

國立交通大學
電機與控制工程學系
碩 士 論 文

1.5 kW伺服器前級電源功率因數修正之系統性能
分析與改善

Analysis and Improvement of PFC system performance for
1.5 kW server power supply

研 究 生：李宗磬

指 導 教 授：鄒應嶼 博士

中 華 民 國 九 十 七 年 七 月

1.5 kW伺服器前級電源功率因數修正之系統性能 改善與分析

Analysis and Improvement of PFC system performance
for 1.5 kW server power supply

研究生：李宗磬 Student: Tzung-Ching Li

指導教授：鄒應嶼 博士 Advisor: Dr. Ying-Yu Tzou

國立交通大學

電機與控制工程學系



Submitted to Department 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

July 2008

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十七年七月

1.5 kW 伺服器前級電源功率因數修正之系統性能 分析與改善

研究生：李宗磬

指導教授：鄒應嶼 博士

國立交通大學電機與控制工程研究所

摘 要

本文主要探討用於伺服器電源前級 AC-DC 電源，採平均電流控制模式、具功率因數修正、輸出電壓調節之連續導通模式升壓式功率因數修正轉換器之控制迴路分析與性能改善。文中將針對採用連續導通模式控制之升壓式功率因數修正轉換器說明平均電流控制模式的原理及電路控制架構、電路設計與控制信號回授方式，再針對其電流迴路、電壓迴路及輸出阻抗進行小訊號模型及頻率響應推導與分析，藉以探討在不同工作點下電壓迴路之相對穩定性。最後就前述分析，針對控制系統中的電壓迴路補償器進行設計並加入一個陷波濾波器以提升系統電壓迴路之頻寬以及暫態響應，降低 120 Hz 之輸出電壓漣波之影響，使系統功率因數得以至少提升 5%。本文採用 PSIM 模擬軟體針對時域上之穩態、暫態之輸出電壓控制、輸入電流之功率因數校正進行模擬，以及頻域上電流迴路、電壓迴路之迴路增益以及系統輸出阻抗進行頻率響應之模擬，並與實驗結果互相比對驗證。

Analysis and improvement of PFC system performance for 1.5 kW server power supply

Student: Tzung-Ching Li

Advisor: Dr. Ying-Yu Tzou

Department of Electrical and Control Engineering
National Chiao Tung University

Abstract

This paper presents the analysis and improvement in power factor correction (PFC) and output voltage regulation of a boost PFC converter by using average current mode control scheme in applications to an 1.5 kW server power supply. Average current control scheme is adopted for the current regulation of the boost PFC converter due to its high efficiency and robust control characteristics for large load variations in high power applications. The selection of PFC controller IC with its auxiliary circuit realization has been described.

The small-signal model of the PFC converter has been derived for the control loop design of both inner current loop and outer voltage loop to achieve a compromise between line current distortion and output voltage regulation. In order to achieve fast dynamic response for output voltage regulation, a notch filter is designed to minimize double line frequency distortion within the voltage control loop. The effect of Q factor and phase distortion of the notch filter can be revealed by the simulated loop gain.

With a proper design of the notch filter and the voltage loop compensator, significant improvement of the dynamic response under step load change has been verified by using computer simulation oriented design with PSIM, a circuit simulator for power electronic circuits. Extensive computer simulations of static behavior and dynamic responses of the PFC converter have been carried out to illustrate both the design procedure and designed results. Experimental verification has been carried out on a constructed 1.5 kW PFC converter for servo power supply applications. Experimental results are consistent with the simulation results and verify the performance improvement by using the proposed frequency domain design methodology.

誌 謝

首先要感謝我的老師鄒應嶼教授兩年來的悉心指導，除了專業知識上的啟發之外，也讓我思考與解決問題的能力有很大的成長。

感謝育宗學長，在這兩年中給我很多的幫助，除了知識與經驗外，也提供我很多寶貴的建議，並且經常的鼓勵我，以及已畢業之學長，少軍、韋吉、晏銓、智達、翊仲。

以及學弟們茗皓、煒超、哲瑋、宗瀚、家豪和國光，謝謝你們在這些日子裡陪我一起經歷了研究生活的苦與樂，在我身體病痛時給予生活上的協助

感謝榮世良學長、林萬池先生等光寶科技股份有限公司同仁在硬體電路及實驗設備方面的協助；感謝月貴在一些行政事務上的幫忙。

最後要感謝我的父母，還有所有關心我的家人與長輩，謝謝你們給我的支持與關懷，願與你們一同分享這份喜悅與榮耀。

謹以此論文獻給所有關心我的長輩與師長們…

李宗磬

2008 夏 於新竹交大

目 錄

中文摘要	i
英文摘要	ii
誌謝	iii
目錄	iv
表列	vii
圖列	viii
第一章 緒論	1
1.1 研究背景與發展現況.....	1
1.2 研究動機與目的.....	2
1.3 論文架構	3
第二章 伺服器電源發展與規範	5
第三章 升壓式PFC轉換器之功率電路分析	10
3.1 功率因數定義.....	10
3.2 各式功率因數修正電路拓撲.....	12
3.3 升壓式PFC轉換器電路架構	14
3.3.1 功率電路規格與架構分析.....	14
3.3.2 工作模式分析.....	15
3.4 元件設計與電流有效值分析.....	17
3.4.1 橋式整流器之選取.....	17
3.4.2 電感之選取.....	18
3.4.3 功率開關之選取.....	18
3.4.4 主二極體之選取.....	20
3.4.5 輸出電容之選取.....	21
第四章 升壓式PFC轉換器之控制電路分析	25
4.1 常見PFC控制IC	25
4.2 PFC連續導通模式控制架構	26
4.2.1 控制 IC 工作原理.....	26

4.2.2	平均電流模式控制原理.....	27
4.2.3	功率開關切換頻率.....	28
4.3	控制訊號回授電路分析.....	29
4.3.1	電感電流回授電路.....	29
4.3.2	輸出電壓回授電路.....	31
4.3.3	輸入電壓前饋電路.....	31
4.4	控制補償器電路分析.....	33
4.4.1	電流誤差放大器.....	33
4.4.2	電壓誤差放大器.....	34
4.5	IC啟動電路與保護電路分析.....	35
4.5.1	過電壓保護/致能電路.....	35
4.5.2	峰值電流限制電路.....	36
4.6	功率開關閘極驅動電路.....	37
第五章	升壓式PFC轉換器之小信號模型分析.....	38
5.1	功率級開回路小信號動態模型.....	38
5.2	平均電流模式控制下的升壓式PFC轉換器小信號模型.....	41
5.3	電流迴路分析.....	42
5.3.1	電流迴路模型分析與推導.....	42
5.3.2	電流迴路補償器之設計.....	46
5.4	電壓迴路分析.....	46
5.4.1	電壓迴路模型分析與推導.....	46
5.4.2	電壓迴路補償器之設計.....	51
5.5	輸出阻抗分析.....	54
第六章	模擬及實驗結果分析與系統性能改善.....	54
6.1	以PSIM為基礎之模擬系統.....	54
6.2	模擬與實測結果分析與探討.....	55
6.2.1	系統穩態響應.....	55
6.2.2	系統暫態響應.....	60
6.2.3	系統功率因數與 THD 分析.....	65

6.3 系統性能改善.....	68
第七章 結論	76
參考文獻	77
附錄	
作者簡介	79



表 列

3.1	伺服器前級電源之升壓式 PFC 轉換器輸入規範.....	15
3.2	伺服器前級電源之升壓式 PFC 轉換器系統測試參數.....	23
4.1	市面常見 PFC 控制 IC.....	25
5.1	升壓式 PFC 轉換器開回路小訊號模型轉移函數.....	40
5.2	平均電流模式控制升壓式 PFC 轉換器小訊號模型符號.....	42
6.1	CCM PFC 升壓式轉換器之規格參數.....	55
6.2	PFC 平均電流模式控制電壓迴路各工作點之系統頻寬及相位增益.....	64
6.3	系統各工作點之功率因數及 THD 之 PSIM 模擬結果.....	65
6.4	系統各工作點之效率及功率因數、THD 實驗結果.....	65
6.5	改善後系統各工作點之功率因數及 THD 之 PSIM 模擬結果.....	74



圖 列

2.1	兩級式伺服器電源供應器架構	5
3.1	輸入電壓、輸入電流及電流基頻成份波形	10
3.2	PFC 升壓式轉換器各式電路拓撲	12
3.3	傳統 PFC 電路拓撲	13
3.4	無橋式 PFC 電路拓撲	13
3.5	升壓式轉換器電路架構	14
3.6	升壓式 PFC 轉換器之電感電流波形	16
3.7	升壓式 PFC 轉換器工作點特性曲線圖	17
3.8	升壓式轉換器在連續導通模式下之電感電流波形	19
3.9	升壓式 PFC 轉換器各功率元件之電流有效值與輸出電壓漣波值	24
3.10	升壓式 PFC 轉換器各功率元件之電流有效值與輸出電壓漣波之 PSIM 模擬圖	24
4.1	平均電流控制模式控制架構	27
4.2	電流誤差放大器輸出與 PWM 鋸齒波關係圖	28
4.3	平均電流控制模式電流迴路圖	29
4.4	電感電流感應電路	30
4.5	輸出電壓回授電路與轉移函數系統方塊圖	31
4.6	前饋電壓電路之(a)電路架構(b)等效轉移函數系統方塊圖	32
4.7	電流誤差放大器	33
4.8	電壓誤差放大器(a)電路原本架構(b)經過轉換的戴威寧等效電路	34
4.9	IC 過電壓保護/致能電路圖	35
4.10	峰值電流限制電路	36
4.11	升壓式 PFC 轉換器功率開關開極驅動電路	37
5.1	升壓式轉換器工作模式(a)開關導通(b)開關截止	38
5.2	平均電流控制控制模式升壓式 PFC 轉換器小訊號模型	41
5.3	平均電流模式電流迴路系統方塊圖	43

5.4	廣義平均電流模式電流迴路系統方塊圖	43
5.5	平均電流模式控制電流迴路增益頻率響應圖	45
5.6	平均電流模式控制電流迴路閉迴路增益頻率響應圖	45
5.7	升壓式 PFC 轉換器電流命令圖	47
5.8	平均電流模式控制之升壓式 PFC 轉換器電壓迴路小信號等效模型圖	48
5.9	平均電流模式控制電壓迴路系統方塊模型圖	49
5.10	平均電流模式控制電壓迴路增益頻率響應圖	50
5.11	升壓式 PFC 轉換器輸出阻抗開回路頻率響應圖	52
5.12	平均電流模式控制升壓式 PFC 轉換器閉迴路輸出阻抗系統方塊圖	53
5.13	平均電流模式控制升壓式 PFC 轉換器輸出阻抗閉回路頻率響應圖	53
6.1	PSIM 電路繪製環境	54
6.2	PFC 升壓式轉換器平均電流控制模式系統方塊圖	56
6.3	使用連續導通模式 PFC 控制 IC 之 PFC 升壓式轉換器控制架構	56
6.4	UCC3818 內部電路模擬圖	57
6.5	負載 300 W、輸入電壓 220 VAC 之電感電流波形	58
6.6	負載 300 W、輸入電壓 220 VAC 之輸出電壓波形	58
6.7	負載 500 W、輸入電壓 220 VAC 之電感電流波形	58
6.8	負載 500 W、輸入電壓 220 VAC 之輸出電壓波形	58
6.9	負載 300 W、輸入電壓 220 VAC 之電感電流模擬波形與實測波形比對 圖	59
6.10	負載 500 W、輸入電壓 220 VAC 之輸出電壓模擬波形與實測波形比對 圖	59
6.11	負載 300 W、輸入電壓 220 VAC 之電感電流模擬波形與實測波形比對 圖	59
6.12	負載 500 W、輸入電壓 220 VAC 之電感電流模擬波形與實測波形比對 圖	60
6.13	輸入電壓 220 VAC、負載 300 W 切載至 500 W 之輸出電壓模擬波形與 實測波形比對圖	61
6.14	PFC 平均電流模式控制電壓迴路增益頻率響應	61

6.15	20% 負載之電壓迴路增益頻率響應理論實驗比對圖	62
6.16	34% 負載之電壓迴路增益頻率響應理論實驗比對圖	62
6.17	50% 負載之電壓迴路增益頻率響應理論實驗比對圖	63
6.18	80% 負載之電壓迴路增益頻率響應理論實驗比對圖	63
6.19	100% 負載之電壓迴路增益頻率響應理論實驗比對圖	63
6.20	PFC 平均電流模式控制電壓迴路各工作點之系統頻寬曲線圖	64
6.21	PFC 平均電流模式控制電壓迴路各工作點之系統相位增益曲線圖	64
6.22	20%、34% 負載之線電壓、線電流、THD 以及 PF 之 PSIM 模擬波形	66
6.23	50%、80% 負載之線電壓、線電流、THD 以及 PF 之 PSIM 模擬波形	66
6.24	滿載之線電壓、線電流、THD 以及 PF 之 PSIM 模擬波形	67
6.25	實際量測之系統效率曲線圖	67
6.26	PSIM 電路模擬與實際量測之系統功率因數曲線圖	67
6.27	PSIM 電路模擬與實際量測之系統線電流 THD 曲線圖	68
6.28	加入 notch filter 之系統方塊圖	68
6.29	陷波濾波器之類比電路圖	69
6.30	加入陷波濾波器之 PSIM 電路方塊圖	70
6.31	加入陷波濾波器及 PI 控制器之電壓迴路頻率響應圖	71
6.32	改善後之電壓迴路 MATLAB 與 PSIM 電路掃描頻率響應圖	72
6.33	改善後之電流迴路頻率響應圖	72
6.34	改善後之輸入電壓 220 VAC、負載 300 W 切載至 500W 之輸出電壓波形圖	73
6.35	改善後之 20%、34% 負載之線電壓、線電流、THD 以及 PF 之 PSIM 模擬波形	73
6.36	改善後之 50%、80% 負載之線電壓、線電流、THD 以及 PF 之 PSIM 模擬波形	74
6.37	改善後之 50%、80% 負載之線電壓、線電流、THD 以及 PF 之 PSIM 模擬波形	74
6.38	改善後之 PSIM 電路模擬與改善前 PSIM 電路模擬與實際量測之系統功率因數曲線圖	75

6.39 改善後之 PSIM 電路模擬與改善前 PSIM 電路模擬與實際量測之系統線
電流 THD 曲線圖75



第一章

緒論

1.1 研究背景與發展現況

在能源需求節節高漲的21世紀，與日俱增的供電需求與發電成本使得人類必需在建構大量電廠的同時，發展更具效率的電力電子儀器與技術。故提升與改善供電品質，已成為今日歐美亞先進國家的主要發展之課題。近二十年來在半導體產業的帶動下，新一代有著更高耐壓耐流的半導體功率元件及電力電子切換技術的與日俱進，亦使得能源轉換器的類別及應用日新月異。由於各式電源產品均需以市電作為輸入來源，將交流電源轉換至直流電源，以提供設備內部控制半導體驅動與輸出功率需求。然而不同負載的應用，將導致電源的輸入端含有大量的諧波電流，進而使得供電線路成本大增以及電力轉換效率低落。為解決上述之問題，故有功率因數修正(Power Factor Correction)電路的出現。近年來應用MOSFET與IGBT等功率元件，採用不同架構於交直流轉換控制之系統已相當廣泛。

功率因數修正在電路架構上一般可分為兩大範疇：兩級式(two stage approach)和單級式(single stage approach)。由於兩級式架構在轉換效率上耗損較多且其額外的元件亦使成本提高，故單級式架構已漸成為目前PFC主要發展目標。其主要概念為PFC端以及DC-DC端共用同一開關，使得PFC開關以及其控制IC得以省略。而近十年來升壓式PFC轉換器的控制架構中，亦已發展出許多不同的控制方式來達到PFC中線電流追隨線電壓的目的。這些控制方式的之間的差異主要建立在不同輸出功率上的應用，電感電流的操作點和感應方式，以及控制開關的切換方式。

以開關的切換方式而言，可分成固定責任週期與固定導通時間兩種控制方式，這使得一般常見於PFC應用之升壓式轉換器在電流操作模式上亦可分為邊界導通模式(Boundary Conduction Mode, BCM) 及連續導通模式 (Continuous Conduction Mode)。其中前者為峰值電流控制的一種，可使得控制電路簡單、易於實現。但由於在相同的平

均電流下，其通過升壓式轉換器開關之峰值電流為連續導通模式下的兩倍，使得開關損大增，故一般其應用於300 W以下之電源供應器。故根據電流操作點，通常不連續導通模式 (DCM) PFC被使用於輸出300 W以下的應用 [1]-[3]，連續導通模式(CCM)PFC則被應用於輸出超過300 W以上。近年亦有並聯控制架構 (interleaving control) 利用開關訊號相位的不同，使得輸入及輸出的電壓和電流漣波得以抵消，並可增加轉換器之功率密度。

由於平均電流模式控制使得電流被操作在連續導通模式中，因此適合用於大功率輸出 [4]，被廣為應用於單相的PFC轉換器。相較於峰值電流控制模式，平均電流模式控制好處在於：1) 在電流迴路中不需要作額外的斜率補償來避免次諧波震盪的產生。2) 電流迴路在低頻時的系統增益可以經由電流誤差放大器的設計而得到較大的增益。3) 雜訊的抵抗力較佳。4) 可被應用在任何其他的 PFC電路拓樸，如降壓式、返馳式轉換器 [5] 。

就AC-DC轉換器的效率而言，則可經由同步整流器(synchronous rectifier, SR)的使用以達到效率提高之目的。在前級的AC-DC轉換器中，整流二極體的導通損失為效率的主宰，故可將其置換為同步整流之低導通電阻的MOSFET。

本文以一輸出1470瓦，長7.75英寸、寬14.5英寸、高1.47英寸，功率密度8.8瓦/立方英寸，用於伺服器的電源為研究主體。輸入電壓為170~264伏交流電壓；輸出電壓為12伏，輸出額定電流為121安培，最小2安培；待機輸出電壓為3.3伏，輸出電流5安培。此電源分為兩級，前級為一升壓式PFC轉換器，將輸入範圍170~264伏交流電壓升壓至400伏直流電壓以作為後級全橋式DC-DC相移轉換器輸入電壓。在前級中此一主動式PFC架構，使功率因數提高至趨近於一，以降低諧波污染進而提高電源品質，以符合諧波標準法規之規範 [6] [7]。此電源屬於大功率輸出，故此升壓式PFC轉換器即為採用平均電流控制模式，使用UC3818為控制IC，來達成功率因數修正閉迴路控制。

1.2 研究動機與目的

由於今日科技與工業對用電需求與日俱增，對於供電之品質要求亦越來越高；未應用PFC的電能轉換器將在能量轉換中導致大量的能源污染、過大的諧波電流，以及效率的低落。因此許多先進國家均已著手擬定相關法規，對於用電設備之功率因數及諧

波污染加以規範，如IEC-1000、IEC-555.2及IEC-519等相關法規。由此可見，電力能源使用效率及品質之重要性。

功率因數的改善可以降低電流峰值並降低電磁干擾，因而降低輸電設備容量費用，同時降低諧波污染進而提高電源品質，以符合諧波標準法規之規範；一般功率因數修正器控制架構包含兩個迴路，即電流內迴路及電壓外迴路。由於輸出電壓包含有兩倍線電壓頻率漣波成份，此成分將使其經過電壓迴路補償器後之訊號與回授之線電壓相乘所產生的電流命令失真。故為了不使電流命令受此兩倍線電壓影響，一般電壓迴路皆被限制於相當低的頻寬，此電壓迴路的交越頻率通常設計於兩倍線電壓頻率之1/6，大約為20 Hz，亦或更低，此為無法提升負載的暫態響應的原因。

為了消除以上輸出電壓漣波所造成的問題，可由輸出電壓的回授訊號上提供一漣波補償技術使得電壓迴路得以大幅提高 [8] [9]，然而此方法需要一個複雜的控制器來偵測漣波電壓的電壓準位以及控制其相位。滑動模式控制 (sliding mode control) [10] 以及邊界控制 (boundary control) [11] 亦可使負載變動獲得較快的暫態響應，然而系統必需操作在變化之開關頻率下。尚有方法提出以一個額外的電壓迴路以降低系統的輸出阻抗 [12]，此法可使系統電壓迴路在不需要大頻寬下即可提高負載之暫態響應，然而效能卻不及前面所提述過之方法。

故本文的重點在於針對一1.5 kW 伺服器前級電源之升壓式PFC轉換器電路進行小訊號模型及頻率響應分析，在各別了解電流迴路、電壓迴路之迴路增益之下，在輸出電壓回授路徑上增加一個陷波濾波器 (notch filter) 以抑制120 Hz之輸出電壓漣波，進而提升整個系統之頻寬，改善暫態響應，及功率因數上的提升 [13]。

1.3 論文架構

本節說明本論文的組織架構。

第二章介紹伺服器電源之發展以及分類依據，並針對目前市面上之伺服器規格及在PFC之需求進行整理。

第三章介紹PFC理論基礎、各式PFC電路架構以及升壓式轉換器電路架構原理，並說明升壓式PFC轉換器的元件規格設計與選取法則。

在第四章中將針對現今市面上各伺服器電源所使用之控制IC進行介紹及評比，進

一步探討本計畫中升壓式PFC轉換器所使用的控制模式以及控制IC工作原理，並針對其控制電路的功能予以說明與分析。

第五章介紹升壓式PFC轉換器之小信號模型，針對功率級轉移函數進行分析。

第六章延續前一章，針對PFC連續導通模式類比式控制迴路進行電流迴路及電壓迴路的模型分析以及補償器的設計。並對此升壓式PFC轉換器作全系統的輸出阻抗及輸入阻抗分析。

第七章針對系統在時域上進行功率因數及THD之穩態量測實驗以及負載改變時的暫態響應，以與第六章的頻域分析相互作驗證及比對。

最後在第八章進行性能之改善，並總結本文的研究成果，以及對未來可能改善或進一步研究的部分提出建議。



第二章

伺服器電源發展與規範

在資訊系統中，伺服器主要應用於數據庫和Web服務，而PC（個人電腦）則主要應用於桌面計算和網路終端。設計根本出發點的差異決定了伺服器應該具備比PC更可靠的持續運行能力、更強大的存儲能力和網路通信能力、更快捷的故障恢復功能和更廣闊的擴展空間。同時，伺服器尚需針對數據相當敏感的應用提供數據備份功能。故應用於伺服器上之電源需具有額定功率大，輸出穩定、波動小，輸出接頭種類和數量多，並具有冗餘性，以保證在主要電源損壞時備用電源能馬上接替服務，避免出現停機或發生數據遺失。

現今應用於伺服器上之電源供應器一般皆採用兩級式架構，如圖2.1。前級轉換器對市電之交流線電壓進行整流，以提供後級DC-DC轉換器所需之直流鏈電壓，並進行功率因數修正以降低輸入電流諧波成份，使其符合IEC-1000等相關法規；後級DC-DC轉換器則包含一個變壓器與一個二次側整流器以及PWM控制機制，以完成電流隔離以及使用者所需之輸出電壓之調變。

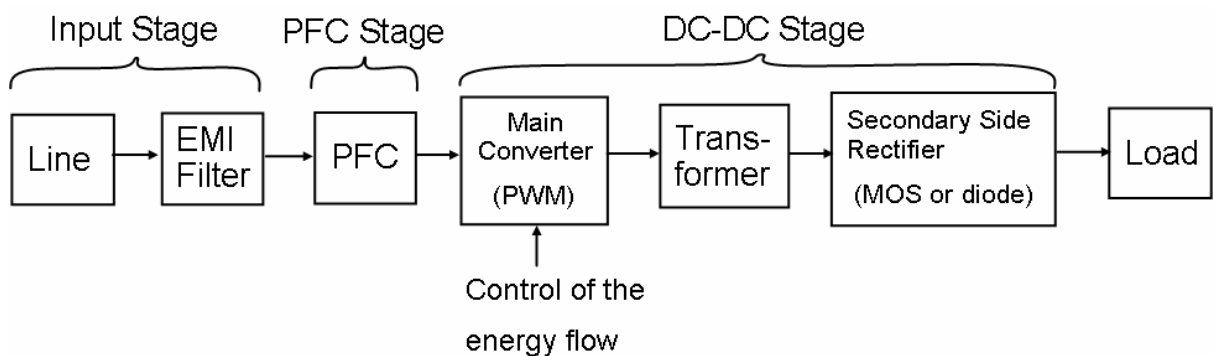


圖2.1 兩級式伺服器電源供應器架構

伺服器電源按照標準可以分為ATX電源和SSI電源兩種。ATX標準的使用較為普遍，主要應用於工作站和低端伺服器；而SSI標準是隨著伺服器技術的發展而進一步產生的，適用於各種檔次的伺服器。

ATX標準

ATX標準為Intel在1997年推出的一個規範，輸出功率一般在125 W~350 W之間。ATX電源通常採用20 Pin的雙排長方形插座給主機板供電。隨著Intel推出Pentium4處理器，電源規範也由ATX修改為ATX12V。和ATX電源相比，ATX12V電源主要增加了一個4Pin的12V電源輸出端，以便更好地滿足Pentium4的供電要求（2GHz主頻的P4功耗達到52.4 W）。

SSI標準

SSI（Server System Infrastructure）規範是Intel聯合一些主要的IA架構（Intel Architecture，英特爾架構，又稱CISC架構）伺服器生產商推出的新型伺服器電源規範。SSI規範的推出是為了規範伺服器電源技術，降低開發成本，延長伺服器的使用壽命而制定的，主要包括伺服器電源規格、背板系統規格、伺服器機箱系統規格和散熱系統規格。根據使用的環境和規模的不同，SSI規範又可以分為EPS、TPS、MPS、DPS四種子規範。其和ATX12V電源最直接的區別在於提供了24 Pin的主板電源介面和8 Pin的CPU電源介面，與ATX的20Pin+4Pin模式互不為相容。

EPS規範（Entry Power Supply Specification）

主要為單電源供電的中低端伺服器設計，設計中秉承了ATX電源的基本規格，但在性能指標上存在一些差異。它適用於額定功率在300~400 W的電源，獨立使用，不用於冗餘方式。後來此規範發展到EPS12V（Version2.0），適用的額定功率達到450~650W。

TPS規範（Thin Power Supply Specification）

適用於180~275 W的系統，具有PFC(功率因數校正)、自動負載電流分配功能。電源系統最多可以實現4組電源並聯冗餘工作，由系統提供風扇散熱。TPS電源對熱插拔和電流均衡分配要求較高，它可用於N+1冗餘工作，有冗餘保護功能。

MPS規範（Midrange Power Supply Specification）

這種電源被定義為針對4路以上CPU的高端伺服器系統。MPS電源適用於額定功率在375~450W的電源，可單獨使用，也可冗餘使用。它具有PFC、自動負載電流分配等功能。採用這種電源元件電壓、電流規格設計和半導體、電容、電感等器件工作溫度

的安全係數超過15%。在環境溫度25度以上、最大負載、冗餘工作模式下，MTBF (Mean Time Between Failure，平均故障間隔)可到150000小時。

DPS規範 (Distributed Power Supply Specification)

電源是單48V直流電壓輸出的供電系統，提供的最小功率為800W，輸出為+48V和+12VSB。DPS電源採用二次供電方式，輸入交流電經過AC-DC轉換電路後輸出48V直流電，48VDC再經過DC-DC轉換電路輸出負載需要的+5V、+12V、+3.3V直流電。制定這一規範主要是為簡化電信用戶的供電方式，便於機房供電，使IA伺服器電源與電信所採用的電源系統接軌。

雖然目前伺服器電源存在ATX和SSI兩種標準，但是隨著SSI標準的更加制式化，SSI規範更能適合伺服器的發展，日後的伺服器電源也必將採用SSI規範。SSI規範有利於推動IA伺服器的發展，將來可支援的CPU主頻會越來越高，功耗將越來越大，硬碟容量和轉速等也越來越大，可外掛的高速設備亦越來越多。為了減少發熱和節能，未來SSI伺服器電源將朝著低壓化、大功率化、高功率密度、高效率等方向發展。伺服器採用的配件相當多，支援的CPU可以達到4路甚至更多，掛載的硬碟能夠達到4~10顆不等，記憶體容量也可以擴展到10GB之多，這些配件都是消耗能量的大戶，所以伺服器系統所需要的功率遠遠高於PC。一般PC只要200W電源就足夠了，而伺服器則需要300 W以上直至上千瓦的大功率電源。

在實際選擇中，不同的應用對伺服器電源的要求不同，像電信、證券和金融這樣的行業，強調數據的安全性和系統的穩定性，因而伺服器電源要具有很高的可靠性。目前高端伺服器多採用冗餘電源技術，它具有均流、故障切換等功能，可以有效避免電源故障對系統的影響。冗餘電源較為常見的是N+1冗餘，可以保證一個電源發生故障的情況下系統不會癱瘓（同時出現兩個以上電源故障的概率非常小）。冗餘電源通常和熱插拔技術配合，即熱插拔冗餘電源，它可以在系統運行時拔下出現故障的電源並換上一個完好的電源，從而大大提高了伺服器系統的穩定性和可靠性。一般伺服器電源之所重視的性能指標如以下幾點：

一、電源效率

電源效率和電源設計線路及所採用之控制架構有密切的關係，效率高的最大好處就是可以達到節省電能以及降低電源的自身功耗和發熱量。

二、噪音和濾波

伺服器電源是把交流電變壓轉換成直流電供應到電腦各個部分，而在交流直流轉換時得到的直流電電壓會有小幅的電壓值波動，需要通過繞線和濾波電容來使直流電壓平穩，濾波指標就是指這個直流電壓的平穩程度，針對輸入電壓的擾動(line regulation)，輸出負載的變動(load regulation)、不同電壓準位的輸出之間的相互影響(cross regulation)皆有規範。

三、電壓保持時間

對於這個參數主要是考慮UPS的問題，在PC系統中後備式的UPS佔有相當大的比例。當突然停電時，後備式的UPS會切換供電，依UPS的具體性能而定一般需要2~10 ms切換時間，所以在此期間需要電源自身能夠靠儲能元件中存儲的電量維持短暫的供電。一般的電源都能滿足需要，但是如果UPS品質不可靠的話，最好選一個電壓保持時間長的電源。一般優質的電源的保持時間可以達12~18 ms，確保UPS切換期間的正常供電。



四、瞬間反應能力

當輸入電壓在瞬間發生較大的變化（在允許範圍之內），輸出的穩定電壓值恢復正常所用的時間，也是電源對異常情況的反應能力。

五、電磁干擾

由於開關電源的工作原理所使內部具有較強的電磁震盪，具有類似無線電波的對外輻射特性，如果不加以遮罩可會對其他設備造成影響，所以國內對這種有害的輻射量也有嚴格的限定，抗電磁干擾要花費較大的成本，所以劣質電源都忽略此項指標。在國際上有FCC A和FCC B的標準，在國內也有國標A（工業級）和國標B級（家用電器級）標準，優質的電源都可以通過B級標準。

六、冗餘電源選擇

主要針對系統穩定性要求比較高的伺服器，冗餘一般有二重冗餘和三重冗餘。現在不少伺服器常用的冗餘方式是N+1，即以N組電源正常工作、1組以應急。高中端伺服器大多採用的冗餘電源系統都是冗餘熱插拔電源，可以直接進行線上更換。

七、電源壽命

一般電源壽命按照3-5年計算元件的可能失效週期，平均工作時間在80000~100000小時之間。



第三章

升壓式PFC轉換器之功率電路分析

3.1 功率因數定義

在交流電路中，功率因數(power factor)定義為實功率(real power)與視在功率(apparent power)之比值

$$PF = \frac{P}{S} = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T v(t) \cdot i(t) dt}{V_{rms} \cdot I_{rms}} \quad (3-1)$$

由(3-1)可知，在輸入電壓 V_{rms} 固定時，若希望獲得相同的輸出功率，則功率因數與電流的有效值成反比。較低的功率因數將導致需要更大的輸入電流，因而降低了電力品質及效率轉換。如圖3.1所示， $i_1(t)$ 為電流 $i(t)$ 之基頻成分，其有效值以 $I_{1,rms}$ 表示，若 $i(t)$ 與 $v(t)$ 有相角差 θ ，則實功率可表示為

$$P = V_{rms} \cdot I_{1,rms} \cos \theta \quad (3-2)$$

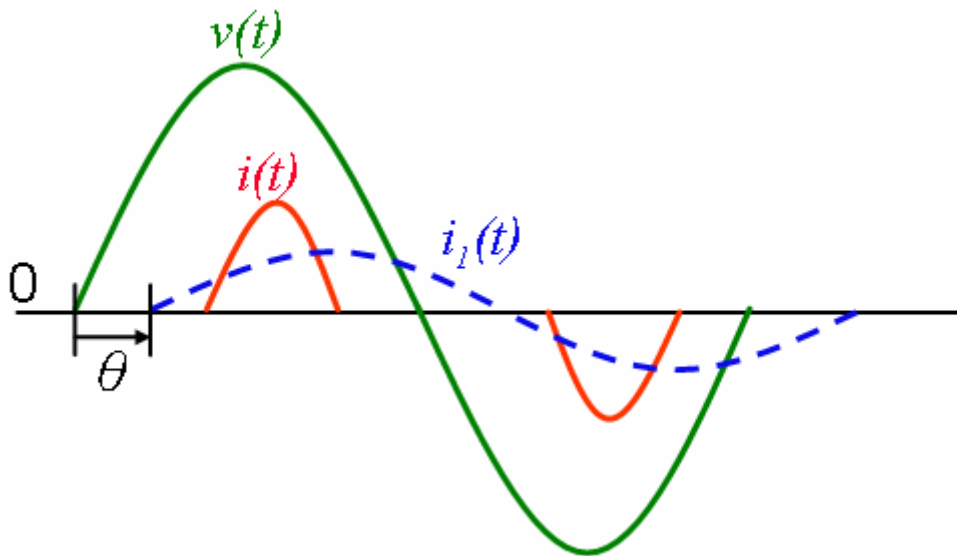


圖3.1 輸入電壓、輸入電流及電流基頻成份波形

除基頻成份之外，其餘高階成份之實功率皆為零，故功率因數可被表示為

$$PF = \frac{V_{rms} I_{1,rms} \cos \theta}{V_{rms} I_{rms}} = \frac{I_{1,rms}}{I_{rms}} \cos \theta \quad (3-3)$$

其中 $\cos \theta$ 定義為位移功率因數DPF (displacement power factor)，則(3-3)可被改寫為

$$PF = \frac{I_{1,rms}}{I_{rms}} DPF \quad (3-4)$$

電流有效值可經由傅立葉級數展開得到其各級諧波有效值之向量和

$$I_{rms} = \left(I_{1,rms}^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_{n,rms}^2 \right)^{\frac{1}{2}} \quad (3-5)$$

其中定義基頻以外的各級諧波有效值之向量和為電流失真成份有效值

$$I_{dis} = (I_{rms}^2 - I_{1,rms}^2)^{\frac{1}{2}} = \left(\sum_{n=2}^{\infty} I_{n,rms}^2 \right)^{\frac{1}{2}} \quad (3-6)$$

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

$$\%THD = 100 \times \frac{I_{dis}}{I_{1,rms}} \quad (3-7)$$

失真因數 (distortion factor) 則定義為

$$Distortion Factor = \frac{1}{\sqrt{1 + (THD)^2}} \quad (3-8)$$

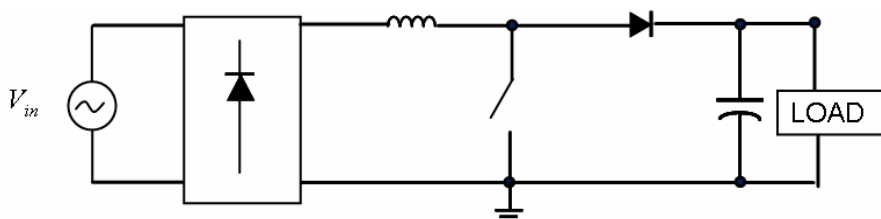
故綜合(3-4)、(3-6)、(3-8)，功率因數可再被改寫為

$$\begin{aligned} PF &= \cos \theta \times \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{I_{2,rms}}{I_{1,rms}} \right)^2 + \left(\frac{I_{3,rms}}{I_{1,rms}} \right)^2 + \dots}} = \frac{\cos \theta}{\sqrt{1 + (THD)^2}} \\ &= (Displacement Power Factor) \times (Distortion Factor) \end{aligned} \quad (3-9)$$

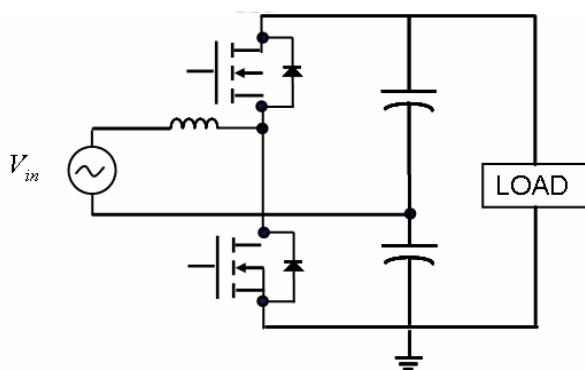
由以上分析可知，降低輸入電流諧波，使輸入電流波形更趨於正弦波形之基本波，並使輸入電壓、電流同相位，則可達到最佳功率因數。

3.2 各式功率因數修正電路拓撲

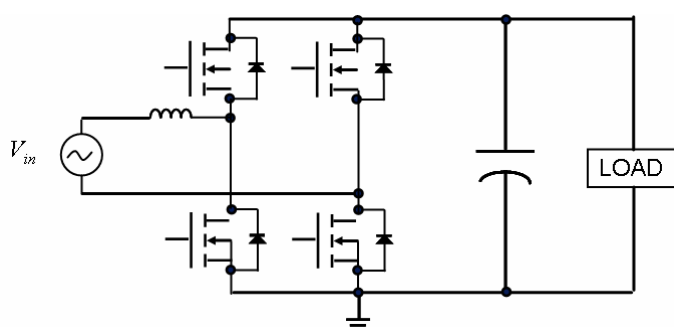
由於功率因數修正旨在使輸入電流得以追隨輸入線電壓之波形，又升壓式轉換器的輸入電流即為電感電流，故在主動式PFC中所採用的轉換器便多以升壓式形式為主。升壓式轉換器又可分為單一開關形式、半橋式電路，以及全橋式電路，如圖所示3.2所示。



(a) 單一開關電路拓撲



(b) 半橋式電路拓撲



(b) 全橋式電路拓撲

圖3.2 PFC升壓式轉換器各式電路拓撲

單一開關形式之升壓式轉換器在架構上最為簡單，且只需要較小的EMI濾波器；半橋式電路則普遍應用於不斷電電源供應器上(uninterruptible power supply, UPS)；全橋式升壓式轉換器適用於大功率應用上，但由於其開關的數量導致效率較低，需要在開關切換上另外應用零電壓、零電流之切換技術以提高其效率的轉換。以上電路皆需使用一個橋式整流器將輸入端的交流電源進行整流，如圖3.3。橋式整流器的存在導致輸入電壓的壓降以及大量的導通損失。故為了減少上述之損失，發展出無橋式升壓式轉換器，如圖3.4。相轉於傳統的PFC拓撲，無橋式升壓式轉換器在導通路徑上僅存在一個二極體及MOSFET，故有較低的導通損失。

本文的系統係建立於單一開關之升壓式轉換器，故以下將根據此種轉換器進行電路的架構及元件探討及其工作點之分析。

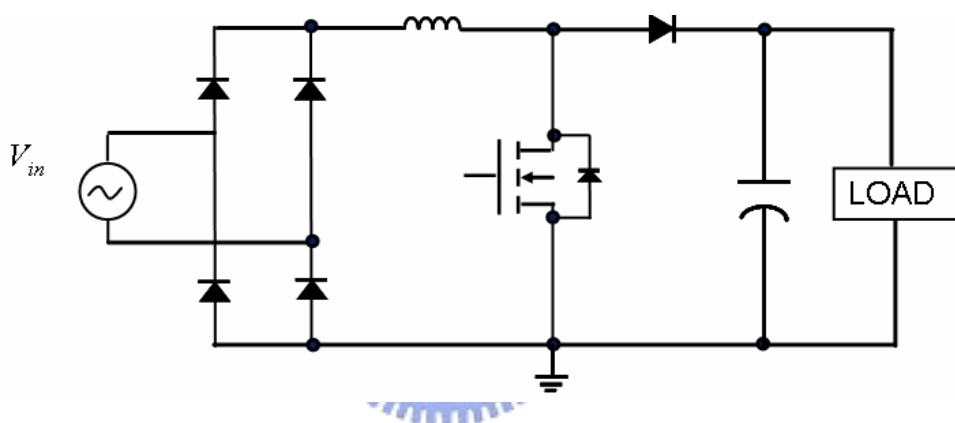


圖3.3 傳統PFC電路拓撲

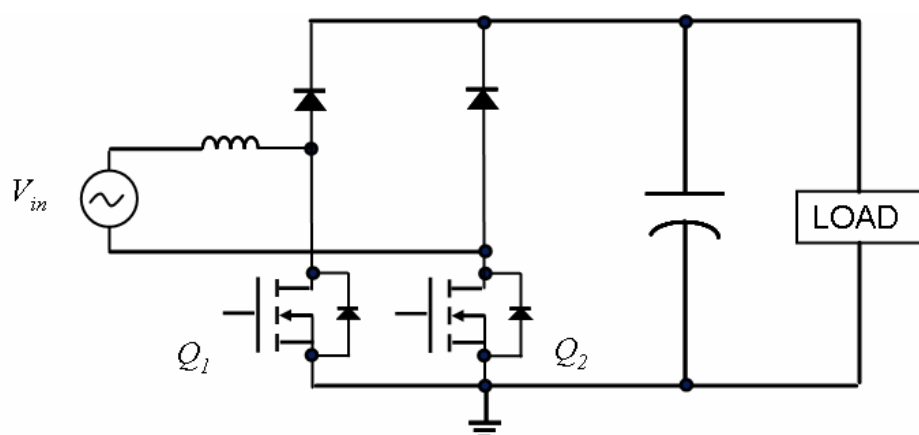


圖3.4 無橋式PFC電路拓撲

3.3 升壓式PFC轉換器電路架構

3.3.1 功率電路規格與架構分析

升壓式轉換器電路架構如圖3.5所示，其特色如下：

- 1 電感電流即輸入電流，易於電流模式控制。
- 2 功率開關非浮接，驅動電路容易設計。
3. 輸出電壓高於輸入電壓，可強迫負載端與輸入電壓同相位抽取電流以去除諧波之發射。
4. 電感與電源直接串聯，輸入電流連續，電磁干擾較小。
5. 起動時，輸入電壓大於輸出電壓，需另外設計限流電路以避免過大電流流經電感造成電感飽和。
6. 輸出電壓為高壓，因此二極體及功率開關需要較大的耐壓。

此升壓式PFC轉換器乃用於伺服器電源的前級，其輸出電壓經電路分析與量測，穩態時輸出為400 V直流電壓，以供作為後級全橋式相移轉換器之輸入。表3.1中則列出其升壓式PFC轉換器輸入條件的規範，輸入電壓至少必需超過有效值160 V，系統方可啟動，最慢於有效值達170 V必需啟動。系統輸出關閉的最低門檻為輸入電壓小於有效值160 V，最慢於輸入電壓低於有效值150 V時系統輸出時必需關閉。

其一般正常輸入電壓需操作於有效值200 V至240 V之間，而升壓式PFC轉換器尚可正常工作的最小輸入電壓為有效值170 V，最大不得超過有效值264 V。

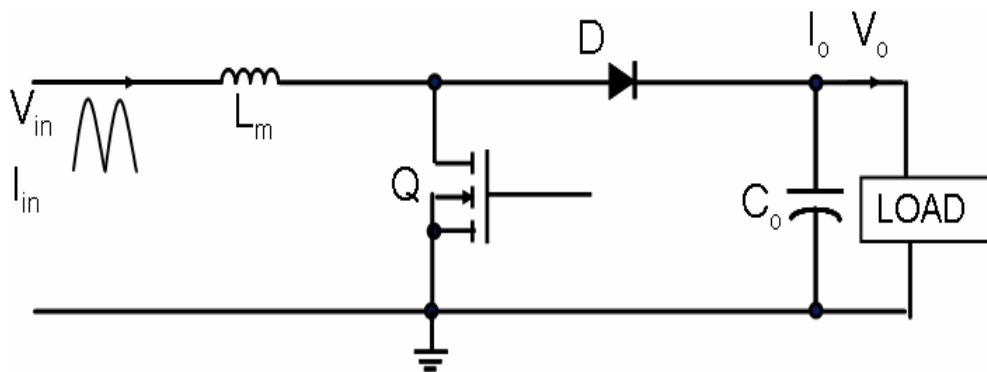


圖3.5 升壓式轉換器電路架構

表3.1
伺服器前級電源之升壓式PFC轉換器輸入規範

參數	最小值	一般值	最大值	單位
Vin (voltage)	170	200/240	264	VACrms
Vin (frequency)	47	50/60	63	Hz
Iin (180VAC)			10.4	Arms
Iin (170VAC)			11.43	Arms
Vin (output turn-on)	160		170	VACrms
Vin (output turn-off)	150		160	VACrms

3.3.2 工作模式分析

功率因數修正(PFC)主要有兩種工作模式，不連續導通模式(DCM)及連續導通模式(CCM)。不連續導通模式下，升壓式轉換器的功率開關在電感電流降為零時開始導通，而在電感電流達到所需之輸入參考電壓時，功率開關即關閉。不連續導通模式主要應用於輸出200 W以下的切換式電源供應器(switched mode power supply)，相較於連續導通模式設備，不連續電流導通設備因有較大的電流變化量而有較大的導通損耗及肌膚效應損耗，因此需要較大的輸入濾波器。反之，因其功率開關在電感電流降至零時方導通，故可使用較小的電感，且不必考慮升壓二極體逆向回復電流。

連續導通模式則被應用於輸出功率大於200 W以上的切換式電源供應器。不同於不連續導通模式，其電感電流在一般負載條件下不會降為零，因此其電感電壓變化較小，而在功率電路上的各元件能有較低導通損耗，較低的電磁干擾及較小的輸入濾波器。又由於其功率開關不在零電感電流時導通，故需要使用快速逆向二極體以減低損耗。

升壓式PFC轉換器操作點邊界分析

由於升壓式轉換器的輸入電壓會在零到其有效值的 $\sqrt{2}$ 倍之間作變動，故輸入電壓的變動與電感電流連續導通之間的關係，會隨著負載條件的改變而有所變動，因此需要就系統的連續導通模式及不連續導通模式的臨界點進行分析。由圖3.6可得知，輸入線電流上存在與開關頻率相同之連波 ΔI ，且此連波大小在變動的輸入電壓及不同的負載條件之下大致均為一固定值。故當波形為半弦波之線電流小於 $1/2\Delta I$ 時，則此時系統進入不連續導通模式；又由於在理想情況下，PFC電路之輸入電壓及輸入電流波形應同樣為半弦波狀，故可由線電流處於不連續導通模式下的相角 ϕ 來推算處於不連續導通模

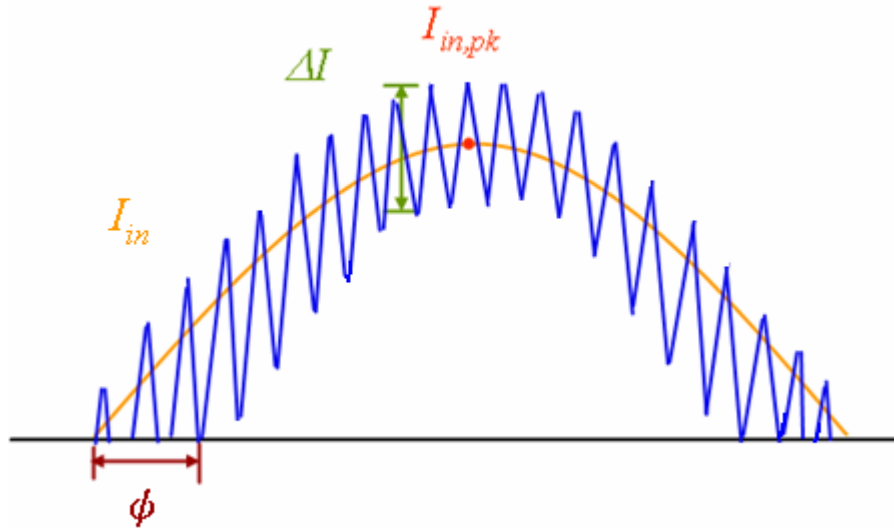


圖3.6 升壓式PFC轉換器之電感電流波形

式之輸入電壓範圍，故可得出升壓式PFC轉換器在變動的輸入電壓及不同負載下，其工作點之特性曲線圖，見圖3.7。

其中圖3.7中之虛線為系統DCM及CCM之臨界值，系統在虛線右邊操作於連續導通模式，虛線左邊則表系統進入不連續導通模式。今以輸出功率300 W、輸入電壓220 VRMS、輸出電壓400 VDC， ΔI 設定為電感電流最大值之25%，3.4 A，效率 η 為0.9為例；在功率因數近似為1的前提下，輸入功率可表為輸入電壓及輸入電流有效值之乘積，

$$\begin{aligned} P_o &= 300 \text{ W} = \eta \cdot P_{in} \\ &= \eta \cdot V_{in,rms} \cdot I_{in,rms} = 0.9 \cdot 220 \cdot I_{in,rms} \end{aligned} \quad (3-10)$$

故由(3-10)可推算出此時的線電流有效值與其峰值，

$$I_{in,rms} = 1.515 \text{ A} \Rightarrow I_{in,pk} = \sqrt{2} \times 1.515 = 2.14 \text{ A} \quad (3-11)$$

故當線電流大於 $1/2\Delta I$ 時，系統方操作於連續導通模式，可由(3-12)表示之，同時亦可建立系統操作於CCM下之輸入電壓關係式，由(3-13)表之。

$$I_{in,pk} \sin \phi - \frac{\Delta I}{2} \geq 0 \quad (3-12)$$

$$V_i \geq \sqrt{2} \times 220 \sin \phi \quad (3-13)$$

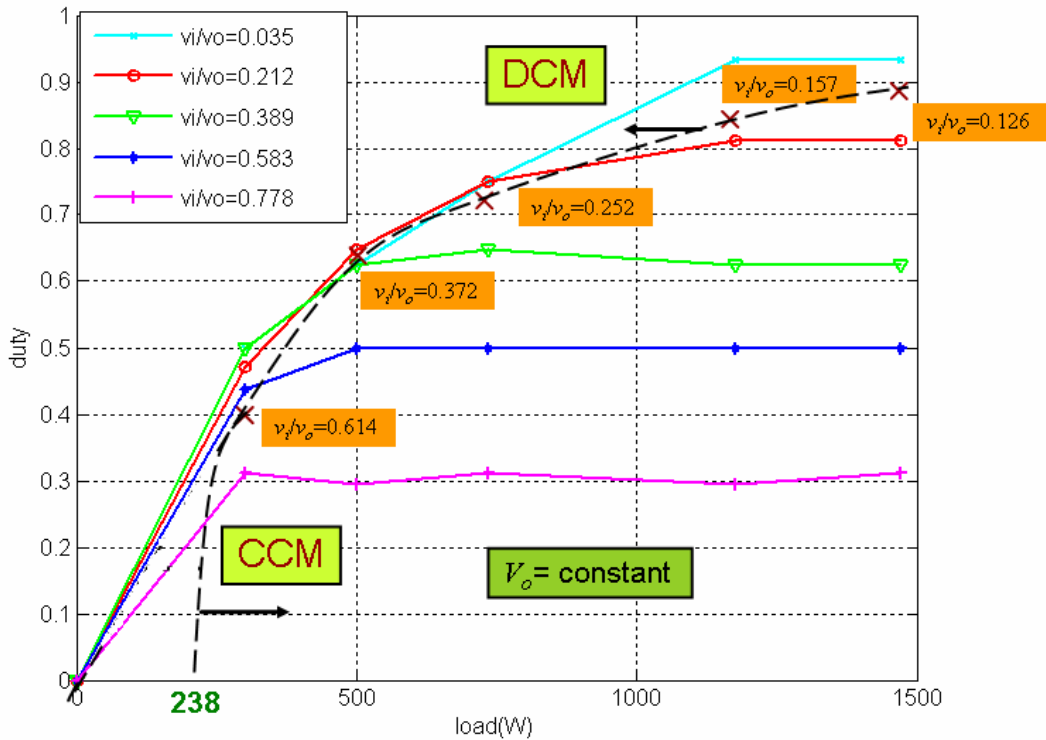


圖3.7 升壓式PFC轉換器工作點特性曲線圖

故將(3-11)中之 $I_{in,pk}$ 與 ΔI 代入(3-12)，可得出 ϕ 為 52.1° 。再由(3-13)可知當輸入電壓大於245.69 V時，系統方操作於連續導通模式，此時負載為300 W。由圖亦可得推算出系統於負載為238 W時將完全操作於DCM中。

3.4 元件設計與電流有效值分析

在本節中將針對升壓式PFC轉換器功率級部分組成元件的設計方法進行分析，並推導系統流經各元件之電流有效值，為效率分析提供理論基礎。

3.4.1 橋式整流器之選取

此橋式整流器只需考慮耐壓及耐流，當系統處於滿載下且輸入電壓為最小值時將有最大輸入電流，故在假設效率為0.9之下，

$$I_{i,max} = \frac{P_o}{V_i \cdot \eta} = \frac{1470}{170 \cdot 0.9} = 9.61 A_{rms} \quad (3-14)$$

此時輸入線電流之峰值為：

$$I_{i,pk max} = \sqrt{2} I_{i,max} = 13.6 A \quad (3-15)$$

3.4.2 電感之選取

電感值的設計必需考量到入電流的漣波大小，最大的漣波電流發生於輸出功率及輸入電流最大時，此時輸入電壓為最小。本文實驗平台之伺服器電源的最小輸入電壓為170 VAC，額定輸出功率為1470 W，假設此時效率為0.9，則最大峰值輸入電流 $I_{L,pk(max)}$ 為：

$$I_{L,pk(max)} = \frac{\sqrt{2}P_{o(max)}}{V_{in(min)} \cdot \eta} = \frac{\sqrt{2} \cdot 1470}{170 \cdot 0.9} = 13.59 \text{ A} \quad (3-16)$$

電感上的峰對峰漣波電流 ΔI 的大小被設定為最大峰值電流的29%：

$$\Delta I = 0.29 \times I_{pk(max)} = 0.29 \times 13.59 = 3.94 \text{ A} \quad (3-17)$$

接著必需求得最大峰值輸入電流時的責任週期，此時的輸入電壓 $V_{in,pk}$ 為最小輸入線電壓之峰值，

$$D = \frac{V_o - V_{in,pk}}{V_o} = \frac{400 - 170\sqrt{2}}{400} = 0.40 \quad (3-18)$$

最後所需的電感最小值可由下式求得，其中 f_s 為功率開關切換頻率，其值為62.3 kHz，其決定方式將於3.3.3說明之。

$$L = \frac{V_{in(min)} \times D}{f_s \cdot \Delta I} = \frac{170\sqrt{2} \times 0.4}{62.3 \times 10^3 \times 3.94} = 391.8 \text{ } \mu\text{H} \quad (3-19)$$

今本文實驗平台之伺服器電源中選擇使用396.9 μH 之升壓電感，故(3-19)之計算結果與設計之電感值相近。

由於升壓式轉換器中的輸入電流等於電感電流，故電感電流之有效值為：

$$I_L = I_i = \frac{P_o}{V_i \cdot \eta} \quad (3-20)$$

3.4.3 功率開關之選取

由於升壓式PFC轉換器的輸入電壓為經過整流的半弦波，不為定值，故每個開關週期中流經功率開關的電流有效值與當時所相對應的責任週期以及電流峰值相依。因此在計算流過功率開關的電流有效值時，必需先建立單一開關週期中的電流有效值，再經過積分以求得整個線電壓週期的電流有效值。

如圖3.8所示，此為升壓式PFC轉換器在連續導通模式下之電感電流波形。在一個線電壓週期中，其責任週期可表示成

$$D(\theta) = 1 - \frac{\sqrt{2}V_{i,rms} \sin \theta}{V_o} \quad (3-21)$$

其中 $\theta = \omega t = 2\pi f_L t$ ， $f_L = 120 \text{ Hz}$ 。

接著檢視在單一開關週期中的電流有效值，由於一個開關週期的時間極短，且遠小於線電壓週期，因此在單一開關週期中所流經功率開關之電流可被近似為線電壓週期中的最大峰值電感電流與當時相位之乘積：

$$i_{Q,sw}(\theta) = I_{L,pk} \sin \theta \quad (3-22)$$

其中

$$I_{L,pk} = \sqrt{2}I_L \quad (3-23)$$

故此時流經功率開關的電流有效值可經由下式積分得之，

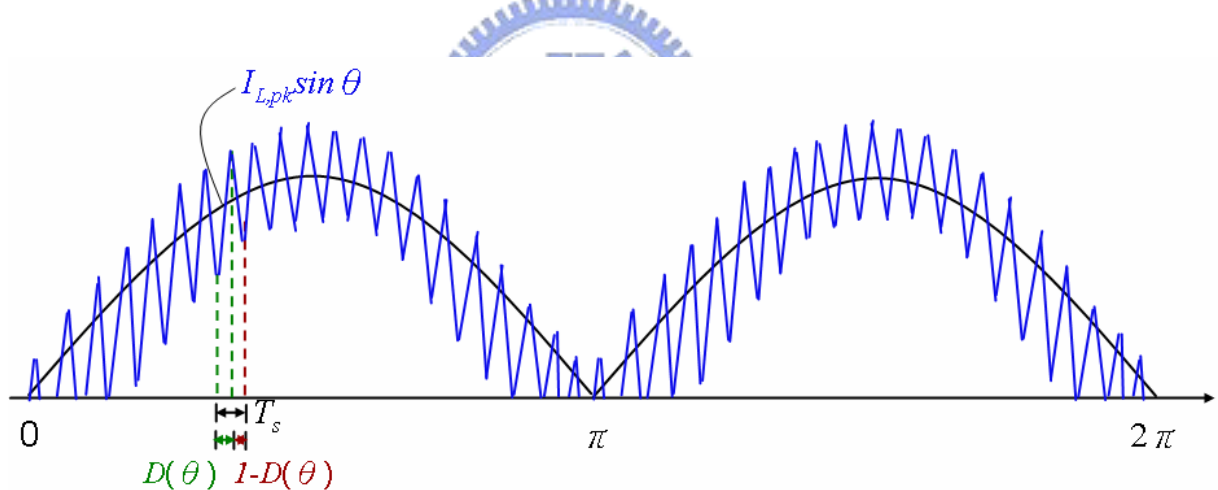


圖3.8 升壓式PFC轉換器在連續導通模式下之電感電流波形

$$\begin{aligned} i_{Q,rms\ sw}(\theta) &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{D(\theta)T} (I_{Q,sw}(\theta))^2 d\tau} \\ &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{D(\theta)T} (I_{L,pk} \cdot \sin \theta)^2 d\tau} \\ &= [I_{L,pk}^2 \sin^2 \theta \cdot D(\theta)]^{\frac{1}{2}} \end{aligned} \quad (3-24)$$

而整個線電壓週期所流經功率開關的電流有效值即可經由(3-21)代入(3-24)將其積分以

得之，

$$\begin{aligned}
 I_{Q,rms} &= \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} (I_{Q,sw}(\theta))^2 d\theta} \\
 &= \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} I_{L,pk}^2 \cdot \left[\sin^2 \theta - \frac{\sqrt{2}V_{i,rms}}{V_o} \sin^3 \theta \right] d\theta} \\
 &= \sqrt{\frac{I_{L,pk}^2}{\pi} \left[\frac{\pi}{2} - \frac{\sqrt{2}V_{rms}}{V_o} \left(\frac{3}{2} - \frac{1}{6} \right) \right]} \\
 &= \frac{I_{L,pk}}{\sqrt{2}} \sqrt{1 - \frac{8\sqrt{2}V_{i,rms}}{3\pi V_o}} \\
 &= I_L \sqrt{1 - \frac{8\sqrt{2}V_{i,rms}}{3\pi V_o}}
 \end{aligned} \tag{3-25}$$

3.4.4 主二極體之選取

此二極體的選擇與功率開關相同，必須能耐高電壓、高電流。又因本文之伺服器電源前級操作於連續導通模式，其功率開關不在電感電流降為零時導通，同時為了避免漏電流變大使本體熱產生而損壞以及減少功率開關上所承受的電壓應力，因此必需選用逆向電流回復速度較短的快速回復二極體(fast recovery diode)。今採用STTH8R06D作為此快速回復二極體，其回復時間為45 ns，可耐受600 V的重覆反向峰值電壓(repetitive peak reverse voltage)。

流經二極體之電流有效值之推導過程與3.3.3中有類似的過程，在單一開關週期中同樣將二極體之電流近似為線電壓週期中的最大峰值電感電流與當時相位之乘積：

$$i_{D,sw}(\theta) = I_{L,pk} \sin \theta \tag{3-26}$$

由於流經二極體之電流等同於 $1-D(\theta)$ 時所流通之電感電流，故在單一開關週期中流經的電流有效值可經由下式得之，

$$\begin{aligned}
 i_{D,rms\ sw}(\theta) &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{1-D(\theta)T} (I_{D,sw}(\theta))^2 d\tau} \\
 &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{1-D(\theta)T} (I_{L,pk} \cdot \sin \theta)^2 d\tau} \\
 &= \{I_{L,pk}^2 \sin^2 \theta \cdot [1-D(\theta)]\}^{\frac{1}{2}}
 \end{aligned} \tag{3-27}$$

故整個線電壓週期所流經二極體的電流有效值為

$$I_{D,rms} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} (I_{D,sw}(\theta))^2 d\theta}$$

$$= I_L \sqrt{\frac{8\sqrt{2}V_{i,rms}}{3\pi V_o}}$$
(3-28)

經由升壓式轉換器的電路架構可得到另一更為直觀且簡便之計算方式。由於在升壓式轉換器中電容電流為二極體電流與輸出電流的差值，故流經二極體的電流有效值可由下式經由(3-25)的代入而得之，並得到與(3-28)的相同結果。

$$I_{D,rms} = I_L - I_{Q,rms}$$

$$= I_L \sqrt{\frac{8\sqrt{2}V_{i,rms}}{3\pi V_o}}$$
(3-29)

3.4.5 輸出電容之選取

輸出電容的設計主要考量來自：(1)系統對輸出電壓漣波的規範，以及(2)系統輸出電壓保持時間(Hold Up Time)的需求。故在此節中將依據這兩個要素分別探討之。

輸出電壓漣波的成份可分為來自於輸入線電壓經過橋式整流器整流過後所產生的120 Hz漣波，以及來自於功率開關切換的切換所導致的漣波。其中經由開關切換所產生的漣波成份非常小，故120 Hz漣波乃為輸出電壓漣波的主要探討目標。

若輸入電壓被表示成 $v_{in} = \sqrt{2}V_{in}|\sin\omega t|$ ，則輸入電流可被表示為 $i_{in} = \sqrt{2}I_{in}|\sin\omega t|$ ，其中 $\omega = 2\pi f$ ， f 為輸入電壓頻率，通常為50或60 Hz。因此輸出功率可被表示為

$$P_o = \eta \cdot P_{in} = \eta \cdot v_{in} \cdot i_{in} = \eta \cdot V_{in} \cdot I_{in} (1 - \cos 2\omega t)$$
(3-30)

假設輸出電壓的變動小到足以忽略，將之視為常數，則輸出電流可表示為

$$i_o = \frac{P_o}{V_{out}} = \frac{\eta V_{in} I_{in}}{V_{out}} (1 - \cos 2\omega t)$$
(3-31)

其中(3-31)的二次諧波成分為輸出漣波電流：

$$i_{ripple} = -\frac{\eta V_{in} I_{in}}{V_{out}} \cos 2\omega t$$
(3-32)

輸出漣波電流經由輸出電容充放電，經由(3-32)積分，產生輸出電壓漣波：

$$v_{ripple} = \frac{\eta V_{in} I_{in}}{2V_{out} \omega C_{out}} \sin(2\omega t + \pi) \quad (3-33)$$

故此輸出漣波電壓峰對峰值 $\Delta V_{o,ripple}$ 為

$$\Delta v_{o,ripple} = \frac{\eta V_{in} I_{in}}{V_{out} \omega C_{out}} = \frac{P_o}{V_{out} \omega C_{out}} \quad (3-34)$$

由(3-34)可得知，當輸出漣波電壓峰對峰值 $\Delta V_{o,ripple}$ 之規範被確立後，輸出電容 C_{out} 亦可決定之。

另一個決定輸出電容的要素為輸出電壓保持時間，作為伺服器電源的前級，當輸入電源切斷停止對輸出端供給能量後，升壓式PFC轉換器需提供一段毫秒級時間使輸出電壓的衰減保持在一個預先設定的最小輸出電壓 $V_{o(min)}$ 之上(本文假設為385 V)，以使後級的電源不致瞬間被切斷。由能量守恆定理，可得知

$$\frac{1}{2} C_{out} (V_o^2 - V_{o,min}^2) = P_o \cdot t_{hold} \quad (3-35)$$

故輸出電容可由(3-35)推導得知

$$C_{out} = \frac{2P_o \cdot t_{hold}}{V_o^2 - V_{o,min}^2} \quad (3-36)$$

本實驗平台之伺服器電源中的輸出電容為四個 390 μ F/450 V 的電解質電容並聯，共1560 μ F，額定輸出功率為1470 W，故經(3-36)可計算出其輸出電壓保持時間為6.25 ms。若以輸出功率滿載1470 W代入(3-34)，可得輸出漣波電壓為6.25 V，佔輸出電壓的1.56%。

在升壓式轉換器中，電容電流為二極體電流與輸出電流的差值，

$$i_c = i_D - i_o \quad (3-37)$$

故整個線電壓週期所流經電容之電流有效值可表示為

$$I_{c,rms} = \sqrt{I_{D,rms}^2 + I_{o,rms}^2 - 2 \times \frac{1}{\pi} \int_0^\pi i_D(\theta) \cdot i_o(\theta) d\theta} \quad (3-38)$$

假設負載為純電阻性，

$$i_o(\theta) = I_{o,rms} = \frac{V_o}{R} \quad (3-39)$$

故(3-38)中的積分項可被改寫為

$$\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} i_D(\theta) \cdot i_o(\theta) d\theta = \frac{V_o}{R} \times \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} i_D(\theta) d\theta = I_o \times I_D \quad (3-40)$$

此處的 I_D 為二極體平均電流。

故綜合(3-29)、(3-38)、(3-40)即可得到電容電流有效值：

$$\begin{aligned} I_{c,rms} &= \sqrt{I_L^2 \left(\frac{8\sqrt{2}V_i}{3\pi V_o} \right) + \left(\frac{V_o}{R} \right)^2 - 2 \times I_o \times I_D} \\ &= \sqrt{I_L^2 \left(\frac{8\sqrt{2}V_i}{3\pi V_o} \right) - \left(\frac{V_o}{R} \right)^2} \\ &= \sqrt{\frac{8\sqrt{2}P_i^2}{3\pi V_o V_i} - \left(\frac{V_o}{R} \right)^2} \end{aligned} \quad (3-41)$$

本節最後以表3.2之規格，進行以上各有效值電流之計算，其結果如圖3.9所示，並於圖3.10中以PSIM進行波形模擬與數值驗證。由模擬所得之數值與計算值比較，可知兩者結果大致相符，此一系列電流方均根值之分析則可供系統進行整體效率在導通損失上之評估。



表3.2
伺服器前級電源之升壓式PFC轉換器系統測試參數

系統參數	規 格
輸入電壓 V_i	220 VAC 60 Hz
輸出電壓 V_o	400 VDC
輸出負載 P_o	500 W
效率 η	0.9
開關頻率 f_s	62.3 kHz
輸出電容 C_o	1560 μ F

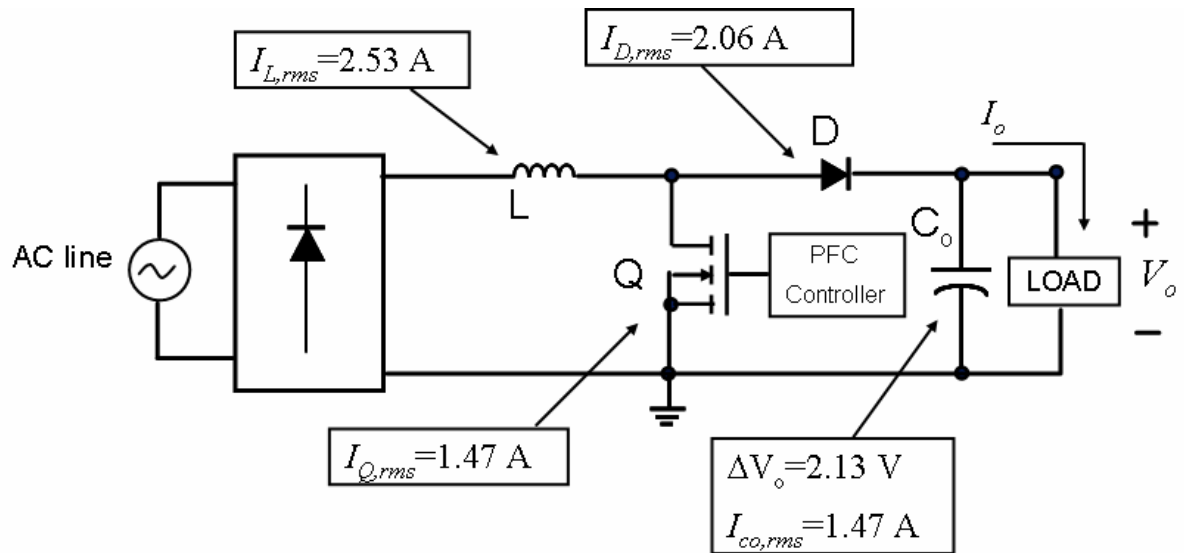


圖3.9 升壓式PFC轉換器各功率元件之電流有效值與輸出電壓漣波值

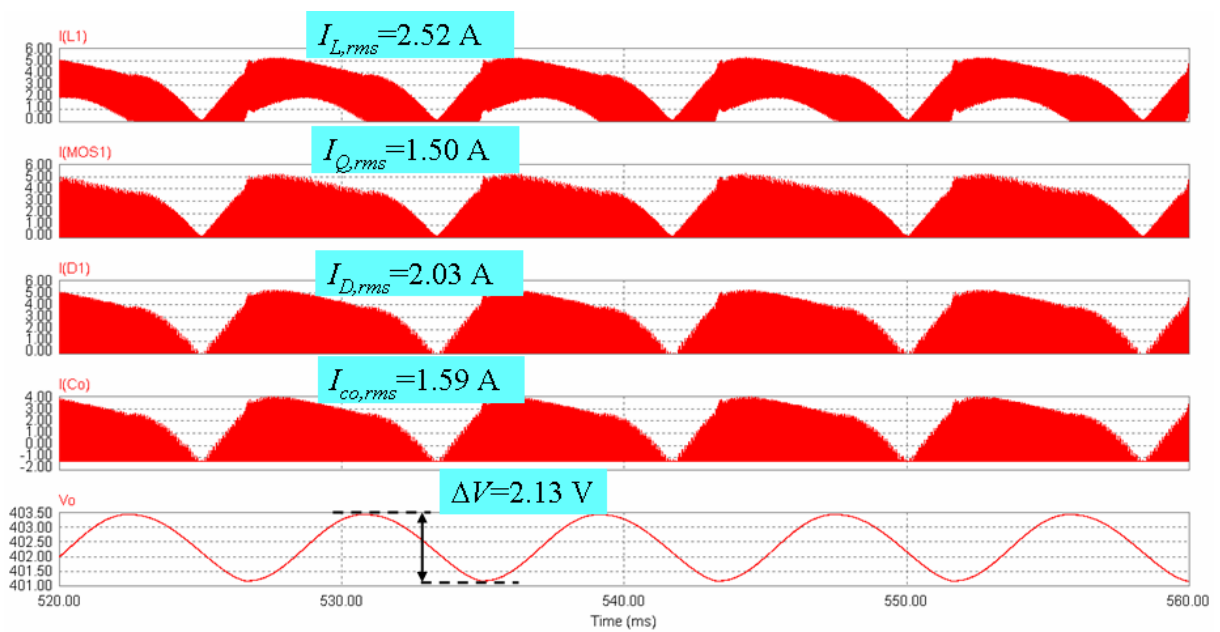


圖3.10 升壓式PFC轉換器各功率元件之電流有效值與輸出電壓漣波之PSIM模擬圖

第四章

升壓式PFC轉換器之控制電路分析

4.1 常見PFC控制IC

PFC控制IC在不同的應用下，有數種不同的電感電流控制方式，而市面上常見之PFC控制IC如表4.1所示。

操作於CCM模式下之PFC IC，其對電感電流的控制方式可再區分為峰值電流控制、平均電流控制以及遲滯控制；在峰值電流控制的應用中，IC使用比較器檢測電感電流峰值以決定開關的責任週期，在不需電流迴路補償器之下使得電路只有單一電壓迴路，讓電路在實現及設計上簡化許多。然而此控制方法必需加入次諧波補償以避免在開關責任週期大於0.5時所產生之次諧波震盪問題，再則CCM下的峰值電流控制屬



表4.1
市面常見PFC控制IC

CCM		DCM	
峰值電流控制	ML4812 (Micro Linear) TK84812 (Toko)	邊界導通模式	TDA4863 (Infineon) SG6561 (Silicon General) UC1852 (Unitrode)
平均電流控制	UC3854、UCC3818 (Unitrode) TDA4815、TDA4819 (Siemens) LT1248、LT1249 (Linear Technology) ML4821 (Micro Linear)	不連續 導通模式	ML4813 (Micro Linear)
遲滯控制	CS3810 (Cherry Semiconductor)		

於間接控制平均電感電流，故當系統操作於較高的輸入線電壓及輕載時，其較大的電感電流漣波將降低系統表現，其相關應用IC有ML4812 (Micro Linear)以及TK84812 (Toko)；平均電流控制則需回授電感電流，在電流迴路中與電流命令一同經過電流誤差放大器以產生開關的責任週期，故可直接控制電感電流之平均值，為CCM PFC控制之主流模式，相關應用IC如UC3854、UCC3818 (Unitrode)，TDA4815、TDA4819 (Siemens)，LT1248、LT1249 (Linear Technology)，ML4821 (Micro Linear)；以上均為固定開關切換頻率之操作模式。最後是較為少見之遲滯控制，此種控制方法需產生兩個電流命令以控制電感電流漣波之波峰及波谷，故其開關切換模式為變頻模式，將導致較高的開關切換頻率，且IC易受到周邊電路雜訊影響。此種控制方法同樣屬於間接控制平均電感電流之方法，相關應用IC如CS3810 (Cherry Semiconductor)。

而在DCM模式下的PFC IC亦可細分為邊界導通模式控制以及不連續導通模式控制；邊界導通模式需要針對電感電流進行零電流偵測機制，以決定開關何時導通，其開關切換模式亦為變頻模式，IC同樣易受到周邊電路雜訊影響，其較大的電流漣波使得其僅適於小功率之系統應用；然而其控制電路為單迴路控制，電路實現簡單，且開關於電感電流為零時即進行切換，大幅降低飛輪二極體之逆向回復電流，使得系統效率可大為提升，相關應用IC如TDA4863 (Infineon)、SG6561 (Silicon General)、UC1852 (Unitrode)；不連續導通模式控制為固定開關頻率之操作，補償電路簡單易於控制為其最大特色，然而其漣波電流又比邊界操作模式再大出許多，故同樣只適用於小功率應用，相關應用IC如ML4813 (Micro Linear)。

本文的系統架構建立於連續導通模式之大功率應用上，故以下將針對UCC3818所建構之控制架構進行其工作原理及系統迴路之特性與性能分析。

4.2 PFC連續導通模式控制架構

4.2.1 控制IC工作原理

本文的系統採用UCC3818作為其PFC控制IC，圖4.1為其用於升壓式PFC轉換器的平均電流模式控制架構。系統將輸出電壓 V_o 回授，並與參考電壓 V_{ref} 相減，所得到的誤差訊號進入電壓控制迴路經過誤差補償放大器的調變後，再與經過橋式整流器整流的輸入線電壓，相乘成為電流命令訊號。電感電流經過感應電阻所形成的電壓再與

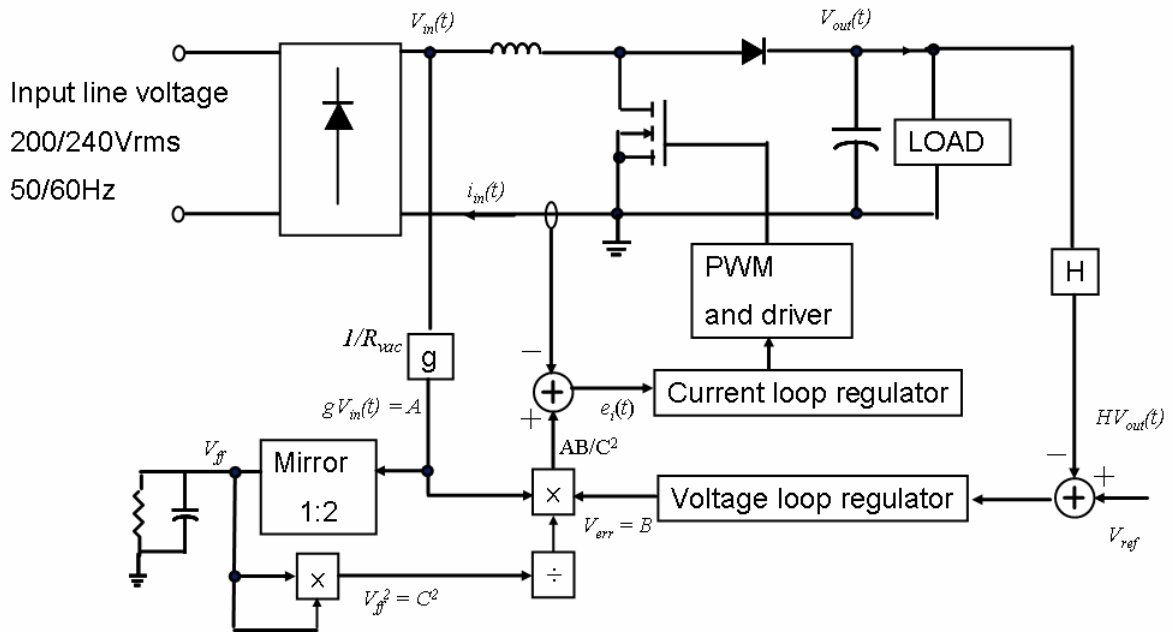


圖4.1 平均電流控制模式控制架構

電流命令訊號進行相減，經過電流補償放大器產生最後控制開關的PWM訊號。由於升壓式轉換器的電感電流等同於輸入線電流，故可使得線電流達到追隨線電壓的目的。

在圖4.1中還包括了一個平方器和除法器。輸入電壓以前饋的方式，在UCC3818中被轉換成電流後送入一個二階低通濾波器以產生一電壓訊號 V_{ff} 。此訊號 V_{ff} 與輸入電壓平均值成正比， V_{ff} 平方後將和線電壓半弦波訊號與電壓迴路誤差訊號的乘積作相除，以使得輸出功率不受到輸入電壓變動而有所影響 [14]。

4.2.2 平均電流模式控制原理

平均電流模式控制為切換式電源供應器所會遇到的次諧波震盪問題提供了一個不需要作斜率補償的較佳解決方法。其中心概念在於，在升壓式PFC轉換器開關截止時期中，原本為下降斜率的電感電流流經感應電阻 R_s 後產生的電壓訊號經由電流迴路補償器輸出後會被反向放大，因此變成上升斜率。此斜率不能超過PWM比較器鋸齒波參考訊號的上升斜率，如圖4.2所示。此一規範為電流迴路補償器在開關頻率的頻率響應之增益提供一個上限值，間接給定了此電流迴路補償器的增益交越頻率的最高值 [15]。

在開關截止期間，電感電流的下降斜率為 $(V_o - V_{in})/L$ ，PWM鋸齒波上升斜率 = $V_s/T_s = V_s f_s$ ，其中 V_s 為PWM鋸齒波峰對峰電壓值， T_s 為開關切換週期， f_s 為開關切換

頻率。故電感電流的最大下降斜率發生在 $V_{in} = 0$ 時，此時為 V_o/L ，電感電流的下降斜率乘上代表回授增益之感應電阻 R_s ，再乘上電流迴路補償器增益 G_{CA} ，其最大值必需等於 PWM 鋸齒波上升斜率

$$(v_o / L)R_s G_{CA} \leq V_s f_s \Rightarrow G_{CA, \max} = \frac{\hat{v}_{CA}}{\hat{v}_{RS}} = \frac{V_s f_s L}{V_o R_s} \quad (4-1)$$

在本系統的升壓式 PFC 轉換器中，系統電流迴路如圖 4.3。 $V_s = 4 \text{ V}$ 、 $f_s = 62.3 \text{ kHz}$ 、 $L = 396.9 \text{ } \mu\text{H}$ 、 $V_o = 400 \text{ V}$ ；為了提升效率，本文所使用之伺服器電源未直接使用一個感應電阻 R_s 以回授電感電流，而以一組較為複雜之電路使得回授增益為 $k = 0.15$ 以取代 (4-1) 中之 R_s ，此部分於 4.3.1 將有更為詳細的說明。

4.2.3 功率開關切換頻率

本系統採用 UC3818 作為其 PFC 控制 IC，其中升壓式 PFC 轉換器的功率開關切換頻率乃經由一個電容跨接於 UC3818 的 C_T 與 GND 兩接腳，藉此以設定其 IC 內部的 PWM 震盪器操作頻率。功率開關切換頻率可由下式得到

$$f \approx \frac{0.6}{R_T \times C_T} \quad (4-2)$$

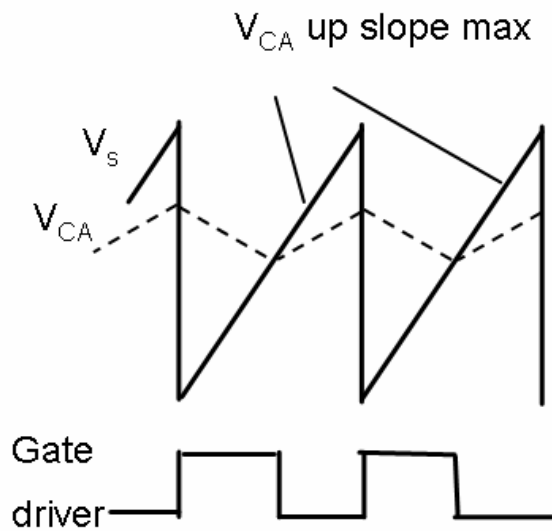


圖 4.2 電流誤差放大器輸出與 PWM 鋸齒波關係圖

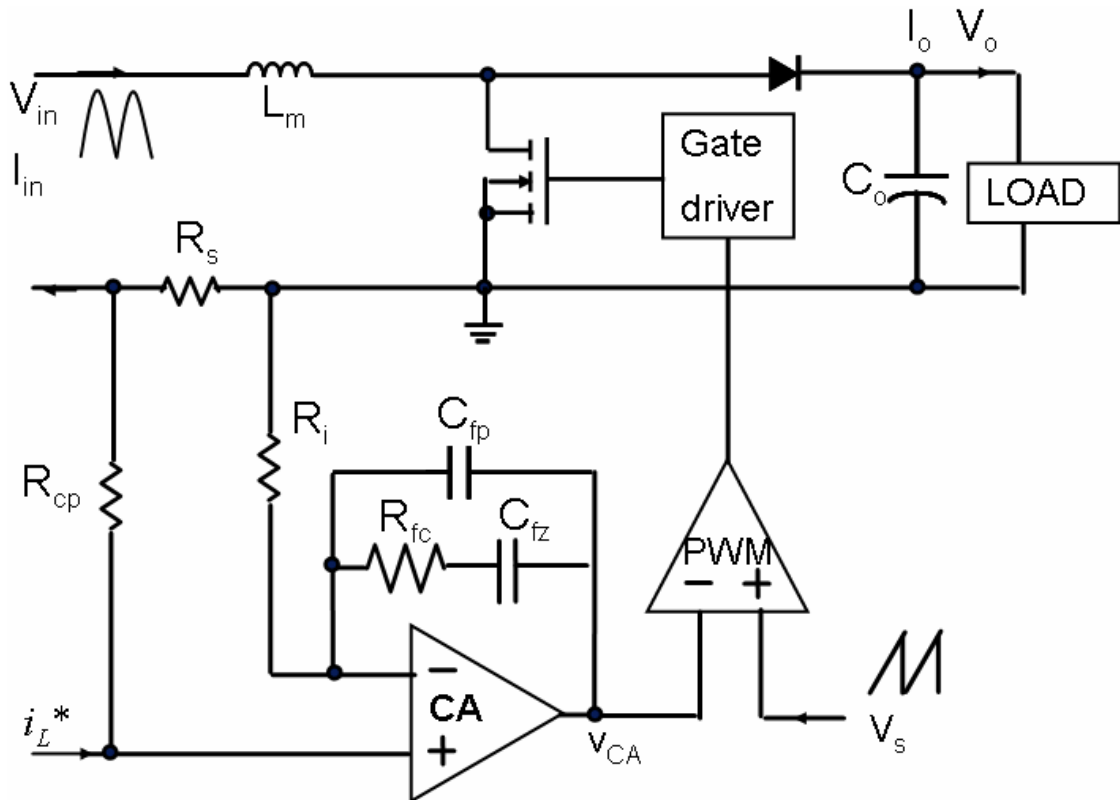


圖4.3 平均電流控制模式電流迴路圖

本系統中，電容 $C_T = 470 \text{ pF}$ ，電阻 $R_T = 22.1 \text{ k}\Omega$ 。經由計算，此升壓式PFC轉換器之開關切換頻率應操作於 57.76 kHz 。而經由系統實際量測，開關切換頻率為 62.3 kHz 。

4.3 控制訊號回授電路分析

4.3.1 電感電流回授電路

本系統之升壓式PFC轉換器在回授電感電流上為了降低功率的損耗，使用不同一般應用感應電阻的方式，分別在功率開關及主二極體旁分別設置一電流轉換器，用於感應整個開關週期中的電感電流波形，如圖4.4所示。兩個電流轉換器的一次側對二次側之開數比皆為 $1:100$ ：

$$N_1 : N_2 = 1 : 100 \quad (4-3)$$

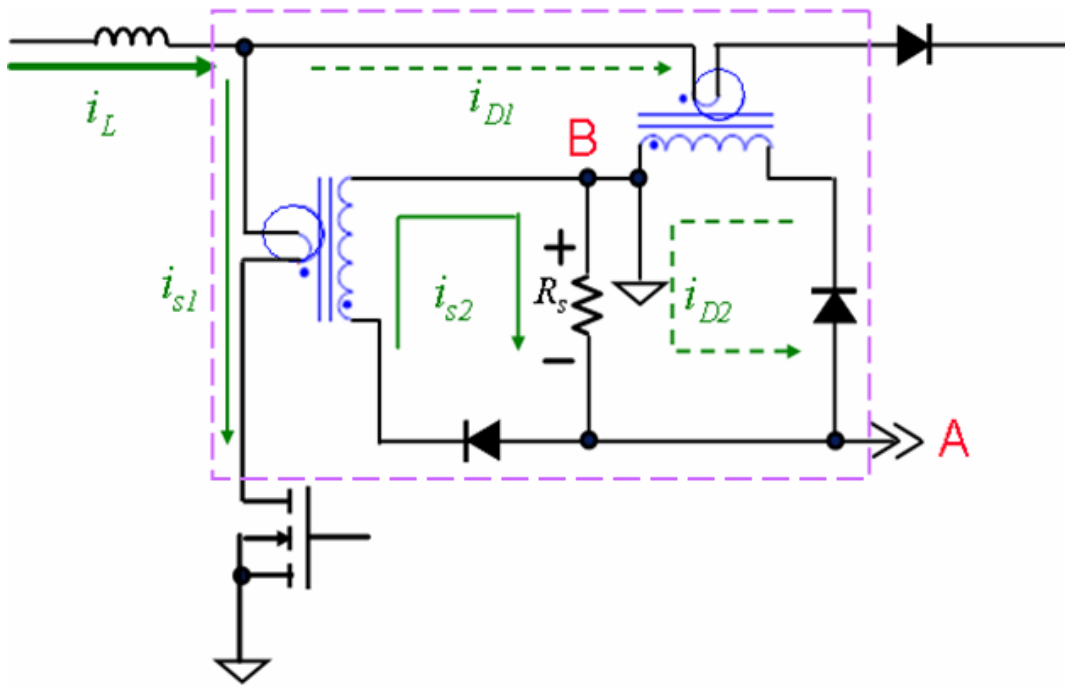


圖4.4 電感電流感應電路

故其一次側對二次側的電流比為

$$i_1 : i_2 = 100 : 1 \quad (4-4)$$

圖4.4中的 i_{s1} 及 i_{D1} 屬一次側電流，分別表示開關週期中電感電流流經開關及二極體的電流； i_{s2} 及 i_{D2} 則屬二次側電流，分別表示開關週期中功率開關及二極體電流經由電流轉換器轉換後的感應電流。故二次側經過感應後的電流皆會由B點流經電阻 R_s ，在A點產生電壓訊號以回授至UCC3818進行控制。由於B點接地，故二次側電流流經電阻 R_s 所產生的電壓為負值。二次側電流流經電阻於A點的電壓為

$$v_A = 0 - i_2 \times R_s = -i_2 R_s \quad (4-5)$$

故電感電流與A點電壓之間的關係，經由(4-4)、(4-5)可表示為

$$v_A = -i_2 R_s = -0.01 R_s \cdot i_1 = k \cdot i_1 \quad (4-6)$$

k 表示系統之電感電流回授增益。

利用此法，可使通過感應電阻 R_s 的電流比傳統的感應方法縮小100倍，故可使功率損耗變為原先的0.0001倍，大幅下降系統在回授電感電流時所需消耗的功率。PS-2142-1D ROHS中， $R_s=30.1\Omega$ ，故回授增益 k 之絕對值為0.301，經實際量測 k 約為0.15，此乃受到變壓器之工作點與頻率響應之關係影響，此因素未列入以上分析中。在之後的章節中將採用 $k=0.15$ 繼續進行系統之理論分析。

4.3.2 輸出電壓回授電路

在升壓式轉換器的閉迴路控制中，其輸出電壓必得經過一組分壓電阻將其工作點經過分壓降至控制IC的回授參考電壓，方能進行訊號的比較與控制。本電路使用一階低通濾波器來實現輸出電壓回授電路，以進行輸出電壓之分壓回授以及在不影響電壓迴路頻寬下，設計一低通濾波器濾除輸出電壓中的高頻雜訊。

如圖4.5所示，輸出電壓回授電路之轉移函數 H 可表示為

$$\begin{aligned} \frac{v_x}{v_o} &= \frac{R_D}{R_{in} + R_D} \frac{1}{1 + sC(R_D \parallel R_{in})} \\ &= \frac{H}{1 + s\tau_{vf}} \end{aligned} \quad (4-7)$$

其中 $R_{in} = 1053 \text{ k}\Omega$ ， $R_D = 20 \text{ k}\Omega$ ， $C = 220 \text{ pF}$ 。故經由(4-7)可得， $H = 0.01864$ ， $\tau_{vf} = 4.3 \mu\text{s}$ 。而此低通濾波器之頻寬為 $1/\tau_{vf} = 231.6 \text{ krad/s} = 36.87 \text{ kHz}$ ，遠大於電壓迴路之頻寬，故在以下之分析中皆不考慮此低通濾波器之極點所造成之影響。

4.3.3 輸入電壓前饋電路

輸入電壓經過橋式整流器整流後的半弦波電壓 V_{in} 經由電阻 R_{vac} 及UCC3818中的第六支接腳(IAC)的內部電路轉換成電流訊號 I_{AC}

$$I_{AC} = \frac{V_{in} - 0.5}{R_{vac} + 10\mu} \approx \frac{V_{in}}{R_{vac}} \quad (4-8)$$

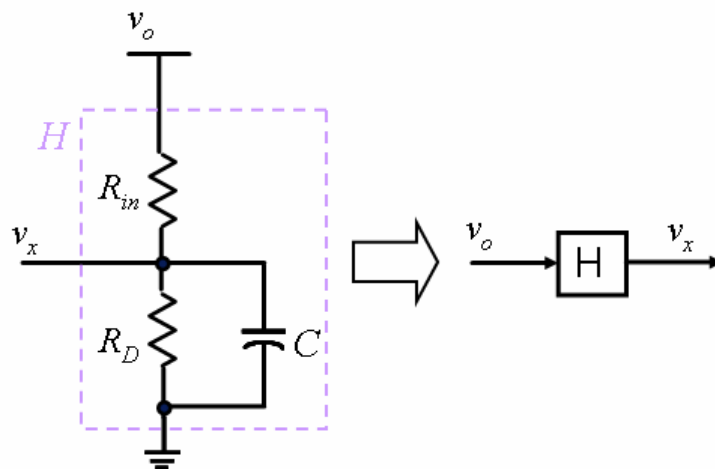


圖4.5 輸出電壓回授電路及轉移函數系統方塊圖

I_{AC} 在UCC3818中以2:1的比例被轉換，並由第九支接腳(VFF)輸出至一個外接的二階低通濾波器 Z_{ff} ，以得到一個與輸入電壓平均值成正比的電壓值 V_{ff} 。其中 Z_{ff} 的轉移函數為

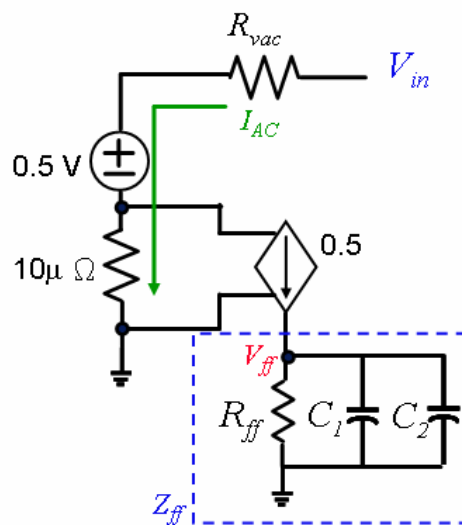
$$\begin{aligned} Z_{ff} &= R_{ff} \parallel \frac{1}{s(C_1 + C_2)} \\ &= \frac{R_{ff}}{1 + s(C_1 + C_2)R_{ff}} \\ &= \frac{k_{ff}}{1 + s\tau_{ff}} \end{aligned} \quad (4-9)$$

其中 $k_{ff} = R_{ff} = 30.1 \text{ k}\Omega$ ， $\tau_{ff} = (C_1 + C_2)R_{ff} = (1\mu + 0.22\mu) \times 30.1 \text{ k} = 36.72 \text{ m}$ 。故此一階低通濾波器之頻寬為 $1/\tau_{ff} = 27.23 \text{ rad/s} = 4.33 \text{ Hz}$ 。故如圖4.6(b)前饋電壓電路之小訊號轉移函數可整理為

$$\hat{v}_{ff} = LP \times \hat{v}_{in} = \frac{0.5}{1 + s\tau} \times k_{ff} \hat{v}_{in} \quad (4-10)$$

由於此濾波器頻寬極低，故前饋電壓電路之輸出電壓 V_{ff} 的工作點可視為調變後之電流訊號與 Z_{ff} 之直流增益的乘積

$$V_{ff} = \frac{0.5}{R_{vac}} \times k_{ff} V_{in} \quad (4-11)$$



(a)

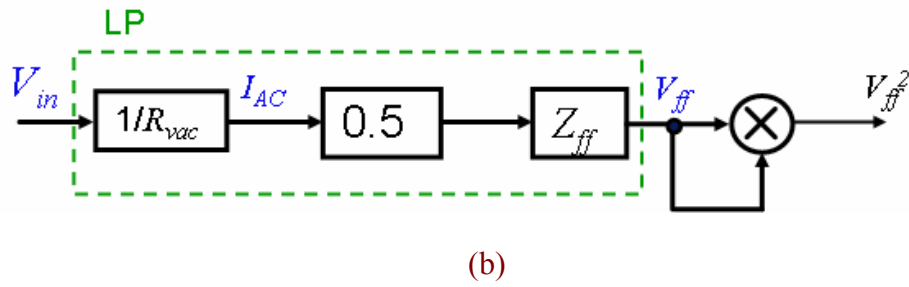


圖4.6 前饋電壓電路之(a)電路架構(b)等效轉移函數系統方塊圖

4.4 控制補償器電路分析

4.4.1 電流誤差放大器

本伺服器電源前級採用一個二階相位落後補償器作為其電流誤差放大器，用以決定電流迴路的增益交越頻率 f_c 。如圖4.7所示，補償器的轉移函數可寫成 $H_c(s)$

$$H_c(s) = \frac{\hat{v}_{CA}}{\hat{v}_{RS}} = \frac{K_c(s + \omega_z)}{s(s + \omega_p)} \quad (4-12)$$

其中增益 $K_c = 1/R_i C_{fp}$ ，極點 $\omega_p = (C_{fz} + C_{fp})/R_f C_{fz} C_{fp}$ ，以及零點 $\omega_z = 1/R_f C_{fz}$ 。

通常 f_c 被設定在開關頻率的 $1/6$ ，依此決定電流迴路補償器的極、零點位置，今將零點 $1/R_f C_{fz}$ 設置在增益交越頻率的 $1/2$ ， $f_s/12$ ，以提供電流迴路低頻時的增益；極點 $(C_{fp} + C_{fz})/R_f C_{fp} C_{fz}$ 則被設置在零點的6倍遠處。

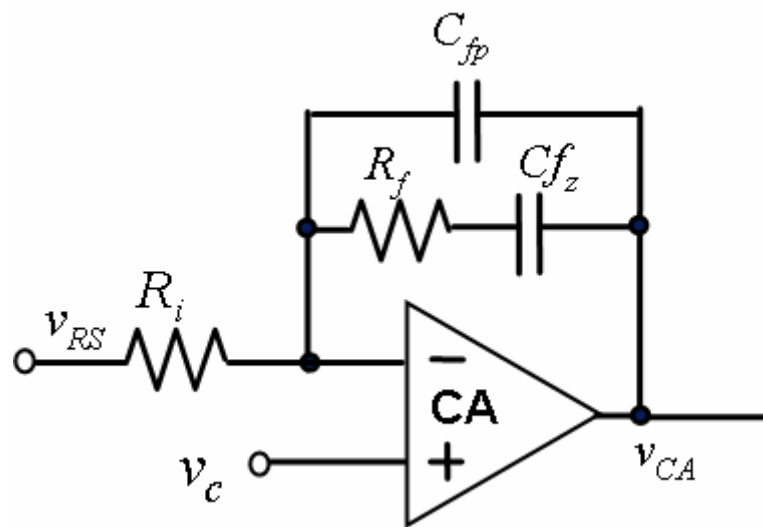


圖4.7 電流誤差放大器

本系統中， R_i 設定為 $17.4\text{k}\Omega$ 、 R_f 為 $8.25\text{ k}\Omega$ 、 C_{fz} 為 4700 pF 、 C_{fp} 為 1000 pF 。故經由(4-12)計算，可得直流增益 $K_c = 5.75 \times 10^4$ ， $\omega_z = 4.11\text{ kHz}$ ， $\omega_p = 23\text{ kHz}$ 。

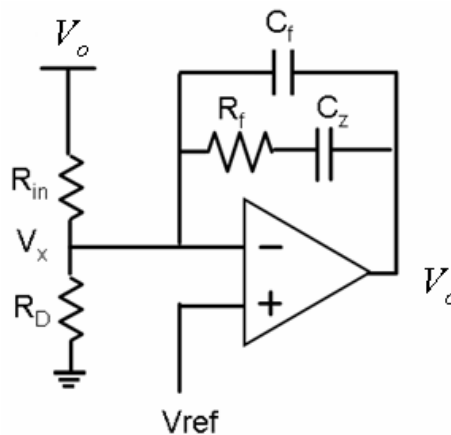
以上數值的決定與電流迴路小訊號模型有關，將於第五章第一節討論電流迴路的分析與設計時予以分析說明。

4.4.2 電壓誤差放大器

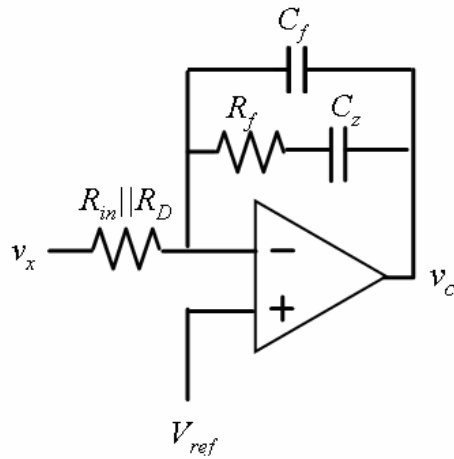
在平均電流控制模式下的升壓式PFC轉換器有兩個控制迴路，其中電流迴路為內迴路，電壓迴路為外迴路。由於功率因數亦會受到輸出電壓上 120 Hz 漣波的影響，故電壓迴路的補償除了必需考量輸出電壓的穩定，亦需減小輸出電壓漣波所導致的諧波失真。這使得電壓迴路的頻寬受到輸出電壓漣波頻率 120 Hz 的限制，一般將電壓迴路的頻寬設計在 20 Hz 左右，甚至更低。本系統採用一個二階相位落後補償器作為其電壓誤差放大器，用以決定電壓迴路的增益交越頻率 f_v 。如圖4.8所示，補償器的轉移函數可寫成 $H_v(s)$

$$H_v(s) = \frac{\hat{v}_c}{\hat{v}_x} = \frac{K_v(s + \omega_{vz})}{s(s + \omega_{vp})} \quad (4-13)$$

其中增益 $K_v = (R_{in} + R_D) / R_D R_{in} C_f$ ，極點 $\omega_{vp} = (C_z + C_f) / R_f C_z C_f$ ，以及零點 $\omega_{vz} = 1 / R_f C_z$ 。系統中， R_{in} 設定為 $1053\text{ k}\Omega$ 、 $R_D(R_{I40})$ 為 $20\text{ k}\Omega$ ， R_f 為 $68.1\text{ k}\Omega$ 、 C_z 為 $0.15\text{ }\mu\text{F}$ 、 C_f 為 $0.033\text{ }\mu\text{F}$ 。故經由(4-13)計算，可得增益 $K_v = 1544$ ， $\omega_{vz} = 15.59\text{ Hz}$ ， $\omega_{vp} = 86.44\text{ Hz}$ 。以上數值的決定與電壓迴路小訊號模型有關，將於第五章第二節討論電壓迴路的分析與設計時予以分析說明。



(a)



(b)

圖4.8 電壓誤差放大器(a)電路原本架構(b)經過轉換的戴威寧等效電路

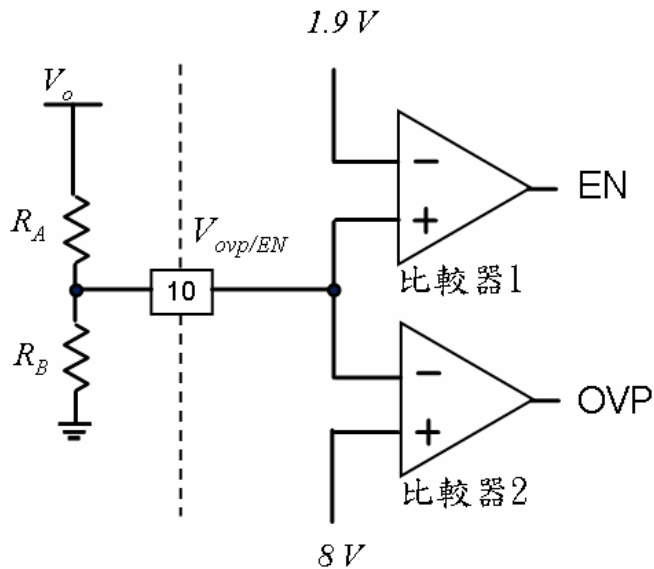


圖4.9 IC過電壓保護/致能電路圖

4.5 IC啟動電路與保護電路分析

4.5.1 過電壓保護/致能電路

UCC3818的第十支接腳提供過電壓保護功能，當輸出電壓於此接腳的分壓高於8伏時，透過此接腳的作用，UCC3818將會強制截止功率開關。此接腳亦提供致能功用，當輸出電壓於此接腳的分壓高於1.9伏時，UCC3818方始控制功率開關。其電路圖如圖4.9所示，關係式如下：

$$\frac{V_{ovp/EN}}{V_o} = \frac{R_B}{R_A + R_B} \quad (4-14)$$

系統中 R_A 設定為522.21 k Ω ， R_B 設定為9.53 k Ω 。故當輸出電壓高於446.4伏時，OVP=0，功率開關被強制截止；電路起動時，當輸出電壓高於106伏時，EN=1，功率開關方開始啟動。

4.5.2 峰值電流限制電路

UCC3818的第二支接腳為輸入電流提供峰值電流限制的功能，當輸入電流瞬間超過預設的最大電流值時，此接腳將會強制截止功率開關。根據UCC3818的內部設計，其接腳需被接到地電位以下，方能使峰值電流限制功能啟動，故一般利用IC的參考電壓與電感電流感應電阻分壓來設定，如圖4.10所示，電阻的設定可由以下方程式表示：

$$V_{ref} \times R_{pk2} = V_{RS} \times R_{pk1} \quad (4-15)$$

其中UCC3818中的參考電壓 V_{ref} 為7.5伏， V_{RS} 為電感電流回授電路在電阻 R_s 上所產生的跨壓。

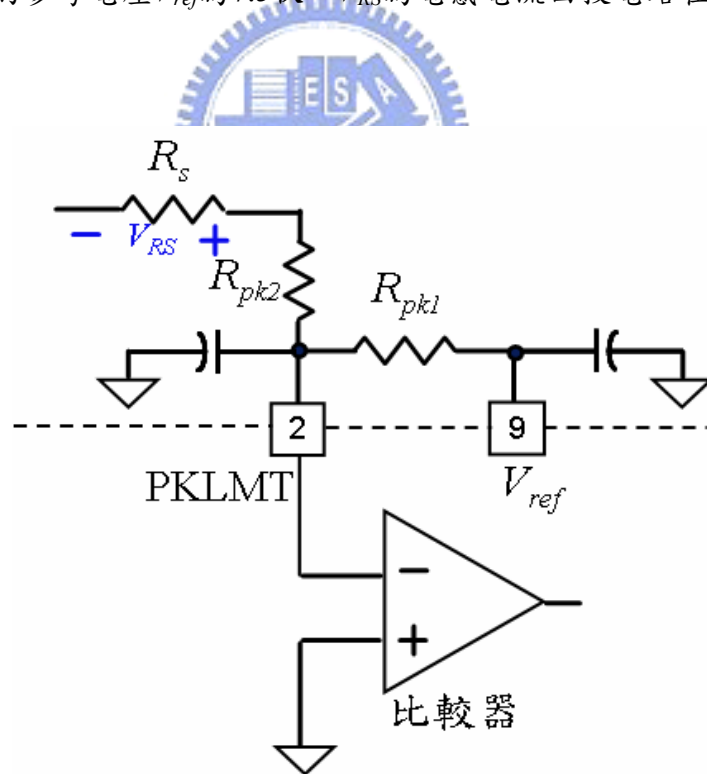


圖4.10 峰值電流限制電路

4.6 功率開關閘極驅動電路

由於升壓式PFC轉換器的功率開關被操作在相當高的切換頻率，因此必需設計高效的閘極驅動電路使功率開關在高速切換下仍能被快速的導通與截止，不致影響整個升壓式PFC轉換器的工作表現。圖4.11為本系統在升壓式PFC轉換器中所使用的功率開關閘極驅動電路，主要由一對BJT所組成的B類輸出級(bipolar totem pole circuit)及一組截止速度強化電路(turn-off speed enhancement circuit)構成 [16]。

B類輸出級的使用可使UCC3818的PWM驅動訊號獲得 $(1+\beta)$ 倍的電流驅動能力，並可經由電晶體的基極-射極二極體，使閘極電壓在不考慮 R_{GATE} 的存在時得以被鉗制於 $V_{CC1}+V_{BE}$ 以及 $GND-V_{BE}$ 。因此在閘極上不需要另外的稽納二極體(Zener diode)對UCC3818進行反向電流保護。

一個優良的電流截止電路可以使MOSFET的輸入電容放電更快速，藉以縮短開關切換時間並降低切換損失。MOSFET在截止速度強化電路的設計則僅限於考慮其開關截止時期。此乃因為MOSFET的導通速度通常被其截止速度，或受到功率級主二極體的反向電流回復速度所限制。圖4.11中 D_{OFF} 在以下條件導通

$$I_G > \frac{V_{D,FWD}}{R_{GATE1}} \quad (4-16)$$

其中 I_G 為開關截止時的閘極電流， $V_{D,FWD}$ 為 D_{OFF} 的導通電壓。因此在截止初期，閘極-源極電壓尚很大時， D_{OFF} 的作用可使截止延遲時間大幅下降。

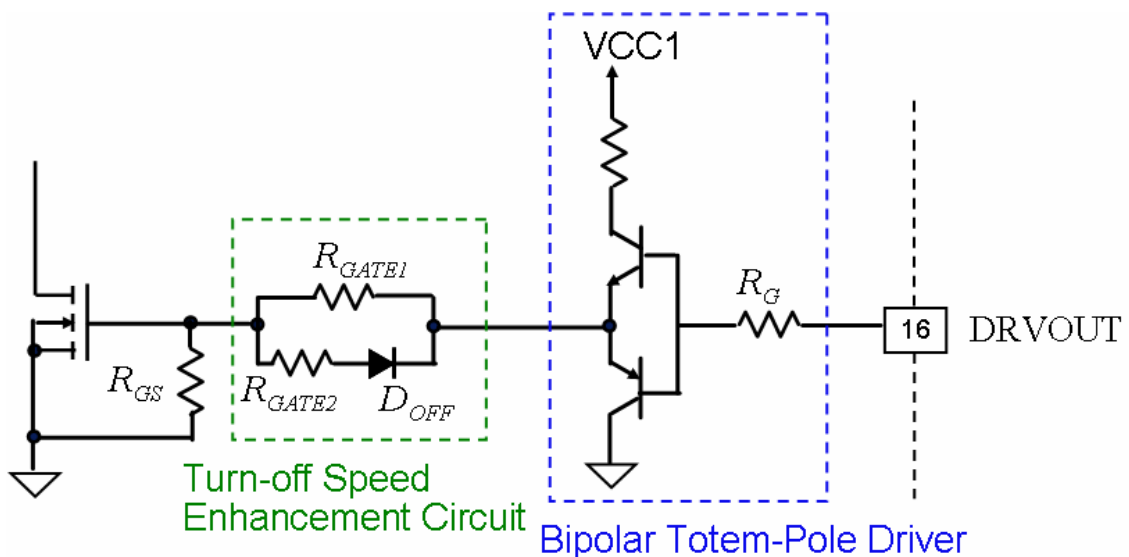


圖4.11 升壓式PFC轉換器功率開關閘極驅動電路

第五章

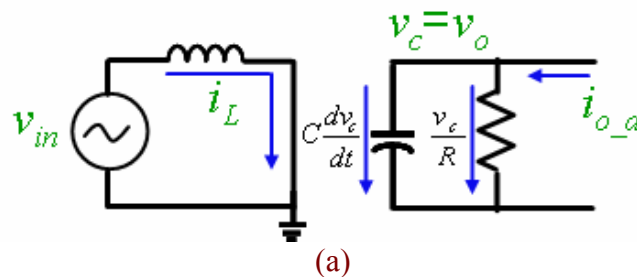
PFC連續導通模式控制迴路之設計與模擬

由於本伺服器電源在其前級採用連續導通模式作為其升壓式PFC轉換器的控制方式，故其控制迴路分成電流內迴路及電壓外迴路。由於兩迴路的頻寬相差甚大，因此在迴路的分析與設計上需分別討論之。在本章中首先將根據此架構針對升壓式PFC轉換器功率級部分進行開回路小信號模型推導，加入各迴路的補償器以針對升壓式PFC轉換器的電流迴路及電壓迴路進行完整迴路的小信號模型分析與推導，以建立全系統閉迴路的小信號模型，並得到系統迴路的設計方法。並針對系統的輸出阻抗與動態響應的關係進行分析，以作為進一步改善系統動態響應時的依據。最後將以PSIM各別模擬其頻率響應，以和理論推導相互驗證。

5.1 功率級開回路小信號動態模型

本節以系統操作在連續導通模式之前提下，使用平均狀態矩陣法來建立功級開回路小信號動態模型。在此分析下，可得到升壓式轉換器之輸入電壓、輸入電流、輸出電壓、輸出電流、開關責任週期等相互關係之開回路小信號轉移函數，進而為閉回路控制架構提供建構基礎與動態響應分析比較之依據。

首先系統可分成開關導通和開關截止兩個情形來表示，如圖5.1(a)、(b)。其中 i_{o_d} 表切載時輸出電流之擾動。



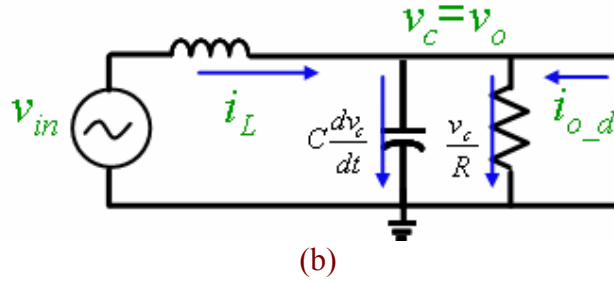


圖5.1 升壓式轉換器工作模式(a)開關導通(b)開關截止

當開關導通：

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{v_{in}}{L} \\ \frac{dv_c}{dt} = -\frac{v_c}{RC} + \frac{i_{o_d}}{C} \end{cases} \quad (5-1)$$

開關截止時：

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{v_{in} - v_c}{L} \\ \frac{dv_c}{dt} = \frac{v_c}{RC} + \frac{i_{o_d}}{C} + \frac{i_L}{C} \end{cases} \quad (5-2)$$

故(5-1)、(5-2)可分別以矩陣表示為

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{in} \\ i_{o_d} \end{bmatrix} \quad (5-3)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{in} \\ i_{o_d} \end{bmatrix} \quad (5-4)$$

其中

$$\begin{bmatrix} i_i \\ v_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix},$$

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -1/RC \end{bmatrix}, A_2 = \begin{bmatrix} 0 & -1/L \\ 1/C & -1/RC \end{bmatrix}, B_1 = B_2 = \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix}, C_1 = C_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

$$A = A_1D + A_2(1-D) = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1-D}{L} \\ \frac{1-D}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}, (A_1 - A_2) \begin{bmatrix} I_L \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{V_c}{L} \\ -\frac{I_L}{C} \end{bmatrix}$$

$$B = B_1D + B_2(1-D) = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C} \end{bmatrix}, (B_1 - B_2) \begin{bmatrix} V_{in} \\ I_{o-d} \end{bmatrix} = 0$$

$$C = C_1D + C_2(1-D) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, (C_1 - C_2) \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} = 0$$

根據(5-3)、(5-4)兩個狀態合起來便可完整表示一個升壓式轉換器在整個週期的工作模式，

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_o \end{bmatrix} = A \cdot \begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_o \end{bmatrix} + B \cdot \begin{bmatrix} \hat{v}_{in} \\ \hat{i}_{o-d} \end{bmatrix} + \left[(A_1 - A_2) \begin{bmatrix} I_L \\ V_o \end{bmatrix} + (B_1 - B_2) \begin{bmatrix} V_{in} \\ I_{o-d} \end{bmatrix} \right] \hat{d} \quad (5-5)$$

其中， D 為開關導通的責任週期。由(5-5)作拉氏反轉換(Laplace inverse-transform)，便可得到升壓式轉換器各參數相互關係之開迴路小信號轉移函數，

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_o \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta(s)} \cdot \left\{ \begin{bmatrix} \frac{1}{L}(s + \frac{1}{RC}) & \frac{1-D}{LC} \\ \frac{1-D}{LC} & \frac{s}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_{in} \\ \hat{i}_{o-d} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_o}{L}(s + \frac{2}{RC}) \\ \frac{V_o(1-D)}{LC} [1 - \frac{L}{(1-D)^2 R} s] \end{bmatrix} \hat{d} \right\} \quad (5-6)$$

其中 $\Delta(s)$ 為升壓式轉換器之特徵方程式，

$$\Delta(s) = s^2 + \frac{1}{RC}s + \frac{(1-D)^2}{LC}。$$

今將升壓式轉換器各參數間相互關係之開迴路小信號轉移函數整理於下列表5.1：

表5.1
升壓式PFC轉換器開回路小訊號模型轉移函數

$Y_i(s)$	$\frac{\hat{i}_i}{\hat{v}_{in}}$	$\frac{1}{(1-D)^2 R} \frac{(1+RCs)}{1 + \frac{L}{(1-D)^2 R} s + \frac{LC}{(1-D)^2} s^2}$
$Z_o(s)$	$\frac{\hat{v}_o}{\hat{i}_{o-d}}$	$\frac{L}{(1-D)^2 R} \frac{s}{1 + \frac{L}{(1-D)^2 R} s + \frac{LC}{(1-D)^2} s^2}$

$G_i(s)$	$\frac{\hat{i}_i}{\hat{i}_{o,d}}$	$\frac{1}{(1-D)} \frac{1}{1 + \frac{L}{(1-D)^2 R} s + \frac{LC}{(1-D)^2} s^2}$
$G_{id}(s)$	$\frac{\hat{i}_i}{\hat{d}}$	$\frac{2V_o}{(1-D)^2 R} \frac{(1 + \frac{RC}{2} s)}{1 + \frac{L}{(1-D)^2 R} s + \frac{LC}{(1-D)^2} s^2}$
$G_{vd}(s)$	$\frac{\hat{v}_o}{\hat{d}}$	$\frac{V_o}{(1-D)^2 R} \frac{(1 - \frac{L}{(1-D)^2 R} s)}{1 + \frac{L}{(1-D)^2 R} s + \frac{LC}{(1-D)^2} s^2}$
$G_v(s)$	$\frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_m}$	$\frac{1}{1-D} \frac{1}{1 + \frac{L}{(1-D)^2 R} s + \frac{LC}{(1-D)^2} s^2}$

5.2 平均電流模式控制下的升壓式PFC轉換器小信號模型

在第四章第一節的圖4.1中的控制架構，其小訊號模型可表示為圖5.2 [19][20][30]。其中 T_c 為電流迴路， T_v 為電壓迴路，由此模型中亦可求得系統閉迴路輸出阻抗及閉迴路輸入阻抗之小信號轉移函數，圖5.2的相關系統函數列於表5.2，以上詳細的分析與推導均將於5.3介紹。

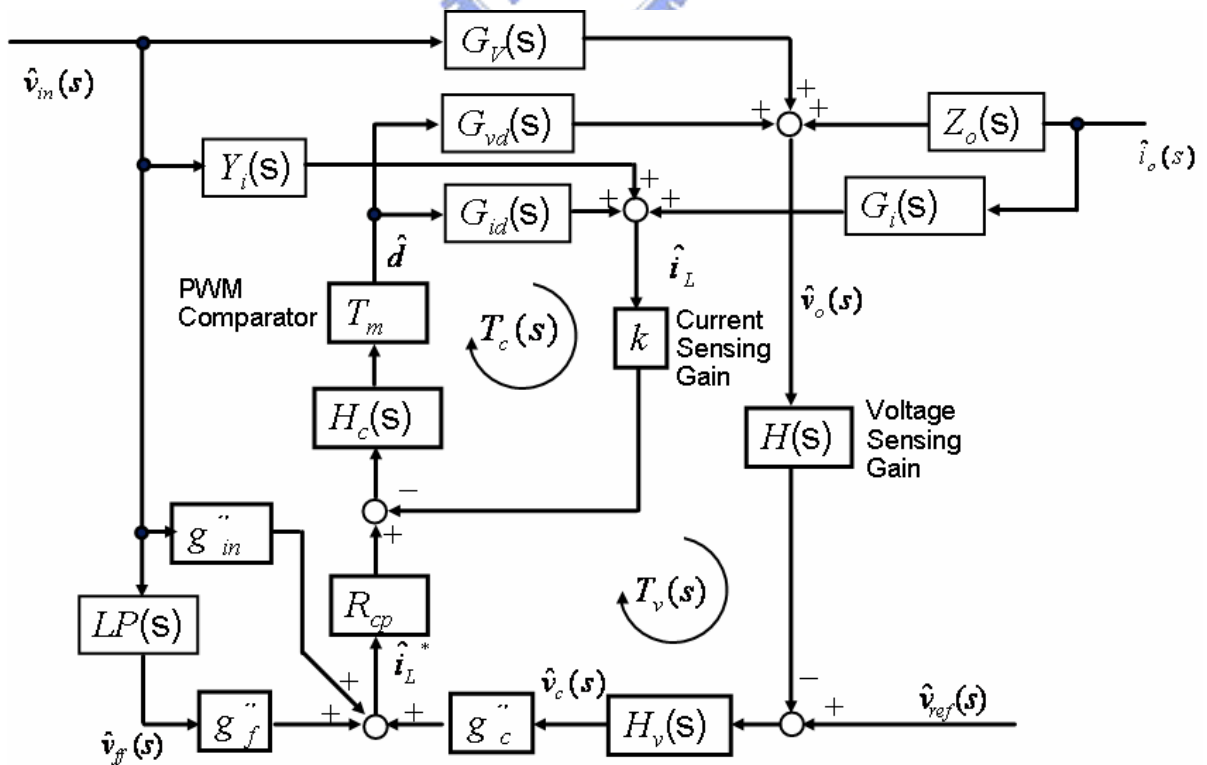


圖5.2 平均電流模式控制升壓式PFC轉換器小訊號模型

表5.2
平均電流模式控制升壓式PFC轉換器小訊號模型符號

符號	說明
$G_{id}(s)$	責任週期對電感電流轉移函數
T_m	PWM比較器轉移函數
$H_c(s)$	電流迴路補償器
k	電感電流回授增益
R_{cp}	電流命令增益
$G_{vd}(s)$	責任週期對輸出電壓轉移函數
H	輸出電壓回授增益
$H_v(s)$	電壓迴路補償器
$G_v(s)$	輸入電壓對輸出電壓轉移函數
$G_i(s)$	輸出電流對電感電流轉移函數
$Z_o(s)$	開回路輸出阻抗轉移函數
$Y_i(s)$	開回路輸入導納轉移函數
g''_{in}	乘、除法器增益
g''_f	
g''_c	

5.3 電流迴路分析

5.3.1 電流迴路模型分析與推導

在電流迴路中有三個基本轉移函數，分別是升壓式轉換器的Duty-to-current小訊號轉移函數、電流迴路補償器，以及PWM鋸齒波的轉移函數。由圖5.3可知，整個電流迴路的迴路增益可表示為

$$T_c = R_s T_m H_c(s) G_{id}(s) \quad (5-7)$$

其中， R_s 為用來感應電感電流的感應電阻。在第四章曾介紹到，本論文所使用之1.5 kW 伺服器前級電源在回授電感電流上採取了改良的方法，並針對其方式提出了分析。因此 R_s 在系統迴路所帶來的增益應隨著電感電流回授方式的不同而有所修正。故電流迴路應修正如圖5.4，其中 $R_{cp} \times i_L^*$ 為電流命令訊號、 k 值為0.15。(5-7)亦可修正為：

$$T_c = k T_m H_c(s) G_{id}(s) \quad (5-8)$$

(5-7)中升壓式轉換器的Duty-to-current小訊號轉移函數 G_{id} 已在第四章中獲得推導，

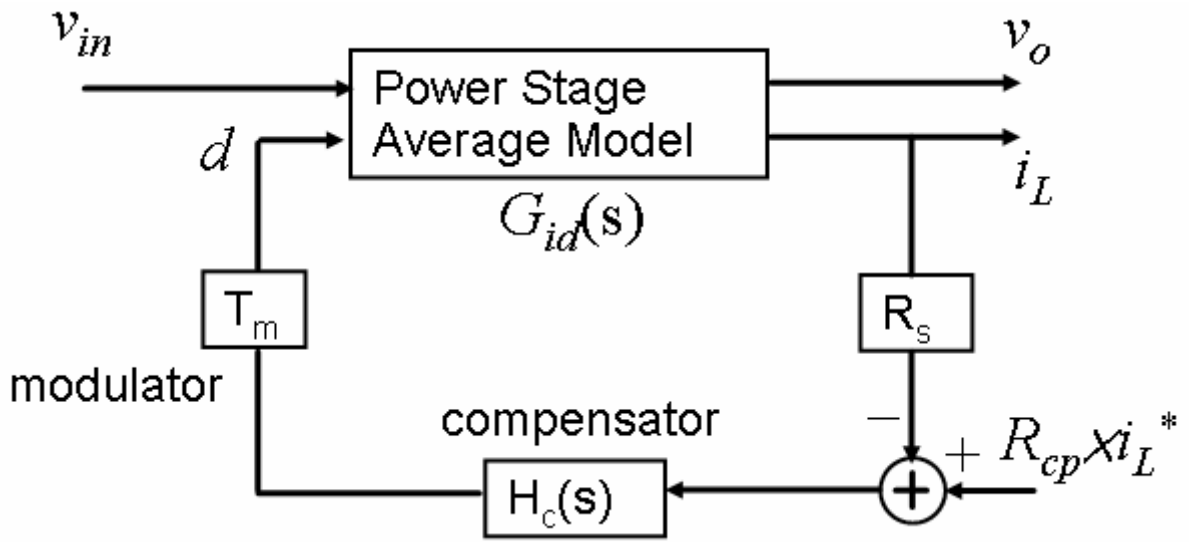


圖5.3 平均電流控制模式電流迴路系統方塊圖

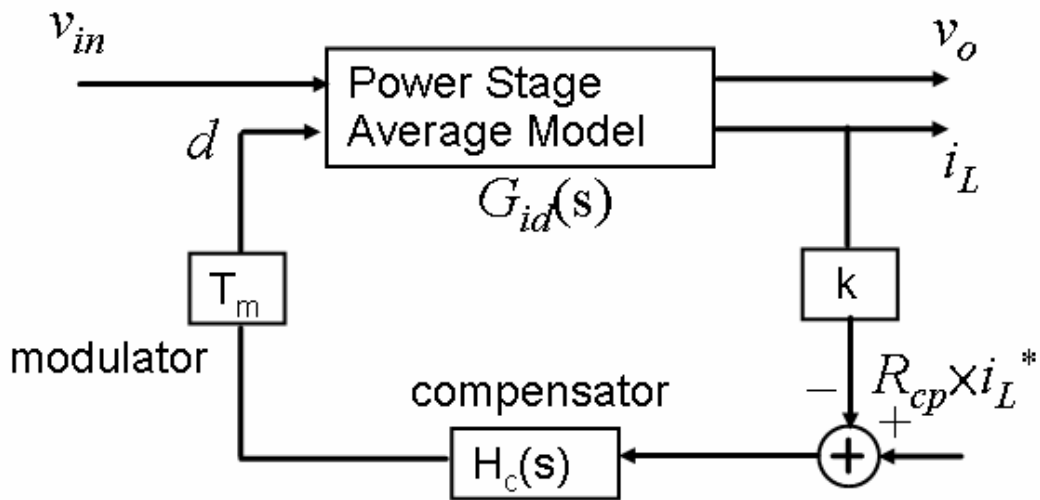


圖5.4 廣義平均電流模式電流迴路系統方塊圖

令 $s = j\omega$ ，由於電流迴路的頻寬相對於電壓迴路可視為高頻，故可簡化成

$$\frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = G_{id}(s) \approx \frac{V_o}{sL} \quad (5-9)$$

PWM產生器的轉移函數 T_m 則為其三角波峰值之倒數，故綜合(5-9)可得到下式

$$kT_m G_{id} = \frac{\hat{v}_{RS}}{\hat{v}_{CA}} = k \times \frac{1}{V_s} \times \frac{V_o}{sL} \quad (5-10)$$

因此決定電流迴路補償器的增益交越頻率 (gain cross frequency) f_c 後，便可經由設計電流迴路補償器 H_c 的極零點位置完成電流迴路設計，得到整個電流迴路增益 T_c 。將(4-1)、(5-10)代入(5-8)，此時迴路在增益交越頻率 f_c 的增益為1，

$$\frac{k}{V_s} \frac{V_o}{2\pi f_c L} \frac{V_s f_s L}{V_o k} = 1 \quad (5-11)$$

故由(5-11)可得到電流迴路的增益交越頻率為

$$f_c = \frac{f_s}{2\pi} \quad (5-12)$$

因此 f_c 通常被設定在功率開關頻率的1/6。

圖5.5為電流迴路於34%負載下(500 W)的迴路增益(loop gain)頻率響應，其中○為PSIM模擬電路掃描結果，x為理論分析結果。由圖可知電流迴路的增益交越頻率為3.5 kHz，此亦為電流迴路的頻寬，系統在此時有32度的相位邊限。圖5.6則為電流迴路閉迴路頻率響應，為電流命令對電感電流之轉移函數

$$\frac{\hat{i}_L(s)}{R_{cp} \times \hat{i}_L^*(s)} = \frac{T_m H_c(s) G_{id}(s)}{1 + T_c(s)} \quad (5-13)$$

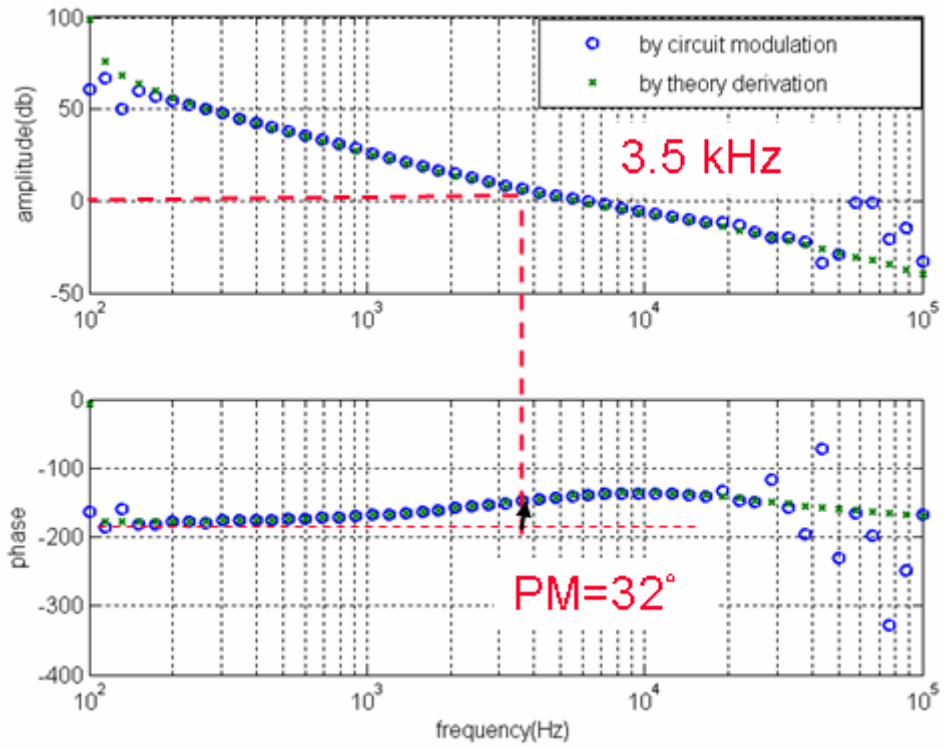


圖5.5 平均電流模式控制電流迴路頻率響應圖

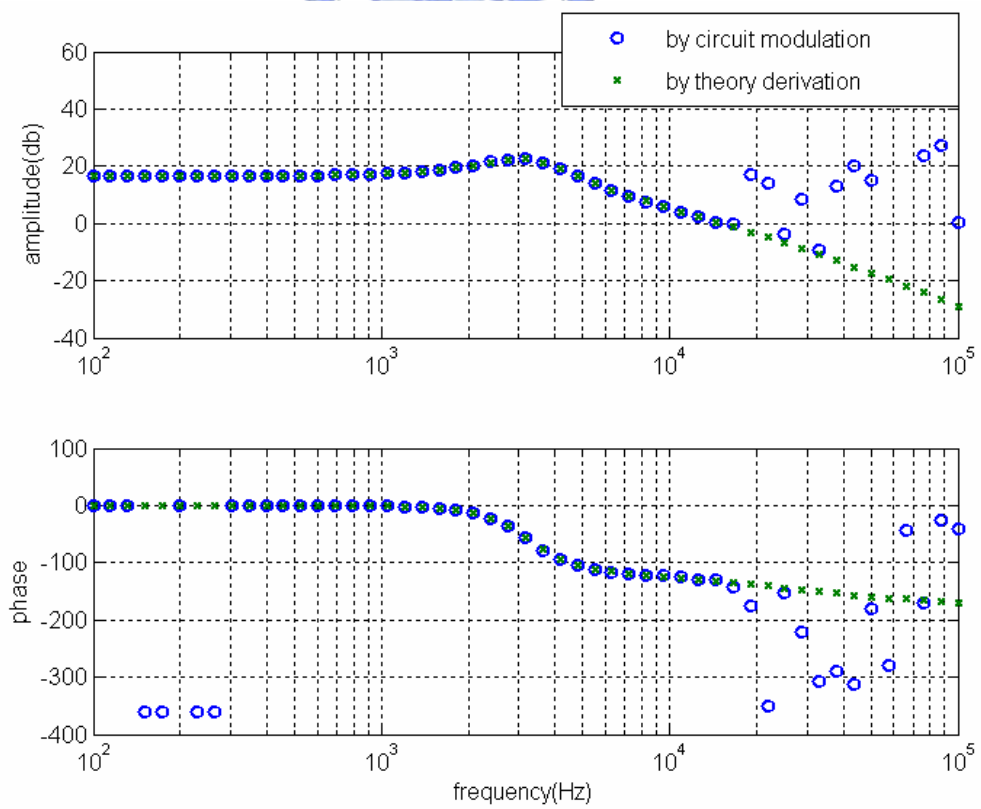


圖5.6 平均電流模式控制電流迴路閉迴路頻率響應圖

5.3.2 電流迴路補償器之設計

延續前一節的討論，本系統採用一個二階相位落後補償器作為其電流迴路補償器。其轉移函數 H_c 以及其極、零點之表示可於4.4.1中(4-12)得到。本節主要就如何決定此電流迴路補償器的極、零點位置進行討論。

一般而言，電流迴路之增益交越頻率 f_c 被設定在開關頻率 f_s 的1/6，零點 $1/R_f C_{fz}$ 則設置在增益交越頻率的1/2，即 $f_s/12$ ，以提供電流迴路低頻時的增益；極點 $(C_{fp}+C_{fz})/R_f C_{fp} C_{fz}$ 則被設置在零點的6倍遠處， $f_s/2$ 。以上可整理為下列各式，並根據升壓式PFC轉換器的功率開率開關頻率62.3 kHz推算出

$$f_c = \frac{1}{6} f_s = 10.38 \text{ kHz} \quad (5-14)$$

$$\omega_p = \frac{1}{2\pi} \frac{C_{fp} + C_{fz}}{R_f C_{fp} C_{fz}} = \frac{1}{2} f_s = \frac{1}{2} f_s = 31.15 \text{ kHz} \quad (5-15)$$

$$\omega_z = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{R_f C_{fz}} = \frac{1}{12} f_s = 5.19 \text{ kHz} \quad (5-16)$$

將(5-14)到(5-16)計算所得的數值與4.4.1中所作的分析相比較，可知本系統在電流迴路補償器在極、零點的設計理念上大致與理論相符合。

5.4 電壓迴路分析

5.4.1 電壓迴路模型分析與推導

在電壓迴路的分析中，首先從能量守恆的觀點切入，並延續先前電流迴路中的分析，從輸入電流及電流命令著手。根據能量守恆可得

$$v_{in} i_i = v_o i_o \quad (5-17)$$

回顧圖4.1及圖4.3，在平均電流控制模式下的升壓式PFC轉換器的電流命令 i_L^* 及輸入電流 i_i 可表示為

$$i_L^* = \frac{v_{in}}{R_{vac}} \times \frac{1}{V_{ff}^2} \times v_c \quad (5-18)$$

$$i_i = \left(\frac{v_{in}}{R_{vac}} \times \frac{1}{V_{ff}^2} \times v_c \right) \times R_{cp} \times \frac{1}{k} = i_L^* \times R_{cp} \times \frac{1}{k} \quad (5-19)$$

其中 R_{vac} 為回授輸入電壓的分壓電阻， v_c 為電壓迴路補償器輸出，令

$$\frac{1}{R_{vac}} \times \frac{1}{k} = \frac{1}{\kappa} \quad (5-20)$$

其中 κ 為一常數 [17]，故整個系統可重新由圖5.7表示之，並得到

$$i_i = \frac{v_{in}}{\kappa} \frac{1}{v_{ff}^2} v_c \times R_{cp} \Rightarrow \frac{v_{in}^2}{\kappa} \frac{1}{v_{ff}^2} v_c \times R_{cp} = v_o i_o \quad (5-21)$$

將(5-21)進行偏微分運算，可得到整個系統的小訊號動態模型，並可進一步推得電壓迴路小訊號等效模型 [18]，如圖5.8所示。其中 i_o 可表示為

$$\hat{i}_o = R_{cp} \frac{2V_i V_c}{\kappa V_o} \hat{v}_i + R_{cp} \frac{V_i^2}{\kappa V_o} \hat{v}_c + R_{cp} \frac{-2I_o}{R_{cp} V_{ff}} - \frac{I_o}{V_o} \hat{v}_o \quad (5-22)$$

令

$$R_{cp} \frac{2V_{in} V_c}{\kappa V_{ff}^2 V_o} = g'_f \quad (5-23)$$

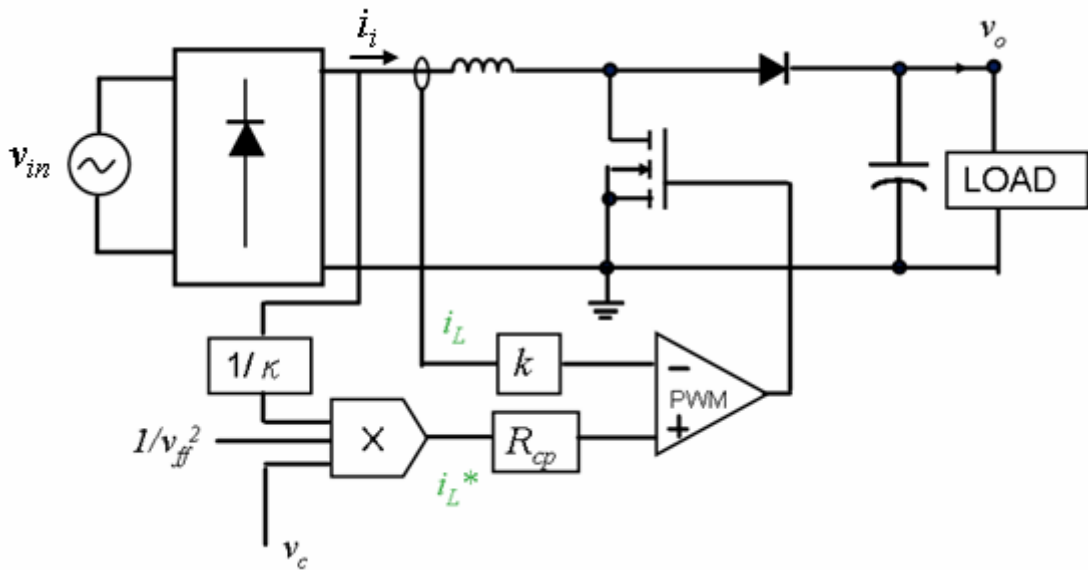


圖5.7 升壓式PFC轉換器電流命令圖

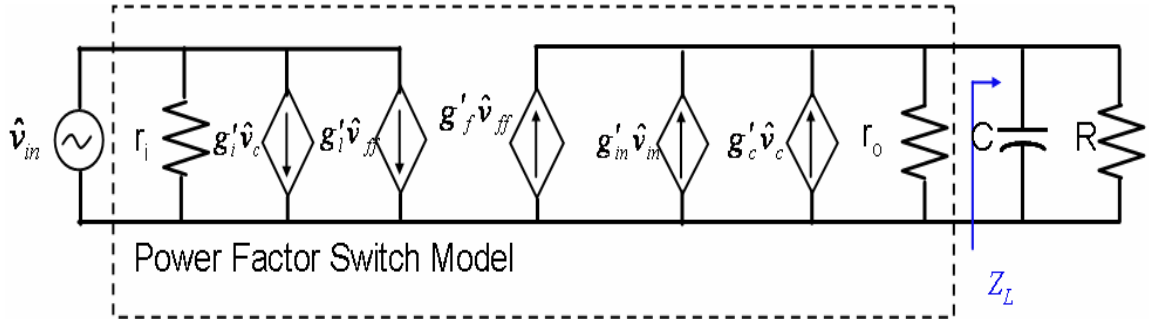


圖5.8 平均電流模式控制之升壓式PFC轉換器電壓迴路小信號等效模型圖

$$R_{cp} \frac{V_{in}^2}{\kappa V_{ff}^2 V_o} = g'_c \quad (5-24)$$

$$\frac{-2I_o}{V_{ff}} = g'_{in} \quad (5-25)$$

$$\frac{V_o}{I_o} = r_o \quad (5-26)$$

故由圖5.8可得到控制訊號對輸出電壓轉移函數為

$$\frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_c} = g'_c (r_o \parallel Z_L) = g'_c \frac{r_o \parallel R}{1 + sCr_p \parallel R} \quad (5-27)$$

其中阻抗 Z_L 為

$$Z_L = \frac{1}{sC} \parallel R \quad (5-28)$$

考慮負載為定功率的情況下，在低頻下的小訊號輸入阻抗可視為 $R = -V_o/I_o$ ，所以(5-27)可進一步化簡為

$$\frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_c} = g'_c \frac{R \parallel -R}{1 + sCr_p \parallel R} = g'_c \frac{1}{sC} \quad (5-29)$$

其中(5-27)中， $r_o=R$ 。又由(5-21)中，在系統穩態下可得到一個轉換比例

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \sqrt{R_{cp} \frac{V_c V_o}{\kappa V_{ff}^2 I_o}} = \sqrt{R_{cp} \frac{V_c R}{\kappa V_{ff}^2}} \Rightarrow V_{in}^2 = V_o^2 \times \frac{\kappa V_{ff}^2}{R_{cp} V_c R} \quad (5-30)$$

因此(5-24)中的 g'_c 可改寫為

$$g'_c = R_{cp} \frac{V_{in}^2}{\kappa V_{ff}^2 V_o} = R_{cp} (V_o^2 \times \frac{\kappa V_{ff}^2}{R_{cp} V_c R}) \times \frac{1}{\kappa V_{ff}^2 V_o} = R_{cp} \frac{V_o}{R_{cp} V_c R} = \frac{I_o}{V_c} \quad (5-31)$$

將(5-31)代回(5-29)，可將對輸出電壓對控制訊號 v_c 轉移函數， G_{bst} ，重新整理為

$$\frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_c} = G_{bst} = g'_c \frac{1}{sC} = \frac{I_o}{V_c} \frac{1}{sC} = \frac{V_o I_o}{V_c V_o} \frac{1}{sC} = \frac{V_{in} I_i}{V_c V_o} \frac{1}{sC} = \frac{P_{in}}{V_c V_o} \frac{1}{sC} \quad (5-32)$$

因此決定電壓迴路補償器的增益交越頻率 f_v 後，便可經由設計電壓迴路補償器 H_v 的極零點位置完成電壓迴路設計，得到整個電流迴路增益 T_v 。本系統採用一個二階相位落後補償器作為其電壓誤差放大器，其轉移函數之分析可見4.4.2。故綜合(4-13)、(5-32)，整個迴路的增益在電壓迴路的增益交愈頻率 ω_{vi} 時應為1，即

$$T_v = |G_{bst} \times H \times H_v(j\omega_{vi})| = 1 \quad (5-33)$$

因此系統可以藉由設計電壓迴路補償器的極、零點，來達到所希望的電壓迴路頻寬。

以上針對電壓迴路所建立之模型，由於未考慮升壓式轉換器之開關切換行為，故其控制訊號對輸出電壓轉移函數 G_{bst} 為較精簡的型式。若以第五章所建立的系統方塊模型進行分析，則電壓迴路如圖5.9， T_v 可表示為

$$T_v = H \times H_v g''_c R_{cp} \frac{H_c T_m G_{vd}}{1 + T_c} \quad (5-34)$$

注意此處的 g''_c 為 $V_{in}/R_{vac} V_{ff}^2$ 。

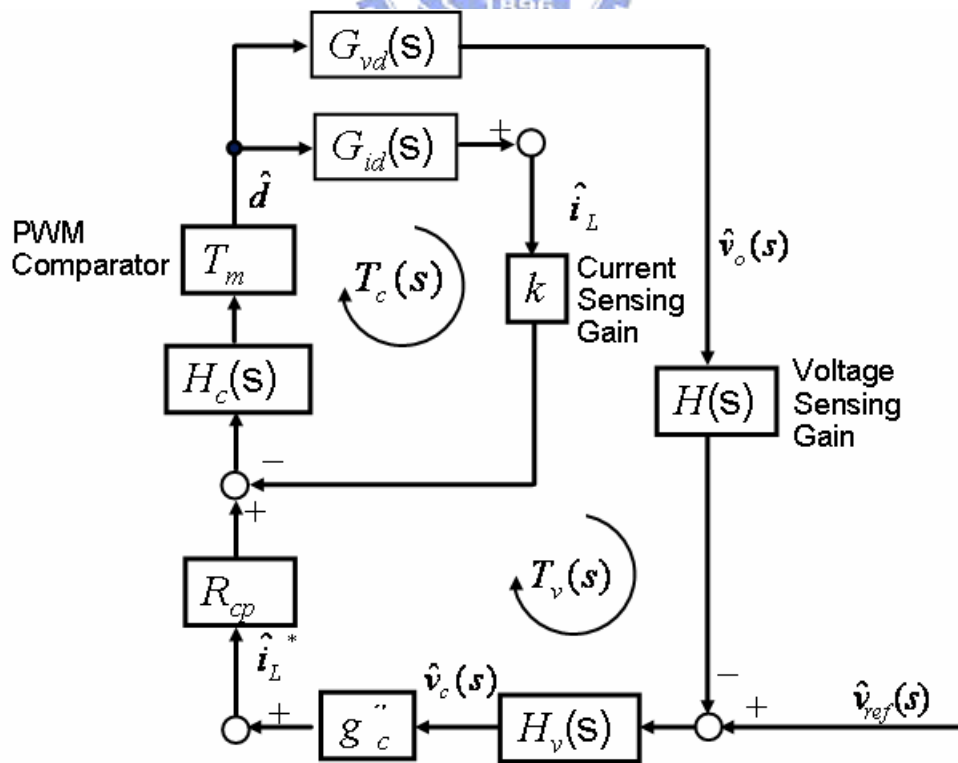


圖5.9 平均電流模式控制電壓迴路系統方塊模型圖

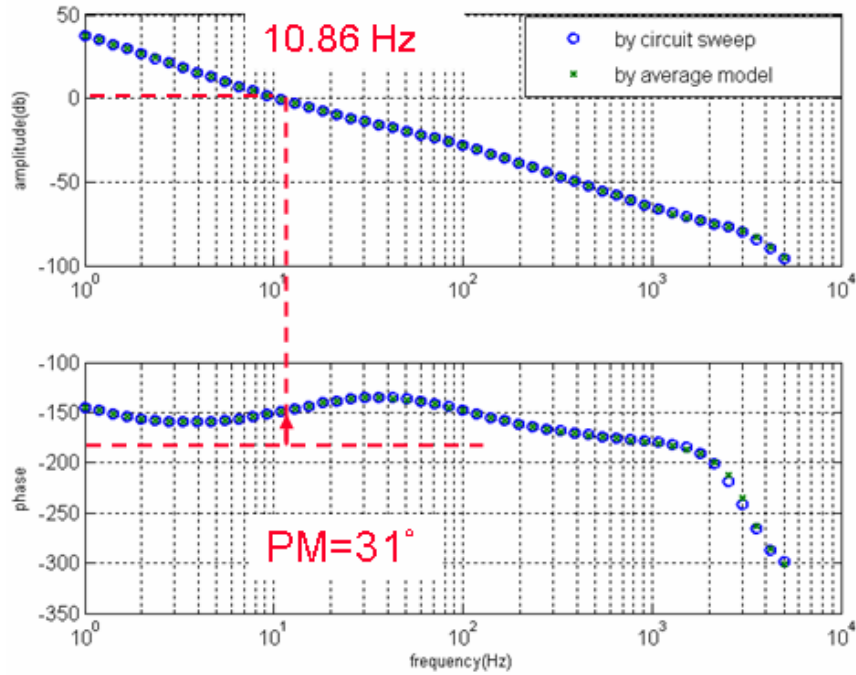


圖5.10 平均電流模式控制電壓迴路頻率響應圖

圖5.10為電壓迴路於34%負載(500 W)下的迴路增益(loop gain)頻率響應，其中○為PSIM模擬電路掃描結果，x為理論分析結果。由圖可知電壓迴路的增益交越頻率相當低，只有10.86 Hz，此亦為電壓迴路的頻寬，系統在此時有31度的相位邊限。

5.4.2 電壓迴路補償器之設計

延續前一節的討論，本系統同樣採用一個二階相位落後補償器作為其電壓迴路補償器。其轉移函數 H_v 以及其極、零點之表示可於4.4.2中(4-13)得到。在本節將先介紹電壓迴路補償器的設計原則，並就電路上已知的電壓迴路補償器極、零點位置來針對電壓迴路的增愈交越頻率進行討論。

在低頻下，(5-34)中的電壓迴路關係式經過化簡可改寫為

$$\begin{aligned}
 T_v &\approx H \times H_v g_c'' R_{cp} \frac{G_{vd}}{k G_{id}} \\
 &= H \times H_v g_c'' R_{cp} \times \frac{R V_{in}}{k \cdot 2 V_o} \frac{\left(1 - \frac{L}{(1-D)^2 R} s\right)}{\left(1 + \frac{RC}{2} s\right)} \\
 &\approx H \times H_v g_c'' R_{cp} \times \frac{R V_{in}}{k \cdot 2 V_o} \frac{1}{\left(1 + \frac{RC}{2} s\right)}
 \end{aligned} \tag{5-35}$$

因此在電壓迴路補償器的設計中，零點 ω_{vzi} 被用來補償功率級輸出電壓對控制訊號 v_c 之轉移函數 G_{bst} 的主極點。極點 ω_{vp} 則被放置於二分之一的輸出電壓漣波頻率，即50 Hz或60 Hz，以降低二次諧波對控制信號的影響。增益 $K_v=(R_{in}+R_D)/R_D R_{in} C_f$ 則用來決定系統所希望的電壓迴路增益交越頻率 ω_{vi} ，以(5-37)表示之。其中 R_{full} 為系統滿載時負載電阻， H 為圖4.5中系統回授輸出電壓時的增益 [19]。

$$H_v(s) = \frac{\hat{v}_c}{\hat{v}_o} = \frac{K_v(s + \omega_{vz})}{s(s + \omega_{vp})} = \frac{\frac{\omega_{vi}}{K \cdot H} \left(s + \frac{2}{R_{full} C} \right)}{s(s + 2\pi f_{line})} \quad (5-36)$$

$$K_v = \frac{\omega_{vi}}{\frac{g_c R_{cp} R_{full} V_{in}}{k \cdot 2V_o} \cdot H} \frac{\omega_{vp}}{\omega_{vz}} = \frac{\omega_{vi}}{K \cdot H} \quad (5-37)$$

其中 $K=g_c R_{cp} R_{full} V_{in} \omega_{vz} / 2kV_o \omega_{vp}$ 。

本系統就電路上已知的電壓迴路補償器極、零點位置來計算其電壓迴路的增愈交越頻率。將(5-32)及(5-36)代入(5-33)，並將其平方：

$$\left| G_{bst} \times H \times H_v(j\omega_{vi}) \right|^2 = 1^2 = \frac{P_{in}^2 [\omega_{vz}^2 + \omega_{vi}^2]}{(V_c V_o R_{in} C_o C_f)^2 (\omega_{vp}^2 + \omega_{vi}^2) \omega_{vi}^4} \quad (5-38)$$

故由(5-38)再經過整理可得到一個的 ω_{vi} 六次多項式，代入4.4.2中電壓迴路補償器的極、零點即可求得電壓迴路的增愈交越頻率，亦即電壓迴路之頻寬。經過計算，本系統之電壓迴路增愈交頻率為10.43 Hz，與圖5.10之模擬結果大略吻合。

5.5 輸出阻抗分析

升壓式PFC轉換器其開回路輸出阻抗可於5.1中經由平均狀態矩陣法推導得之，

$$Z_o = \frac{\hat{v}_o}{\hat{i}_o} = \frac{L}{(1-D)^2 R} \frac{s}{1 + \frac{L}{(1-D)^2 R} s + \frac{LC}{(1-D)^2} s^2} \quad (5-39)$$

亦可由5.4節中的電壓迴路小訊號模型推導。由圖5.8可得知，輸出阻抗可表示為

$$Z_o = \frac{\hat{v}_o}{\hat{i}_o} = (r_o \parallel Z_L) = \frac{r_o \parallel R}{1 + sCr_o \parallel R} \quad (5-40)$$

又如前一節分析，在考慮負載為定功率的情況下，在低頻下的小訊號輸入阻抗可視為 R

= $-V_o/I_o$ ，故(5-40)可被進一步簡化整理為

$$Z_o = \frac{\hat{v}_o}{\hat{i}_o} = \frac{R \parallel -R}{1 + sCR \parallel -R} = \frac{1}{sC} \quad (5-41)$$

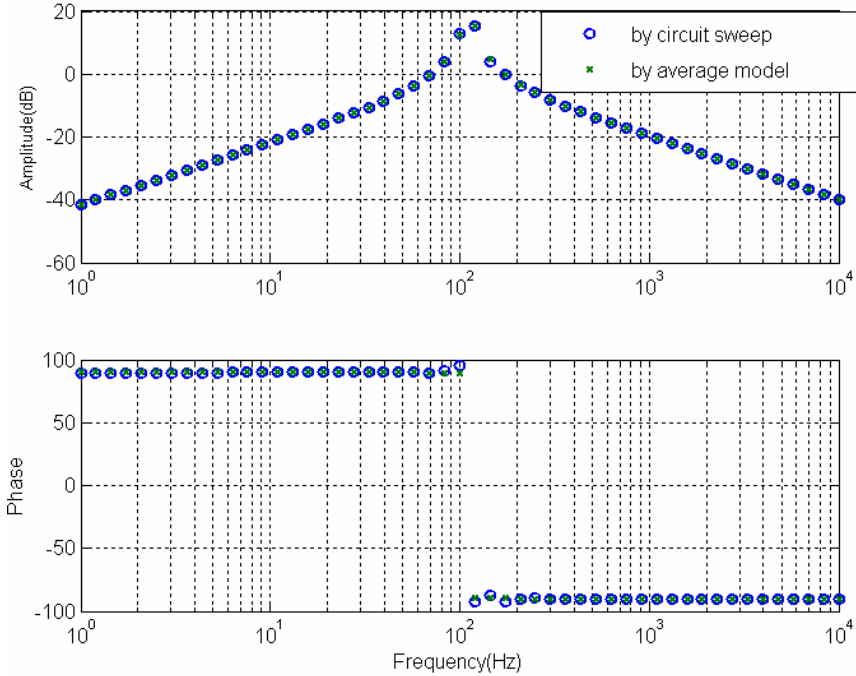


圖5.11 升壓式PFC轉換器輸出阻抗開回路頻率響應圖

升壓式PFC轉換器在平均電流控制模式下的閉迴路輸出阻抗可由(5-42)、(5-43)、(5-44)聯立求得，其系統方塊圖如圖5.12，結果如(6-39)所表示之，圖5.13為系統於36%負載下的輸出阻抗閉回路頻率響應，其中○為PSIM模擬電路掃描結果，x為理論分析結果[29]，其中100 Hz後所造成之90度相位差乃PSIM模擬電路中輸出電容之等效串聯電阻所產生之零點所造成，本文之數學推導模型則未考慮此因素。

$$\hat{i}_o \times G_i + e_1 \times T_m H_c \times G_{id} = e_2 \quad (5-42)$$

$$-e_2 \times k - (\hat{i}_o Z_o + e_1 \times T_m H_c \times G_{id}) H H_v g_c R_{cp} = e_1 \quad (5-43)$$

$$\hat{v}_o = \hat{i}_o Z_o + e_1 \times T_m H_c \times G_{vd} \quad (5-44)$$

$$Z_{o,cl} = \frac{\hat{v}_o}{\hat{i}_o} = \frac{Z_o + T_i (Z_o - \frac{G_{vd} G_i}{G_{id}})}{1 + T_c + T_v + T_i T_v} \quad (5-45)$$

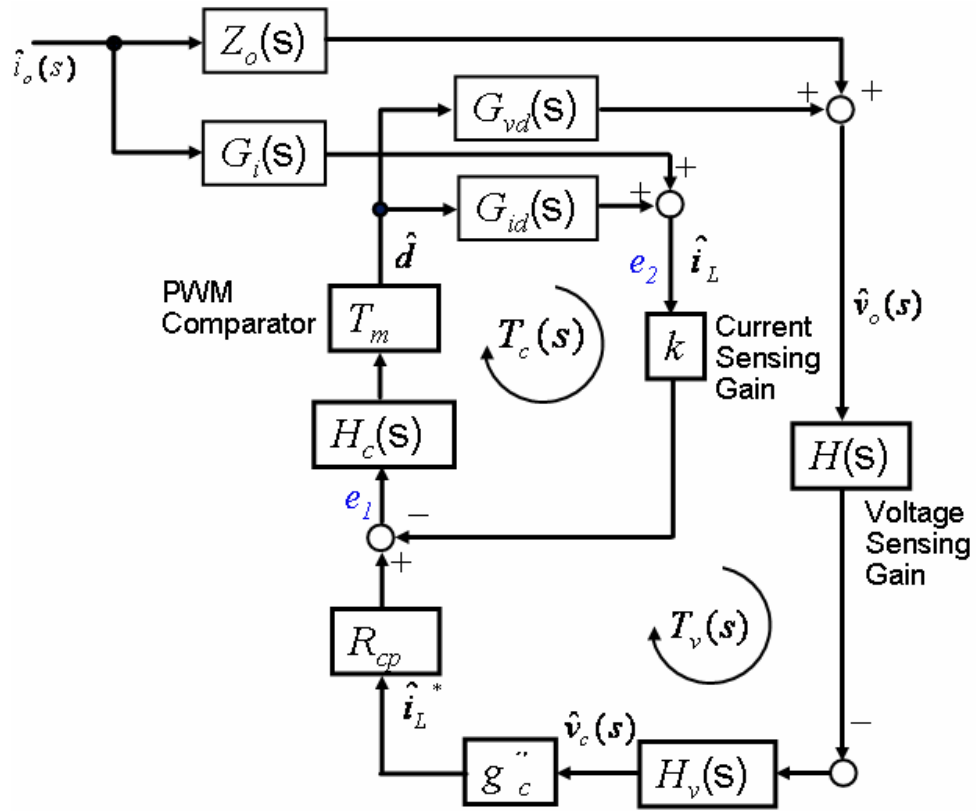


圖5.12 平均電流模式控制升壓式PFC轉換器閉迴路輸出阻抗系統方塊圖

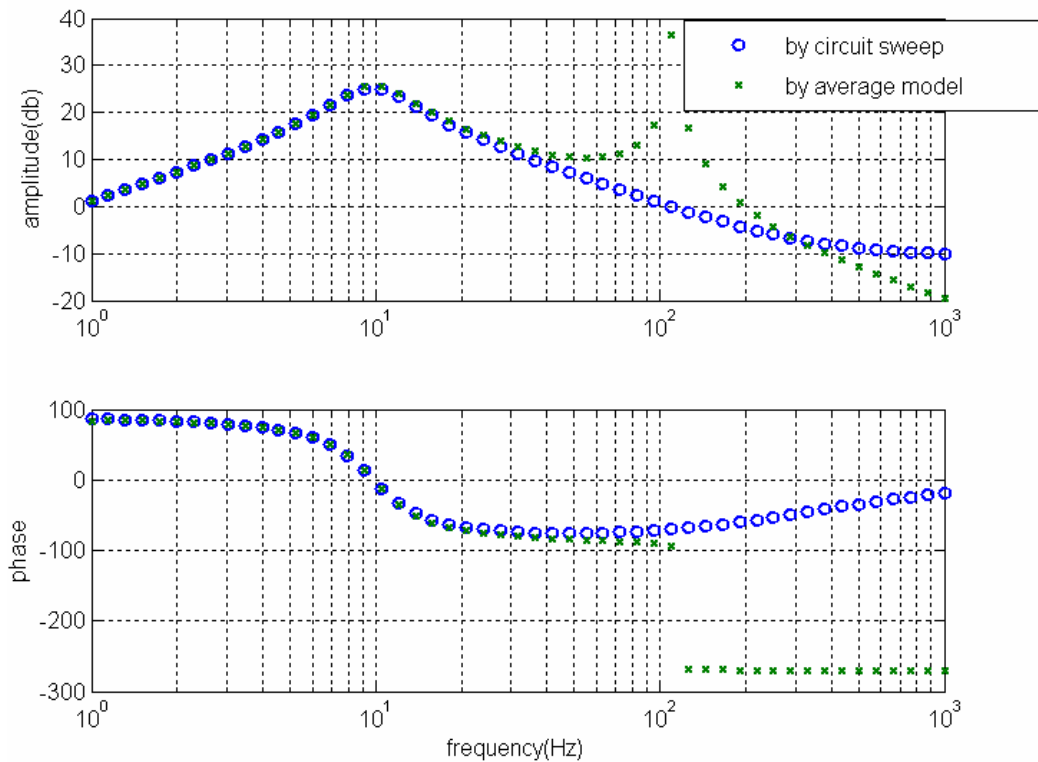


圖5.13 平均電流模式控制升壓式PFC轉換器輸出阻抗閉回路頻率響應圖

第六章

模擬及實驗結果分析與系統性能改善

6.1 以PSIM為基礎之模擬系統

針對電力電子的領域而言，良好的類比與數位電路模擬能力、多樣化的數學控制方塊，易於操作的圖形介面與較快速的模擬時間是最迫切的需求。PSIM模擬軟體主要之應用範圍在於電力電子與馬達控制方面，其主要之優點在於模擬之速度與人性化之使用介面，並將模擬結果之各點波形以圖形方式顯現；並可提供各種不同的設定，如多重螢幕顯示、改變線條形式等，更可提供波形之各種數學四則運算與平均值或有效值計算，適用於電源供應器之設計與分析控制架構於電源供應器之應用模擬。

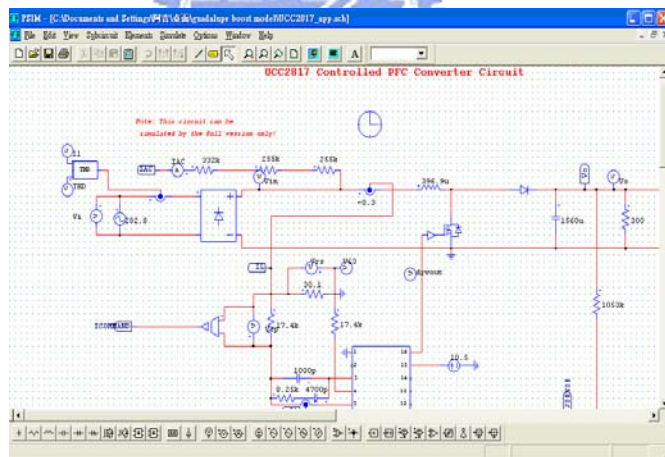


圖6.1 PSIM電路繪製環境

PSIM之主要優點與特色整理如下

1. 容易使用與模擬速度快
2. 控制架構可變性強
3. 可與C語言相互連結
4. 可用於混合式模擬，以實現DSP微處理器之數位控制

6.2 模擬與實測結果分析與探討

6.2.1 系統穩態響應

首先定義PFC系統模擬時之輸入、輸出規格要求，如表6.1所列。圖6.2為PFC升壓式轉換器平均電流控制模式系統方塊圖。圖6.3及6.4分別為CCM PFC升壓式轉換器閉迴路系統及UCC3818內部實際電路模擬圖。今電感為396.9 μH ，輸出電容為1560 μF ，電感電流迴授增益為0.15；在輸入為220 VAC、輸出400 VDC、負載分別為300 W及500 W之工作點設定下，其模擬結果如圖6.5~圖6.8。圖6.9~圖6.12則為相同條件下之實際電路量測結果與PSIM模擬之比對圖。其中在實際電路中，輸出電壓漣波會受到輸出電容之ESR影響，今在PSIM之模擬中將系統之ESR設為0.3 Ω 。

今以PSIM模擬負載300 W之THD為0.62，功率因數經計算為0.849；負載500 W之THD為0.49，功率因數經計算為0.922。經實際電路量測，負載300 W之THD為0.356，功率因數經計算為0.942；負載500 W之THD為0.283，功率因數為0.962。

表6.1
CCM PFC升壓式轉換器之規格參數

CCM average current mode control boost PFC	
V_i	220 VRMS
V_o	400 V
P_o	500 W (34% load) 300 W (20% load)
f_s	62.3 kHz

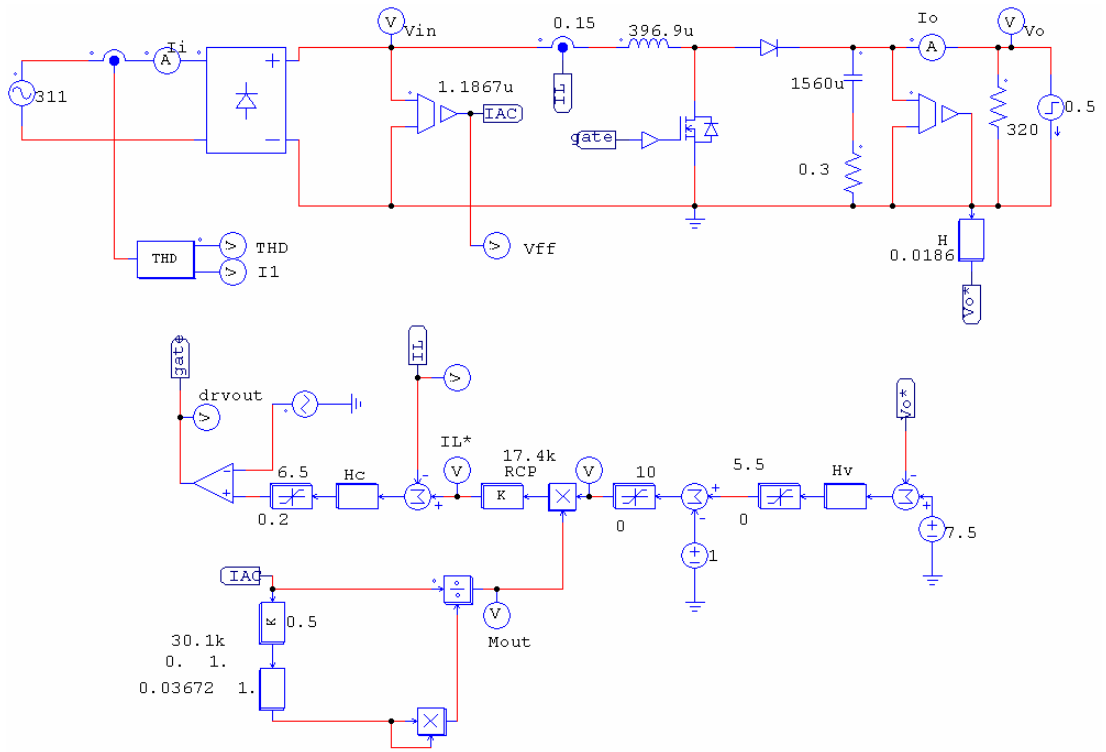


圖6.2 PFC升壓式轉換器平均電流控制模式系統方塊圖

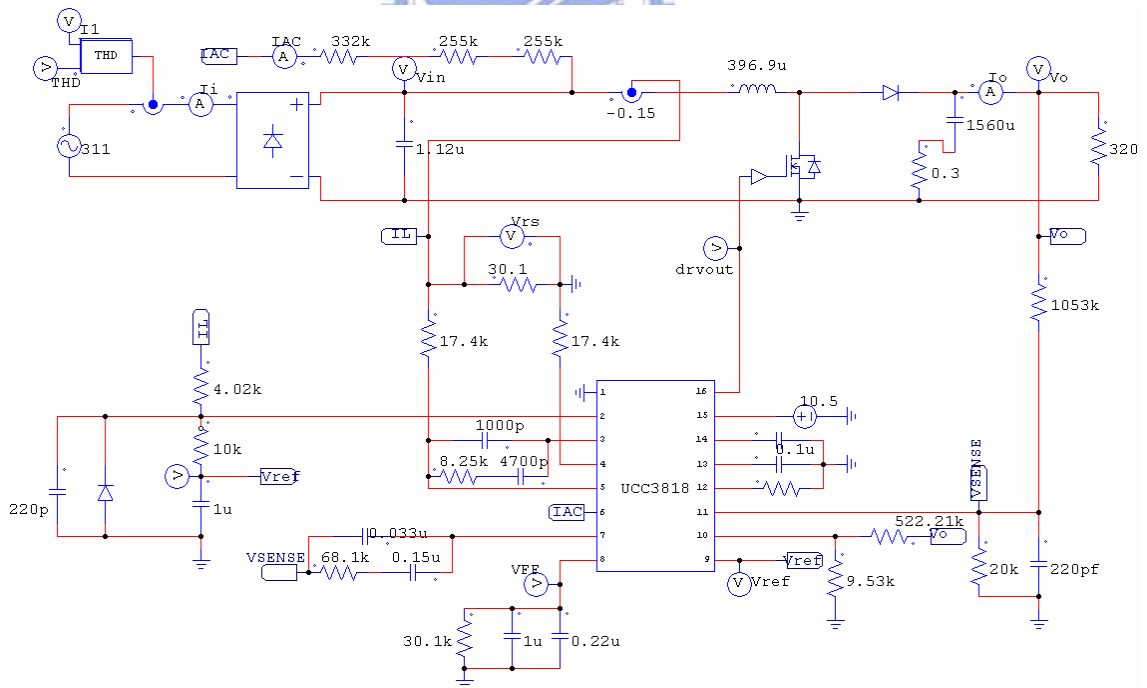


圖6.3 使用連續導通模式PFC控制IC之PFC升壓式轉換器控制架構

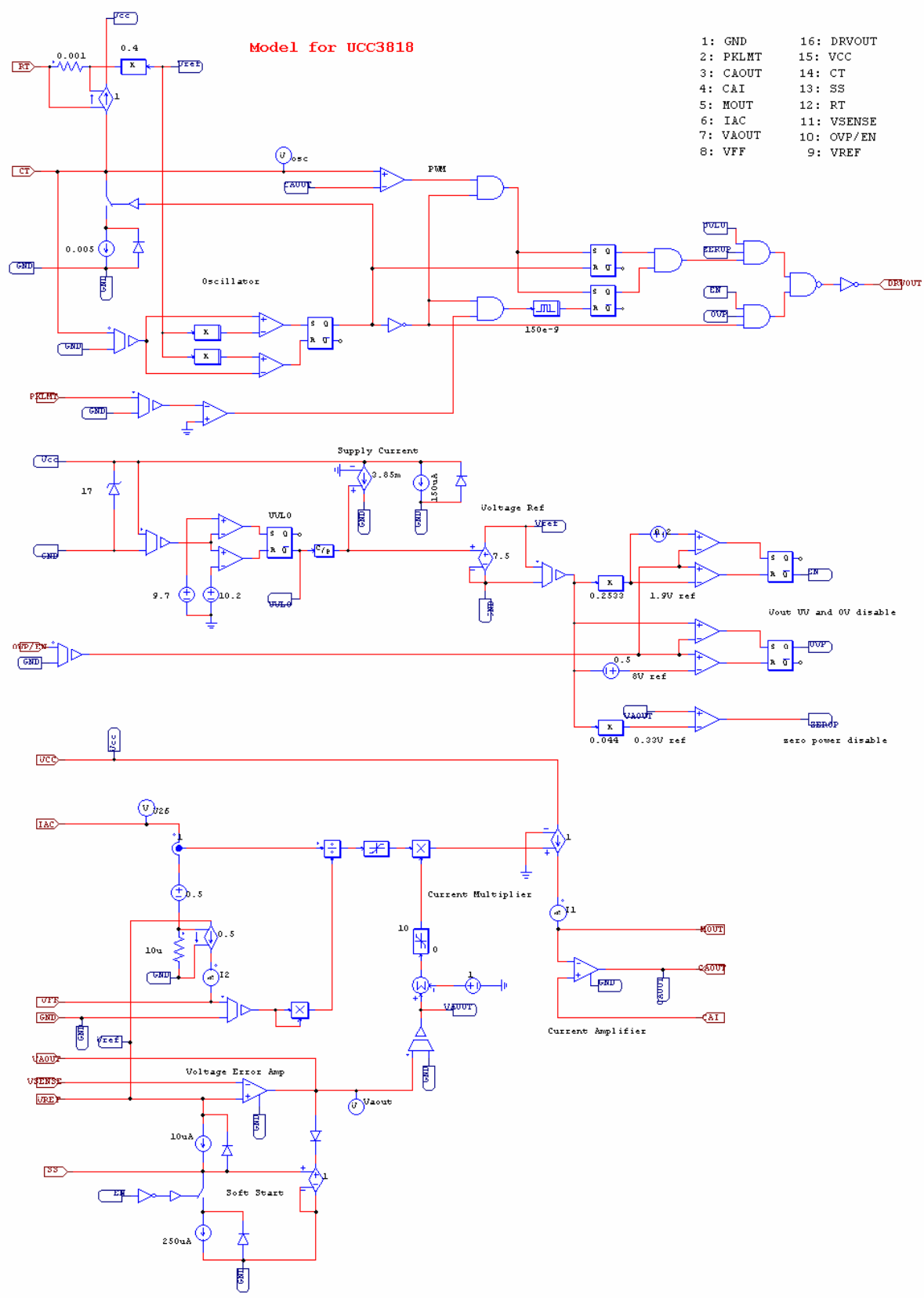


圖6.4 UCC3818內部電路模擬圖

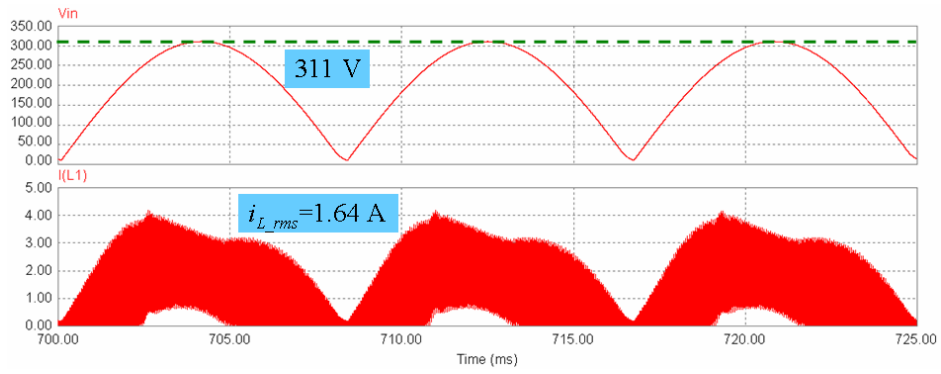


圖6.5 負載300 W、輸入電壓220 VAC之電感電流波形

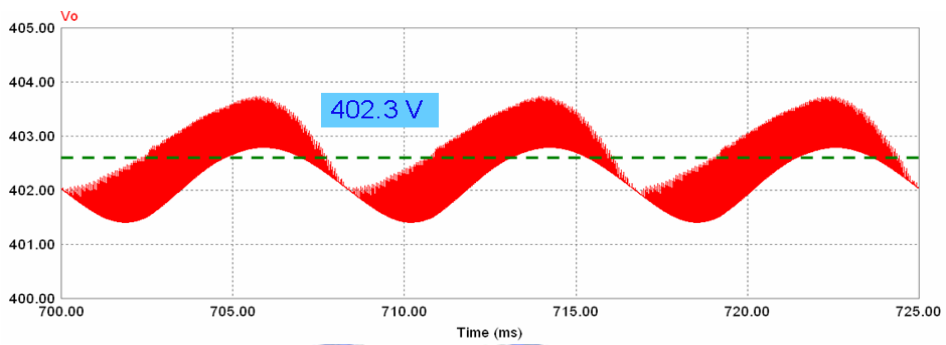


圖6.6 負載300 W、輸入電壓220 VAC之輸出電壓波形

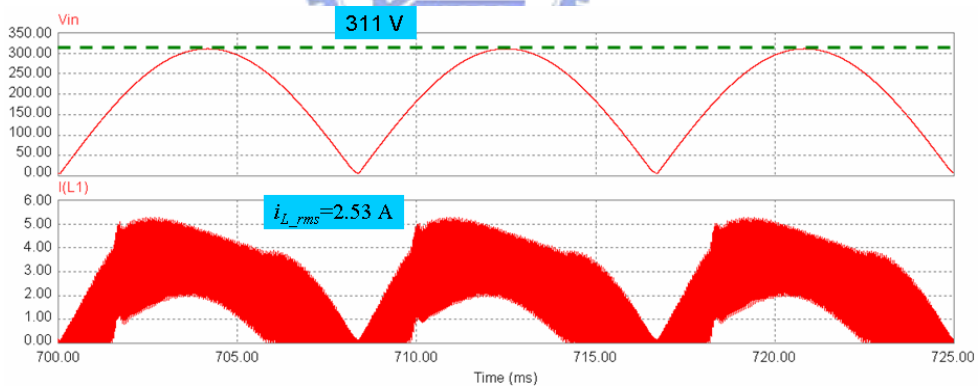


圖6.7 負載500 W、輸入電壓220 VAC之電感電流波形

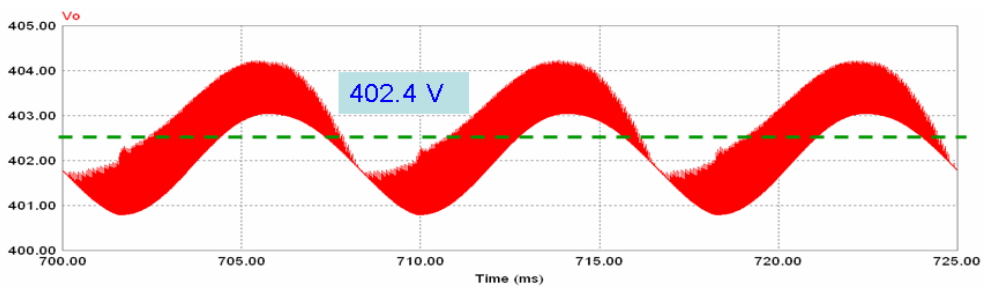


圖6.8 負載500 W、輸入電壓220 VAC之輸出電壓波形

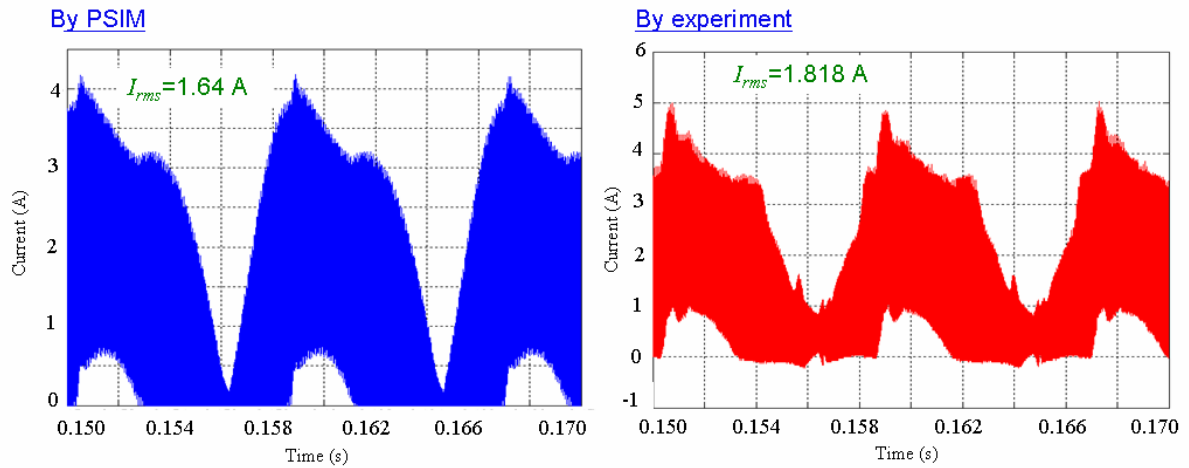


圖6.9 負載300 W、輸入電壓220 VAC之電感電流模擬波形與實測波形比對圖

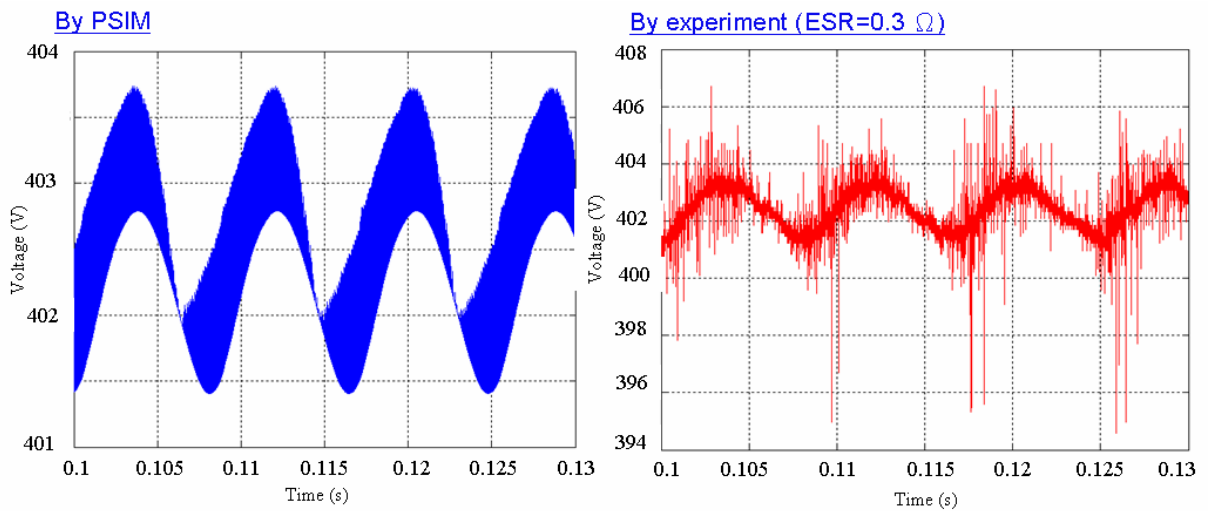


圖6.10 負載300 W、輸入電壓220 VAC之輸出電壓模擬波形與實測波形比對圖

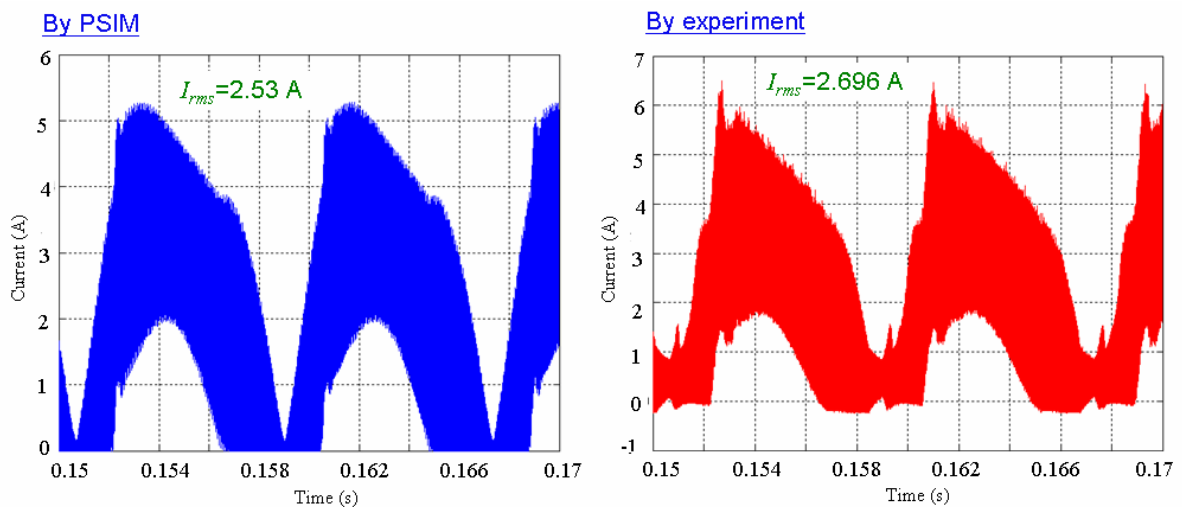


圖6.11 負載500 W、輸入電壓220 VAC之電感電流模擬波形與實測波形比對圖

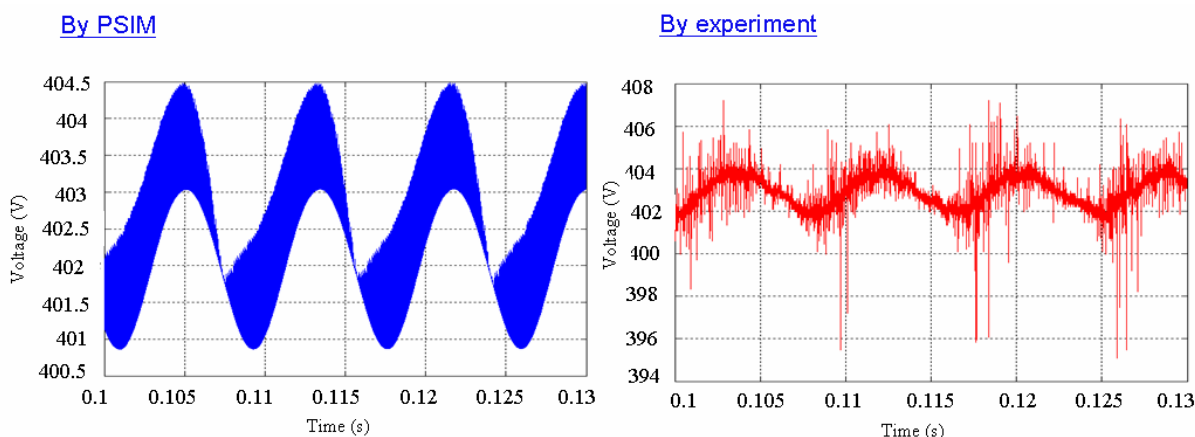


圖6.12 負載500 W、輸入電壓220 VAC之輸出電壓模擬波形與實測波形比對圖

6.2.2 系統暫態響應

控制系統的暫態響應步級變化為動能特性性能之重要測試指標，本節針對300 W負載切換至500 W負載之軟體模擬與實驗結果進行比對與分析，並由時域上的波形變化與電壓迴路之頻率響應進行系統時域與頻域相互關係之分析比對。圖6.13為輸入電壓220 VAC，負載由300 W切載至500 W之輸出電壓電腦模擬波形及實際量測波形。由圖可知，輸出電壓於系統閉迴路控制下被穩壓於403 V；在0.22秒時負載由300 W切載至500 W，經由約兩次振動，故估計系統Q值約為2；至0.46秒時再度進入穩態，安定時間 t_s 約為0.24秒；系統上升時間 t_r 約為0.03秒，最大超越量為5 V。

接著由系統電壓迴路之頻率響應進行系統特徵參數之分析，由圖6.14可知電壓迴路頻寬為10.86 Hz，相位增益為 31° ，故可由此估算得系統之阻尼比(damping ratio) ξ

$$PM(\text{deg}) = 100\xi \Rightarrow \xi = \frac{31}{100} = 0.31 \quad (6-1)$$

故由(6-1)可求出系統Q值為

$$Q = \frac{1}{2\xi} = 1.61 \quad (6-2)$$

接著由時域上之安定時間 t_s 以及(6-1)進行系統之自然無阻尼頻率(natural undamped frequency) ω_n 之計算，

$$t_s = \frac{4}{\xi\omega_n} = 0.24 \text{ s} \Rightarrow \omega_n = 53.76 \text{ rad/s} \quad (6-3)$$

在求得 ξ 及 ω_n 後，便可進一步估算系統之上升時間及電壓迴路之頻寬，其中上升時間為

$$t_r = \frac{1.8}{\omega_n} = 0.03 \text{ s} \quad (6-4)$$

而電壓迴路頻寬則可由下列公式求得

$$\begin{aligned} BW &= \omega_n(1 - 2\xi^2 + \sqrt{2 - 4\xi^2 + 4\xi^4})^{\frac{1}{2}} \\ &= 77.78 \text{ rad/s} = 12.38 \text{ Hz} \end{aligned} \quad (6-5)$$

故可知以上由頻域所推算得之系統參數與時域所得結果大致符合。

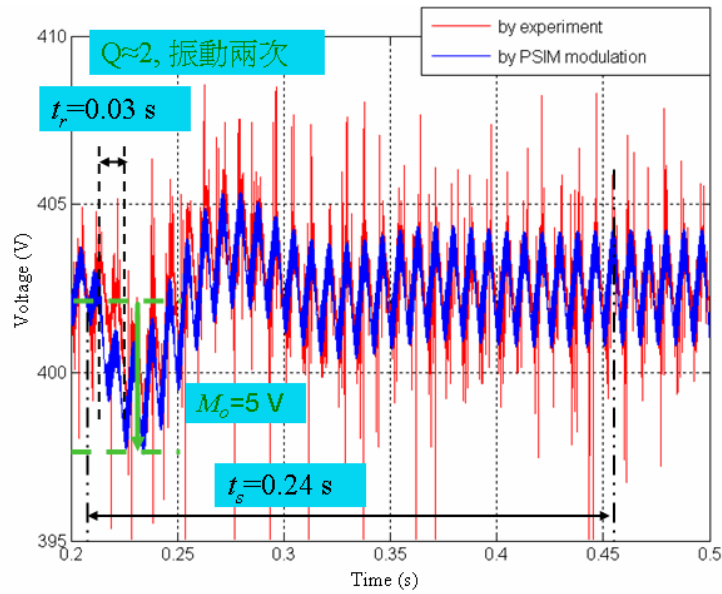


圖6.13 輸入電壓220 VAC、負載300 W切載至500W之輸出電壓模擬波形與實測波形比對圖

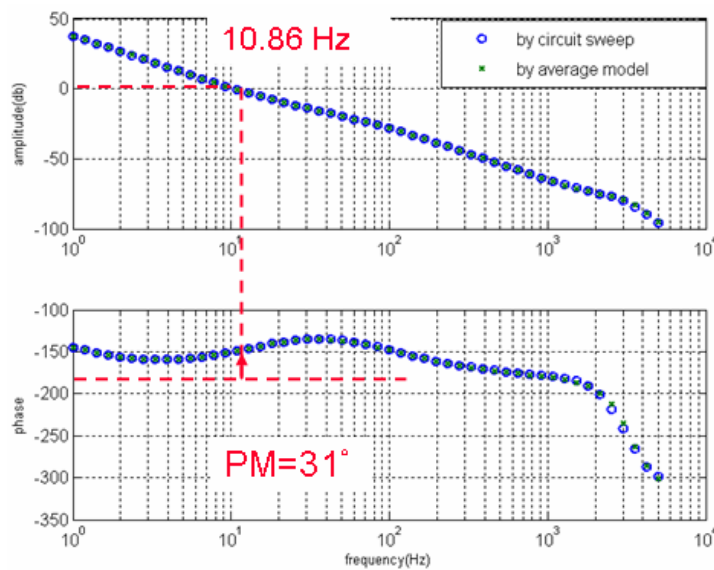


圖6.14 PFC平均電流模式控制電壓迴路增益頻率響應

圖6.15~圖6.19為本實驗平台各工作點，分別於系統20% (294 W)、34% (500 W)、50% (735 W)、80% (1176 W)及100% (1470 W)負載之理論模型、PSIM電路模擬與實際實驗量測之電壓迴路頻率響應圖，其中○為PSIM模擬電路掃描結果，x為理論分析結果。表6.2則為系統電壓迴路各工作點之頻寬及相位邊限之模擬與實驗量測結果，並整理成圖6.20、圖6.21。由圖可知，實驗結果與理論模型推導以及PSIM電路模擬結果均相吻合。

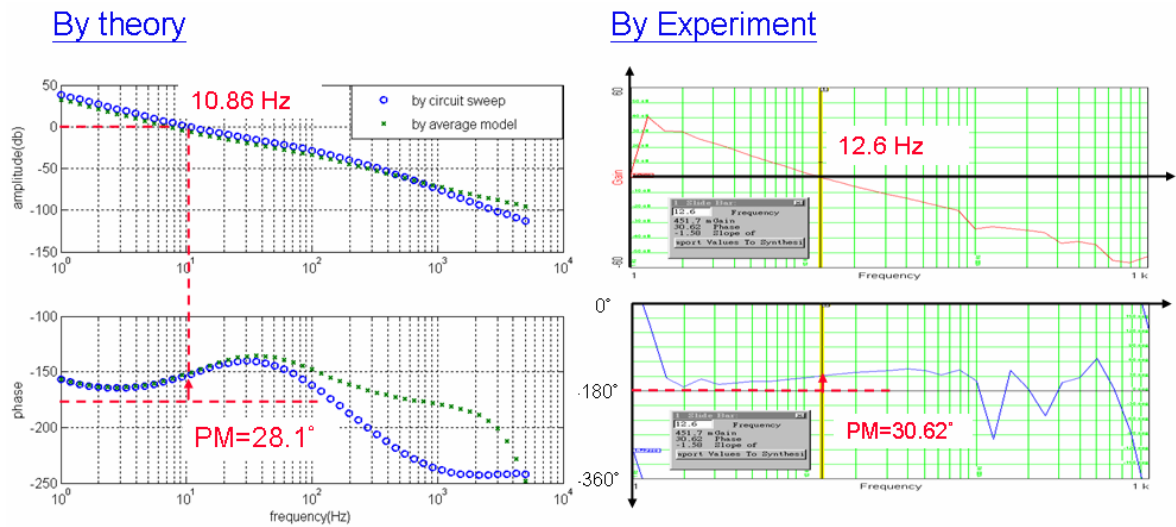


圖6.15 20%負載之電壓迴路增益頻率響應理論實驗比對圖

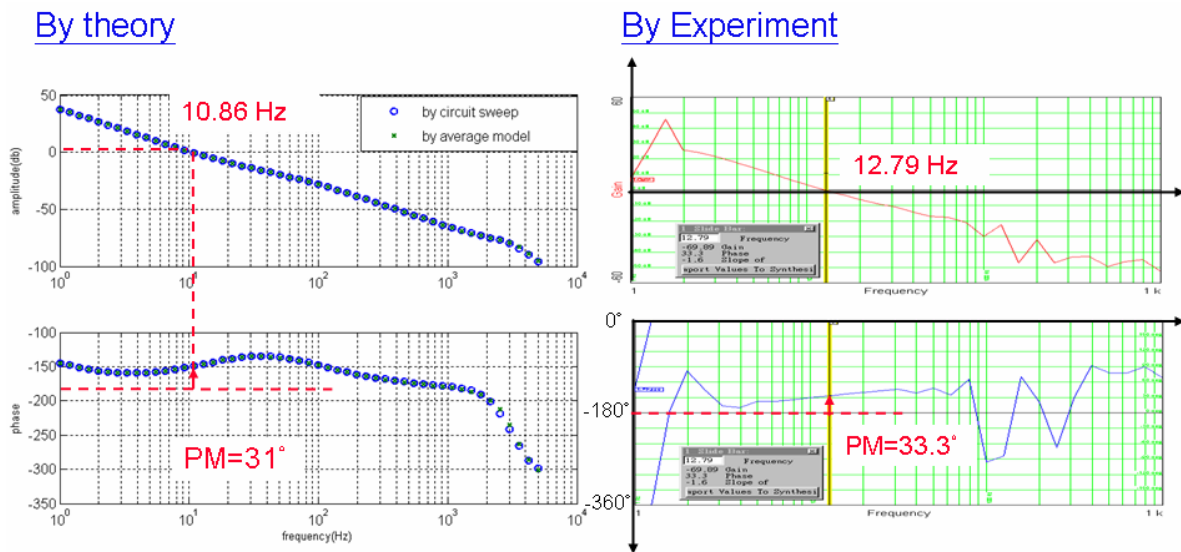
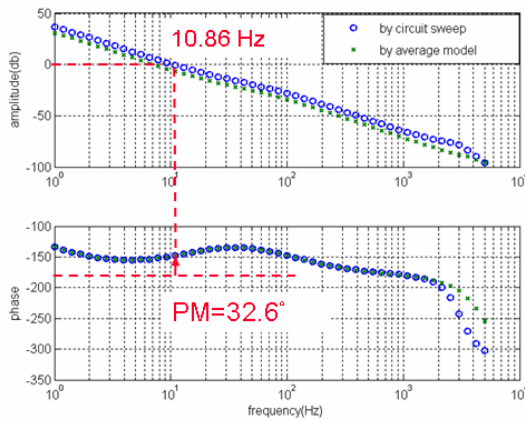


圖6.16 34%負載之電壓迴路增益頻率響應理論實驗比對圖

By theory



By Experiment

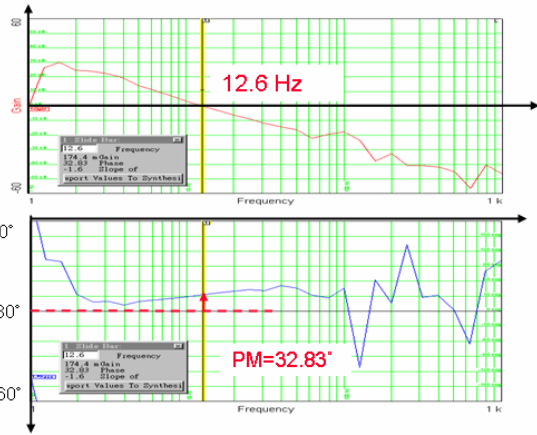
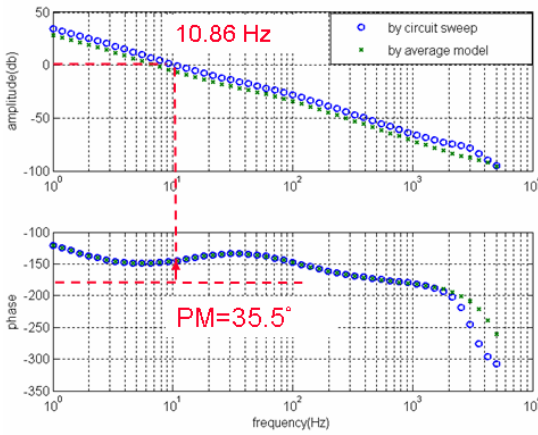


圖6.17 50%負載之電壓迴路增益頻率響應理論實驗比對圖

By theory



By Experiment

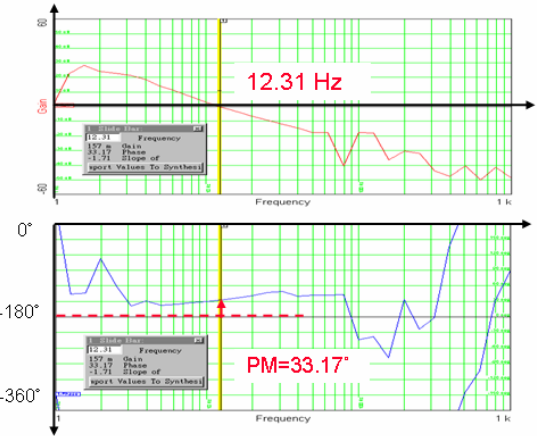
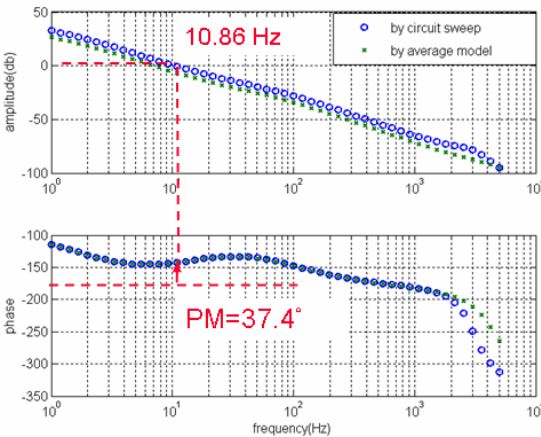


圖6.18 80%負載之電壓迴路增益頻率響應理論實驗比對圖

By theory



By Experiment

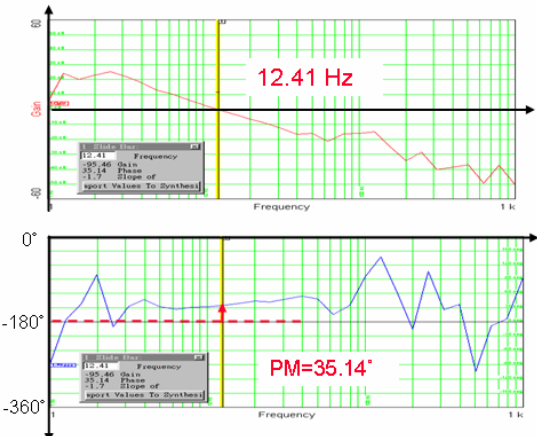


圖6.19 100%負載之電壓迴路增益頻率響應理論實驗比對圖

表6.2

PFC平均電流模式控制電壓迴路各工作點之系統頻寬及相位增益

load	Bandwidth (Hz)		Phase Margin (deg.)	
	theory	experiment	theory	experiment
294 W (20%)	10.86	12.60	28.1	30.62
500 W (34%)	10.86	12.79	31.0	33.30
735 W (50%)	10.86	12.60	32.6	32.83
1176 W (80%)	10.86	12.31	35.5	33.17
1470 W (100%)	10.86	12.41	37.4	35.14

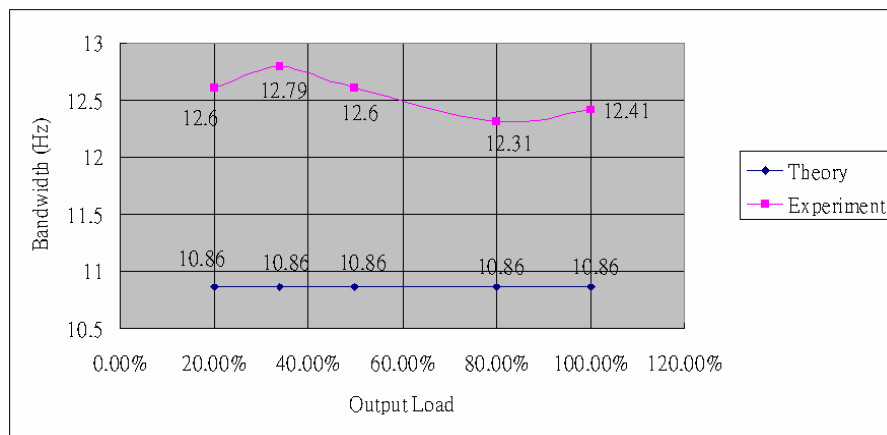


圖6.20 PFC平均電流模式控制電壓迴路各工作點之系統頻寬曲線圖

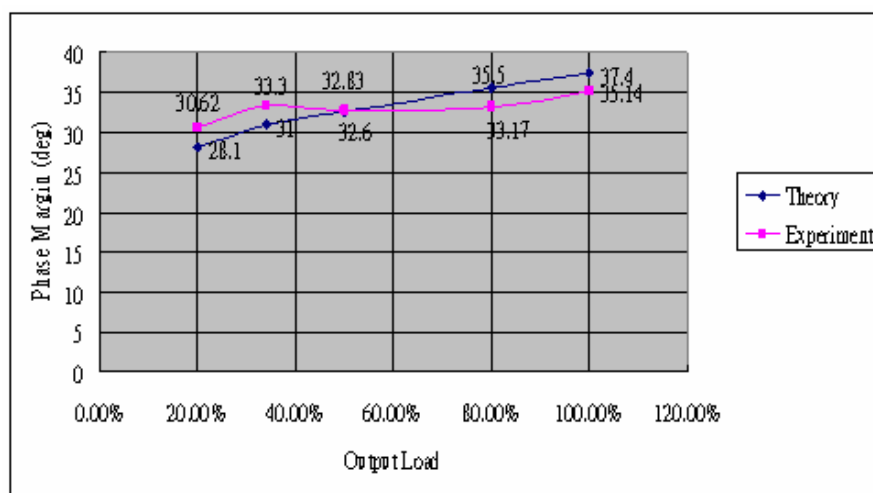


圖6.21 PFC平均電流模式控制電壓迴路各工作點之系統相位增益曲線圖

6.2.3 系統功率因數與THD分析

降低線電流之THD以及提高系統的功率因數為PFC閉回路控制之根本目的，本節在不考慮系統EMI濾波器之影響下，以輸入電壓為220 VAC、輸出400 VDC、滿載為1470 W之條件下，分別針對系統負載之20%、34%、50%、80%以及滿載進行PSIM模擬及實際量測。表6.3為系統各工作點之功率因數、THD之模擬結果，表6.4則為實驗結果。圖6.22~圖6.24為各負載條件下之線電壓、線電流以及THD之PSIM模擬波形，圖6.25實際實驗量測所得之系統效率曲線；圖6.26為PSIM電路模擬所得之系統功率因數及實際量測所得之功率因數曲線比對圖、圖6.27則為PSIM電路模擬所得之系統線電流THD及實際量測所得之曲線比對圖。

表6.3
系統各工作點之功率因數及THD之PSIM模擬結果

Load percentage(%)	V_o (V)	I_o (A)	P_o (W)	Power Factor	THD (%)
20%	402.43	0.72	294	0.7931	62.12
34%	402.21	1.24	500	0.8605	42.67
50%	402.50	1.81	735	0.8959	30.43
80%	402.43	2.90	1176	0.9214	20.25
100%	402.65	3.63	1470	0.9292	16.76

表6.4
系統各工作點之效率及功率因數、THD實驗結果

Load percentage(%)	V_o (V)	I_o (A)	P_o (W)	P_m (W)	Efficiency	Power Factor	THD (%)
20%	402.43	0.72	290.15	302.92	0.958	0.959	28.14
34%	402.21	1.24	497.13	516.44	0.963	0.972	22.54
50%	402.50	1.81	729.33	756.50	0.964	0.978	16.45
80%	402.43	2.90	1165.8	1212.1	0.962	0.987	9.49
100%	402.65	3.63	1461.6	1522.6	0.960	0.991	7.37

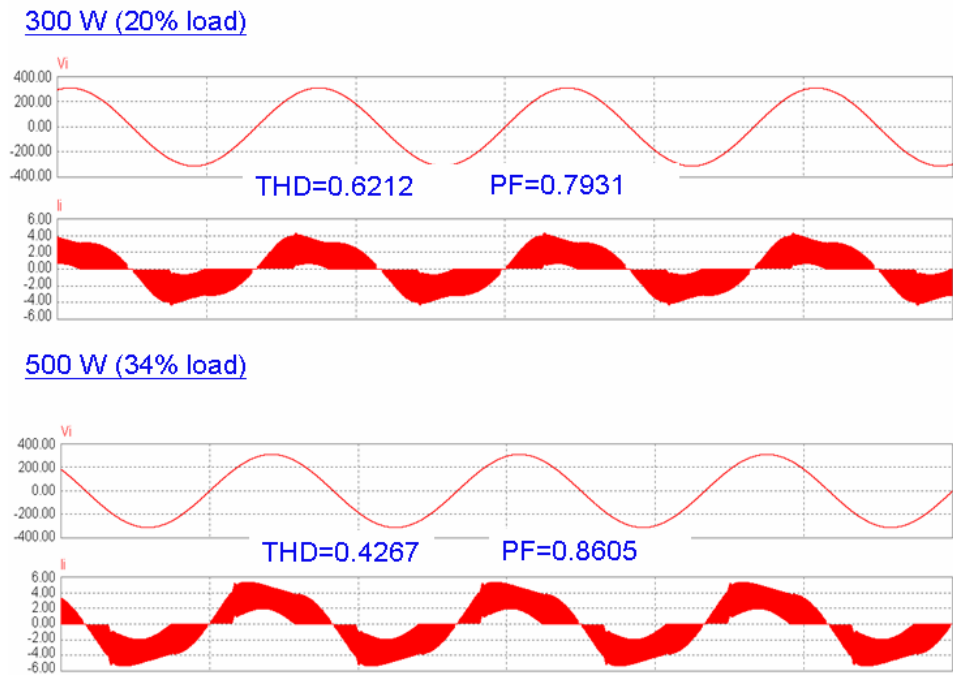


圖6.22 20%、34%負載之線電壓、線電流、THD以及PF之PSIM模擬波形

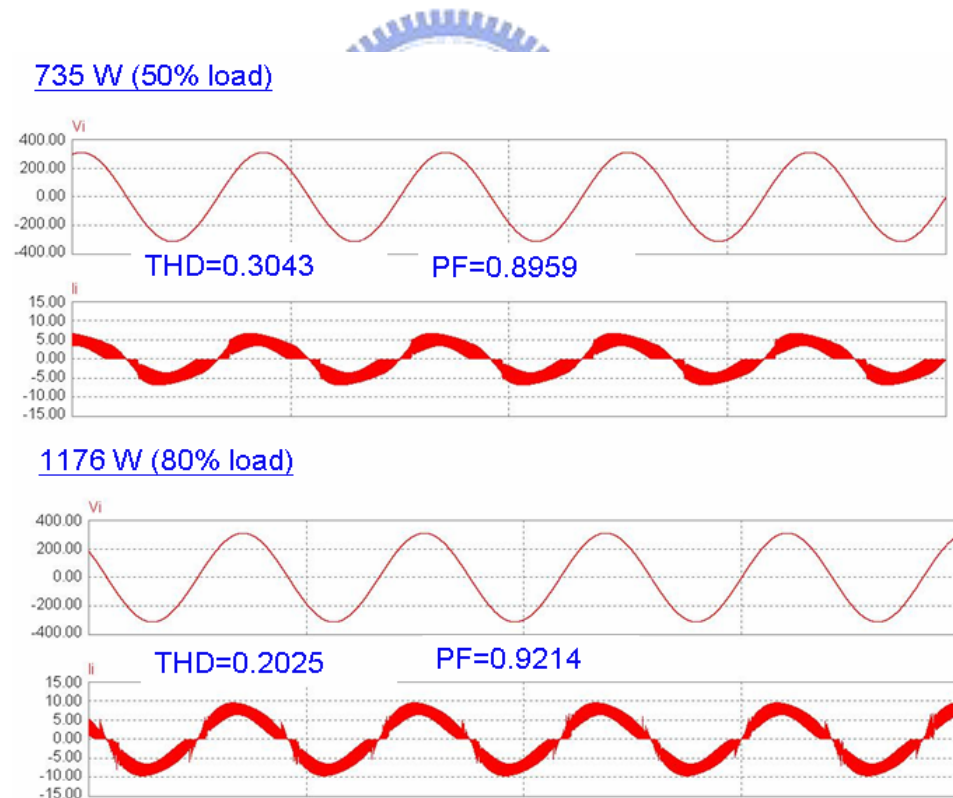


圖6.23 50%、80%負載之線電壓、線電流、THD以及PF之PSIM模擬波形

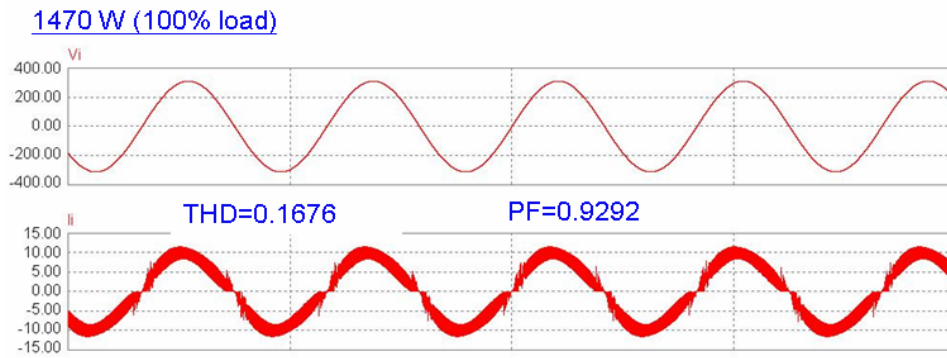


圖6.24 滿載之線電壓、線電流、THD以及PF之PSIM模擬波形

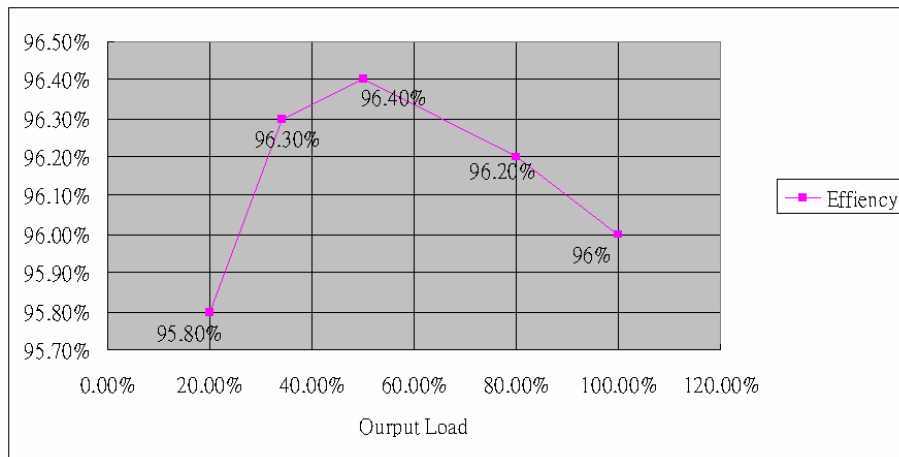


圖6.25 實際量測之系統效率曲線圖

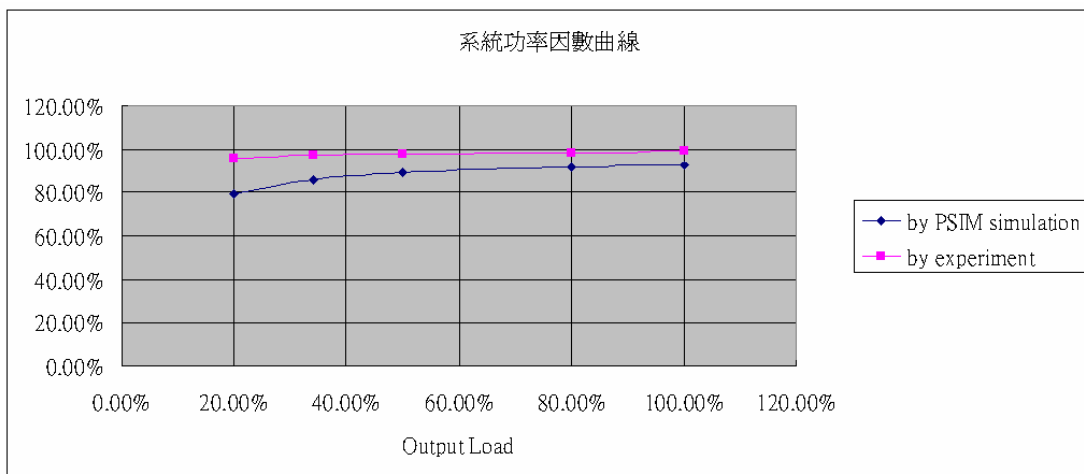


圖6.26 PSIM電路模擬與實際量測之系統功率因數曲線圖

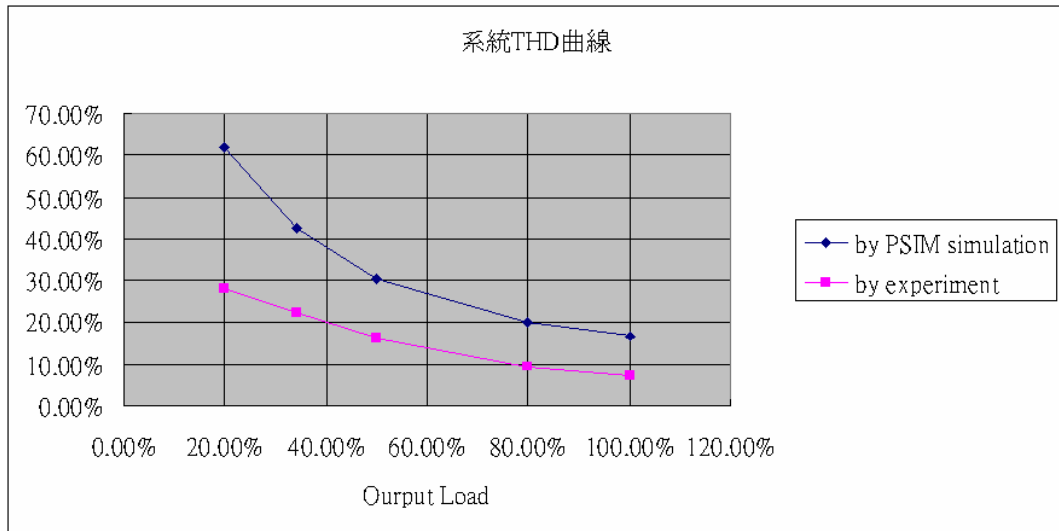


圖6.27 PSIM電路模擬與實際量測之系統線電流THD曲線圖

6.3 系統性能改善

在本節中，本文將於輸出電壓回授後的分壓處加入一個陷波濾波器 (notch filter) 以濾除輸出電壓之120 Hz漣波，其系統方塊圖如圖6.28。

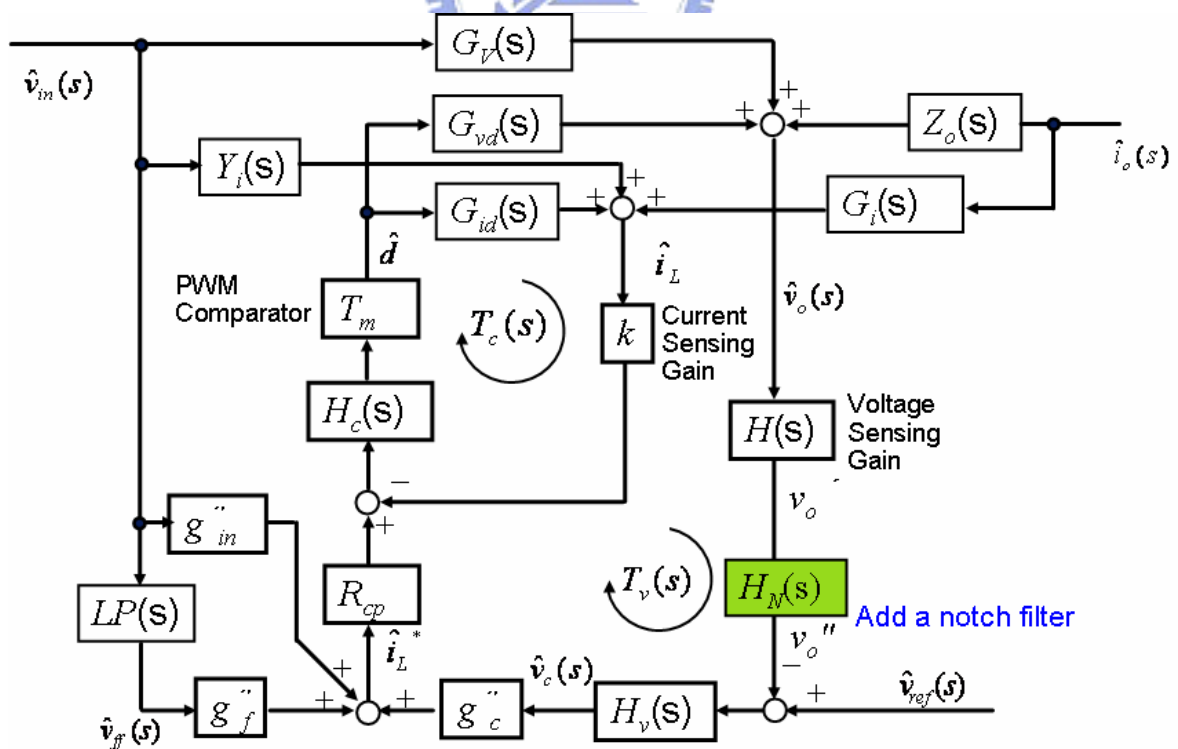


圖6.28 加入notch filter之系統方塊圖

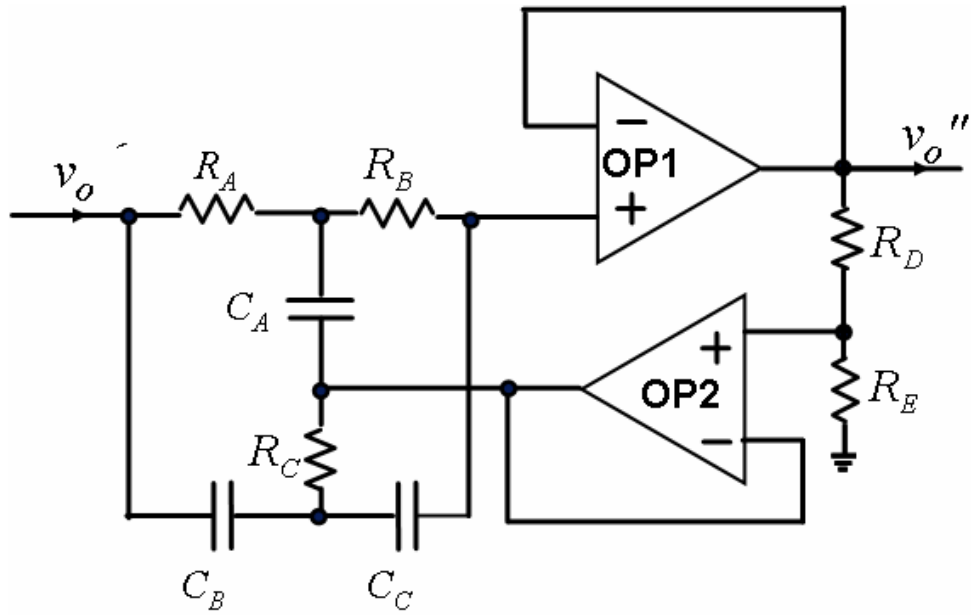


圖6.29 陷波濾波器之類比電路圖

此舉可使得系統合成的電流命令更接近半弦波波形，藉此提高系統之功率因數。陷波濾波器的轉移函數如(6-6)所示，其中 ω_0 為陷波角頻率， Q 則控制陷波濾波器之頻寬。一般而言， Q 值愈大愈好，本文在此處將 Q 設為10， ω_0 則設於120 Hz。

$$H_N = \frac{s^2 + \omega_0^2}{s^2 + s \frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2} \quad (6-6)$$

圖6.29則為陷波濾波器的實際電路，其中OP1及OP2連接成電壓隨耦器的形式以用來降低負載效應。圖6.29中 $R=R_A=R_B=2R_C$ ， $C=C_A/2=C_B=C_C$ ， $\beta=R_E/(R_D+R_E)$ 。故其轉移函數可表示為(6-7)

$$\frac{v_o''}{v_o} = \frac{s^2 + (\frac{1}{RC})^2}{s^2 + s \frac{4}{RC}(1-\beta) + (\frac{1}{RC})^2} \quad (6-7)$$

其中(6-6)與(6-7)間的關係如下

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} \quad (6-8)$$

$$Q = \frac{R_D + R_E}{4R_D} \quad (6-9)$$

又陷波頻率 f_0 及濾波器頻寬 BW 可分別表示為

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \quad (6-10)$$

$$BW = \frac{f_0}{Q} \quad (6-11)$$

由於加入了陷波濾波器，故系統需要重新設計一電壓迴路補償器方能使系統穩定。圖6.30為加入陷波濾波器後，並重新設計系統補償器之PSIM電路方塊圖。此處使用一PI控制器，將零點設置於316 rad/s，增益為6.88，其轉移函數如下

$$H_v = 6.88 \frac{s+316}{s} \quad (6-12)$$

此時系統則有28.34 Hz的頻寬，以及28°的相位邊限，其中120 Hz成份之增益為-141 dB其波德圖如圖6.31，圖6.32則為MATLAB理論分析及PSIM電路掃描結果之比對結果。

同時為了減小電感電流及電流命令之間的穩態誤差，藉以提升系統之功率因數，本文亦依據5.3.2之分析，將電流迴路補償器之參數依(5-14)~(5-16)調整其極、零點位置及頻寬之設置，使得其極點為195.62k rad/s，零點為32.59k rad/s，增益為300392，其轉移函數如下

$$H_c = 300392 \frac{s+32.59k}{s(s+195.62k)} \quad (6-13)$$

圖6.33則為改善後之電流迴路頻率響應圖，此時電流迴路頻寬為9.92 kHz，相位邊限為

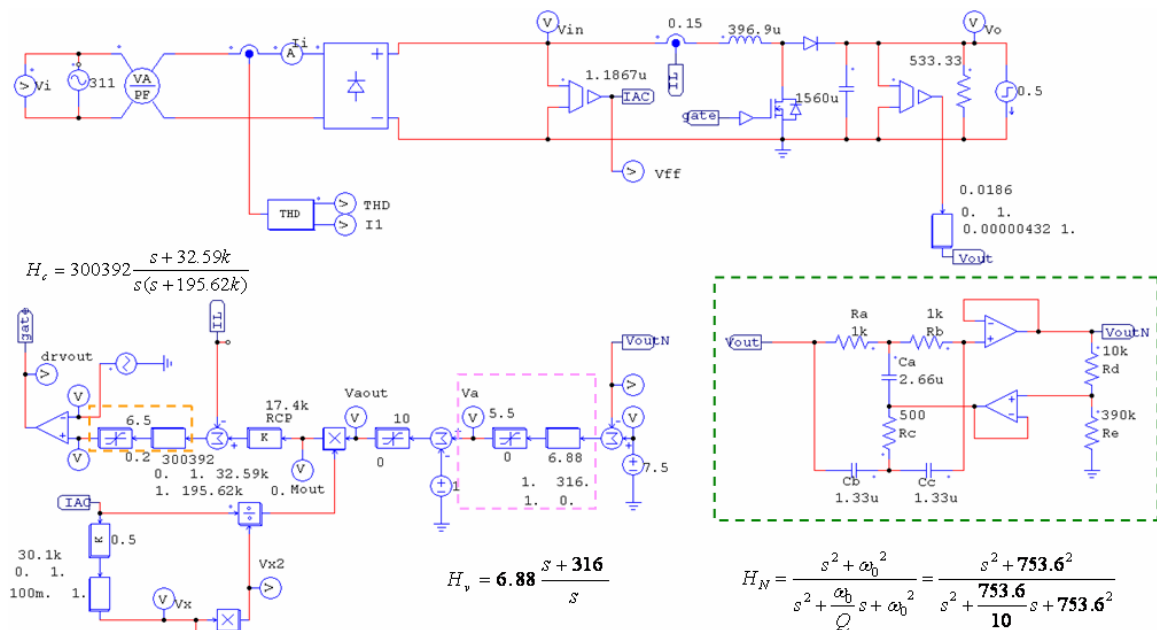


圖6.30 加入陷波濾波器之PSIM電路方塊圖

44.7°。圖8.7為系統改善後，輸出電壓300 W切載至500 W之暫態響應。由圖可知此時安定時間 t_s 為0.107秒，由7.2.2可知，系統改善前之 t_s 為0.24秒，故比系統改善前提升了124%；最大超越量 M_o 在改善後為2.38 V，改善前為5 V，故比系統改善前提升了110%。

最後是輸入電流功率因數及THD的改善，圖6.35~圖6.37為改善後，系統在輸入電壓為220 VAC、輸出400 VDC、滿載為1470 W之條件下，分別針對系統負載之20%、34%、50%、80%以及滿載進行之PSIM模擬。表6.5為系統各工作點所改善之THD及功率因數之數據結果。圖6.38及6.39則分別為系統改善後及系統改善前之PSIM模擬與實驗結果之功率因數與THD曲線比對圖。

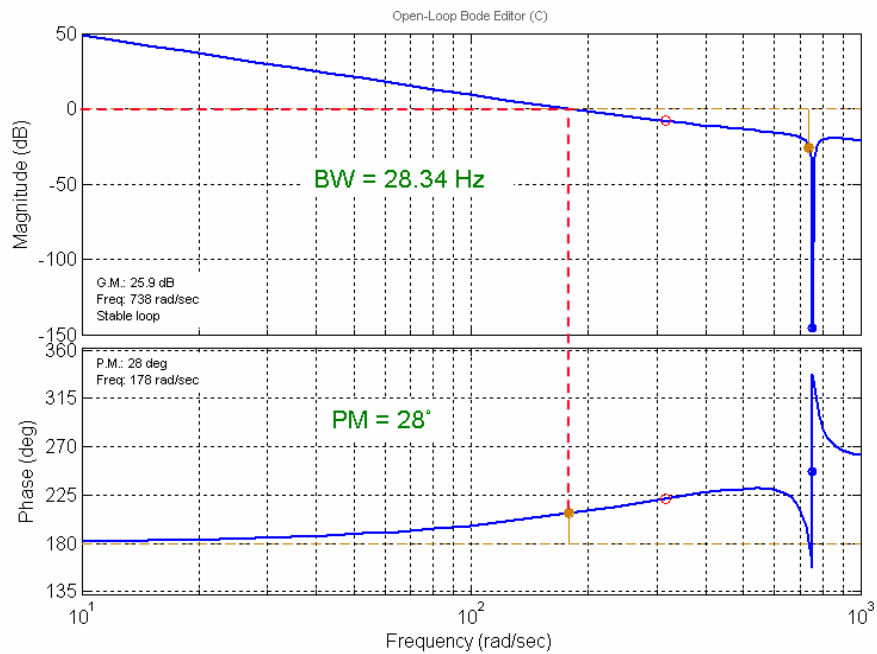


圖6.31 加入陷波濾波器及PI控制器之電壓迴路頻率響應圖

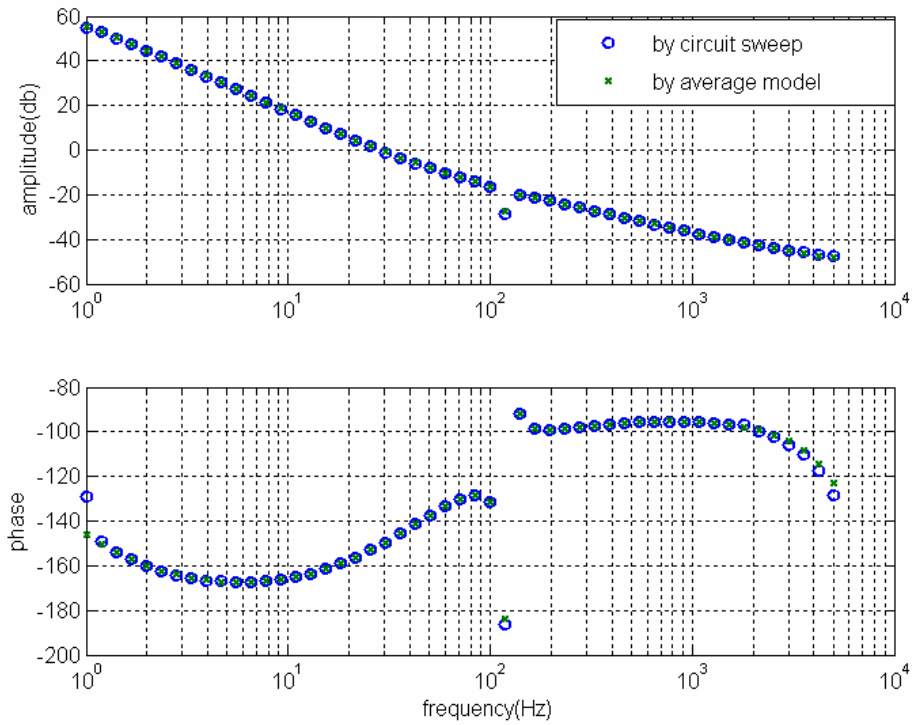


圖6.32 改善後之電壓迴路MATLAB與PSIM電路掃描頻率響應圖

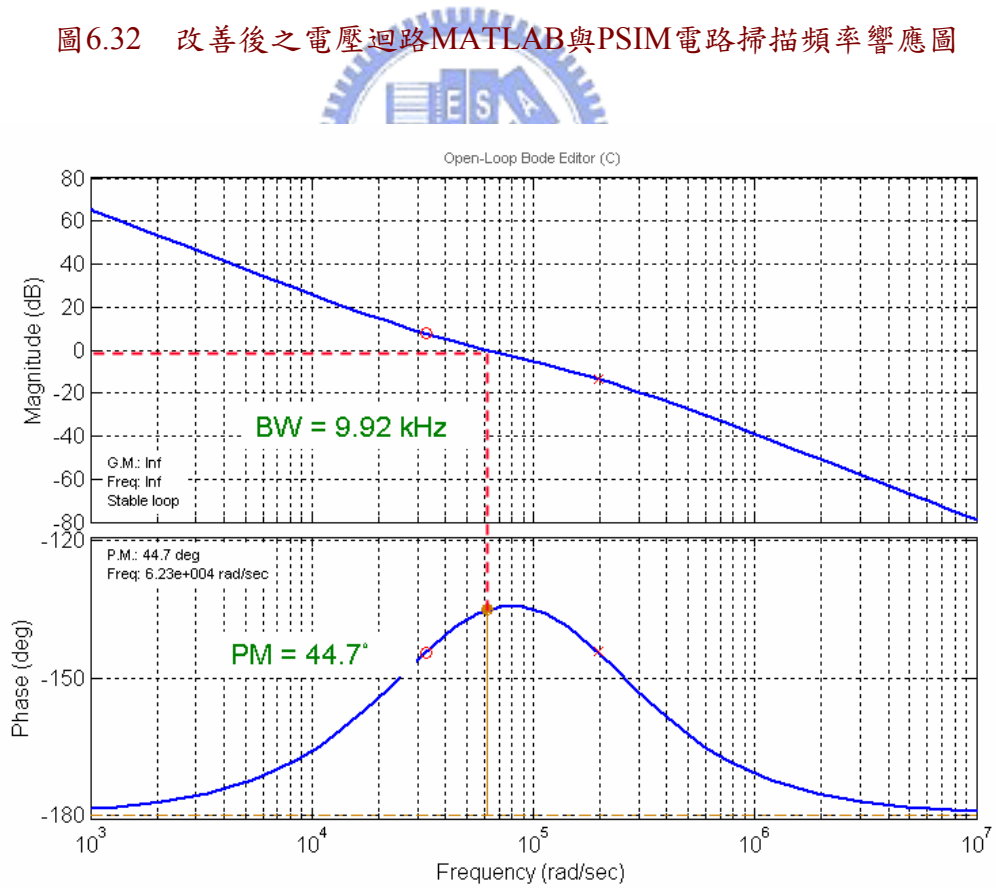


圖6.33 改善後之電流迴路頻率響應圖

300 W -> 500 W

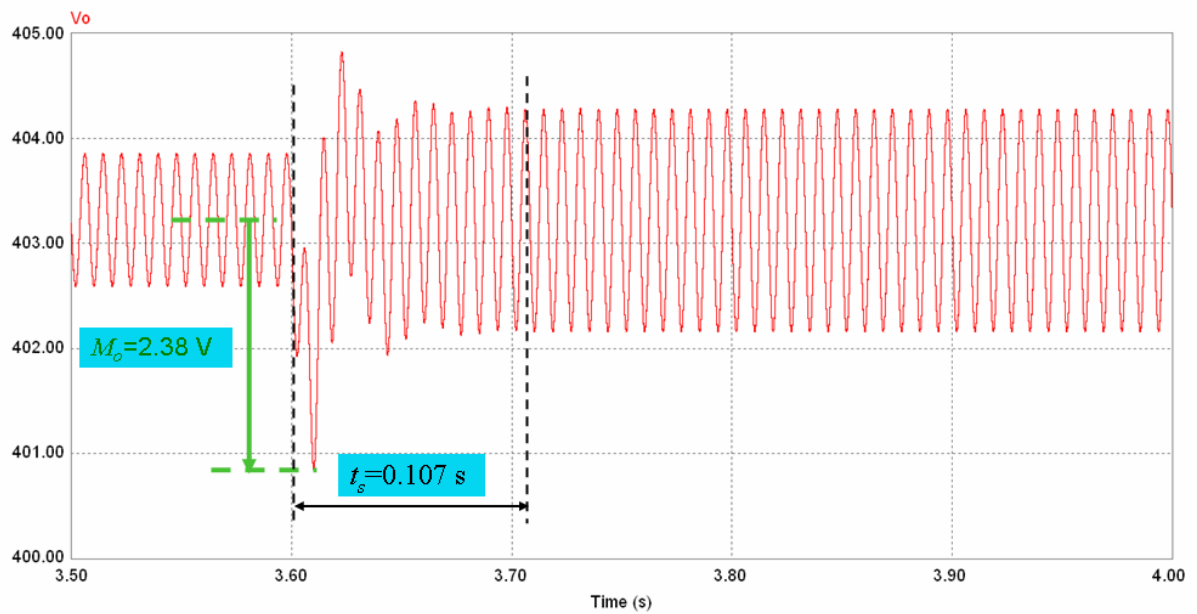


圖6.34 改善後之輸入電壓220 VAC、負載300 W切載至500 W之輸出電壓波形圖

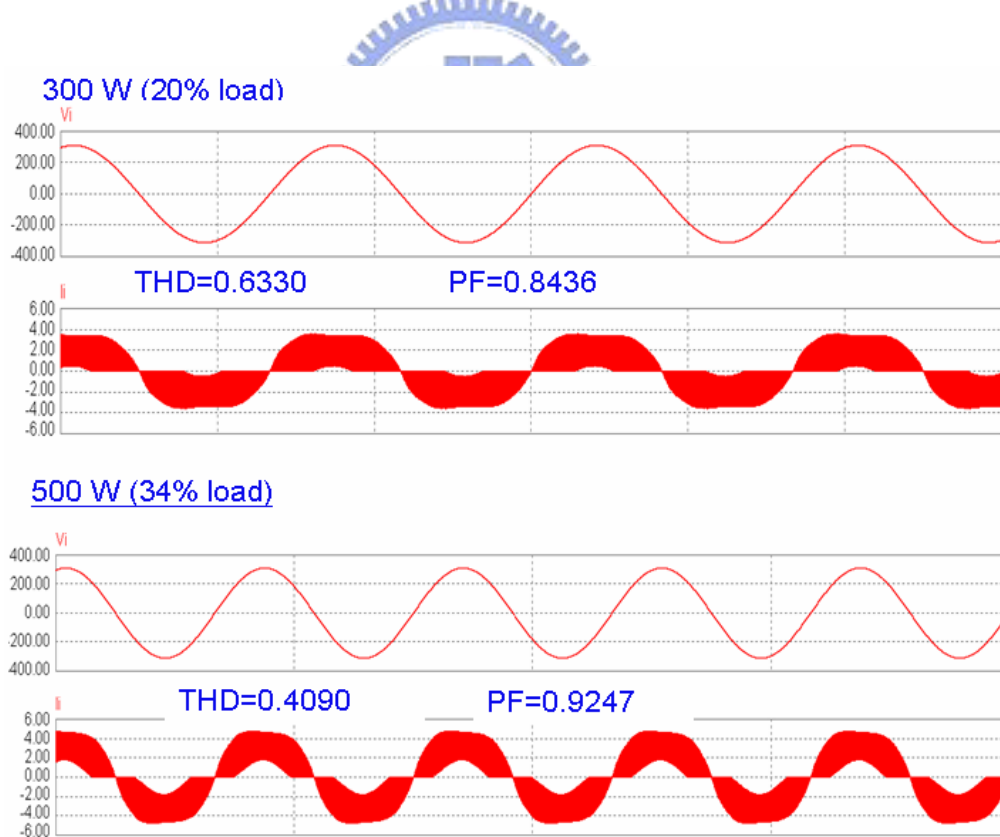
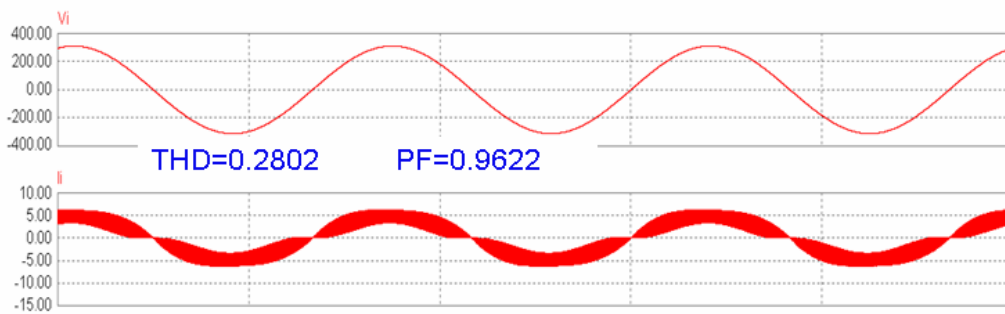


圖6.35 改善後之20%、34%負載之線電壓、線電流、THD以及PF之PSIM模擬波形

735 W (50% load)



1176 W (80% load)

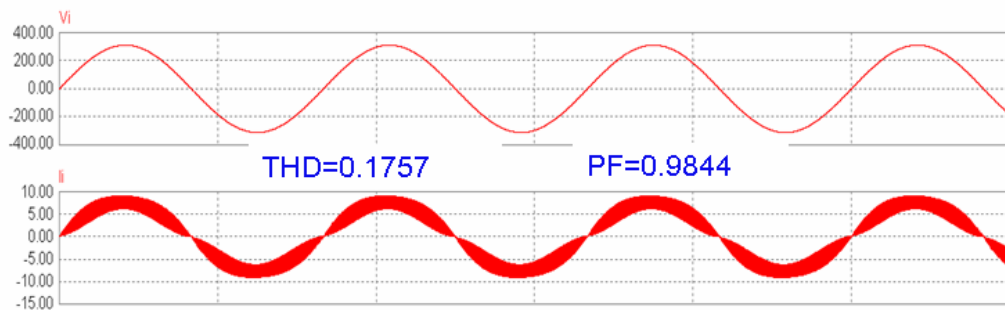


圖6.36 改善後之50%、80%負載之線電壓、線電流、THD以及PF之PSIM模擬波形

1470 W (100% load)

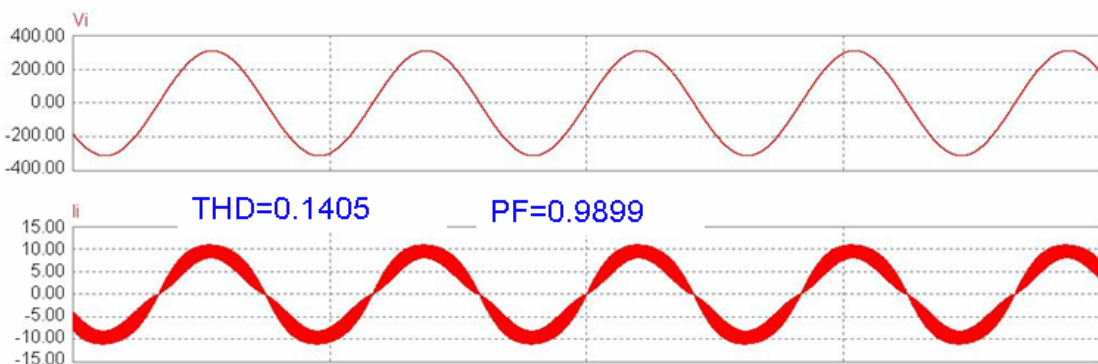


圖6.37 改善後之滿載之線電壓、線電流、THD以及PF之PSIM模擬波形

表6.5

改善後系統各工作點之功率因數及THD之PSIM模擬結果

Load percentage(%)	V_o (V)	I_o (A)	P_o (W)	Power Factor (before improvement)	Power Factor (after improvement)	THD (%) (before improvement)	THD (%) (after improvement)
20%	402.43	0.72	294	0.7931	0.8436	62.12	63.30
34%	402.21	1.24	500	0.8605	0.9247	42.67	40.90
50%	402.50	1.81	735	0.8959	0.9622	30.43	28.02
80%	402.43	2.90	1176	0.9214	0.9844	20.25	17.57
100%	402.65	3.63	1470	0.9292	0.9809	16.76	14.05

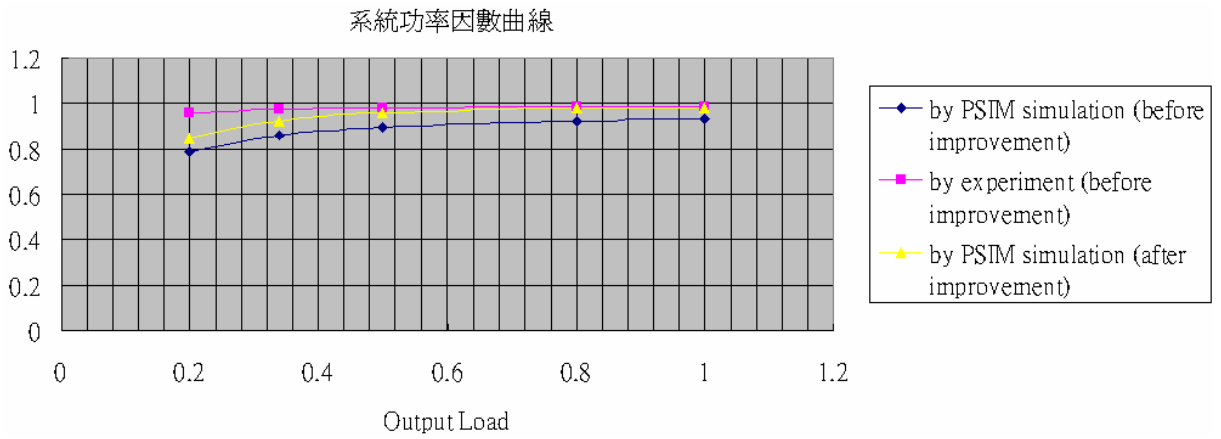


圖6.38 改善後之PSIM電路模擬與改善前PSIM電路模擬與實際量測之系統功率因數曲線圖

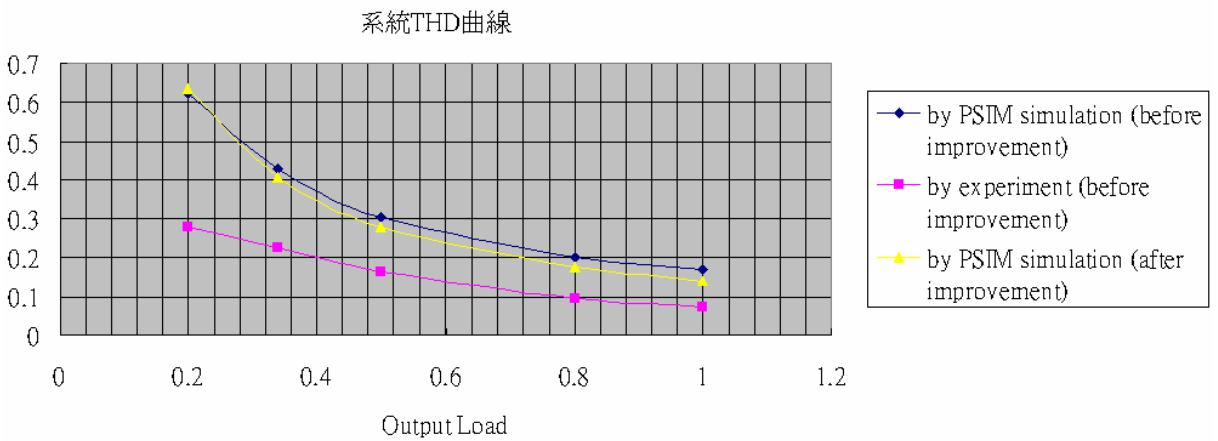


圖6.39 改善後之PSIM電路模擬與改善前PSIM電路模擬與實際量測之系統線電流THD曲線圖

第七章

結論

本論文呈現1.5 kW伺服器前級電源之系統架構的時域分析，及其電流迴路及電壓迴路頻率響應的分析結果，並以模擬與實驗的方式，最後以一陷波濾波器來使系統效能獲得提升。

第四章中討論了在連續導通模式的升壓式PFC轉換器使用平均電流控制的控制方法。利用經由電壓迴路補償器產生之訊號與輸入線電壓相乘所得之電流命令訊號，可使得平均電感電流在電流迴路中有效被追隨控制，以產生相對應的開關責任週期。在本章中亦詳盡介紹了系統控制電路的成結構及電路原理分析。

本論文於第五、第六章中建立系統之小信號模型，針對電流迴路及電壓迴路建立其數學模型並以PSIM電路模擬驗證。在此基礎上，討論電流迴路補償器與電壓迴路補償器的補方式及其極、零點位置對系統的性能所造成之影響。

第七章中首先介紹本論文所使用的模擬軟體以及實驗平台，接著針對系統時域上輸出電壓的暫態響應、輸入電流的功率因數及THD；頻域上電壓迴路的頻寬及相位邊限分別以實驗的波形曲線圖驗證本論文所對系統分析的性能。

最後於本章採用一個陷波濾波器使得輸出電壓漣波獲得更大的抑制，使得系統之電流命令能為更漂亮的半弦波波形，並以一新的PI控制器作為電壓迴路補償器使系統得以穩定並使得輸出電壓之暫態響應提升一倍；重新設計電流迴路補償器使電流迴路頻寬以及低頻增益獲得提升，使得電感電流與電流命令間的穩態誤差為縮小，使得功率因數及THD獲得改善。

綜合以上所述，第一，使用平均電流控制模式之CCM升壓式PFC轉換器為適用於大功率電源以及高性能的解決方案。第二，本文所採用的陷波濾波器改善方法具有實現簡單、高效率之性能。

參考文獻

- [1] Joel Turchi, "Power factor correction stages operating in critical conduction mode," semiconductor components industries, LLC, 2003.
- [2] James Lazar, Slobodan Cuk, "Open loop control of a unity power factor, discontinuous conduction mode boost rectifier," Telecommunications Energy Conference, 1995. INTELEC '95., 17th International , Nov. 1995.
- [3] Marek Gotfryd, "Output voltage and power limits in boost power factor corrector operating in discontinuous inductor current mode," IEEE 2000.
- [4] L. Rossetto, G. Spiazzi, P. Tenti, "Control techniques for power factor correction converters," Proc. PEMC'94, 1994.
- [5] S J. Sun and R. M. Bass, "Modeling and practical design issues for average current control," IEEE Applied Power Electronics Conference, 1999. t.
- [6] B. Wilkenson, "Power factor correction and IEC 555-2," PowerTechnics Magazine, pp.20-24, February 1991.
- [7] 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.
- [8] S. Wall and R. Jackson, "Fast Controller Design for Single-Phase Power-Factor Correction Systems, " in IEEE Trans. Industrial Electronics, Vol. 44, No. 5, pp. 654-660, October 1997.
- [9] G. Spiazzi, P. Mattavelli, and L. Rossetto, "Power Factor Preregulators with Improved Dynamic Response, " in IEEE Trans. Power Electron., Vol. 12, No. 2, pp. 343-349, March 1997.
- [10] L. Rossetto, G. Spiazzi, P. Tenti, B. Fabiano, and C. Licitra, "Fast-Response High-Quality Rectifier with Sliding Mode Control," in IEEE Trans. Power Electron., Vol. 9, No. 2, pp. 146-152, March 1994
- [11] C. H. M. Ho, H. S. H. Chung, and K. K. S. Leung, "Fast Dynamic Control of PFC Using Boundary Control with a Second-Order Switching Surface, " in IEEE PESC Rec., pp. 2079-2085, 2006.
- [12] E. Figueres, J. M. Benavent, G. Garcer'a, and M. Pascual, "Robust Control of Power-Factor-Correction Rectifiers with Fast Dynamic Response," in IEEE Trans. Industrial Electronics, Vol. 52, No. 1, pp. 66-75, February 2005.
- [13] Martin. K. H.Cheung, Martin H. L. Chow, and Chi K. Tse, "An analog implementation to improve load transient response of PFC pre-regulators," in 2007 IEEE.
- [14] Lloyd H. Dixon, Jr., "High power factor preulators for off-line power supplies," Unitrode Corporation, Texas Instruments Incorporated, 2003.

- [15] L. H. Dixon, "Average current mode control of switching power supplies," Unitrode Power Supply Design Seminar Manual, 1990.
- [16] L Balogh, "design and application guide for high speed mosfet gate drive circuits," Texas Instruments Power Supply Design Seminar (SEM-1400), 2001.
- [17] M. Orabi, T. Ninomiya, "A simple criterion to judge PFC converter stability," IEEE, 2003.
- [18] R. B. Ridley, "Average small-signal analysis of the boost power factor correction circuit," VEPC, 1989, pp.108-120.
- [19] Emilio Figueres, Jose-Manuel Benavent, Gabriel Garcera, Marcos Pascual, "robust control of power-factor-correction rectifiers with fast dynamics response," Industrial Electronics, IEEE Transactions on, Feb. 2005, pp. 66- 76, Volume: 52, Issue: 1
- [20] S. Skogestad and I. Postlethwaite, "Multivariable Feedback Control," New York: Wiley, 1996.
- [21] C.M. Hoff, S. Mulukulta, "Analysis of the instability of PFC power supplies with various AC sources," American Power Conversion Corp., Billerica, MA, 13-17 Feb 1994, pp. 696-702 vol.2
- [22] Jian Sun, "Input impedance analysis of single-phase PFC converters," Power Electronics, IEEE Transactions on, pp. 308- 314, March 2005.
- [23] James P. Noon, Dhaval Dalal, "Practical design issues for PFC circuits," Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1997. APEC '97 Conference Proceedings 1997, Twelfth Annual , pp. 51-58, Vol. 1.
- [24] Haipeng Ren, Chunfeng Jin, Tamotsu Ninomiya, "Low-frequency bifurcation behaviors of PFC converter," Circuits and Systems, 2005. ISCAS 2005. IEEE International Symposium on, pp. 2827- 2830 Vol. 3.
- [25] Giorgio Spiazzi, Jose Antenor Pomilio, "Interaction between EMI filter and power factor preregulators with average current control:analysis and design considerations," Industrial Electronics, IEEE Transactions on, pp.577-584, Jun 1999.
- [26] 宋自恆,林慶仁, "功率因數修正之原理與常用元件規格,"新電子科技雜誌第217期, 2004年4月號。
- [27] 鄭凱方, "主動式功因修正電路模型建立與設計,"中山大學碩士論文, 2005。
- [28] D. G. Lamar, A. Fernandez, M. Arias, M. Rodriguez, J. Sebastian, "A unity power factor correction preregulator with fast dynamic response based on a low-cost microcontroller," VEPC, 1989, pp.108-120.
- [29] Raymond B. Ridley, Bo H. Cho, and Fred C. Y. Lee, "Analysis and interpretation of loop gains of multiloop-controlled switching regulators," IEEE transactions on power electronics, vol.3, no. 4 , October 1988.

作者簡介

個人資料

姓名：李宗磬 (Tzung-Ching Li)
生日：民國 73 年 1 月 2 日
出生地：台灣省台北市
專長：控制理論、電力電子、
類比電路分析與設計



學歷

2006.9 ~ 2008.7 交通大學電機與控制工程研究所
2002.9 ~ 2006.6 成功大學工程科學系
1999.9 ~ 2002.6 台北市立建國高級中學
1996.9 ~ 1999.6 台北市立古亭中學
1990.9 ~ 1996.6 台北市立螢橋國小

研究著作

2008 第七屆台灣電力電子研討會

「以UCC 3818為基礎之CCM Boost PFC系統控制迴路分析與小信號模型化」