

行政院國家科學委員會補助專題研究計畫 成果報告
 期中進度報告

單相切換式整流器無電流感測控制 之電壓迴路設計

Design of Voltage Loop in Current Sensorless Control for Single-Phase Switch-Mode Rectifiers

計畫類別： 個別型計畫 整合型計畫

計畫編號：NSC98-2221-E-009-180-MY2

執行期間：98年8月01日至100年09月30日

計畫主持人：陳鴻祺 國立交通大學 電控工程研究所

成果類型(依經費核定清單規定繳交)： 精簡報告 完整報告

本成果報告包括以下應繳交之附件：

赴國外出差或研習心得報告一份

出席國際學術會議心得報告及發表之論文各一份

國際合作研究計畫報告國外研究報告書一份

處理方式：除產學合作研究計畫、提升產業技術及人才培育研究計畫、
列管計畫及下列情形者外，得立即公開查詢

涉及專利或其他智慧財產權， 一年 二年後可公開查詢

執行單位：國立交通大學 電機工程學系

中華民國 100 年 7 月 10 日

第一章

緒論

1.1 研究動機

日常生活中，一般用電設備所需電源大部份是理想輸入電壓設計，近年來非線性負載大量使用，在不作任何的補償動作下，會使得電力波形畸變，畸變波形中諧波成份會使得許多設備無法正常運作。故各個國家組織間訂定許多對於諧波限制的規範，如 IEC 61000-3-2 和 IEEE 519 等，以確保電力品質。因此有功率因數校正(PFC)電路的產生。

常見的 PFC 為單相昇壓型切換式整流器電路，控制方法有前向式電流控制法、強健式電壓及電流控制法和預測式電流控制法等。上述控制方法大都有 2 個迴路分別為內電流迴路和外電壓迴路，前者為控制輸入電流波形規劃；後者為輸出電壓調節。然而這 2 種迴路需要至少 3 個感測器，感測輸出電壓以控制輸出電壓調節；感測交流輸入電壓和交流或直流輸入電流控制輸入電流波形規劃。感測越多信號會使得控制器系統變得複雜化、價格增加和感測器回授信號可靠度問題等。若能減少感測器的數量，那可以簡化控制器且降低成本。

在今日昇壓型切換式整流器電路，已經有許多無感測電壓控制和無感測電流控制研究發表，無感測電壓控制[1]-[5], [7]-[9];無感測電流控制[1]-[3], [6], [7], [10]，來減少感測器個數。無感測控制由於少了對系統感測個數，因此當系統參數變化，會無法達到應有效果。

在文獻[1], [2]，控制器只需回授輸出電壓和輸入電壓相位，理想輸入電壓下，即可獲得良好輸入電流波形規劃和輸出電壓調節 2 種特性。但將輸入電壓改由失真輸入電壓，則總電流諧波失真(THD_i)急遽提高，甚至無法達到國際間電流諧波規範。本篇研究是針對失真輸入電壓下，控制器仍然可以達到良好的輸入電流波形規劃和輸出電壓調節。

1.2 諧波電流

考慮一理想輸入電壓源加於一非線性負載，則電流將不是弦波，電流的失真將造成諧波電流，同時也會造成公用點(PPC)線電壓的失真，由於電壓的失真通常很小，故為了簡化分析，假設輸入電壓 $v_s(t) = V_{sp} \sin(\omega t)$ 為無失真之理想輸入電壓，其中 V_{sp} 表為理想輸入電壓峰值，如圖 1.1 所示。

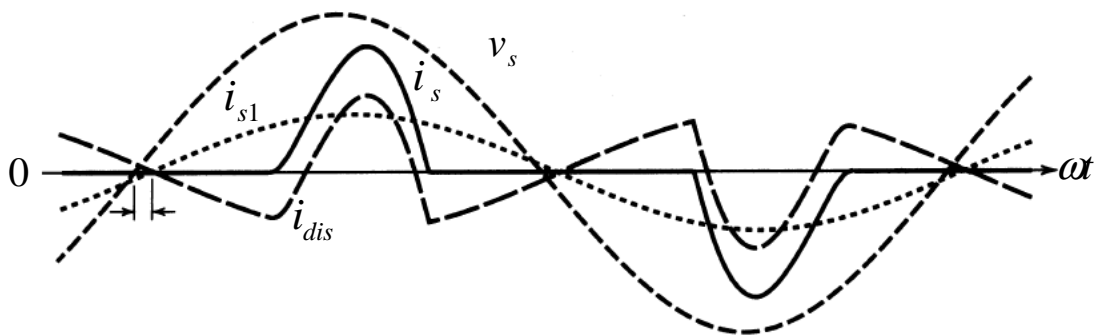


圖 1.1 線電流失真

輸入電流 $i_s(t)$ 可以由下式表示，其中， $i_{s1}(t)$ 表示輸入電流之基本波， $i_{sh}(t)$ 表示輸入電流之第 h 次諧波。 i_{dis} 為基本波以外之電流成分。

$$i_s(t) = i_{s1}(t) + \sum_{h=2}^{\infty} i_{sh}(t) = i_{s1}(t) + i_{dis}(t) \quad (1-1)$$

由於輸入電流 $i_s(t)$ 為週期性波形，故可進一步以傅立葉級數展開為：

$$i_s(t) = I_{s1p} \sin(\omega_1 t - \phi_1) + \sum_{h=2}^{\infty} I_{shp} \sin(h\omega_1 t - \phi_h) \quad (1-2)$$

其中 ϕ_1 為輸入電壓與輸入電流基本波之相位差， ϕ_h 則為輸入電壓與輸入電流各次諧波之相位差。 I_{s1p} 及 I_{shp} 分別代表輸入電流之基本波峰值及諧波峰值大小。因此定義另一項用來計量一波形之非弦波性質之名詞，亦即總電流諧波失真。總電流諧波失真為所有非基本波頻率有效值之總和與基本波頻率有效值之比值：

$$\%THD_i = \sqrt{\frac{\sum_{h=2}^{\infty} I_{sh,rms}^2}{I_{s1,rms}^2}} \times 100\% \quad (1-3)$$

上式亦可以改寫為：

$$\%THD_i = \frac{\sqrt{I_{rms}^2 - I_{s1,rms}^2}}{I_{s1,rms}} \times 100\% \quad (1-4)$$

1.3 功率因數

一般功率因數的定義為，輸出平均功率 P 與視在功率 $|S|$ 的比值。其中平均功率的定義為一週期 T 內瞬時電壓 $v_s(t)$ 與瞬時電流 $i_s(t)$ 之乘積，再對時間積分的平均值，可寫為：

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T v_s(t) i_s(t) dt \quad (1-5)$$

視在功率 $|S|$ 的定義為，電壓有效值 V_{rms} 與電流有效值 I_{rms} 之乘積大小，可寫為：

$$|S| = V_{rms} I_{rms} \quad (1-6)$$

當負載端為非線性負載時，功率因數大小的決定就必須考慮到電流失真的問題。考慮輸入電壓 $v_s(t) = V_{sp} \sin(\omega t)$ 與式(1-2)輸入電流表示式，代入式(1-5)中可得平均功率為：

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T V_{sp} \sin(\omega t) \left[I_{s1p} \sin(\omega t - \phi_1) + \sum_{h=2}^{\infty} I_{shp} \sin(\omega_h t - \phi_h) \right] dt \quad (1-7)$$

又因為不同頻率電壓與電流乘積之平均功率為零，故可將上式改寫為：

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T V_{sp} \sin(\omega t) \cdot I_{s1p} \sin(\omega t - \phi_1) dt \quad (1-8)$$

利用三角函數積化和差之公式，可將上式展開為：

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{1}{2} V_{sp} I_{s1p} [\cos \phi_1 - \cos \omega t] dt \quad (1-9)$$

又因為純弦波之平均功率為零，並考慮利用電壓與電流之有效值代入：

$$P = V_{rms} I_{s1,rms} \cos \phi_1 \quad (1-10)$$

其中 $I_{s1,rms}$ 表示電流基本波之有效值。接著利用上式可將功率因數之定義寫為：

$$PF = \frac{P}{S} = \frac{V_{rms} I_{s1,rms} \cos \phi_1}{V_{rms} I_{rms}} = \frac{I_{s1,rms}}{I_{rms}} \cos \phi_1 \quad (1-11)$$

此時再定義一位移功率因數(DPF)：

$$DPF = \cos \phi_1 \quad (1-12)$$

因此非正弦波之電流功率因數亦可以表示為：

$$PF = \frac{I_{s1,rms}}{I_{rms}} DPF \quad (1-13)$$

再利用式(1-4)及式(1-13)，可以得到功率因數之另一種表示法為：

$$PF = \frac{1}{\sqrt{1 + THD_i^2}} DPF \quad (1-14)$$

由上式可以知道，功率因數受到電流波形失真所產生之諧波影響甚大。

基本波頻率之電流有效值與電流有效值之比值，又稱之為失真因數。如下所示。

$$DF = \frac{I_{s1,rms}}{I_{rms}} \quad (1-15)$$

1.3.3 功率因數修正

日常生活中所用的電，源自於電力公司經由輸配電系統傳送至用戶端，然而不同之電器用品之負載情況亦不相同，大致上可以分為電阻性、電感性及電容性負載。當負載為純電阻性負載時，輸入側的電壓電流並無相位差，亦即無落後或領先，功率因數為一。當負載為純電感性負載時，輸入電流則會落後輸入電壓一個角度 ϕ ，當負載為純電容性負載時，輸入電流則會領先輸入電壓一個角度 ϕ ，此時功率因數均小於一。

當負載為線性負載時，其功因校正的方法非常簡單，當負載為電感性負載時，則需加一適當大小之電容，使輸入端得到一等效之電阻性負載。同理，當負載為電容性負載時，則需加一適當大小之電感，使輸入端得到一等效之電阻性負載。此功因校正之方法，我們稱之為被動式功因校正。

然而當因為電流失真而造成功率因數低落時，亦即負載不為線性負載，此時我們需要一主動式功因修正法來達到功率因數接近一的效果。最常使用的電路為昇壓型切換式整流器將在下一節進行介紹。

1.4 諧波規範

根據前述之討論我們可以知道，電力系統中之電流漣波對整個系統的影響非常巨大，因此許多國家及國際組織皆定有類似之諧波規範。例如 IEC 61000-3-2、IEEE 519 等。

以 IEC 61000-3-2 而言，此規範的使用範圍為，當一設備之單相輸入電流小於 16 安培時，則均須符合 IEC 61000-3-2 之諧波規範。其中 IEC 61000-3-2 又將各種設備作 A 至

D 之分類。其分類之定義如下表所示，接著根據表 1.1 中之分類可以得到表 1.2 之各類設備諧波之限制值。

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

表 1.1 諧波規範 IEC 61000-3-2 之各種設備之分類

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

表 1.2 諧波規範 IEC 61000-3-2 之諧波電流規範

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

第二章

昇壓型切換式整流器電路

2.1 昇壓型切換式整流器電路

圖 2.1 為昇壓型切換式整流器電路，此電路是一最常使用於達到功因校正目的的電路架構。電路組成包含了全橋整流電路及一昇壓型直流/直流電壓轉換器，並假設電路元件為實際非理想元件。電路主要工作原理為，藉著控制昇壓型切換式整流器電路中唯一可控之元件功率開關，利用高頻切換，達到將電流波形修正與輸入電壓波形一致。

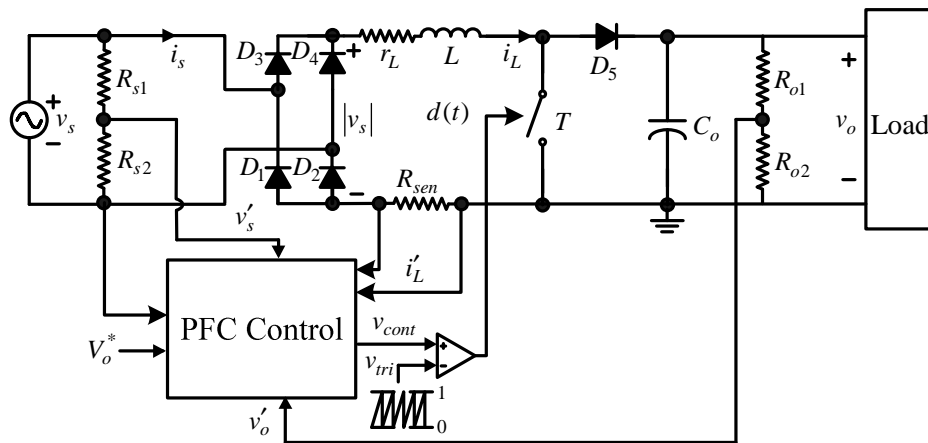


圖 2.1 昇壓型切換式整流器電路

輸入電壓 v_s 經過全橋整流電路，整流後為 $|v_s|$ ，再經過昇壓型直流/直流電壓轉換器。由於電感 L 與全橋整流電路串聯，故電感電流 i_L 並非為輸入電流 i_s ，而是輸入電流取其絕對值如式(2-1)。

$$i_L(t) = |i_s(t)| \quad (2-1)$$

輸入電壓和輸出電壓先經過 R_{s1} 、 R_{s2} 、 R_{o1} 和 R_{o2} 電阻分壓再進入控制器；電感電流利用 R_{sen} 間接量取電流信號再進入控制器。根據圖 2.1，正半週期開關導通時，輸入電流流經 D_3 、 T 和 D_2 ；開關截止時，輸入電流流經 D_3 、 D_5 和 D_2 。反之在負半週期開關導通時，輸入電流流經 D_4 、 T 和 D_1 ；開關截止時，輸入電流流經 D_4 、 D_5 和 D_1 。無論在正負半週期及開關是否導通，二極體和開關導通壓降總和皆為 V_F 。可以得到等效電

路如圖 2.2。由一直流電壓源 V_F 來表示路徑中二極體和開關的導通壓降。

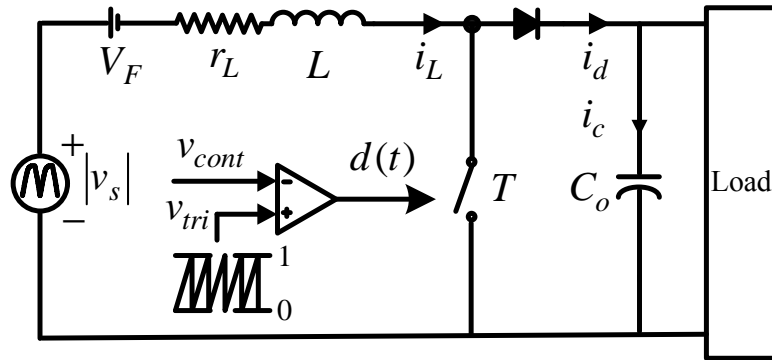


圖 2.2 昇壓型切換式整流器等效電路

首先考慮開關導通時的電路狀態，可得到如圖 2.3 之間開關導通時之等效電路。二極體反向偏壓，輸入之電能儲存於電感之中，而負載之輸出功率則由輸出電容 (C_o) 所提供。觀察圖 2.3 之迴路，利用克希霍夫電壓定律可知，當迴路繞一圈的總電壓壓降為零，故我們可推得開關導通時刻之方程式：

$$v_{L,on} = |v_s| - V_F - i_L r_L \quad (2-2)$$

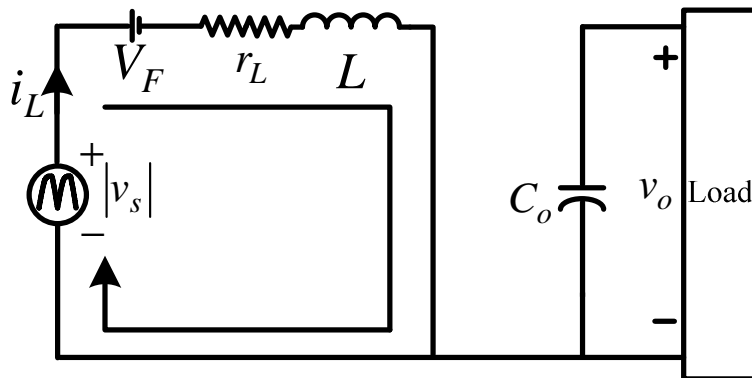


圖 2.3 開關導通狀態下之等效電路

當開關截止時，可將圖 2.2 之電路等效為圖 2.4 之電路。此時二極體為導通狀態且電感儲能釋放。觀察圖 2.4 之迴路，利用克希霍夫電壓定律可知，當迴路繞一圈的總電壓壓降為零，故我們再利用克希霍夫電壓定律推得開關截止時刻之方程式：

$$v_{L,off} = |v_s| - V_F - i_L r_L - v_o \quad (2-3)$$

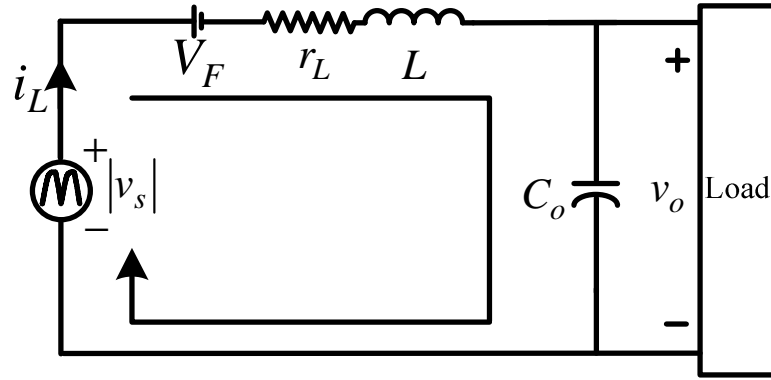


圖 2.4 開關截止狀態下之等效電路

2.2 傳統多迴路控制

昇壓型切換式整流器主要的目的為有良好的輸入電流波形，以及良好的輸出電壓調節。圖 2.1 為昇壓型切換式整流器與傳統多迴路控制結合圖，其中傳統多迴路控制架構如圖 2.5 所示，此控制架構將使昇壓型切換式整流器之電感電流操作在連續導通模式。圖中包含了內電流迴路及外電壓迴路，其中電流迴路的作用在得到良好的電流波形；電壓迴路的作用在於得到良好的輸出電壓。將此二迴路串聯後可以得到所需要之開關訊號，藉由此開關訊號達到上述所要求之電路功能。

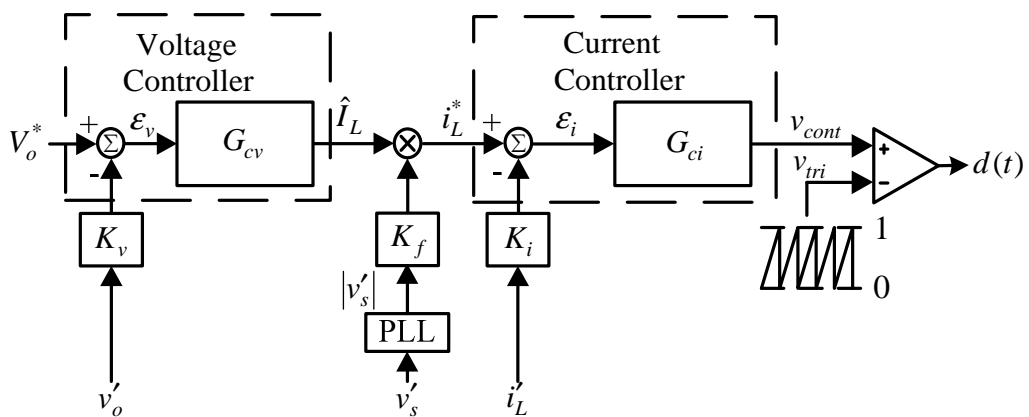


圖 2.5 用於昇壓型切換式整流器之傳統多迴路控制

傳統多迴路控制架構需要回授三種信號，分別為輸入電壓、輸出電壓和電感電流。根據功率平衡，輸入平均功率需要等於輸出平均功率，因此在外電壓迴路方面，回授之輸出電壓 $K_v v_o'$ 首先與參考電壓 V_o^* 相減，計算出之誤差值 ϵ_v 進入電壓控制器後，可得

輸入電流大小信號 \hat{I}_s ；該電流信號 \hat{I}_s 與輸入電壓絕對值 $K_f|v'_s|$ 相乘，得到與輸入電壓相同相位之參考電流 i_L^* 。在內電流迴路方面，參考電感電流 i_L^* 與回授電感電流 $K_i i'_L$ 相減後，進入電流控制器，產生控制訊號 v_{cont} ，再與三角波 v_{tri} 相比較後，即可得到開關切換信號。

2.3 單迴路無電流感測控制[2]

傳統多迴路控制面臨二大問題。其一，由外電壓迴路回授的輸出電壓漣波會影響到內電流迴路之電流控制；其二，當控制器數位化實現時，電流的變化率大，使得在電流取樣上面臨問題。

根據前面所提到之二問題，很明顯的可以發現均與內電流迴路所回授之電感電流有關，最直接解決此二問題的方法就是不使用電流迴路。如此不但能解決上述兩問題，亦能在僅保留單一電壓迴路的情況下，大大簡化控制結構。

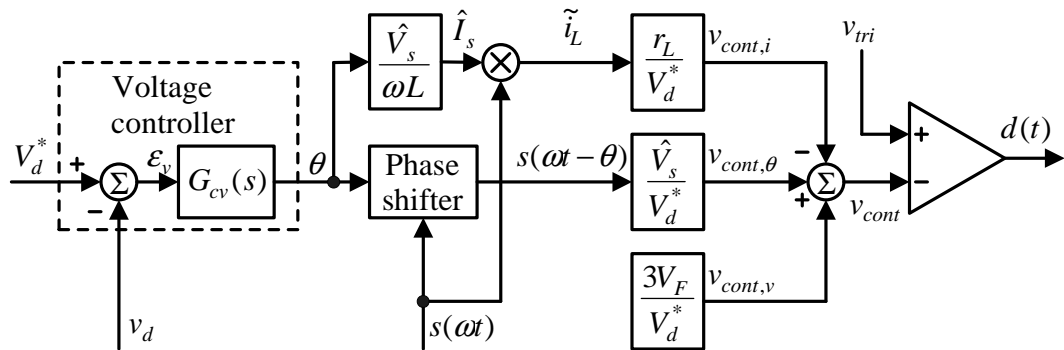


圖 2.6 單迴路無電流感測控制[2]

圖 2.6 為文獻[2]所提出的無電流感測控制架構，僅回授輸入電壓相位和輸出電壓進行控制，沒有電流迴路，是一單迴路控制架構。輸出電壓之誤差值經過電壓控制器所得出的信號為一相角信號 θ 。此架構中回授了二種信號，其一，為輸出電壓，目的輸出電壓準位的調整；其二，為輸入電壓，目的在於偵測出輸入電壓之相位，並得到一相同相位之單位正弦波絕對值信號 $|\sin(\omega t)|$ 。接著利用相移器將 $|\sin(\omega t)|$ 信號相移為 $|\sin(\omega t - \theta)|$ 信號。接著將單位大小之 $|\sin(\omega t - \theta)|$ 信號乘與一定值，此定值為輸入電壓之峰值大小除以

輸出電壓，最後即可以得到控制信號中之 $v_{cont,\theta}$ 。相位信號 θ 乘以一比值 $\frac{\hat{V}_s r_L}{\omega L v_o}$ ，在乘以單位大小之 $|\sin(\omega t)|$ 信號，即可得到控制信號中之 $v_{cont,i}$ 部分，控制信號 $v_{cont,i}$ 主要目的為補償電感內阻造成電流波形的影響。控制信號 $v_{cont,v}$ 則是用總導通電壓之大小值 V_F 除以輸出電壓 V_d^* ，其目的為補償導通電壓對電流波形的影響。根據上述討論，可得到控制信號 v_{cont} 由三個信號合成如式(2-4)所示：

$$v_{cont} = v_{cont,\theta} - v_{cont,i} - v_{cont,v} \quad (2-4)$$

其中

$$v_{cont,\theta} = \frac{\hat{V}_s}{V_d^*} |\sin(\omega t - \theta)| \quad (2-5)$$

$$v_{cont,i} = \theta \frac{\hat{V}_s r_L}{\omega L V_d^*} |\sin(\omega t)| \quad (2-6)$$

$$v_{cont,v} = \frac{V_F}{V_d^*} \quad (2-7)$$

其中 r_L 和 V_F 分別代表電感內阻及二極體、開關導通壓降總和。再將控制信號 v_{cont} 放置比較器的負端，將一固定大小與頻率之三角波放置於比較器的正端，進行比較後可得開關信號。

由於控制信號 v_{cont} 是由比較器負端進入，並將平均責任週期 \bar{d} 已相移角表示，整理後可得：

$$\bar{d} = 1 - v_{cont} = 1 - \frac{\hat{V}_s}{V_d^*} |\sin(\omega t - \theta)| + \theta \frac{\hat{V}_s r_L}{\omega L V_d^*} |\sin(\omega t)| + \frac{V_F}{V_d^*} \quad (2-8)$$

在文獻中呈現理想輸入電壓下，將上述討論控制架構與昇壓型切換式整流器結合實作，擁有良好的輸入電流波形規劃如圖 2.7 所示。

第三章

無電流感測控制之電壓迴路設計

3.1 無電流感測控制

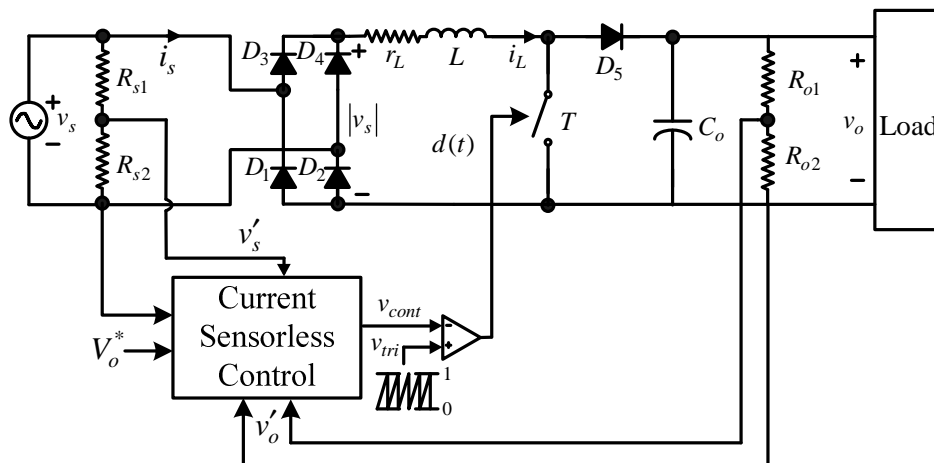


圖 3.1 昇壓型切換式整流器電路和無電流感測控制結合圖

圖 3.1 為無電流感測控制應用於昇壓型切換式整流器，輸入電壓和輸出電壓先經過 R_{s1} 、 R_{s2} 、 R_{o1} 和 R_{o2} 電阻分壓再進入控制器。圖中控制器產生出控制訊號 v_{cont} 放置於比較器之負端，將一固定三角波 v_{tri} 放置於正端。當控制訊號波形 $v_{cont}(t)$ 小於三角波形 $v_{tri}(t)$ 時， $d(t)$ 為 1；反之當控制訊號波形 $v_{cont}(t)$ 大於或等於三角波形 $v_{tri}(t)$ 時， $d(t)$ 為 0 如式(3-1)表示。 $d(t)$ 為開關導通訊號。

$$d(t) = \begin{cases} 0, & \text{when } v_{cont}(t) \geq v_{tri}(t) \\ 1, & \text{when } v_{cont}(t) < v_{tri}(t) \end{cases} \quad (3-1)$$

因此可以得到平均責任週期與控制器所產生控制信號 v_{cont} 之間的關係式：

$$\bar{d} = 1 - v_{cont} \quad (3-2)$$

為了模型化昇壓型電路，需做些許假設：

- (i) 假設輸出級電容 (C_o) 足夠大，可以忽略輸出電壓漣波值，輸出電壓可視為 V_o 。在穩態響應中，輸出電壓 v_o 可被視為輸出電壓參考命令 V_o^* 。
- (ii) 假設開關切換頻率相當大，也就是輸入電壓在導通週期內視為一定值。

(iii) 電路中二極體和開關導壓降總和視為 V_F ，實際電感等效為電感 L 串接等效電感內阻 r_L 。

在第二章中，可依據昇壓型切換式整流器中唯一可控開關元件的導通，可以建立開關導通時電感電壓壓降方程式(2-2)以及開關截止時電感電壓壓降方程式(2-3)。現今切換週期中之平均週期比例為 \bar{d} ， T_s 為開關切換週期時間。切換週期內開關平均導通時間 t_{on} 為 $\bar{d}T_s$ ，切換週期內開關平均截止時間 t_{off} 為 $(1-\bar{d})T_s$ 。根據時間平均法，平均電感電壓 \bar{v}_L 表示：

$$\bar{v}_L = \frac{v_{L,on} \times t_{on} + v_{L,off} \times t_{off}}{T_s} \quad (3-3)$$

將式(2-2)和式(2-3)代入式(3-3)，整理可得式(3-4)：

$$\bar{v}_L = |v_s| - V_F - i_L r_L - (1-\bar{d})V_o^* \quad (3-4)$$

式(3-4)中的輸出電壓改用輸出電壓之參考命令 V_o^* 替代，根據圖 3.1 中回授輸入電壓和輸出電壓時會各自先經過電阻分壓如式(3-5)和式(3-6)所示：

$$v_s' = \frac{R_{s2}}{R_{s1} + R_{s2}} v_s \quad (3-5)$$

$$V_o' = \frac{R_{o2}}{R_{o1} + R_{o2}} V_o^* \quad (3-6)$$

將式(3-5)和式(3-6)代入式(3-4)，整理可得式(3-7)：

$$\bar{v}_L = |v_s'| \frac{R_{s1} + R_{s2}}{R_{s2}} - V_F - i_L r_L - (1-\bar{d}) \left(V_o' \frac{R_{o1} + R_{o2}}{R_{o2}} \right) \quad (3-7)$$

欲使輸入電流為弦波且同相，根據式(2-1)表示電感電流為輸入電流取其絕對值，因此平均電感電壓應和電感電流為：

$$\bar{v}_L = \hat{V}_L \text{sign}(v_s) \cos(\omega t) \quad (3-8)$$

$$i_L = \frac{\hat{V}_L}{\omega L} |\sin(\omega t)| \quad (3-9)$$

\hat{V}_L 為電感電壓峰值命令，其中 $\text{sign}(\bullet)$ 是一種符號運算元，當輸入電壓 v_s 大於或等於 0 時， $\text{sign}(v_s)$ 為 +1；反之輸入電壓 v_s 小於 0 時 $\text{sign}(v_s)$ 為 -1，如式(3-10)所示：

$$\text{sign}(v_s) = \begin{cases} +1, & \text{when } v_s \geq 0 \\ -1, & \text{when } v_s < 0 \end{cases} \quad (3-10)$$

藉由時間平均法得到平均電感電壓關係式(3-7)，現將所欲得到的平均電感電壓值式(3-8)和式(3-9)代入式(3-7)，整理可得：

$$\begin{aligned} \bar{d} = 1 - |v'_s| \left(\frac{R_{s1} + R_{s2}}{R_{s2}} \right) \left(\frac{1}{V'_o} \frac{R_{o2}}{R_{o1} + R_{o2}} \right) + \hat{V}_L \frac{r_L}{\omega L} |\sin(\omega t)| \left(\frac{1}{V'_o} \frac{R_{o2}}{R_{o1} + R_{o2}} \right) \\ + \hat{V}_L \text{sign}(v_s) \cos(\omega t) \left(\frac{1}{V'_o} \frac{R_{o2}}{R_{o1} + R_{o2}} \right) + V_F \left(\frac{1}{V'_o} \frac{R_{o2}}{R_{o1} + R_{o2}} \right) \end{aligned} \quad (3-11)$$

由於回授信號中所經過的電阻分壓，現今其為

$$\frac{R_{s2}}{R_{s1} + R_{s2}} = \frac{1}{V'_o} \frac{R_{o2}}{R_{o1} + R_{o2}} = k_f < 1 \quad (3-12)$$

$$k_v = \frac{R_{o2}}{R_{o1} + R_{o2}} \quad (3-13)$$

在選擇 R_{s1} 、 R_{s2} 、 R_{o1} 和 R_{o2} 4 個電阻，須先決定所欲輸出電壓之參考命令 V_o^* ，再決定 R_{o1} 和 R_{o2} 此二電阻，根據式(3-12)可得到 R_{s1} 和 R_{s2} 電阻比例。將式(3-12)代入式(3-11)可將式(3-11)改寫為：

$$\bar{d} = 1 - |v'_s| + k_f \hat{V}_L \frac{r_L}{\omega L} |\sin(\omega t)| + k_f \hat{V}_L \text{sign}(v_s) \cos(\omega t) + k_f V_F \quad (3-14)$$

根據式(3-2)平均導通週期 \bar{d} 和控制信號 v_{cont} 的關係式，可得 v_{cont} 為：

$$v_{cont} = |v'_s| - \hat{V}_L S_1(\omega t) - \hat{V}_L \frac{r_L}{\omega L} S_2(\omega t) - V'_F \quad (3-15)$$

$$= |v'_s| - \left[\hat{V}_L \left(S_1(\omega t) + \frac{r_L}{\omega L} S_2(\omega t) \right) + V'_F \right] \quad (3-16)$$

$$= v_{cont,1} - v_{cont,2} \quad (3-17)$$

r_L 為電感內等效電阻， $S_1(\omega t)$ 表示 $k_f \text{sign}(v_s) \cos(\omega t)$ 、 $S_2(\omega t)$ 表示 $k_f |\sin(\omega t)|$ 和 V'_F 表示為 $k_f V_F$ 。由式(3-15)可設計出無電流感測控制器如圖 3.2 表示。

控制訊號 v_{cont} 置於比較器負端，三角波訊號 v_{tri} 置於比較器正端。電壓控制器是由一簡單比例積分控制器，根據輸出電壓 v_o 跟輸出電壓命令 V_o^* 的誤差，進行比例積分控制產生電感電壓 \hat{V}_L 。圖中 k_v 和 k_f 如式(3-12)和式(3-13)所定。

其中圖 3.2 中 PLL 為鎖相迴路(Phase Lock Loop)，在迴路中利用回授訊號 v_s ，使控制器內部訊號可以隨著輸入電壓頻率或大小不同而變化。其中 $S_1(\omega t)$ 和 $S_2(\omega t)$ 分別代表

$k_f \text{sign}(v_s) \cos(\omega t)$ 和 $k_f |\sin(\omega t)|$ 如圖 3.3 表示。無論輸入電壓是否為理想輸入電壓，藉由鎖相迴路(PLL)可以產生出適合此時輸入電壓之 $S_1(\omega t)$ 和 $S_2(\omega t)$ ，來達到不論輸入電壓是否為理想輸入電壓皆可產生訊號，進一步達到輸入電流為弦波且同相。

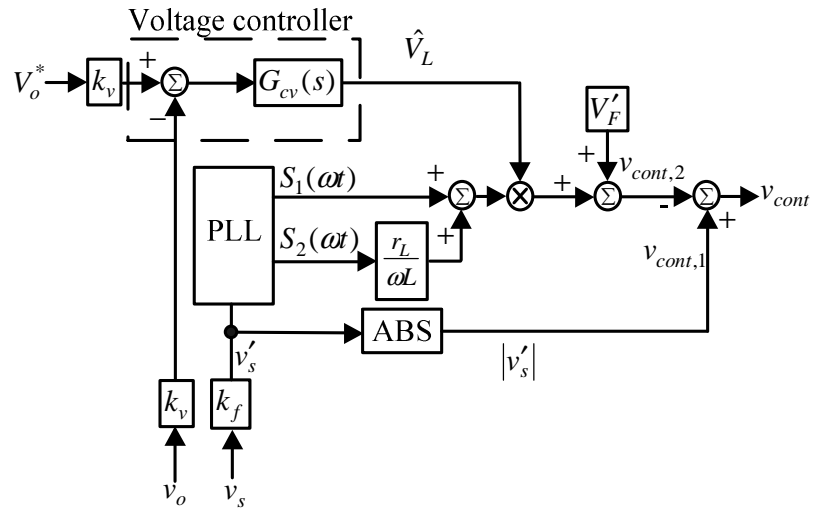


圖 3.2 無電流感測控制方塊圖

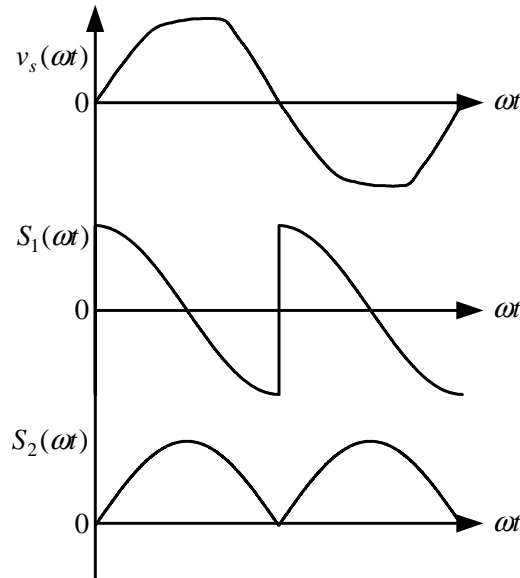


圖 3.3 典型控制迴路參考波形

3.2 輸出電壓轉移函數推導

在此將推導出昇壓型切換式整流器電路，配合無電流感測控制架構時的輸出電壓轉移函數，由式(3-14)可知道，開關平均責任週期 \bar{d} 主要是由電感電壓峰值命令 \hat{V}_L 進行計

算所得，因此在此推導電感電壓峰值命令 \hat{V}_L 對輸出電壓信號 V_o 的轉移函數。在此只考慮輸入電壓為 $v_s = V_{sp} \sin(\omega t)$ 弦波之情況或失真輸入電壓下之基本波成分為 $V_{sp} \sin(\omega t)$ 。

考慮利用功率平衡的觀點進行推導，並為了簡化推導過程的難度，將假設電路中的元件均為理想元件。當電路操作在穩態下時，平均功率是平衡的，根據公式可知輸入端所提供之平均功率可以寫為：

$$P_{in} = \frac{V_{sp} I_{sp}}{2} \quad (3-18)$$

其中 V_{sp} 和 I_{sp} 分別代表輸入電壓和輸入電流之峰值大小。現用(3-9)將 I_{sp} 用電感電壓峰值命令 \hat{V}_L 取代，整理可得：

$$P_{in} = \frac{V_{sp} \hat{V}_L}{2\omega L} \quad (3-19)$$

考慮電感電壓峰值命令 \hat{V}_L 信號有一擾動 $\Delta \hat{V}_L$ ，根據此擾動 $\Delta \hat{V}_L$ ，可以得到輸入端之功率：

$$P_{in} + \Delta P_{in} = \frac{V_{sp} (\hat{V}_L + \Delta \hat{V}_L)}{2\omega L} = \frac{V_{sp} \hat{V}_L}{2\omega L} + \frac{V_{sp} \Delta \hat{V}_L}{2\omega L} \quad (3-20)$$

現考慮擾動 $\Delta \hat{V}_L$ 對輸出電壓功率的影響，輸出電壓功率可藉由負載變動 ΔR_L 以及輸出電壓擾動 ΔV_o 來表示：

$$P_o + \Delta P_o = \frac{(V_o^* + \Delta V_o)^2}{R_L + \Delta R_L} \approx \frac{(V_o^*)^2}{R_L} + \frac{(V_o^*)^2}{R_L} \times \left(-\frac{\Delta R_L}{R_L} \right) + \frac{2V_o^* \Delta V_o}{R_L} \quad (3-21)$$

再考慮擾動 $\Delta \hat{V}_L$ 對電容功率的影響，電容功率擾動 ΔP_c 可利用輸出電壓擾動 ΔV_o 表示：

$$\Delta P_c = \frac{d\left(\frac{C_o}{2} (V_o^* + V_o)^2\right)}{dt} \approx CV_o^* \frac{d(\Delta V_o)}{dt} \quad (3-22)$$

考慮功率平衡，可將輸入功率、輸出電壓功率和電容功率表示如下：

$$P_{in} + \Delta P_{in} = P_o + \Delta P_o + \Delta P_c \quad (3-23)$$

將式(3-20)、(3-21)和(3-22)代入式(3-23)整理，等式左右2方的平均功率項相消，並小信號平方向忽略不計，並將其轉至s域整理可得小信號轉移函數：

$$G(s) = \frac{\Delta V_o}{\Delta \hat{V}_L} = \frac{\frac{V_{sp}}{2CV_o^* \omega L}}{s + \frac{2}{CR}} \quad (3-24)$$

觀察上式可以發現，此轉移函數為簡單之一階轉移函數，僅含一極點。且轉移函數分子項含有輸出電壓平均值 V_o^* ，表示此轉移函數將隨著電路工作點的不同而有改變。

3.3 電路參數誤差分析

由於整個無電流感測控制器是在FPGA合成，數位有解析度問題且實際電路參數的量測並非完全精準，因此在實際電路參數會與控制器中設定之參數有誤差。在此討論參數誤差對輸入電流波形的影響，考慮的項目如式(3-25)、(3-26)和(3-27)所示。

$$\Delta r_L = \hat{r}_L - r_L \quad (3-25)$$

$$\Delta L = \hat{L} - L \quad (3-26)$$

$$\Delta V_F = \hat{V}_F - V_F \quad (3-27)$$

其中 \hat{r}_L 、 \hat{L} 和 \hat{V}_F 分別代表了控制器內所使用的參數大小； r_L 、 L 和 V_F 則是實際電路中參數大小； Δr_L 、 ΔL 和 ΔV_F 為控制器中的參數與實際參數的誤差。因此可以將式(3-14)改寫如下：

$$\bar{d} = 1 - |v'_s| + \hat{V}_L S_1(\omega t) + \hat{V}_L \frac{\hat{r}_L}{\omega \hat{L}} S_2(\omega t) + \hat{V}_F \quad (3-28)$$

接著將式(3-28)代入式(3-4)，並將平均電感電壓 \hat{V}_L 用電感電流 i_L 的微分項表示重新整理可得：

$$L \frac{di_L(t)}{dt} + i_L(t)r_L = \hat{V}_L \left(S_1(\omega t) + \frac{\hat{r}_L}{\omega \hat{L}} S_2(\omega t) \right) + \Delta V_F \quad (3-29)$$

由於電感電流穩態下具有週期性，其頻率為線頻率的 2 倍，因此電感電流可以用式(3-30)表示，並具有式(3-31)的特性。

$$i_L(t) = \sum_{n=-\infty}^{n=\infty} i_{Lu}(t - n \times \frac{T}{2}) \quad (3-30)$$

$$i_{Lu}(\frac{T}{2}) = i_{Lu}(0) \quad (3-31)$$

T 為輸入電壓的週期，現只考慮式(3-29)在 $\left[0: \frac{T}{2}\right]$ 之間，式(3-29)可以改寫為：

$$L \frac{di_{Lu}(t)}{dt} + i_{Lu}(t)r_L = \hat{V}_L \left(\cos(\omega t) + \frac{r_L + \Delta r_L}{\omega(L + \Delta L)} \sin(\omega t) \right) + \Delta V_F \quad (3-32)$$

將式(3-29)解一階常微分方程式，可得半週期輸入總電感電流表示式：

$$i_{Lu}(t) \approx \left[\begin{array}{l} \frac{\hat{V}_L}{\omega L} \sin(\omega t) + i_{Lu}(0) e^{-\frac{\omega}{Q_L} t} \\ + \frac{\Delta V_F}{r_L} \left(1 - e^{-\frac{\omega}{Q_L} t} \right) \\ + k \frac{\hat{V}_L}{\omega L} \left[\frac{Q_L}{1+Q_L^2} e^{-\frac{\omega}{Q_L} t} - \frac{\cos(\omega t + \alpha_L)}{\sqrt{1+Q_L^2}} \right] \end{array} \right] \left[u(t) - u\left(t - \frac{T}{2}\right) \right] \quad (3-33)$$

其中 k 代表了參數的不確定性所造成的影響：

$$k = \frac{r_L \Delta L - L \Delta r_L}{r_L (L + \Delta L)} \quad (3-34)$$

而 Q_L 在表示電感的品質因數：

$$Q_L = \frac{\omega L}{r_L} \quad (3-35)$$

$$\alpha_L = \cot^{-1}(Q_L) \quad (3-36)$$

當輸入電壓 v_s 為正時，輸入電流 i_s 等於電感電流 i_L ；反之當輸入電壓為負時，輸入電流 i_s 等於電感電流 $-i_L$ 。因此可將輸入電流表示為：

$$i_s(t) = \text{sign}(v_s) i_L(t) \quad (3-37)$$

根據電路參數是否存在誤差，可將電感電流波形分成 3 種狀態討論。分別是弦波電流(Sinusoidal)、箝制電流(Clamped)及硬換像電流(Hard-commutation)。

第一種狀況輸入電流是弦波電流，此情況發生在所有電路參數的誤差均為零，即 $k=0$ 和 $\Delta V_F=0$ ，將此代入式(3-33)整理可得：

$$i_{Lu}(t) \approx \left[\frac{V_{sp} \theta}{\omega L} \sin(\omega t) + i_{Lu}(0) e^{-\frac{\omega}{Q_L} t} \right] \left[u(t) - u\left(t - \frac{T}{2}\right) \right] \quad (3-38)$$

根據式(3-26)且令電感電流初始值為零，在由式(3-24)可得電感電流 $i_L(t)$ 為：

$$\begin{aligned} i_L(t) &\approx \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{\hat{V}_L}{\omega L} \sin\left(\omega t - n \frac{T}{2}\right) \left[u\left(t - n \frac{T}{2}\right) - u\left(t - n \frac{T}{2} - \frac{T}{2}\right) \right] \\ &= \frac{\hat{V}_L}{\omega L} |\sin(\omega t)| \end{aligned} \quad (3-39)$$

根據式(3-37)和(3-39)，可得輸入電流 $i_s(t)$ ：

$$i_s(t) \approx \frac{\hat{V}_L}{\omega L} \sin(\omega t) = I_{sp} \sin(\omega t) \quad (3-40)$$

由上式可知當所有參數皆無誤差時，輸入電流波形為弦波。

第二種狀態為箝制電流(Clamped)，電感電流會在其週期結束以前歸零，週期內有一段時間電感電流維持零。此情況發生在 k 和 ΔV_F 皆小於或等於零，但不同時為零，將數值代入式(3-23)，根據討論箝制電流得知 $i_{Lu}(0)=0$ ，可知在週期結束前電感電流會小於零。但電感電流只能大於或等於零，因此小於零的部份會為零。若 k 和 ΔV_F 有正有負則要看參數誤差數值大小而定。

第三種狀態為硬換像電流(Hard-commutation)，電感電流無法在週期結束前歸零， $i_{Lu}(0)$ 會不為零。此現象發生在 k 和 ΔV_F 皆大於或等於零，但不同時為零。硬換像電流使得輸入電流在不為零的狀態下，進行全橋整流電路換相。這樣會增加切換的能量損失及減少整體效率。

根據上述三種狀態討論可知，弦波電流是一理想下產生出來的結果，然而此條件是無法完全達到。實作時，可能發生的狀態為第二種和第三種，若考慮到效率的問題，會希望第二種箝制電流產生。圖 3.3 為三種狀態電流的波形圖。

3.4 簡化之無電流感測控制

圖 3.2 控制器中除了主要架構外，還擁有 2 個電路補償，分別為電感等效內阻和電路元件導通壓降的不理想補償。若系統中的電感等效內阻 r_L 和電路元件導通壓降總和 V_F 很小，接近理想的話，可將控制器中 2 個電路補償同時省略如圖 3.5 表示，在第 4 章模擬驗證中，會有此控制架構的模擬驗證。

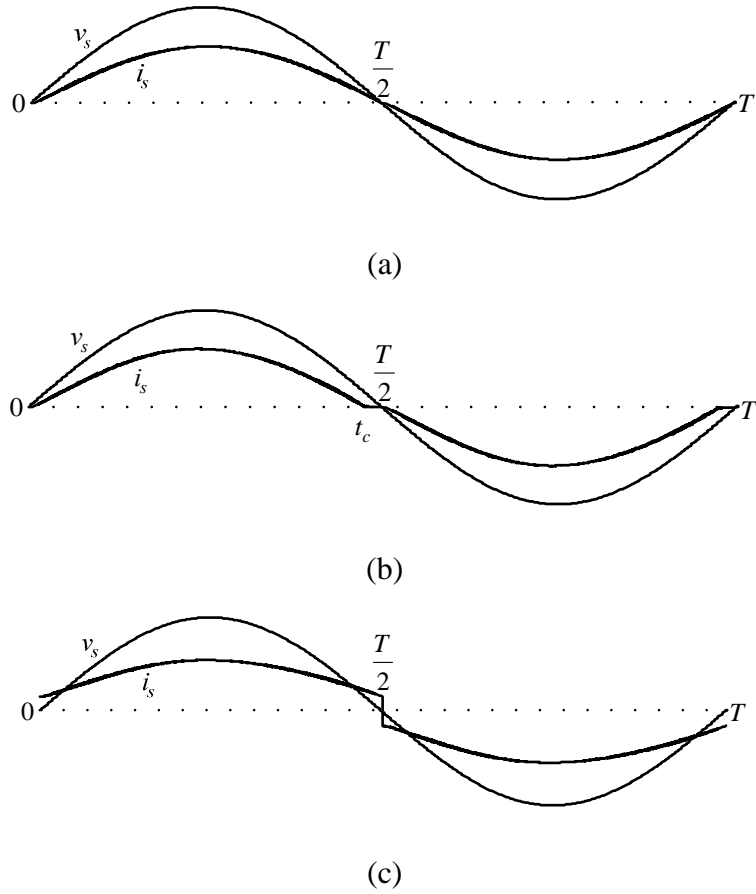


圖 3.4 參數誤差所可能產生的輸入電流波形
 (a)純弦波；(b)箝制電流；(c)硬換相電流波形。

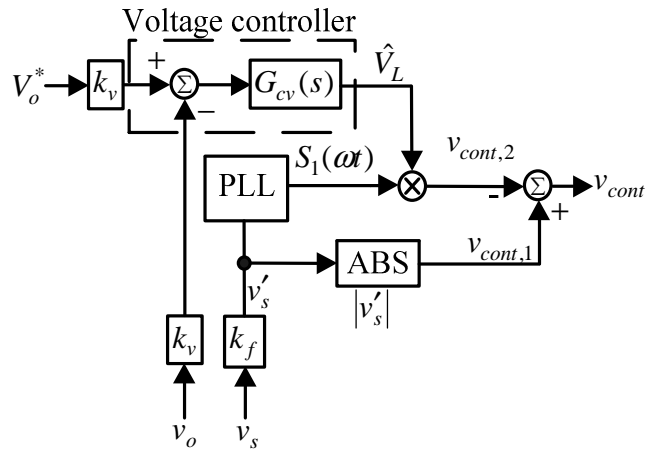


圖 3.5 簡化之無電流感測控制方塊圖

第四章

模擬驗證

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

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

在 PSIM 中有提供五種功能模組供使用者使用，分別為供給馬達驅動系統使用的馬達驅動模組、設計數位控制系統的數位控制模組、提供 Matlab/Simulink 共同模擬的 Simulink 耦合模組、提供 MagCoupler 共同模擬的 JMAG 耦合模組及計算功率開關熱損失與溫度變化的熱分析模組，可以利用圖 4.1 簡單描述此五種功能模組。[16]

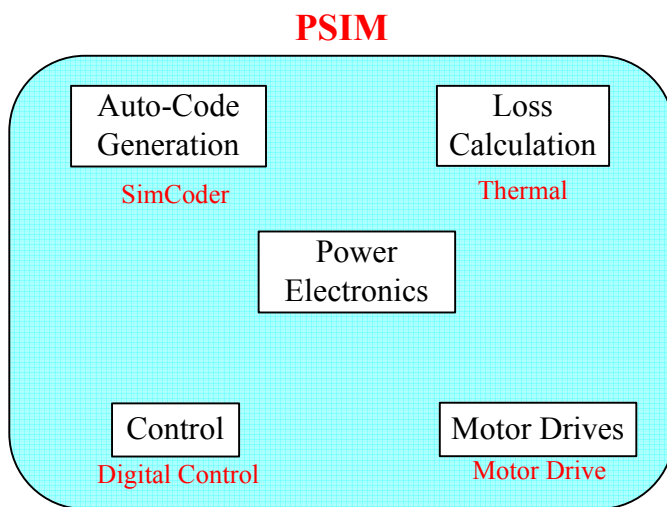


圖 4.1 PSIM 功能模組概圖

在馬達驅動模組中，由於電動機模型與控制迴路相當複雜，因此對於馬達驅動系統設計與分析工作具有高度的挑戰性，利用 PSIM 的馬達驅動模組中的電動機模型與負載模型可以使複雜的分析工作簡化，此外豐富的零件庫可以使馬達驅動的模擬系統迅速的建立。在 PSIM 中馬達驅動模組包括：直流電動機、三項鼠籠式與轉子繞線式感應電動機、永磁與外激式同步電動機、無刷直流電動機、切換式磁阻電動機、定力矩，定功率及一般常用機械負載、速率與力矩感測器及換速齒輪箱。

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

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

4.1 模擬電路及元件參數

表 4.1 無電流感測模擬參數

輸入電壓(峰值)	$V_{sp} = 155V(110V_{rms})$
輸出電壓之參考命令	$V_o^* = 300V$
額定功率	$\overline{P}_o = 600W$
輸入電壓頻率	$f = 60Hz$
開關切換頻率	$f_{tri} = 50kHz$
電容	$C_o = 470\mu F$
電感	$L = 4.56mH$
電感等效內阻	$r_L = 0.5\Omega$
整流子二極體導通壓降	$V_{DB} = 0.55V$
功率開關導通電壓	$V_T = 1.4V$
飛輪二極體導通壓降	$V_D = 1.4V$

模擬電路圖為圖 4.2 示之，其中包含了昇壓型切換式整流器電路、一個電壓迴路控制器、開關切換模組和無電流感測控制迴路。圖 4.2 中各電路元件及其大小值分別將其列於表 4.1 中，其值皆根據實際電路元件參數進行建立。

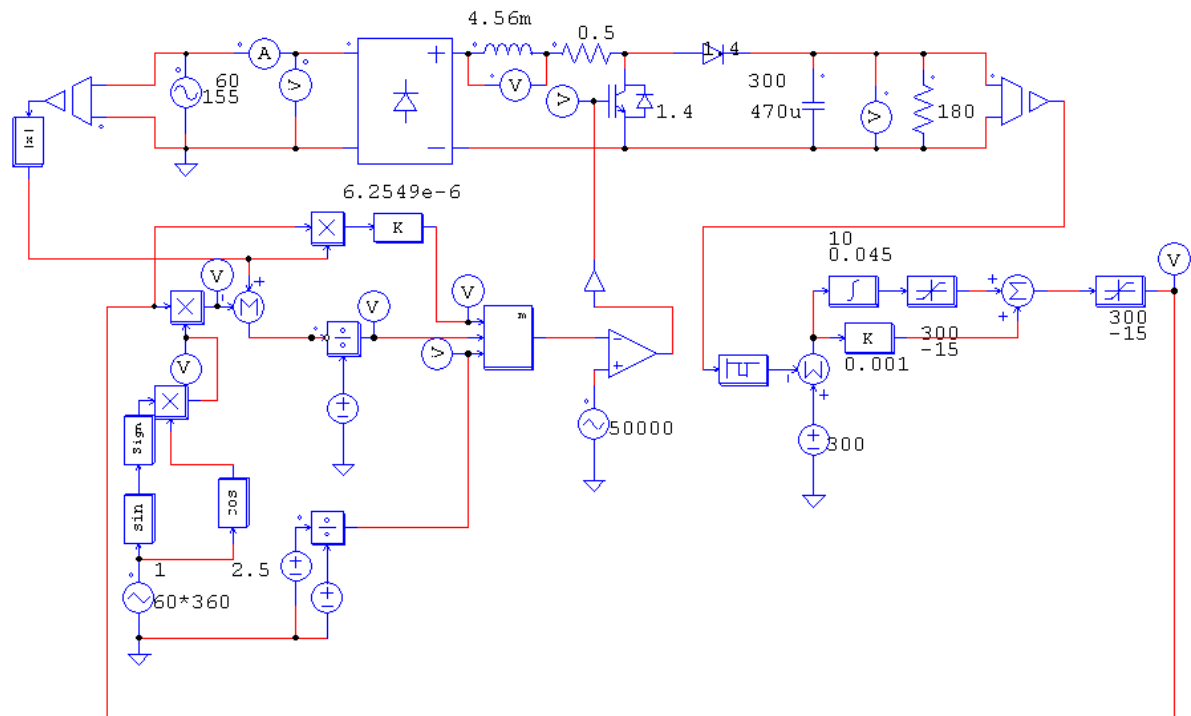


圖 4.2 PSIM 內無電流感測模擬圖

4.2 無電流感測控制之模擬

此節利用電腦模擬軟體 PSIM 來驗證無電流感測控制，是否能在昇壓型切換式整流器電路上達到輸入電流波形規劃和輸出電壓調節 2 種特性。模擬會分為 2 部分分別為穩態模擬和暫態模擬，穩態模擬主要觀察其輸入電流波形式是否為弦波且與輸入電壓是否同相，模擬輸出功率為 $P_o = 300W$ 至 $P_o = 600W$ ，其中將額定輸出功率 $P_o = 600W$ 控制器內部訊號繪出以作為觀察。暫態模擬會將輸出功率變動為 50% 至 100%，觀察輸出電壓是否穩定於輸出電壓的參考命令 $V_o^* = 300V$ 。

4.2.1 穩態模擬

將表 4.1 參數代入圖 4.2 無電流感測控制模擬圖進行模擬，可得其穩態響應如圖 4.3 和圖 4.4。圖 4.3 繪出不同輸出功率下穩態響應之輸入電壓及輸入電流波形，觀察其模擬結果發現輸入電流波形相當接近正弦波，且與輸入電壓同相位，總電流諧波失真 THD_i 皆約為 6.5%，亦即有相當高功率因數。另將各電流諧波成分整理於表 4.2。根據圖 4.4 可發現 V_{cont} 訊號為 $v_{cont,1}$ 所主導，而 $v_{cont,2}$ 中包含電感跨壓、電感內阻跨壓以及二極體和開

關總導通壓降的補償。其中電感內阻跨壓補償與二極體和開關總導通壓降的補償其值皆較小，看起來對責任週期影響不大，但卻對輸入電流波形有一定的影響力。

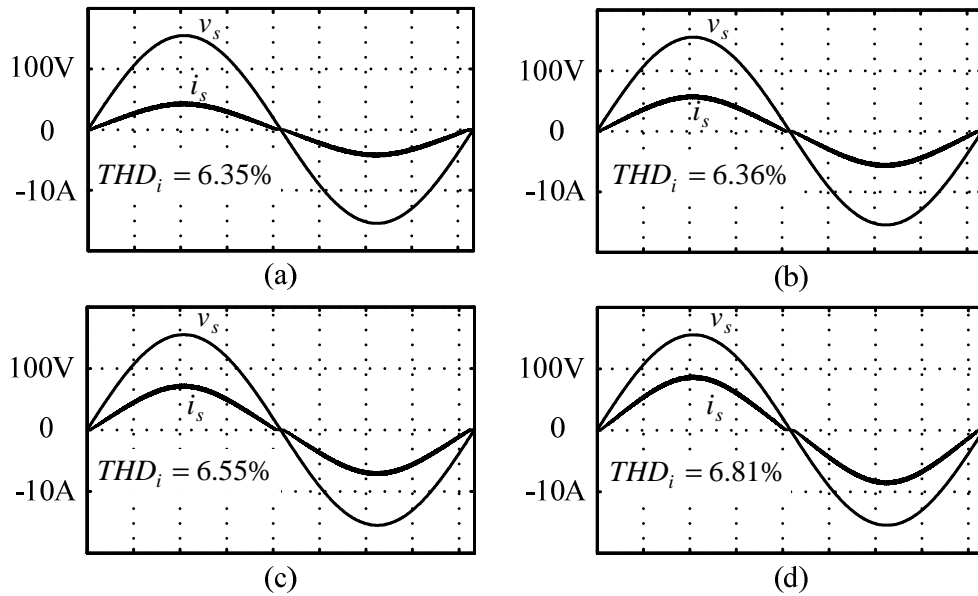


圖 4.3 使用無電流感測控制之理想輸入電壓模擬穩態波形:

(a)300W;(b)400W;(c)500W;(d)600W。

表 4.2 電流諧波整理

輸出功率 諧波次數	300W	400W	500W	600W
1-基本波 (單位:安培)	4.0043	5.3633	6.7352	8.1204
3	0.2278	0.3178	0.4158	0.5227
5	0.4504	0.0684	0.0964	0.1296
7	0.0333	0.0501	0.0701	0.0934
9	0.0256	0.0383	0.0533	0.0705
11	0.0204	0.0305	0.0422	0.0555
13	0.0170	0.0251	0.0344	0.0447
15	0.0142	0.0210	0.0285	0.0366
17	0.0122	0.0178	0.0238	0.0302
19	0.0105	0.0152	0.0201	0.0250
THD_i (%)	6.35	6.36	6.55	6.81

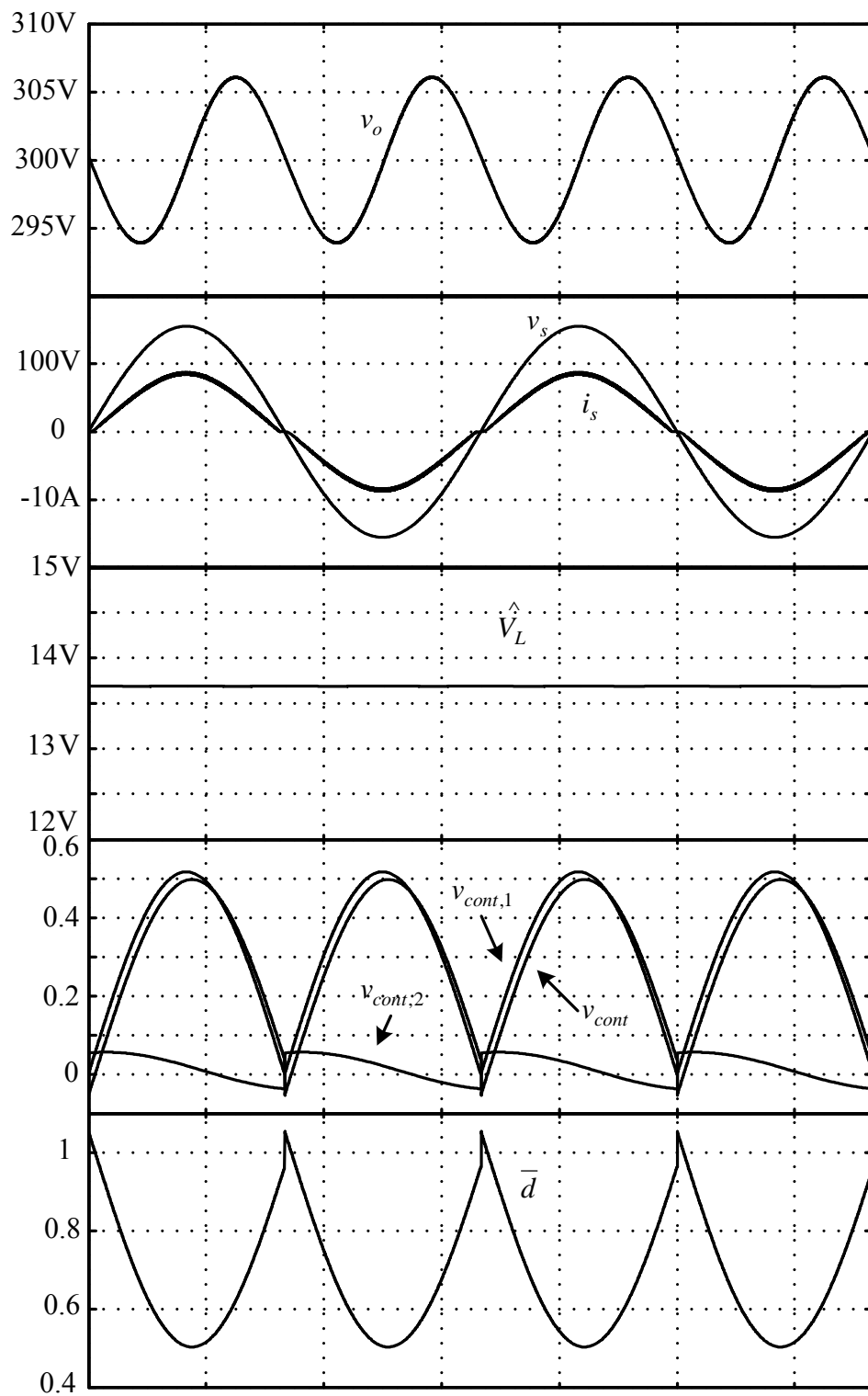


圖 4.4 穩態響應下控制器內部信號

4.2.2 暫態模擬

除了會考慮電路穩態下輸入電流波形的表現，亦會將重點放在暫態響應時輸出電壓調節。輸出功率的變動會是造成昇壓型切換式整流器進入暫態主要原因之一，在此將無電流感測控制利用 PSIM 模擬輸出功率變動，觀察電路是否可以在可接受時間範圍內由不穩定的暫態回復到穩態。模擬了輸出功率由 50% 至 100% 的變化如圖 4.5。由圖 4.5 可發現輸出功率變動後經過了若干周期後輸出電壓調節至 300V，輸入電流峰值從 4.3A 變化至 8.7A。經過暫態模擬後驗證昇壓型切換式整流器之無電流感測控制擁有輸出電壓調節的作用。

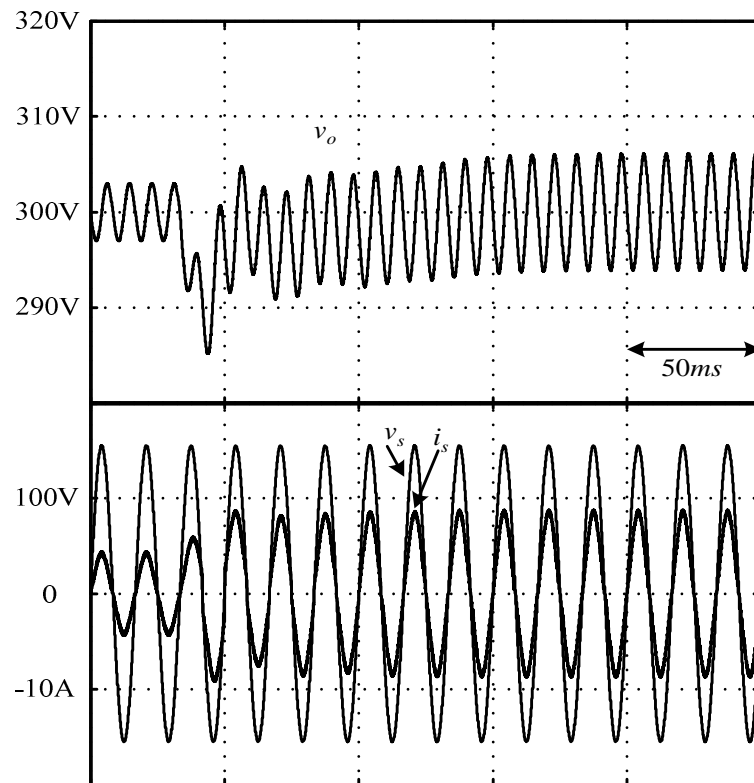


圖 4.5 昇壓型切換式整流器暫態響應:輸出功率變動 50% 至 100%

4.3 無電流感測控制之失真輸入電壓模擬

在先前的推導得到無論輸入電壓是否為理想輸入電壓，皆可得到輸入電流為弦波波形且同相。先將輸入電壓由原先弦波 $v_s = 155 \sin(\omega t) V$ 入電，改由模擬失真輸入電壓 $110V_{rms}$ 輸入模擬。模擬失真輸入電壓方法為，直接利用功率計量測失真輸入電壓各諧波成分，將其紀錄。利用 PSIM 內多個正弦電壓源 Sinusoidal voltage source，再將紀錄的各諧波成份代入進行失真輸入電壓源的模擬，如圖 4.6。圖 4.7 為失真輸入電壓實際量

測波形與 PSIM 模擬失真輸入電壓波形圖，兩者相似度極高。失真輸入電壓的總電壓諧波失真約為 $THD_v \approx 5\%$ ，在圖中顯示出理想輸入電壓峰值大小與基本波相位相差的角度。

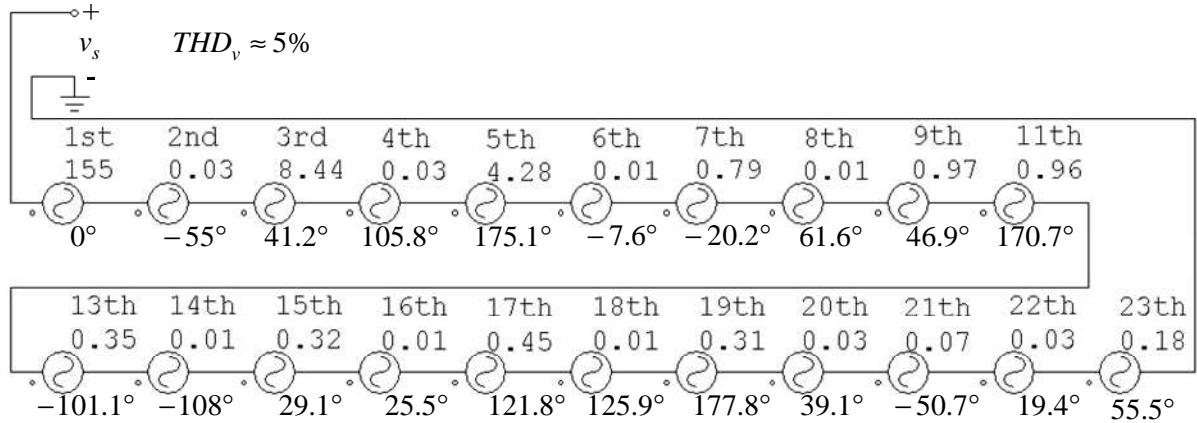


圖 4.6 PSIM 模擬失真輸入電壓電路圖

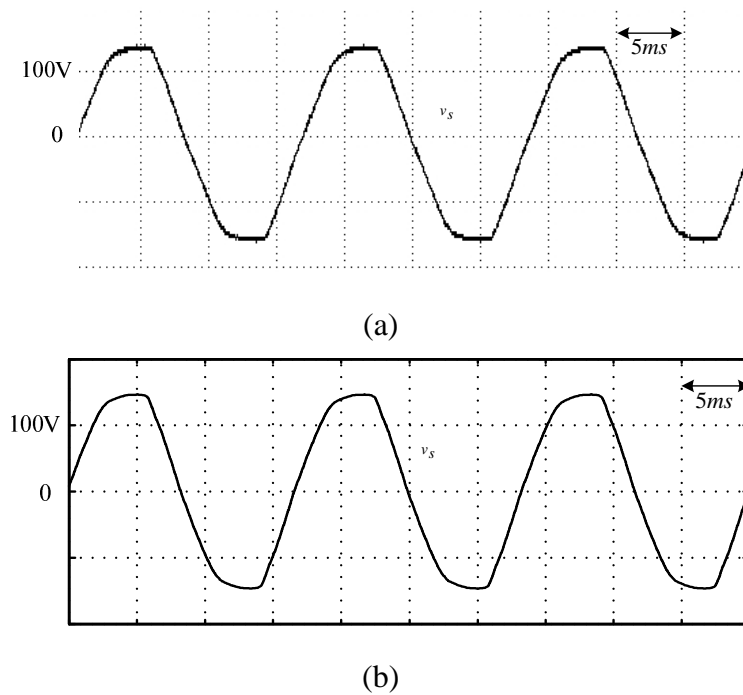


圖 4.7 (a)實際失真輸入電壓波形(b)PSIM 模擬失真輸入電壓波形

4.3.1 穩態模擬

將圖 4.6 中模擬失真輸入電壓源代入圖 4.2 無電流感測控制模擬圖進行模擬，可得其穩態響應如圖 4.8 和圖 4.9。圖 4.8 繪出不同輸出功率下穩態響應的輸入電壓及輸入電流波形，其中可發現就算失真輸入電壓，但是輸入電流波形依然可以相當接近正弦波，且與輸入電壓同相位，總電流諧波失真 THD_i 皆約為 4.7%，亦即有相當高功率因素。將各

電流諧波成分整理於表 4.3。

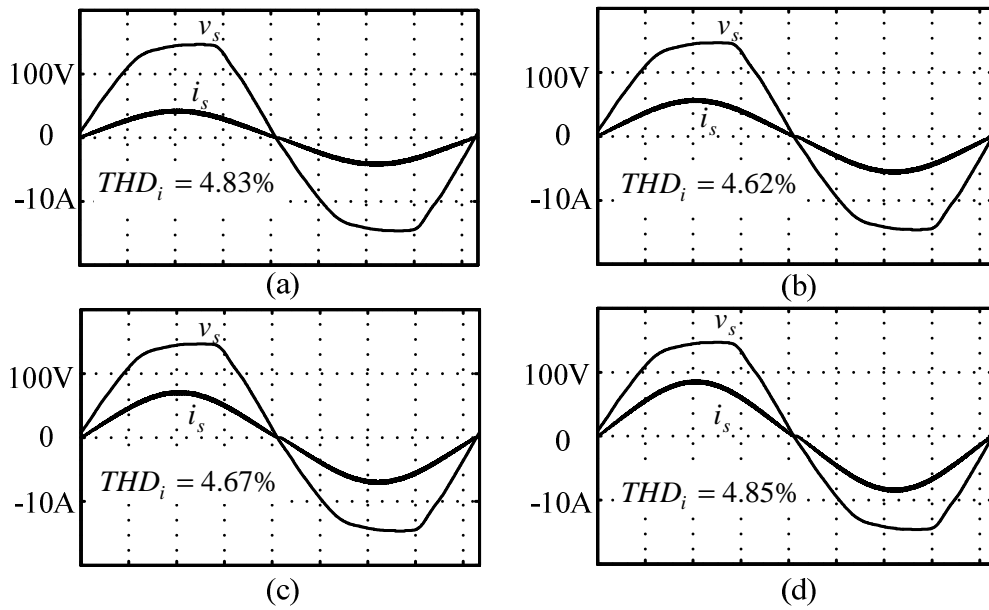


圖 4.8 使用無電流感測控制之失真輸入電壓模擬穩態波形
(a)300W;(b)400W;(c)500W;(d)600W。

表 4.3 電流諧波整理

輸出功率 諧波次數	300W	400W	500W	600W
1-基本波 (單位:安培)	4.0144	5.3763	6.7511	8.1390
3	0.1679	0.2316	0.3027	0.3823
5	0.0295	0.04453	0.0641	0.0888
7	0.0153	0.0240	0.0359	0.0513
9	0.0135	0.0207	0.0030	0.0425
11	0.0113	0.0172	0.0251	0.0349
13	0.0093	0.0141	0.0206	0.0285
15	0.0079	0.0121	0.0165	0.0241
17	0.0070	0.0106	0.0152	0.0208
19	0.0062	0.0094	0.0133	0.0180
THD_i (%)	4.83	4.62	4.67	4.85

4.3.2 暫態模擬

如同 4.2.2 中無電流感測控制藉由輸出功率變動，觀察其暫態響應，以確認無電流感測是否有輸出電壓調節功能。在圖 4.5 中以驗證無電流感測在弦波輸入電壓時，擁有輸出電壓調節特性。現改由失真輸入電壓進行模擬得圖 4.9，由圖 4.9 可以得到當失真輸入電壓，確實有輸出電壓調節作用。

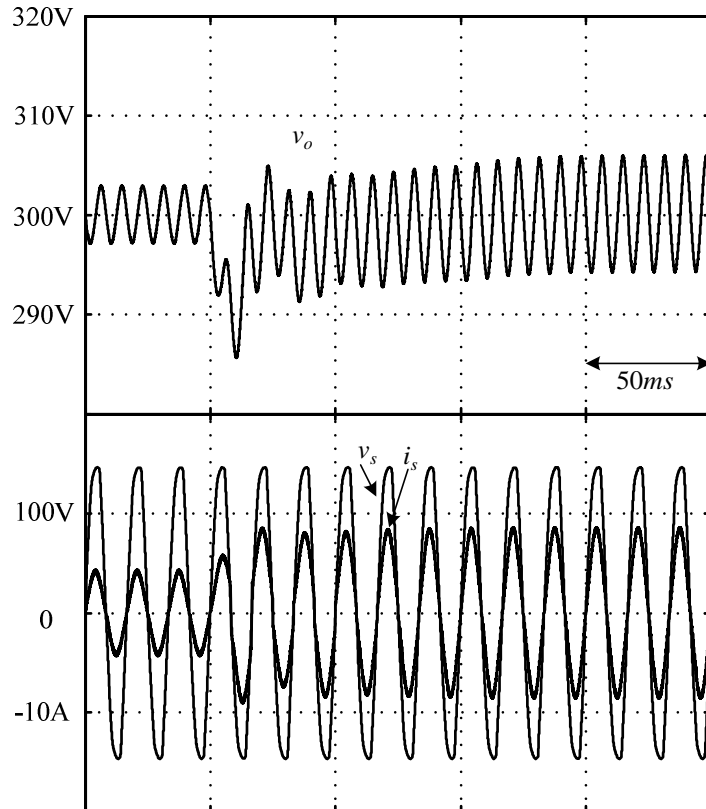


圖 4.9 失真輸入電壓暫態響應:輸出功率變動 50%至 100%

4.4 簡化之無電流感測控制架構模擬

如圖 3.5 簡化之無電流感測控制迴路，其中電路元件不理想因素如電感等效內阻和二極體及開關導通壓降所做的補償迴路，將其迴路簡化。在此即藉由模擬觀察此二迴路對無電流感測控制的影響。圖 4.10 和圖 4.11 分別為理想輸入電壓與失真輸入電壓時的穩態響應，表 4.4 和表 4.5 分別為各自的電流諧波成分。

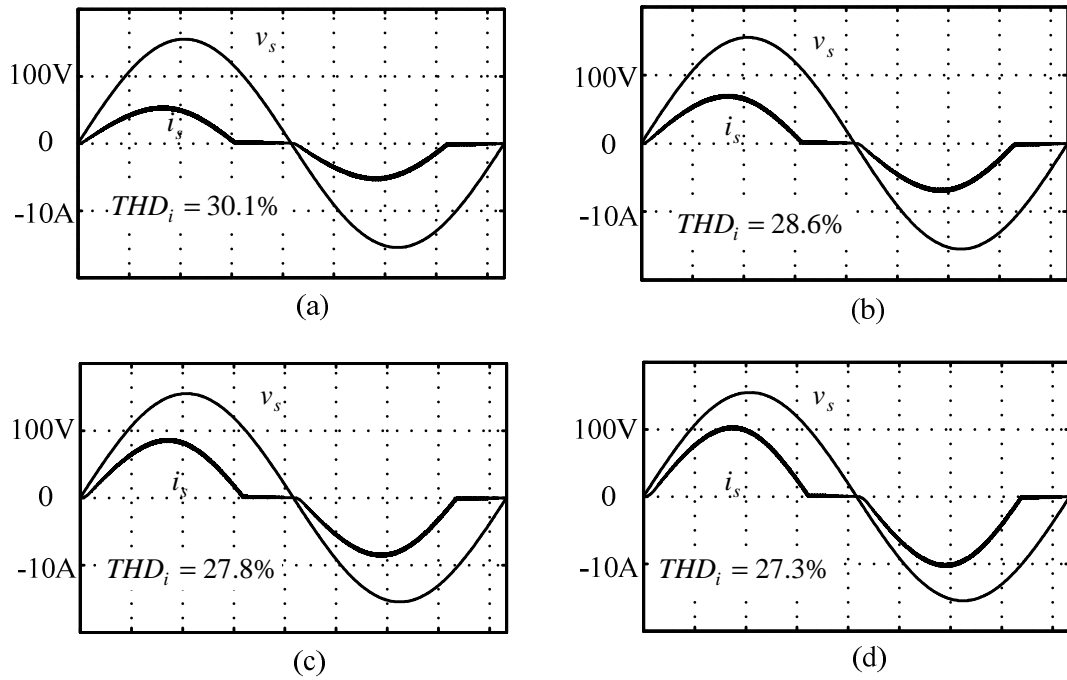


圖 4.10 使用簡化無電流感測控制之理想輸入電壓模擬穩態波形

(a)300W;(b)400W;(c)500W;(d)600W。

表 4.4 簡化無電流感測控制電流諧波整理

輸出功率 諧波次數	300W	400W	500W	600W
1-基本波 (單位:安培)	4.2740	5.6730	7.0817	8.502
3	1.2380	1.5559	1.8814	2.2209
5	0.3089	0.4338	0.5472	0.6594
7	0.0214	0.0567	0.0940	0.1269
9	0.0874	0.0884	0.0897	0.0943
11	0.0761	0.0978	0.1158	0.1329
13	0.0267	0.0505	0.0699	0.0859
15	0.0163	0.0057	0.0122	0.0211
17	0.0305	0.0309	0.0294	0.0289
19	0.0207	0.0310	0.0369	0.0411
THD_i (%)	30.1	28.6	27.8	27.3

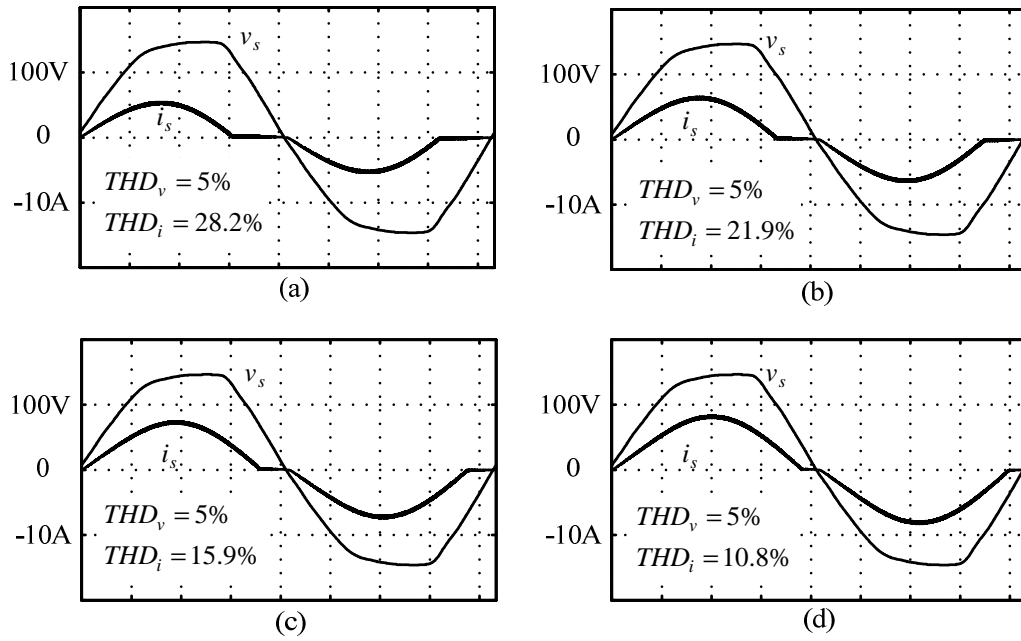


圖 4.11 使用簡化無電流感測控制之失真輸入電壓模擬穩態波形
(a)300W;(b)400W;(c)500W;(d)600W。

表 4.5 簡化無電流感測控制電流諧波整理

輸出功率 諧波次數	300W	400W	500W	600W
1-基本波 (單位:安培)	4.3696	5.4992	6.5358	7.5687
3	1.1754	1.1265	0.9499	0.7466
5	0.3380	0.3980	0.3602	0.2678
7	0.0489	0.1560	0.2011	0.1678
9	0.0694	0.0287	0.1086	0.1173
11	0.0765	0.0350	0.0483	0.0807
13	0.0397	0.0506	0.0129	0.0568
15	0.0047	0.0422	0.0121	0.0382
17	0.0246	0.0213	0.0220	0.0238
19	0.0249	0.0041	0.0245	0.0132
THD_i (%)	28.2	21.9	15.9	10.8

4.5 諧波規範比較

將表 4.2~表 4.5 中所整理出的諧波數值與第一章所述的諧波規範 IEC 61000-3-2 來作比較。其中由於 A 類和 D 類的應用規範較符合本計畫報告的應用領域，因此取 IEC 61000-3-2 中的 A 類和 D 類規範內容作比較。並由表 4.6~表 4.13 整理，其中 D 類規範所定義之單位為 mA/W ，表 4.10~表 4.13 之單位則為轉換過後的單位安培。其中利用下標註記的為不滿足規範。

表 4.6 輸出功率為 300W 下諧波電流與 A 類規範比較

諧波次數	A 類(安培)	無電流感測控制		簡化之無電流感測控制	
		理想輸入電壓	失真輸入電壓	理想輸入電壓	失真輸入電壓
3	2.3	0.2278	0.1679	1.2380	1.1754
5	1.14	0.4504	0.0295	0.3089	0.3380
7	0.77	0.0333	0.0153	0.0214	0.0489
9	0.4	0.0256	0.0135	0.0874	0.0694
11	0.33	0.0204	0.0113	0.0761	0.0765
13	0.21	0.0170	0.0093	0.0267	0.0397
15	0.15	0.0142	0.0079	0.0163	0.0047
17	0.132	0.0122	0.0070	0.0305	0.0246
19	0.118	0.0105	0.0062	0.0207	0.0249

表 4.7 輸出功率為 400W 下諧波電流與 A 類規範比較

諧波次數	A 類(安培)	無電流感測控制		簡化之無電流感測控制	
		理想輸入電壓	失真輸入電壓	理想輸入電壓	失真輸入電壓
3	2.3	0.3178	0.2316	1.5559	1.1265
5	1.14	0.0684	0.04453	0.4338	0.3980
7	0.77	0.0501	0.0240	0.0567	0.1560
9	0.4	0.0383	0.0207	0.0884	0.0287
11	0.33	0.0305	0.0172	0.0978	0.0350
13	0.21	0.0251	0.0141	0.0505	0.0506
15	0.15	0.0210	0.0121	0.0057	0.0422
17	0.132	0.0178	0.0106	0.0309	0.0213
19	0.118	0.0152	0.0094	0.0310	0.0041

表 4.8 輸出功率為 500W 下諧波電流與 A 類規範比較

諧波次數	A 類(安培)	無電流感測控制		簡化之無電流感測控制	
		理想輸入電壓	失真輸入電壓	理想輸入電壓	失真輸入電壓
3	2.3	0.4158	0.3027	1.8814	0.9499
5	1.14	0.0964	0.0641	0.5472	0.3602
7	0.77	0.0701	0.0359	0.0940	0.2011
9	0.4	0.0533	0.0030	0.0897	0.1086
11	0.33	0.0422	0.0251	0.1158	0.0483
13	0.21	0.0344	0.0206	0.0699	0.0129
15	0.15	0.0285	0.0165	0.0122	0.0121
17	0.132	0.0238	0.0152	0.0294	0.0220
19	0.118	0.0201	0.0133	0.0369	0.0245

表 4.9 輸出功率為 600W 下諧波電流與 A 類規範比較

諧波次數	A 類(安培)	無電流感測控制		簡化之無電流感測控制	
		理想輸入電壓	失真輸入電壓	理想輸入電壓	失真輸入電壓
3	2.3	0.5227	0.3823	2.2209	0.7466
5	1.14	0.1296	0.0888	0.6594	0.2678
7	0.77	0.0934	0.0513	0.1269	0.1678
9	0.4	0.0705	0.0425	0.0943	0.1173
11	0.33	0.0555	0.0349	0.1329	0.0807
13	0.21	0.0447	0.0285	0.0859	0.0568
15	0.15	0.0366	0.0241	0.0211	0.0382
17	0.132	0.0302	0.0208	0.0289	0.0238
19	0.118	0.0250	0.0180	0.0411	0.0132

表 4.10 輸出功率為 300W 下諧波電流與 D 類規範比較

諧波次數	D 類(安培)	無電流感測控制		簡化之無電流感測控制	
		理想輸入電壓	失真輸入電壓	理想輸入電壓	失真輸入電壓
3	1.02	0.2278	0.1679	<u>1.2380</u>	<u>1.1754</u>
5	0.57	0.4504	0.0295	0.3089	0.3380
7	0.3	0.0333	0.0153	0.0214	0.0489
9	0.15	0.0256	0.0135	0.0874	0.0694
11	0.105	0.0204	0.0113	0.0761	0.0765
13	0.089	0.0170	0.0093	0.0267	0.0397
15	0.077	0.0142	0.0079	0.0163	0.0047
17	0.068	0.0122	0.0070	0.0305	0.0246
19	0.061	0.0105	0.0062	0.0207	0.0249

表 4.11 輸出功率為 400W 下諧波電流與 D 類規範比較

諧波次數	D 類(安培)	無電流感測控制		簡化之無電流感測控制	
		理想輸入電壓	失真輸入電壓	理想輸入電壓	失真輸入電壓
3	1.36	0.3178	0.2316	<u>1.5559</u>	1.1265
5	0.76	0.0684	0.04453	0.4338	0.3980
7	0.4	0.0501	0.0240	0.0567	0.1560
9	0.2	0.0383	0.0207	0.0884	0.0287
11	0.14	0.0305	0.0172	0.0978	0.0350
13	0.118	0.0251	0.0141	0.0505	0.0506
15	0.103	0.0210	0.0121	0.0057	0.0422
17	0.091	0.0178	0.0106	0.0309	0.0213
19	0.081	0.0152	0.0094	0.0310	0.0041

表 4.12 輸出功率為 500W 下諧波電流與 D 類規範比較

諧波次數	D 類(安培)	無電流感測控制		簡化之無電流感測控制	
		理想輸入電壓	失真輸入電壓	理想輸入電壓	失真輸入電壓
3	1.7	0.4158	0.3027	<u>1.8814</u>	0.9499
5	0.95	0.0964	0.0641	0.5472	0.3602
7	0.5	0.0701	0.0359	0.0940	0.2011
9	0.25	0.0533	0.0030	0.0897	0.1086
11	0.175	0.0422	0.0251	0.1158	0.0483
13	0.148	0.0344	0.0206	0.0699	0.0129
15	0.128	0.0285	0.0165	0.0122	0.0121
17	0.113	0.0238	0.0152	0.0294	0.0220
19	0.101	0.0201	0.0133	0.0369	0.0245

表 4.13 輸出功率為 600W 下諧波電流與 D 類規範比較

諧波次數	D 類(安培)	無電流感測控制		簡化之無電流感測控制	
		理想輸入電壓	失真輸入電壓	理想輸入電壓	失真輸入電壓
3	2.04	0.5227	0.3823	<u>2.2209</u>	0.7466
5	1.14	0.1296	0.0888	0.6594	0.2678
7	0.6	0.0934	0.0513	0.1269	0.1678
9	0.3	0.0705	0.0425	0.0943	0.1173
11	0.21	0.0555	0.0349	0.1329	0.0807
13	0.178	0.0447	0.0285	0.0859	0.0568
15	0.154	0.0366	0.0241	0.0211	0.0382
17	0.136	0.0302	0.0208	0.0289	0.0238
19	0.122	0.0250	0.0180	0.0411	0.0132

根據表 4-6~表 4-13 的結果，觀察可發現，當還未將控制器中的 2 個補償迴路忽略前，無論是 A 類或是 D 類規範，在模擬得到之數據皆可滿足其要求。但將 2 個補償迴路忽略後，可發現三次諧波的值無法滿足 D 的規範。若規格需求只需要滿足 A 類規範，那無論是否有忽略 2 個補償迴路皆可滿足；反之需求要滿足 D 類規格，只能使用未忽略的控制架構。

第五章

電路實作

5.1 現場可規劃邏輯陣列(FPGA)

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

利用 FPGA 來實現控制系統有著不少優勢在，除了有較高的運算時脈外，其平行運算的能力也相當高。除此之外，利用 FPGA 實現的控制器，其行為亦非常接近等效之類比控制器，而且不但能保留其優點，如無計算上的延遲(No Calculation Delay)、更高的頻寬(Higher Bandwidth)等；更能將其缺點排除，如參數漂移(Parameter Drifting)、較低的積分層級(Poor Level of Integration) [17]。除此之外，FPGA 與其類似功能之 CPLD 做比較亦存在不少優點，在編程上 FPGA 比 CPLD 具有更大的靈活性，且 FPGA 非常適合複雜邏輯結構，這些優勢也讓 FPGA 更適合使用在控制系統上。

FPGA 元件內部主要包含了三大部分，數百到數千個標準的可程式邏輯單元(Configurable Logic Blocks, CLBs)，排列形成 $M \times N$ 的電路矩陣；每個邏輯單元均連接至縱向網路及橫向網路，外部在圍繞一圈輸入輸出單元，如圖 5.1 所示。當電路完成設計後，便可以把產生之電路架構編譯檔下載至 FPGA 中進行連線規劃，成為一顆具有特定功能之 IC。這樣不但縮短了研發時間，同時又擁有多次燒錄等功能，而且也大大增加設計方法上之彈性。

接下來將介紹 FPGA 的設計流程。首先 FPGA 的設計方法有二種，分別為圖形化流程(Schematic Flow)以及硬體描述語言編輯(HDL Editor)，然而近年來電路設計的規模日益龐大複雜，若使用圖形化的設計方法則相當的費時且容易發生錯誤，因此利用硬體描述語言的設計方式成為主流，一般常見的硬體描述語言有 VHDL、Verilog 等，而本計畫報告所使用的為 Verilog，由於其接近 C 語言的語法撰寫，使得較 VHDL 來的容易上手，而撰寫硬體描述語言最重要的就是電路的觀念，以及訊號時序的正確性，因此在

程式撰寫的概念上有別於 C 語言以及 MATLAB 等逐行編譯的程式語言。

將所希望設計的電路利用圖形化流程或是硬體描述語言完成後，接下來則可以做行為模擬(Behavior Simulation)及合成後的函數模擬(Function Simulation)，藉此可以了解所設計的電路功能是否正確。驗證功能正確後，就可以進行時序模擬(Timing Simulation)，模擬電路在燒入 FPGA 後，所造成延遲是否符合需求。

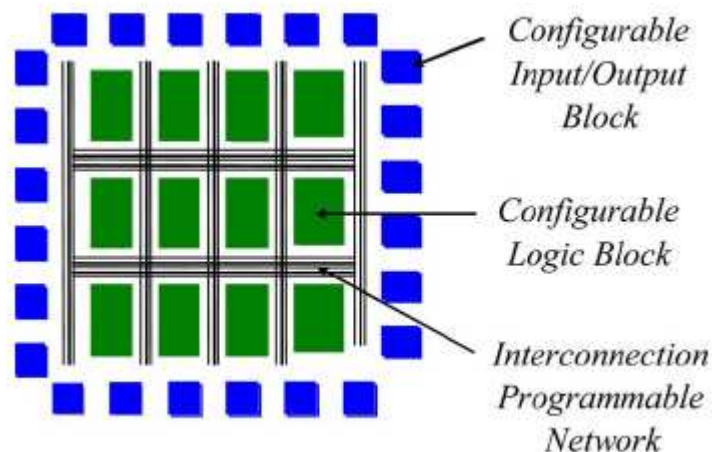


圖 5.1 FPGA 元件基本結構

本實驗所使用之現場可規劃邏輯陣列發展板，型號為 UBD-Spartan3E-ST3E。其核心為 Xilinx 公司研製，型號為 Spartan-3E XC3S250E，並配合 Xilinx ISE 8.2i 之軟體進行電路之撰寫及模擬。此核心內含 4896 個 4 輸入 LUT(Look-Up Table)及 D 型正反器(D-type Flip-Flop)，封裝為 PQFP 208 隻腳位，其中供使用者使用的腳位有 158 隻。此外，還包含了有 12 個 18K-bits 的 Block RAMs，12 個 18 乘 18 的硬體乘法器。實驗板上則提供 8 個指撥開關及 LED 介面及 40MHz 之石英震盪器等。

5.2 實作電路組成

昇壓型切換式整流器之無電流感測控制實作，利用 FPGA 作為實現無電流感測實作平台，並有數位類比轉換電路及開關驅動電路，當昇壓型切換式整流器主電路和 FPGA 之間的媒介。大致上昇壓型切換式整流器之無電流感測控制實作架構如圖 5.2 所示，數位類比轉換電路分別為 A/D 轉換電路和 D/A 轉換電路，A/D 轉換電路是迴授輸出電壓及輸入電壓，D/A 轉換電路是對 FPGA 內部訊號進行觀察，雖 D/A 轉換電路並非無電流感測控制所必須，其目的為確保數位訊號正確性。開關驅動電路從 FPGA 接收 PWM 信號，進行隔離放大以驅動昇壓型切換式整流器中唯一主動元件 IGBT 開關。實際實作電路照片由圖 5.3 呈現。

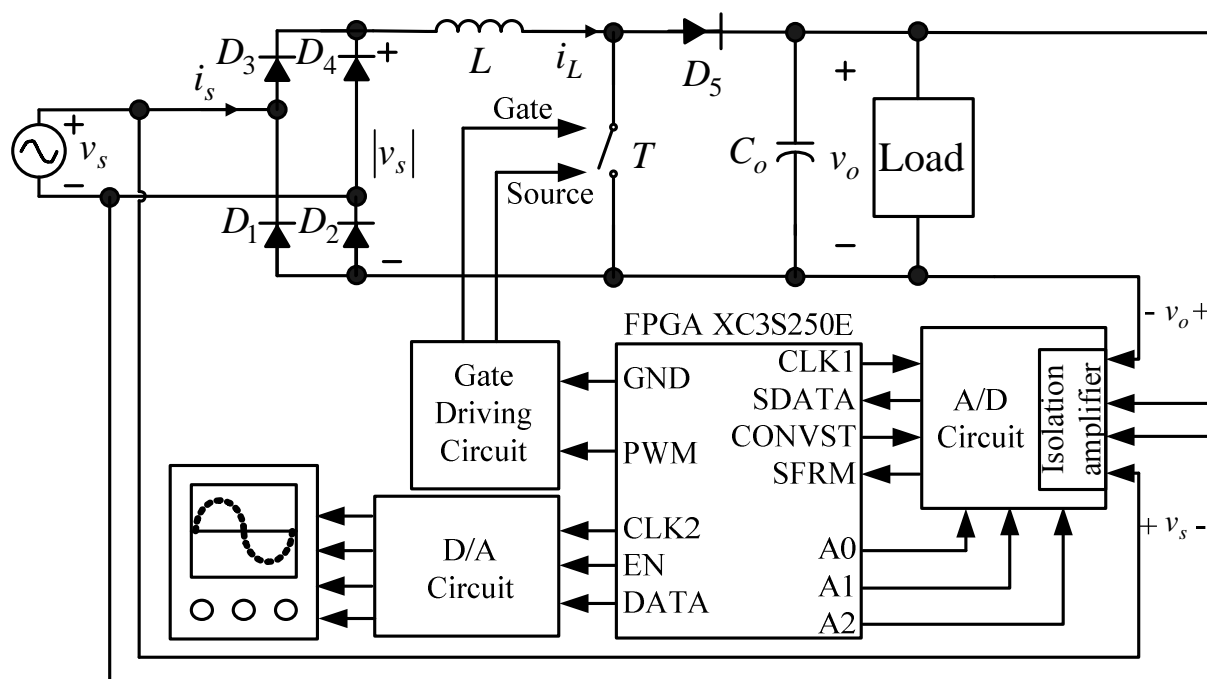


圖 5.2 實作電路組成

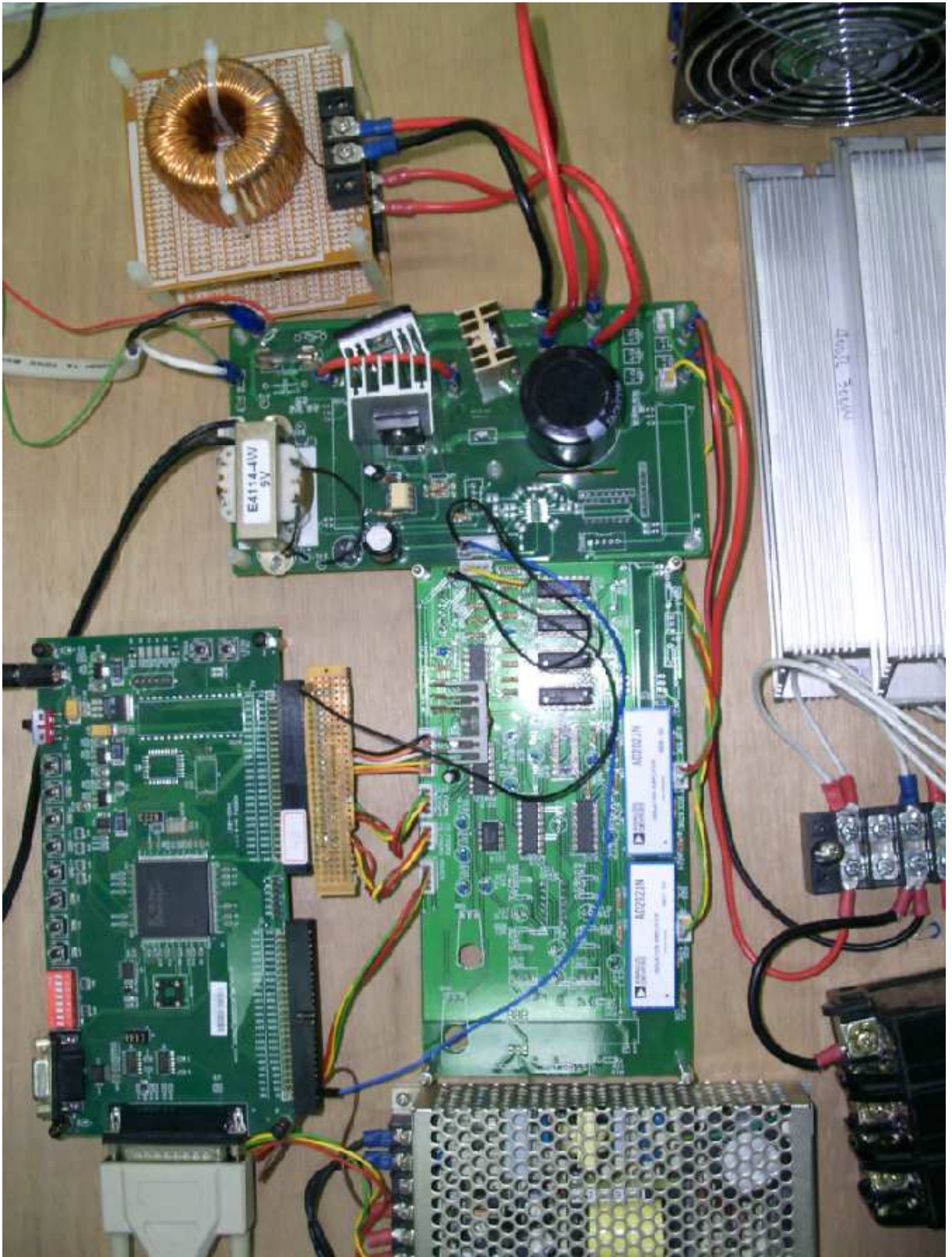


圖 5.3 實際實作電路照片

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

實作中，完整 A/D 轉換電路組成如圖 5.4，整個電路實作需回授輸出電壓 V_o 跟輸出電壓 V_s 。由於所使用 ADC 為 IC MAX121，其輸入取樣電壓需為在 $\pm 5V$ 之間，故先藉由電阻分壓使其控制在 $\pm 5V$ 之間。電阻分壓後再用隔離放大器 IC AD202，使輸出電壓和輸入電壓二者與取樣電路隔離，避免輸出電壓與輸入電壓直接進入取樣電路對其造成損傷。由於只用一顆 MAX121 但有 2 個訊號需做 A/D 轉換的功能，故在其中間加入一多工器 ADG508A 使其可以以一顆 MAX121 來對 2 個訊號作 A/D 轉換。在藉由 FPGA A/D 模組與 ADG508 和 MAX121 兩者做溝通，即完成 A/D 轉換。

D/A 轉換器電路組成就如同圖 5.5 所示，首先由 FPGA 內部的 D/A 模組給予由數位轉類比 IC PCM56P 有特殊涵義的訊號，再經過一個反相放大器將 PCM56P 輸出的 $\pm 3.3V$ 放大到 $\pm 10V$ 給予示波器觀測。而 D/A 轉換器在系統中同樣的對於驗證 FPGA 程式有相當大的助益。

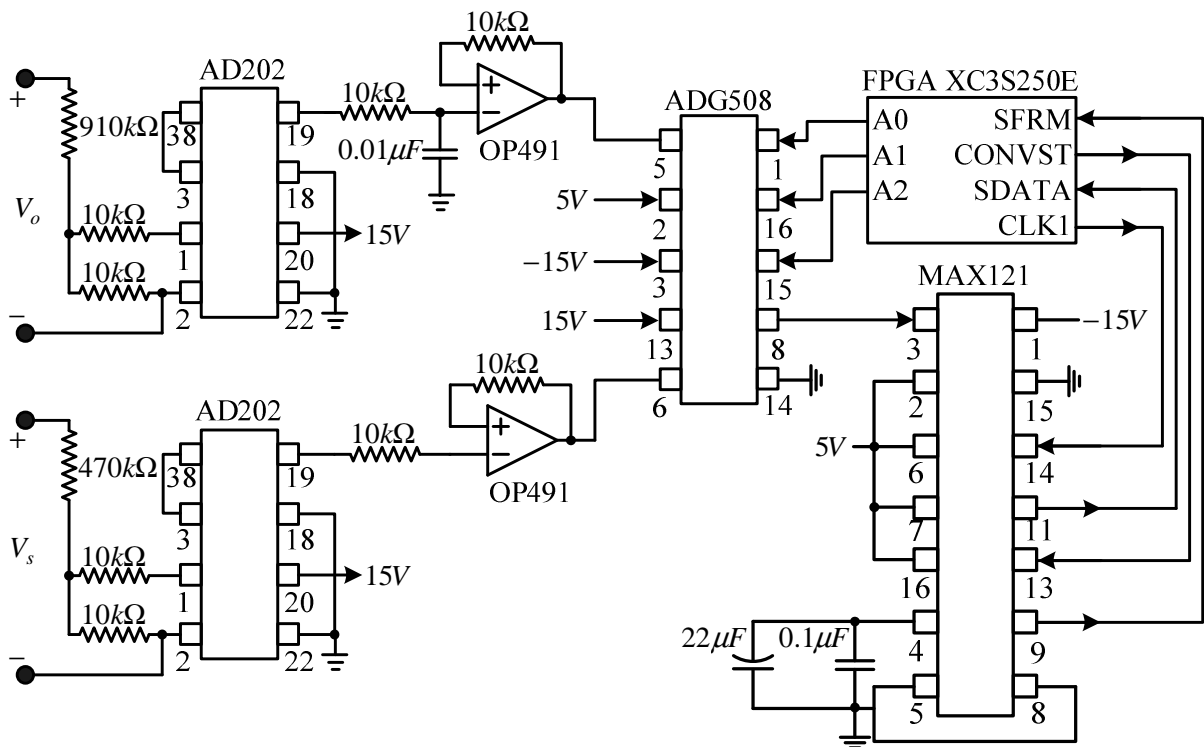


圖 5.4 A/D 轉換電路

5.3 控制器合成

在完成實作硬體電路後，接下來就需要在 FPGA 電路板中完成無電流感測控制架構之電路合成。在 FPGA 中所包含模組，主要有無電流感測控制模組，另外還有除頻模組、A/D 模組、D/A 模組、查表模組、以及 PWM 模組。而無電流感測控制模組的合成可用圖 5.7 無電流感測控制模組時序圖做解釋。

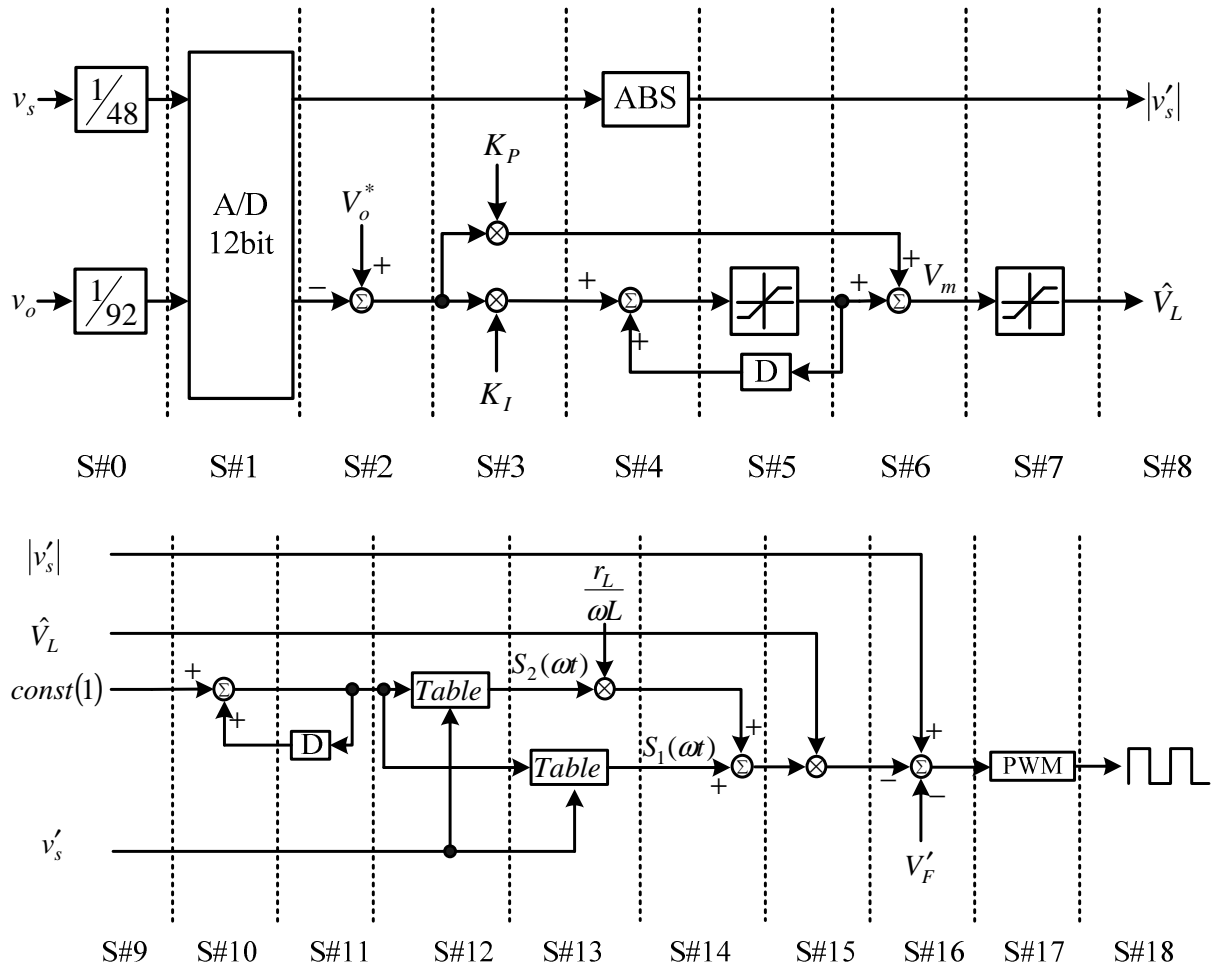


圖 5.7 無電流感測控制模組時序圖

S#1 到 S#8 是電壓迴路，其中包含 A/D 模組和一個電壓控制器。首先將回授的輸出電壓和輸入電壓經過 A/D 模組轉換成 12 位元的資料，最高位元為正負位元。電壓控制器是由一個 PI 控制器所構成，由 A/D 模組產生輸出電壓的數位訊號與參考電壓 V_o^* 相減後所得誤差，進入 S#3 到 S#6 的 PI 控制器產生出電感電壓命令 \hat{V}_L 。S#7 為一個限制器，將電感電壓命令 \hat{V}_L 限制為 9 位元，換算為 $-37.4V \sim +37.4V$ 。

S#9 到 S#17 為開關訊號產生迴路，其中內建 2 個表分別為 $S_1(\omega)$ 和 $S_2(\omega)$ ，考慮在

每一次開關週期查一次表，亦即查表的時間間隔為 $20\mu s$ 所以各自只需建立 417 筆。每次查表所需跳的位置為 1，而 S#10 到 S#11 為將此查表位置累加，而進入 S#12 和 S#13 的查表位置分別查 $S_1(\omega)$ 和 $S_2(\omega)$ 。而後 S#14 到 S#16 分別乘上補償的係數產生控制訊號。S#17 為 PWM 的模組，利用 S#16 所產生的控制訊號，經過 PWM 模組可以產生開關訊號。而整個控制迴路利用 $20\mu s$ 完成。其餘在 FPGA 所實現的模組還有除頻模組和 D/A 模組。除頻模組是將 FPGA 基頻 $40MHz$ 分別產生 $500kHz$ 和 $50kHz$ 等時脈，來當作觸發其餘模組所用。D/A 模組雖非無電流感測控制器所必須，但可藉由此模組觀察 FPGA 內部信號，對於 FPGA 的合成有很大的幫助。表 5.1 為兩種架構下之 FPGA 使用率。

表 5.1 各種架構下之 FPGA 使用率

	可使用	無電流感測控制	簡化之無電流感測
		已使用 (使用率)	已使用 (使用率)
4 Input LUTs	4896	499 (10%)	476 (9%)
D-type Flip-Flops	4896	1438 (29%)	692 (14%)
IOBs	158	40 (25%)	40 (25%)
Block RAMs	12	0 (0%)	1 (8%)
MULT 18X18s	12	7 (58%)	5 (41%)

5.4 無電流感測之實作

本節中將以實作結果來驗證 FPGA 所實現之數位無電流感測控制架構，是否能在理想輸入電壓和失真輸入電壓皆能達到輸出穩壓和功因校正之功能。實作上考慮輸出電壓命令為 $V_o^* = 300V$ ，輸入電壓為分別為理想輸入電壓 $V_s = 110V_{rms}$ 和失真輸入電壓。接下來會先在此呈現輸出功率 300W 至 600W 的穩態波形，在暫態響應的表現會令輸出功率

變動由 50% 切載至 100%。

5.4.1 理想輸入電壓之穩態實作

圖 5.8 繪出當輸入電壓為 $110V_{rms}$ 的理想輸入電壓，輸出電壓命令 $V_o^* = 300V$ 及輸入功率 $P_o = 400W$ 時，實驗中所得穩態響應。控制命令 $\hat{V}_L \approx -3.0$ ，信號 $v_{cont,1}$ 、 $v_{cont,2}$ 和平均開關責任週期 \bar{d} 也都呈現在圖 5.8，讓整個系統運作可以更容易了解。

平均開關責任週期 \bar{d} 可由圖發現是由 $v_{cont,1}$ 為主要控制信號，平均開關責任週期 \bar{d} 最大值可能超過 100%，實驗中 \bar{d} 若超過 100%，控制器將其限制在 100%， \bar{d} 最小值約為 50%。經過實驗可以得總電流諧波失真 THD_i 約 10.20%，圖中最高位置所顯示為輸出電壓 v_o 以及最下方為輸入電壓 v_s 和輸入電流 i_s 。由圖可知本控制架構符合 PFC 的需要：輸出電壓調節和改善輸入電流波形。圖 5.9 為圖 5.8 條件下，不同輸出功率所得到輸入電壓和輸入電流波形，由圖可發現當輸出輸出功率變大時，輸入電流會在下一個週期前就提前歸零，會使得輸入電流總諧波值上昇，會無法通過諧波規範。

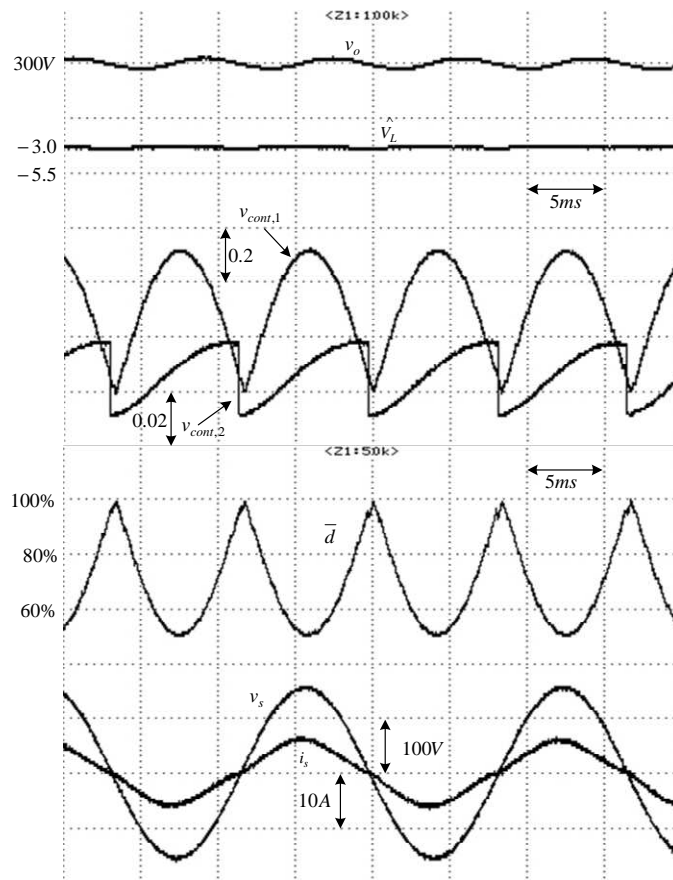
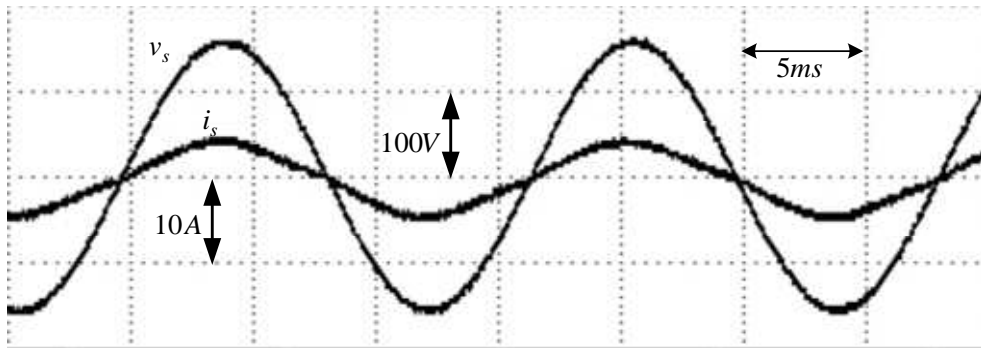
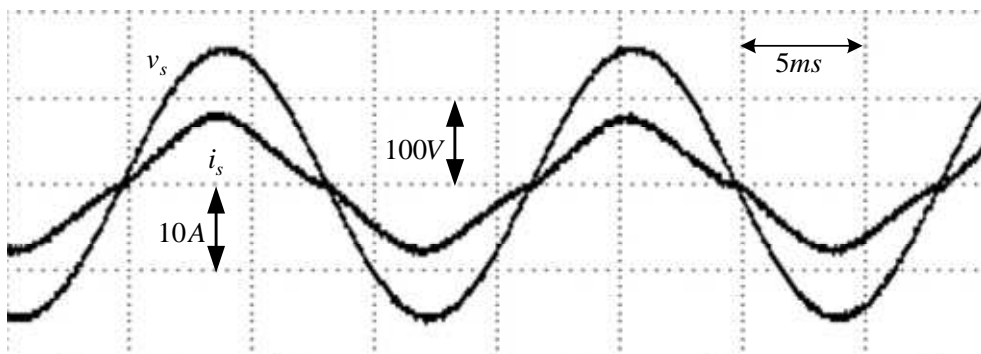


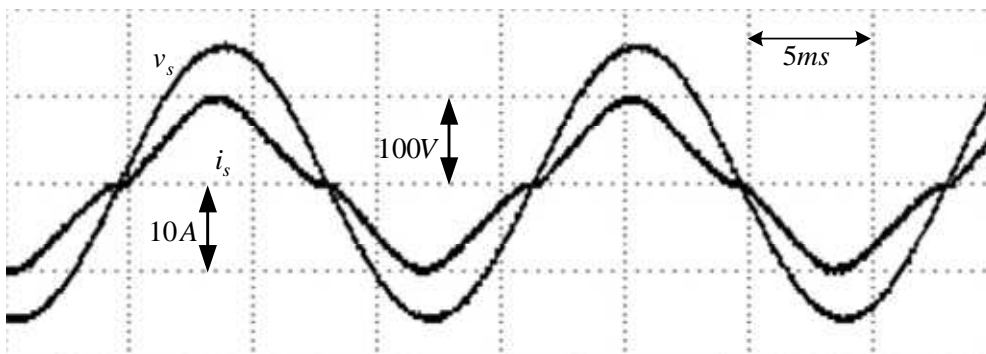
圖 5.8 輸出功率 400W 下使用無電流感測控制之理想輸入電壓穩態波形



(a)



(b)



(c)

圖 5.9 使用無電流感測控制之理想輸入電壓穩態波形:

(a)300W ;(b)500W; (c)600W。

5.4.2 失真輸入電壓之穩態實作

圖 5.10 為 $THD_v \approx 5\%$ 的失真輸入電壓為輸入電壓，在輸出電壓命令 $V_o^* = 300V$ 及輸出功率 $P_o = 400W$ 時，實驗中所得穩態響應。電感電壓控制命令為 $\hat{V}_L \approx -2.9V$ ，總電流諧波失真 THD_i 約 7.34%。可驗證在失真輸入電壓下，控制器仍然有改善輸入電流波形的效果。圖 5.10 為圖 5.11 條件下，不同輸出功率所得到輸入電壓和輸入電流波形，如同圖 5.9 相似當輸出功率變大時，輸入電流會在下一個週期前就提前歸零，會使得輸入電流總諧波值上昇，會無法通過諧波規範。

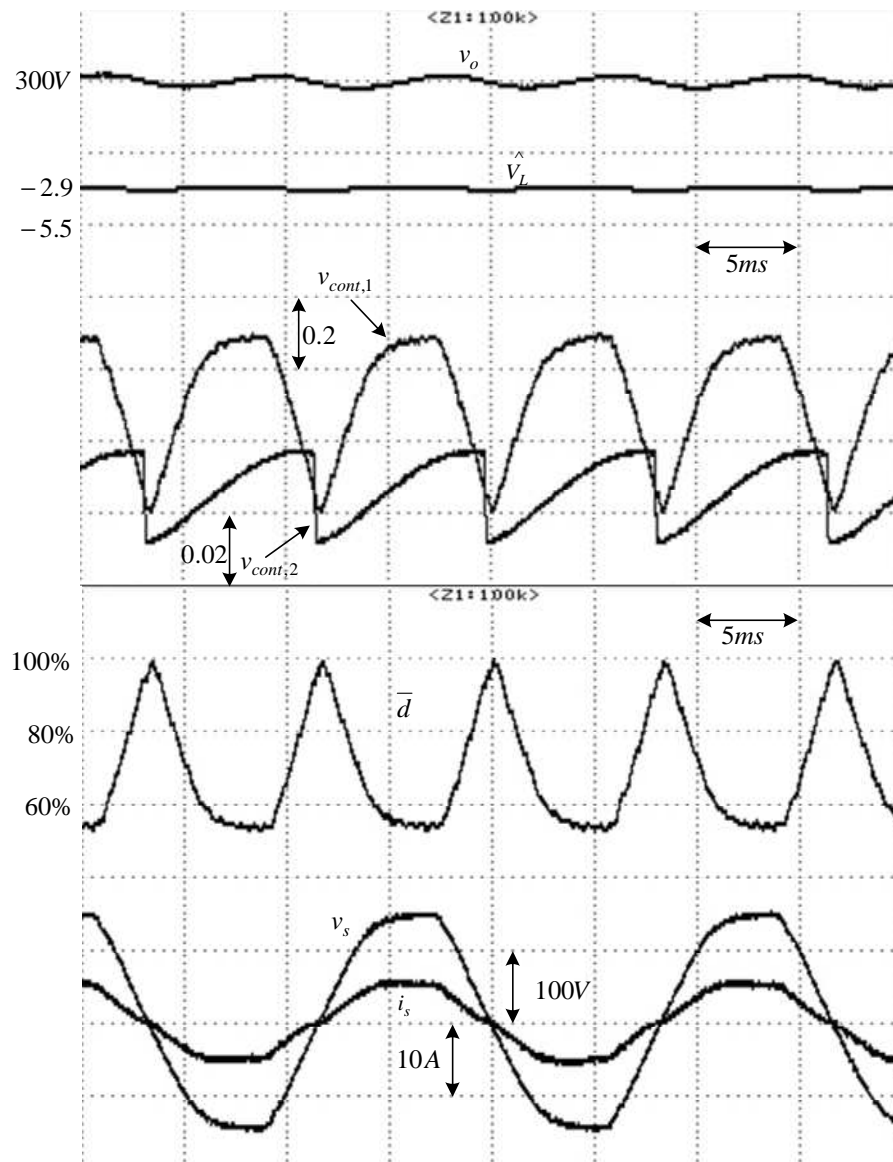
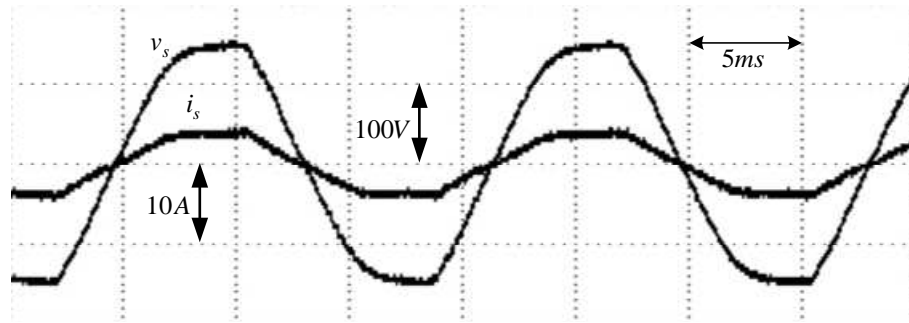
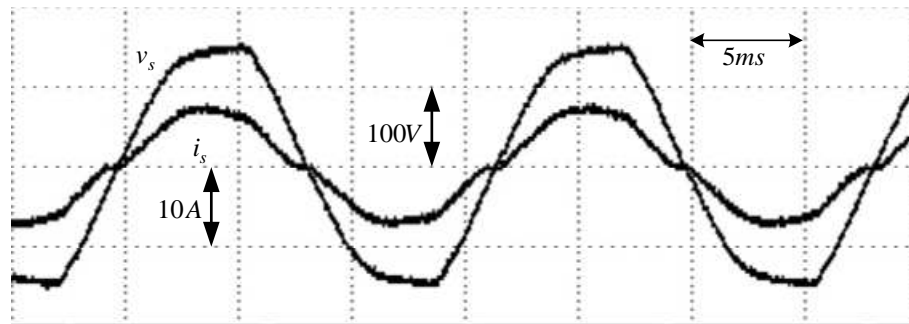


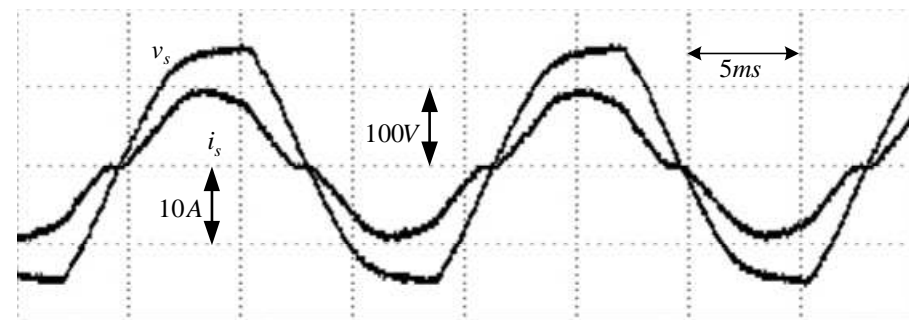
圖 5.10 輸出功率 400W 下使用無電流感測控制之失真輸入電壓穩態波形



(a)



(b)



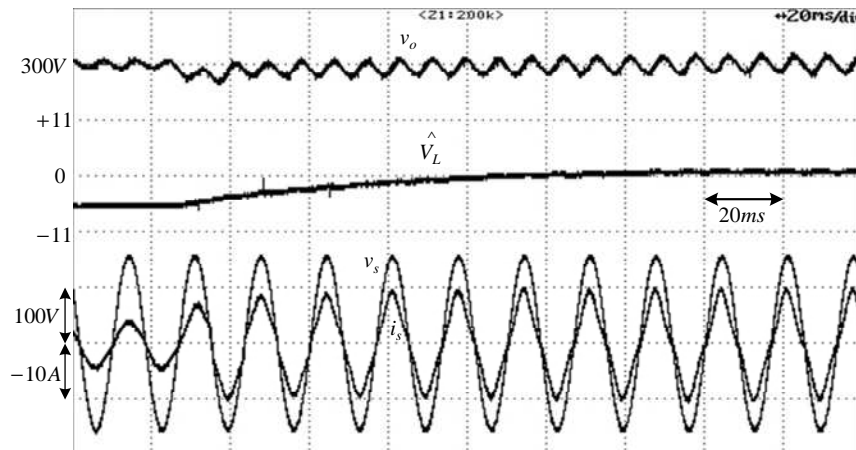
(c)

圖 5.11 使用無電流感測控制之失真輸入電壓穩態波形

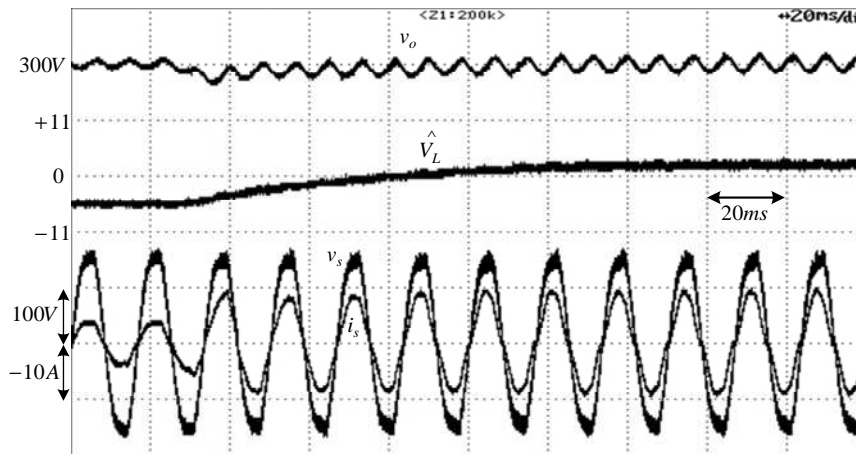
(a)300W ;(b)500W;(c)600W。

5.4.3 暫態響應

藉由輸出功率的變動，了解無電流感測控制架構的暫態響應。圖 5.12 為當輸出功率由 50% 變動至 100% 時的波形。控制器中的電壓控制器為了輸出電壓調節，變動控制命令 \hat{V}_L ，進而達到輸出電壓之調節。由圖 5.12 可以發現，無論輸入電壓是否失真，當輸出功率變動時可達到輸出電壓調節於 300V。可驗證本控制架構擁有輸出電壓調節之功能。



(a)



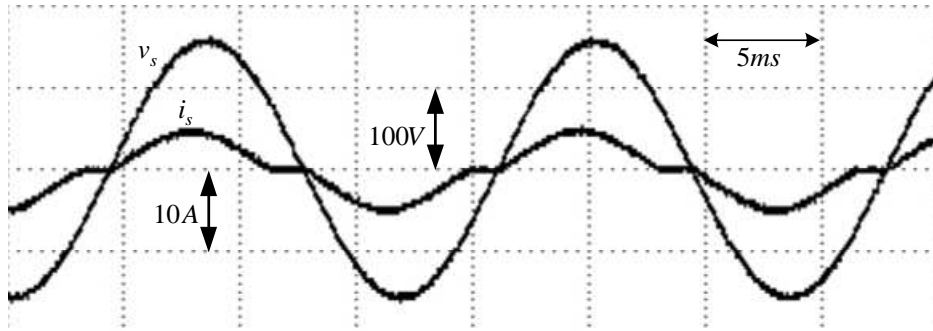
(b)

圖 5.12 輸出功率變化從 50% 至 100% 之實作波形:

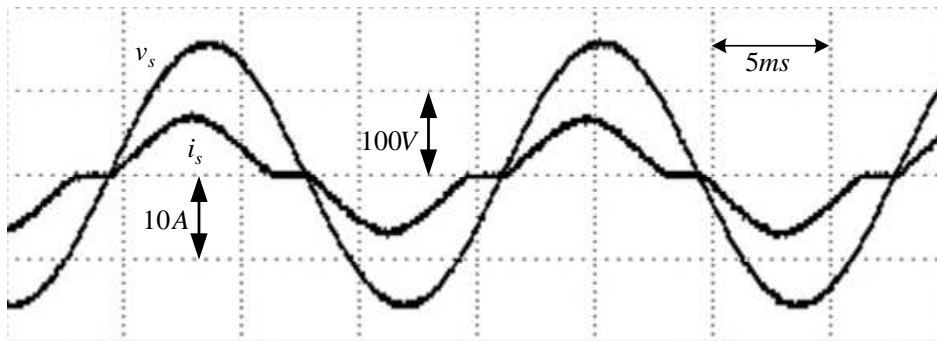
(a) 理想輸入電壓；(b) 失真輸入電壓。

5.5 簡化之無電流感測控制實作

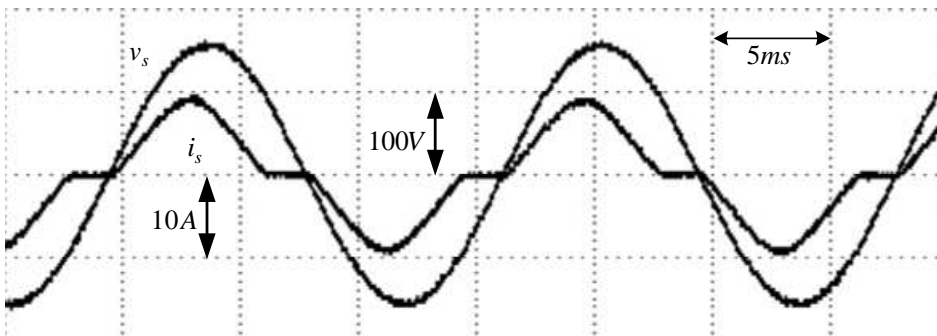
根據圖 3.5 將控制器中 2 個補償迴路忽略，簡化控制器複雜度。圖 5.13 為理想輸入電壓之穩態波形，圖 5.14 為失真輸入電壓之穩態波形。可發現當輸出功率越高時，總電流諧波成分大幅度增加。



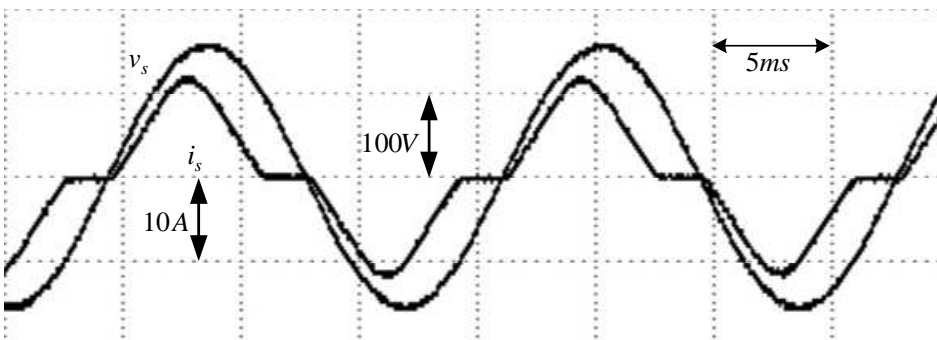
(a)



(b)



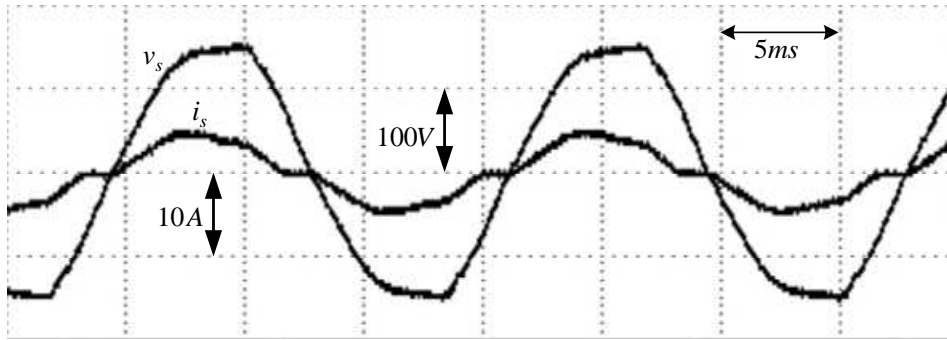
(c)



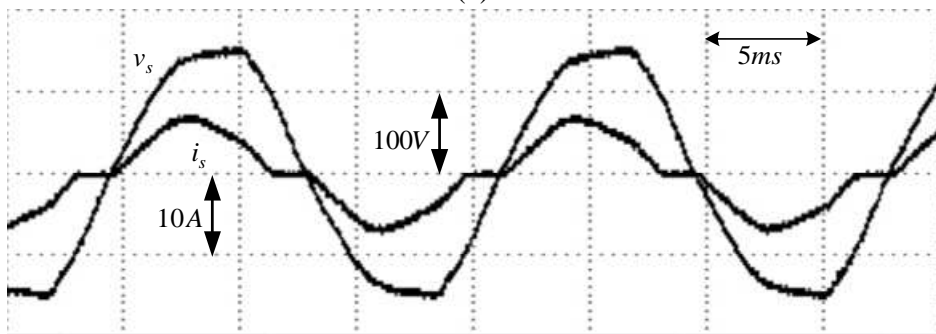
(d)

圖 5.13 使用簡化無電流感測控制之理想輸入電壓穩態波形：

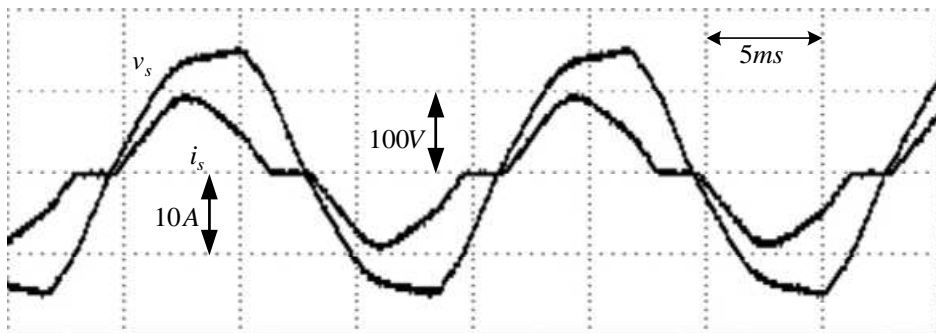
(a)300W;(b)400W;(c)500W;(d)600W。



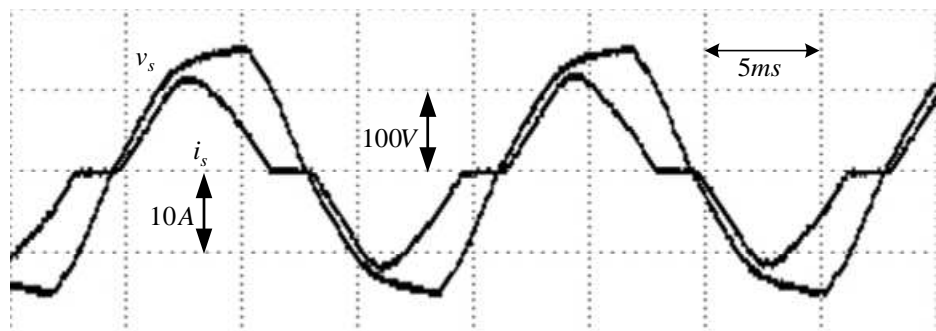
(a)



(b)



(c)



(d)

圖 5.14 使用簡化無電流感測控制之失真輸入電壓穩態波形：

(a)300W;(b)400W;(c)500W;(d)600W。

5.6 諧波規範比較

以下列出各輸出功率下所得電流諧波成分與 A 類和 D 類規範做比較。圖 5.15 為理想輸入電壓和失真輸入電壓不同輸出功率所得總電流諧波失真 THD_i 。

表 5.2 輸出功率 300W 各狀態的量測結果

諧波次數	A 類規範 (安培)	D 類規範 (安培)	無電流感測控制		簡化之無電流感測控制	
			理想輸入電壓	失真輸入電壓	理想輸入電壓	失真輸入電壓
基本波	X	X	2.8992	2.9147	2.9462	3.0295
3	2.300	1.02	0.2057	0.1078	0.5552	0.3767
5	1.140	0.57	0.0337	0.1716	0.1606	0.2729
7	0.770	0.3	0.0161	0.0555	0.0913	0.1374
9	0.400	0.15	0.0110	0.0217	0.0392	0.0460
11	0.330	0.105	0.0099	0.0318	0.0095	0.0184
13	0.210	0.089	0.0067	0.0225	0.0071	0.0119
15	0.150	0.077	0.0036	0.0106	0.0103	0.0056
17	0.132	0.068	0.0038	0.0104	0.0089	0.0183
19	0.118	0.061	0.0029	0.0097	0.0060	0.0211
總電流諧波失真 THD_i			7.56%	7.00%	19.97%	16.25%

表 5.3 輸出功率 400W 各狀態的量測結果

諧波次數	A 類規範 (安培)	D 類規範 (安培)	無電流感測控制		簡化之無電流感測控制	
			理想輸入電壓	失真輸入電壓	理想輸入電壓	失真輸入電壓
基本波	X	X	3.8468	3.8974	3.9490	4.0478
3	2.300	1.36	0.39.8	0.0897	0.9126	0.7151
5	1.140	0.76	0.0539	0.2428	0.2105	0.3195
7	0.770	0.4	0.0463	0.0845	0.1074	0.1632
9	0.400	0.2	0.0274	0.0137	0.0237	0.0474
11	0.330	0.14	0.0187	0.0485	0.0134	0.0250
13	0.210	0.118	0.0161	0.0364	0.0236	0.0220
15	0.150	0.103	0.0131	0.0137	0.002	0.0199
17	0.132	0.091	0.007	0.0125	0.0111	0.0189
19	0.118	0.81	0.0055	0.0175	0.0042	0.0193
總電流諧波失真 THD_i			10.20%	7.34%	23.93%	19.87%

表 5.4 輸出功率 500W 各狀態的量測結果

諧波次數	A 類規範 (安培)	D 類規範 (安培)	無電流感測控制		簡化之無電流感測控制	
			理想輸入電壓	失真輸入電壓	理想輸入電壓	失真輸入電壓
基本波	X	X	4.8993	4.9441	5.1443	5.2886
3	2.300	1.7	0.5788	0.3125	1.3999	1.1656
5	1.140	0.95	0.0478	0.3061	0.2276	0.3570
7	0.770	0.5	0.0641	0.1104	0.1190	0.1942
9	0.400	0.25	0.0436	0.0391	0.0117	0.0374
11	0.330	0.175	0.0316	0.0654	0.0435	0.0586
13	0.210	0.148	0.0212	0.0525	0.0441	0.0475
15	0.150	0.128	0.0188	0.0186	0.0306	0.0274
17	0.132	0.113	0.015	0.0060	0.0075	0.0137
19	0.118	0.101	0.0108	0.0195	0.0076	0.0157
總電流諧波失真 THD_i			12.08%	9.54%	27.74%	23.43%

表 5.5 輸出功率 600W 各狀態的量測結果

諧波次數	A 類規範 (安培)	D 類規範 (安培)	無電流感測控制		簡化之無電流感測控制	
			理想輸入電壓	失真輸入電壓	理想輸入電壓	失真輸入電壓
基本波	X	X	5.9563	6.0693	6.3028	6.5460
3	2.300	2.04	0.9201	0.5962	1.9631	1.7150
5	1.140	1.14	0.0581	0.3597	0.1373	0.3431
7	0.770	0.6	0.1159	0.1456	0.1607	0.2170
9	0.400	0.3	0.0712	0.0537	0.0382	0.0142
11	0.330	0.21	0.0530	0.0788	0.0641	0.0724
13	0.210	0.178	0.0343	0.0513	0.0550	0.0567
15	0.150	0.154	0.0209	0.0136	0.0213	0.0341
17	0.132	0.136	0.0155	0.0077	0.0015	0.0067
19	0.118	0.122	0.009	0.0112	0.0152	0.0080
總電流諧波失真 THD_i			15.95%	12.23%	31.38%	26.75%

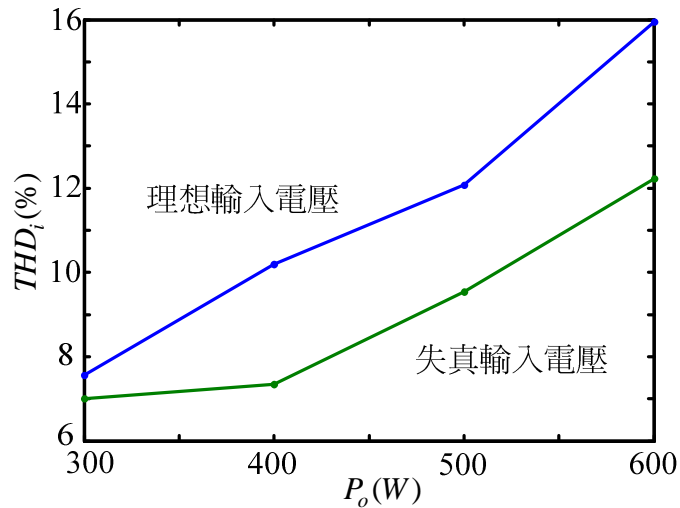


圖 5.15 無電流感測控制在不同輸出功率所得總電流諧波失真 THD_i :

由圖 5.15 可發現當輸出功率提高時，無論輸入電壓是否失真，總電流諧波失真皆會上升。原因為當輸出功率增加，電路中的參數與輕載時不同，因此控制器對電路中二極體和開關導通壓降所作補償不足。根據表 5.2~表 5.5 中的諧波成分與 A 類及 D 類規範做比較，雖然當輸出功率提高後，電流諧波成分逐漸提高，但皆可以滿足 A 類和 D 類的要求。但若要提高輸出功率，就會使得無法滿足規範，其中觀察表 5.5 中情況 3 的 3 次諧波，發現快要無法滿足規範。若需要再提高輸出功率，則需使用未簡化的無電流感測控制器。

第六章

結論

本計畫報告提出一無電流感測控制，用於昇壓型切換式整流器。其中無電流感測控制架構用 FPGA 作為平台實現。起初將昇壓型切換式整流器模型化，利用時間平均法得到無電流感測控制方程式再依據所推導方程式繪出無電流感測控制架構。透過電腦模擬軟體 PSIM 模擬和實作驗證無電流感測控制架構。發現即使無論輸入電壓是否失真，輸入電流仍然可以達到接近弦波電流且同相和輸出電壓調節。

而又再提出簡化之無電流感測控制，用所提出 2 種控制架構分別在 2 種輸入電壓 4 種情況下，進行實作並與諧波規範比較。發現 4 種情況皆可滿足 IEC 61000-3-2 中的 A 類和 D 類的規範。在現今諧波規範下，僅需使用簡化之無電流感測控制即可滿足規範要求，但未來的諧波規範只會越來越嚴格，到時候就需要使用無電流感測控制來通過更嚴格的諧波規範。

然而在數位系統有限的解析度，以及不同輸出功率下電路參數有些微不同下。使得無電流感測控制架構在輕載時，總電流諧波失真較低。隨著輸出功率的提高，總電流諧波失真也隨之增加。若需改善此問題，若能需要增加一控制方法使得控制器內部參數可以隨著輸出功率的不同進行調整。

參考文獻

- [1] H. C. Chen, "Duty phase control for single-phase boost-type SMR," *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 23, no. 4, pp. 1927–1934, Jul. 2008.
- [2] H. C. Chen, "Single-Loop Current Sensorless Control for Single-Phase Boost-Type SMR," *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 24, no. 1, Jan. 2009.
- [3] T. Ohnishi, "DC voltage sensorless single-phase pfc converter," *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 19, pp. 404-410, March. 2004.
- [4] S. C. Yip, D. Y. Qiu, H. S. Chung, and S. Y. R. Hui, "A novel voltage sensorless control technique for a bidirectional ac/dc converter," *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 18, no. 6, pp. 1346–1355, Nov. 2003.
- [5] A. Pandey, B. Singh, and D. P. Kothari, "A novel dc bus voltage sensorless PFC rectifier with improved voltage dynamics," in *Proc. IEEE IECON 2002*, pp. 226–228.
- [6] S. Sivakumar, K. Natarajan, and R. Gudelewicz, "Control of power factor correcting boost converter without instantaneous measurement of input current," *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 10, no. 4, pp. 435–445, Jul.1995.
- [7] J. Sebastian, J. A. Martinez, J. M. Alonso, and J. A. Cobos, "Voltage follower control in zero-current-switched quasi-resonant power factor preregulators," *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 13, no. 4, pp. 727–738, Jul. 1998.
- [8] D. Maksimovic, Y. Jang, and R. W. Erickson, "Nonlinear-carrier control for high-power-factor boost rectifiers," *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 11, no. 4, pp. 578–584, Jul. 1996.
- [9] J. Rajagopalan, F. C. Lee, and P. Nora, "A general technique for derivation of average current mode control laws for single-phase power-factor correction circuits without input voltage sensing," *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 14, no. 4, pp. 663–672, Jul. 1999.

- [10] Y. K. Lo, H. J. Chiu, and S. Y. Ou, "Constant-switching-frequency control of switch mode rectifiers without current sensors," *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol.47, pp. 1172–1174, Oct. 2000.
- [11] K. Rustom, and I. Batarseh, "Recent Advances in Single-Stage Power Factor Correction," *IEEE International Conference 2003*, pp.1089-1095, vol.2.
- [12] R. Oruganti, "Inductor voltage control of buck-type single-phase ac–dc converter," *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 15, pp. 411–416, Mar. 2000.
- [13] J. A. L. Ghijselen, A. P. M. V. D. Bossche, and J. A. A. Melkebeek, "Improved immunity of current sensorless AC-DC converters for mains voltage disturbances," in *Proc. IEEE PESC'01*, 2001, pp. 748–753.
- [14] R. Oruganti and M. Palaniapan, "Extension of inductor voltage control to three-phase buck-type AC-DC converter," *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 15, pp. 295–302, Mar. 2000.
- [15] R. Srinivasan, M. Palaniapan, and R. Oruganti, "A single phase two switch buck type AC-DC converter topology with inductor voltage control," in *Proc. IEEE PESC'97*, 1997, pp. 556–563.
- [16] PSIM WEBSITE---<http://www.powersimtech.com/>.
- [17] Xilinx, Spartan-3 FPGA Family Data Sheet, 2008.