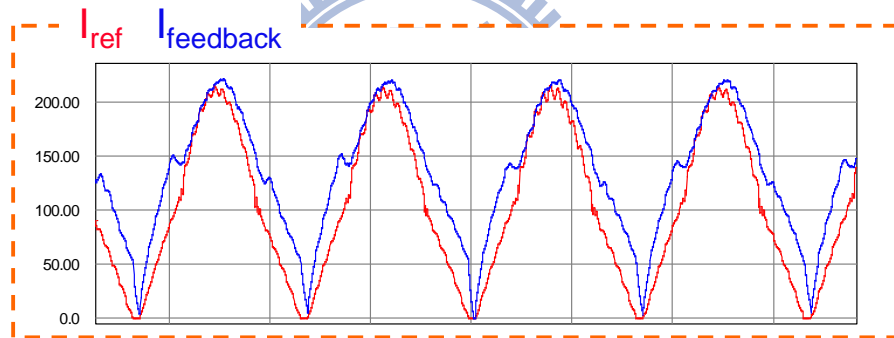


圖 5.15 輸出電壓回授偏移誤差對前饋補償控制器及整體系統造成影響

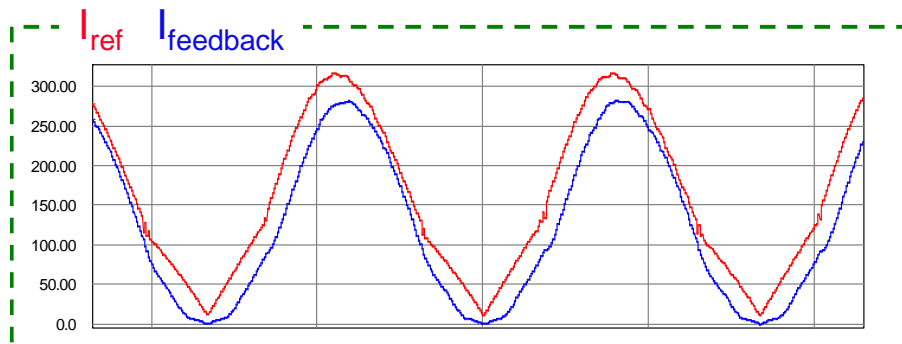
圖 5.16 所示為輸入電壓回授具有正、負 10 V 的準位誤差下，對系統輸出電壓及電感電流控制造成之影響。由圖中可知，輸入電壓有準位誤差下，本身對輸出電壓影響較小，但電感電流控制受到影響等級是一樣的。由圖 5.16(b)、5.16(c)進一步觀測電感電流，其輸入電壓回授誤差導致系統判定 buck 及 boost 之工作區間產生誤差，導致電感電流受到影響，在工作模式切換之間產生電流振盪，雖然透過控制器可以快速地回復穩態，但其電流已隨之失真導致輸入電流 THD 值上升。



(a)



(b)



(c)

圖 5.16 (a)輸入電壓回授偏移誤差對前饋補償控制器及整體系統造成影響(b)輸入電壓 offset -10 V時之響應波形(c) 輸入電壓 offset +10 V時之響應波形

5.2.3 無刷直流馬達驅動波形

為了在相同的硬體需求下，同時實現 PWM/PAM 之控制策略，本文之實驗平採用一具梯形波反抗電動勢之永磁無刷馬達進行實驗，其電流回授採用直流鏈電流回授，其操作原理與控制策略已在第三章討論。當系統操作在定速度控制時，即使馬達扭力負載變動，仍可維持固定速度持續運轉。

透過本文提出之電流同步取樣，可僅回授直流鏈電流進行電流閉迴路控制，節省多餘回授電流電路成本，並簡化控制迴路之設計。圖 5.17 及圖 5.18 所示為無刷直流馬達在不同扭力負載下，穩定操作在 500 rpm 之定轉速下之波形，其中觀測馬達之相電流波形，其電流具有快速的響應，並與電流命令一致，可讓馬達達到最佳工作效率，圖中上面兩個波形為變頻器單相之上下臂開關訊號，為了減少電流流經下臂二極體之時間，造成較高之導通損耗，下臂開關會與上臂開關同步切換。

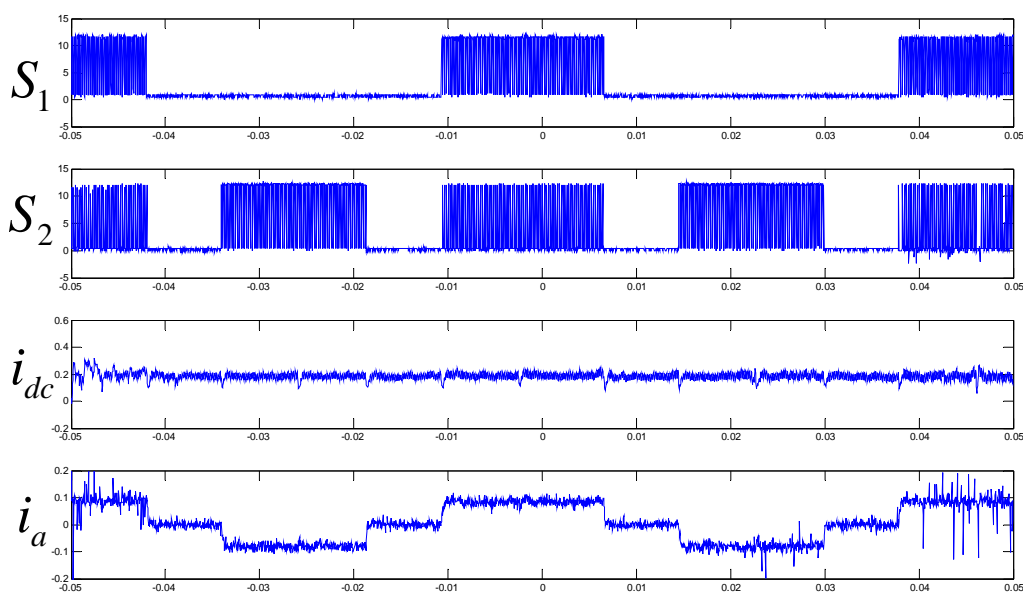


圖 5.17 定速度控制之無刷直流馬達驅動波形，此時負載扭矩為1 N·m，馬達轉速為 500 rpm，圖中之波形由上至下分別為 S1及S2開關訊號、直流鏈電流(取樣後)及馬達a相之相電流

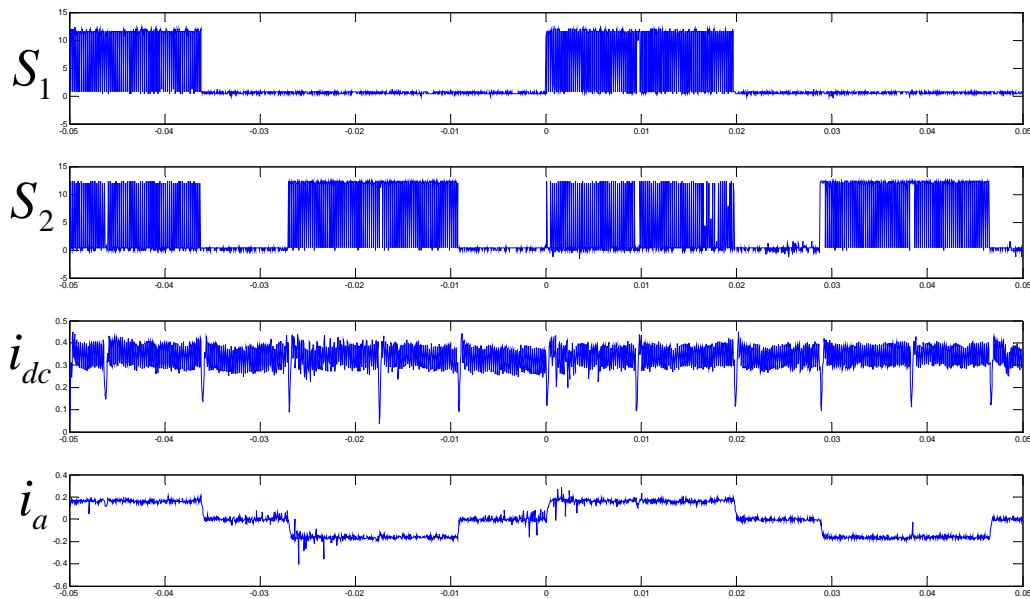


圖 5.18 定速度控制之無刷直流馬達驅動波形，此時負載扭矩為 $2 \text{ N}\cdot\text{m}$ ，馬達轉速為維持 500 rpm ，圖中之波形由上至下分別為 S_1 及 S_2 開關訊號、直流鏈電流(取樣後)及馬達a相之相電流

當馬達操作在 PWM 工作模式時，其馬達具有較快的暫態響應，可以反應負載扭矩變化時之速度迴路控制。但為了提高變頻器之工作效率，在不同的轉速命令時，令 VOPFC 輸出相對應的直流鏈電壓。在相同的電感電流漣波規範下，可讓變頻器降低開關操作頻率，以降低開關切換損失，達到效率最佳化的目的。圖 5.19 為變頻器系統在馬達定速控制下，將其開關切換頻率由 20 kHz 降為 10 kHz ，透過數位控制器之設計，可讓馬達在不同開關切換頻率操作下，仍維持定速度旋轉，不受干擾。在開關操作頻率降低的同時，其馬達相電流漣波亦會上升，但此時透過改變 VOPFC 之電壓命令，可修正馬達相電流漣波，達到提高效率的目的。圖 5.20 為無刷直流馬達變頻操作時實驗波形，由此可驗證此馬達數位控制器可進行變頻控制並維持馬達定速度運轉。

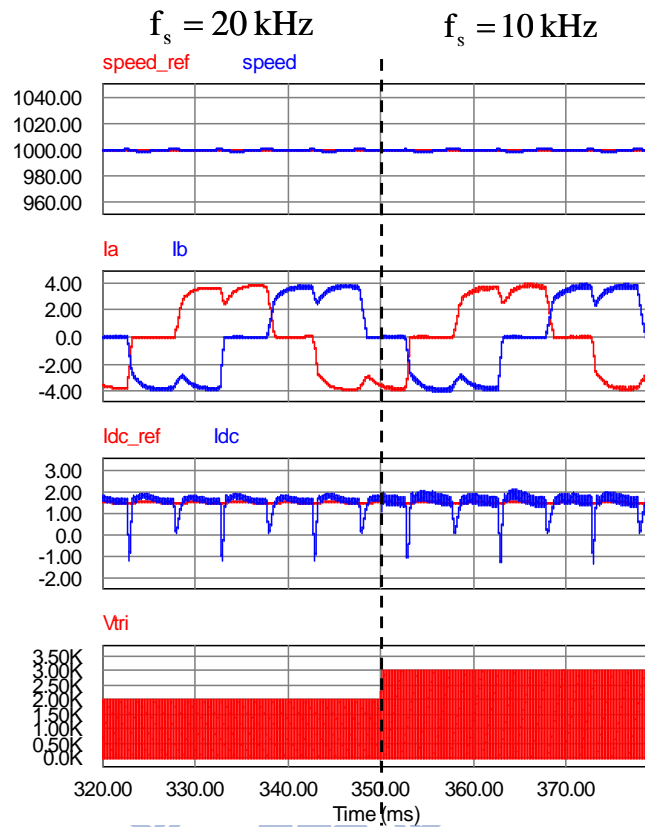


圖 5.19 在馬達定速度操作下，開關頻率變頻控制之模擬波形，其開關切換頻率由20 kHz變為10 kHz，圖中波形分別為馬達轉速、馬達a及b相電流、變頻器直流鏈電流，及PWM開關週期

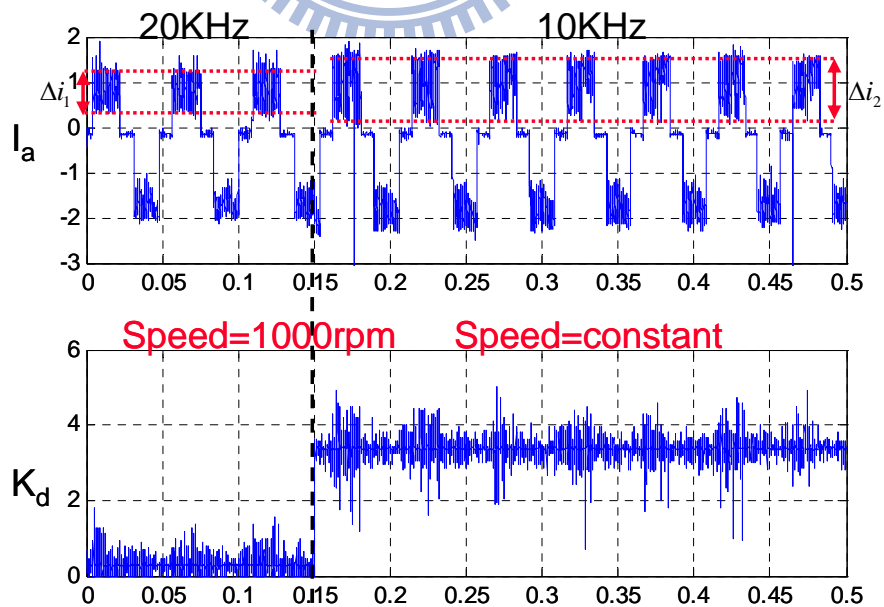


圖 5.20 在馬達定速度操作下，開關頻率變頻控制之實驗波形，其開關切換頻率由20 kHz變為10 kHz，圖中波形為馬達a相電流及變頻控制訊號

5.2.4 整合式壓縮機驅動器之模擬與實測結果探討

由第二章圖 2.3 之馬達輸出功率與馬達轉速關係可知，馬達輸出功率與馬達運轉速度成正相關，在額定輸出功率時，馬達轉速達 3000rpm 時，VOPFC 之輸出電流為最高 1.67 A，隨著輸出功率下降，其馬達運轉速度亦同步下降，此時可透過修正 VOPFC 之直流電壓及後級變頻器之開關切換頻率，在維持固定的電感電流漣波下，可減少開關切換損失。

本論文提出的整合式壓縮機驅動器之系統架構如圖 5.21，在此系統架構下，可透過前級 VOPFC 修正系統之功率因數，改善輸入電流諧波，避免電網污染並提供穩定直流電壓給後級變頻器。後即變頻器本身搭配 VOPFC 之可變電壓特性，可同時執行 PWM 及 PAM 控制策略，達到系統高功因、高效率的目的。

倘若系統操作在定轉速、定負載時，系統可切換為 PAM 控制策略，用最低的開關切換頻率驅動馬達，達到效率最佳化。但若系統需要進行變速度操作時，如馬達加速…，變頻器會變換為 PWM 模式，根據圖 4.19 之建表，控制馬達轉速及 VOPFC 輸出直流電壓，以達到較佳的動態響應。

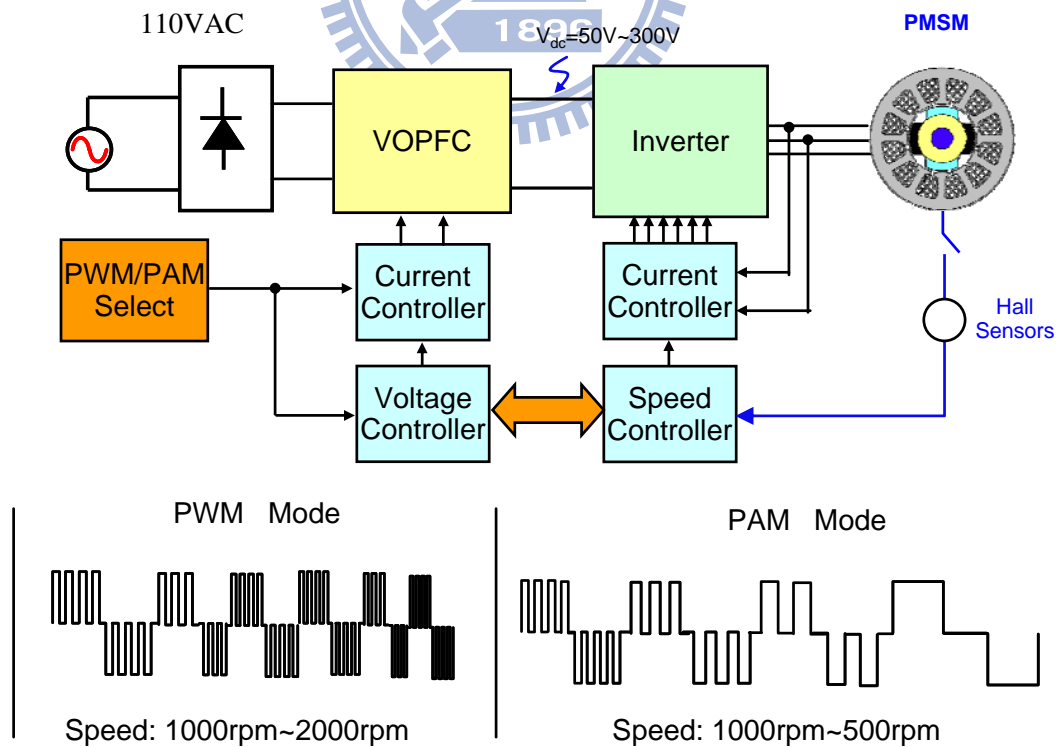


圖 5.21 整合式VOPFC馬達驅動器之系統方塊圖及馬達操作模式

由圖 5.22 中所示，當 VOPFC 系統啟動後，其輸出電壓隨著命令逐漸上升，在達到啟動電壓時，後級變頻器始驅動馬達開始運轉，並逐漸加速，最後穩定並持續運轉在指定轉速。整個變電壓及馬達變速度過程中，系統皆維持良好的功率因數及電流總諧波失真。

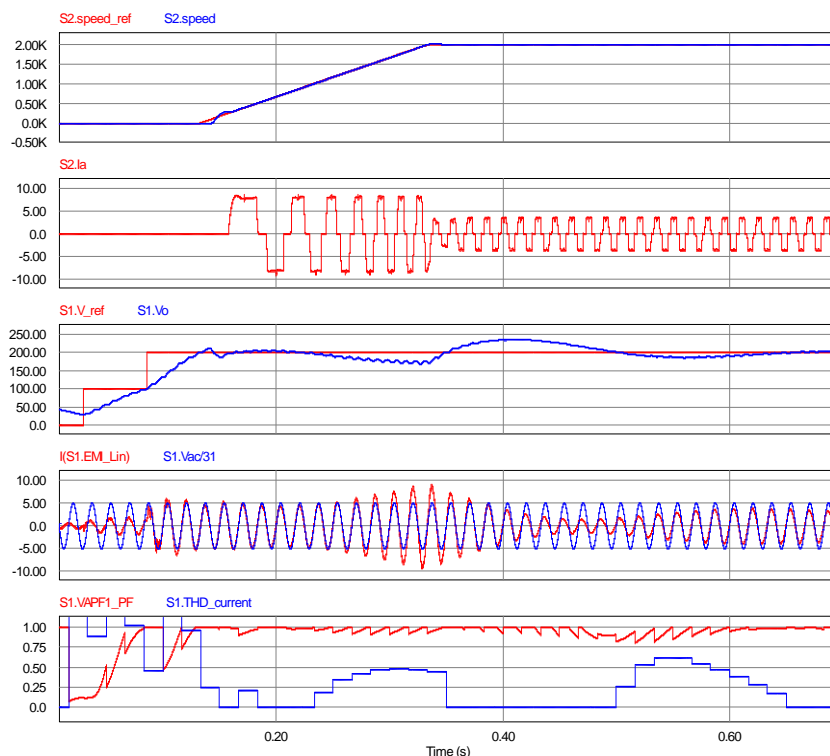


圖 5.22 整合式VOPFC之馬達驅動器啟動波形，圖中波形由上至下分別為馬達轉速、馬達相電流、VOPFC輸出直流電壓、VOPFC輸入電流及系統之PF及THD

系統在步階變電壓命令操作下，仍然具有良好地響應，根據系統輸出的功率及直流鏈電壓並聯電容值大小可分析系統最大上升斜率及下降斜率，並達到穩定的追隨操作。圖 5.23，系統自啟動後穩定在 200V，此時輸出功率為 330W，變電壓操作下，在 50ms 時間內，提高電壓到 300V，負載功率到達 500W，系統功率因數 0.99，電流總諧波失真比為 8%。

由前章最後一小節所分析之功率補償控制器，可有效降低馬達在變速度切換下造成VOPFC直流電壓之抖動，提供更佳的供電品質。由圖5.24所示，當VOPFC輸出200 V 穩定電壓下，馬達轉速由零啟動後到2000 rpm維持定轉速，此時VOPFC之負載電流瞬間切換為輕載，圖5.24(a)之波形可見到電壓瞬間抖動，產生35 V之電壓差，而後逐漸回復平穩。然而加入功率補償控制器後，如圖5.24(b)，VOPFC能根據輸出電流快速響

應，輸出電壓因輸出電流造成的電壓抖動連波降低，系統穩定時間減少，提供更穩定的供電品質。

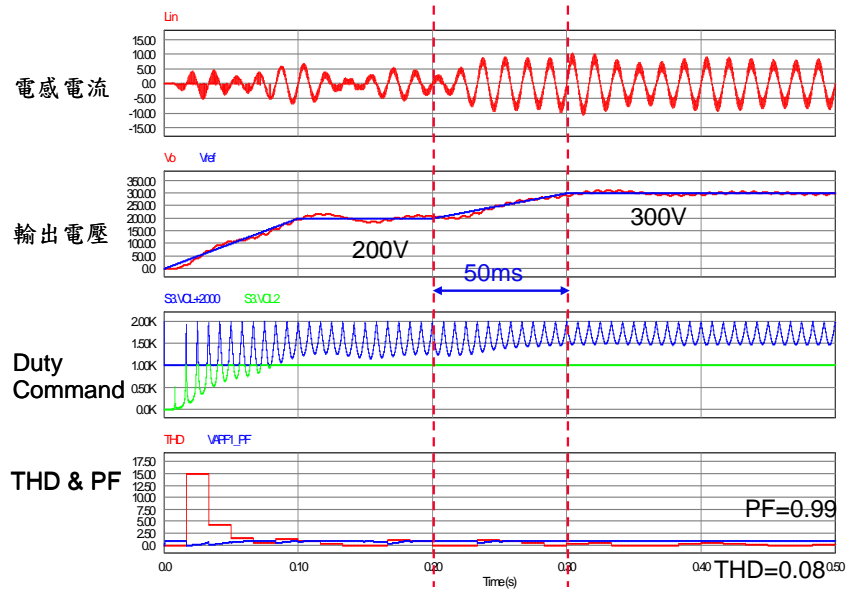


圖 5.23 輸出電壓200V~300V，最大輸出負載500W

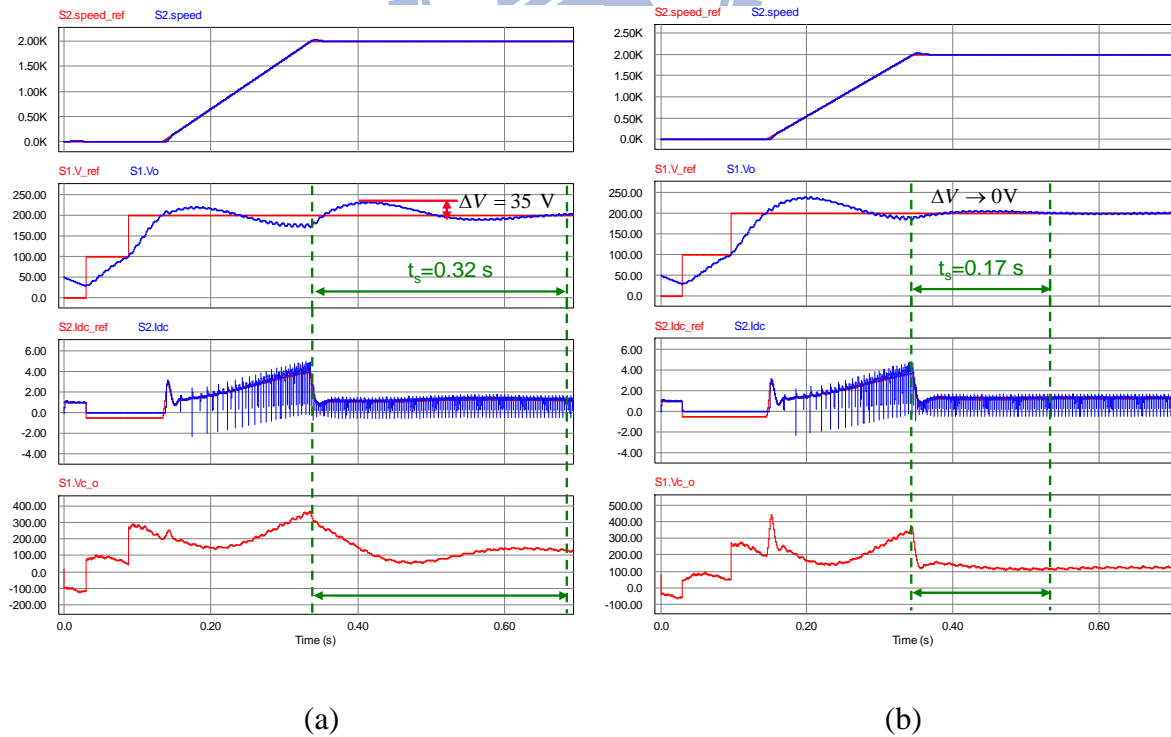


圖 5.24 系統變速度暫態響應，(a) 未加入功率補償控制器 (b) 加入功率補償控制器

倘若馬達已達穩定速度運轉，可藉由降低直流鏈電壓，即可穩定操作馬達轉速，同時降低 PWM 開關的切換次數，即為 PAM 控制模式。如圖 5.22。由圖中可見輸入電壓由額定電壓 300 伏特逐步下降至 75 伏特，馬達轉速成等比例變化，而系統的功率因數(Power Factor)仍維持在一個合理範圍。

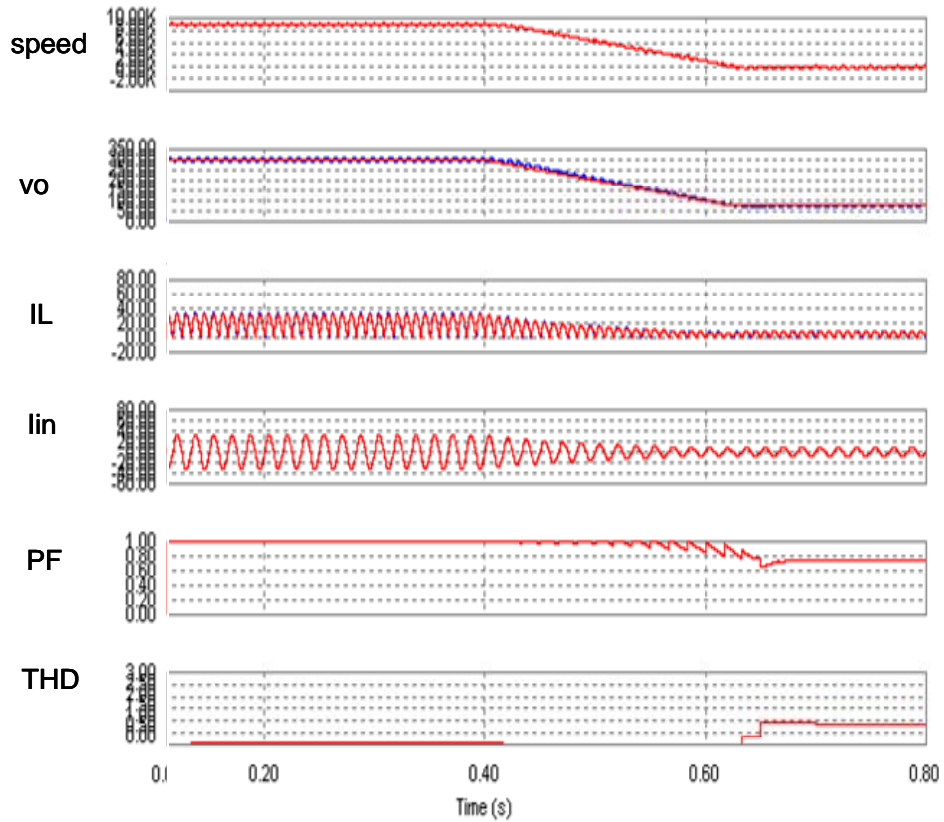


圖 5.25 輸出電壓由300 V至100 V，馬達藉由PAM調變方式控制轉速

第六章

結論與建議

6.1 結論

本論文提出透過可變輸出功因修正器(VOPFC)與傳統變頻器結合的架構作為一般家電產品用途之壓縮機驅動器，可以同時達到功因修正及效率最佳化的目的。本論文中採用串聯式升降壓(Cascade buck-boost)電路，透過雙迴路之控制器實現VOPFC。後級變頻器根據馬達轉速及工作模式，決定利用脈寬調變法(PWM)或是脈波振幅調變法(PAM)驅動永磁式無刷直流馬達。

串聯式升降壓功率轉換器具有廣範圍輸出電壓之特點，其輸出電壓可低於輸入電壓且穩定在75 V，亦可高於輸入電壓達到300 V。以此輸出直流電壓供應變頻器，可讓壓縮機馬達保有高速運轉的能力，但在系統待機且馬達維持低轉速時，可降低VOPFC之輸出電壓，使得變頻器能夠以最低之開關頻率驅動馬達，降低開關切換損失及電流漣波，達到變頻器效率最佳化的目的。透過前級VOPFC與後級變頻器之整合，可實現一具有高效能、高功因之家電用變頻壓縮機驅動器。

此種具有輸出電壓變化功能的PFC轉換器(VOPFC)，透過整合後級變流器，可進行變磁滯控制的PAM/PWM雙級轉換器，文中應用在馬達驅動器時，在需要進行速度變換的狀態下，利用固定大電壓輸出，配合驅動器的速度閉迴路控制進行PWM轉換控制，可具有較高的速度響應，等系統運作穩定並開始進行等速度運轉下，切換系統工作模式，改為PAM轉換器模式，可變輸出PFC微調輸出電壓，使得直流鏈輸出電壓恰好為馬達運轉速度下所需的直流電壓值，驅動器開關切換

次數降到最低，僅需維持換相所需開關頻率，達到降低開關切換損失，提高系統運作效率，此架構可同時達到功率因數修正與效率提升的雙重目標。

本文所提出的方法透過模擬驗證可行，透過可變輸出功率因數修正電路，可配合規範改善系統功因，最適合使用於家用電器產品之中，例如：冷氣機、冰箱...等壓縮機，除了可進行變速控制，同時可在穩定運轉時將開關次數降到最低，避免多餘開關切換損失。

6.2 未來研究建議

本文中針對無刷直流馬達控制採用的 120° 方波電流控制法時，其電流換相時變化劇烈，而且因馬達反抗電動勢為弦波，馬達未能達到最佳工作效率。未來可以在電流控制中可加入軟切換(Soft Switching)控制，在馬達換相前提早緩慢降低開關責任週期比，降低其相電流變化斜率，使其相電流能與反抗電動勢更有效率地耦合，在不變的馬達扭力下，降低馬達相電流有效值，提升整體效能。

傳統的設計流程為VOPFC及輸入EMI濾波器採用各自獨立設計，但是由以上討論可知兩系統之間會互相影響，所以加入濾波器後，VOPFC原先設計好的響應會被破壞。為了確保系統能具有良好的響應能力且輸入諧波成分符合法令規範，必須針對VOPFC發展一套EMI濾波電路的設計流程；針對各自系統設計，以達到對原先控制響應最低影響且有效降低輸入諧波成分以符合規範。

参考文献

- [1] N. Cravotta, "The new little man in the refrigerator: a DSP buyer's guide," *Embedded Systems Programming*, vol. 10, no. 9, pp. 99-100, 102, Sep. 1997.
- [2] W. Nuiding "Construction and function of modern refrigerators," *Elektrotechnik*, vol. 38, no. 7-8, pp. 33-36, July 1987.
- [3] J. L. Oldenkamp, D. M. Erdman, "Automotive electronically driven air conditioner system," *Automotive Power Electronics*, pp. 71-72, 1989.
- [4] "Refrigerator control system", *UK patent*, July 22, 1970.
- [5] H. W. Brown, D. W. Fries, "Air conditioner compressor and air fan speed controller," *USA Patent*, June 30, 1970.
- [6] J. Crucq, "Theory and practice of acoustic noise control in electrical appliances," *Philips Technical Review*, vol. 44, no. 4, pp. 123-134, Sep. 1988.
- [7] K. Itani, H. Tokizaki, T. Funagoshi, "Microcomputer-control system of air conditioner compressor motor," *Sanyo Technical Review*, vol. 18, no. 1, pp. 82-86, Feb. 1986.
- [8] Z. Kusuda, T. Kobayashi, "Electric refrigerator with compressor control," *USA patent*, June 2, 1970.
- [9] M. Sakai, H. Maeyama, "A twin-mechanism rotary compressor for large-capacity refrigerators," *Mitsubishi Electric Advance*, vol. 70, pp. 14-16, March 1995.
- [10] L. L. Molnar, L. Timar Peregrin, "The role of the electric motor in the noise-making of refrigerators with compressor," *Elektrotechnika*, vol. 68, no. 1-2, pp. 68-73, Jan.-Feb. 1974.
- [11] David Marsh, "Active power factor correction", *EDN EUROPE*, pp. 31-41, January 2000.
- [12] K. Rustom and I. Batarseh, "Recent advances in single-stage power factor correction," *IEEE Industrial Technology*, vol. 2, pp. 1089-1095, Dec. 2003.
- [13] C. Qiao and K. M. Smedley, "A topology survey of single-stage power factor corrector with a boost type input-current-shaper," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 16, pp. 360-368, May 2001.
- [14] B. K. Bose, "High performance control and estimation in AC drive," *IEEE IECON Conf. Rec.*, pp. 377-385, New Orleans, Nov. 9-14, 1997.
- [15] Y. Serizawa, K. Iizuka, M. Senou, "Inverter controlled rotary compressors," *Hitachi Review*, vol. 36, no. 3, pp. 177-84, June 1987.
- [16] N. Yoshimura, Y. Matsubara, Y. Ohtani, H. Nakagome, H. Okuda, "Three-staged pulse tube refrigerator with linear motor compressor," *Proceedings of the Sixteenth International Cryogenic Engineering Conference./International Cryogenic Materials Conference*, vol. 1, pp. 319-322, 1997.

- [17] H. Tsukamoto, Y. Masui, K. Akazawa, K. Takeda, H. Kato, "Rotary compressor with DC inverter motor for household refrigerators," *Sanyo Technical Review*, vol. 30, no. 1, pp. 27-33, May 1998.
- [18] B. K. Bose, "High performance control and estimation in AC drive," *IEEE IECON Conf. Rec.*, pp. 377-385, New Orleans, Nov. 9-14, 1997.
- [19] C. B. Rasmussen, E. Ritchie, "Variable speed induction motor drive for household refrigerator compressor," *Electrical Machines and Drives Conf. Rec.*, no. 44, pp. 128-132, 1997.
- [20] C. B. Rasmussen, E. Ritchie, A. Arkkio, "Variable speed induction motor drive for household refrigerator compressor," *IEEE ISIE Conf. Rec.*, vol. 2, pp. 655-659, 1997.
- [21] H. Murakami, H. Ito, Y. Asano, K. Narazaki, S. Hasegawa, "Highly efficient double layer IPM (interior permanent magnet) motor," *Matsushita Technical Journal*, vol. 44, no. 2, pp. 37-42, April 1998.
- [22] J. Holtz, "Pulsewidth modulation for electronic power conversion," *Proc. of IEEE*, vol. 82, no. 8, pp. 1194-1214, Aug. 1994.
- [23] J. Holtz, "Pulsewidth modulation-a survey," *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 39, no. 5, pp. 410-420, Dec. 1992.
- [24] M. Boost and P. D. Ziogas, "State of the art PWM techniques: a critical evaluation," *IEEE PESC Conf. Rec.*, pp. 425-433, 1986.
- [25] P. D. Ziogas, Y. G. Kang, and V. R. Stefanovic, "PWM control techniques for rectifier filter minimization," *IEEE PESC Conf. Rec.*, 1984.
- [26] V. G. Agelidis, P. D. Ziogas, and G. Joos, "An optimum modulation strategy for a novel notch commutated 3-phi PWM inverter," *IEEE IAS Conf. Rec.*, vol. 1, pp. 809-818, 1991.
- [27] G. S. Buja, "Optimum output waveform in PWM inverters," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 16, pp. 830-836, 1980.
- [28] I. J. Pitel, S. N. Talukdar, and P. Wood, "Characterization of programmed-waveform pulse width modulation," *IEEE Trans. Indus. Appl.*, vol. 16, no. 5, pp. 707-715, 1980.
- [29] Pragasen Pillay and Ramu Krishnan, "Application characteristics of permanent magnetsynchronous and brushless DC motors for servo drives," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 27, no5, pp. 986-996, 1991.
- [30] Y. Dote and S. Kinoshita, *Brushless Servomotors : Fundamentals and Applications*, ClarendonPress, Oxford, 1990.
- [31] Y. Dote and S. Kinoshita, *Brushless Servomotors: Fundamentals and Applications*, Clarendon Press, Oxford, 1990.
- [32] Duane C. Hanselman, *Brushless Permanent-Magnet Motor Design*, McGraw-Hill, Inc., 1994.
- [33] P. Pillay, B. K. Bose, et al., "Performance and design of permanent magnet AC motor drives," *Tutorial Course of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, Dearborn, Michigan, 1991.

- [34] 賴逸軒，「以DSP為基礎發展永磁同步馬達使用線性型霍爾感測器與無感測控制方法」，碩士論文，國立交通大學電機與控制工程研究所，民國九十四年七月。
- [35] S. Ogasawara and H. Akagi, "An approach to position sensorless drive for brushless DC motor," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. IA-27, no. 5, pp. 928-933, Oct. 1991.
- [36] M. F. Rahman, L. Z. E. Haque, and M. A. Rahman, "A direct torque-controlled interior permanent-magnet synchronous motor drive without a speed sensor," *IEEE Trans. Energy Conversion*, Vol. 18, no. 1, pp. 17 – 22, Mar. 2003.
- [37] L. Malesani, L. Rossetto, P. Tenti and P. Tomasin, "AC/DC/AC pwm converter with reduced energy storage in the dc link," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol.31, pp.287-292, 1995.
- [38] F. D. Kieferndorf, M. Forster and T. A. Lipo, "Reduction of DC-bus capacitor ripple current with PAM/PWM converter," *IEEE Transactions on Industry Applications*, March-April 2004, vol. 40, p.p. 607 – 614.
- [39] Y. S. Lai, K. Y. Lee, J. H. Tseng, Y. C. Chen and T. L. Hsiao, "Efficiency Comparison of PWM-Controlled and PAM-Controlled Sensorless BLDCM Drives for Refrigerator Applications" *IEEE Industry Applications Soc.*, pp. 268-273, 2007.
- [40] T. Senjyu, Y. Noguchi, N. Urasaki, A. Yona, H. Sekine and T. Funabashi, "Wide-Speed-Range Optimal PAM Control for Permanent Magnet Synchronous Motors," in *IEEE ICPE '07. Int. Conf.*, pp. 916-921, Oct. 2007
- [41] L. Gyugyi, "Reactive power regeneration and control by thyristor circuits," *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 15, no. 5, pp. 521-532, Sep./Oct. 1979.
- [42] A. E. Hammand and M. E. Sadek, "Application of thyristor controlled Var compensator for damping subsynchronous oscillation in power system," *IEEE Trans. on Power Appl. System*, vol. 103, no. 1, pp. 198-206, Feb. 1984.
- [43] B. Wilkenson, "Power factor correction and IEC 555-2," *PowerTechnics Magazine*, pp.20-24, February 1991.
- [44] T. C. Green, "Update of harmonic standard IEEE-519: IEEE recommended practices and requirements for harmonic control in electric power systems," *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol.25, no.6, pp.1025-1034, Nov./Dec. 1989.
- [45] J. Chen, D. Maksimovic and R. Erickson, "Buck-boost pwm converters having two independently controlled switches," *IEEE 32nd Power Electronics Specialists Conference*, vol.2, pp.736-741, 2001.
- [46] R. Morrison and M. G. Egan, "A new modulation strategy for a buck-boost input ac/dc converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 16, pp.34-45, 2001.
- [47] G. K. Andersen and F. Blaabjerg, "Utilizing the free running current programmed control as a power factor correction technique for the two switch buck-boost converter," *Nineteenth Annual IEEE Power Electronics Conference and Exposition*, vol.2, pp.1213-1219,2004.
- [48] 張宏嘉，「寬廣輸入電壓範圍功因校正電路的研究」，國立台灣科技大學電機研究

所碩士論文，民國九十四年。

- [49] R. Ridley, S. Kern, B. Fuld, R. Eng, and B. Creek, "Analysis and design of a wide input range power factor correction circuit for three-phase application," in *IEEE Proc. APEC Conf.*, pp. 299-305, 1993.
- [50] J. Chen, D. Maksimovic, and R. Erickson, "Buck-boost PWM converters having two independently controlled switches," in *Proc. 2002 IEEE PESC Conf.*, pp. 734-741.
- [51] M. C. Ghanem and K. Al-Haddad, "A new control strategy to achieve sinusoidal line current in a cascade buck-boost converter," in *IEEE Transactions on Ind. Electron.*, vol. 433, no. 3, pp. 441-445, Jun. 1996.
- [52] Y. Zhao, "Single phase power factor correction circuit with wide output voltage range," Master Thesis, Dept. Elec. and Computer Eng., Univ. Virginia, Blackburg, Virginia, 1998.
- [53] R.D. Middlebrook, "Input filter consideration in design and application of switching regulators," *IEEE Industry Application Society Annual Meeting*, 1976 Record, pp. 366-382
- [54] T. Phelps and W. Tate, "Optimizing passive input filter design," *Proceedings of Powercon 6*, pp. G1.1-G1.10, May 1979.
- [55] Y. Jang and R. Erickson, "Physical origins of input filter oscillations in current programmed converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol17, No.4, pp. 725-733, Oct. 1992.
- [56] S. Erich and W. Polivka, "Input filter design for current-programmed regulators," *IEEE APE Conf. Rec.*, pp.781-791, Mar. 1990.
- [57] P. Pillay and R. Krishnan, "Modeling, simulation, and analysis of permanent-magnetmotor drives, Part II: The brushless DC motor drive," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 25, no 2, pp. 274-279, 1989.
- [58] J. Chen, D. Maksimovic and R. Erickson, "A new low-stress buck-boost converter for universal-input PPC applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 1, pp.343-349, 2001.
- [59] R. Ridley, S. Kern, and B. Fuld, "Analysis and design of a wide input range power factor correction circuit for three-phase applications," in *Proc. 8th Annu. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo*, San Diego, CA, Mar. 7-11, 1993, pp. 299-305.

作者簡介



Chia-Hao Wu was born in Taichung, Taiwan, R.O.C., in 1983. He received the B.S. degree in electrical and control engineering from National Chiao-Tung University, Hsinchu, Taiwan, in 2007 and is currently pursuing the M.S. degree in electrical engineering at National Chiao Tung University, Hsinchu, Taiwan. His research interests are in the areas of brushless dc motor control, PFC converter design, and digital controller realization.

個人資料

姓名：吳家豪 (Chia-Hao Wu)

生日：民國 72 年 9 月 19 日

出生地：台灣省台中縣

專長：控制理論、電力電子、

數位控制器設計、電動機理論

論文題目：中文：具有可調輸出電壓功因修正器之無刷直流馬達驅動器的效率改善策略

英文：Efficiency Improvement Strategy of a BLDC Motor Drive Using a PFC Converter with Adjustable Output Voltage

學歷

2007.9~2009.9 交通大學電機與控制工程研究所

2002.9~2007.6 交通大學電機與控制工程學系