

第一章 緒 論

1.1 研究背景與發展概況

切換式電源供應器可應用於各式各樣的電子產品與設備上，然而電力電子元件所造成非線性現象，將對市電部份，產生干擾或雜訊，影響其他設備[1]-[2]。對於需要有穩定電源的電腦設備或精密儀器等設備而言，純淨且持續不斷的電源是維持電腦設備正常運作基本條件。對於精密儀器設備，最嚴重莫過於電源干擾所導致的資料毀損或流失。根據美國電腦事業設備會，所擬定的電腦設備電力品質需求規範指出，一般電腦能接受的穩態輸入電壓範圍在正常電源的+6%到+13%間，如果供給電源超過這個範圍，可能造成資料流失或誤動作。如電力持續中斷超過 8.33ms，則電腦將有當機之虞。

使用電子及通訊系統的設備，潔淨不間斷的電源輸入是維持其正常運轉之基本條件，然而現階段公用電力系統，常受到輸配線路斷線及短路事故影響，造成電力用戶出現壓降或電力中斷等異常狀況；再者當前以閘流體為基礎的電力設備應用日漸廣泛，因其非線性之輸入電流需求使得配電系統諧波量增加。因此如何強化輸配電系統運轉之可靠度及穩定不斷電電源，已成為電力供應者及相關從業人員一項重大的挑戰。目前不斷電電源供應系統（以下簡稱不斷電系統）已被廣泛應用在用戶端，以協助用戶解決可能發生之輸入電源異常問題。不斷電系統的操作原理為市電正常時先將電能儲存於蓄電池，市電中斷後再自蓄電池內取出供負載使用。以不斷電系統之電路架構區分，其可分成在線式(on-line)、線上互動式(line-interactive)、及離線式(off-line)三種[3]。針對電路架構其特點如下：

1. 離線式(off-line)UPS 電源

如圖 1.1 所示[4]，它是靜止式 UPS 的最初形式，應用廣泛，技術成熟，一般只用小功率範圍，電路簡單，價格低廉。這種 UPS 對電壓的頻率不穩、波形畸變以及從電網侵入的干擾等不良影響基本上沒有任何改善，其工作性能特點：

- (1) UPS 具有電路簡單、便宜特性。
- (2) 反流器通常採用推挽式方波輸出，更可降低成本。
- (3) 市電利用率高，可達 96%。
- (4) 輸出能力強，對負載電流波峰因數、輸出功率因數、超載等沒有嚴格的限制。
- (5) 輸出轉換開關受切換電流能力和動作時間限制。
- (6) 輸入功率因數和輸入電流諧波取決於負載性質。

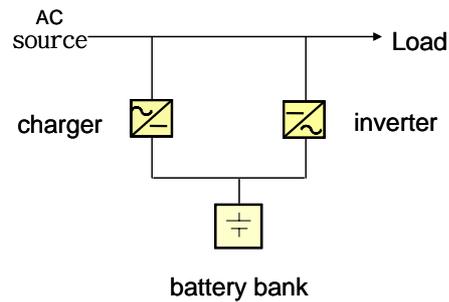


圖 1.1 離線式(off-line)UPS 電源

2. 線上互動式(line-interactive) UPS 電源

如圖 1.2 所示[5]，又稱為 3 埠式 UPS 電源，使用的是低頻變壓器。從能量傳遞的角度來考慮，其變壓器在 3 個能量流動的埠；埠 1 連接市電輸入，埠 2 通過雙向變換器與蓄電池相連，埠 3 輸出，市電供電時，交流電經埠 1 流入變壓器，在穩壓電路的控制下選擇合適的變壓器抽頭拉入，同時在埠 2 的雙向變換器的作用下借助蓄電池的能量轉換共同調節埠 3 上的輸出電壓，以此來達到比較好的穩壓效果。當市電無供電時，蓄電池通過雙向反流器經埠 2 給變壓器供電，維持埠 3 上的交流輸出。線上互動式 UPS 電源在變壓器抽頭切換的過程中，作為轉換器方式工作，使蓄電池供電，因此能實現輸出電壓的不間斷，其工作性能特點：

- (1) 輸出能力強，對負載電流波峰因數、輸出功率因數、超載等沒有嚴格的限制。
- (2) 輸入功率因數和輸入電流諧波取決於負載性質。
- (3) 變換器直接接在輸出端，並處於熱備份狀態。對輸出電壓尖峰干擾有抑制作用。
- (4) 輸入開關存在斷開時間，致使 UPS 輸出有轉換時間。
- (5) 轉換器同時具有充電功能，且其充電能力很強。
- (6) 如在輸入開關與自動穩壓器之間串接一電感，當市電掉電時，反流器可立即向負載供電，可避免輸入開關未斷開時，反流器反饋到電網而出現短路的危險。

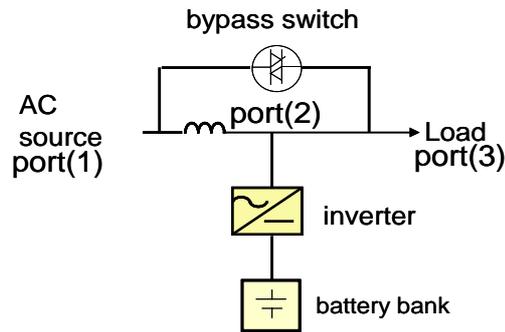


圖 1.2 電源互動式(line-interactive)UPS 電源

3. 在線式(on-line) UPS 電源

如圖 1.3 所示[6]，此項技術是近些年提出來的，主要是把交流穩壓技術中的電壓補償原理應用到 UPS 的主電路中，產生一種新的 UPS 電路結構型式，它屬於串並聯功率傳輸，其工作性能特點：

- (1) 反流器監視輸出端，並與轉換器參與主電路電壓的調整，可向負載提供高質量的電能。
- (2) 市電無供電時，輸出電壓不受影響，沒有轉換時間；當負載電流發生畸變時，由反流器調整補償，因而是線上工作方式。
- (3) 當市電供電時，轉換器與反流器只對輸入電壓與輸出電壓的差值進行調整與補償，轉換器超載能力強。
- (4) 轉換器同時完成對輸入端的功率因數校正功能。輸入功率因數可達到 0.99，輸入諧波電流 <math>< 3\%</math>。
- (5) 在市電存在時，由於轉換器與反流器承擔的最大功率僅為輸出功率的 1/5，因此整機效率可達到 96%。
- (6) 在市電存在時，反流器功率強度僅為額定值的 1/5，因此功率器件的可靠性必然大大提昇。
- (7) 由於具有輸入功率因數補償，因而有節能效果。

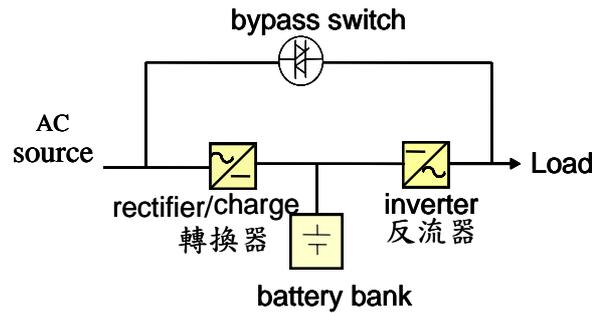


圖 1.3 在線式(on-line) UPS 電源

各類型不斷電系統皆有其優缺點及適用場合，其中離線型不斷電系統常見為單相低容量產品，此類系統所具備之功能較少，售價亦較低，較普遍應用於個人電腦與其周邊設備上；然而該類不斷電系統屬熱機待命型，因此當市電中斷時，不斷電系統需經過偵測、決定、及動作三個控制步驟，方能將電池電量經反流器(inverter)作用投入負載使用，換言之市電瞬斷時，負載需承受4-12 毫秒因系統轉換所造成之斷電時間。電源互動型不斷電系統係以轉換器之市電並聯運轉技術為基礎進行設計，轉換器同時負責電池充電及放電之電能轉換工作。此系統由於轉換器平常即與市電並聯，因此可減少系統從斷電到電池釋能所需之轉換時間。在線型不斷電系統則先將市電電壓整流成直流型式，並將直流電壓與備用電池連結，再由反流器二次轉換為穩定可靠之交流電源輸出給負載使用。使用在線型不斷電系統，負載將完全不會感受到市電電壓之變化，故可提供負載設備最佳之電力防護方案，在實際應用中，較常用於保護通訊設備或對電源品質要求較高之儀器設備上。

在線式 UPS 雖具有全時穩壓功能，電源品質可以由反流器來修正，有效隔離雜訊與諧波電力中斷時不需轉換時間，供電品質佳優點。惟其控制器設計複雜，製作成本較高，且能量需多級轉換，整體系統效率較差。而離線式 UPS 雖具有電路架構簡單及高效率優點，惟其在電力中斷時需要 4-12 毫秒因系統轉換所造成之斷電時間，且在電源品質上無法有效隔離與補償。對於本文提出 DSP 為基礎單相半橋互動式電力穩定器，即採用互動式 UPS 電路架構，進行功率因數修正及穩壓控制。在架構上與市電並聯，僅需單級電力轉換器，即有雙向能量轉換能力，因此可以減少從斷電到釋能轉換時間且交直流電力穩定器有固定輸出電壓，供蓄電池模組充電與放電轉換工作，系統運用效率高，只要控制器設計得宜，頗具有發展潛力。

採用與市電並聯架構電力轉換器，在這幾年，功率因數修正技術陸續被開發出來。一種方法如圖 1.4 為電流饋入式功率因數修正器[7]-[8]，其電力轉換器在市電正常時，類似電流源來補償負載之諧波與虛功，使電源電流為一單位功因之弦波電流。其缺點，

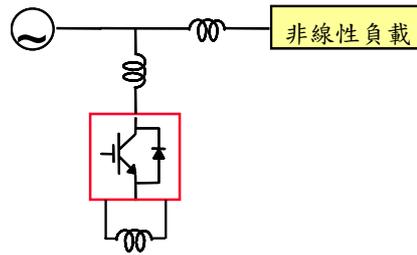


圖 1.4 電流饋入式功率因數修正器

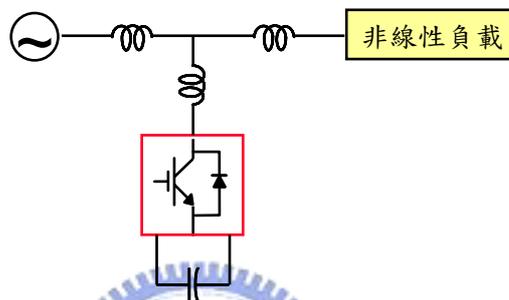


圖 1.5 電壓饋入式功率因數修正器

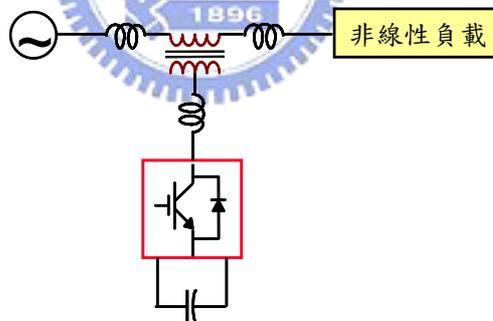


圖 1.6 串聯式功率因數修正器

當電流響應很快，大瓦特計轉換器實現上不容易，且電壓諧波無法改善。也有一種方法為圖 1.5 為電壓饋入式功率因數修正器[9]，不論市電故障與否，均操作成一電壓源，市電正常時其可以補償負載之諧波與虛功，使電源電流為一單位功因之正弦波，而在市電故障後，此電力轉換器操作成一電壓源，可繼續對負載供電。負載能有較佳之電力品質，其缺點是必須有較大容量電容器。另外還有如圖 1.6 為串聯式功率因數修正器[10]，市電正常可消除電壓諧波、電壓閃爍、過電壓、欠電壓，且有負載端電端電壓調整。其缺點，不能消除電流諧波，製作成本比電流控制式功率因數修正器及電壓控制式功率因數修正器較高，額定值亦較高。還有一種方法如圖 1.7 為整合式功率因數修正器[11]，

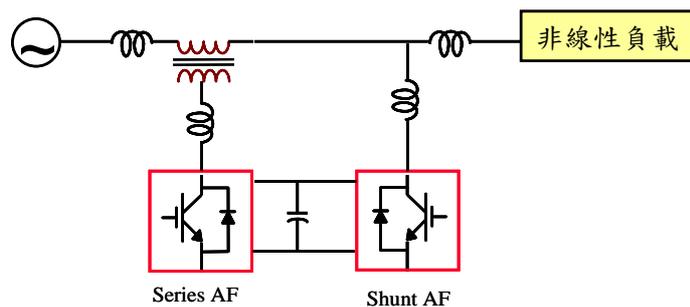


圖 1.7 整合式功率因數修正器

結合電壓控制式功率因數修正器與串聯式功率因數修正器架構，可同時對端電壓及端電流進行補償，其提供電力供電品質最好，其缺點架構龐大，製作成本高，且控制上較複雜。

如由前述，本論文所提出交直流電力穩定器，除具有功率因數修正控制外，尚需具有穩壓充電功能。故採用電壓饋入式功率因數修正器技術，系統架構上與市電並聯，可減少系統與斷電到放電之轉換工作，系統運轉效率將極高。控制策略上採用 DSP 數位控制，以避免元件老化，特性漂移現象。改善傳統只重視輸出電壓品質，而不注重輸入特性，提高供電品質。且單相半橋式電力穩定器，有製作成本較低，控制器設計簡單優點。

1.2 研究動機

隨電力電子技術迅速發展，交直流轉換器被應用在工廠、辦公室，甚至日常生活中，已不可缺失的輸入級電源。當市電供電正常，可當功率因數修正器，提高供電品質；若市電發生異常，交直流轉換器可不中斷正弦 60 Hz 備用電源給予負載，不致因中斷電力後，造成半導體廠重大損失，或金融市場混亂，影響人類甚鉅。在架構上，本文採用線上互動式 UPS 架構，將改善了

- (1) 離線式(off-line)品質上無法有效隔離與補償。
- (2) 在線式(on-line)，控制器設計上複雜，成本較高。

更使其能有下列電力品質及優點：

- (1) 外加負載，依然持續供應穩定電力。
- (2) 總電流諧波(THD)低於 3%，主動濾波吸收負載電流諧波
- (3) 採用單臂雙個功率電晶體開關之交直流轉換器。
- (4) 固定電壓變動負載下功率分配控制。
- (5) 直流電壓控制充電器，固定充電電流。

(6) 無暫停功電品質

1.3 研究方法與系統描述

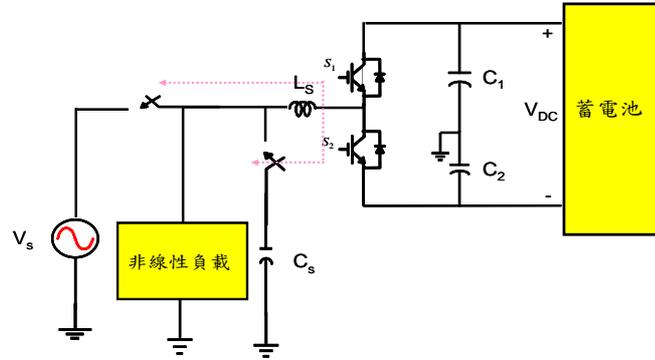


圖 1.8 單相半橋交直流電力穩定器

本系統採用單相半橋交直流電力穩定器與市電並聯結構，如圖 1.8。當市電供應非線性負載時，電源開關閉合，電容 C_s 上開關開路，交直流電力穩定器充當功率因數修正器，補償負載諧波，使輸入電壓與輸入電流同相，提高供電品質。待市電異常，電源開關開路，電容 C_s 上開關閉合，蓄電池可繼續供應電源至負載，增加供電可靠度。本論文採用 Power Simtech Crop 之 PSIM6.0 模擬軟體工具進行模擬與分析，控制重點在於：交直流電壓調節，功率因數修正，電力供應品質，控制器設計，穩定度分析，無效功率控制及雙向電力潮流流向控制。

交直流電力穩定器，包含硬體電路及控制軟體二大部份。其中硬體電路含單相交直流轉換器及其驅動電路，電壓、電流回授控制電路、DSP 數位信號處理器之介面電路，並採用閉迴路控制。軟體包含 DSP 控制數位軟體，此數位控制乃以德州儀器公司(Texas Instrument)生產的單晶片數位訊號處理器 TMS320LF2407A 為核心，配合記憶體擴充模組、類比/數位轉換、串列通信(RS232)等介面電路而成，其控制架構如圖 1.9。

電力穩定器，採用多迴路的控制方式，分別有控制輸出電壓之電壓外迴路與控制電流內迴路。控制電壓外迴路方塊如圖 1.10，採用 PI 比例積分控制器，藉以調節穩態輸出直流電壓，與內迴路電流命令。控制電流迴路方塊如圖 1.11，電流迴路是採用預測電流型控制方式，藉由電壓外迴路控制回路預測電源電流下一切換週期產生控制命令，再經由 P 比例控制器，與三角波切換送出 PWM 信號，使其能瞬時補償所需電流，並吸收電流諧波。

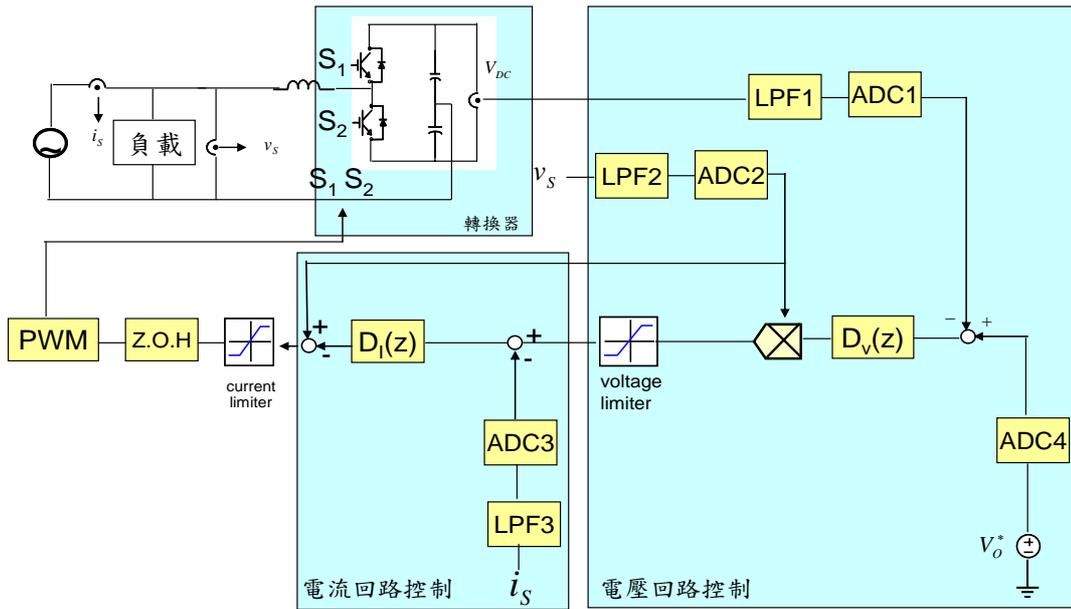


圖 1.9 交直流電力穩定器控制架構方塊圖

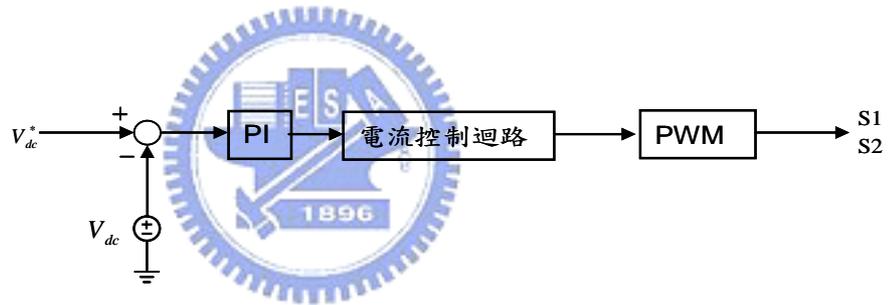


圖 1.10 電壓外迴路控制架構

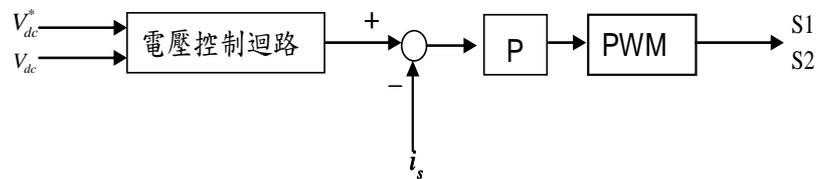


圖 1.11 電流外迴路控制架構

1.4 論文架構

本論文架構如下：

第一章介紹整個論文的研究動機及目的，並介紹單相交直流電力穩定器發展現況。

第二章單相半橋交直流轉換器原理及功率因數修正技術介紹。

第三章單相半橋交直流電力穩定器控制迴路設計，包含電流迴路控制器設計，電壓迴路控制器設計，並推導出電感電流漣波及輸出電壓漣波公式，限制漣波大小及如何選取電感電容。

第四章單相半橋交直流電力穩定器，採用類比與數位電路，在各種非線性負載條件變化模擬與分析。

第五章數位式軟硬體實現與分析。

第六章對整個研究成果與未來展望做一總結。



第二章 單相交直流轉換器

近年來電力電子設備使用愈來愈廣範，所造成之電源污染也愈來愈嚴重，愈來愈受重視，尤其歐美先進國家，對於電力電子產品所產生諧波量及功率因數，都必須符合相關規定，如 IEC-1000，IEC-555 等標準規範。使用交直流電力穩定器除具有穩定電源功用外，同時亦可吸收負載諧波的功用，提高功率因數，對於電力品質有莫大貢獻。本章將對交直流電力轉換器操作原理，切換方式，及功率因數修正技術及電壓空白時間補償分析。

2.1 功率因數定義

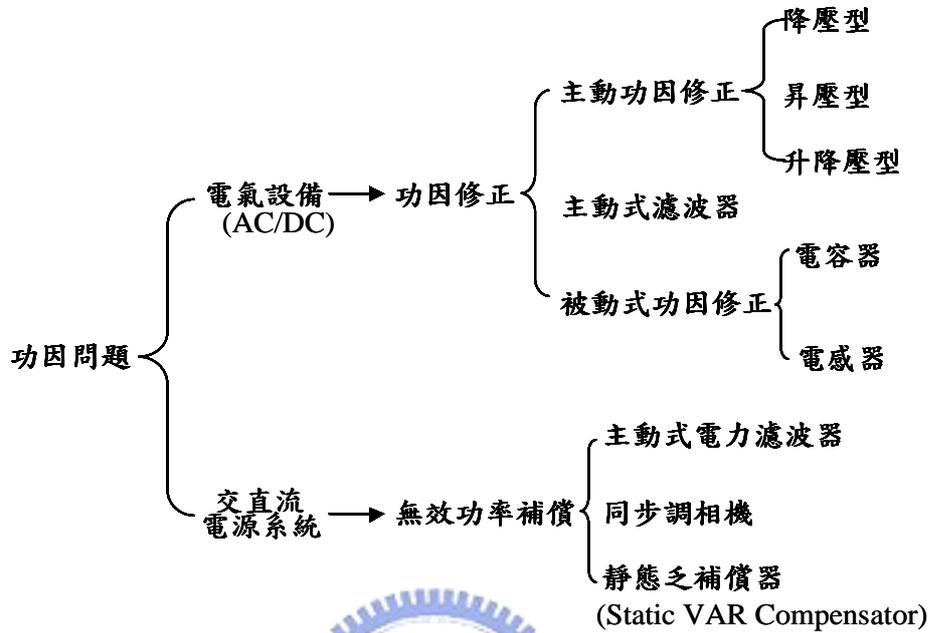
功率因數(power factor, PF)定義為實功率與視在功率之比值之定義，例如一電力系統的總負載呈電感性，以致電流落後電壓一相位角度，此時系統功因則小於 1。若當系統功因過低時，將使輸入電流與電力損失增加，因而使效率大大降低，且影響到電壓穩定度，並增加許多發電成本。

通常用於電力系統功因修正的方法有利用同步調相機、電容器或靜態虛功補償器，提供無效虛功給電力系統，以提昇功率因數。

而另一種考量，則是在電力系統之諧波成分上，主要包含諧波成分之形成因素、諧波之影響與含量的分析和各國對諧波管制的規範上；而用以消除諧波之方式有被動式(passive)之 RLC 型濾波器與主動式(active)功因修正技術。

近幾年來，隨著功率因數修正技術的發展，使得功率因數的定義必須做重新的考量，將相位與諧波成分結合在一起而定出一更為嚴謹的功因的定義，此定義將於下一節加以描述。表 2.1 所示為現今功率因數研究的兩大方向與解決方案，其中包括兩大方向，一為電源本身，另一為電氣設備。

表 2.1 功因修正問題之解決方案



對單相電源系統而言，功率因數的定義為輸出所消耗的實功率(real power)與實際在負載端所測得視在功率之比值，其中實功率，在一週期內，瞬時電壓與瞬時電流之乘積對時間積分的平均值，即又稱之為平均功率(average power)

$$P = \frac{\int_T v(t) i(t) dt}{T} \quad (2-1)$$

電壓與電流之有效值，亦稱均方根值(root-mean-square value)，分別為

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

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

而視在功率(apparent power)為電壓與電流之均方根值的乘積，亦即

$$S = V_{rms} I_{rms}^* \quad (2-4)$$

因此功因之定義如下：

$$PF = \frac{\frac{1}{T} \int_T v(t) i(t) dt}{V_{rms} I_{rms}} \quad (2-5)$$

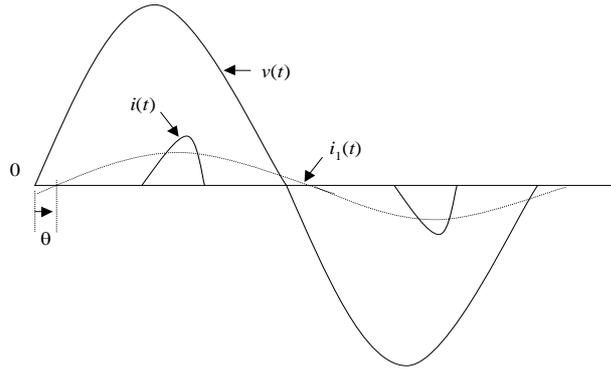


圖 2.1 電壓、電流及電流基頻成分波形

假如，若負載為非線性，則電流波形必定含有諧波之成分。若將諧波成分考慮至功因問題上，如圖 2.1 所示，假釋輸入電壓 $v(t)$ 為正弦波，輸入電流為 $i(t)$ ， i_{s1} 為輸入電流之基本頻率成分，基本波有效值表示為 $I_{1,rms}$ ，且輸入電壓與基本波電流相差角為 θ ，則實功率可寫為

$$P = V_{rms} I_{1,rms} \cos \theta \quad (2-6)$$

因所有高次諧波成分之實功率皆為零，所以實功率成分僅有基本波成分存在，故功率因數可寫為

$$PF = \frac{V_{rms} I_{1,rms} \cos \theta}{V_{rms} I_{rms}} = \frac{I_{1,rms}}{I_{rms}} \cos \theta \quad (2-7)$$

若定義失真因數(distortion factor)為

$$k_d = \frac{I_{1,rms}}{I_{rms}} \quad (2-8)$$

及定義相移功率因數(displacement power factor, DPF)為

$$k_\theta = \cos \theta \quad (2-9)$$

則將式(2-8)、(2-9)代入(2-7)可得

$$PF = k_d k_\theta \quad (2-10)$$

由式(2-7)及(2-10)可知，當負載為非線性時，其輸入電流必定含有諧波成分，而此時的功因即為相移因數與失真因數之乘積。由於此兩因數之絕對值係介於零與 1 之間，故兩者乘積必定小於 1。

圖 2.2 所示即為相移因數與失真因數所表示的意義與關係。圖 2.2(a)中，因電壓與電流波形皆為正弦波，因此其失真因數為 1；但電流相位落後電壓 θ 角，故其相移因數小於 1。圖 2.2(b)中，因電壓波形為正弦波，但電流波形為方波，因此其失真因數小於 1；

而電流與電壓同相位，故其相移因數等於 1。圖 2.2 (c) 中，因電壓波形為弦波，但電流波形非弦波，因此其失真因數小於 1；而電流相位又落後電壓一 θ 角，故其相移因數也小於 1。圖 2.2(d) 中因電壓與電流波形皆為正弦波，因此其失真因數為 1，且電流與電壓同相位，故其相移因數亦等於 1。

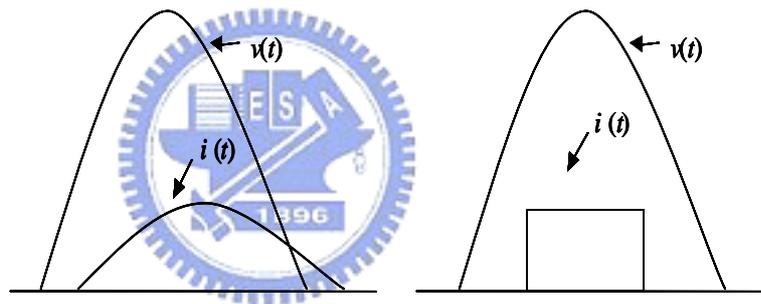
電流的有效值，可由(2-3)求得，亦可將其作傅利葉級數，而以各階諧波之有效值組成，其關係式為

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

其中 $I_{h,rms}$ 代表，電流 $i(t)$ 之第 h 階諧波之有效值。

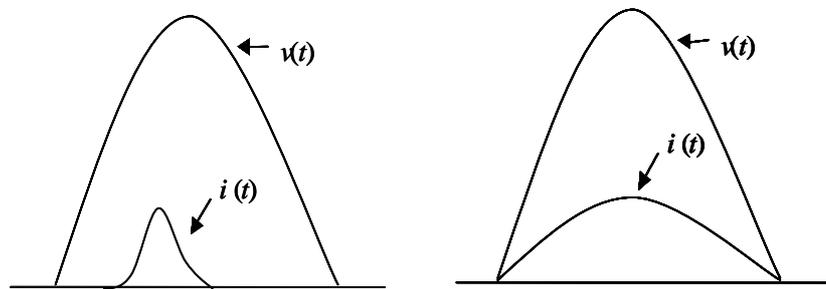
電流 $i(t)$ 的二次以上諧波，即為失真(distortion)之成分，其總和 I_{dis} 為

$$I_{dis} = \left[I_{rms}^2 - I_{1,rms}^2 \right]^{\frac{1}{2}} = \left[\sum_{h=2}^{\infty} I_{h,rms}^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2-12)$$



(a) $k_d=1$ 、 $k_\theta<1$

(b) $k_d<1$ 、 $k_\theta=1$



(c) $k_d<1$ 、 $k_\theta<1$

(d) $k_d=1$ 、 $k_\theta=1$

圖 2.2 相移因數與失真因數所代表的意義與關係

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

$$\%THD = \frac{I_{dis}}{I_{1,rms}} \times 100\% \quad (2-13)$$

由式(2-13)及(2-12)，可將式(2-8)失真因數寫為

$$k_d = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\%THD}{100}\right)^2}} \quad (2-14)$$

前述所提及之功因問題，僅限於電壓為正弦波時，但在日常生活中，實際的電源電壓，並不一定為弦波，因此若要再加以考慮，則依據平均功率的定義可知，電流與電壓之頻率必須同相，方有意義。因此，若電壓源為非弦波時，平均功率可表示為

$$P = \sum_{h=1}^{\infty} V_{h,rms} I_{h,rms} \cos \theta_h \quad (2-15)$$

其中 $V_{h,rms}$ 及 $I_{h,rms}$ 分別表示電壓及電流之第 h 次諧波之有效值， θ_h 表示第 h 次諧波電壓與電流間之相位差。在此情況下，可得功因為

$$PF = \frac{\sum_{h=1}^{\infty} V_{h,rms} I_{h,rms} \cos \theta_h}{V_{rms} I_{rms}} \quad (2-16)$$

若定義第 h 次諧波電壓之失真功因為

$$k_{d,vh} = \frac{V_{h,rms}}{V_{rms}} \quad (2-17)$$

第 h 次諧波電流之失真為

$$k_{d,ih} = \frac{I_{h,rms}}{I_{rms}} \quad (2-18)$$

第 h 次諧波相位失真為

$$k_{\theta h} = \cos \theta_h \quad (2-19)$$

則將式(2-17)、(2-18)及(2-19)代入式(2-16)，可得實際之功率因數為

$$PF = \sum_{h=1}^{\infty} \frac{V_{h,rms}}{V_{rms}} \cdot \frac{I_{h,rms}}{I_{rms}} \cdot \cos \theta_h = \sum_{h=1}^{\infty} k_{d,vh} k_{d,ih} k_{\theta h} \quad (2-20)$$

由此可知，當輸入電壓為正非弦波時，功率因數即為各次諧波電壓失真功因、電流失真功因與各次失真功因之乘積，而此三項失真因數之絕對值皆在 0 與 1 之間，所以功率因數亦將介於 0 與 1 之間。

2.2 雙向電力流向與功因控制原理

在交流電源系統中，電力流向(Power flow)並非單純由電壓源高壓端流向低電壓源端，而是必須由電源之大小與相位所決定。如圖 2.3 之電路所示，為一交流雙向電源系統，其中電源端電壓為 $v_s=V_s\sin(\omega t)$ 而受控端電壓為 $v_p=V_p\sin(\omega t+\delta)$ ，其中 δ 角度介於控 $-180^\circ \sim 180^\circ$ 之間。在本電路中若受控端電源相位角 $\delta < 0$ 則電力由 v_s 電源端流向 v_p 受端，若相位角 $\delta > 0$ 則電力由受控端流向電源端，因此可知控制受控端電壓相位角 δ ，可達到控制電力流動的方向與大小，其傳送的功率即可被計算出來。將電路圖 2.3 以相量表示。

$$\vec{Z}_L = r_L + jX_L \quad (2-21)$$

$$\vec{Z}_L = Z_L \angle \theta_L \quad (2-22)$$

$$\theta_L = \tan^{-1}(X_L/r_L) \quad (2-23)$$

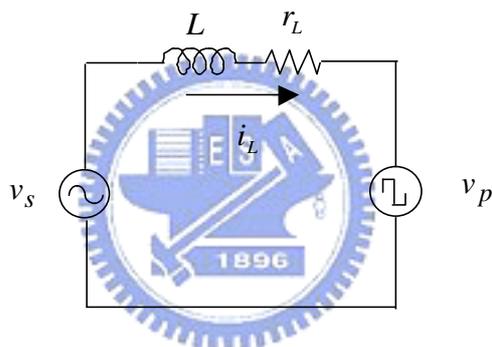


圖 2.3 雙向電源電路圖

輸入電壓源與受控端電壓有效值向量分別為

$$\vec{V}_{s,rms} = \frac{V_s}{\sqrt{2}} \angle 0^\circ \quad (2-24)$$

$$\vec{V}_{p,rms} = \frac{V_p}{\sqrt{2}} \angle \delta^\circ \quad (2-25)$$

則由電源端傳送到受控端的視在功率為

$$S = \vec{V}_s \vec{I}_L^* = P + jQ \quad (2-26)$$

$$\vec{I}_L = \frac{\vec{V}_s - \vec{V}_p}{\vec{Z}_L} = \frac{V_s}{\sqrt{2}Z_L} \angle (-\theta_L) - \frac{V_p}{\sqrt{2}Z_L} \angle (\delta - \theta_L) \quad (2-27)$$

將(2-27)代入(2-26)得

$$\begin{aligned}
S &= \frac{V_s}{\sqrt{2}} \angle 0^\circ \left[\frac{V_s}{\sqrt{2Z_L}} \angle \theta_L - \frac{V_p}{\sqrt{2Z_L}} \angle (\theta_L - \delta) \right] \\
&= \frac{V_s^2}{2Z_L} \angle \theta_L - \frac{V_s V_p}{2Z_L} \angle (\theta_L - \delta) \\
&= \left[\frac{V_s^2}{2Z_L} \cos \theta_L - \frac{V_s V_p}{2Z_L} \cos(\theta_L - \delta) \right] + j \left[\frac{V_s^2}{2Z_L} \sin \theta_L - \frac{V_s V_p}{2Z_L} \sin(\theta_L - \delta) \right]
\end{aligned} \tag{2-28}$$

由(2-26)和(2-28)知，由電源端傳送到受控端的實功率與虛功率分別為

$$P = \left[\frac{V_s^2}{2Z_L} \cos \theta_L - \frac{V_s V_p}{2Z_L} \cos(\theta_L - \delta) \right] \tag{2-29}$$

$$Q = \left[\frac{V_s^2}{2Z_L} \sin \theta_L - \frac{V_s V_p}{2Z_L} \sin(\theta_L - \delta) \right] \tag{2-30}$$

假設電感為一理想元件，即不包含電感等效串聯電阻，則(2-29)和(2-30)可簡化為

$$P = -\frac{V_s V_p}{2Z_L} \sin \delta \tag{2-31}$$

$$Q = \frac{V_s^2}{2Z_L} \left[1 - \frac{V_p}{V_s} \sin \delta \right] \tag{2-32}$$

由(2-31)知，當 $\delta > 0$ ，即電源端電壓之相位落後受控端電壓相位時， P 為負值，表示功率由受控端傳送到電源端。而當 $\delta < 0$ ，即電源端電壓相位領先受控端電壓相位時， P 為正值，表示功率由電源端傳送到受控端。當 $\delta = 0$ 即電源端電壓相位等於受控端電壓相位時， P 值為零，電源與受控端間無實功率傳送。因此適當控制相位角 δ ，可有效控制功率傳送的方向與大小。

在交流弦波電源系統中，若電源頻率相同，則系統進入穩態狀況下，電流與電壓之相位關係可以使用相量圖表示。如圖 2.3 之電路中，假設 Z_L 為一理想電感元件，且 $\delta < 0$ ，用相量表示如圖 2.4 所示。流經電感之電流與電源端電壓之相位差為 θ_L ，對電源端電壓而言功因角為 θ_L ，功率因數為 $\cos \theta_L$ 。電感之電流與受控端電壓之相位差為 $(\theta_L - \delta)$ ，對受

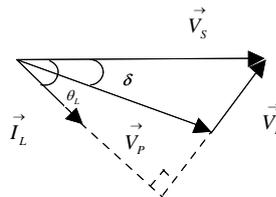


圖 2.4 向量圖

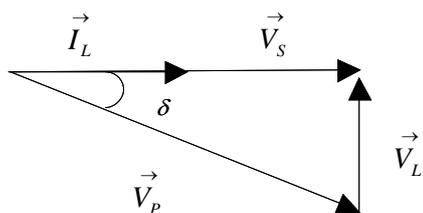


圖 2.5 功因為 1 之整流特性

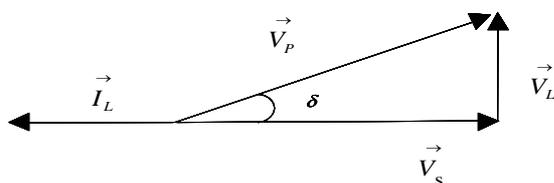


圖 2.6 功因為 1 之反流特性

控端電壓而言功因角為 $(\theta_L - \delta)$ ，功率因數為 $\cos(\theta_L - \delta)$ 。因電源端為交流輸入電源，故希望電源端功因值為 1，即 θ_L 值為零。由向量圖 2.5 可知， θ_L 值會隨受控端電壓之增加而減少，故當

$$V_s = V_p \cos \delta \quad (2-33)$$

等式成立時， θ_L 值為零，電感電流與電源電壓同相。因此只要控制受控端電壓大小，使(2-33)成立時，就可使功因為 1，達到功因控制目的，即電壓控制模式。圖 2.6 為 $\delta > 0$ 時，受控端電壓領先電源端之向量圖，電感電流與電源電壓反相，表示電流由受控端流向電源端，這也表示電力流向的雙向特性。

2.3 半橋式交直流轉換器切換原理

2.3.1 半橋式交直流轉換器原理

半橋式交直流轉換器電路如圖 2.7 所示，瞭解交直流轉換器的控制原理，可由轉換器電路中之 KVL 方程式及弦波穩態下方程式的向量圖來說明。若將輸入電感之等效 ESR 考慮至電路中，則電路之 KVL 方程式為：

$$v_p = v_s - L \frac{di_L}{dt} - i_L r_L \quad (2-34)$$

利用拉氏轉換，將上式轉換到頻域，得

$$V_p(s) = V_s(s) - sL \cdot I_L(s) - I_L(s)r_L \quad (2-35)$$

在弦波穩態時， $s = j\omega$ ，所以

$$\vec{V}_p = \vec{V}_s - j\omega L \cdot \vec{I}_L - \vec{I}_L r_L \quad (2-36)$$

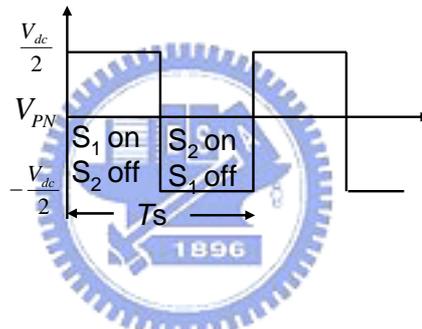
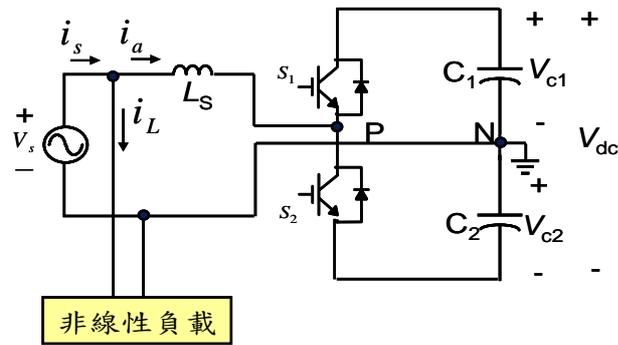


圖 2.7 半橋式交直流電力穩定器電路架構

現在將(2-36)以向量的方式表示，如圖 2.5 所示，其中 δ 為輸入電壓向量 V_s 與可控電壓向量 V_p 之相角差。為了滿足輸入功率因數為 1 的目的，必須使得輸入電壓 V_s 與電流 I_L 同相。而藉由控制 V_p 向量的大小與相位，來達成此目的。以下將對半橋式交直流轉換器電路切換模式分析。

2.3.2 PWM 雙極性切換模式分析

PWM 雙極性脈波調變技術，主要是針對控制電壓會出現正壓與負壓，而又稱之為雙電壓極性切換；在圖 2.7 半橋式電路架構中，開關 S_1 與 S_2 形成一組開關對，開關導通或截止，且有互補之特性。就雙極性調變方式而言，僅需產生一組調變信號即可供兩組開關使用。圖 2.8 所示為 PWM 雙極性切換原理，圖 2.8 (a)為控制電壓信號 $V_{control}$ 與高頻載波信號 V_{tri} 之 PWM 切換，圖 2.8 (b)為圖 2.7 中 P 對 N 之 PWM 切換電壓波形。

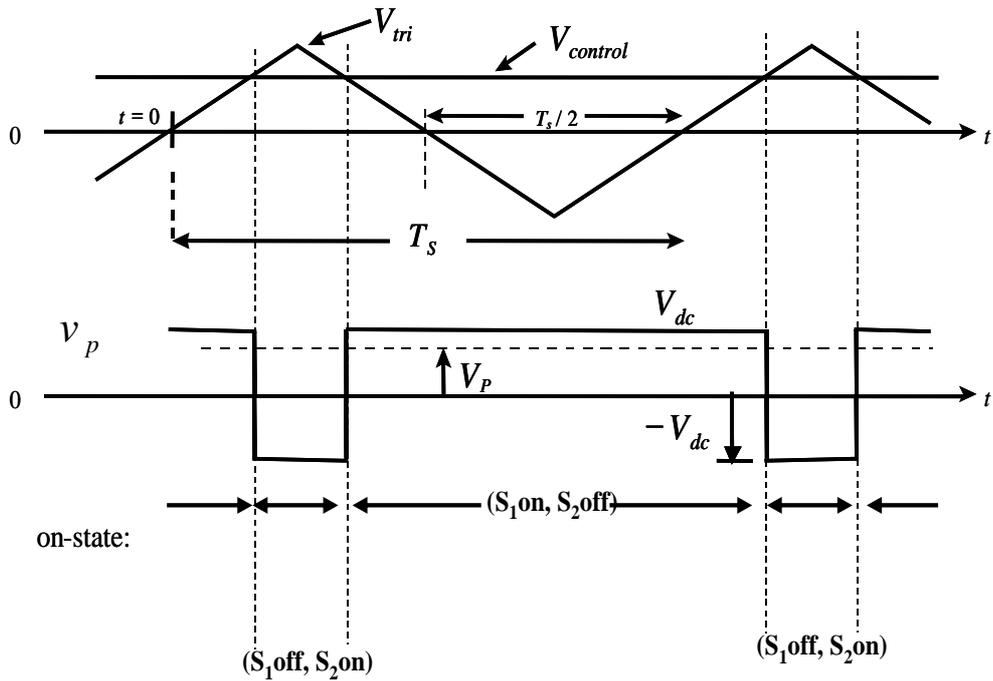


圖 2.8 PWM 雙極性切換原理

由圖 2.8(a)中所示，可得開關 S_1 導通、 S_2 關閉的責任週期比為

$$D_1 = \frac{t_{on}}{T_s} = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{V_{control}}{V_{tri}} \right) \quad (2-37)$$

開關 S_1 關閉、 S_2 導通的責任週期比為

$$D_2 = 1 - D_1 \quad (2-38)$$

圖 2.8(b)中電容上之電壓 V_{dc} 大小是由這開關切換所決定，故在穩態時

$$V_s = D_1 V_{dc} - D_2 V_{dc} \quad (2-39)$$

將式(2-39)整理後可得

$$V_{dc} = \frac{V_s}{(2D_1 - 1)} \quad (2-40)$$

由式(2-40)知，此電路可將輸入電壓升壓。

將(2-37)帶入(2-40)，可得

$$D_1 = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{V_{control}}{V_{tri}} \right) = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{v_s}{V_{dc}} \right) \quad (2-41)$$

2.4 功率因數修正技術

大部份功因修正技術，控制迴路大都採用電流迴路控制，其目的在於電感電流變化，可以追上電感電流命令。為得到較快速響應，所以需較大頻寬。下列是常見功因修正技術。

- (1) 預測電流控制法[12]-[13]。
- (2) 磁滯電流控制法[14]。
- (3) 連續導通模式峰值電流控制法[15]。
- (4) 不連續導通模式峰值電流控制法[16]。
- (5) 強迫電流次諧波脈寬調變切換技術法[17]。

2.4.1 預測電流控制法

預測電流控制法(Predict Current Control)的演算是利用推演電路上功率開關切換的狀態方程式，由狀態方程式推導可得責任週期關係，方程式會含有下一狀態電流值與目前電流值差值、輸出電壓及切換頻率運算關係式，再由開關責任比控制輸入電流與電壓相位。預測電流控制法優點在提供一最佳的電流追蹤方式，提供快速響應，較小漣波電流的漣波。其缺點是控制器的參數易隨環境改變而產生變動，易受雜訊干擾而使系統不穩定。



2.4.2 磁滯電流控制法

磁滯電流控制法(Hysteresis Control)主要是以誤差比較為基礎的一種控制方法，利用設定正負誤差的邊來降低誤差很小時不必要的切換。這種控制方法簡單且不需知道受控體的動態模型，但是因其開關切換頻率不固定，所以在相同開關的頻率下漣波較大、損失較大。其操作方式是控制電感電流，使其追蹤一正弦波的電流參考信號，並控制電感電流上限值及電感電流下限值磁滯區間內切換，如圖 2.9 所示磁滯區間大小是一固定量。當電感電流大於磁滯區間電感電流上限，即關閉功率開關元件，使實際電流值下降。當電感電流小於磁滯區間電感電流下限，即導通功率開關元件，使實際電流值上升，整個過程確保電感電流追隨命令電流，磁滯電流控制法優點使得功率元件的電流變化量達最小，輸入電流漣波最小，在功因改善方面，可達很好效果。但有系統須在變頻操作，且輸入 EMI 濾波器的設計較複雜缺點。

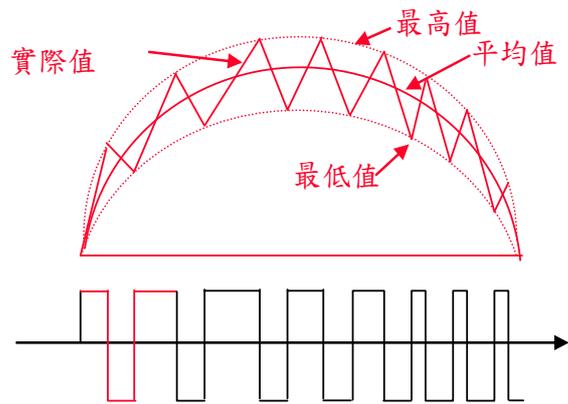


圖 2.9 磁滯電流控制法

2.4.3 連續導通模式峰值電流控制法

連續導通模式峰值電流控制(Peak-Current Control of CCM)屬定頻控制，此式是利用電感電流峰值追隨電感電流命令值，並能有效降低穩態時電流諧波。如圖 2.10 所示。但是其電流變化量又不像不連續導通模式時大，屬非脈衝式電流。有 EMI 干擾就比較低優點，但接近零交越點附近有零交越失真的現象，需斜率補償器且在暫態響應中，卻有直流電流偏移及直流電流成分出現在轉換器的交流輸入端等問題。

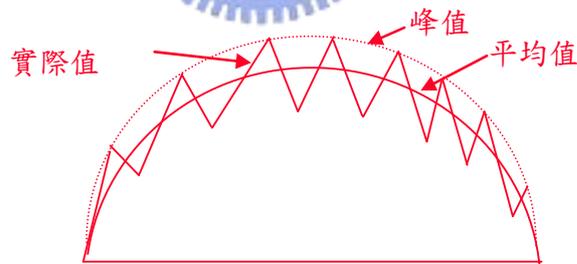


圖 2.10 連續導通模式峰值電流控制法

2.4.4 不連續導通模式峰值電流控制法

不連續導通模式電流控制(Current Control of DCM)分為定頻與變頻控制兩種。電流不連續操作方式在定頻控制下，會產生死區，如圖 2.11 所示。峰值較高，其優點可以兼顧下一級轉換器同步，因此，可簡化 EMI 濾波器設計。在變頻控制下，由於在電感電流變為零時，立即將功率開關導通，電流隨即上升，所以消除死區所造成高峯值電流效應，如圖 2.12 所示。因此適合在零電流切換，使功率開關元件承受較低電流應力，也

可降低整體切換損失。

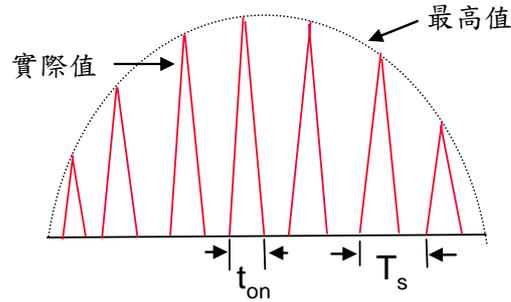


圖 2.11 定頻操作不連續導通模式電流控制法

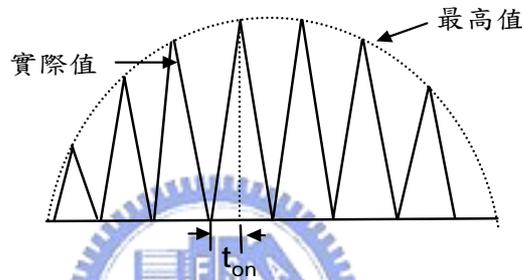


圖 2.12 變頻操作不連續導通模式電流控制法

2.4.5 強迫電流次諧波脈寬調變切換技術

強迫電流次諧波脈寬調變切換技術(Current-Forced Sub-harmonic PWM Switching Technique)為定頻控制。常被使用於功率流向可逆轉換中，使轉換器可操作在變流器模式及整流器模式，如圖 2.13 所示，其中輸入電流實際值經 PWM 切換後追隨輸入電流命令，其輸入與輸出轉移函數如下：

$$\frac{i_s}{i_s^*} = \frac{K_p K_{pwm} \frac{1}{L} K_s}{s + \frac{R_{in} + K_p K_{pwm} K_s}{L}} = \frac{M}{s + M} \quad (2-42)$$

由(2-42)可知，M 之大小決定 i_s 的頻寬，而影響 i_s^* 越密合。而太大 M 會引入高頻雜訊，影響系統穩定度，因此， K_p 大小有其限制。

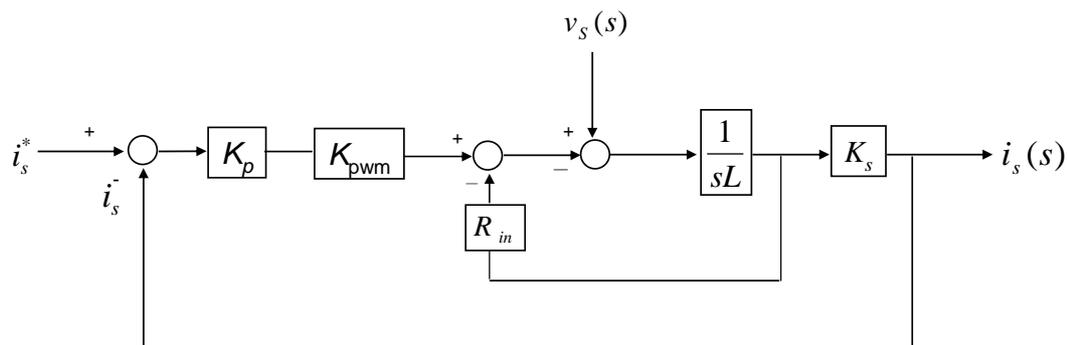


圖 2.13 強迫電流次諧波脈寬調變切換技術

如由前述，交直流電力穩定器以數位化實現，為達快速電流響應，較小漣波電流，故在功率因數修正控制技術上採用預測電流控制法。

2.5 單相半橋型與全橋型交直流轉換器比較

使用半橋式架構的優點就是所需功率開關較全橋式少，且具有倍壓功能，一般應用於較高輸出電壓的場合。較高的直流鏈電壓可以提高系統響應速度，為各元件之耐壓需求亦可相對提高，另外半橋型二個電容值不相同時，上下兩個電容端電壓不對稱之缺點，易引起電源偶次諧波含量。

全橋式輸出電壓只大於一倍電源電壓峰值，惟其開關為四個相對切換損失比半橋式大，相對輸入電壓情況下，此兩種架構可以提供不同的直流電壓使用。表 2.2 為單相全橋及半橋型交直流轉換器之比較。本文互動式交直流電力轉換器採用半橋式作為轉換器控制架構。

表 2.2 單相全橋及半橋交直流轉換器

轉換器型式	全橋式交直流轉換器	半橋交直流轉換器
開關元件數量	4	2
電容器數量電感數量	1	2
直流電壓限制	1	1
優點	1. 電力可雙向傳輸 2. 適用大容量系統	1. 電力可雙向傳輸 2. 適用中高容量系統
缺點	開關數量多，效率差	直流電容電壓不平衡

2.6 電壓空白時間補償

在傳統上，產生一組 PWM 波時，為了防止上下電晶體同時導通，必須將電晶體導通的時間延遲一段時間，這段時間便稱為空白時間(dead time)。由於此空白時間相較於 PWM 波的週期小得許多，因此在責任比(duty ratio)很大時，可忽略空白時間對輸出電壓所造成的影響，但是在責任比很小時，此時相對於輸出電壓亦很小，所以空白時間對輸出電壓影響就變得很大了，在此即以一簡單例子來說明。當考慮直流鏈電壓為 400 V，脈寬調變波週期為 50 μsec，空白時間為 2 μsec，欲輸出一責任比為 60%的脈寬調變波時，空白時間加入與否對輸出電壓影響如圖 2.13 所示。圖 2.13(a)所示為沒有空白時間效應時的理想電壓波形，其平均輸出電壓為

$$\begin{aligned}
 U_{out} &= \frac{1}{2} V_{dc} \left(\frac{60}{100} - \frac{40}{100} \right) \\
 &= \frac{1}{2} V_{dc} \frac{20}{100}
 \end{aligned}
 \tag{2-43}$$

圖 2.13(b)為加入空白時間時的電壓波形，需要注意的是，上下電晶體同時延遲了一段時間，似乎輸出電壓不受改變，但這只在電流可以瞬間改變的負載時才適用(電阻性負載)。但是實際的負載多半具有電感性，因此電流為連續的，所以在開關切換的時候須考慮電流的極性，來決定空白時間的效應，因此若考慮電流在開關切換的時候為大於零時，則

如圖 2.13(c)所示，其中灰色的部分，是考慮到電流為正的時候，由於電流的連續性，所以將端電壓直接拉到正 V_{dc} 電壓值，如圖 2.14(a)示，因此平均輸出電壓為

$$\begin{aligned} U_{out} &= \frac{1}{2}V_{dc}\left(\frac{64}{100} - \frac{36}{100}\right) \\ &= \frac{1}{2}V_{dc}\frac{28}{100} \end{aligned} \quad (2-44)$$

考慮電流在開關切換的時候為小於零，則如圖 2.13(d)示，其中灰色的部分，是考慮到電流為負的時候，由於電流的連續性，所以將端電壓直接拉到負 V_{dc} 電壓值，如圖 2.14(b)所示，因此平均輸出電壓為

$$\begin{aligned} U_{out} &= \frac{1}{2}V_{dc}\left(\frac{56}{100} - \frac{44}{100}\right) \\ &= \frac{1}{2}V_{dc}\frac{12}{100} \end{aligned} \quad (2-45)$$

圖 2.15 為空白時間對輸出弦波電壓的關係。當電流大於零時，輸出電壓均較沒有空白時間效應時大；而當電流小於零時，輸出電壓均較沒有空白時間效應時小。比較 (2-43)、(2-44)和(2-45)可知，當電流為正的時候，此時輸出電壓的平均值比電壓命令大，因此做空白時間補償時，須將電壓命令預先減一補償值。當電流為負的時候，此時輸出電壓的平均值比電壓命令小，在做空白時間補償時，須將電壓命令預先加一補償值，因此空白時間補償的公式

$$D_{out} = \begin{cases} D_{com} - \frac{\text{deadtime}}{\text{PWMperiod}} D_{full} & \text{if } i \geq 0 \\ D_{com} + \frac{\text{deadtime}}{\text{PWMperiod}} D_{full} & \text{if } i < 0 \end{cases} \quad (2-46)$$

其中 D_{com} 為責任比的命令值， D_{full} 為責任比為 100%的數值。

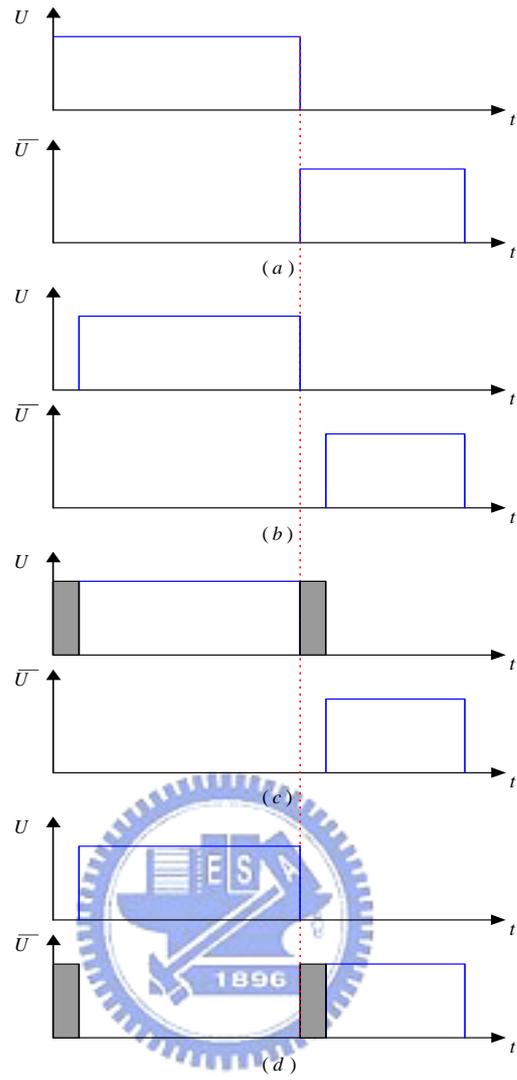
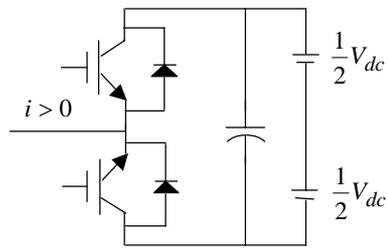
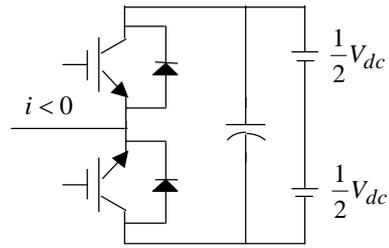


圖 2.13 空白時間效應對脈寬調變波的影響



(a)



(b)

圖 2.14 電流方向對端電壓的關係

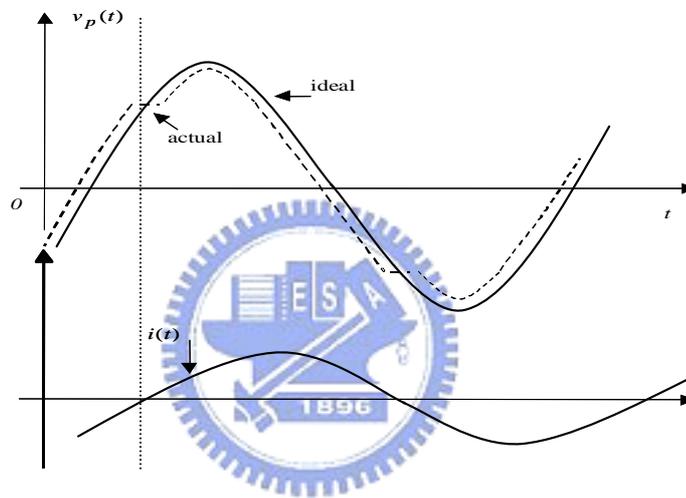


圖 2.15 空白時間對輸出弦波電壓的關係

第三章 控制迴路之分析與設計

控制迴路採用多迴路解耦設計，電流迴路控制為交直流電力穩定器中之最內層控制結構，控制設計之優劣與否，對於功率因數之提昇，及電流諧波之改善等影響很大。尤其非線性負載，會增加交流輸入電流諧波成份，污染配電系統並影響其他用戶。採用本文提出控制策略，系統可控制交流電源之輸入功率因數接近單位功因，有效降低輸入電流總諧波失真。同時根據電流電壓之內外迴路關係可以看出，電流內迴路設計不良，將使得外迴路之電壓響應變差，因此電流迴路設計是為交直流電力穩定器控制最核心部份，設計過程顯得格外重要。在本章的內容中，首先推導單相交直流電力穩定器模型包括各節點電壓方程式，PWM 調變及轉換器增益值之分析；再對於數位控制中所需決定之參數及規格進行設計，包括取樣頻率的選擇、電感值之設計、直流鏈電壓值的設計等。由參數規格後再設計電壓迴路控制器，分析其特性。並利用能量觀念，推導動態模型，再進行電壓迴路控制架構分析與設計。並由負載變化所造成直流鏈電容瞬間能量變化影響，得到一能量平衡方程式，根據系統設計規格要求，將所需直流鏈電容值降低至一合理值。綜合所得之系統模型與系統頻寬要求，進而建構出整體系統方塊圖。

3.1 轉換器模型推導

3.1.1 交直流轉換器與輸出電壓關係

分析交直流轉換器增益之前，須先推導轉換器各點端電壓與電源相電壓之關係。考慮一簡化之交直流電力穩定器[18]-[21]接線如圖 3.1 所示。圖中交流電源側之轉換器與負載並聯，轉換器可利用電容器蓄壓提供直流電壓穩定值，若交流電源側電壓異常，或故障跳電，則電容電壓對負載放電，以維持交流負載側，穩定電壓，達互動式不斷電系統功用。

欲維持固定電壓，可藉由直流鍊電壓命令 V_{dc}^* 與回授實際直流鍊電壓 V_{dc} ，估測電源電流命令信號 i_s^* 。令直流鍊電壓之誤差為

$$\Delta V_{dc} = V_{dc}^* - V_{dc} \quad (3-1)$$

將上式整理，經比例積分器(PI)可得 I_m^* ，其數學式為

$$I_m^* = K_p \cdot \Delta V_{dc} + \int K_i \cdot \Delta V_{dc} dt \quad (3-2)$$

其中 K_i 與 K_p 分別為比例及積分常數。為使電源側電流命令信號與輸入電壓同相且同步，令

$$i_s^* = I_m^* \sin \omega t \quad (3-3)$$

ω ：為電源同步頻率

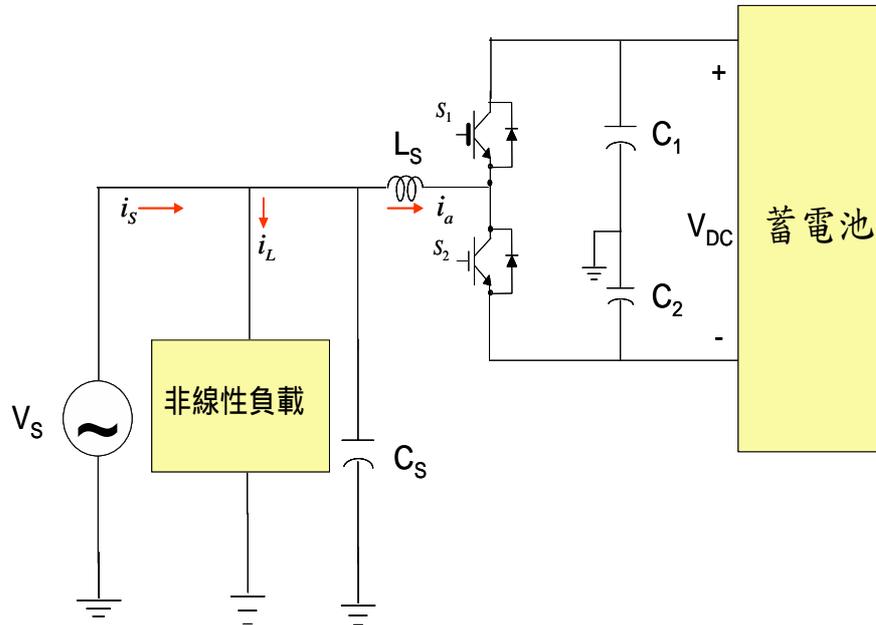


圖 3.1 交直流電力穩定器控制圖

其圖 3.1 中，交流輸入電流：

$$i_s = i_L + i_a \quad (3-4)$$

其對應之交流電源命令電流

$$i_s^* = i_L + i_a^* \quad (3-5)$$

電感器 L_s 之實際電流 i_a 與命令電流 i_a^* 差

$$i_a^* - i_a = i_s^* - i_s \quad (3-6)$$

故控制電感器電流 i_a 即可控制交流輸入電流 i_s 。

轉換器的功率電晶體導通時間計算採用預測電流控制法，此法係每一切換週期，利用命令電流與實際電流之誤差換算開關之責任周期，以迫使每一切換週期皆能趨近電流命令。故

$$d_1 = \frac{T_{ON}}{T_{SW}} \quad (3-7)$$

其中 d_1 為開關函數責任週期， T_{SW} 為開關切換週期， T_{ON} 為開關導通之時間。

$$V_{an} = v_s - L_s \frac{d}{dt} i_a = d_1 \cdot V_{C1} + (d_1 - 1) \cdot V_{C2} \quad (3-8)$$

電感電流變化率

$$\frac{\Delta i_a}{\Delta t} = \frac{1}{T_{SW}} \cdot (i_a^* - i_a) \quad (3-9)$$

將(3-9)帶入(3-8)

$$d_1 = \frac{1}{V_{C1} + V_{C2}} \cdot \left(\frac{L_s}{T_{SW}} \cdot (i_a - i_a^*) + v_s + V_{C2} \right) \quad (3-10)$$

所以控制開關狀態責任週期 d_1 ，如圖 3.2(a)電壓迴路控制方塊，圖 3.2(b)預測電流控制法，在高頻切換下，每一開關在切換週期內使實際電流追隨電流命令。

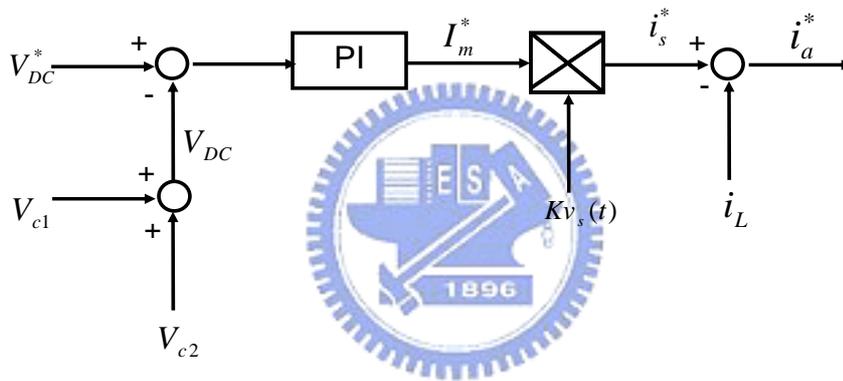


圖 3.2(a)電壓迴路控制方塊

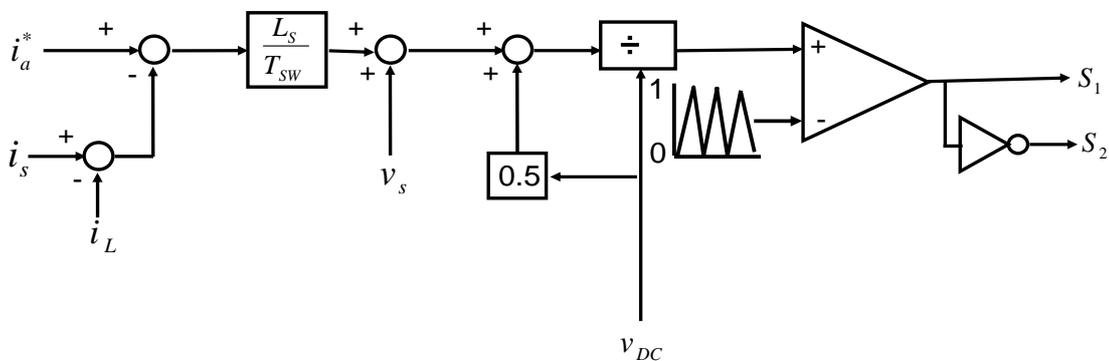


圖 3.2(b)預測電流控制法

3.1.2 PWM 調變與轉換器增益值之分析

一般較常用的脈寬調變方法為正弦波脈寬調變。其原理是將正弦調變波與一高頻三角波做比較，根據兩波交會點來決定功率晶體之切換時機。一般三角波切換頻率約由數 kHz 至數百 kHz 左右，而正弦調變波為 60 Hz，兩者相差數百倍，因此在數個三角波週期內，可視正弦調變信號為一定值。假設轉換器處於穩態操作，且電源相電壓為正值，則正弦調變方式將如圖 3.3 所示。參考圖 3.1 之簡化模型，當正弦調變波大於三角波時，透過驅動電路使上臂電晶體 S_1 導通，下臂電晶體 S_2 截止，轉換器端電壓為 $V_c = \frac{1}{2}V_{dc}$ ；驅動電路使下臂電晶體 S_2 導通，上臂電晶體 S_1 截止，轉換器端電壓 $V_c = -\frac{1}{2}V_{dc}$ 。

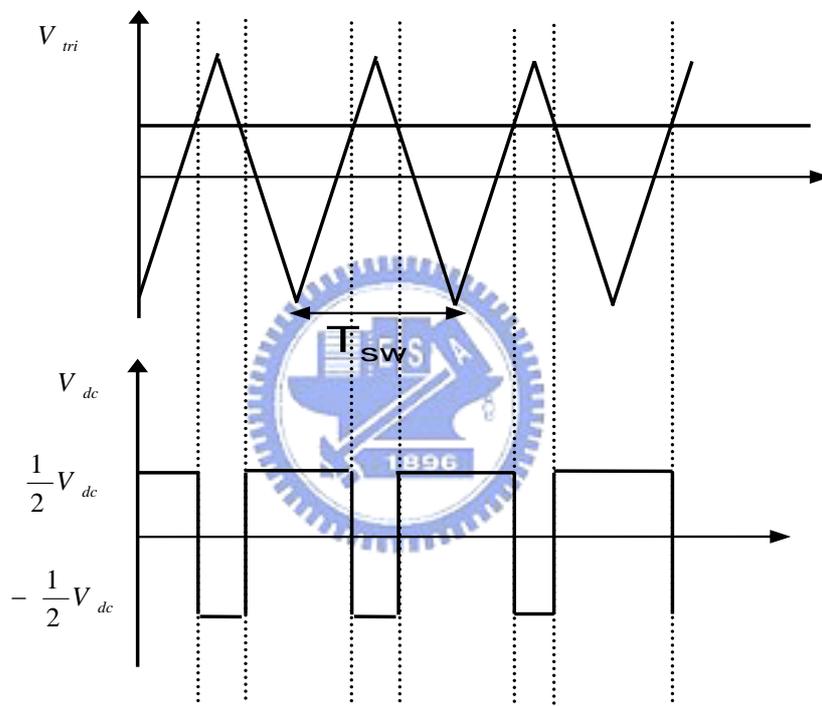


圖 3.3 正弦調變原理

另外，在半橋式控制架構下，屬雙極性切換操作。採用雙極性單開關切換方式，由於儲能與釋能在切換時，開關皆為功率晶體 IGBT，電流可以雙向操作，輸出電壓驟昇的調節上俾助良多，加快動態反應速度。且開關切換時，每半週都只有一功率晶體 IGBT 及一個二極體動作，故其切換損失只有雙開關切換的一半，有較高效率。

接下來將針對 DSP 數位控制板上之 PWM 產生方式，以一個實例來推導換流器的增益。而在推導之前必須先將控制板內部數值尺規化關係作一清楚定義，其關係如表 3.1 所示。其中須注意的是，為了配合三角波峰值大小以產生正確 PWM

表 3.1 數值尺規化關係

實際電壓值	A/D 回授後 10 位元有號數值	正弦調變 信號值	PWM 切換脈寬
450 V	512	1000	100%
0 V	0	500	50%
-450 V	-512	0	0%

單相電路來分析與設計，同時可得轉換器之增益為

$$K_{PWM} = \frac{V_{dc}}{1000} \quad (3-11)$$

由以上分析可得出電源側電流命令之流程，如圖 3.3 所示。如圖中 $\sin \omega t$ 用以確保交流輸入電流 i_s^* 與電源電壓 $v_s(t) = V_m \sin \omega t$ 同步且同相或反相，故只需控制直流鏈電壓追隨其命令將可達成雙向功率轉換之目的。

3.2 電流迴路規格之設計與分析

3.2.1 影響電流漣波之因素

電流漣波的大小，往往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，因此必須將電流漣波值盡可能的降低。然而在定頻切換的操作狀況下，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式來降低電流漣波，因此在訂定系統設計規格時，必須做一整體考量。而一般影響電流漣波的因素有：直流鏈電壓、開關切換頻率以及電感值大小，底下便針對這幾點做一探討。

1. 電感值大小：交直流轉換器電路中，影響電流響應之主要元件為輸入側之濾波電感，電感值越大，電流漣波越小，但其相對應之響應也較慢。因此一般在決定電感值的大小時，均以下列三方面來做考量：一是對於系統電流頻寬的要求、二是總諧波失真要求、三是電流漣波大小要求。其間的取捨，則須根據系統之實際應用狀況而決定。

表 3.2 切換頻率的選擇對系統造成的影響

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
非線性失真	低	高

2. 開關切換頻率：開關切換頻率也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，但相對地切換損失也會隨之增加，而降低轉換器效率及增加散熱問題。因此開關切換頻率選擇所需考量的層面較廣，尤其在高功率系統的應用下，為了避免開關切換所造成的能量損失，及其所衍生出的元件散熱問題，通常使得系統必須操作於較低頻的切換狀況下，而此時電流漣波的問題勢必將做一犧牲。為了更加瞭解開關切換頻率的選取依據，在此將其對於系統所會造成的影響列於表 3.2。

3. 直流鏈電壓：直流鏈電壓會影響兩個因素，即電流漣波大小與與系統之暫態響應。由於系統於暫態響應時，需要提供足夠大的補償量來追隨參考命令，一旦直流鏈電壓不夠高時，則其所能產生之控制力也相對降低，同時也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將會有正面的影響。而由於轉換器輸出側電壓 v_p 之振幅即為直流鏈電壓之值，因此橫跨於電感上之電壓與輸入電壓源 v_s 即有以下的關係

$$v_L = v_s - v_p \quad (3-12)$$

其中 v_L 為橫跨於電感上之電壓。因此直流鏈電壓值越大，則電感上電壓變化也就越大而產生較大電流漣波。而合理之直流鏈電壓值應該多大，才能確保系統動態響應並對電流漣波影響降至最低？詳細設計部份於下一小節中說明。

3.2.2 最小直流鏈電壓推導

交直流電力穩定器架構為昇壓型轉換器，因此輸出直流鏈電壓可依設計者需求來調整而高於電源電壓，但是如何根據系統整體考量選出一適當值則是大家所關切的。在前一小節中敘述到，直流鏈電壓大小設計必須考慮系統暫態響應及電感電流漣波大小，除此之外，也必須將經濟因素納入其中，因為高的直流鏈電壓值不僅將會使得開關元件、電容、電感元件等電壓額定值提高而使成本增加，更會加大元件體積值而降低電能密度，因此直流鏈電壓上限值自然會受到經濟因素限制，然而其最低值為何？

在交直流轉換控制原理中強調，系統功率因數必須趨近為 1。不幸地是，若輸出直流鏈電壓設計太低，會造成脈寬調變產生過調變(overmodulation)，即調變指數大於 1，而無法達到單位功因目的。且假設交流電源側負載為二極體全橋式整流型式，則交流輸入電流 i_s 在未控制前含有大量的諧波成份，此時系統之操作模式需轉換成主動式電力濾波模式[22]-[26]，以改善交流電源側之輸入功率因數與降低交流輸入電流諧波。電源端輸入電壓為

$$v_s(t) = V_p \sin \omega t \quad (3-13)$$

其中 V_p 為峰值， ω 為角頻率。且假設負載電流

$$i_L = \sum_{n=1}^{\infty} I_n \sin(n\omega t + \theta_n) \quad (3-14)$$

其中 I_n 為第 n 次諧波峰值， θ_n 為第 n 次諧波相對於交流輸入電壓之相角。先取其基次諧波，可得

$$i_L = I_1 \sin(\omega t + \theta_1) + \sum_{n=2}^{\infty} I_n \sin(n\omega t + \theta_n) \quad (3-15)$$

而由(3-13)與(3-15)可得交流負載之瞬時功率

$$\begin{aligned} \tilde{p}_L(t) &= \frac{-V_p I_1}{2} \cos(2\omega t + \theta_1) \\ &+ \sum_{n=2}^{\infty} \frac{V_p I_n}{2} (\cos(n-1)\omega t + \theta_n) - \cos((n+1)\omega t + \theta_n) \end{aligned} \quad (3-16)$$

當交流電源為正弦波且輸入功率因數為 1.0 時，則交流負載所需之瞬時實功率 P_s 應由輸入電源所提供，其值為

$$P_s = V_p \cdot I_1 \cdot \sin^2 \omega t \cdot \cos \theta_1 \quad (3-17)$$

此時交流側之瞬時輸入電流 i_s 為

$$i_s = \frac{P_s}{v_s} = I_1 \cdot \cos \theta_1 \cdot \sin \omega t \quad (3-18)$$

又

$$i_s(t) = I_{sm} \sin(\omega t) \quad (3-19)$$

電源側輸入功率為

$$\begin{aligned} p_s(t) &= v_s(t) i_s(t) \\ &= \frac{1}{2} V_p I_{sm} - \frac{1}{2} V_p I_{sm} \cos(2\omega t) \\ &= P_s + \tilde{p}_s(t) \end{aligned} \quad (3-20)$$

又電容側功率為

$$p_c(t) = p_s(t) - p_L(t) \quad (3-21)$$

$$= P_s + \tilde{p}_s(t) - P_L - \tilde{p}_L(t) \quad (3-22)$$

$$= P_c + \tilde{p}_c(t) \quad (3-23)$$

穩態時電容側功率為輸入功率減負載所消耗功率

$$P_c = \frac{1}{2}(V_p I_{sm} - V_p I_1 \cos \theta_1) \quad (3-24)$$

以能量觀點，電容器在一個切換週期所儲存能量為

$$\frac{1}{2} C \nabla V_C^2 = (P_c - P_{loss}) \Delta t \quad (3-25)$$

故可求得電容器上，瞬間變化電壓

$$\Delta V_C = \sqrt{\frac{V_p I_{sm} - V_p I_1 \cos \theta_1 - 2 P_{loss}}{C}} \Delta t \quad (3-26)$$

將以下系統設計參數： $V_p=110\sqrt{2}$ V、 $I_{sm}=21.35$ A、 $P_{loss}=0$ W、 $P_L=1351$ W、 $C=2400$ μ F、 $L=0.5$ mH，切換頻率 24 kHz，代入上式可得 $\Delta V_{C(max)}=6.7$ V。將以上之參數代入實際電路中，並設定直流鏈電壓值為 400 V，利用PSIM模擬軟體建立此電路閉迴路控制架構，可得到如圖 3.4 之結果。當輸入電壓電流同相時，直流鏈電壓值保持在設計值 400 V，其 $\Delta V_{C(max)}=6.7$ V。而經由上述公式所推導之計算值與模擬所得結果也相當一致。

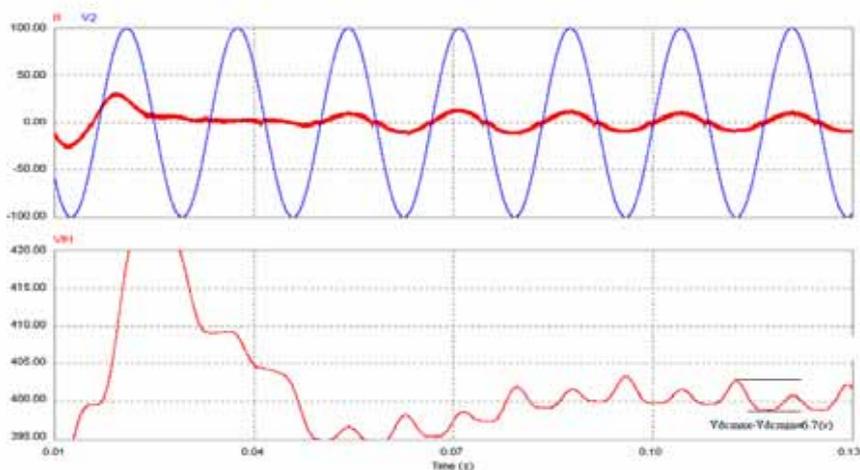


圖 3.4 最大直流鏈電壓值

3.2.3 電感值之設計

電感值設計時，常面臨兩難局面：即必須考慮如何降低電感值來增加系統暫態響應、降低系統成本及電能密度，同時又必須考量其所帶來電流漣波之增加，而使得總諧波失真指數惡化而影響供電品質。在本節中，電感值之設計是根據下列規則：首先根據系統暫態響應要求及總諧波失真值限制將電感設計值侷限在一範圍內，再由電流漣波大小去決定最後電感值大小，而使得上述設計考量得到一最佳響應。

1. 系統暫態響應要求：受到開關元件及直流輸出負載限制，直流輸出電壓不可能無限制的上升，因此也就不能保證電流迴路控制可以成功地追蹤到任何電流命令，而使得系統暫態響應受到限制。因此一旦直流電壓值與電感值決定後，交流端之最大電流變化率也會被固定下來。當考慮電源電壓為峰值時，若負載於此瞬間發生變化，則電感電流滑動率(slew rate)即在處在最小狀況，而此變動率可由下式得到

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_{dc}/2 - V_m}{L} \quad (3-27)$$

轉換器電感電流可表示為

$$i_L = I_m \sin \omega t \quad (3-28)$$

則最大電流變化率為

$$\max\left(\frac{di_L}{dt}\right) = \omega I_m \quad (3-29)$$

根據系統要求可知

$$L < \frac{V_{dc}/2 - V_m}{\omega I_m} \quad (3-30)$$

2. 總諧波失真量要求：當開關元件切換時，則轉換器端電壓 V_p 會有許多高階諧波產生，造成輸入電流含有諧波成分，因使用正弦脈寬調變方式，產生之高次諧波的頻率約在開關切換頻率之倍數附近，如表 3.3 所示，其偶次諧波與 3 倍數諧波並不存在。根據 IEC 1000-3 規定，當轉換器之短路電流與基頻電流比若小於 20 時，諧波量規定為輸入電流之總諧波失真必須小於 5%。若輸入電流之主諧波(I_{sh})成分大小為基本波(I_{s1})大小之 3% 時，則總諧波失真會小於或等於 5%，如下式所示

$$\hat{I}_{sh} = \frac{\hat{V}_{ph}}{h \omega L} = 3 \% \hat{I}_{s1} \quad (3-31)$$

表 3.3 諧波成分與調變指數關係

$\begin{matrix} m \\ h \end{matrix}$	$m_a=0.2$	$m_a=0.4$	$m_a=0.6$	$m_a=0.8$	$m_a=1.0$
1	0.122	0.245	0.367	0.490	0.612
$m_f \pm 2$	0.010	0.037	0.080	0.135	0.195
$m_f \pm 4$				0.005	0.011
$2m_f \pm 1$	0.116	0.200	0.227	0.192	0.111
$2m_f \pm 5$				0.008	0.020
$3m_f \pm 2$	0.027	0.085	0.124	0.108	0.038
$m_f \pm 4$		0.007	0.029	0.064	0.096
$4m_f \pm 1$	0.100	0.096	0.005	0.064	0.042
$4m_f \pm 5$			0.021	0.051	0.073
$4m_f \pm 7$				0.010	0.030

其中

$$h = m_f = \frac{f_s}{f_1} \quad (3-32)$$

$$I_{s1} = \frac{P_o}{\eta V_{s1}} \quad (3-33)$$

而根據表 3.4 可知，在調變指數 $m_a=0.2$ 時，因此

$$\hat{V}_{ph} = 0.116V_{dc} \quad (3-34)$$

綜合(3-30)與(3-34)可推得

$$L \geq \frac{3.87V_{dc}}{h\omega \hat{I}_{s1}} \quad (3-35)$$

綜合以上兩個設計概念可得到

$$\frac{3.87V_{dc}}{h\omega \hat{I}_{s1}} \leq L \leq \frac{V_{dc}/2 - V_m}{\omega I_m} \quad (3-36)$$

3. 電感電流漣波大小要求：週期性漣波波形可經由瞬間值減去基本波成分來得到，

在此先簡化單相轉換器如圖 3.5(a)所示。首先利用重疊定理將受控端電壓 v_p 與電感電流 i_L 基本波成分與諧波成分開

$$\begin{aligned} v_p &= V_p + \tilde{v}_p \\ i_L &= I_L + \tilde{i}_L \end{aligned} \quad (3-37)$$

圖 3.5(b)與(c)則分別表示基本波成分與諧波成份等效電路，由於

$$\tilde{v}_p = v_p - V_p \quad (3-38)$$

因此可得電流漣波為

$$i_L(t) = \frac{1}{L} \int_0^t v_p(\tau) d\tau \quad (3-39)$$

從上式可知，只要選取 t 為一切換週期時間由(3-38)與(3-39)可知，當電壓基頻波成分值為零時，電流漣波值最大，而上述之理論亦可以應用在三相電路之中來作為電感值設計之依據。即可利用穩態時電感充放電之能量轉換關係來計算電流漣波，並依上述理論根據來決定最後電感值大小。參考圖 3.3 可知，當上臂開關 S_1 導通時期切換責任比可計算如下

$$D_1 = \frac{T_{on}}{T_{sw}} = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{V_c}{V_{tri}} \right) \quad (3-40)$$

而下臂開關 S_2 導通週期

$$D_2 = 1 - D_1 \quad (3-41)$$

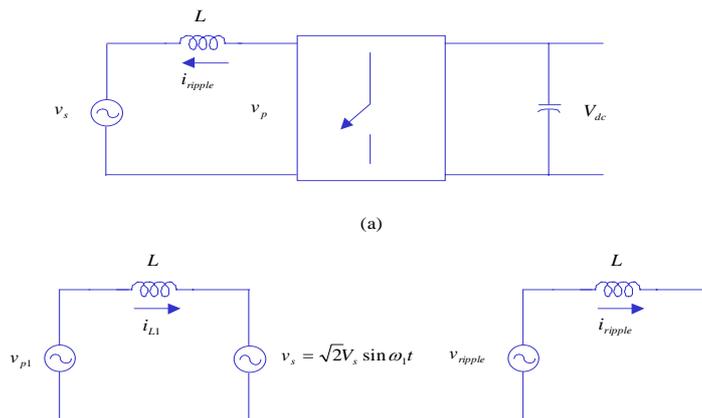


圖 3.5 單相轉換器(a)電路(b)基頻波成分(c)漣波頻率成分

由於開關切換頻率遠高於系統操作頻率，因此在開關導通時，可將電源電壓視為定值，且電感電流為線性增加。但在開關切換瞬間，因此

$$\Delta I_L = \frac{V_{dc} - V_s}{L} D_1 T_s \quad (3-42)$$

而根據前述之分析得知，當電源電壓為零即開關切換週期為 50% 時電流漣波最大，所以電流漣波值可用下式來作大致估計

$$i_{ripple,max} = \frac{V_{dc}}{4Lf_s} \quad (3-43)$$

將以下系統設計參數： $V_{dc}=400$ V、 $L=0.5$ mH，切換頻率 $f_s=24$ kHz，代入上式可得 $i_{ripple,max}=4.167$ A。將以上之參數代入實際電路中，利用 PSIM 模擬軟體建立此電路閉迴路控制架構，可得到如圖 3.6 之結果。由圖中可知，而經由上述公式所推導之計算值與模擬所得結果也相當吻合。

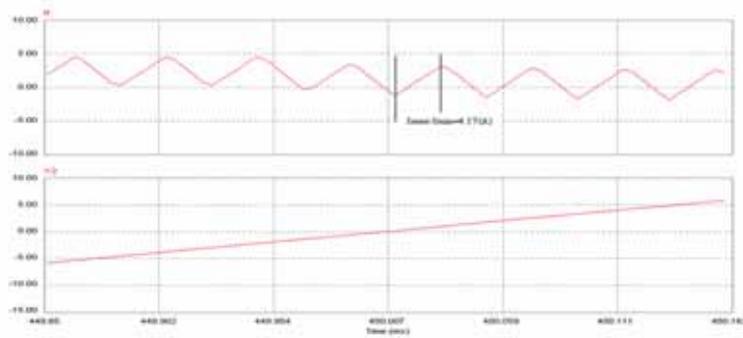


圖 3.6 輸入電流漣波模擬

3.3 電流迴路控制器設計

3.3.1 電流迴路控制系統架構

交直流電力穩定器的各種控制架構，採用預測型控制器，即是預測電流下一個切換週期的電流改變量，以決定送出之 PWM 開關調變命令，使得實際上之電流能追隨電流命令。此一控制迴路具有快速之響應，但其基本上是一個比例控制器，所以會有穩態誤差。本文，將採用預測型控制器，利用電壓訊號 V_s ，經過一衰減倍率後得到一峰值為 1 之同步正弦波形，再與電流峰值命令作乘積來得到電流命令，其優點在於電流命令之產生方式簡單而且直接，系統易於實現，但其缺點為對於輸入電壓之擾動則相當敏感。

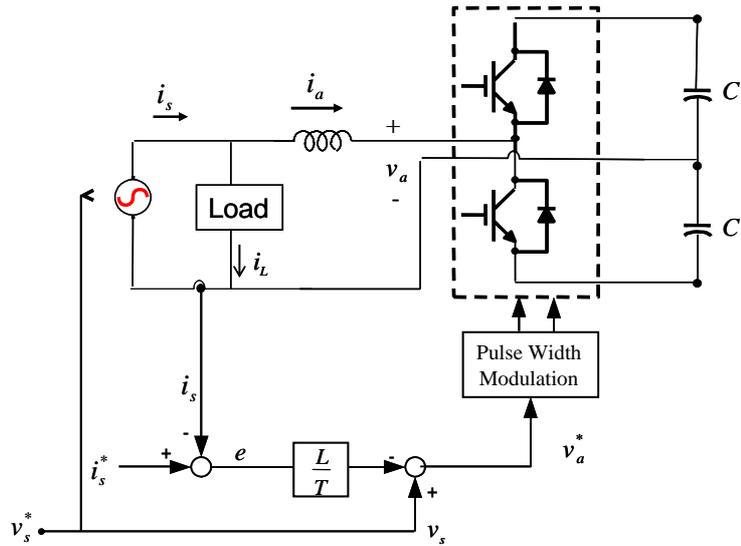


圖 3.7 單相交直流電力穩定器電流迴路

預測電流型控制器[27]-[33]，即是預測電流下一個切換週期的電流改變量，再藉由閉迴路控制的方式，使得電流在下一個取樣週期的瞬間，達到所要求的位置。首先，由圖 3.7 中之電感電流迴路上，得到電壓方程式如下：

$$v_a = v_s - L \frac{di_a}{dt} \quad (3-44)$$

其中 v_p 為經由 PWM 所產生的電壓控制命令， v_s 為輸入交流電源， i_a 為電感電流。(3-44) 中的微分項，在數位控制中並沒辦法實現，所以我們將此視為在很短的取樣週期內電感電流的改變量，因此微分項可改寫為

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{i_a^* - i_a}{T_{sw}} = \frac{i_s^* - i_s}{T_{sw}} \quad (3-45)$$

其中 i_a^* 為電感電流命令， T_{sw} 為電流迴路取樣時間。將(3-45)代入(3-44)可得

$$v_a = v_s - \left(K_p + \frac{K_I}{s} \right) (i_s^* - i_s) \quad (3-46)$$

因此便可利用(3-46)來實現調變開關之控制命令 v_a ，其中 K_p 為待求的電流迴路之比例控制增益， K_I 電流迴路之積分控制增益。圖 3.8 畫出電流迴路的方塊圖，這種設計方法控制架構簡單且易於實現。

3.3.2 電流迴路模型建立

利用時域分析的方式，可以容易的設計出電流迴路適當的比例積分控制器增益，然而為了作更進一步的分析探討，即希望能夠求出閉迴路轉移函數方塊圖。

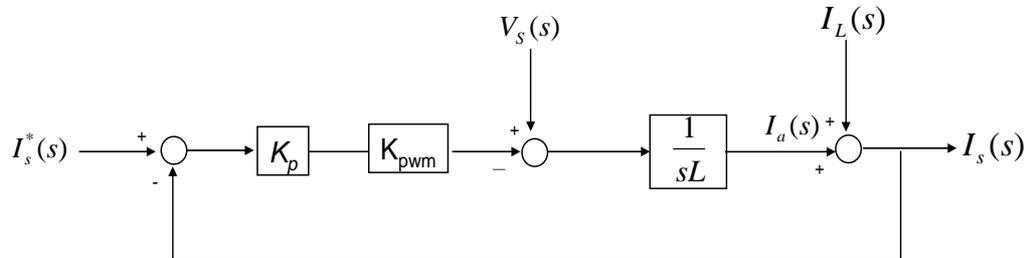


圖 3.8 電流迴路轉移函數方塊圖

3.3.3 電流迴路控制器分析與設計

數位式電流迴路可能操作在穩態與暫態兩種情形，若負載在穩態操作之下，此時電壓與電流值皆在極限值以下，所以可用電流迴路簡化模型直接在線性區內設計控制器。但負載若發生瞬間變動時，則電壓與電流值很容易超過極限值，因此必須考慮加入電壓與電流限制器於模型中，再行設計控制器。

而整個電流控制器設計步驟如下：

- (1) 求出系統在s-domain下之等效模型，利用Routh-Hurwitz穩定準則估計 K_p 穩定範圍值。
- (2) 將上述參數代入等效類比/數位模型中，利用系統頻寬決定 K_p 值。
- (3) 選擇適當 K_i 值來降低穩態誤差。
- (4) 決定濾波器頻寬。
- (5) 根據閉迴路頻寬，決定取樣頻率。

1. 估計 K_p 穩定範圍值

根據系統設計參數可得電流迴路在s-domain下之簡化模型，如圖 3.9 所示。假設電路在無飽合狀態下，電容輸出電壓 V_c 為 200 V，載波峰值電壓 V_{tri} 為 10 V，且電力穩定器輸出電壓 $v_a(t)$ ，PWM調變信號為 $v_m(t)$ ，則調變指數 K_{pwm} 可定義如下：

$$K_{pwm} = \frac{v_a(t)}{v_m(t)} = \frac{V_c}{V_{tri}} = \frac{200}{10} = 20 \quad (3-47)$$

利用Routh-Hurwitz穩定準則來決定系統穩定的 K_p 值。因此系統特性方程式

$$s + 40000K_p = 0 \quad (3-48)$$

Routh-Hurwitz 穩定準則方法如下：

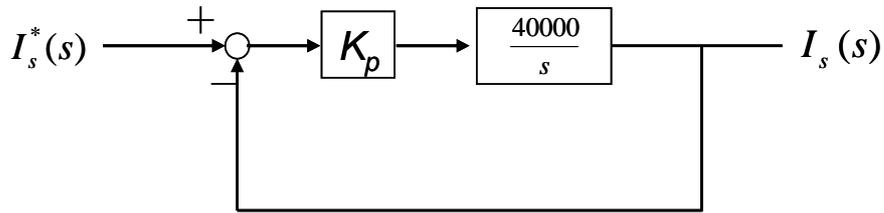


圖 3.9 電流迴路簡化模型圖

$$\begin{array}{ccc} s^1 & 1 & 40000K_p \\ s^0 & 40000K_p & \end{array}$$

所以系統穩定條件為

$$K_p > 0 \quad (3-49)$$

2. 利用系統頻寬決定 K_p 值

若圖 3.9 中之控制器為一單純比例增益控制，則系統頻寬為

$$\omega_{BW} = \frac{K_p \cdot K_{pwm}}{L} = 40000K_p \text{ rad/sec} \quad (3-50)$$

當系統頻寬要求為 3-4 kHz 時，根據上式及所選取電感值大小可得 K_p 值範圍為

$$0.471 \leq K_p \leq 0.628 \quad (3-51)$$

將上述所得之控制器參數範圍代入圖 3.9 中，可得到等效類比/數位混合模型。取 K_p 為 0.628，則可得系統頻寬為 4 kHz。為驗證系統頻寬，及穩定度。可由電流迴路根軌跡如圖 3.10，及電流迴路頻率響應圖如圖 3.11。而上述之控制器參數範圍為系統在線性操作區所推得，但實際系統中，為了考慮負載變化時之過電流保護，在比例積分控制器後加入一電壓限制器來限制開關最大工作週期。同時在電流回授時必須加入濾器，而濾波器加入會影響系統頻寬，產生訊號延遲，因此由(3-51)所得之控制器參數範圍在非線性操作區時，必須做適當修正。另外在電流步階暫態響應上，亦不允許有超越量(overshoot)產生。

根據上述兩項設計要求來決定 K_p 值。 $K_p=0.628$ ，則可得系統頻寬為 $f_c=4$ kHz。即可求出電流迴路轉移函數。

$$G_c(s) = \frac{i_s(s)}{i_s^*(s)} = \frac{K_p \cdot K_{pwm} / L}{s + K_p \cdot K_{pwm} / L} = \frac{25120}{s + 25120} \quad (3-52)$$

當系統操作在 60 Hz，其增益 $G_c(s)$ 約為 1，相角約為-0.89 度。故電流回路可完全追隨命令變化。

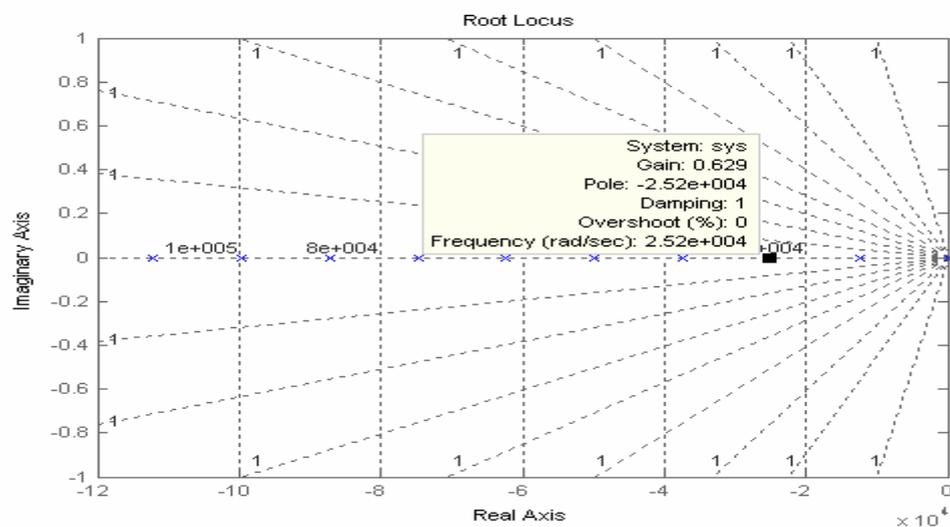


圖 3.10 電流迴路根軌跡

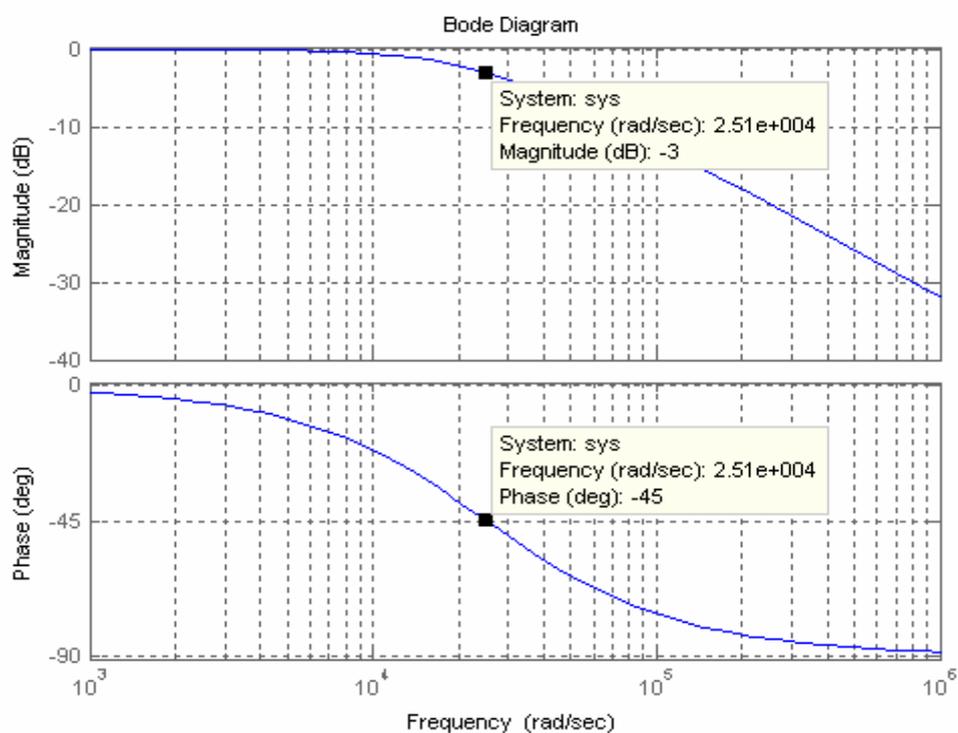


圖 3.11 電流迴路頻率響應圖

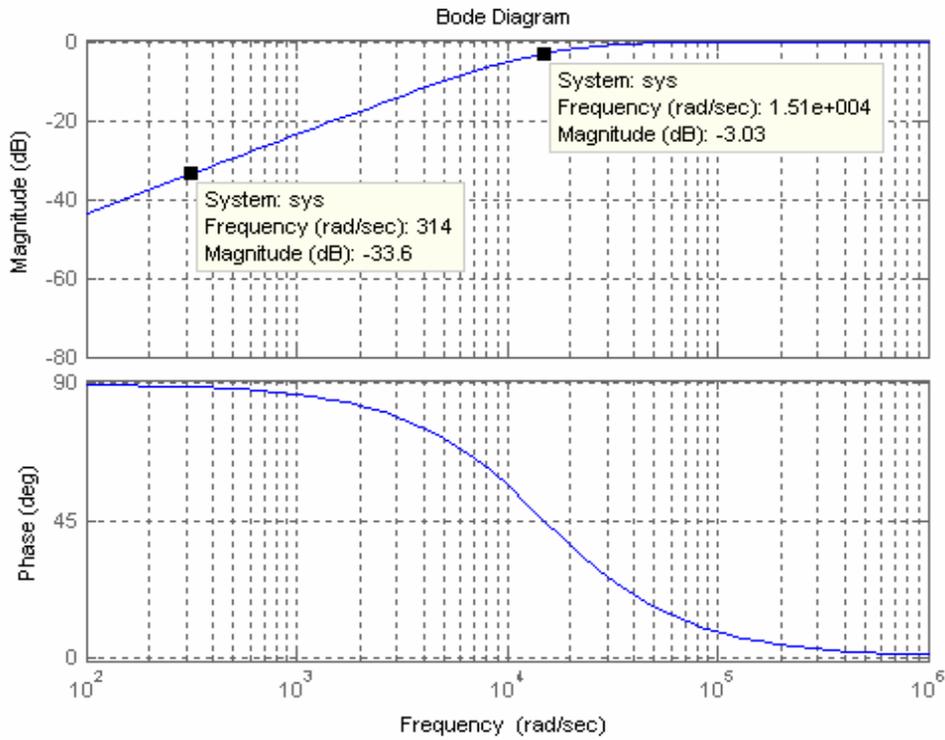


圖 3.12 負載電流對電源電流影響波德圖

3. 降低干擾量

由 K_p 值為 0.628 之條件下，如圖 3.8 影響 $i_s(s)$ 電流，尚有 $i_L(s)$ 及 $v_s(s)$ 因素，分別討論其干擾程度。首先，討論 $i_L(s)$ 及 $i_s(s)$ 其關係為

$$\frac{i_s(s)}{i_L(s)} = \frac{K_p \cdot K_{pwm} / L}{s + K_p \cdot K_{pwm} / L} = \frac{s}{s + 25120} \quad (3-53)$$

由圖 3.12 負載電流對電源電流影響波德圖可知，高通濾波特性，其轉角頻率 2404 Hz，若系統操作在 60 Hz，其增益約為 -33.6 dB (0.0208)。因此，負載電流對電源電流影響非常小。再討論討論 $i_L(s)$ 及 $v_s(s)$ 其關係為

$$\frac{i_s(s)}{v_s(s)} = \frac{1/L}{s + K_p \cdot K_{pwm} / L} = \frac{2000}{s + 25120} \quad (3-54)$$

由圖 3.13 電源電壓對電源電流影響波德圖可知，若電源電壓操作在 60 Hz，其增益約為 -17.6 dB (0.1318)，因此，電源電壓對電源電流干擾量小。故 $I_L(s)$ 及 $V_s(s)$ 干擾因素，可忽略不計。

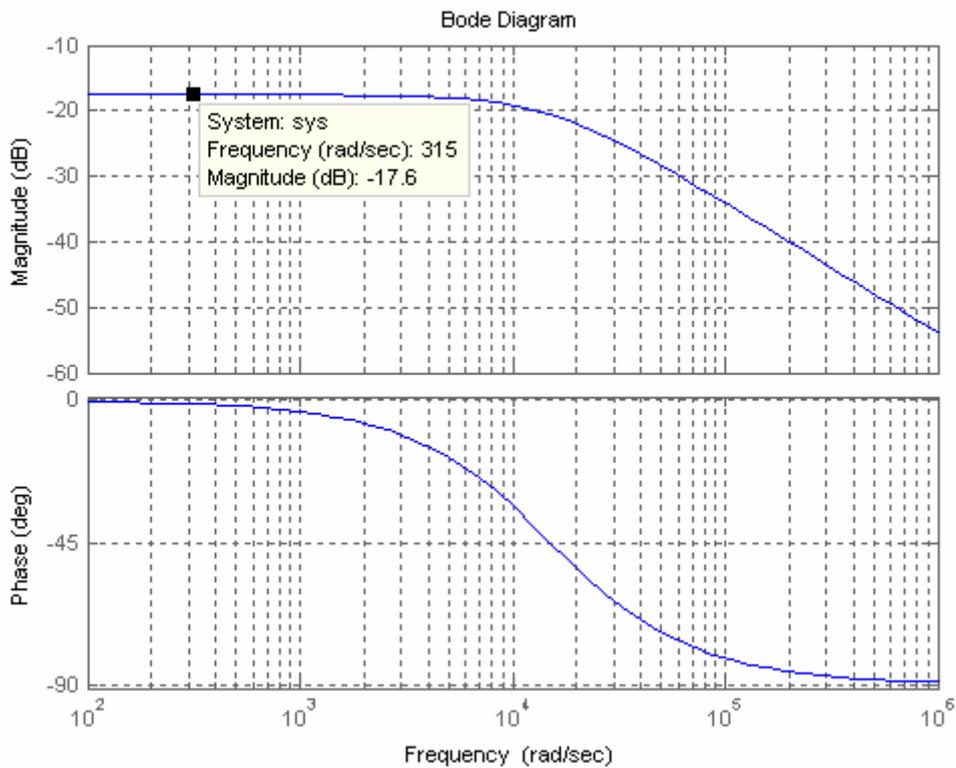


圖 3.13 電源電壓對電源電流影響波德圖



4. 決定濾波器頻寬

回授濾波器的主要目的在於濾除不必要的信號及外在因素造成的雜訊，使回授訊號免於雜訊干擾，但不當濾波器頻寬設計會影響系統暫態響應而產生震盪。因此低通濾波器截止頻率 f_{LP} 決定，需考慮幾個因素：一為須高於電流迴路頻寬 f_c ，以免影響電流響應，且要高於PWM信號的切換頻率 f_s ，讓電流漣波通過，如此才能對電感電流作同步取樣；另一考量為當濾波器頻率低與截止頻率 10 倍時，其相位仍有約 5.73 度的落後。因此決定濾波器截止頻率為 159 kHz可符合設計規格之需求。

5. 決定取樣頻率

在閉迴路控制系統中，系統取樣頻率的決定，通常可以依據系統的頻寬或上升時間來決定，太長的取樣時間會導致無法重建連續時間信號，太短的時間會增加計算負擔。由取樣頻率和系統閉迴路頻寬之間的關係為

$$6 \leq \frac{\omega_s}{\omega_b} \leq 40 \quad (3-55)$$

其中為 ω_s 取樣頻率，則為 ω_b 系統閉迴路頻寬。將所得之系統頻寬值代入(3-55)，可得到

取樣頻率之合理設計範圍值

$$6.25\mu s \leq T_s \leq 41.6\mu s \quad (3-56)$$

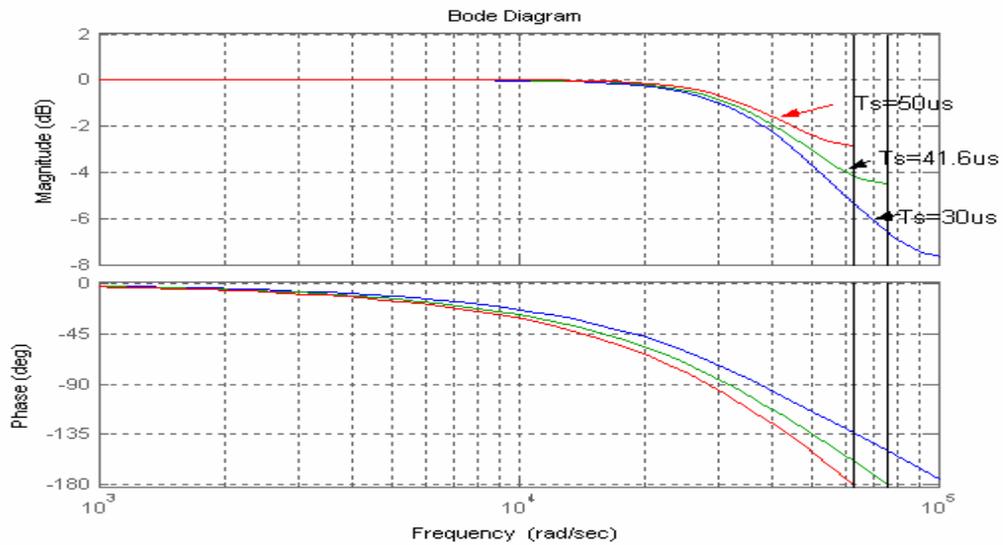


圖 3.14 取樣時間分別為 30、41.6、50 μ s 時之電流迴路頻率響應圖

在此選擇取樣時間分別為 30、41.6、50 μ s 電流迴路頻率響應圖，由圖 3.14 模擬結果可知當取樣時間以 41.6 μ s 較為適合。

3.4 電壓迴路分析

控制方式為多迴路控制法，類比式交直流電力穩定器整體控制架構如圖 3.15 所示。此控制架構包含電壓外迴路與電流內迴路。電壓外迴路主要以控制輸出電壓大小，使輸出電壓能保持於設定電壓值，有穩定電壓之調節功能，並可藉適當控制器設計改善系統之暫態與穩態響應。

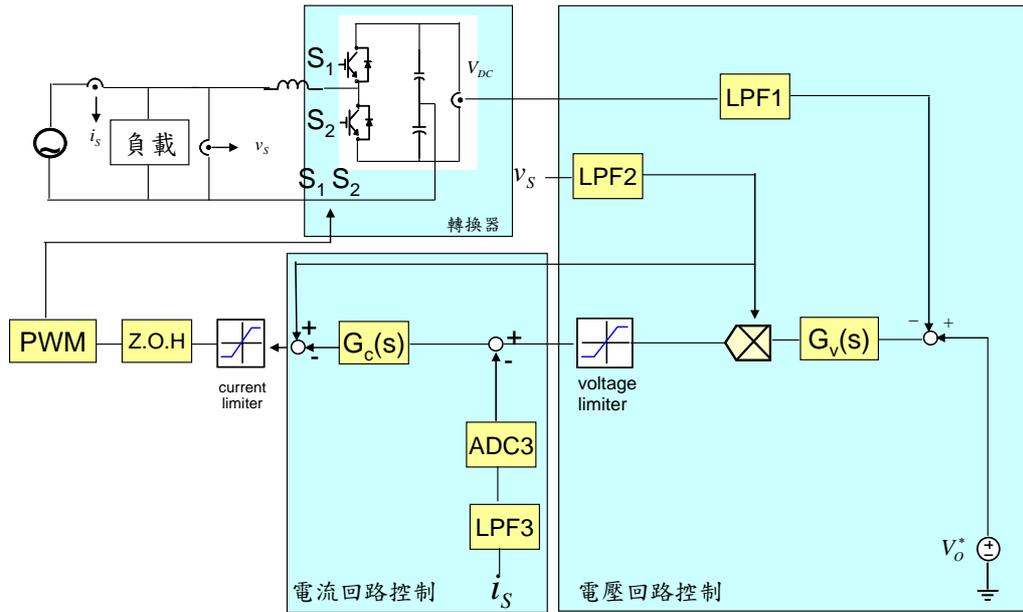


圖 3.15 類比式交直流電力穩定器系統方塊圖

一般在多迴路控制的系統中，外迴路控制所得的結果，即為內迴路之參考命令。然而交直流電力穩定器多迴路控制中，電壓外迴路控制後所得的值僅為內迴路電流命令之振幅，必須再乘上線電壓比例信號後，才能得到電流參考命令。本文所提出的互動式交直流電力穩定器的控制架構如圖 3.15。輸出直流電壓的誤差經過電壓回授控制器後，得到電流命令之振幅。而輸入之市電電壓經過單位化的過程後，即為電流命令之相位波形，兩者的乘積便是內迴路電流命令，將其結果與電源電壓之前饋補償量相加，得到電

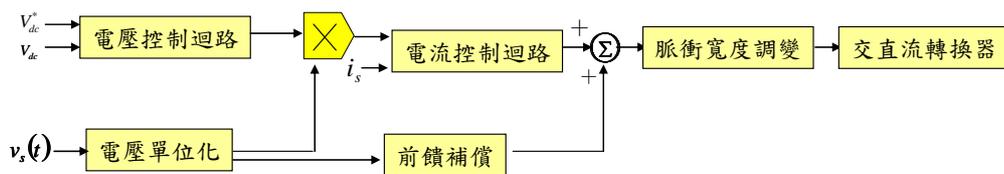


圖 3.16 電力穩定器之控制架構圖

流控制迴路命令。若假設輸入市電電壓為一理想之電壓源，那麼可以很明顯地看出，電壓外迴路之控制量若無法維持在一定值，將導致內迴路電流命令振幅產生波動，這個現象極易造成電流迴路之不穩定。

設計電壓迴路控制器，必須先求出受控體之等效轉移函數。由系統控制電路中，電壓迴路之受控系統包括了與輸入市電電壓相位之相乘、電流內迴路控制以及開關切換的

非線性因素等等，使得受控系統之等效轉移函數無法藉由傳統線性系統的方法求出。因此，本文提出由功率流向動態模型，推導電壓控制迴路與電流控制迴路解耦設計方式。

3.5 動態模型之推導

藉由小訊號模型推導的方式，可以求出電壓外迴路於操作點附近之等效動態模型，以便進行控制器之設計。假定忽略開關切換及電路中寄生元件所造成的功率損失，並假設輸入電壓與電流為同相位之正弦波且振幅為 I_{sm} ，交直流電力穩定器功率流向如圖 3.17，當得負載瞬時變化，電源供應實功率將立即變化。

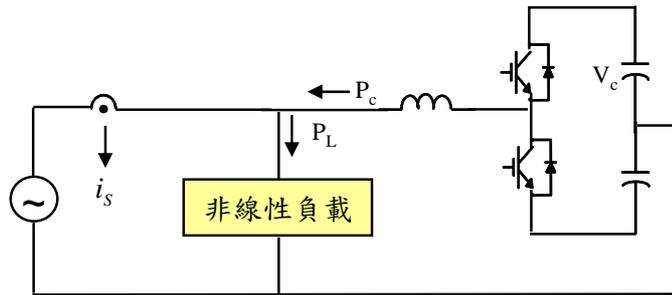


圖 3.17 交直流電力穩定器功率流向圖

當負載平衡，實功率流向可以表示為

$$\frac{1}{2}V_p I_{sm} = P_L - P_c \quad (3-57)$$

P_L ：負載消耗實功率

P_c ：由轉換器供應實功率

考慮負載變動，則實功率流向可以下表示為

$$\frac{1}{2}V_p (I_{sm} + \Delta I_s(t)) = -\Delta P_c(t) + \Delta P_L(t) + P_L \quad (3-58)$$

則變動負載下，轉換器供應實功率變動項，可表示為

$$\Delta P_c(t) = \Delta P_L(t) - \frac{1}{2}V_s \Delta I_{sm}(t) \quad (3-59)$$

$\Delta P_c(t)$ 不為零，由能量守恆的觀點，可以得到(3-56)之能量平恆關係式

$$\frac{1}{2}c(V_c + \Delta V_c(t))^2 - \frac{1}{2}cV_c^2 = -\int_0^t \Delta P_c(t) dt \quad (3-60)$$

其中 $\Delta V_c(t)$ 將遠小於 V_c ，則(3-57)方程式，可表示為

$$\frac{\Delta V_c(s)}{\Delta P_c(s)} = \frac{-1}{CV_c s} \quad (3-61)$$

則可得到實功率動態模型圖 3.18 交直流電力穩定器動態電壓控制迴路模型。

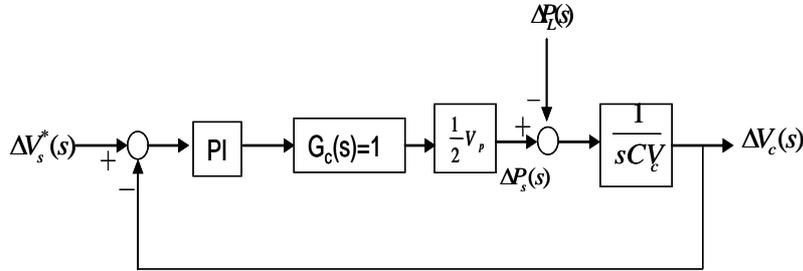


圖 3.18 交直流電力穩定器動態模型方塊圖

其中 $G_c(s)$ 為電流增益，由上章節得知，電流頻寬相較於電壓頻寬較大，對於電壓回路而言，可視為單位增益。

3.6 直流鏈電容值之設計

一般在間接式轉換器設計上，如傳統橋式二極體整流器，對於直流鏈電容值之選擇，考慮下列因素：額定漣波電流值、漣波電壓值、電壓額定值、大小及價格、及維持時間。然而本文所採用之交直流轉換器架構為一準直接式轉換器，主要直流鏈電容值決定因素為：在電壓控制迴路響應延遲期間內，直流鏈電容必須在所能允許之直流電壓變動下，提供負載所需之能量。也相較傳統主動式電力濾波器考慮視負載虛功率及諧波補償，需較大電容量設計。

直流鏈電壓值可表示為

$$v_{dc}(t) = V_{dc} + \tilde{v}_{dc}(t) \quad (3-62)$$

V_{dc} ：電容電壓值

$\tilde{v}_{dc}(t)$ ：電容漣波電壓

電源供應功率可表示為

$$P_s(t) = P_s + \tilde{p}_s(t) \quad (3-63)$$

$\tilde{p}_s(t)$ ：電源供應功率微小變化量

轉換器供應功率可表示為

$$P_c(t) = P_c + \tilde{p}_c(t) \quad (3-64)$$

P_c ：轉換器供應平均功率

$\tilde{p}_c(t)$ ：轉換器供應功率微小變化量

如圖 3.15 電容電流可表示為

$$i_{dc}(t) = I_{dc} + \tilde{i}_{dc}(t) + \hat{i}_{dc}(t) \quad (3-65)$$

I_{dc} : 電容電流平均值

$\tilde{i}_{dc}(t)$: 電容基本諧波電流值

$\hat{i}_{dc}(t)$: 電容高諧波電流值

為簡化分析，假設

- (1) 切換頻率很高，電容高諧波電流 $\hat{i}_{dc}(t)$ 很小，可忽略不計。
- (2) 電感所儲存能量，可忽略不計。
- (3) 穩態時，電容電壓值 V_c 將遠大於電容漣波電壓 $\tilde{v}_c(t)$ 。
- (4) 轉換器損失，可忽略不計。

穩態時

$$p_s - p_L = 0 \quad (3-66)$$

且 $P_c = 0$ 及 $I_{dc} = 0$ ，則平均電壓應為常數。

$$\begin{aligned} p_c(t) &= p_s(t) - p_L(t) \\ &= p_s + \tilde{p}_s(t) - p_L - \tilde{p}_L(t) \\ &= \tilde{p}_c(t) + \tilde{p}_c(t) \end{aligned} \quad (3-67)$$

$$p_c(t) = \tilde{p}_s(t) - \tilde{p}_L(t) \quad (3-68)$$

$$= \tilde{p}_c(t) \quad (3-69)$$

又 $\tilde{p}_c(t)$ 可表示為

$$\tilde{p}_c(t) = \sum_{n=1}^{\infty} p_n \cos(n\omega t + \phi_n) \quad (3-70)$$

且

$$V_{dc}(t)i_{dc} = \tilde{p}_c(t) \quad (3-71)$$

$$\tilde{i}_{dc}(t) \cong \frac{\tilde{p}_c(t)}{V_{dc}} \quad (3-72)$$

$$\tilde{v}_{dc}(t) = \frac{1}{C} \int_0^t \tilde{i}_{dc}(t) dt \quad (3-73)$$

$$\cong \frac{1}{C V_{dc}} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{p_n}{n\omega} \sin(n\omega t + \phi_n)$$

$$C \cong \frac{1}{\tilde{v}_{dc} V_{dc}} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{p_n}{n\omega} \sin(n\omega t + \phi_n) \quad (3-74)$$

由方程式得知，電容量取決於漣波電壓大小。若漣波電壓小於 30 V，則電容量須大於

1000 μF 。若取漣波電壓 $\tilde{v}_{dc}(t)=10\text{ V}$ 、 $V_{dc}=200\text{ V}$ 、 $P_n=1800\text{ W}$ 代入(3-74)取基本波，電容量為 2387 μF ，故本文電容量取 2400 μF 。

3.7 電壓迴路控制器設計

頻寬要求即為電壓控制器設計之依據。必須注意的是，電壓控制迴路所得量即為內迴路電流命令之振幅，由設計經驗，頻寬過大，響應太快會造成系統不穩定，頻寬過小，反而產生震盪。設計上考量，須由響應快慢決定。因輸出端上直流電壓具有 120 Hz 之漣波，為不讓此諧波之現象反應在電流命令之振幅，選定電壓頻寬約為 20 Hz 至 30 Hz，如此才能確保系統擁有較佳暫態響應與穩定度，響應延遲時間最小值會受限於電流控制迴路頻寬，因此所需直流鏈電容最小值也被決定。

輸出電壓響應於穩態時為一單純之直流量，因此電壓迴路應用 PI 控制方式，便可得到較佳的響應。然而電壓迴路之等效轉移函數會因系統操作點之不同而有所改變，因此控制器參數往往需要作適當的調整。為了因應這些無法掌握的因素，這裡 PI 控制器參數之設定將藉由類比/數位混合模擬之方式得出一組較佳的參數值，再於實作系統中進行適當的微調。而由於比例控制增益決定了系統的頻寬，積分控制增益則影響系統趨於穩定所需之安定時間，因此可將兩個控制器增益的設計分開來探討，因此整個電壓迴路控制器設計步驟即如同電流迴路設計時之步驟：

- (1) 求出系統在s-domain下之等效模型，利用Routh-Hurwitz穩定準則估計 K_p 、 K_i 穩定範圍值。
- (2) 將上述參數代入等效類比/數位模型中，利用系統頻寬決定 K_p 值。
- (3) 選擇適當 K_i 值來降低穩態誤差。
- (4) 決定濾波器頻寬。
- (5) 根據閉迴路頻寬，決定取樣頻率。

1. 估計 K_p 、 K_i 穩定範圍值

表 3.4 轉換器參數表

名稱	數值
V_p	155.56 V
C	2400 μF
V_{dc}	200 V

以上數值，代入圖 3.18 交直流轉換器電壓迴路動態模型，即得圖 3.19 交直流電力穩定器電壓迴路動態模型，由動態模型即可得知電壓迴路系統轉移函數。

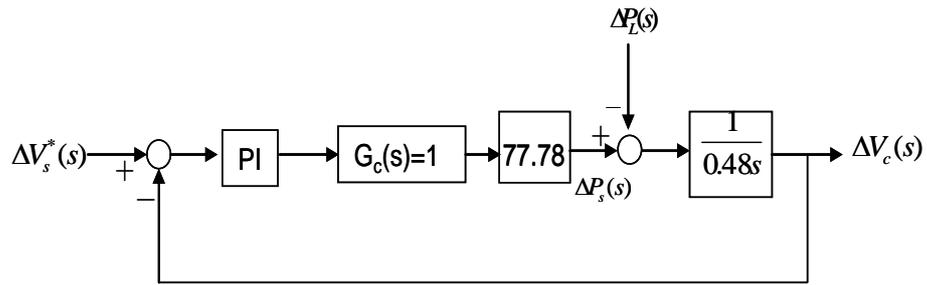


圖 3.19 交直流電力穩定器動態模型

$$\frac{\Delta V_{dc}}{\Delta V_{dc}^*} = \frac{(K_p + \frac{K_i}{s}) \cdot \frac{1}{2} V_p \cdot \frac{1}{s C V_c}}{1 + (K_p + \frac{K_i}{s}) \cdot \frac{1}{2} V_p \cdot \frac{1}{s C V_c}} = \frac{77.78 K_p s + 77.78 K_i}{0.48 s^2 + 77.78 K_p s + 77.78 K_i} \quad (3-75)$$

根據圖 3.19 之簡化電壓迴路系統轉移函數方塊圖，可得電壓迴路在s-domain下之簡化模型。利用Routh-Hurwitz穩定準則來決定系統穩定的 K_p 、 K_i 值。因此系統特性方程式

$$s^2 + 162.04 K_p s + 162.04 K_i = 0 \quad (3-76)$$

Routh-Hurwitz 穩定準則方法如下：

s^2	1	$162.04 K_i$
s^1	$162.04 K_p$	
s^0	$162.04 K_i$	

所以系統穩定條件為

$$K_p > 0, \quad K_i > 0 \quad (3-77)$$

2. 利用系統頻寬決定 K_p 值

若圖 3.19 中之控制器為一單純比例增益控制，則系統頻寬約為

$$B.W \cong 162.04 K_p \quad (3-78)$$

當系統頻寬要求為 20~30 Hz時，根據上式可得 K_p 值範圍為

$$0.77 \leq K_p \leq 1.16 \quad (3-79)$$

將上述所得之控制器參數範圍代入圖 3.19 中，可得到等效類比/數位混合模型。而為了考慮負載變化時之過電壓保護，於比例/積分控制器後加入一電流限制器來限制送入電流迴路之最大電流命令值。另外在電壓步階暫態響應上，亦不允許有超越量(overshoot)產生。以下即根據上述兩項設計要求來決定 K_p 值。在此選擇 K_p 值分別為 0.5、1.16、1.7 來進行時域及頻域之分析，及 K_i 為 1。圖 3.20 為此電壓迴路之步階響應模擬，此時電壓命令為 200 V，由響應圖中發現， K_p 值在 0.5，此時頻寬約為 13 Hz，由於頻寬太小，以致會產生超越量，因此 K_p 設計值必須於(3-76)範圍較適當。接下來則考慮系統頻寬要求，由圖 3.21 電壓迴路頻率響應圖模擬結果可知，當 K_p 值為 1.16 時系統頻寬約為 30 Hz，，因此選定 K_p 值為 1.16 即可符合系統所需。

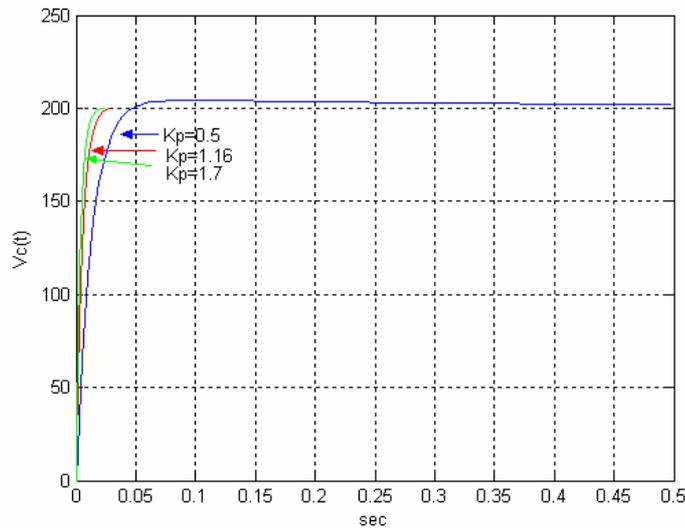


圖 3.20 K_p 值分別為 0.5、1.16、1.7 之電壓迴路步階響應圖

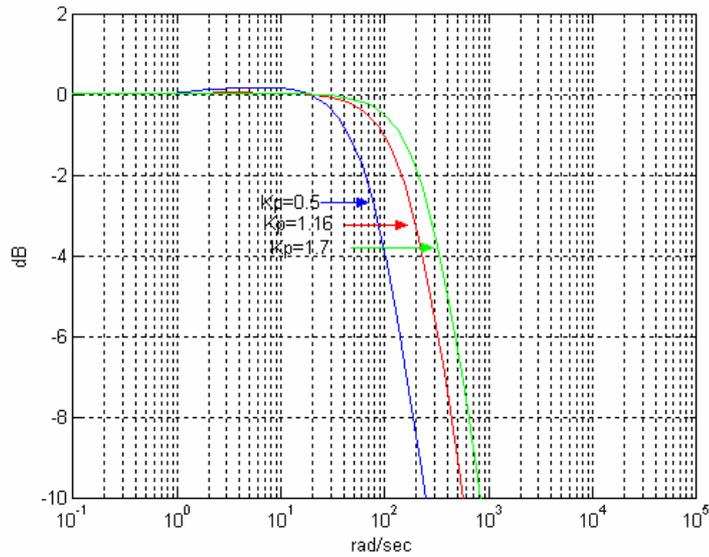


圖 3.21 K_p 值分別為 0.5、1.16、1.7 之電壓迴路頻率響應圖

3. 選擇適當 K_i 值來降低穩態誤差

在 K_p 值為 1.16，系統頻寬為 30 Hz，今加入 K_i 積分器，為較小安定時間，選較大 K_i 值，降低 K_p 值。今分別取為 K_p 為 1.08、 K_i 為 12 加入系統後的響應。由圖 3.22 電壓迴路頻率響應圖可知系統頻寬 26 Hz 值及圖 3.23 電壓迴路步階響應圖，考量動態特性，及消除穩態誤差，選 K_p 值為 1.08， K_i 值為 12 是個合理設計。

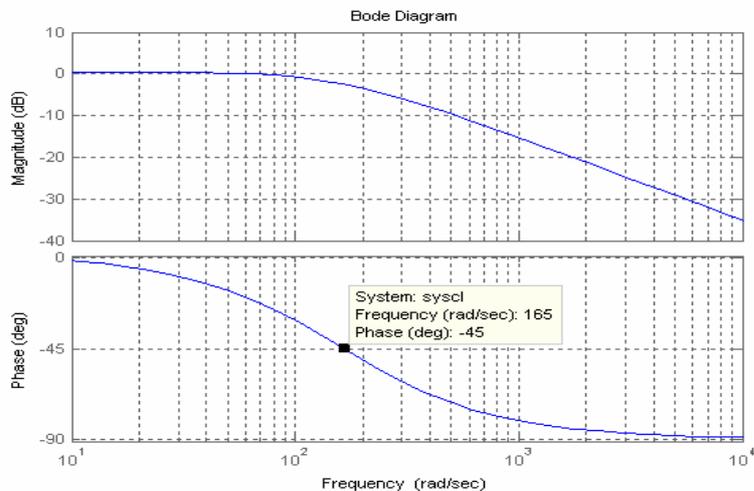


圖 3.22 K_p 為 1.08、 K_i 值為 12 電壓迴路頻率響應圖

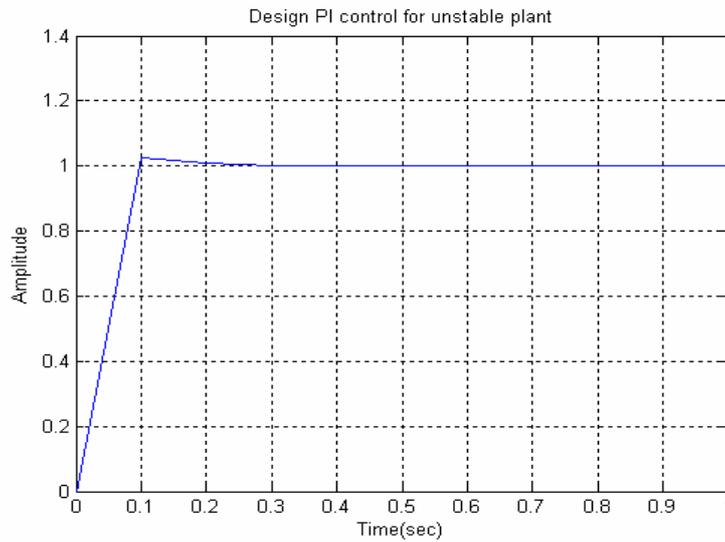


圖 3.23 K_p 為 1.08、 K_i 值為 12 電壓迴路步階響應圖

4. 決定濾波器頻寬

回授濾波器的主要目的在於濾除開關切換所造成之漣波，使回授訊號免於雜訊干擾，但不當濾波器頻寬設計會影響系統暫態響應而產生震盪。因此，為濾除電容上有 120 Hz 漣波電壓。低通濾波器截止頻率 f_{LP_V} 設計，必須高於電壓迴路頻寬 f_v ，以免影響電壓響應，且要低於 120 Hz 漣波頻率。因此可將此低通濾波器截止頻率 f_{LP_V} 設計在電壓迴路頻寬 f_v 與電流迴路濾波器截止頻率 f_{LP_C} 的幾何平均值，即

$$\begin{aligned}
 f_{LP_V} &= \sqrt{f_v \times f_{LP_C}} \\
 &= \sqrt{30 \times 120} \\
 &= 60 \text{ Hz}
 \end{aligned}
 \tag{3-80}$$

若設定的截止頻率無法將電壓漣波有效濾除時，則必須再降低截止頻率，但必須注意的是，若截止頻率過低，會使電壓響應變慢，產生嚴重的衰減與相位落後，進而影響電壓迴路之響應。

5. 決定取樣頻率

在電壓迴路中，系統取樣頻率決定，會影響電流迴路響應，取樣時間太短，造成計算負擔；取樣時間太長，造成信號無法連續，影響電流迴路穩定度。且控制器所輸出補償控制力便有較大延遲，使響應變差。而且對積分器而言，取樣時間變長，每次補償積

分器增益亦變大，容易產生震盪在此選擇取樣時間分別為 1000、2000、2500 μs 做步階響應測試。模擬方法如同電流迴路，結果可知當取樣時間為 2500 μs 時較為適合。另外必須注意的是，取樣時間與切換頻率最好成整數倍關係來避免低次諧波產生。至此已將電流迴路及電壓迴路控制器設計完成，為了更加明瞭整體系統之間的關係，將系統完整之轉移函數繪於圖 3.24。

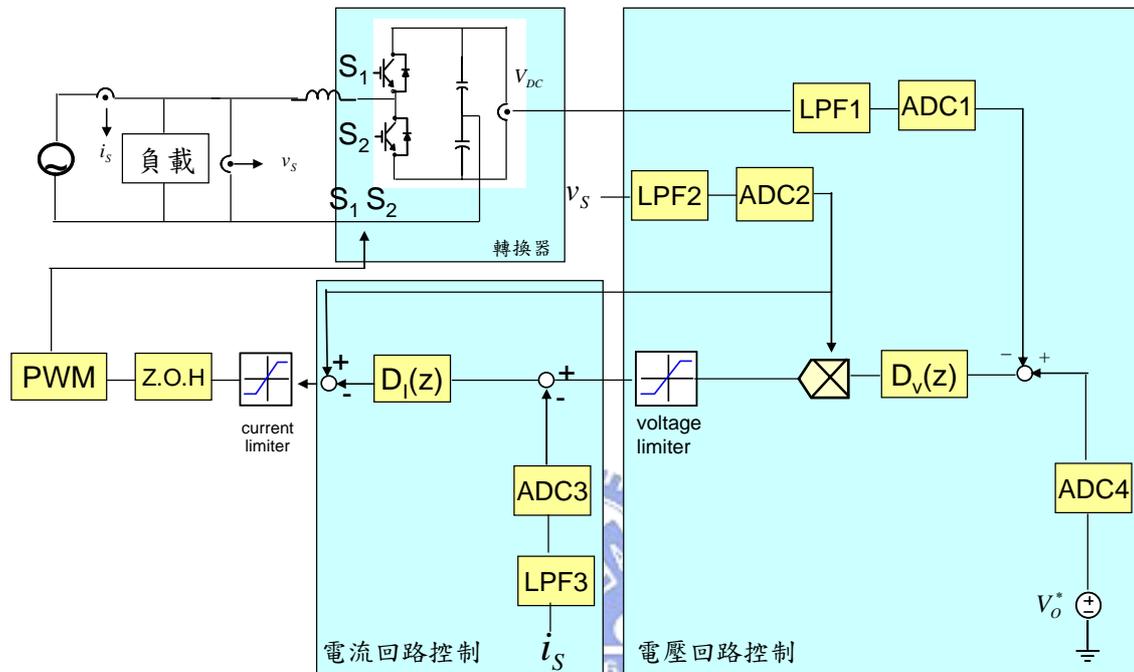


圖 3.24 數位化交直電力穩定器系統方塊圖

表 3.5 系統參數

參數名稱	數值	參數名稱	數值
L	0.5 mH	LPF3 頻寬	159 kHz
C	2400 μF	ADC3	-1024~+1024
LPF1 頻寬	60 Hz	Z.O.H 取樣頻率	24 kHz
ADC1	0~+1360	Current limiter	-417~+417

第四章 控制迴路之模擬

應用與市電並聯交直流電力穩定器，對穩態及暫態線性及非線性負載進行模擬與分析[34]，並在負載量瞬時變化下，觀測其類比控制與數位控制實驗結果，電容直流漣波平均電壓是否定值，輸入電壓與輸入電流是否同相。改善近年來，半導體蓬勃發展，計算機系列負載，所造成電流諧波，影響市電供應品質，維持功率因數為 1.0。

4.1 非線性負載分析

本文採用非線性負載，為二極體全波整流電路，如圖4.1所示，由一組全橋式整流器與電感、電容所組成，此種裝置用於交直流轉換的直流電源供應器上，其中 R 為等效直流負載電阻，二極體為全波整流電路，且二極體於順向偏壓時會自然換向，此將使電源側電流含有較大之低次諧波，依據其自然換向之特性，整流電路可簡化為

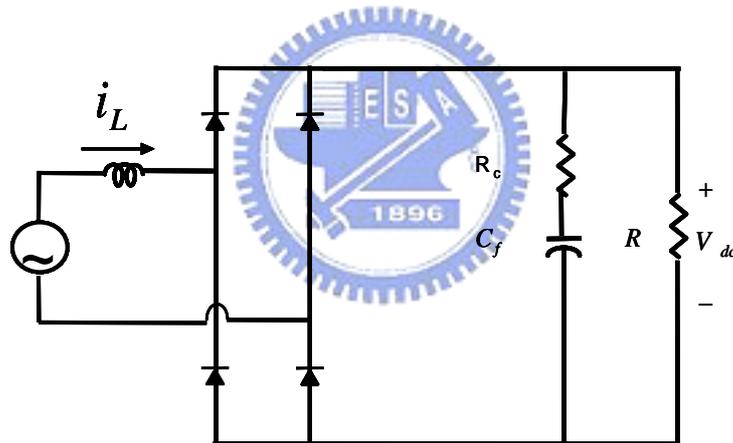


圖4.1 整流性負載

圖4.2的等效電路，此電路包含電源電壓、二極體、電感及電容。當電源側的電壓絕對值大於負載端電壓時，則二極體導通，反之，二極體截止。由此可推導出此非線性負載的狀態方程式為：

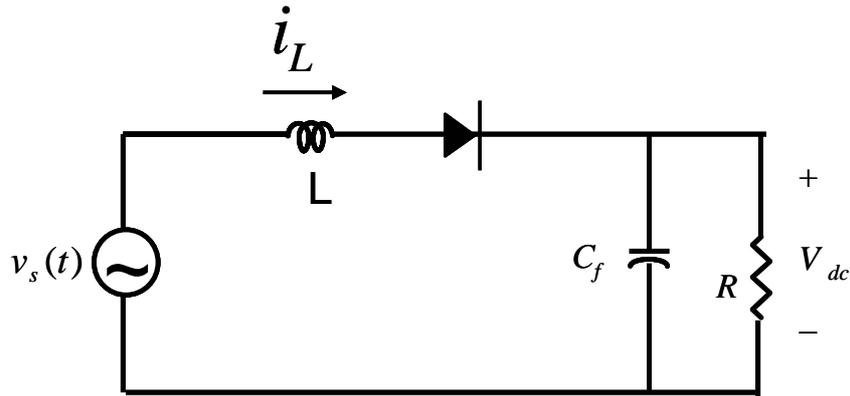


圖 4.2 整流性負載之等效電路

$$L \frac{d}{dt} i_L = |v_s(t)| - V_{dc} - 2v_d \quad , \text{若 } |v_s| > V_{dc} \quad (4-1)$$

$$= 0 \quad , \text{若 } |v_s| < V_{dc} \quad (4-2)$$

$$C_f \frac{d}{dt} V_{dc} = i_L - \frac{V_{dc}}{R} \quad (4-3)$$

其中 v_d 為二極體順向壓降。為使交直流電力穩定器，能有較佳響應，首先，對非線性負載模擬，分析電流諧波，以利電流控制迴路補償。今對特定二極體全波整流器之電路，額定 2 kVA 容量，不同負載下，進行模擬。元件電路參數為表 4.1：

表 4.1 電路參數表

參數名稱	數值
v_s	110 V(rms)
f	60 Hz
L	2 mH
C	1600 μ F
R_c	0.3 Ω

1. $R=14.2 \Omega$ ($CF=2.5$) 將表 4.1 參數值，代入非線性負載圖 4.2，測電源電流波形，電流諧波波形，電容電壓波形，供將來降低電源輸入電流 THD 參考。如圖 4.4 電源電流諧波波形得知其電流含有高次 3 倍數諧波，電容漣波電壓約為 5 V。

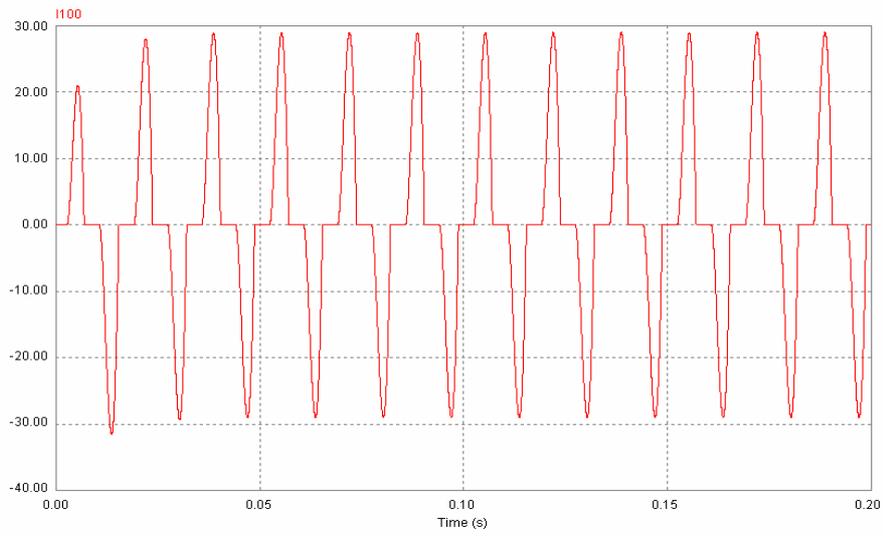


圖4.3 電源電流波形

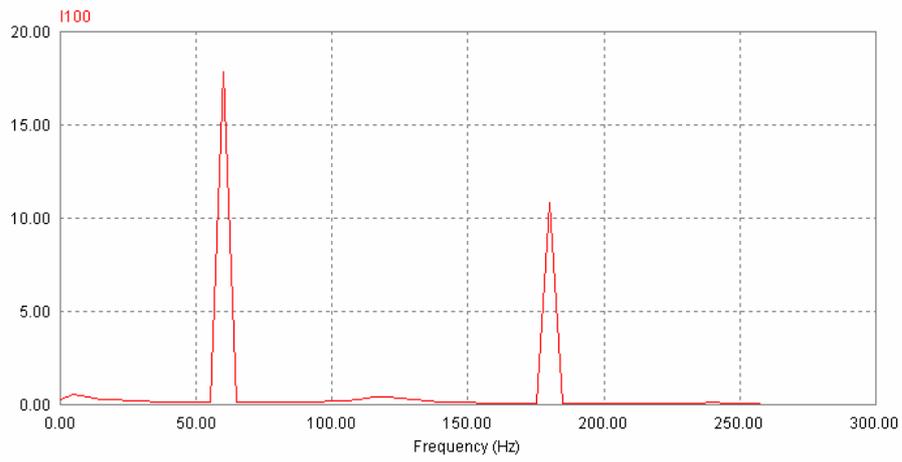


圖4.4 電源電流諧波波形

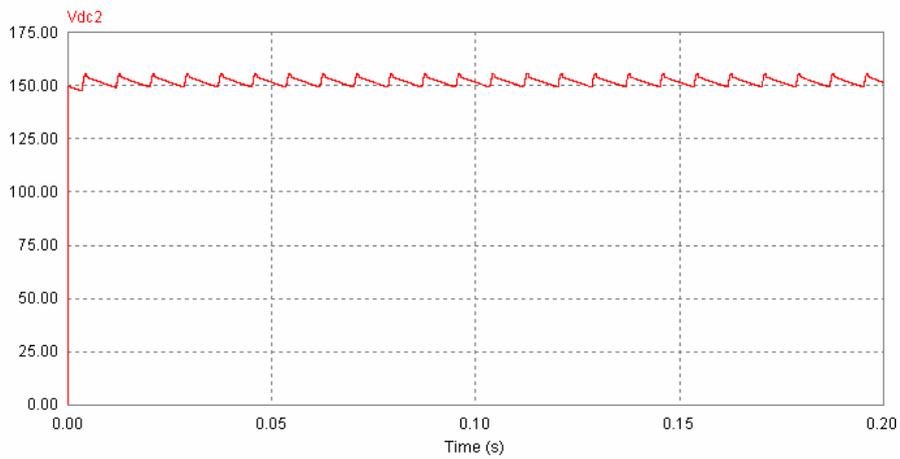


圖4.5 電容電壓波形

2. $R=28.4\Omega$ 非線性負載變化為半載模擬，測電流波形、電流諧波、電容電壓波形，供將來降低電源輸入電流THD參考。由圖4.7可知負載電流並非弦波，含有極高之諧波成分，

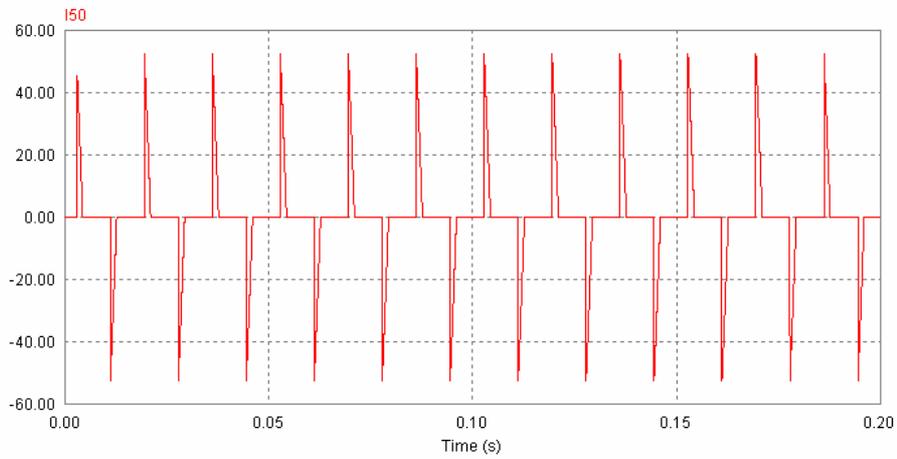


圖4.6 電源電流波形

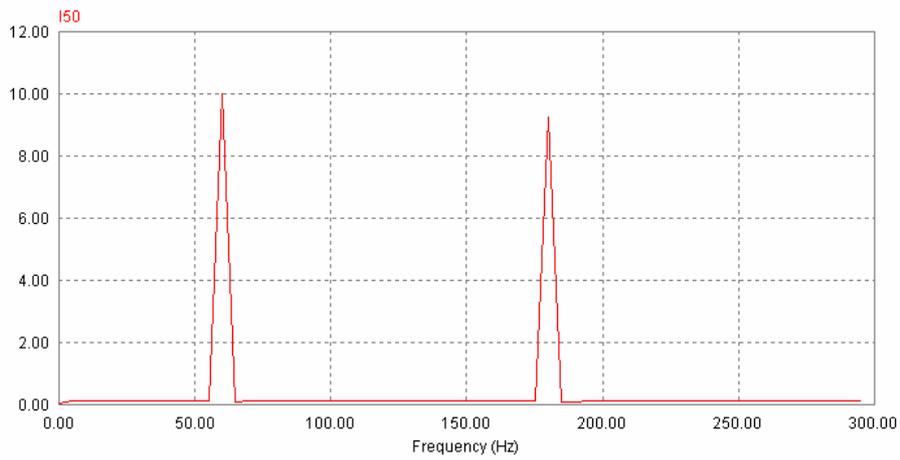


圖4.7 電源電流諧波波形

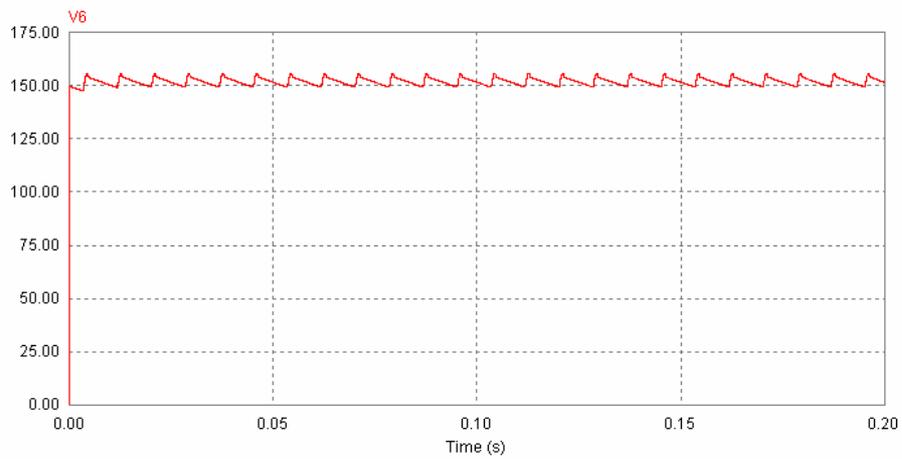


圖4.8 電容電壓波形

此乃因二極體自然換向之特性所致。電流之頻譜，即含有第三、五、七、九、... 等次數諧波成分。此二極體全波整流負載並不符合電流諧波管制標準。本文乃針對此非線性之負載，藉由並聯互動式交直流穩定器功率因數修正控制，可以消除電源側之諧波電流、改善功率因數，提昇電力品質。

4.2 轉換器類比電路分析

圖 4.9 類比式互動式交直流穩定器電路控制架構，對線性與非線性負載，滿載容量 2 kVA，由前章設計控制器參數值，以不同負載下，進行模擬與分析，且輸出電容連波電壓設定為 400 V。

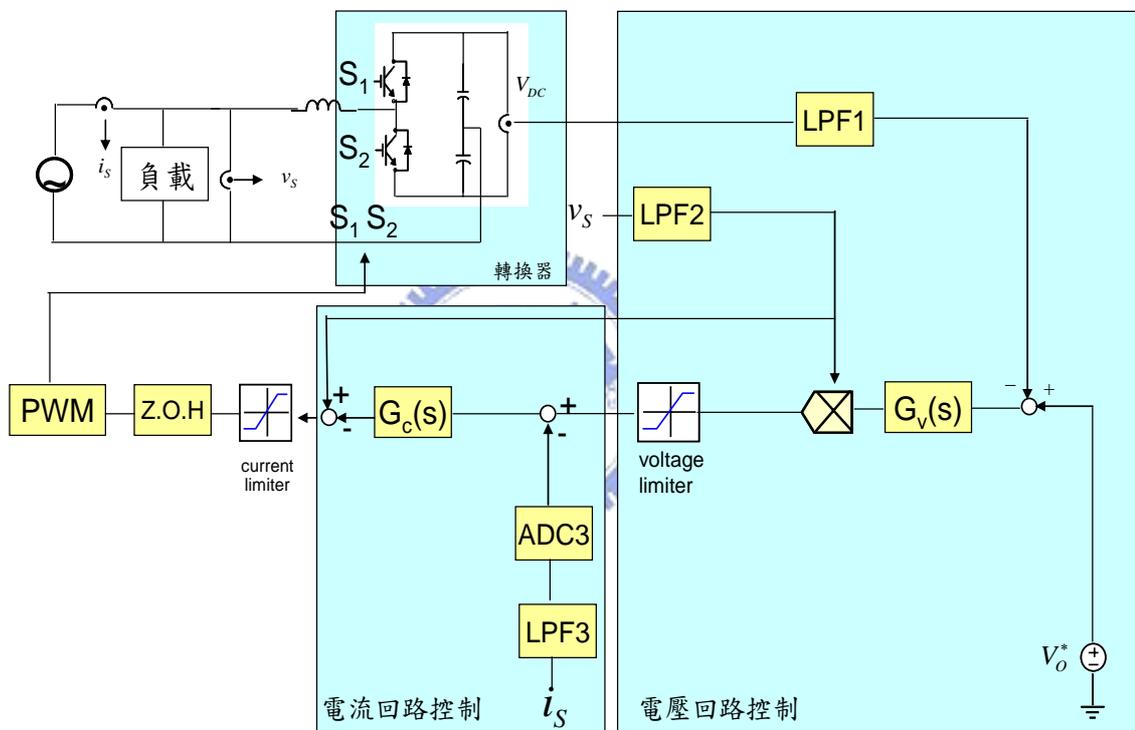


圖 4.9 類比式交直流電力穩定器控制架構

1. $R=14.2\Omega$ ($CF=2.5$)非線性負載滿載模擬，測輸入電壓波形、輸入電流波形、轉換器電流波形、負載電流，判斷輸入電壓電流是否同相，輸出電容平均電壓連波是否達設定條件。由圖 4.10 及圖 4.11 可知藉由交直流電力穩定器，對非線性負載，能改善電流波形，使其能與市電電壓同相，改善輸入電力品質，功率因數可維持 0.99 以上。且由圖 4.11 可知對輸出電容平均電壓，亦能維持設定值 400 V。

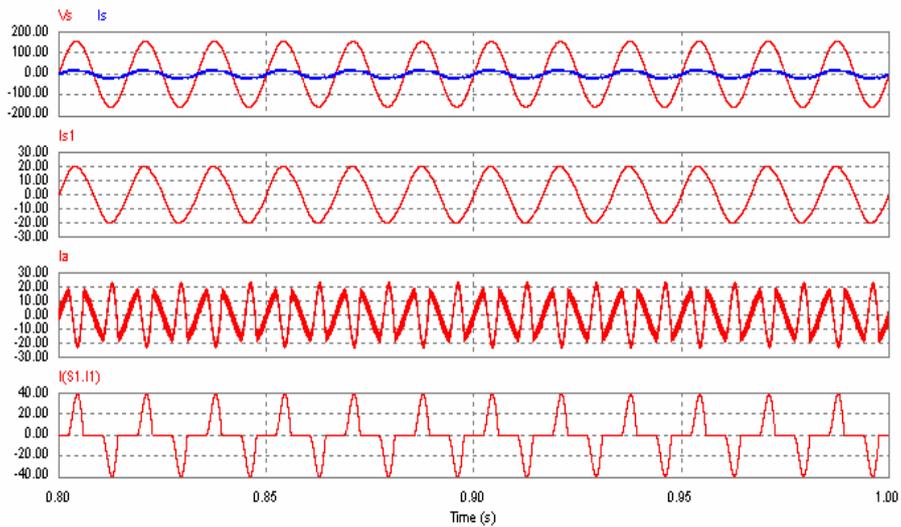


圖 4.10 輸入電壓波形、輸入電流波形、轉換器電流波形、負載電流

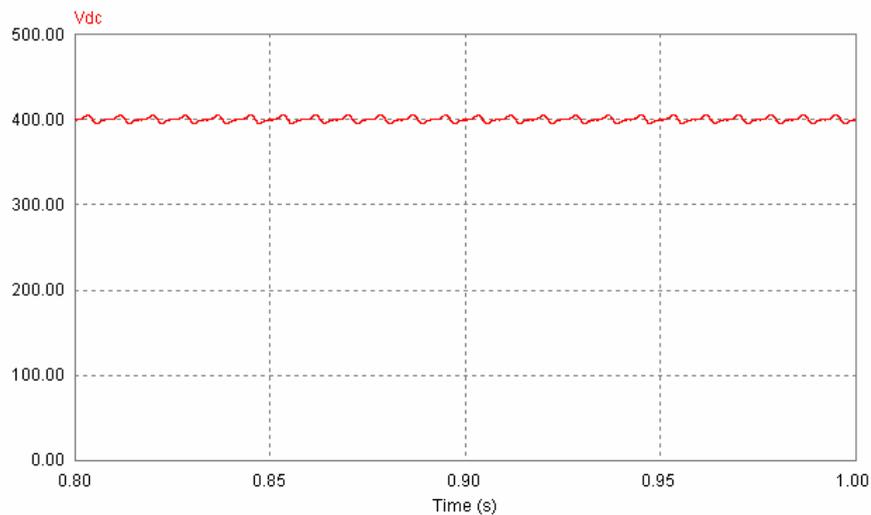


圖 4.11 輸出電壓波形

4.3 穩定器數位電路分析

圖 4.9 類比式交直流電力穩定器控制架構，類比與數位訊號轉換，採用 Backward Euler 演算法得控制器參數值如圖 4.12 數位式交直流電力穩定器控制架構，應用數位訊號處理器於電源轉換控制，可以達到快速取樣效果，降低回授延遲，得到精確的電壓與電流回授信號，同時，也可避免元件老化、特性漂移的現象，以及可實現較複雜的控制演算法等優點。現在對非線性負載，滿載容量 2 kVA，採用數位式交直流電力穩定器控制架構進行模擬與分析，且輸出電容漣波電壓設定為 400 V。

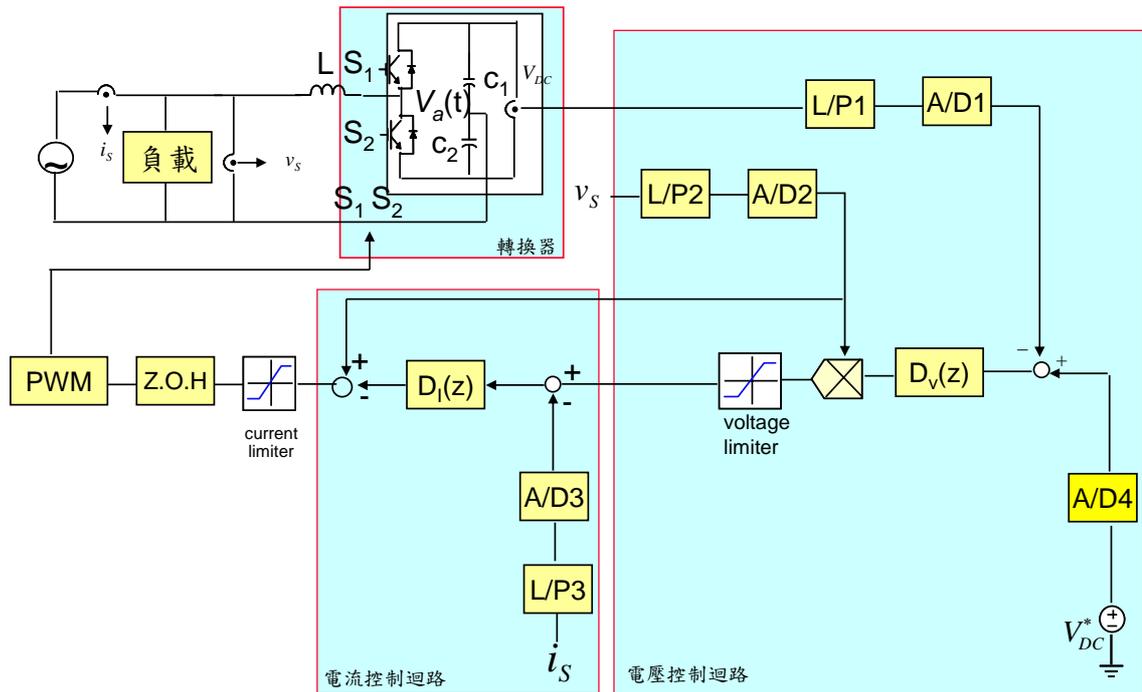


圖 4.12 數位式交直流電力穩定器控制架構

1. 首先對線性負載 $R=14.2\Omega$ 進行模擬。觀察輸入電壓與電流波形、輸入電流波形、轉換器電流波形、負載電流如圖 4.13。由圖中可知，輸入電壓與電流波形同相，轉換器電流有效值為 2.2 A。

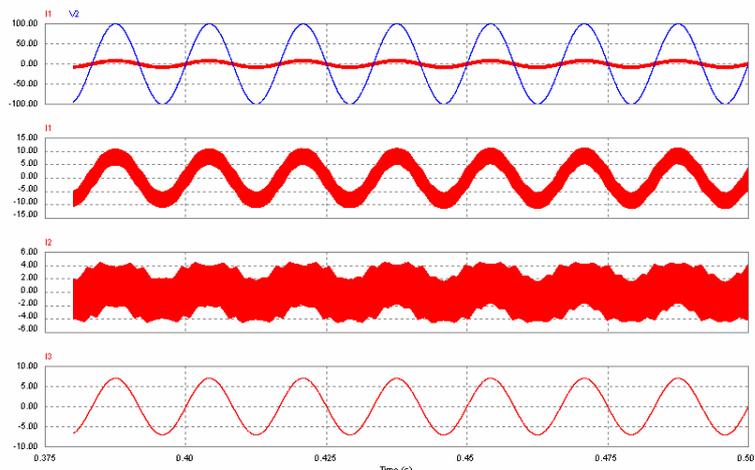


圖 4.13 輸入電壓與電流波形、輸入電流波形、轉換器電流波形、負載電流波形

2. 對線性負載 $R=14.2\Omega$ 在時間為 0.4 秒再加入負載 $R=5\Omega$ ，追蹤電流變化，進行模擬。觀察輸入電壓與電流波形、輸入電流波形、轉換器電流波形、負載電流如圖 4.14。由圖

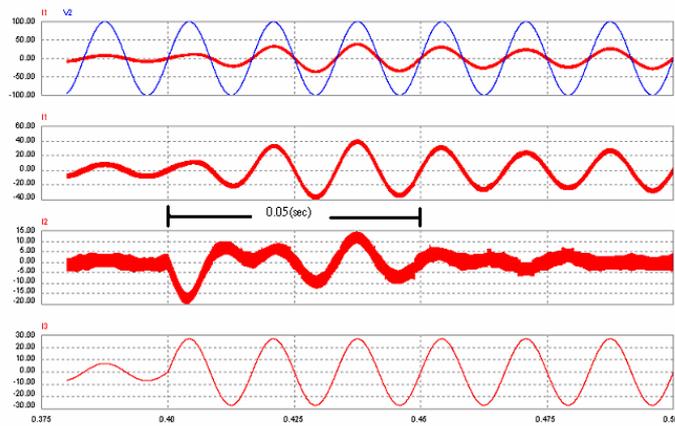


圖 4.14 輸入電壓與電流波形、輸入電流波形、轉換器電流波形、負載電流波形
 中可知當 0.05 秒內可恢復穩態。輸入電壓與電流波形仍維持同相。接著，探討負載變化
 對電容漣波電壓影響，如圖 4.15，由圖中知負載變化下電容漣波電壓下降 15 V。且在
 0.05 秒內恢復穩態。

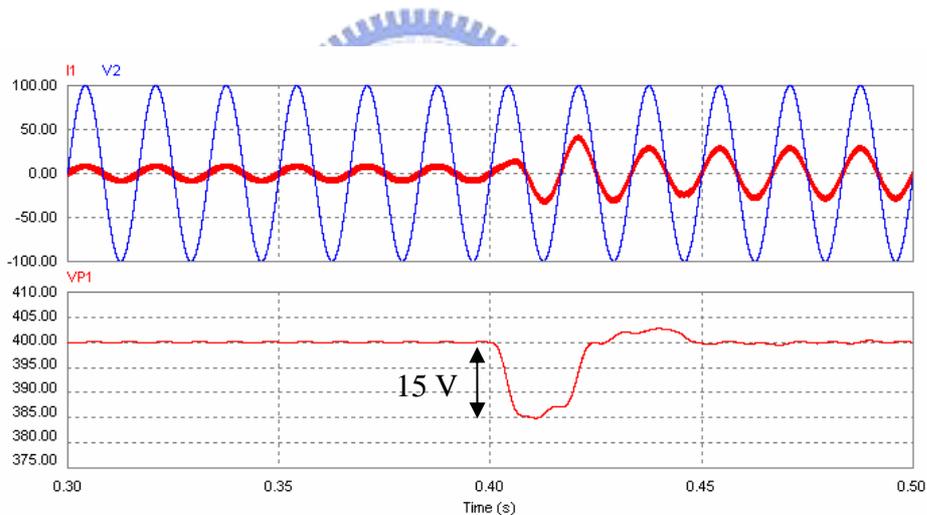


圖 4.15 電容漣波電壓變化

2. $R=14.2\Omega$ ($CF=2.5$)非線性負載滿載(2 KVA)模擬，測輸入電壓波形、輸入電流波形、轉換器電流波形、負載電流如圖 4.16，輸入電壓電流是否同相，測輸出電壓波形如圖 4.17，判斷是否達設定條件，並對輸出電容電壓漣波、功率因數、總諧波失真，進行分析，是否滿足 IEC-1000，IEC-555 等諧波標準規範。由圖 4.16 及圖 4.17 及圖 4.18 知藉由數位式交直流電力穩定器功率因數修正控制，對非線性負載滿載條件下，能改善電源電流波形，與市電電壓同相，功率因數可維持 0.99 以上。同時降低電源電流 THD 在 15 % 以下，滿足 IEC-1000，IEC-555 等電力電子產品，產生諧波量，功率因數標準規範，且輸出電容電壓漣波在 4 V 以下，平均電壓亦能維持在設定電壓值 400 V。

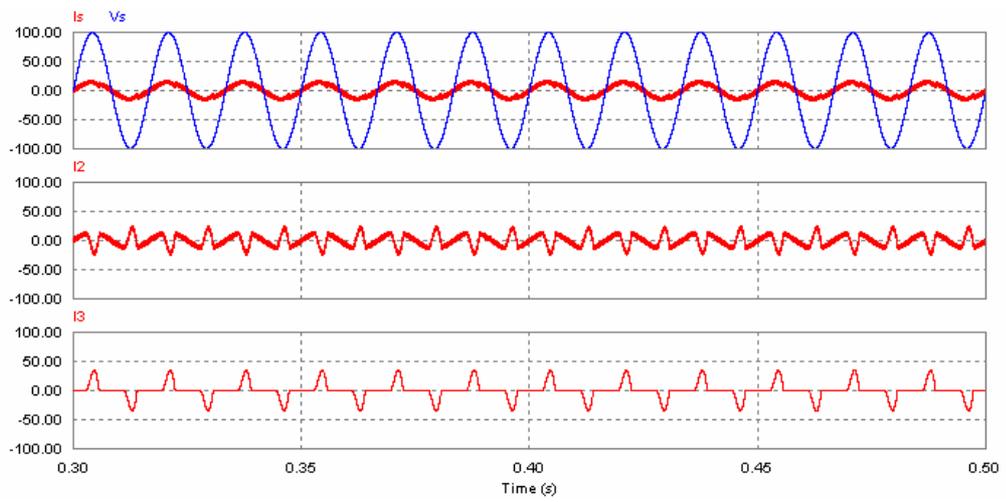


圖 4.16 輸入電壓與電流波形、轉換器電流波形、負載電流

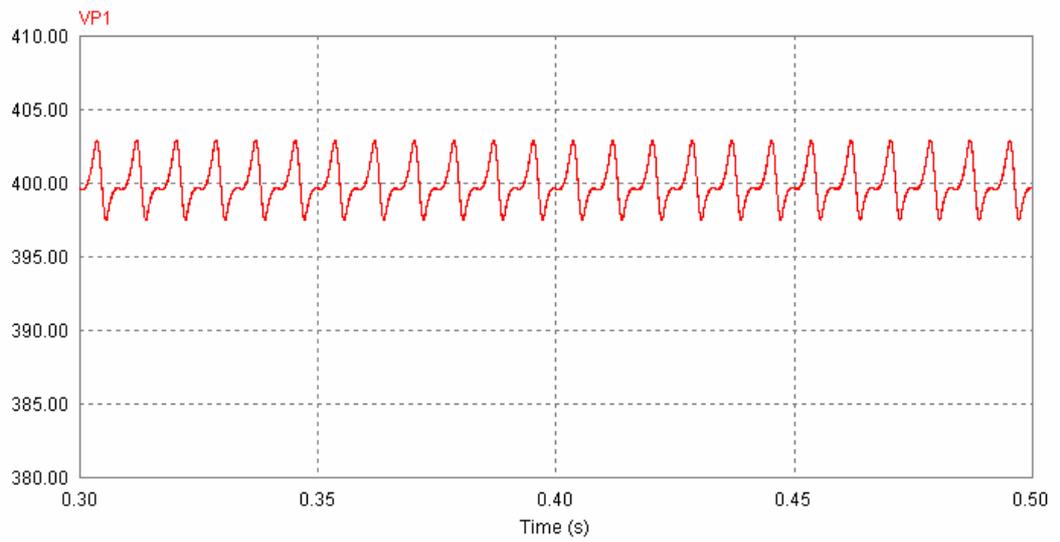


圖 4.17 輸出電壓波形

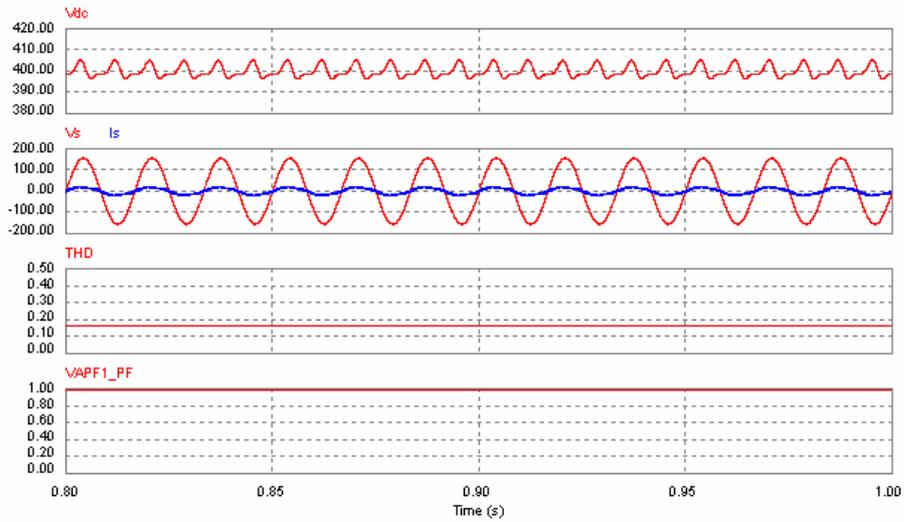


圖 4.18 輸出電壓連波、電源電壓與電流、電源電流總諧波失真、功率因數

3. 將圖 4.16 輸入電流、轉換器電流、負載電流取下如圖 4.19，其電源輸入電流有

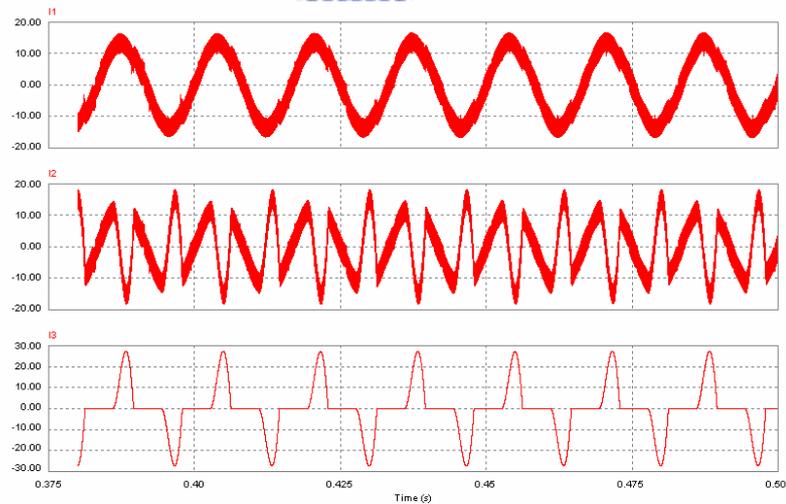


圖 4.19 輸入電流、轉換器電流、負載電流

效值 $I_{1(rms)}=9.48\text{ A}$ ，電力穩定器電流 $I_{a(rms)}=8.31\text{ A}$ ，負載電流 $I_{L(rms)}=11.74\text{ A}$ 。則在 CF 為 2.5，滿載電源電流供應負載電流比例為 $\frac{I_{1(rms)}}{I_{L(rms)}}=80.7\%$ ，電力穩定器電流供應負載電流比例為

$$\frac{I_{a(rms)}}{I_{L(rms)}}=19.3\%$$

第五章 數位式控制器之硬體及軟體實現

由於微處理器的快速發展，使得以微處理器為基礎的數位控制應用更加廣泛，因而逐漸受到重視。利用數位訊號處理器(digital signal processor, DSP)的設計方式，可以大幅降低控制器實現的複雜度，減少元件使用的數目，並且實現更多進的控制法則。控制板的主要功能為負責系統之控制，可以透過RS232與PC端之WinDSP監控軟體連結。其中WinDSP監控軟體其功能主要是存取數位控制程式中的所有變數，以及觀察各個回授信號的動作是否正常，然而其更大的好處在於能夠進行線上調整程式變數的動作，使得軟體程式不需另外組譯及載入。這不僅在程式撰寫之初節省許多寶貴時間，同時能夠在實驗的過程中進行各項不同的測試，以評估其性能。為了更加了解這套系統所具備的能力，將其特性簡介如下

1. 文字編譯器：WinDSP 提供了一個文字編譯環境，在這個環境下可以設定您所需要觀測的變數，同時它提供了一套類似C語言的程式編輯環境，可以在這個系統下進行較簡單的實驗工作。
2. 示波器：WinDSP擁有八個示波器觀測頻道，可於實驗中進行觀測各個變數之波形變化，以分析系統之動作是否正確。如圖 5.1所示。
3. 調整功能：軟體控制程式中的任意一個變數均可利用這個調整的功能，進行線上參數值的變動。
4. 觀測功能：這項功能與示波器之不同點在於它是將目前變數之數量值顯現出來，以便於簡視系統工作是否正確。
5. 連結 Matlab模擬軟體：系統於是波器上看到的波形均可轉換為Matlab模擬軟體所能接受的檔案型式，以便進行繪圖。

本論文的實驗系統如圖5.2所示，由一部個人電腦、數位控制板、功率級電路等組成。個人電腦與數位控制板為監控系統，功率級電路負責將交流電轉換為直流電源提供負載所需之功率。使用者可以透過DSP Emulator或WinDSP把程式載入數位控制板中，控制板依命令與偵測而得到之回授量計算出適當的控制訊號，此控制訊號經由功率級加以放大以驅動功率開關。

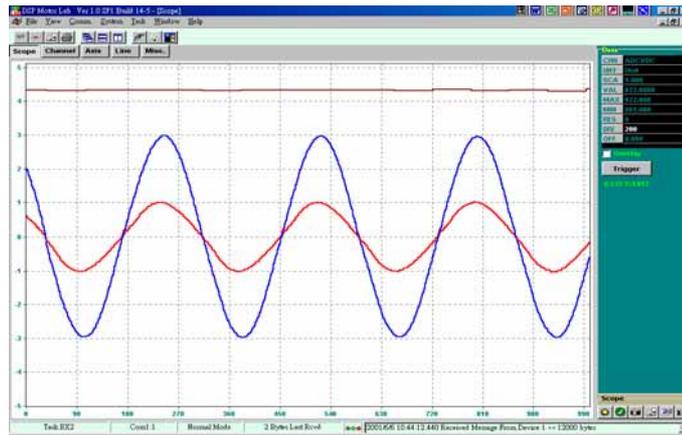


圖 5.1 WinDSP 示波器功能



圖 5.2 交直流數位轉換器實驗系統圖

5.1 控制系統架構說明

控制板，其實體電路如圖 5.3 所示，為本實驗是針對電力電子控制所發展之數位控制器。此數位控制板乃以德州儀器公司(Texas Instrument)生產的單晶片數位訊號處理器 TMS320LF2407A 為核心，配合記憶體擴充模組、類比/數位轉換、串列通信(RS232)等介面電路而成。TMS320LF2407A 此類晶片除了加入程式記憶體及資料記憶體以簡化使用者電路設計之外，主要特色在於晶片內含有一些常用的周邊電路。TMS320LF2407A 本身內含的周邊功能有：事件管理(Event Manager, EV) 模組、類比/數位轉換模組(AD/DA Conversion Module)、串列通信介面(Serial Communication Interface, SCI)模組、

串列週邊介面(Serial Peripheral Interface, SPI)模組、鎖相迴路(Phase Lock Loop, PLL)模組、編碼器四倍頻(Quadrature Encoder Pulse, QEP)電路、看門狗(Watchdog, WD)計時器及數位輸出/輸入腳等。其中事件管理模組、類比/數位轉換器模組及電路更是針對電力電子之應用而加入，尤其在事件管理模組中的 PWM 輸出可以設 TMS320LF2407A 更方便產生脈寬調變波。

在配合的軟體方面，因為 TMS320LF2407A 有 C 語言的編譯器，因此可以使用 C 語言來撰寫程式。透過以 C 語言為基礎的軟體環境，可將複雜的組合語言控制程式全部以 C 語言撰寫與編譯，可大大地減少程式發展時間及增加程式親合力，也使得程式的偵錯 (Debug) 更容易，但是使用 C 語言時需特別注意系統的執行時間是否夠用，這也是使用 C 語言時的缺點。最後將組譯後的程式(*.out)經由 DSP Emulator 或 WinDSP 下載至數位控制板來執行。

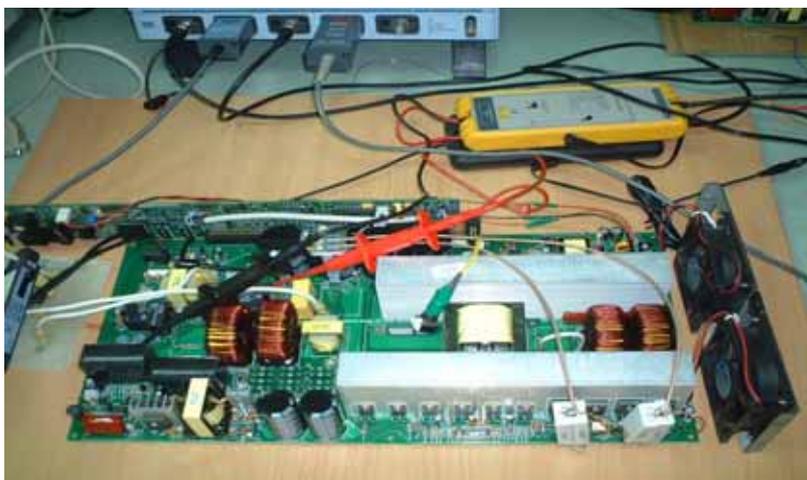


圖 5.3 數位控制板

5.2 交直流電力穩定器系統軟體規劃

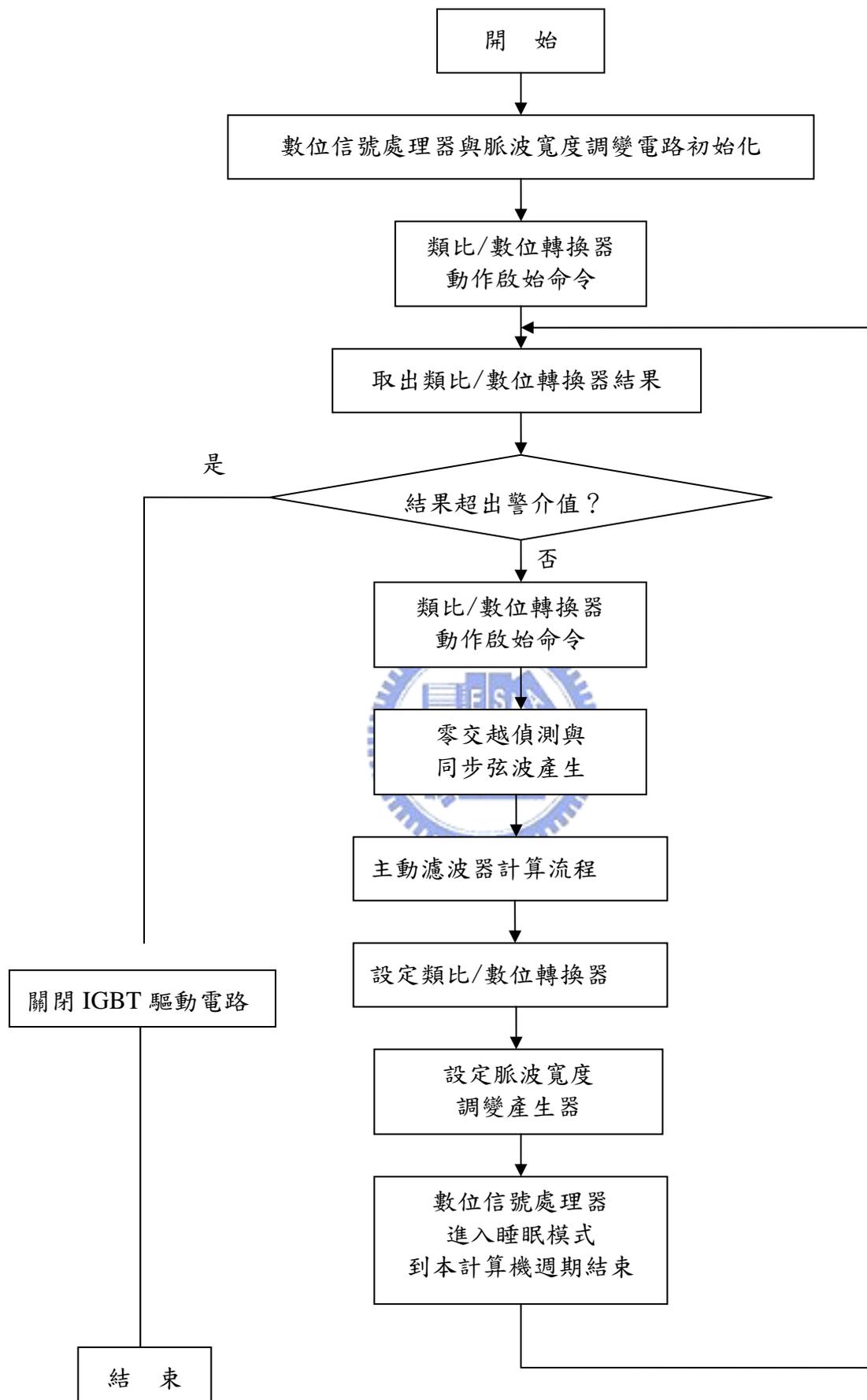


圖 5.4 主程式流程

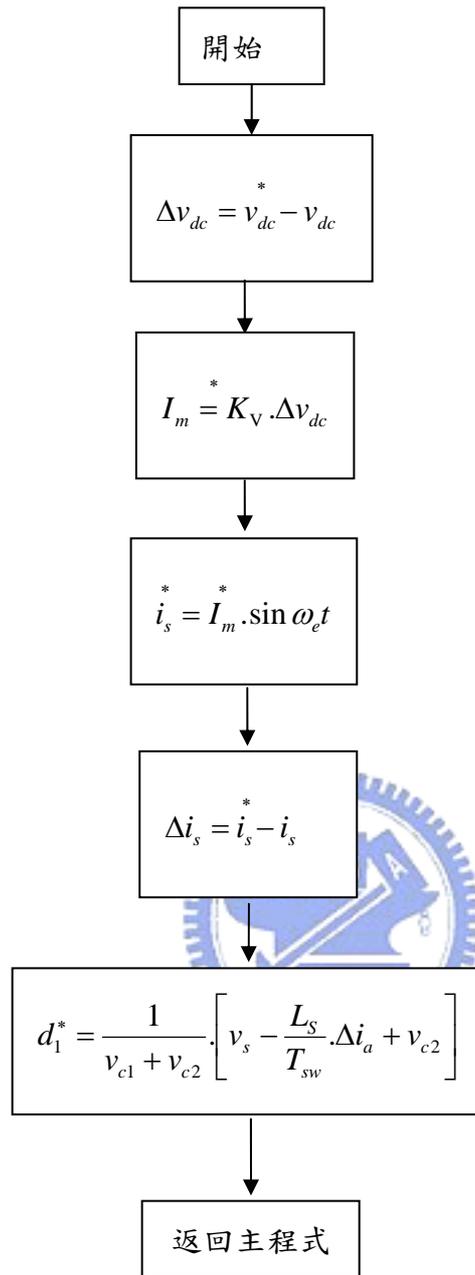


圖 5.5 整流器計算流程

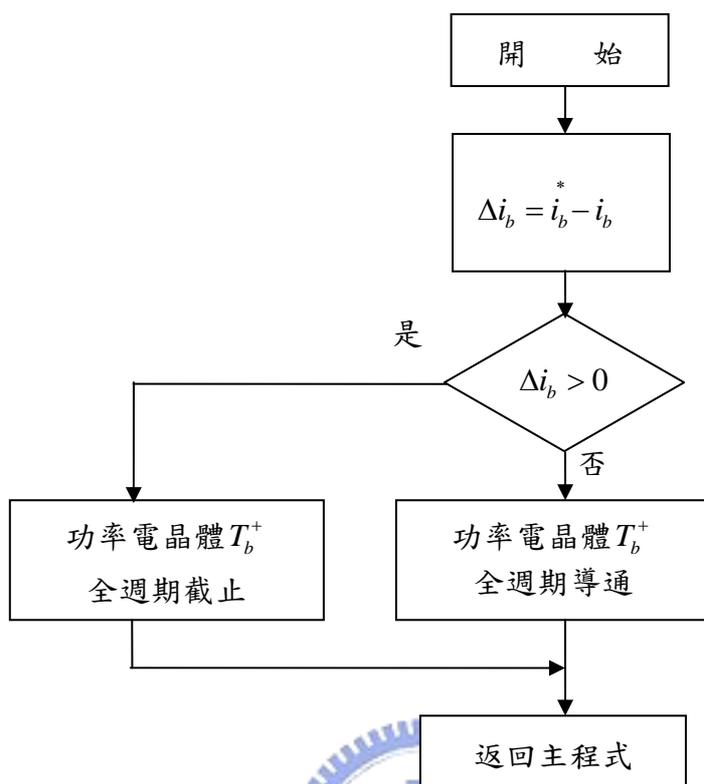


圖 5.6 直流截波器

5.3 交直流電力穩定器系統硬體實現與模擬結果

1. 1600W 穩態電阻性負載應用交直流電力穩定器，測輸入電壓、輸入電流與輸出電容漣波電壓波形。由圖中，輸入電壓、輸入電流同相，且功率因數為 1.0，輸入電流總諧波失真為 1% 以下，電容漣波電壓 4 V。電容輸出平均電壓為 402 V。

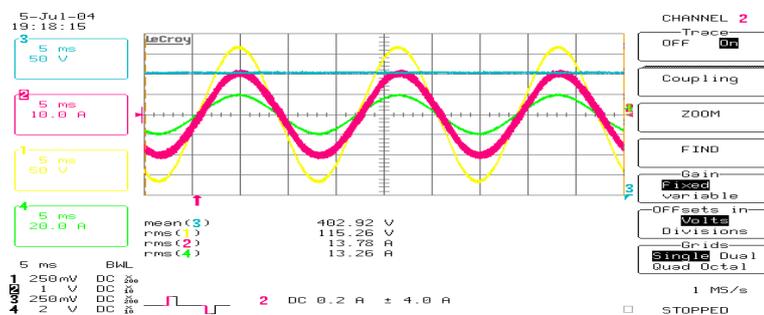


圖 5.7 輸入電壓、輸入電流與輸出電壓波形

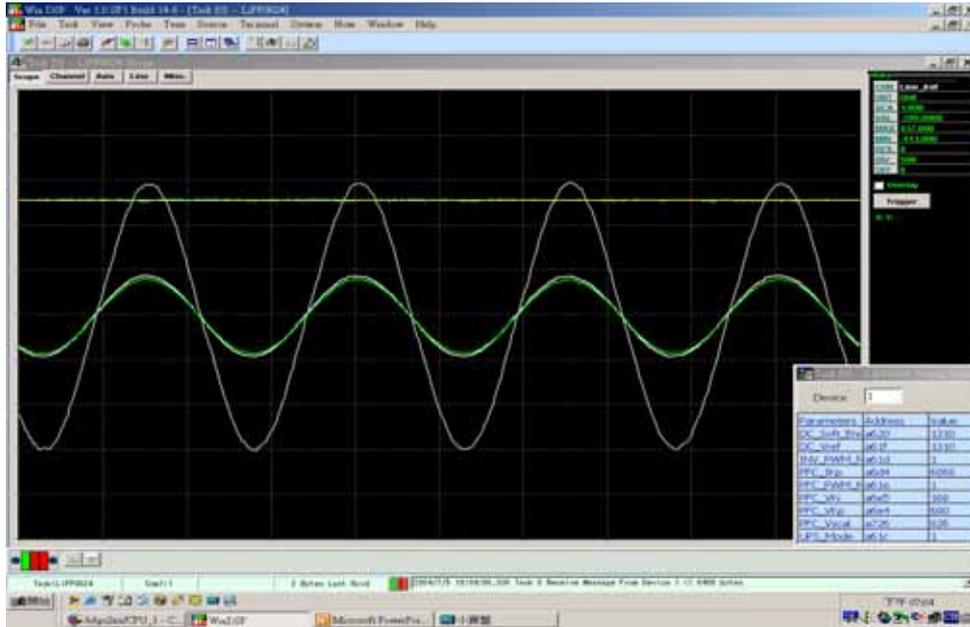


圖 5.10 WinDSP 觀測輸入電壓、輸入電流與輸出電壓之波形

3. 選定波形因數(CF)為 3.0，負載功率為 1500W。如圖 5.11 電源輸入電壓、輸入電流，可維持同相。圖 5.12 為整流性非線性負載電流，含有大量諧波成份。圖 5.13 為電力穩定器電感電流波形，可消除整流性非線性負載產生諧波電流，使電源輸入電壓與電流，維持同相，並改善功因。對特定整流性非線性負載，觀察到功率因數為 0.99 以上，且輸出電容漣波為 4.0V，平均電壓為 400V，輸入電流總諧波失真為 12%。所以，對線性負載與非線性負載，並聯電力穩定器，可消除負載產生諧波電流，改善輸入電源電流波形，提高功率因數，提高供電品質。因此，應用交直流電力穩定器可有，低諧波(滿載THD為 15%以下)，高功率因數(大於 99%)，高效率，寬廣的線電壓變化(30%)控制範圍。

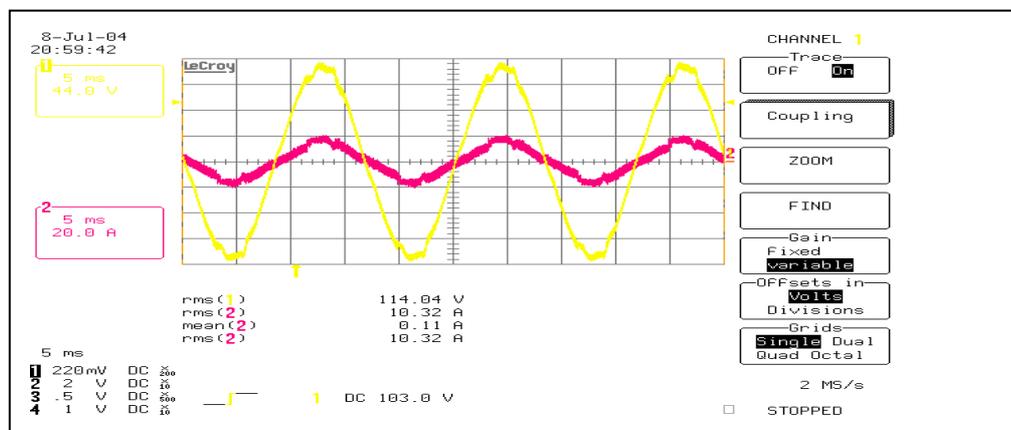


圖 5.11 電源輸入電壓，輸入電流波形

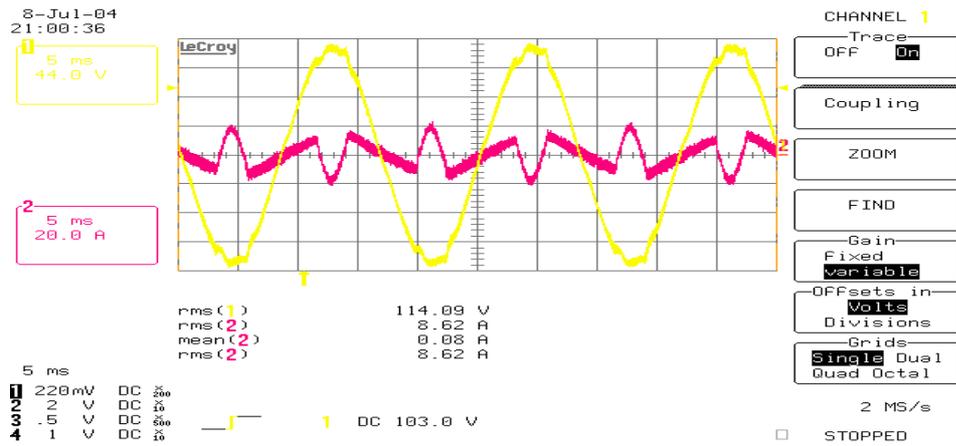


圖 5.12 穩定器輸入電壓，電感電流波形

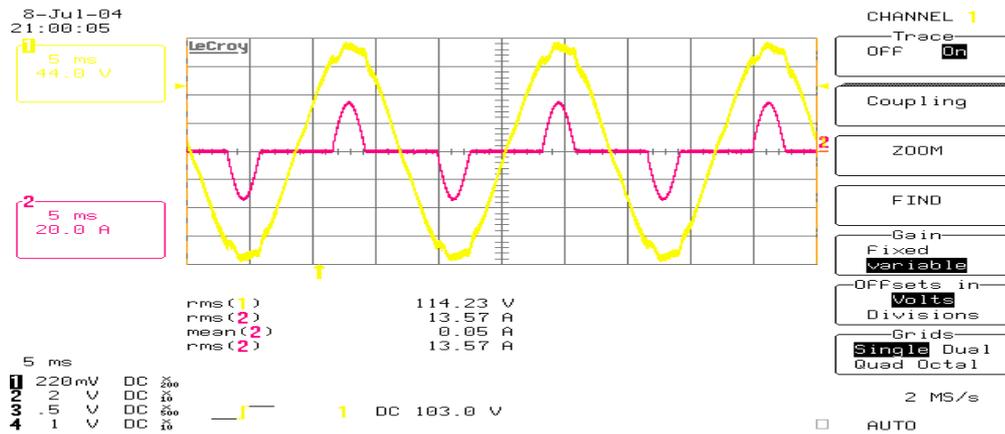


圖 5.13 整流器非線性負載輸入電壓，輸入電流波形

第六章 結論

電力品質日益惡化，因此電力品質的改善技術需求非常重要，不斷電電源系統是解決電力品質最有效的方法之一，本文所提之交直流電力穩定器功率因數器只含有一個電力轉換級，在市電正常時具有主動電力濾波器及蓄電池充電之功能，且從電路之模擬與實驗結果可知，當系統發生功率負載變化時，電源電流可快速恢復能力，保持電壓與電流同相，功率因數為 1.0，在滿載 2 KVA 且 CF 為 2.5 條件下，電源輸入電流 THD 為 5 % 以下，功率因數為 0.99 以上。如為電阻性負載，使用交直流電力穩定器相較在線式不斷電電源系統，有切換損失小，效率高優點，且交直流電力穩定器有電路簡單，成本較低，響應速度快優點。對 CF=3.0 非線性負載，使用交直流電力穩定器，電源輸入電流 THD 為 12%，可供日後降低輸入電流 THD，更進一步研究。



參考文獻

- [1] A. Domijan, G. T. Heydt, A. P. S. Meliopoulos, S. S. Venkata, and S. West, "Directions of research on electric power quality," *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 18, No.1, January 1993, pp. 429-436.
- [2] R. D. Henderson and P. J. Rose, "Harmonics: The effects on power quality and transformers," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 30, No. 3, May-June 1994, pp. 528-532
- [3] R. Krishnan and S. Srinivasan, "Topologies for uninterruptible power supplies," *Conf. Record, IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Budapest, Hungary*, pp. 122-127, June 1-3, 1993.
- [4] S. Martinez, M. Castro, R. Antoranz, and F. Aldana, "Off-line uninterruptible power supply with zero transfer time using integrated magnetics," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 36, no. 3, pp. 441-445, Aug. 1989.
- [5] Wen-Jung Ho, Jan-Bin Lio, and Wu-shiung Feng, "A line-interactive UPS structure with built-in vector-controlled charger and PFC," *Proceeding, PEDS '97*, vol. 1, pp. 127-132, May, 1997.
- [6] R. Krishnan, "Design and development of high frequency on-line uninterruptible power supply," *IEEE IECON Conf. Rec.*, pp. 578-583, 1995.
- [7] H. L. Jou, J.C. Wu, and H. Y. Chu, "New single-phase active power filter," *IEE Proc. Electr. Power Appl.*, vol. 141, no. 3, 1994.
- [8] H. L. Jou and J.C. Wu, "Performance comparison of single-phase active power line conditioner for harmonic suppression and reactive power compensation," *Electric Power System Research*, vol. 5, no. 1, 1990.
- [9] S. J. Huang and J. C. Wu, "New phase shift control circuit for voltage-source voltage-control active power conditioner," *Journal of NKIT*, no. 23, pp. 281-295, 1993.
- [10] Q. Wang, W. Yao, J. Lin, and Z. Wang, "An instantaneous detecting approach of harmonic voltage for the series active power filter," *Power System Technology*, 1998.
- [11] F. Z. Peng, H. Akagi, and A. Nabae, "A new approach to harmonic compensation in power systems – A combined system of shunt passive and series active filters," *IEEE*

- Trans. on Industry Application*, vol. 26, no. 6, pp. 983-990, 1990.
- [12] Seung Gi and M. H. Woo, "DSP-based active power filter with predictive current control," *IEEE Tran. On Industry Electronics*, vol. 44, no. 3, pp. 329-335, 1997.
- [13] G. K. Hung, C. C. Chang, and C. L. Chen, "Analysis and implementation of a delay-compensate deadbeat current controller for solar inverters," *IEE Proc. Circuit Devices Syst.*, vol.48, no. 5, pp. 279-286, 2001.
- [14] C. Gatlan and L. Gatlan, "AC to DC PWM voltage source converter under hysteresis current control," *ISIE '97 Proceedings of the IEEE International Symposium on*, vol. 2, pp. 469-473, 1997.
- [15] J. S. Lai and D. Chen, "Design consideration for power factor correction boost converter operating at the boundary of continuous conduction mode and discontinuous conduction mode," *IEEE APEC, Eighth Annual*, pp. 267-273, 1993.
- [16] D. S. Chen and J. S. Lai, "A study of power correction boost converter operating at CCM-DCM mode," *IEEE Southeastcon '93 Proceedings*, pp. 6, 1993.
- [17] N. Matsui and H. Ohashi, "DSP-based adaptive control of a brushless motor," *IEEE Industry Application Society Annual Meeting*, pp. 375-380, 1988.
- [18] H. L. Jou, J.C. Wu and H. Y. Chu, "New single-phase active power filter," *IEE Proc. Electr. Power Appl.*, vol. 141, no. 3, 1994.
- [19] Ming Tsung Tsai, "Design and implementation of a cost-effective quasi line-interactive UPS with novel topology," *IEEE Tran. Power Electronics*, vol. 18, no. 4, 2003.
- [20] Bong-Hwan Kwon, "Improved single-phase line-interactive UPS," *IEEE Trans. Ind. Electronics*, vol. 48 no. 4, 2001.
- [21] H. L. Jou, J. C. Wu, and H. Y. Chu, "Simplified control method for the single-phase active power filter," *IEE Proc. Electron Power Appl.*, vol. 14, no. 3, 1996.
- [22] G. H. Choe and M. H. Park, "A new injection method for ac harmonic elimination by active power filter," *IEEE Trans. Ind. Electronics*, vol. 35, no. 141, 1988.
- [23] A. V. Jouanne and P. N. Enjeti, "DSP control of high power UPS system feeding nonlinear load," *IEEE Trans. Ind. Electronics*, vol. 43, no. 1, 1996.

- [24] Sergio Serena, Chongming Qiao, and K. M. Smedley, "A single-phase active power filter with double-edge integration Control," *IEEE Ind. Elec. IECON'01 27-th Annual Conference*.
- [25] T. W. Kim, J. H. Choi, and B. H. Kwon, "High performance line conditioner with output voltage regulation and Power correction," *IEE Proc. Electr. Power Appl.*, vol. 151, no. 1, 2004.
- [26] R. J. King, "Analysis and design of an unusual unity-power factor rectifier," *IEEE Tran. Ind. Electronics.*, vol. 38, no. 2, 1991.
- [27] Hirofumi Akagi, "Trends in active power line conditioners," *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 9, no. 3, 1994.
- [28] A. E. Amac and A. Nasiri, "A comprehensive study on single-phase series-parallel active filter/uninterruptible power supply systems," *IJCI Proceeding of International Conference on Single*, vol. 1, no 2, September 2003.
- [29] Wei-Zhou Luo and Zi-cheng Li, "A novel active power filter based on the least compensation current control method," *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 15, no. 4, 2000.
- [30] D. Torrey and A. Al-Zamel, "Single-phase active power filters for multiple nonlinear loads," *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 10, no. 3, 1995.
- [31] M. O Eissa, S. B. Leeb, G. C. Verghese, and A. M. Stankovic, "A fast analog controller for a unity-power factor ac/dc converter," *IEEE APEC Conf. Rec.*, pp. 551-555, 1994.
- [32] 彭偉豪, DSP 全數位半橋式升壓型功率因數修正器研制, 國立交通大學電機與控制研究所碩士論文, 新竹, 2003 年 6 月。
- [33] 陳一通, 單/三相功因修正技術簡介, 電力電子月刊, 66, 88-92 頁, 2003 年 10 月 10 日
- [34] V. F. Pires and J. F. ASilva, "Teaching Nonlinear Modeling, Simulation, and Control of Electronic Power Converters Using Matlab/Simulink," *IEEE Tran. Edu.*, vol. 45, no. 3, 2002.