

國立交通大學

電機學院 電機與控制學程

碩士論文

單級升壓-返馳-返馳並聯式轉換器之分析與實現

Analysis and Implementation of Single Stage Parallel
Boost-Flyback-Flyback Converter

研 究 生：葉永盛

指 導 教 授：陳鴻祺 博 士

中 華 民 國 九 十 九 年 一 月

單級升壓-返馳-返馳並聯式轉換器之分析與實現

Analysis and Implementation of Single Stage Parallel Boost-Flyback-Flyback Converter

研究 生：葉永盛

Student : Yung-Sheng Yeh

指 導 教 授：陳鴻祺 博 士

Advisor : Dr. Hung-Chi Chen



A Thesis

Submitted to College of Electrical and Computer Engineering

National Chiao Tung University

In partial Fulfillment of the Requirements

For the Degree of

Master of Science
In

Electrical and Control Engineering

January 2010

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十九年一月

單級升壓 - 反馳 - 反馳並聯式轉換器之分析與實現

學生：葉永盛

指導教授：陳鴻祺 博士

國立交通大學 電機學院 電機與控制學程碩士班

摘要

為解決傳統反馳式轉換器之效率及功率因數無法提高之缺點，本論文研製出新型之單級升壓 - 反馳 - 反馳並聯式轉換器，主要可分為兩並聯路徑，一為升壓-反馳式轉換器，另一路徑為反馳式轉換器。其主要優點為升壓-反馳-反馳式轉換器可提高功率因數，當負載為動態負載時，反馳式轉換器可使輸出電壓變動更小，這二組並聯且共同輸出功率，以提高效率。經實驗測得，利用單級升壓 - 反馳 - 反馳並聯式轉換器與傳統的反馳式轉換器做比較，確實可以提高功率因數。本論文並利用 MATHCAD 數值計算軟體對單級升壓 - 反馳 - 反馳並聯式轉換器建立計算程式，並將計算結果之波形與實際實驗結果之波形比較。觀察電感與變壓器之三種工作模式，電流連續模式、電流臨界模式、電流不連續模式，在不同輸入電壓與不同輸出負載下對效率及功率因數之影響。

Analysis and Implementation of Single Stage Parallel Boost-Flyback-Flyback Converter

Student : Yung-Sheng Yeh

Advisors : Dr. Hung-Chi Chen

Degree Program of Electrical and Computer Engineering
National Chiao Tung University

ABSTRACT

This paper proposes a single-stage boost-flyback-flyback parallel AC/DC converter with single-switch-two-output boost-flyback converter theory. One is the boost-flyback semi-stage that improves power factor and other one is flyback semi-stage that improves the regulation performance and increase efficiency. The proposed converter includes three operation modes- continuous current mode, boundary mode and discontinuous current mode. Various modes would result in various effect on efficiency and power factor under various input voltages and various output loads. The calculation result from MATHCAD and the experimental results demonstrate that the proposed boost-flyback-flyback converter yields higher efficiency and higher power factor than traditional flyback converter.

誌謝

本論文能順利完成，首先感謝指導老師 陳鴻祺博士這段時間來孜孜不倦的指導，讓作者在研究方法上有著長足的進步，在為學處事的態度上亦有相當的成長，謹向老師致上最高的謝意；最後，感謝口試委員 陳科宏老師、王清松老師以及 黃立仁老師提供寶貴意見，使得論文能臻於完整。

另外，感謝電力電子應用控制實驗室的學弟們對作者的照顧與陪伴，讓作者在實驗室的研究生活充滿溫馨與快樂；還要感謝台達電子長官 黃副總濟興與 蔡處長勝男協助與栽培，讓我能同時兼顧工作與學業。最後，感謝爸爸、媽媽在精神上的支持，岳父、岳母的鼓勵與關心，還有親愛的老婆惠君在我求學的這兩年來，給予的體諒與包容。剛出生的寶貝小沐庭，你是爸爸夜深人靜趕論文時的原動力。



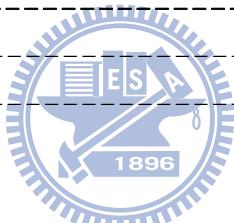
兩年碩士生活隨著論文結束而終止，一路走來憑著自己的努力及許多貴人的協助，使我能順利至此。此段旅程已結束，象徵著另一個階段的到來，期許自己在下階段能夠更加精進。

謹以此篇論文獻給所有關心我、照顧我的人

葉永盛 2010.01

目錄

中文摘要-----	I
英文摘要-----	II
誌謝-----	III
目錄-----	IV
圖目錄-----	VI
表目錄-----	IX



第一章 緒論-----	1
1.1 研究動機與目的-----	1
1.2 相關背景知識與回顧-----	2
第二章 單級升壓-返馳-返馳並聯式轉換器-----	5
2.1 電路架構-----	5
2.2 全不連續電流之分析-----	6
2.3 電流模式之分析-----	12
第三章 單級升壓 - 返馳 - 返馳並聯式轉換器設計 -----	17
3.1 T 變壓器之設計-----	17
3.2 T_{PFC} 變壓器之設計-----	18
3.3 L 變壓器之設計-----	20
3.4 功率開關損耗之計算-----	20
3.5 半導體二極體損耗之計算-----	23
3.6 磁性元件損耗之計算-----	25
3.7 脈波寬度調變控制器之介紹-----	26
3.8 MATHCAD 程式計算流程與結果-----	29

第四章 實作結果與分析-----	38
4.1 實驗結果與分析-----	38
4.2 實驗結果與數值計算結果比較-----	49
第五章 結論與未來工作-----	50
5.1 結論-----	50
參考文獻-----	51



圖 目 錄

圖 1.1	傳統雙級式功率因數校正電路架構圖-----	2
圖 1.2	變壓器外加第三線圈之單級返馳式轉換器-----	3
圖 1.3	單級式 SII-B-2D 轉換器-----	4
圖 1.4	單級並聯升壓 - 前饋式轉換器-----	4
圖 2.1	單級升壓 - 反馳 - 反馳並聯式轉換器架構圖-----	5
圖 2.2	主要電流波形-----	9
圖 2.3	主要電流路徑-----	10
圖 2.4	變壓器 T 在不同模式下之電流波形-----	13
圖 3.1	MOSFET 開關過程中閘極電荷特性-----	22
圖 3.2	半導體二極體開關特性-----	24
圖 3.3	DAP008DDR 內部線路結構圖-----	28
圖 3.4	開關 S 之閘極信號之省略週期模-----	29
圖 3.5	MATHCAD 程式計算流程圖-----	31
圖 3.6	$P_O=50W$, $\hat{V}_{in}=100V_{rms}$, 數值計算之 $P_C(k)$ 與 $V_C(k)$ 之波形--	32
圖 3.7	數值計算： $P_O=50W$, $\hat{V}_{in}=100V_{rms}$ -----	32
圖 3.8	不同 \hat{V}_{in} 與不同負載下之 $V_C(k)$ 計算結果-----	34
圖 3.9	$\hat{V}_{in}=100V_{rms}$, 不同負載下之計算結果-----	35
圖 3.10	$\hat{V}_{in}=264V_{rms}$, 不同負載下之計算結果-----	36
圖 4.1	單級升壓 - 反馳 - 反馳並聯式轉換器線路圖 -----	38
圖 4.2	$\hat{V}_{in}=100V_{rms}$ 之實驗結果-----	41
圖 4.3	$\hat{V}_{in}=264V_{rms}$ 之實驗結果-----	41
圖 4.4	$P_O=0W$, $\hat{V}_{in}=100V_{rms}$ 之實驗結果-----	42
圖 4.5	$P_O=20W$, $\hat{V}_{in}=100V_{rms}$ 之實驗結果-----	42
圖 4.6	$P_O=50W$, $\hat{V}_{in}=100V_{rms}$ 之實驗結果-----	43

圖 4.7	$P_O=90W$, $\hat{V}_{in}=100V_{rms}$ 之實驗結果-----	43
圖 4.8	$P_O=0W$, $\hat{V}_{in}=264V_{rms}$ 之實驗結果-----	44
圖 4.9	$P_O=20W$, $\hat{V}_{in}=264V_{rms}$ 之實驗結果-----	44
圖 4.10	$P_O=50W$, $\hat{V}_{in}=264V_{rms}$ 之實驗結果-----	45
圖 4.11	$P_O=90W$, $\hat{V}_{in}=264V_{rms}$ 之實驗結果-----	45
圖 4.12	實作電路-----	48



表 目 錄

表 2.1	三個磁性元件電流之可能工作模式組合-----	15
表 3.1	設計單級升壓 - 反馳 - 反馳並聯式轉換器之相關規格-----	17
表 3.2	數值計算結果之比較表-----	37
表 4.1	電路規格參數表-----	39
表 4.2	實驗結果-----	46
表 4.3	移除 T_{PFC} 後之實驗結果-----	46
表 4.4	$\hat{V}_{in} = 100V_{rms}$ 之電流諧波-----	47
表 4.5	實驗結果之比較表-----	49



第一章 緒論

1.1 研究動機與目的

在電力電子產業中，以消費性電子產品為最主要之產品項目，並因應綠色環保意識抬頭，制定各種國際規範，以達成節能目標。如 EMC 之規章內包含 IEC61000-3-2[1]，這是輸入電流諧波之規章；美國環境保護機構（Environmental Protection Agency，EPA）訂定效率之規範，廠商製造之產品須符合以上規範，方可進入當地市場。

由於一般家電產品採用直流電源，故世界各國之電力系統所提供之交流電源，必須經過整流後，將交流轉換為直流，才能提供使用。目前傳統式之直流電源供應器內含一橋式整流器，使交流電源工作於正半週，再連接一濾波電容，使其正弦波接近直流電源，但其功率因數仍舊不如理想，是因為輸入電流並非正弦波，且產生大量諧波之致。

為了改善功率因數，在產品設計中都會加入功率因數校正電路，其目的為將輸入之脈波電流校正為理想之正弦波，降低諧波失真，進而達到功率因數校正之目的，因此新型之並聯式升壓 - 反馳式轉換器應運而生。

若交流輸入端之功率因數太低，系統必須供應大量的虛功，造成電流過大，不僅無法節約能源，也容易造成系統不穩定。功率因數主要為相移因數（Displacement Factor）及失真因數（Distortion Factor）所構成。

為了改善諧波之發生，常使用之方法有被動式(Passive)與主動式(Active)兩種。被動式功率因數校正電路常見之電路有 LC 濾波電路及 π 型濾波器等，主要包含了輸入電感及電容，利用電感與電容之間之相位差來提高功率因數，但在某些負載下功率因數無法提高。主動式功率因數校正電路通常可分為雙級式與單級式功率因數校正電路，主要利用開關控制，使輸入電流接近輸入電壓來提高功率因數。

1.2 相關背景知識與回顧

為提高電力之品質，降低電流諧波之產生，而發展出功率因數校正電路（Power Factor Correction），簡稱 PFC。圖 1.1 為傳統之包含功率因數校正之轉換器為雙級式之架構，它可提供良好之功率因數及十分穩定之輸出電壓，其工作原理是將交流電壓經由 PFC 升壓後整流為高壓直流電壓，將能量儲存至升壓電容(C)，再由升壓電容經由另一個直流-直流轉換器(DC/DC)提供輸出，由於它需要 PFC 與 DC/DC 二級，因此需要二個開關控制，這將造成低功率產品之成本提高。有許多單級式功率因數校正電路之論文[2]、[3]、[4]與[5]發表，論文[2]、[3]為升壓整合/返馳式整流/能量儲存/直流轉直流轉換器(boost integrated/flyback rectifier/energy storage/dc to dc converter, BIFRED)；論文[4]、[5]詳細說明了各種架構由雙級式合併為單級式之方法，其中也包含了單級式雙輸出之合併方式。由於雙級式合併為單級式，因此只需要控制一個開關，因此元件數與成本可被降低。然而，這些單級式架構中最大之問題是在輕載時，其開關工作週期比(duty)無法降至 0%，因此升壓線路一直工作，造成升壓電容之電壓一直向上升，使得升壓電容上會有過大電壓。

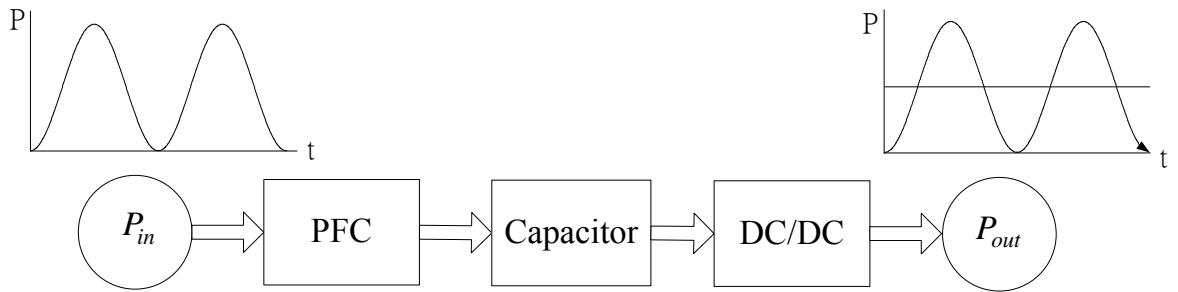


圖 1.1 傳統雙級式功率因數校正電路架構圖

因此在升壓電容之選擇上，皆選擇耐壓高之電容，但耐壓越高之電容體積越大，近年來在解決儲能電容電壓過高的辦法也發表了許多論文，論文[8]則是加入變壓器的第三線圈，如圖 1.2 所示儲能電容之電壓(V_C)。為

了提高功率因數與效率，因此並聯式功率因數校正（Parallel Power Factor Correction，PPFC）架構在論文[6]與[7]中開始被提出來討論。在並聯架構中，由於有二組轉換器輸出並聯，在高負載下可分別提供能量，因此可提高功率，由於能量傳送也只有一半，因此元件也可使用更小的尺寸，論文[9]說明在 PPFC 設計中用之特別控制架構。

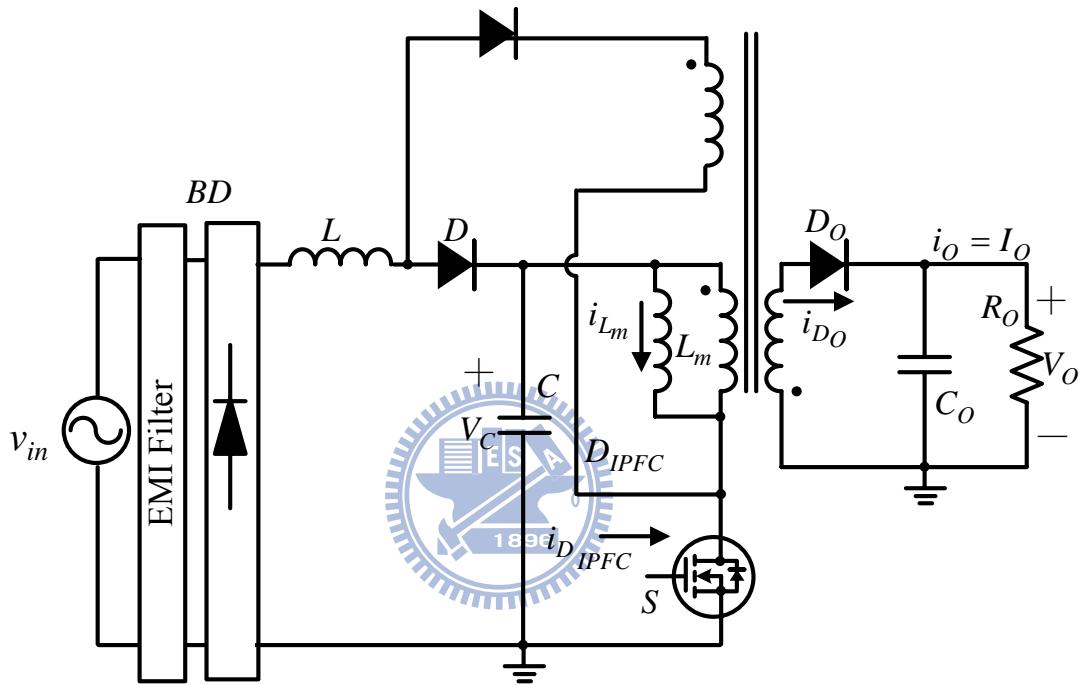


圖 1.2 變壓器外加第三線圈之單級返馳式轉換器

論文[10]是使用二組 PFC 並聯輸出至電容，在電容後連接一後級穩壓電路之後再輸出，因此當負載變化很大時（dynamic），輸出電壓變動量也可控制很小，然而輸出電容縮小且提高效率，但卻增加一些元件，如並聯之開關（MOSFET），為限制輸出電壓範圍而需要一驅動器來控一浮接開關。論文[6]、[7]與[10]則是需要多組回授之 PFC 控制器。為解決多組回授之問題所發表之論文[11]，它只需要一組回授控制，但需要二個開關，如圖 1.3 所示。論文[9]為單級並聯式之架構，利用升壓/前饋式轉換器，且只用一開關與一回授控制，如圖 1.4 所示。

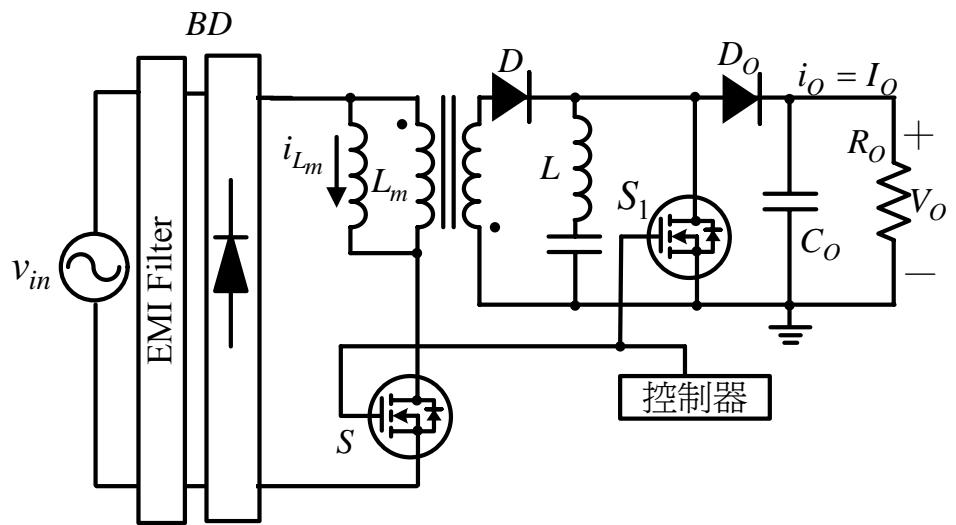


圖 1.3 單級式 SII-B-2D 轉換器

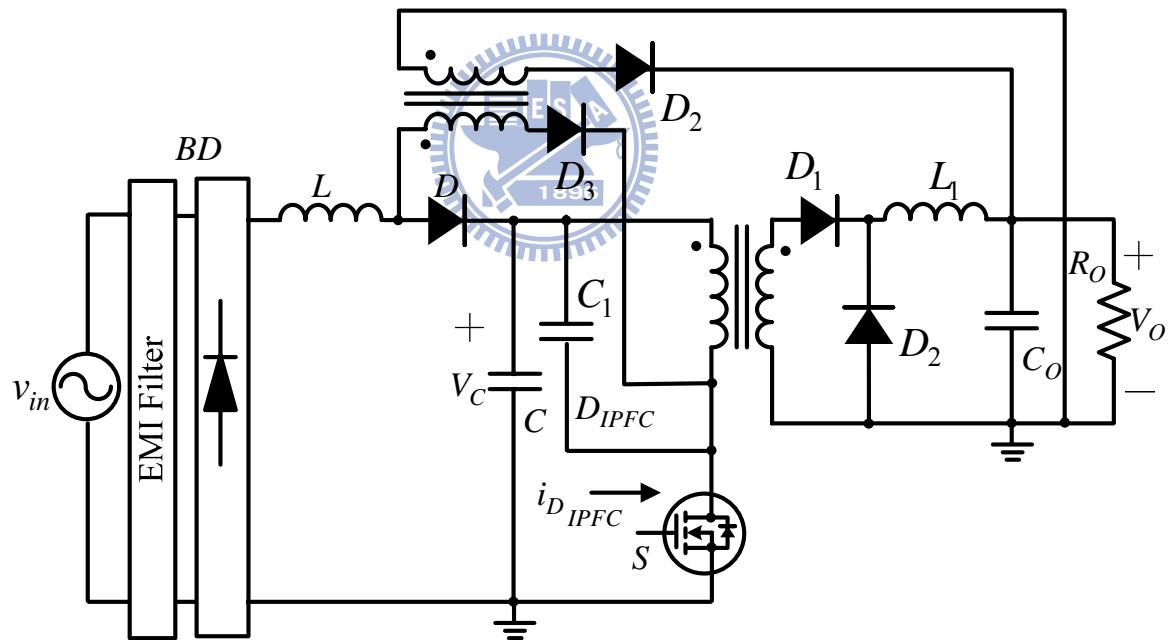


圖 1.4 單級並聯升壓-前饋式轉換器

第二章 單級升壓 - 反馳 - 反馳並聯式轉換器

2.1 電路架構

本文之轉換器是有效結合高效率反馳式轉換器，利用一組升壓 - 反馳式提高功率因數與另一組為反馳式電路並聯，當輸入交流電壓接近零伏特時，升壓-反馳式無法提供能量，由反馳式電路這組來提供，使輸出之電壓能更加穩定，且並聯方式擁有更高效率。達到節約能源效果。

圖 2.1 所示為本論文使用的架構，其主電路的部份，使用二組變壓器，稱為升壓 - 反馳 - 反馳並聯式轉換器 (Parallel Boost-Flyback-Flyback Converter)，如圖 2.1 所示，此電路具有一個全橋整流二極體 (BD)、一個

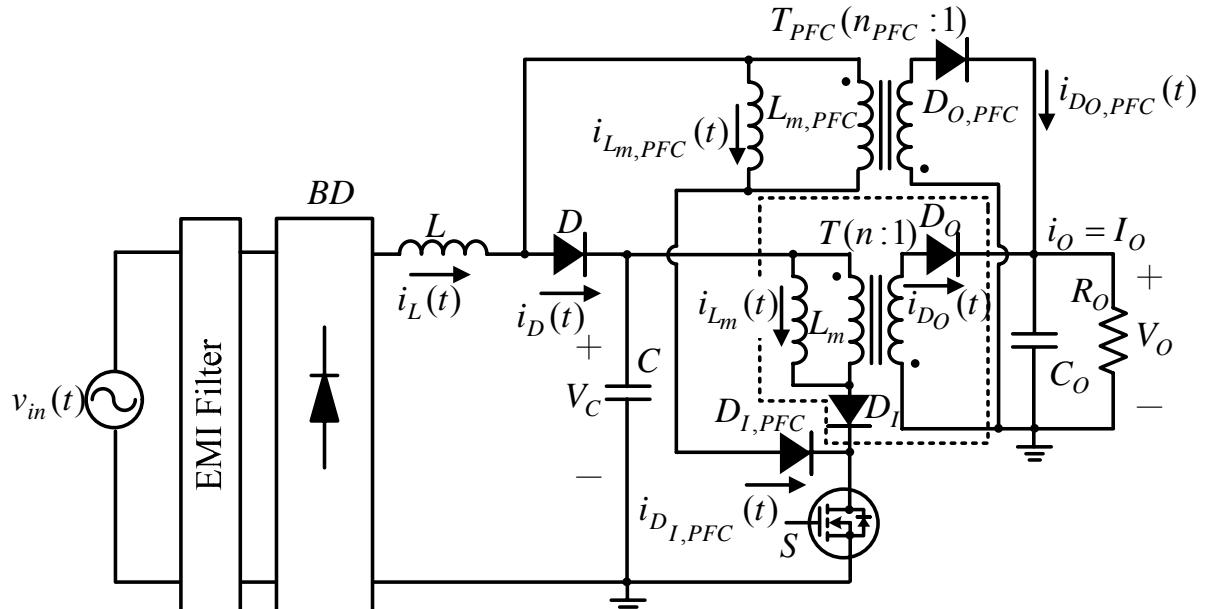


圖 2.1 單級升壓 - 反馳 - 反馳並聯式轉換器架構圖

功率開關元件(S)、二個變壓器(T_{PFC} 、 T ，圈數比分別為 n_{PFC} 、 n)、一個升壓電感(L)、五個二極體(D 、 D_I 、 D_O 、 $D_{I,PFC}$ 、 $D_{O,PFC}$)、升壓電容(C)及一個輸出濾波電容(C_O)。 $L - D - C - T_{PFC} - S$ 為一個升壓式轉換器， $T - D_I - D_O - C_O - R_O - S$ 與 $T_{PFC} - D_{I,PFC} - D_{O,PFC} - C_O - R_O - S$ 皆為一個返馳式轉換器。

單級升壓-返馳-返馳並聯式轉換器包含三個磁性元件，分別為 L 、 L_m 與 $L_{m,PFC}$ 。一般磁性元件之電感電流有三種工作模式，分別為電流不連續模式(圖2.4(a)所示)與電流連續模式(圖2.4(c)所示)，而電流臨界模式(圖2.4(b)所示)可歸類為電流不連續模式，因此電感電流可分為二種工作模式，先假設三個電流皆為不連續模式開始分析。

2.2 全不連續電流之分析



先分析變壓器 T_{PFC} 這一部分，由於穩態時之 \bar{V}_C 電壓為固定值，變壓器 T 的部分為DC/DC轉換器，因此可將變壓器 T 這個返馳式轉換器當成一個負載 R_T 且與 C 並聯，如圖2.1虛線內之元件。目前先由一次側方面來分析，假設所有元件都是理想。輸入電壓為 $v_{in}(t) = \hat{V}_{in} \cdot \sin(2\pi \cdot f_L \cdot t)$ ， \hat{V}_{in} 為交流電壓振幅， f_L 為交流電源頻率。切換頻率 f_S 必須遠大於交流電源頻率 f_L 。 $i_{D_O}(t)$ 與 $i_{D_{O,PFC}}(t)$ 分別為 T 與 T_{PFC} 輸出電流。

由圖2.2， $t_0 \leq t \leq t_1$ 之間，主要開關 S 導通，升壓電感 L 與返馳式變壓器 T_{PFC} 串聯並由輸入電源對其充電，返馳式輸入二極體 $D_{I,PFC}$ 導通，如圖2.3(a)。因此 $i_L(t)$ 、 $i_{L_{m,PFC}}(t)$ 及 $i_{D_{I,PFC}}(t)$ 皆為相等且由零開始線性增加。 D 與 $D_{O,PFC}$ 皆為截止，因此 $i_D(t)$ 與 $i_{D_{O,PFC}}(t)$ 電流皆為零。

$$i_L(t) = i_{L_{m,PFC}}(t) = i_{D_{I,PFC}}(t) = \frac{v_{in}(t)}{L + L_{m,PFC}} \cdot (t - t_0) \quad t_0 \leq t \leq t_5 \quad (2.1)$$

$$(L + L_{m,PFC}) \frac{di_L(t)}{dt} = v_{in}(t) \quad (2.2)$$

在 t_1 時， S 截止， $i_L(t)$ 、 $i_{L_{m,PFC}}(t)$ 及 $i_{D_{I,PFC}}(t)$ 峰值電流為：

$$i_{pk} = i_L(t_1) = \frac{v_{in}(t)}{L + L_{m,PFC}} \cdot (t_1 - t_0) = \frac{v_{in}(t)}{L + L_{m,PFC}} \cdot (d(t) \cdot T_S) \quad (2.3)$$

$t_1 \leq t \leq t_5$ 之間， S 截止， i_L 及 T_{PFC} 分別對 C 及 R_O 放電，如圖 2.3(b)。因此

$D_{I,PFC}$ 截止， D 及 $D_{O,PFC}$ 皆為導通， $i_L(t)$ 放電至 t_2 ， $i_{L_{m,PFC}}(t)$ 及 $i_{D_{O,PFC}}(t)$ 放電至 t_3 與 t_4 ，之後至 t_5 電流皆為零。

$t_1 \leq t \leq t_2$ 間，

$$i_L(t) = i_D(t) \quad (2.4)$$

$$L \frac{di_L(t)}{dt} = -(\bar{V}_C - v_{in}(t)) \quad (2.5)$$

$t_1 \leq t \leq t_3$ 間，

$$i_{D_{O,PFC}}(t) = -n_{PFC} \cdot i_{L_{m,PFC}}(t) \quad (2.6)$$

$$L_{m,PFC} \frac{di_{L_{m,PFC}}(t)}{dt} = -n_{PFC} \cdot \bar{V}_O \quad (2.7)$$

由式(2.2)、式(2.5)、式(2.7)代入式(2.3)中可得：

$$i_{pk}(t) = \frac{v_{in}(t) \cdot d(t) \cdot T_S}{L + L_{m,PFC}} = \frac{(\bar{V}_C - v_{in}(t)) \cdot d_1(t) \cdot T_S}{L} = \frac{n_{PFC} \cdot \bar{V}_O \cdot d_2(t) \cdot T_S}{L_{m,PFC}} \quad (2.8)$$

$T_S = t_5 - t_0$ 為 S 開關切換週期， $d(t) \cdot T_S = t_1 - t_0$ 為工作週期， $d_1(t) \cdot T_S = t_2 - t_1$ 為二極體 D 之導通週期， $d_2(t) \cdot T_S = t_3 - t_1$ 為二極體 $D_{O,PFC}$ 之導通週期。

由式(2.8)中可得：

$$d_1(t) = \frac{d(t) \cdot v_{in}(t)}{\bar{V}_C - v_{in}(t)} \cdot \left(\frac{L}{L + L_{m,PFC}} \right) \quad (2.9)$$

$$d_2(t) = \frac{d(t) \cdot v_{in}(t)}{n_{PFC} \cdot \bar{V}_O} \cdot \left(\frac{L_{m,PFC}}{L + L_{m,PFC}} \right) \quad (2.10)$$

由圖 2.1 中，可知平均輸入電流($i_{in}(t)$)等於平均升壓電感電流($i_L(t)$)，

因此 $i_{in}(t)$ 表示如下：

$$\begin{aligned} |i_{in}(t)| &= \langle i_{D_{I,PFC}}(t) \rangle + \langle i_D(t) \rangle = \frac{i_{pk}(t) \times (d(t) + d_1(t))}{2} \\ &= \frac{d^2(t) \cdot v_{in}(t)}{2 \cdot f_S \cdot (L + L_{m,PFC})} \left(1 + \frac{v_{in}(t)}{\bar{V}_C - v_{in}(t)} \cdot \left(\frac{L}{L + L_{m,PFC}} \right) \right) \end{aligned} \quad (2.11)$$

由圖 2.2 中，可知 T_{PFC} 輸出電流 $i_{D_{O,PFC}}(t)$ 為：

$$\begin{aligned}\langle i_{D_{O,PFC}}(t) \rangle &= \frac{n_{PFC} \cdot i_{pk}(t) \cdot d_2(t)}{2} \\ &= \frac{d^2(t) \cdot v_{in}^2(t)}{2 \cdot f_S \cdot \bar{V}_O} \cdot \frac{L_{m,PFC}}{(L + L_{m,PFC})^2}\end{aligned}\quad (2.12)$$

由式(2.12)可求出輸出電壓 \bar{V}_O 與輸入電壓 $v_{in}(t)$ 之電壓比。

$$\frac{\bar{V}_O}{v_{in}(t)} = \frac{d(t)}{L + L_{m,PFC}} \cdot \sqrt{\frac{L_{m,PFC} \cdot R_{T_{PFC}}(t)}{f_S}} \quad (2.13)$$

其中 $R_{T_{PFC}}(t)$ 為變壓器 T_{PFC} 之輸出負載，即 $i_{D_{O,PFC}}(t) = \frac{\bar{V}_O}{R_{T_{PFC}}(t)}$

由式(2.9)可求出 $i_D(t)$

$$\begin{aligned}\langle i_D(t) \rangle &= \frac{i_{pk}(t) \cdot d_1(t)}{2} \\ &= \frac{d^2(t) \cdot v_{in}^2(t) \cdot L}{2 \cdot f_S \cdot (L + L_{m,PFC})^2 \cdot (\bar{V}_C - v_{in}(t))}\end{aligned}\quad (2.14)$$

其中 $|i_D(t)| = \frac{\bar{V}_C}{R_T(t)}$ ， $R_T(t)$ 為變壓器 T 之輸出負載。

由式(2.14)可求出在輸入電壓之峰值 \hat{V}_{in} 與 \bar{V}_C 電壓之電壓比。

$$\frac{\bar{V}_C}{\hat{V}_{in}} = \frac{1 + \sqrt{1 + 2 \frac{d^2(t_{pk}) \cdot R_T(t_{pk}) \cdot L}{f_S \cdot (L + L_{m,PFC})^2}}}{\sqrt{2}} \quad (2.15)$$

其中 $t_{pk} = \frac{1}{4f_S}$ ，即 $v_{in}(t_{pk}) = \hat{V}_{in}$

最後分析變壓器 T 的部分，由圖 2.2， $t_0 \leq t \leq t_1$ 之間，主要開關 S 導通， \bar{V}_C 對返馳式變壓器 T 之 L_m 充電，因此 i_{L_m} 由零開始線性增加。 D_O 為截止，因此 $i_{D_O}(t)$ 為零。

$$L_m \frac{di_{L_m}(t)}{dt} = \bar{V}_C \quad (2.16)$$

在 t_1 時， S 截止， $i_{L_m}(t)$ 峰值電流為 $i_{m,pk}(t)$ ，在 $t_1 \leq t \leq t_5$ 之間，變壓器 T 對 R_O 放電。 $i_{L_m}(t)$ 及 $i_{D_O}(t)$ 放電至 t_4 ，之後至 t_5 皆為零。

$t_1 \leq t \leq t_3$ 間，

$$i_{DO}(t) = -n \cdot i_{L_m}(t) \quad (2.17)$$

$$L_m \frac{di_{L_m}(t)}{dt} = -n \cdot \bar{V}_O \quad (2.18)$$

$$i_{m,pk}(t) = \frac{n \cdot \bar{V}_O \cdot d_3(t) \cdot T_S}{L_m} \quad (2.19)$$

由圖 2.2 中，可知變壓器 T 輸出電流 ($i_{DO}(t)$) 為：

$$\langle i_{DO}(t) \rangle = \frac{n \cdot i_{m,pk}(t) \cdot d_3(t)}{2} = \frac{d^2(t) \cdot \bar{V}_C^2}{2 \cdot f_S \cdot L_m \cdot \bar{V}_O} \quad (2.20)$$

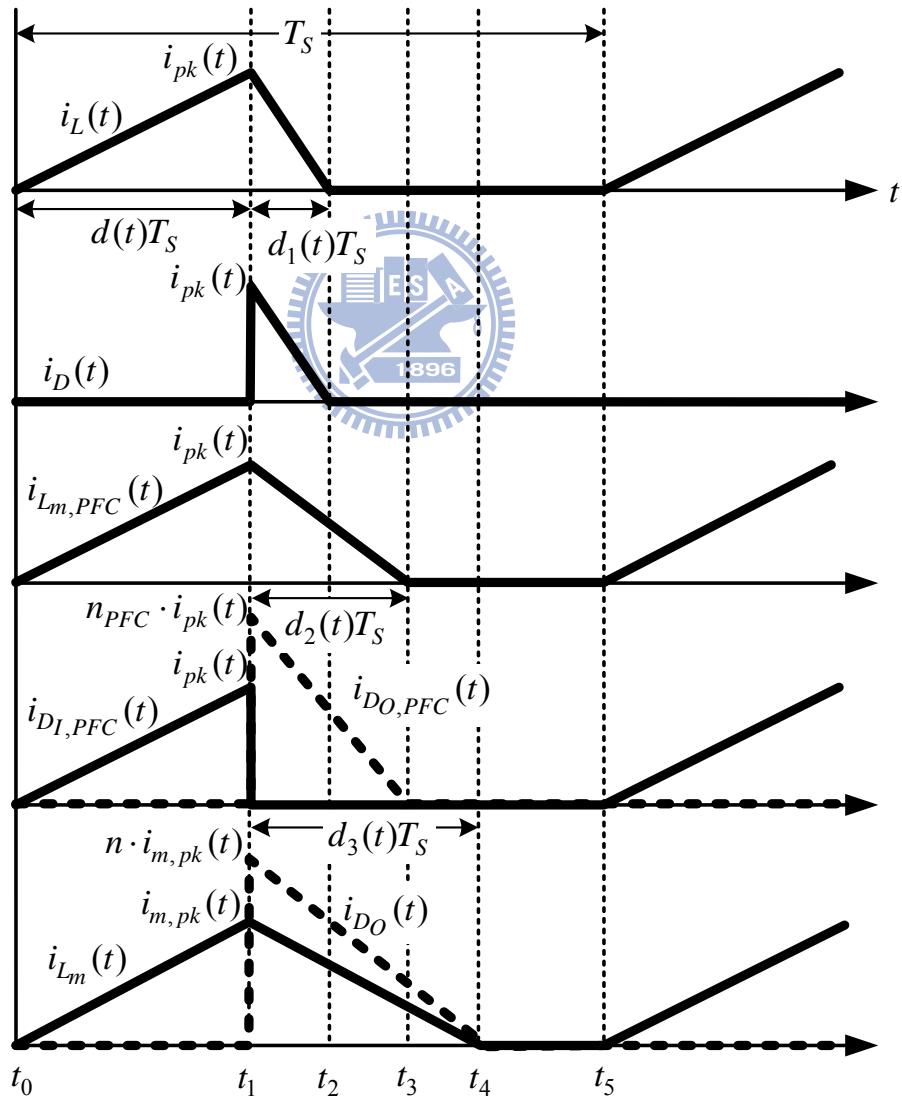


圖 2.2 主要電流波形

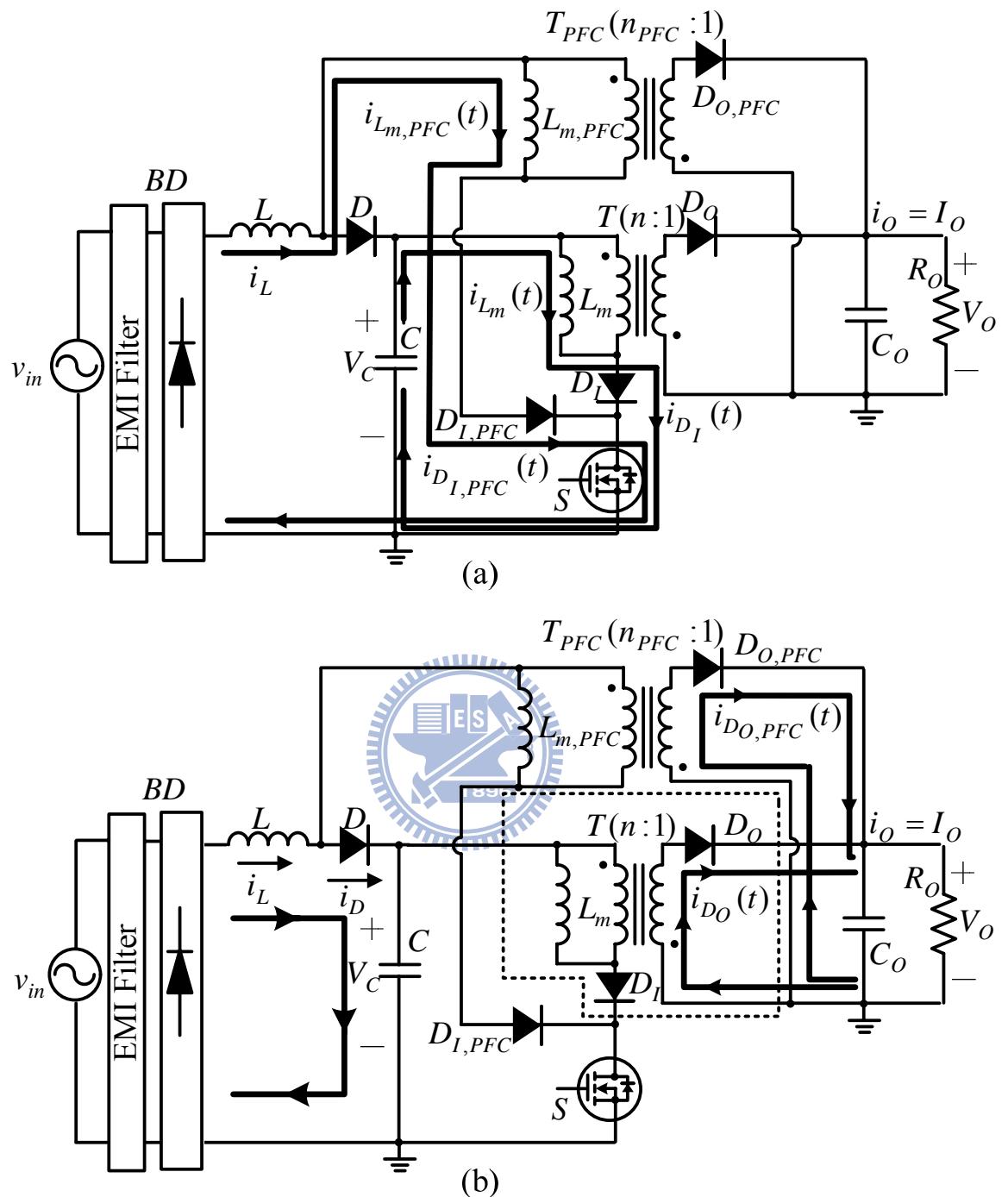


圖 2.3 主要電流路徑，(a)開關 S 導通時之電流路徑，(b)開關 S 截止時之電流路徑

由圖 2.1 中可知輸出電流為：

$$\bar{I}_O = \frac{\bar{V}_O}{R_O} = \frac{P_O}{\bar{V}_O} = \langle i_{DOPFC}(t) \rangle + \langle i_{DO}(t) \rangle \quad (2.21)$$

由式(2.12)、式(2.20)代入式(2.21)，可得：

$$d(t) = \sqrt{\frac{2 \cdot f_S \cdot P_O}{L_{m,PFC} \cdot v_m^2(t) + \bar{V}_C^2}} \quad (2.22)$$

$$\frac{(L + L_{m,PFC})^2}{L_m}$$

由式(2.22)中可求出整個輸入電壓週期所對應之開關工作週期比。

由圖 2.4(a)與(b)，在 i_{L_m} 為電流不連續模式與電流臨界模式時，可知輸出功率 $P_{O,T}$ 為

$$P_{O,T} = i_{L_m} \cdot V_{L_m}$$

$$= \frac{i_{m,pk} \cdot (t_1 - t_0)}{2 \cdot T} \cdot L_m \frac{i_{m,pk}}{(t_1 - t_0)}$$

$$= \frac{L_m \cdot i_{m,pk}^2 \cdot f_S}{2} \quad (2.23)$$

$$\bar{V}_C = L_m \frac{di_{L_m}}{dt} = L_m \cdot \frac{i_{m,pk}}{t_1} = L_m \cdot \frac{i_{m,pk}}{d^{T,BCM} \cdot T} = L_m \cdot \frac{i_{m,pk} \cdot f_S}{d^{T,DCM}} \quad (2.24)$$

其中 $d^{T,DCM}$ 為 i_{L_m} 在電流不連續模式時之開關工作週期比。

當 $i_{L_m}(t)$ 與 $i_{L_m,PFC}(t)$ 皆為電流不連續模式，則由式(2.23)與式(2.24)可知

$$d(t) = \frac{\sqrt{2 \cdot P_{O,T}(t) \cdot L_m \cdot f_S}}{\bar{V}_C} \quad (2.25)$$

$$d(t) = \frac{\sqrt{2 \cdot P_{O,T,PFC}(t) \cdot L_{m,PFC} \cdot f_S}}{v_{in}(t) \cdot M_L} \quad (2.26)$$

其中 $M_L = \frac{L_{m,PFC}}{L + L_{m,PFC}}$ ， $P_{O,T}(t) = P_O - P_{O,T,PFC}(t)$

由式(2.25)與(2.26)中可求出變壓器 T 之輸出功率

$$P_{O,T}^{DCM}(t) = L_{m,PFC} \cdot \frac{P_O \cdot \bar{V}_C^2}{L_{m,PFC} \cdot \bar{V}_C^2 + L_m \cdot v_{in}^2(t) \cdot M_L^2} \quad (2.27)$$

同理，同式(2.23)， $i_{L_m,PFC}(t)$ 為電流臨界模式與電流不連續模式，則輸

出功率 $P_{O,T,PFC}(t)$ 為

$$P_{O,T,PFC}(t) = \frac{L_{m,PFC} \cdot i_{pk}^2(t) \cdot f_S}{2} \quad (2.28)$$

其中 $i_{pk}(t) = \frac{v_{in}(t) \cdot d^{T_{PFC},DCM}(t)}{(L + L_{m,PFC}) \cdot f_S}$ ，將 $i_{pk}(t)$ 代入式(2.28)中

$$P_{O,T_{PFC}}^{DCM}(t) = \frac{L_{m,PFC} \cdot (v_{in}(t) \cdot d^{T_{PFC},DCM}(t))^2}{2 \cdot f_S \cdot (L + L_{m,PFC})^2} \quad (2.29)$$

其中 $d^{T_{PFC},DCM}(t)$ 為 $i_{Lm,PFC}(t)$ 在電流不連續模式時之開關工作週期比。

2.3 電流模式之分析

當 $v_{in}(t) = 0$ 時， $v_{in}(t)$ 將無法提供電流與能量給 T_{PFC} ，此時 $i_{DO,PFC}(t) = 0$ ，而 $i_{DO,PFC}(t) + i_{DO}(t) = I_O$ ，因此 $i_{DO}(t) = I_O$ ，如果 I_O 夠大，將使 $i_{Lm}(t)$ 由電流不連續模式(DCM)轉為電流連續模式(CCM)。如圖 2.4(a)，當 $i_{DO}(t)$ 電流很小時，則 $i_{Lm}(t)$ 為電流不連續模式；如圖 2.4(b)，當 $i_{DO}(t)$ 增加到臨界電流(i_{DO}^{BCM})時，則 $i_{Lm}(t)$ 為電流臨界模式(BOUNDARY)；如圖 2.4(c)，當 $i_{DO}(t)$ 電流超過臨界電流(i_{DO}^{BCM})時， $i_{Lm}(t)$ 為電流連續模式，則 $i_{Lm}(t)$ 在切換週期(T_S)內電流皆不為零。

在 $i_{Lm}(t)$ 為電流連續模式，伏-秒平衡定理可知

$$\begin{aligned} d^{T,CCM} \cdot V_{Lm,on} &= (1 - d^{T,CCM}) \cdot V_{Lm,off} \\ \Rightarrow d^{T,CCM} \cdot \bar{V}_C &= (1 - d^{T,CCM}) \cdot n \cdot \bar{V}_O \end{aligned} \quad (2.30)$$

由式(2.30)可知 $i_{Lm}(t)$ 為電流連續模式下 \bar{V}_O 與 \bar{V}_C 之關係式：

$$\bar{V}_O = \frac{d^{T,CCM} \cdot \bar{V}_C}{n \cdot (1 - d^{T,CCM})} \quad (2.31)$$

由式(2.30)可得開關工作週期比($d^{T,CCM}$)：

$$d^{T,CCM} = \frac{n \cdot \bar{V}_O}{n \cdot \bar{V}_O + \bar{V}_C} \quad (2.32)$$

由圖 2.4(b)與(c)可知，電流臨界模式與電流連續模式之開關工作週期比為相等，即 $d^{T,BCM} = d^{T,CCM}$ ，因此由式(2.23)與(2.24)中可求出臨界電流

$$(i_{DO}^{BCM})$$

$$i_{DO}^{BCM} = \frac{(d^{T,CCM} \cdot \bar{V}_C)^2}{2 \cdot f_S \cdot L_m \cdot \bar{V}_O} \quad (2.33)$$

由式(2.32)中可得知

$$d^{TPFC,CCM}(t) = \frac{n_{PFC} \cdot \bar{V}_O}{n_{PFC} \cdot \bar{V}_O + v_{in}(t) \cdot \frac{L_{m,PFC}}{L + L_{m,PFC}}} \quad (2.34)$$

由式(2.29)可求出臨界電流($i_{DO,PFC}^{BCM}(t)$)

$$i_{DO,PFC}^{BCM}(t) = \frac{L_{m,PFC} \cdot (v_{in}(t) \cdot d^{TPFC,BCM}(t))^2}{2 \cdot f_S \cdot (L + L_{m,PFC})^2 \cdot \bar{V}_O} \quad (2.35)$$

在 i_L 為電流臨界模式與電流不連續模式下，由式(2.8)可知

$$i_{pk}(t) = \frac{v_{in}(t) \cdot d(t) \cdot T_S}{L + L_{m,PFC}} = \frac{(\bar{V}_C - v_{in}(t)) \cdot d_1(t) \cdot T_S}{L} \quad (2.36)$$

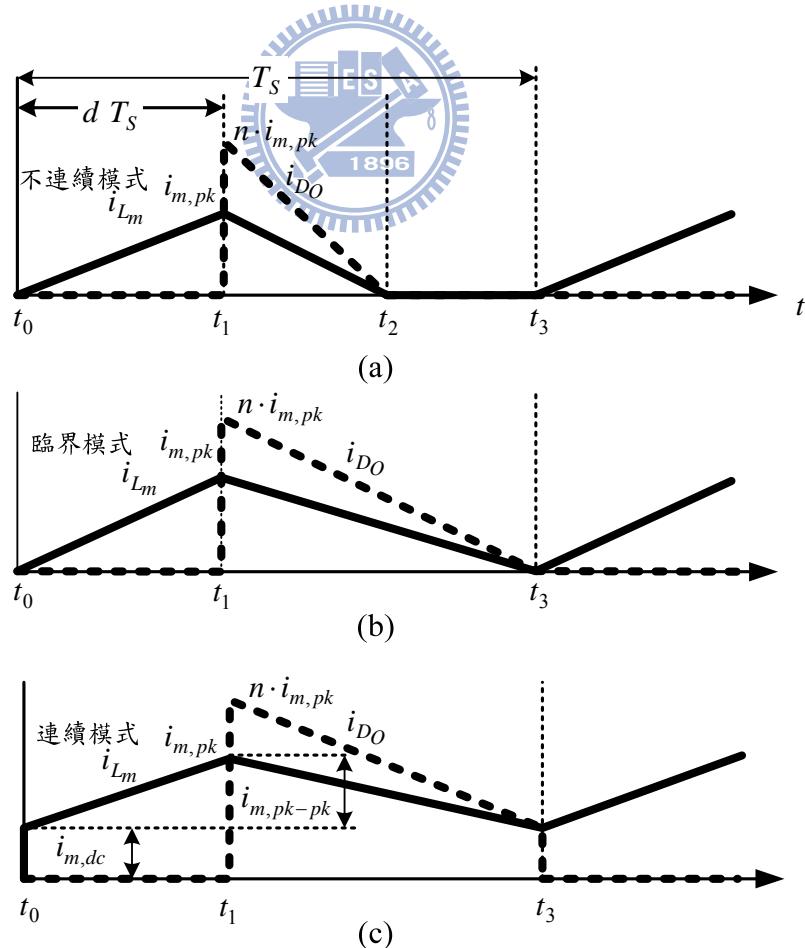


圖 2.4 變壓器 T 在不同模式下之電流波形

當臨界電流 $i_L^{BCM}(t) = \frac{i_{pk}^{BCM}(t)}{2}$ ，其 $d_1^{L,BCM}(t) = (1 - d^{L,BCM}(t))$ 代入式(2.36)中

可得

$$\frac{v_{in}^{L,BCM}(t) \cdot d^{L,BCM}(t)}{L + L_{m,PFC}} = \frac{(\bar{V}_C - v_{in}^{L,BCM}(t)) \cdot (1 - d^{L,BCM}(t))}{L} \quad (2.37)$$

$$\Rightarrow v_{in}^{L,BCM}(t) = \frac{\bar{V}_C \cdot (1 - d^{L,BCM}(t)) \cdot (L + L_{m,PFC})}{(L + L_{m,PFC} - d^{L,BCM}(t) \cdot L_{m,PFC})} \quad (2.38)$$

由式(2.36)與式(2.38)可求出臨界電流($i_L^{BCM}(t)$)

$$\begin{aligned} i_L^{BCM}(t) &= \frac{i_{pk}^{BCM}(t)}{2} = \frac{v_{in}^{L,BCM}(t) \cdot d^{L,BCM}(t) \cdot T_S}{2 \cdot (L + L_{m,PFC})} \\ &= \frac{\bar{V}_C \cdot (1 - d^{L,BCM}(t)) \cdot d^{L,BCM}(t) \cdot T_S}{2 \cdot (L + L_{m,PFC} - d^{L,BCM}(t) \cdot L_{m,PFC})} \end{aligned} \quad (2.39)$$

當 $i_{L_m}(t)$ 為電流連續模式， $i_{L_{m,PFC}}(t)$ 為電流不連續模式，則由式(2.32)與(2.29)，可求出變壓器 T 之輸出功率

$$P_{O,T}^{CCM}(t) = P_O - \frac{(n \cdot \bar{V}_O \cdot v_{in}(t) \cdot M_L)^2}{2 \cdot L_{m,PFC} \cdot f_S \cdot (n \cdot \bar{V}_O + \bar{V}_C)^2} \quad (2.40)$$

由式(2.33)利用 L_m 可設計 $i_{L_m}(t)$ 電流之操作模式，當負載電流小時，可設計其工作皆在電流不連續模式，可使主要開關 S 操作在零電流切換(ZCS)，減少開關損耗，有良好的輸入電壓/負載暫態變動響應，迴授容易達到穩定(單一極點)，輸出之二極體之逆向恢復時間已不是很重要，因為在逆向電壓出現前，電流就已降至零；當負載電流大時，可將其工作設計在電流連續模式，使 $i_{m,pk}$ 電流減小，則可減少開關 S 與 D_O 導通時之峰值電流，且可降低輸出電容之漣波電流(ripple current)，因此不需要大之輸出電容，但會產生二極體之逆向恢復損失，且迴授不易達到穩定(兩個極點和一個右半平面的零點)。

此三個磁性元件出現在此轉換器中，其電流工作模式共有五種組合，如表 2.1 所示，其他組合是不可能發生的。 $i_{L_{m,PFC}}(t)$ 無機會進入 CCM 模式，因為如果想讓 $i_{L_{m,PFC}}(t)$ 進入 CCM 模式，由式(2.35)可知，必須將 $L_{m,PFC}$ 之感量提高，但 $L_{m,PFC}$

提高後，由式(2.29)可知其 $P_{O,PFC}(t)$ 下降，因此 $i_{D_{O,PFC}}(t)$ 電流也隨著下降，使得 $i_{L_{m,PFC}}(t)$ 永遠無法進入 CCM 模式。

當 I_O 電流很小，其 $i_{D_O}(t)$ 電流皆小於 $i_{D_O}^{BCM}$ ，則 $i_{L_m}(t)$ 皆為 DCM 模式；當 I_O 電流增大，在 $v_{in}(t)$ 零輸入電壓時，其 $i_{D_O}(t) = I_O$ ，使得 $i_{D_O}(t)$ 電流大於 $i_{D_O}^{BCM}$ ， $i_{L_m}(t)$ 進入 CCM 模式，當 $v_{in}(t)$ 電壓漸漸升高時，其 $i_{D_O}(t) + i_{D_{O,PFC}}(t) = I_O$ ，因此 $i_{D_{O,PFC}}(t)$ 之電流也漸漸升高，則 $i_{D_O}(t)$ 電流漸漸下降，使 $i_{D_O}(t)$ 電流小於 $i_{D_O}^{BCM}$ ， $i_{L_m}(t)$ 轉為 DCM 模式，因此在一個輸入電壓週期內，其 $i_{L_m}(t)$ 由 CCM 模式轉為 DCM 模式再轉為 CCM 模式 (CCM/DCM/CCM)；當 I_O 電流再增大，在 $v_{in}(t)$ 峰值電壓時，可使 $i_{D_O}(t)$ 電流大於 $i_{D_O}^{BCM}$ ，則 $i_{L_m}(t)$ 皆為 CCM 模式。

當 I_O 電流很小，其 $i_L(t)$ 電流皆小於 $i_L^{BCM}(t)$ ，則 $i_L(t)$ 皆為 DCM 模式；當 I_O 電流增大，其輸入電流 $i_{in}(t)$ 也隨著增大，其 $i_{in}(t) = i_L(t)$ ，而 $i_L(t)$ 隨著 $v_{in}(t)$ 升高而升高，下降而下降，因此 $i_L(t)$ 電流由零漸漸升至最高後再漸漸降至零，在 $v_{in}(t)$ 峰值電壓時，使其 $i_L(t)$ 大於 $i_L^{BCM}(t)$ ，則 $i_L(t)$ 轉為 CCM 模式，因此在一個輸入電壓週期內，其 $i_L(t)$ 由 DCM 模式轉為 CCM 模式再轉為 DCM 模式 (CCM/DCM/CCM)；由於 $i_L(t)$ 在 $v_{in}(t)$ 零輸入電壓時為零電流， $v_{in}(t)$

表 2.1 三個磁性元件電流之可能工作模式組合

組合	i_{L_m} 電流模式	$i_{L_{m,PFC}}$ 電流模式	i_L 電流模式
1	DCM	DCM	DCM
2	CCM/DCM/CCM	DCM	DCM
3	CCM/DCM/CCM	DCM	DCM/CCM/DCM
4	CCM	DCM	DCM
5	CCM	DCM	DCM/CCM/DCM

* CCM/DCM/CCM：在一個輸入電壓週期內，電流模式由 CCM 轉為 DCM 再轉為 CCM。

* DCM/CCM/DCM：在一個輸入電壓週期內，電流模式由 DCM 轉為 CCM 再轉為 DCM。

升高一點點，其 $i_L(t)$ 也才升高一點點，因此 $i_L(t)$ 小於 $i_L^{BCM}(t)$ ， $i_L(t)$ 為 DCM 模式，所以在整個輸入電壓週期內 $i_L(t)$ 不可能皆為 CCM 模式。

如果負載不重，則轉換器最常使用在第一種組合，由於電流皆為 DCM 模式，因此可達到 ZCS (Zero Current Switch)，因此可達到最高效率。如果負載很重，則需要使用第一至第三種組合，使 i_{pk} 不會太高，造成二極體之效率降低。第四至第五種組合盡量不使用它們，因為在第四與第五種組合之 i_{Lm} 一直為 CCM 模式，其效率無法提高。



第三章 單級升壓-返馳-返馳並聯式 轉換器設計

本章主要說明單級升壓-返馳-返馳並聯式轉換器之設計流程，其中輸入電壓為 AC $85\sim264V_{rms}$ ，電壓頻率為 50 Hz，功率開關切換頻率為 100 KHz，輸出直流電壓為 20 V，最大輸出功率為 90 W，為一般 Notebook 使用規格。用 L_m 可設計 i_{L_m} 輸出電流的操作模式，當負載電流小時，可設計其工作皆在電流不連續模式，可使主要開關 S 操作在零電流切換(ZCS)。本文所研製的單級升壓-返馳-返馳並聯式轉換器之相關規格如表 3.1 所示：

表 3.1 設計單級升壓-返馳-返馳並聯式轉換器之相關規格

輸入電壓 \hat{V}_{in}	$85\sim264V_{rms}$	輸出電壓 V_o	20 V
切換頻率 f_s	100 KHz	輸出功率 P_o	90 W
功率因數 PF	>0.9	滿載效率 η	$>85\%$

本文之磁性元件皆利用陶鐵磁(Ferrite)材料來設計，大部分之陶鐵磁(Ferrite)之鐵心飽和磁通密度(B_{sat}) $3000G\sim5000G$ ，一般鐵心最大磁通密度(B_{max})設定小於 $2500G$ 。應用在變壓器可提供了良好的磁耦合能力與低鐵心損失，而應用在電感 L 可提供低鐵心損失。

3.1 T 變壓器之設計

由式(2.35)與式(2.36)可知，在 AC 輸入電壓為 0V 時，T 變壓器提供全部之輸出功率，因此 T_{PFC} 並無法提供輸出功率。T 變壓器之鐵心選擇 Ferrite Core PC40，TDK 公司 PQI-2620，其鐵心有效磁通面積(A_e)為 $1.19 cm^2$ ，有效磁路長度(ℓ_e)為 35.8mm，導磁系數分別為 $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ ， $\mu_r = 2300$ 。

(1) 決定 T 之 L_m ：

在 AC $264V_{rms}$ 時，其 \bar{V}_C 電壓為 $1.2 \times \hat{V}_{in} = 1.2 \times \sqrt{2} \times 264 = 448V$ ，設定 duty(d)

至少需要 0.2，由式(2.33)中可求出 L_m

$$L_m = \frac{(\bar{V}_C \cdot d)^2 \cdot T_S}{2 \cdot P_O} = \frac{(448 \cdot 0.2)^2 \cdot 10^{-5}}{2 \cdot 90} = 446\mu H, L_m \text{ 設計為 } 500\mu H \quad (3.1)$$

，在此時 i_{L_m} 電流為連續模式。

(2) 匝數比之決定：

$$n = \frac{\bar{V}_C \cdot d}{\bar{V}_O \cdot (1-d)} = \frac{448 \cdot 0.2}{20 \cdot (1-0.2)} = 5.6$$

i_{L_m} 電流為連續模式，由圖 2.2 可知其 i_{L_m} 之電流

$$i_{L_m} \text{ 之 } i_{m,pk} = \frac{P_{O,T} + \frac{(\bar{V}_C \cdot d)^2 \cdot T_S}{2 \cdot L_m}}{\bar{V}_C \cdot d} = 2.024A \quad (3.2)$$

$$\text{計算一次側圈數 } N_P = \frac{L_m \cdot i_{m,pk} \cdot 10^8}{B_{\max} \cdot A_e} = \frac{500 \cdot 10^{-6} \cdot 2.024 \cdot 10^8}{2500 \cdot 1.19} = 34.021 \text{ 圈} \quad (3.3)$$

為必免變壓器飽和，則 N_P 設定為 34 圈。

$$N_S = \frac{N_P}{n} = \frac{34}{5.6} = 6.07, \text{ 則 } N_S \text{ 設定為 } 6 \text{ 圈，則 } n \text{ 變更為 } 5.6667$$

(3) 計算氣隙之長度

$$\text{磁阻 } R_m = \frac{\ell_e - T_{gap}}{A_e \cdot \mu_0 \cdot \mu_r} + \frac{T_{gap}}{A_e \cdot \mu_r} \quad (3.4)$$

電感、氣隙與圈數之關係為

$$L_m = \frac{N_P^2}{\frac{\ell_e - T_{gap}}{A_e \cdot \mu_0 \cdot \mu_r} + \frac{T_{gap}}{A_e \cdot \mu_r}} \quad (3.5)$$

由式(3.5)可求出 $T_{gap} = 0.33mm$

3.2 T_{PFC} 變壓器之設計

由式(2.35)與式(2.36)可知，在 AC 輸入電壓為 90V 時， T_{PFC} 變壓器提

供最高之輸出功率，因此 T_{PFC} 並無法提供輸出功率。 T_{PFC} 變壓器之鐵心選擇與 T 變壓器同款鐵心。

由式(2.27)與式(2.40)可知，其 M_L 之比值愈大且 $L_{m,PFC}$ 為定值時，其 i_{L_m} 在 DCM 與 CCM 這二種模式下其 $P_{O,T}$ 愈小，且由式(2.37)可知其 M_L 之比值會影響 \bar{V}_C 之電壓；在 AC 輸入電壓為峰值時，希望其 i_{L_m} 與 $i_{L_{m,PFC}}$ 皆為 DCM，可使主要開關 S 操作在零電流切換(ZCS)，而 $L_m/L_{m,PFC}$ 之比值愈大，其 $P_{O,T}$ 愈小。因此我們希望能夠設計在 \bar{V}_C 為 1.1~1.2 倍之 V_{in} 峰值電壓，可利用 Mathcad 軟體來幫助計算其最合適的比值，目前希望在 V_{in} 峰值電壓時，其 $P_{O,T}/P_{O,T_{PFC}}$ 之比值近似 0.42 左右，因此 $L_m/L_{m,PFC}$ 近似 5，可達到良好之功率因數與效率。

(1)先決定 $L = 30\mu H$

(2)決定 T_{PFC} 之 $L_{m,PFC}$

其 L_m 於式(3.1)中求出為 $500\mu H$ ，因此 $L_{m,PFC} = 100\mu H$

(3)匝數比之決定：

$$n \leq \frac{\hat{V}_{in} \cdot d \cdot M_L}{\bar{V}_O \cdot (1-d)} = \frac{373.3 \cdot 0.2 \cdot 0.833}{20 \cdot (1-0.2)} = 3.887$$

由式(2.27)與式(2.33)中可知， $v_{in}(t)$ 峰值電壓時， i_{L_m} 與 $i_{L_{m,PFC}}$ 電流皆為不連續模式，由圖 2.4(c)可知其 $i_{L_{m,PFC}}$ 之電流

$$i_{L_{m,PFC}} \geq i_{m,PFC,pk} = \frac{\hat{V}_{in} \cdot d \cdot T_S}{L_{m,PFC} + L} = 3.561A \quad (3.6)$$

$$\text{計算一次側圈數 } N_P = \frac{L_m \cdot i_{m,pk} \cdot 10^8}{B_{max} \cdot A_e} = \frac{100 \cdot 10^{-6} \cdot 3.561 \cdot 10^8}{2500 \cdot 1.19} = 11.969 \text{ 圈} \quad (3.7)$$

為必免變壓器飽和，則 N_P 設定為 15 圈。

$$N_S = \frac{N_P}{n_{PFC}} = \frac{15}{3.887} = 3.859，\text{ 則 } N_S \text{ 設定為 4 圈，則 } n_{PFC} \text{ 變更為 } 3.75$$

(4)計算氣隙之長度

由式(3.5)可求出 $T_{gap} = 0.318mm$

3.3 L 電感之設計

由第 3.2 章節中可知，其 M_L 之比值會影響 \bar{V}_C 之電壓，而 \bar{V}_C 影響 d 、 $P_{O,T}$ 與 $P_{O,T_{PFC}}$ ，因此可知 L 、 $L_{m,PFC}$ 與 L_m 之間是互相影響的。目前由 Mathcad 軟體找出 L 合適之值為 $30\mu H$ 。 L 電感之鐵心選擇 Ferrite Core PC40，TDK 公司 PQ-2016，其鐵心有效磁通面積 (A_e) 為 $0.62 cm^2$ ，有效磁路長度 (ℓ_e) 為 $37.4mm$ ，導磁系數分別為 $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ ， $\mu_r = 2300$ 。

(1) 計算圈數

在 V_{in} 峰值電壓時，其鐵心最大磁通密度為最大，由式(2.22)中可求出

$$d = 0.124, i_{pk} = \frac{\hat{V}_{in} \cdot d \cdot T_S}{L + L_{m,PFC}} = \frac{373.35 \cdot 0.124 \cdot 10^{-5}}{30 \cdot 10^{-6} + 100 \cdot 10^{-6}} = 3.561A$$

$$\text{計算圈數 } N_L = \frac{L \cdot i_{pk} \cdot 10^8}{B_{\max} \cdot A_e} = \frac{30 \cdot 10^{-6} \cdot 3.561 \cdot 10^8}{2500 \cdot 1.19} = 6.89 \text{ 圈} \quad (3.7)$$

為必免變壓器飽和且降低鐵心損失，則 N_P 設定為 15 圈。

(2) 計算氣隙之長度

由式(3.5)可求出 $T_{gap} = 0.568mm$

3.4 功率開關損耗之計算

功率開關(MOSFET)之閘極(Gate)電荷特性如圖 3.1 所示，開通過程中，在 t_1 時間，閘源極間電容開始充電，閘極電壓開始上升，閘極電壓為

$$v_{GS(t)} = V_{GS} \cdot (1 - e^{-\frac{t}{R_g \cdot C_{iss}}}) \quad (3.8)$$

其中 V_{GS} 為 PWM 閘極驅動器之輸出電壓， C_{iss} 為 MOSFET 輸入電容， R_g 為 MODFET 之閘極驅動電阻。 V_{GS} 電壓從零增加到開起門檻電壓 V_{TH} 前，汲極(D)沒有電流流過，時間 t_1 為

$$t_1 = R_g \cdot C_{iss} \cdot \ln \frac{1}{1 - \frac{V_{TH}}{V_{GS}}} \quad (3.9)$$

V_{GS} 電壓從 V_{TH} 增加到米勒平台電壓 V_{SP} 之時關 t_2 為

$$t_2 = R_g \cdot C_{iss} \cdot \ln \frac{1}{1 - \frac{V_{TH}}{V_{GS}}} - t_1 \quad (3.10)$$

V_{GS} 電壓處於米勒平台之時關 t_3 為

$$t_3 = \frac{C_{rss} \cdot (V_{DS} - I_{DS} \cdot R_{DS(ON)}) \cdot R_g}{V_{GS} - V_{SP}} \quad (3.11)$$

其中 I_{DS} 為汲極電流， $R_{DS(ON)}$ 為 MOSFET 導通時之阻抗， C_{rss} 為反相轉換電容 (Reverse transfer capacitance)。

也可用下面公式計算

$$t_3 = \frac{Q_{GD} \cdot R_g}{V_{GS} - V_{SP}} \quad (3.12)$$

其中 Q_{GD} 為閘極至汲極之充電。

到了米勒平台後，汲極電流達到最大電流 I_D ，就保持在電路決定之恆定最大值 I_{DS} ，汲極電壓開始下降，MOSFET 固有的轉移特性使閘極電壓與汲極電流保持比例之關係，汲極電流恆定，因此閘極電壓也保持恆定，這樣閘極電壓不變，閘源極間之電容不再流過電流，驅動之電流全部流過米勒電容。過了米勒平台後，MOSFET 完全導通，閘極電壓與汲極電流不再受轉移特性之約束，繼續增大，直到等於驅動電路之電源之電壓。

米勒平台電壓為

$$V_{SP} = V_{TH} + \frac{I_{OL}}{G_{fs}} \quad (3.13)$$

其中 I_{OL} 為電感電流在電流連續模式之 i_{mdc} (如圖 2.4(c) 所示)， G_{fs} 為 MOSFET 之跨導 (transconductance)。

因此開通損耗為

$$P_{loss(on)} = f_S \cdot V_{DS} \cdot \frac{I_{DS}}{2} \cdot (t_2 + t_3) \quad (3.14)$$

開通過程中， C_{rss} 與米勒平台時間 t_3 成正比，因此米勒電容 C_{rss} 及所對

應之 Q_{GD} 在 MOSFET 之開關損耗中起主導作用。 $C_{iss} = C_{rss} + C_{gs}$ ， C_{iss} 所對應電荷為 Q_g (gate charge total)。減少驅動電阻 R_g 可同時降低 t_2 與 t_3 時間，從而降低開關損耗，但過高的開關速度會引起 EMI 之問題，提高閘極驅動電壓也可降低 t_3 時間。降低米勒電壓，也就是降低開起門檻電壓，提高跨導，也可降低 t_3 時間，但過低之門檻電壓會使 MOSFET 容易受到干擾誤導通。

開過程與關斷過程相同，其 t_1 同 t_7 ， t_2 同 t_6 、 t_3 同 t_5 ，因此計算方式也相同。

MOSFET 之傳導損耗為

$$P_{loss(conduction)} = f_S \cdot I_{DS(ON)}^2 \cdot R_{DS(ON)} \cdot t_4 \quad (3.15)$$

MOSFET 之 C_{oss} (output capacitance) 也會產生損耗，在 MOSFET 開通時，會將 C_{oss} 之能量經由汲極放電；在 MOSFET 關斷時，外部電源 V_{DS} 對 C_{oss} 充電，在關斷過程中之電壓之上升率 dV_{DS}/dt ， C_{oss} 愈大， dV_{DS}/dt 就愈小，這樣影響 EMI 就愈小。反之， C_{oss} 愈小， dV_{DS}/dt 就愈大，就愈容易產生 EMI 之問題。 C_{oss} 又不能太大，因為 C_{oss} 儲存之能量將在 MOSFET 開通之過程中放電，產生更多的功率損耗，降低系統之整體效率，同時產生大的電流尖峰，此電流尖峰在瞬態過程中可能損壞 MOSFET，同時還會產生電流干擾。

MOSFET 之電容損耗為

$$P_{loss(C_{oss})} = \frac{1}{2} \cdot C_{oss} \cdot V_{DS}^2 \cdot f_S \quad (3.16)$$

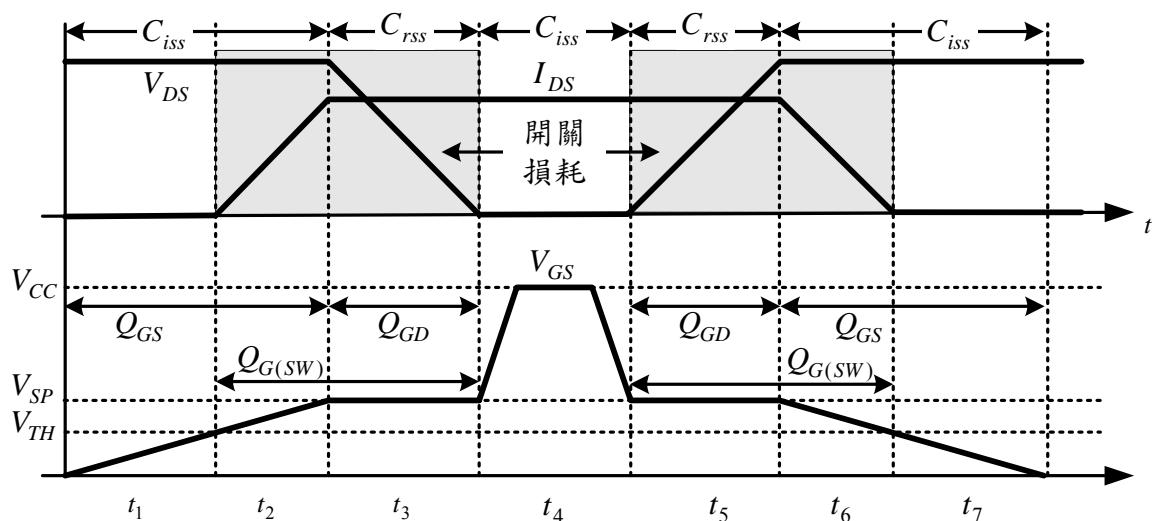


圖 3.1 MOSFET 開關過程中閘極電荷特性

因此本論文在變壓器之電感電流為電流不連續模式時，可提高效率，由於開通前之電流為零，所以除了 C_{oss} 放電產生之功率外，沒有開關之損耗。而 V_{DS} 電壓由二次側感應過來，在 MOSFET 開通時，二次側早已不導通，其 V_{DS} 電壓降低，所以 C_{oss} 之損耗也跟著降低，則 MOSFET 開關損耗會大大降低。

3.5 半導體二極體損耗之計算

半導體二極體(Semiconductor Diode)之開關特性如圖 3.2 所示。半導體二極體在開通時也會產生順向恢復時間 t_{fr} (Forward Recovery Time)，只影響順向導通電壓 V_F ，如圖 3.2(b)所示。

開通時之損耗為

$$P_{loss(on)} = f_S \cdot \frac{1}{2} \cdot I_F \cdot V_{FP} \cdot t_{fr} \quad (3.17)$$

其中 I_F 為順向導通電流， V_{FP} 與 dI_F/dt 成正比，可參考半導體二極體之規格。

在正常開通時，其 I_F 與 V_F 成正比，如圖 3.2(a)所示。因此正常開通之損耗為

$$P_{loss(conduction)} = f_S \cdot I_F \cdot V_F \cdot t_{on} \quad (3.18)$$

其中 t_{on} 為正常開通時間。

在關斷時之電流與電壓特性如圖 3.2(c)所示，反向恢復時間 t_{rr} (Reverse Recovery Time)與正向導通電流 I_F 之下降斜率成正比，半導體二極體之規格中會提供 $dI_F/dt - t_{rr}$ 曲線圖。 t_{rr} 所對應電荷為反向恢復充電 Q_{rr} (Reverse Recovery Charge)如圖 3.2(d)所示。因此關斷損耗為

$$P_{loss(off)} = f_S \cdot \left[\frac{1}{2} \cdot I_{RM} \cdot V_F \cdot t_{IRM} + \frac{1}{2} \cdot I_{RM} \cdot V_{Batt} \cdot (t_{rr} - t_{IRM}) \right] \quad (3.19)$$

其中 V_{Batt} 為線路之反向截止電壓，可由變更變壓器之圈數比進而變更此電壓。 I_{RM} 為峰值反向恢復電流， t_{IRM} 為峰值反向恢復電流所需之時間，

這兩個參數可參考半導體二極體之規格。

當變壓器之電感電流為電流不連續模式時，在反向截止電壓 V_{Batt} 之前，其順向電流 I_F 早已截止，所以在電流不連續模式下，無半導體二極體之關斷損耗。本論文之線路使用五個半導體二極體，如果三個磁性元件皆在電流不連續模下，則可減少五個半導體二極體之關斷損耗，提高效率。如果電感電流在低壓重載時也設計在電流不連續模式時，其峰值電流 i_{pk} 不能太大，否則會造成 dI_F/dt 太大，使 t_{fr} 與 V_{FP} 增大，其開通損耗 $P_{loss(on)}$ 也隨著增大，如果為了減少關斷損耗，使開通損耗多增加之損耗大於關斷損耗，這樣就無法改善效率。因此調整這些磁性元件之參數可得到最低損耗。

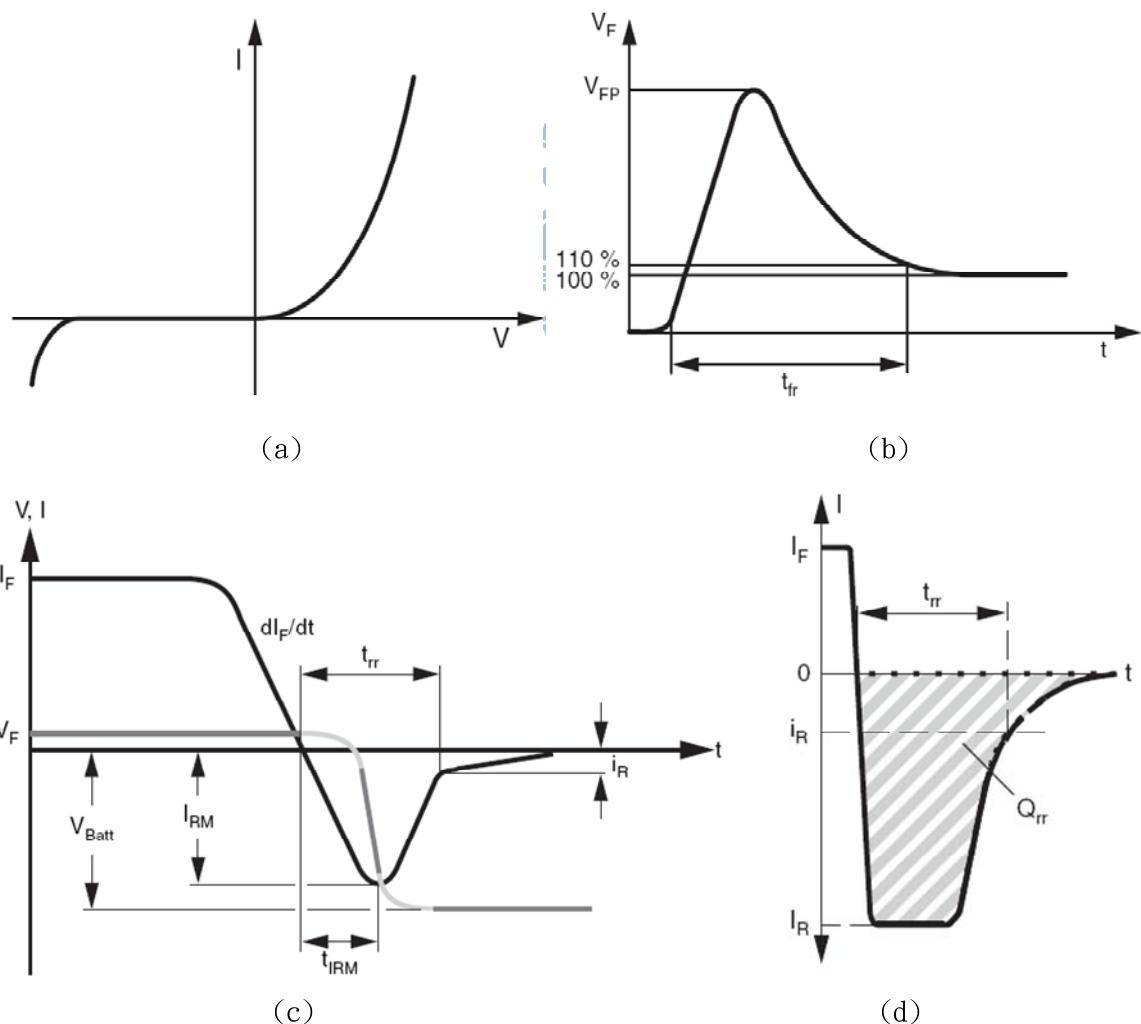


圖 3.2 半導體二極體開關特性，(a)電壓-電流，(b)順向恢復時間-順向電壓，(c)反向恢復時間-電壓、電流，(d) 反向恢復時間-反向恢復充電

3.6 磁性元件損耗之計算

磁性元件有二種損耗，一種為鐵心損耗(core loss)，另一種為線損耗(wire loss)。而線損耗有二種效應會影響線損耗，分別為集膚效應(Skin Effect)與鄰近效應(Proximity effect)。

鐵心損耗，是指陶鐵磁(Ferrite)鐵心在運作時所產生的損耗，由鐵心廠商提供之鐵心損耗公式如下：

$$P_{core} = K \cdot f_s^n \cdot B^m \cdot V_e \quad (3.20)$$

其中 f_s 為切換頻率， B 為工作磁通密度， V_e 為鐵心有效體積， $K = 1.1168037 \times 10^{-8}$ 、 $m = 2.51676$ 與 $n = 1.3905$ 為鐵心參數。由這些參數中可得知，其 m 與 n 參數大於 1，因此當切換頻率與工作磁通密度愈大，其鐵心損耗愈大。為可提高效率，盡量設計在較低之切換頻率與工作磁通密度。

線損耗之集膚效應(又稱趨膚效應)，是指導體中有交流電或者交變電磁場時，使導體內部之電流分佈不均勻之現象。隨著與導體表面之距離逐漸增加，導體內之電流密度呈指數減少，則導體內之電流會集中在導體之表面。從電流方向垂直之橫切面來看，導體之中心部分電流強度基本為零，幾乎沒有電流流過，只在導體邊緣的部分會有電流。也就是電流集中在導體之皮膚部分，所以稱為集膚效應。產生這種效應之原因主要是變化之電磁場在導體內部產生了渦流電場，與原來之電流相抵消。

線損耗之鄰近效應是指當兩條(或兩條以上)之導電體彼此距離較近時，由於一條導線中電流產生之磁場導致臨近之其他導體上之電流不是均勻流過導體截面，而是偏向一邊之現象。由於本論文之磁性元件之線圈繞法並無使用多層繞組，因此可不考慮此效應。以下為線損耗之計算。

銅線之電阻系數為

$$\rho_{copper} = 1.724 \cdot [1 + 0.0042 \cdot (temp - 20)] \cdot 10^{-5} \text{ mm} \cdot \Omega \quad (3.21)$$

其中 $temp$ 為銅線工作溫度。

銅線之直流電阻為

$$R_{dc} = \frac{\rho_{copper} \cdot L_{copper}}{A_{copper}} \quad (3.22)$$

其中 A_{copper} 為銅線之截面積， L_{copper} 為銅線之總長度。

集膚深度(D_{pen})是與導體之電阻率以及切換頻率有關之係數，其公式如下：

$$D_{pen} = \sqrt{\frac{\rho_{copper}}{\pi \cdot \mu \cdot f_S}} \quad (3.23)$$

其中 $\mu = 4\pi \cdot 10^{-4}$ 。

Dowell 公式為

$$G1(Q) = \frac{\sinh(2 \cdot Q) + \sin(2 \cdot Q)}{\cosh(2 \cdot Q) - \cos(2 \cdot Q)}, \quad G2(Q) = \frac{\sinh(Q) \cdot \cos(Q) + \cosh(Q) \cdot \sin(Q)}{\cosh(2Q) - \cos(2Q)} \quad (3.24)$$

其中 $Q = \frac{Layer_{thickness}}{D_{pen}}$ ，而 $Layer_{thickness}$ 是每層之厚度之總和。

集膚效應之係數為

$$F_R = \frac{R_{ac}}{R_{dc}} = Q \left[G1(Q) + \frac{2}{3} \cdot (Layer_{thickness}^2 - 1) \cdot (G1(Q) - 2 \cdot 2G2(Q)) \right] \quad (3.25)$$

因此集膚效應之電阻 R_{ac} 為

$$R_{ac} = F_R \cdot R_{dc} \quad (3.26)$$

因此線損耗 P_{copper} 為

$$P_{copper} = I_{rms}^2 \cdot R_{ac} + I_{dc}^2 \cdot R_{dc} \quad (3.27)$$

由式(3.20)與式(3.27)可求得磁性元件之總損耗為

$$P_L = P_{core} + P_{copper} \quad (3.28)$$

3.7 脈波寬度調變控制器之介紹

本論文採用安森美公司(ON Semiconductor)所生產之脈波寬度調變(PWM)控制器 DAP008DDR，工作頻率為 100KHz，此 IC 為電流回授控制，利用電壓回授信號與電流之斜率補償，調整功率開關之開關工作週期比，使輸出電壓穩定，其內部線路結構如圖 3.3 所示。電磁干擾(EMI)之測量頻段為 150KHz~30MHz，IC 工作頻率為 100KHz，在二倍頻諧波(200KHz)時，

其頻率已在電磁干擾之測量頻段內，為降低電磁干擾，此 IC 增加頻率抖動(Frequency Jittering)之功能，在工作頻率 100KHz 為中心， $\pm 3\text{KHz}$ 之頻率抖動，由 97KHz 增加至 103KHz 之後再減少至 97KHz，如此循環，當在二倍頻諧波時，可使電磁干擾之能量分散在 194~206KHz，不會集中在 200KHz，因此可減少其電磁干擾之能量。

此 IC 有突衝模式(burst mode)[4]的技術，或稱省略週期模式(skip cycle mode)或打嗝模式(hiccup mode)，如圖 3.4(b)，而圖 3.4(a)為一般 PWM IC (無省略週期模式)，互相比較結果，有省略週期模式之功能在輕載時，可減少開關(S)切換之損耗，並且電感 L 不會一直提供能量至升壓電容(C)上，解決升壓電容(C)之電壓太高之問題。以下分別介紹每一腳之功能。

IC 第 1 腳：此腳有二種功能，其中一功能為省略週期模式(skip cycle mode)，內部有一 V_{ref} (圖 3.3 所示)，在第 1 腸接上對一地電阻，可調整此腳之電壓，當 IC 第 2 腳(FB)電壓低於第 1 腳時，則起動省略週期模式之功能，二腳之電壓差愈大，其省略週期之時間愈長。當 IC 第 2 腳(FB)電壓高於第 1 腳時，則無省略週期模式之功能，如將第 1 腳接至第 4 腳，則完全不使用省略週期模式之功能。另一功能為外部鎖住(latch-off)功能，當第 1 腳電壓升高超 3.2V 時，它會將整個 IC 鎖住，無法再送出 PWM 信號，必須將 IC 之第 6 腳與第 8 腳之移除後，才能解除鎖住功能，一般使用在輔助電源發生過電壓或過溫度或任何異常時，利用外部電路灌入大於 3.2V 之電壓使之鎖住，達到保護之功能。

IC 第 2 腳：此腳為反饋比較器(Feedback comparator)，在二次側利用穩壓 IC(TL431)經由光耦合器(photo coupler)控制其 IC 第 2 腳之電壓，如輸出電壓過高時，則 IC 第 2 腳之電壓被光耦合器拉低。反之，輸出電壓過低時，則 IC 第 2 腳之電壓升高。如圖 4.1 之回授控制方塊。

IC 第 3 腳：此腳為電流回授控制之斜率補償與過載保護(Over Load Protection)。一般應用之情況，功率開關元件(Power MOSFET)導通瞬間產生突波電流，可能會造成此腳電壓大於 1V，而發生過載保護，為避免此問題發生，它增加 Leading Edge Bleaking(L.E.B.)功能，可在導通瞬間 250ns 之內，忽略洩極突波電流，避免不正常之關閉 MOSFET。電流回授控制之斜率補償方面，它與 IC 第 2 腳之電壓做比較，產生 PWM 信號，達到電流

回授控制。

IC 第 4 腳：此 IC 之零參考電位(地電位)。

IC 第 5 腳：PWM 之驅動信號，控制 Power MOSFET 之閘極電壓(如圖 4.1 所示)。

IC 第 6 腳：此 IC 之工作電源(Vcc)，當此腳之電壓低於 UVLO(Under Voltage Lock Out)時，IC 第 5 腳之驅動信號將關閉。

IC 第 7 腳：此腳為空腳，由於 IC 第 6 腳為低壓，而 IC 第 8 腳為高壓，為避免高壓電跳至低壓，因此增加此距離。

IC 第 8 腳：剛開始 IC 之第 6 腳(Vcc)是無電壓，它利用升壓電容之穩定電壓接至 IC 第 8 腳(最大耐壓為 450V)，再將此電壓轉換成電流源之後對 IC 之第 6 腳之電容充電，充電至 IC 可工作之電壓時，IC 之第 5 腳(Drv)將開始送出 PWM 信號，驅動功率開關元件(S)，因此輸出電壓將升至穩定，而變壓器增加一組輔助電源，經整流後接至 IC 之第 6 腳，提供此 IC 之工作電源(如圖 4.1 所示)，而 IC 第 8 腳將不需要電壓轉換成電流源，可減少轉換時所產生之損耗。

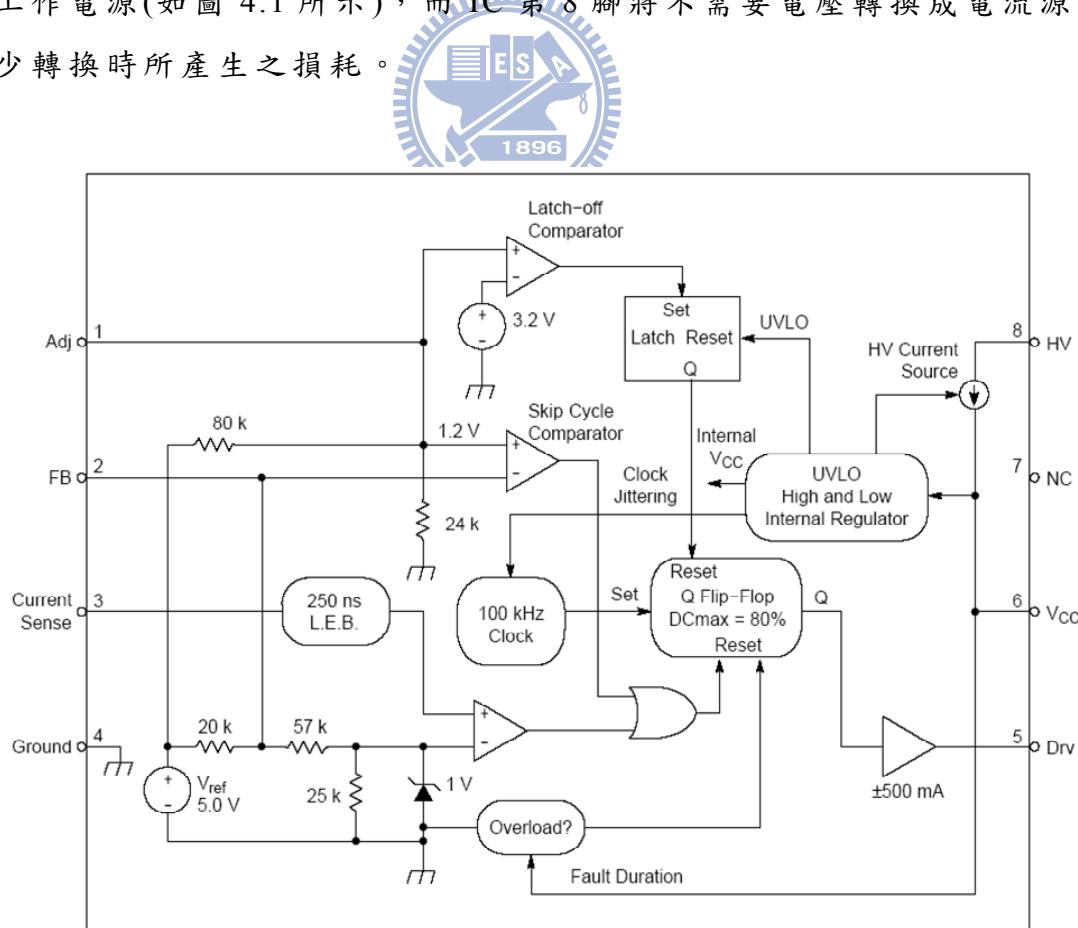


圖 3.3 DAP008DDR 內部線路結構圖

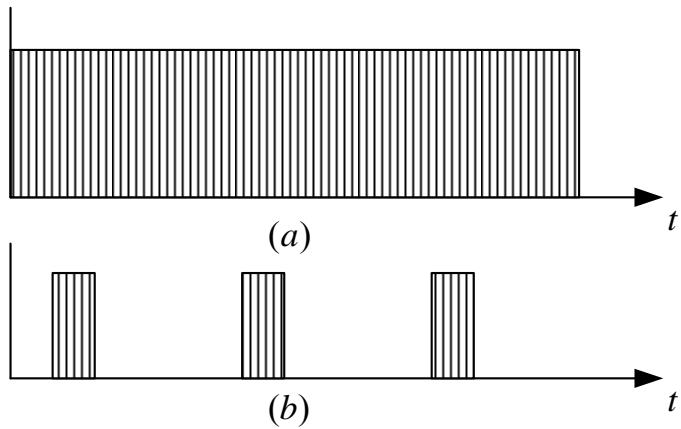


圖 3.4 開關 S 之閘極信號之省略週期模，(a)無省略週期模式之開關閘極信號，
(b)具省略週期模式之開關閘極信號

3.8 MATHCAD 程式計算流程與結果

為設計單級升壓 - 反馳 - 反馳並聯式轉換器，因此利用 Mathcad 軟體來幫助計算，其程式計算流程圖如圖 3.5。由第 3.1 章節至第 3.3 章節中可先決定出變壓器 T 之 L_m 感量與圈數比，它影響變壓器是否會飽和與電感電流是否連續，再決定另二個磁性元件之感量 (L 與 $L_{m,PFC}$)，最後再決定其升壓電容之 \bar{V}_C 電壓，可先決定 \bar{V}_C 為 $1.1 \sim 1.2$ 倍之 V_{in} 峰值電壓。AC 輸入電壓工作頻率為 f_{in} ，開關切換頻率為 f_S ，因此可將 AC 輸入電壓之半個週期切割為 N 等分 ($N = f_S / (2 \cdot f_{in})$)，時間間隔為 T_S ($1/f_S$)，分別分析計算全部元件在每一段 T_S 之狀態與功率之損耗。如圖 3.5 所示，計算出 $i_{L_m}(k)$ 電流是否為連續電流模式，其變壓器 T 之輸出功率 $P_{O,T}(k)$ 與開關工作週期比 $d(k)$ 會隨 AC 輸入電壓與 $i_{L_m}(k)$ 電流模式之不同而有所不同。在計算升壓電容 C 之功率方面，由圖 2.2 中可知，當二極體 D 導通時，AC 輸入電壓與電感 L 提供能量至升壓電容 C ，能量供應週率為 $d_1(k)$ ，但此電容持續提供能量至變壓器 T 。因此其升壓電容之功率為

$$P_C(k) = P_{on}(k) + P_{off}(k) \cdot (1 - d(k))$$

$$= (-P_{O,T}) + \frac{V_{in}(k) \cdot i_{pk}(k) \cdot d_1(k)}{2} + \left(\frac{i_{pk}(k) \cdot d(k)}{2} \cdot V_{in}(k) \cdot \frac{L}{L+L_m} \right) \quad (3.29)$$

電容電壓與 $P_C(k)$ 之關係為

$$P_C(k) = C \cdot \frac{V_C^2(k) - V_C^2(k-1)}{2 \cdot T_S} \quad (3.30)$$

$V_C(k-1)$ 為前一段時間之電壓， $V_C(k)$ 為目前時間之電壓。因此 $V_C(k)$ 電壓為

$$V_C(k) = \sqrt{V_C^2(k-1) + \frac{2 \cdot P_C(k) \cdot T_S}{C}} \quad (3.31)$$

因此利用式(3.29)與式(3.31)可求出 $V_C(k)$ 電壓。

圖 3.6 至圖 3.10 是利用圖 3.5 之 Mathcad 流程圖所計算之結果，其磁性元件之相關參數請參照第 3.1 章節至第 3.3 章節所計算之值，升壓電容 C 使用 $270\mu F$ 。AC 輸入電壓工作頻率為 $50Hz$ ，半個週期之時間為 $T_{in,half} = 1/(2 \cdot f_{in}) = 10ms$ ，開關切換頻率為 $100 KHz$ ，整個週期之切換時間為 $T_S = 1/f_S = 10^{-5}s$ ，因此可將 AC 輸入電壓之半個週期切割為 1000 等分，其中 k 為 0 至 1000 (N)。最後本論文將使用這些元件參數應用至實作中。

由圖 3.6(a)可看出在 AC 輸入電壓為 45 度角左右，其 P_C 開始由負功率轉為正功率，由式(3.31)知其 $V_C(k)$ 電壓也由此點開始升壓，可參考圖 3.6(b)，此時 $V_C(k)$ 電壓為最低。計算出新之 $V_C(k)$ 電壓在第一段之電壓與第 1000 段之電壓必須相等，如果不相等，再重新增加或減少其 \bar{V}_C 電壓並重新計算，直到相等。最後可求出每一段之每個元件之電流與功率損耗。

圖 3.7 為 $V_{in}=100V_{rms}$ ， $P_O=50W$ 時之相關參數，其中 $t(k) = k/(2 \cdot f_{in} \cdot N)$ 。由圖 3.7(a)可看出其 $V_C(k)$ 電壓高於 $V_{in}(k)$ ，因此可得較高之功率因數。圖 3.7(b)可看出其開關工作週期比 $d(k)$ 在 $0s \sim 0.9ms$ 與 $9.2ms \sim 10ms$ 為電流連續模式，因此 $d(k)$ 為固定值，而 $d_1(k)$ 與輸入電壓成正比，可參考式(2.9)。圖 3.7(c)可看出其輸入電流 $i_{in}(k)$ 接近正弦波，利用 $i_L(k)$ 、 $i_D(k)$ 、 $i_{D_I}(k)$ 、 $i_{D_{I,PFC}}(k)$ 、 $i_{D_O}(k)$ 與 $i_{D_{O,PFC}}(k)$ 之電流值結合第 3.4 章節至 3.6 章節之方法，可計算出其功率損耗。經由這些設計之參數可得最好之效率與功率因數。也可以利用這些資料來分析這三個磁性元件之電流特性。

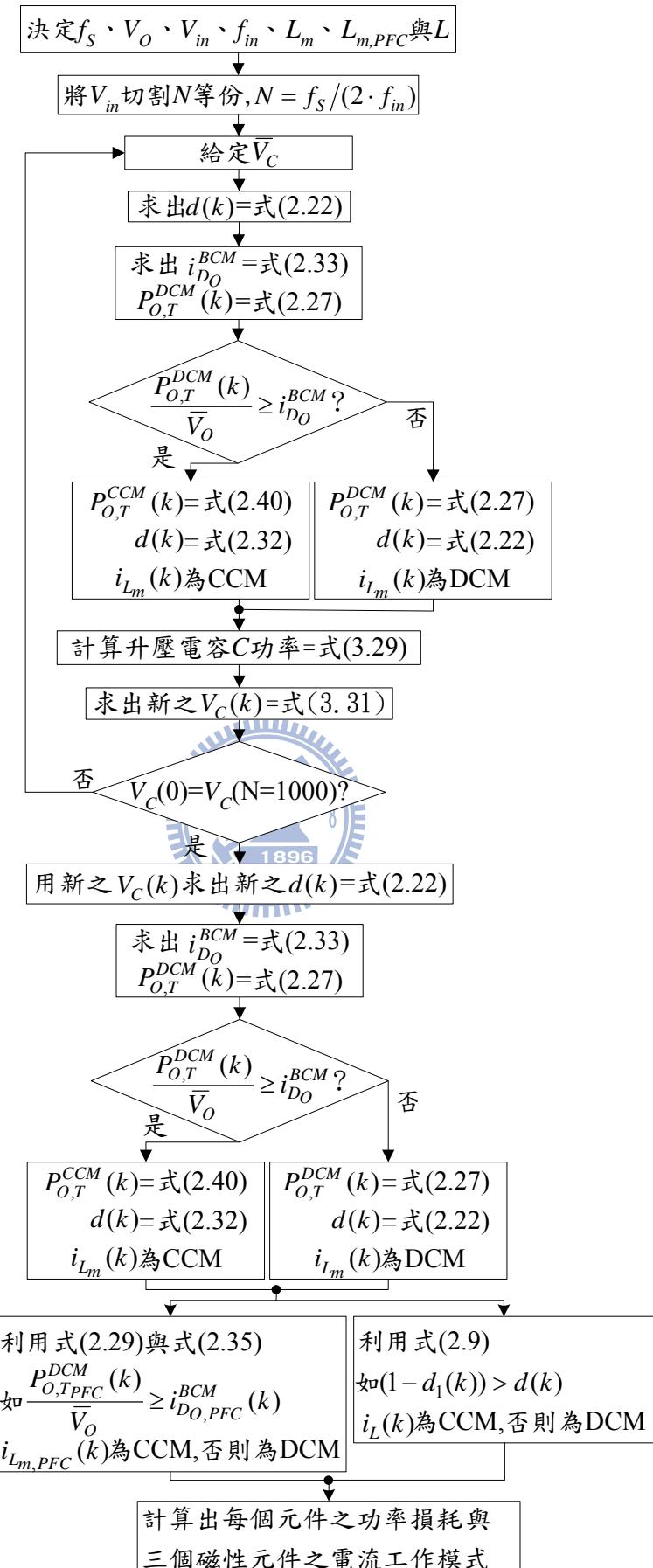


圖 3.5 MATHCAD 程式計算流程圖

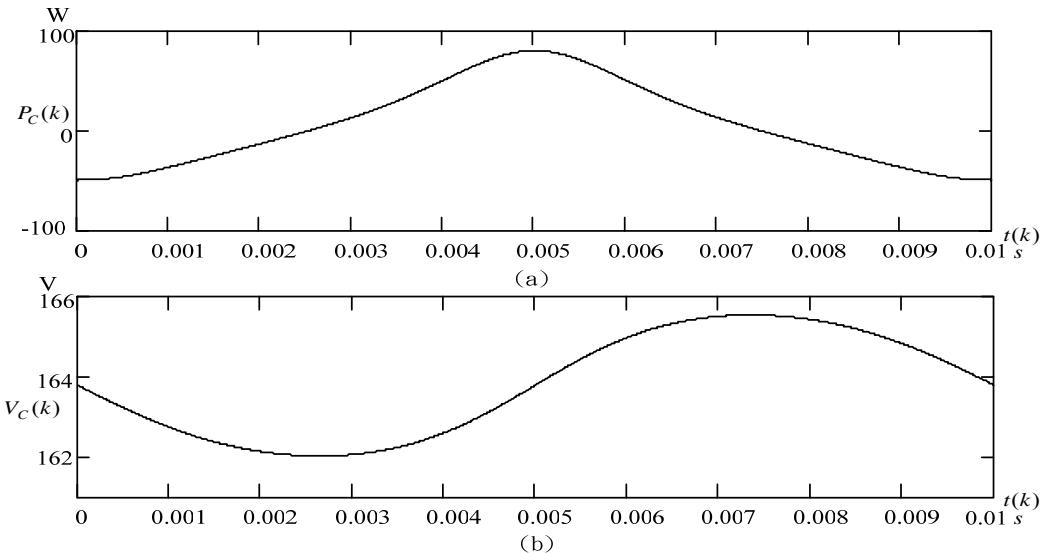


圖 3.6 $P_O = 50\text{W}$, $\hat{V}_{in} = 100\text{V}_{rms}$, 數值計算之 $P_C(k)$ 與 $V_C(k)$ 之波形

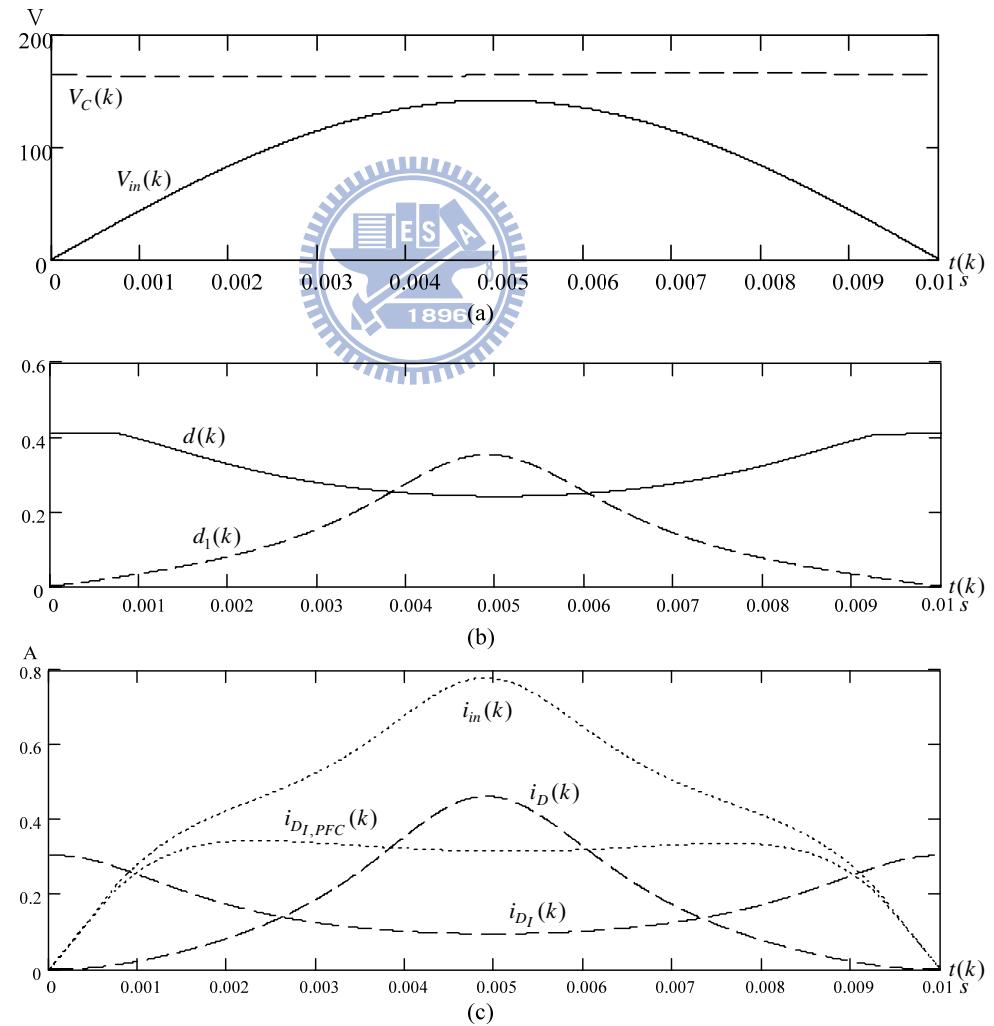


圖 3.7 數值計算 : $P_O = 50\text{W}$, $\hat{V}_{in} = 100\text{V}_{rms}$, (a) $V_{in}(k)$ 與 $V_C(k)$ 之波形 ,
(b) $d(k)$ 與 $d_1(k)$ 之曲線 , (c) $i_{in}(k)$ 、 $i_D(k)$ 、 $i_{D_I}(k)$ 與 $i_{D_{I,PFC}}(k)$ 之電流

由圖 3.8 中可觀察出，其輸出負載愈重，其 $V_C(k)$ 之振幅愈大；且輸入電壓愈低，其 $V_C(k)$ 之振幅愈大，因此在輸入電壓最低且負載最重時，其 $V_C(k)$ 之振幅最大。 $V_C(k)$ 電壓平均值方面，當負載愈重，其 $V_C(k)$ 電壓平均值愈低。

圖 3.9 與圖 3.10 分別為 \hat{V}_{in} 在 $100V_{rms}$ 與 $264V_{rms}$ 時， $k=10$ 與 $k=500$ 時之波形，在 $k=10$ 時，相當於零輸入電壓正弦波；另一個為輸入電壓在 $k=500$ 時，相當於最大輸入電壓。圖 3.9(a)、(b) 與圖 3.10(a)、(b) 可觀察出，當負載變大時，其 $i_L(k)$ 電流也跟著變大，但在相同負載時，當 \hat{V}_{in} 為 $100V_{rms}$ 與 $264V_{rms}$ 時， $i_L(500)$ 之最大峰值電流十分相近，但平均電流是 $100V_{rms}$ 比較大。在圖 3.9(a)與圖 3.10(a)中可看出，在時間 $k=10$ 時，輸入電壓正弦波之角度為 1.8 度，因此在這角度之輸入電壓 $100V_{rms}$ 為 $4.442V$ ，輸入電壓 $264V_{rms}$ 為 $11.727V$ ，所以此時之輸入電壓 $264V_{rms}$ 之 $i_L(10)$ 峰值電流大於輸入電壓 $100V_{rms}$ 。而在同樣之輸入電壓，其 $i_L(k)$ 峰值電流十分接近，可經由式(2.36)計算出其 i_L 峰值電流($i_L = i_{pk}$)。

由圖 3.9(c)、(d) 與圖 3.10(c)、(d) 中可觀察出，當輸出負載 $50W$ 與 $90W$ 時，其 $i_{D_O}(k)$ 之峰值電流皆十分相近。由於 $V_C(k)$ 電壓變化很小，則可利用 $i_{D_O}(k)$ 來觀察出其工作週率 $d(k)$ 之變化，因此可觀察到，當輸入電壓愈小，其 $d(k)$ 愈大，反之，當輸入電壓愈大，其 $d(k)$ 愈小，二者成反比，其原因為 $i_{D_O,PFC}(k)$ 之能量直接由輸入電壓轉換過來，因此其 $i_{D_O,PFC}(k)$ 之電流隨輸入電壓增大而增大，如圖 3.9(e)、(f) 與圖 3.10(e)、(f) 所示，當 $i_{D_O,PFC}(k)$ 電流增大，其 $i_{D_O}(k)$ 電流將減少，因此其 $d(k)$ 也跟著減少。圖 3.9(c) 與圖 3.10(c) 中， $\hat{V}_{in}=100V_{rms}$ ， $P_O=50W$ 、 $90W$ 與 $\hat{V}_{in}=264V_{rms}$ ， $P_O=90W$ 時，其 $i_{Lm}(10)$ 為電流連續模式，其它皆為電流不連續模式。由圖 3.9(d) 與圖 3.10(d) 中可觀察出在相同負載時，輸入電壓為 $100V_{rms}$ 時，其 $i_{D_O}(500)$ 開始導通之時間點大約為 $1.25\mu s$ ，輸入電壓為 $264V_{rms}$ 時，其 $i_{D_O}(500)$ 開始導通之時間點大約為 $0.625\mu s$ ，因此輸入電壓愈低， $i_{D_O}(k)$ 開始導通之時間點愈慢，其 $d(k)$ 愈

小。由以上可得知， $i_{D_O}(k)$ 與 $i_{D_O,PFC}(k)$ 之電流是成反比。

由於電感 L 與電感 $L_{m,PFC}$ 在一次側是串接著，所以 $i_{D_O,PFC}(k)$ 峰值電流與 $i_L(k)$ 峰值電流是成正比，可由圖 3.9(a)、(b)、圖 3.10(a)、(b) 與圖 3.9(e)、(f)、圖 3.10(e)、(f) 互相比對。

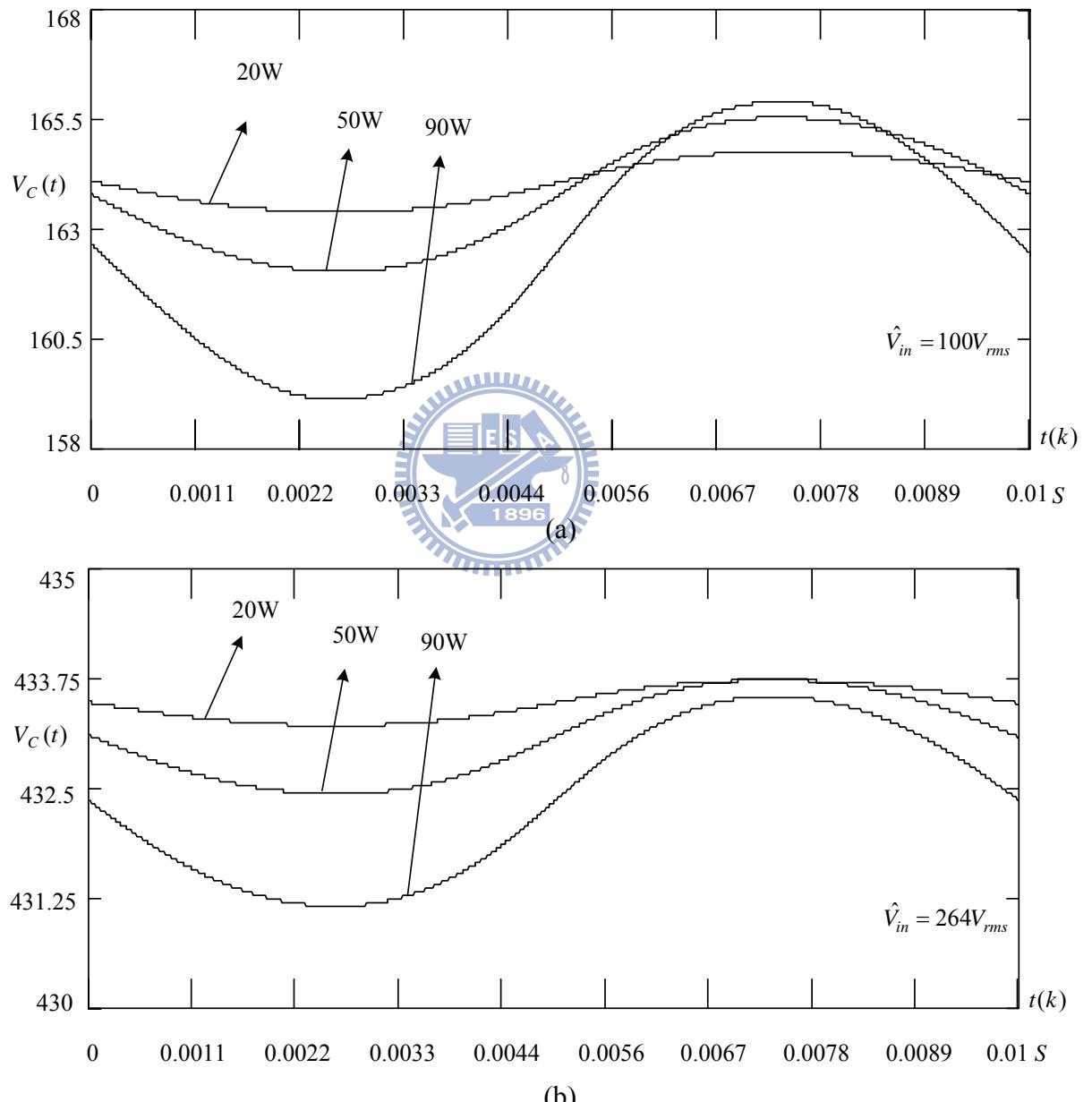


圖 3.8 不同 \hat{V}_{in} 與不同負載下之 $V_C(k)$ 計算結果，(a) $\hat{V}_{in} = 100 V_{rms}$ ，
(b) $\hat{V}_{in} = 264 V_{rms}$

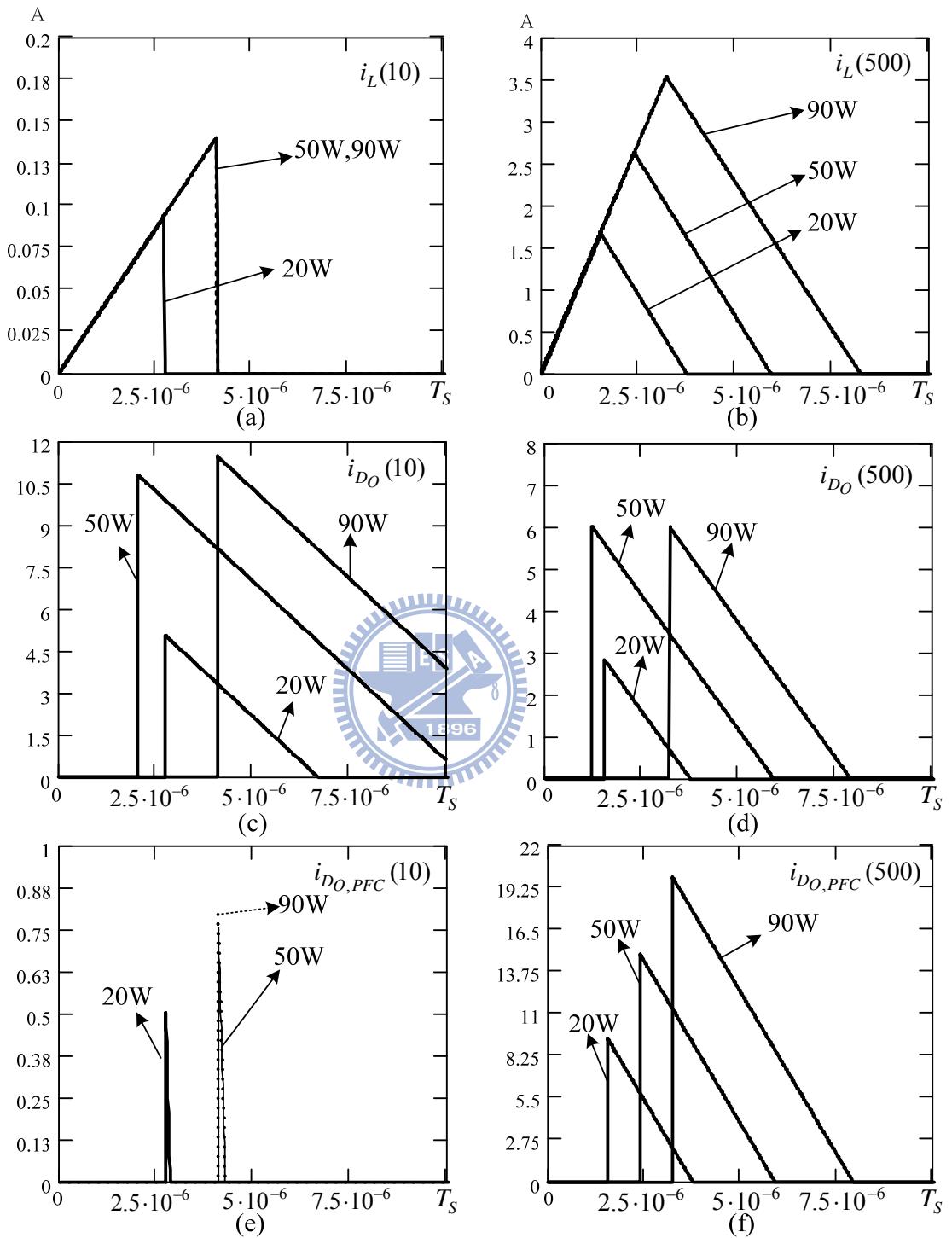


圖 3.9 $\hat{V}_{in} = 100 V_{rms}$ ，不同負載下之計算結果，(a)、(c)、(e)零輸入電壓瞬間之各磁性元件電流，(b)、(d)、(f)最大輸入電壓瞬間之各磁性元件電流

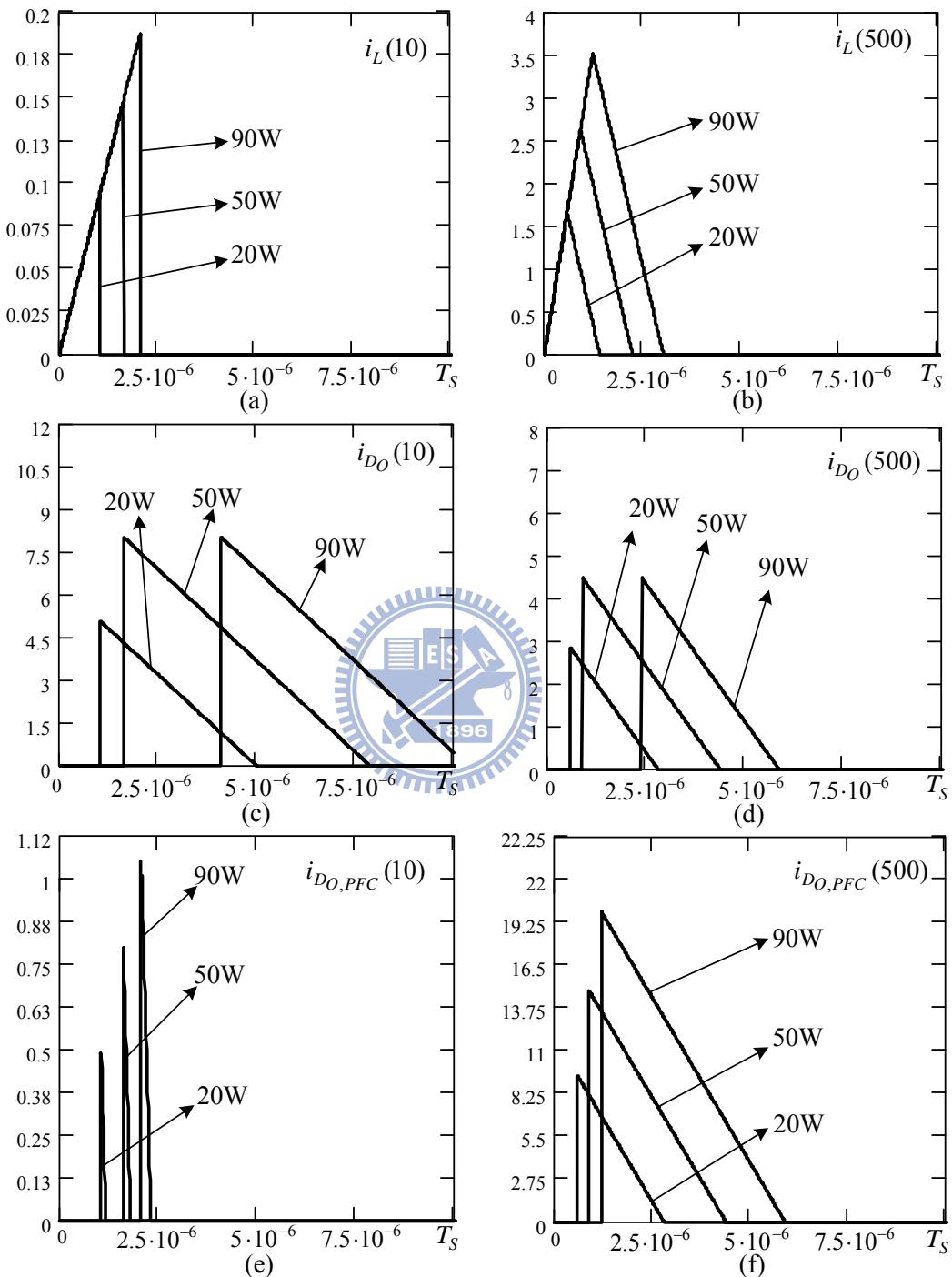
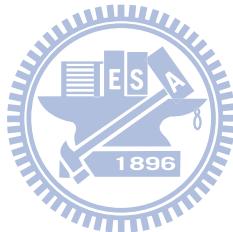


圖 3.10 $\hat{V}_{in}=264 V_{rms}$ ，不同負載下之計算結果，(a)、(c)、(e)零輸入電壓瞬間之各磁性元件電流，(b)、(d)、(f)最大輸入電壓瞬間之各磁性元件電流

表 3.2 為 Mathcad 計算結果之比較表，由表中可看出其 \bar{V}_C 隨著負載增加而降低，在效率方面，在 $\hat{V}_{in}=100 V_{rms}$ 時，在半載時其效率比其他負載高；但在不同 \hat{V}_{in} 方面比較， $\hat{V}_{in}=264 V_{rms}$ 時， $P_O=90W$ 時，其效率為最高。

表 3.2 數值計算結果之比較表

P_O	\hat{V}_{in}	\bar{V}_C	效率	i_{L_m} 電流模式	$i_{L_{m,PFC}}$ 電流模式	i_L 電流模式
20W	100	164.0	88.09%	DCM	DCM	DCM
50W	100	163.8	89.15%	CCM/DCM/CCM	DCM	DCM
90W	100	162.4	88.05%	CCM/DCM/CCM	DCM	DCM
20W	264	433.7	85.11%	DCM	DCM	DCM
50W	264	433.0	88.91%	DCM	DCM	DCM
90W	264	432.3	89.71%	CCM/DCM/CCM	DCM	DCM



第四章 實作結果與分析

本章節是將 Mathcad 數值計算軟體之結果應用至實際實驗中，觀察 Mathcad 數值計算軟體之結果是否與實驗結果相符合，則可證明本論文推導之公式之正確性。

4.1 實驗結果與分析

本論文實際製作單級升壓 - 反馳 - 反馳並聯式轉換器，其線路圖如圖 4.1，其電路參數規格如表 4.1。由於輸入電流 ($i_{in}(t)$) 等於升壓電感電流

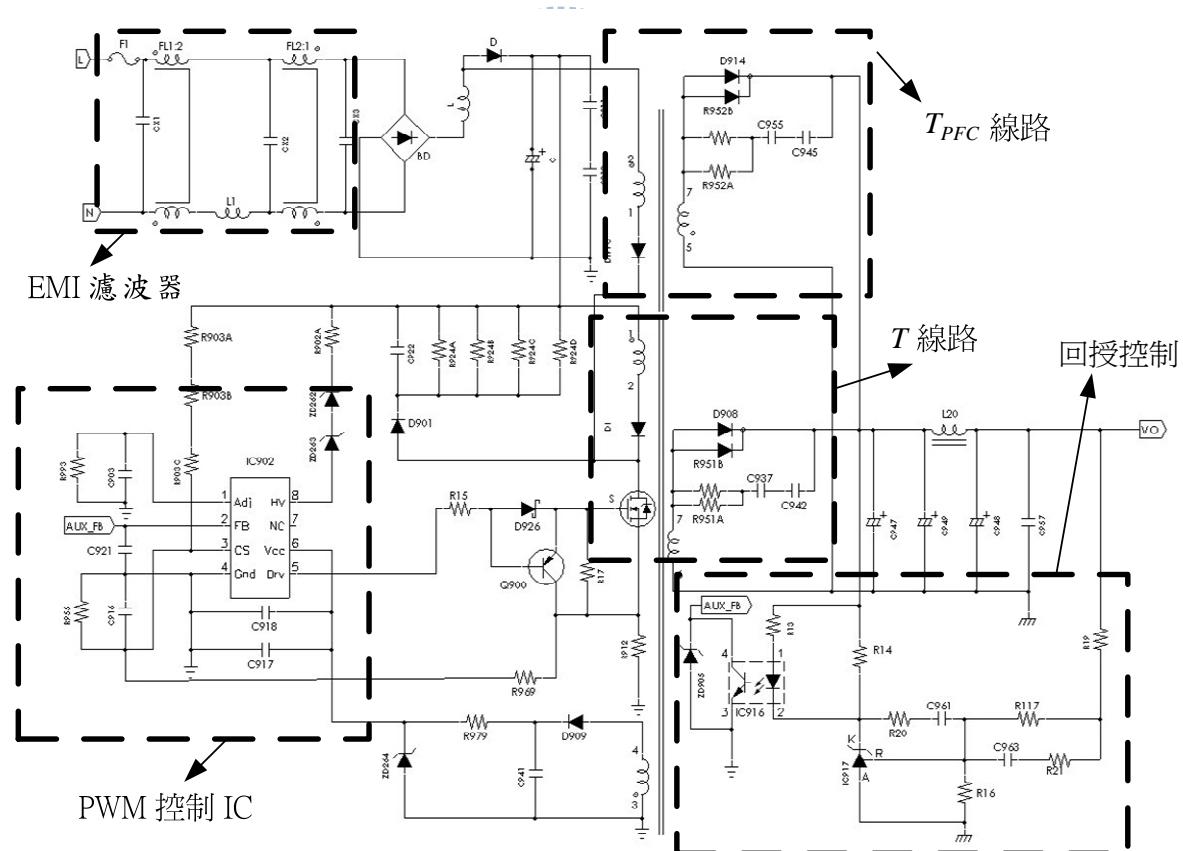


圖 4.1 單級升壓 - 反馳 - 反馳並聯式轉換器線路圖

表 4.1 電路規格參數表

輸入電壓 V_{in}	85~264 V
輸入電源頻率 f_{in}	50Hz
輸出電壓 V_o	20 V
輸出電流 I_o	0~4.5 A
切換頻率 f_s	100 KHz
T_{PFC} 變壓器匝數比 n_{PFC}	3.75
T_{PFC} 變壓器之電感 $L_{m,PFC}$	$100 \mu H$
T 變壓器匝數比 n	5.667
T 變壓器之電感 L_m	$500 \mu H$
升壓電感 L	$30 \mu H$
升壓電容 C	$270 \mu F/450V$
輸出電容 C_o	$3000 \mu F/25V$

($i_L(t)$)， $i_L(t)$ 為不連續模式，為符合 EMC 之規範，因此線路增加 EMI 濾波器，使得實驗結果之 i_{in} 為平滑之電流波形，參考圖 4.2 與圖 4.3。由圖 4.4 與圖 4.8 中可看出，當負載為零時，PWM 為省略週期模式，在 \hat{V}_{in} 之峰值上無 PWM，因此不會造成空載時 \bar{V}_C 電壓太高之問題，可參考圖 4.3(a) 之 V_C 。圖 4.2 與圖 4.3 中可觀察到其 V_C 電壓之漣波(ripple)與振幅隨著負載增加而增加。

由圖 4.5(b)與圖 4.5(c)可觀察出，當輸出功率為 20W 時， $i_{L_{m,PFC}}$ 與 i_{L_m} 皆為電流不連續模式；由圖 4.6(b)與圖 4.6(c)可觀察出，當輸出功率為 50W 時，其 $i_{L_{m,PFC}}$ 皆為電流不連續模式，在零輸入電壓時， i_{L_m} 已開始進電流連續模式，但在峰值輸入電壓時， i_{L_m} 為電流不連續模式；由圖 4.7(c)與圖 4.7(c)可觀察出，當輸出功率為 90W 時，其 $i_{L_{m,PFC}}$ 與 i_{L_m} 之電流模式與輸出功率為 50W 時相同，但 i_L 在峰值輸入電壓時，由電流不連續模式變為電流連續模式；由圖 4.9、圖 4.10 與圖 4.11 中可觀察出，在 \hat{V}_{in} 為 $264V_{rms}$ 時，只有在

輸出功率為 90W 且在零輸入電壓時，其 i_{L_m} 為電流連續模式，其餘皆為電流不連續模式，因此當輸入電壓愈高時，其電流愈不容易進入連續模式。圖 4.2 (b)可知，當輸出 20W 時之輸入電流波形十分接近正弦波，由圖 4.2(c)與圖 4.2(d)可觀察到，當輸出 50W 以上，輸入電流波形隨著輸出功率的上升，正弦波漸漸失真，因此功率因數也漸漸下降，可參考表 4.2。

將 T_{PFC} 之線路之移除後，則此線路為傳統返馳式轉換器，在表 4.2 與表 4.3 中可發現，在輸出負載為 90W 時，AC 輸入電壓為 100V，單級升壓 - 反馳 - 反馳並聯式轉換器之效率比傳統返馳式轉換器之效率高 3.54%，而在 AC 輸入電壓為 264V 時，在任何負載下，其單級升壓 - 反馳 - 反馳並聯式轉換器之效率皆比傳統返馳式轉換器之效率低，此原因是由於傳統返馳式轉換器在 $\hat{V}_{in}=100V_{rms}$ ， $P_O=90W$ 時，其 i_{L_m} 之電流一直為連續模式，且 DC 電流較大，功率開關 S 與二極體 D_O 無法達到零電流切換(ZVS)，因此損耗增加，單級升壓 - 反馳 - 反馳並聯式轉換器，其 i_{L_m} 之電流只有一些時間為連續模式， $i_{L_{m,PFC}}$ 皆為不連續模式，因此功率開關 S 與二極體 D_O 有時可達到零電流切換(ZCS)，因此損耗較少。在 $\hat{V}_{in}=100V_{rms}$ 、 $P_O=90W$ 時，傳統返馳式轉換器與單級升壓 - 反馳 - 反馳並聯式轉換器之 i_{L_m} 之電流模式與 $\hat{V}_{in}=100V_{rms}$ 相同，但傳統返馳式轉換器之 i_{L_m} 之 $i_{m,dc}$ 電流十分小(圖 2.4(c))，因此開關損耗不多，而單級升壓 - 反馳 - 反馳並聯式轉換器多了 T_{PFC} 線路之損耗，因此效率較差，可利用第 3.4 章節與第 3.5 章節之方式，可計算出其損耗之差異。在功率因數方面，由於並聯式升壓-反馳式轉換器內含功率因數校正電路，所以單級升壓 - 反馳 - 反馳並聯式轉換器比傳統返馳式轉換器高很多。由以上之分析結果，操作在市電 110V 之國家，其單級升壓 - 反馳 - 反馳並聯式轉換器在效率與功率因數方面皆優於傳統返馳式轉換器。

表 4.4 為單級升壓 - 反馳 - 反馳並聯式轉換器與傳統返馳式轉換器之電流諧波比較，由表中可看出本論文之轉換器可符合 IEC CLASS D 的規格，而傳統返馳式轉換器無法符合此規格。

圖 4.12 為實作電路，此電路板使用單面板，因此圖 4.12(a)為正面，上面放大元件；圖 4.12(b)為背面，上面放 SMD 元件。

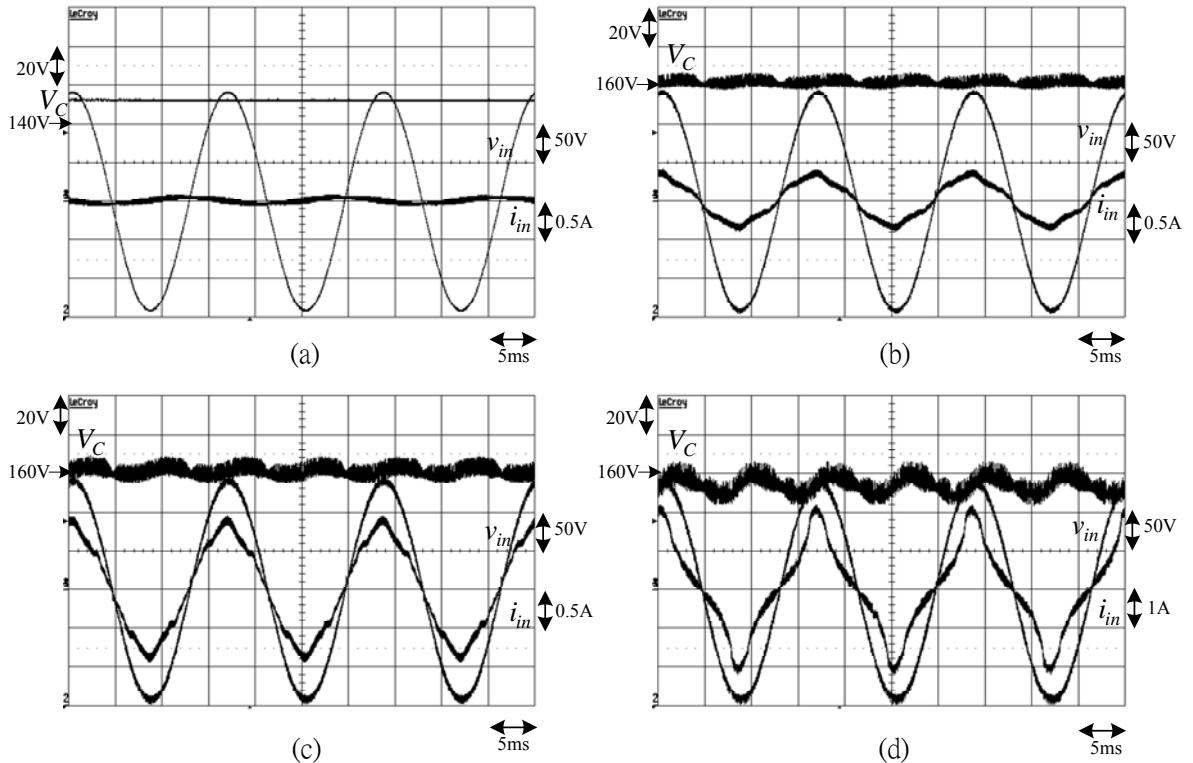


圖 4.2 : $\hat{V}_{in} = 100 \text{ V}_{rms}$ 之實驗結果 , (a) $P_o = 0\text{W}$, (b) $P_o = 20\text{W}$, (c) $P_o = 50\text{W}$,

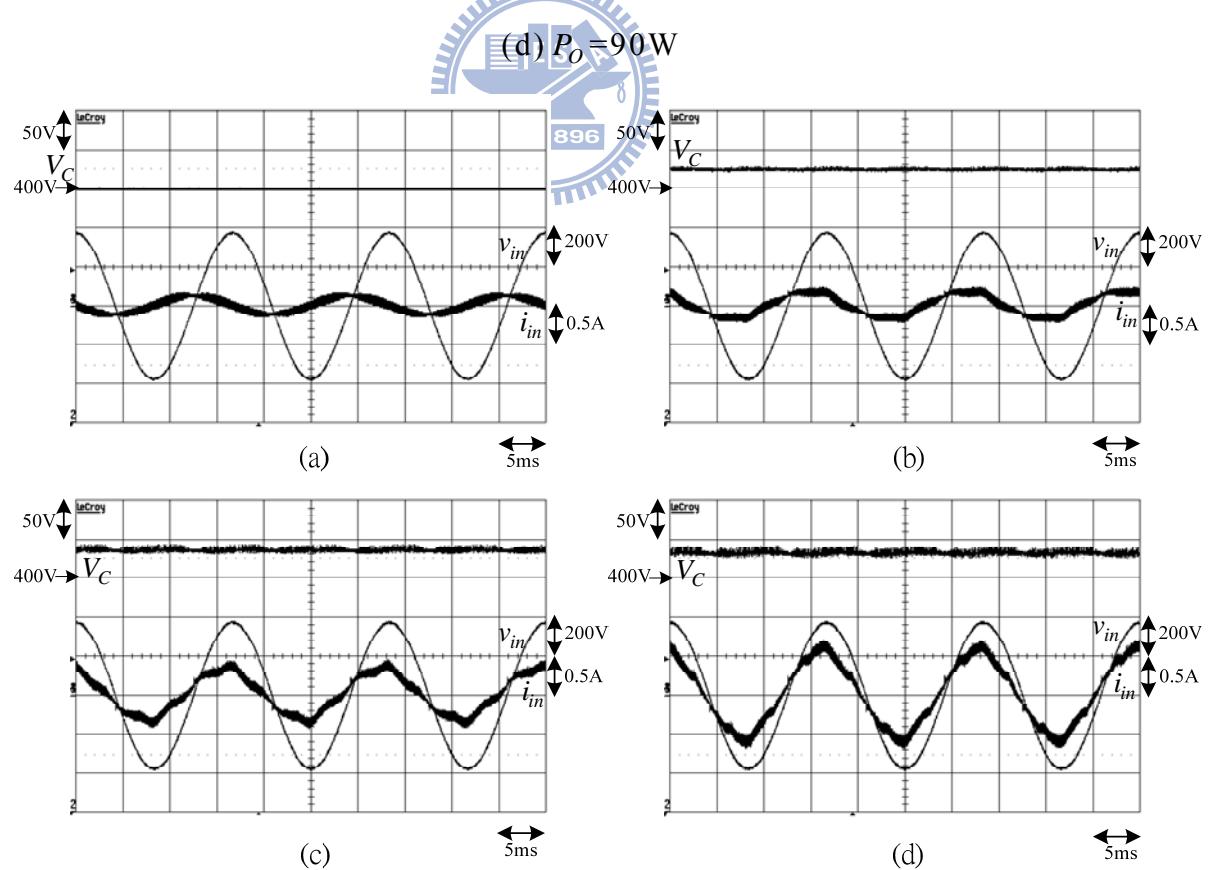


圖 4.3 $\hat{V}_{in} = 264 \text{ V}_{rms}$ 之實驗結果 , (a) $P_o = 0\text{W}$, (b) $P_o = 20\text{W}$, (c) $P_o = 50\text{W}$,

(d) $P_o = 90\text{W}$

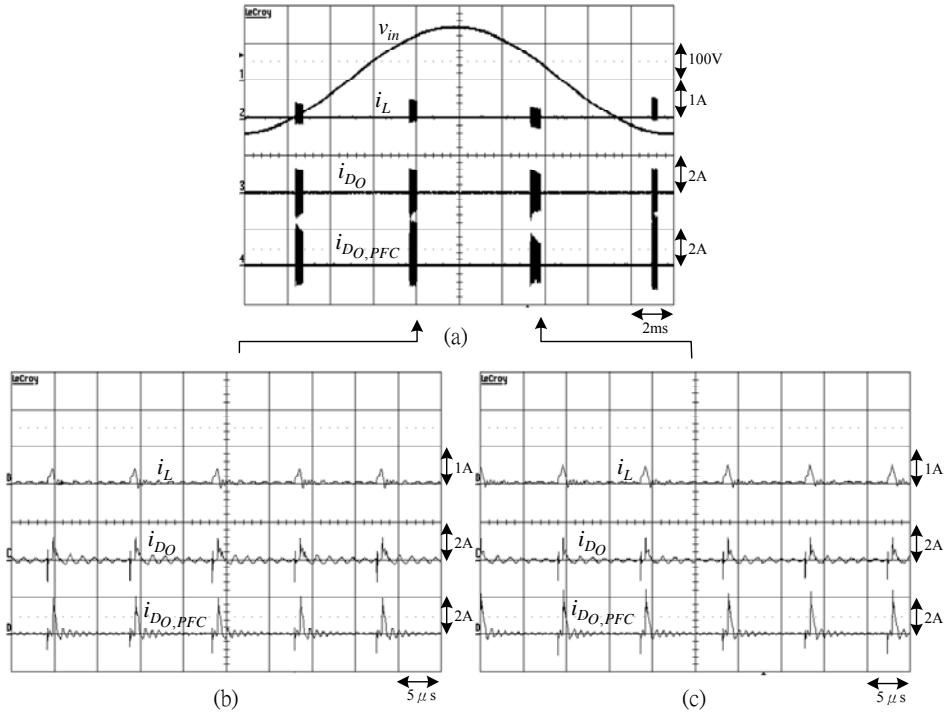


圖 4.4 $P_O=0\text{W}$, $\hat{V}_{in}=100\text{V}_{rms}$ 之實驗結果，(a) v_{in} 、 i_L 及 i_{D_O} 及 $i_{D_O,PFC}$ ，(b)零輸入電壓時之電流波形，(c)峰值輸入電壓時之電流波形

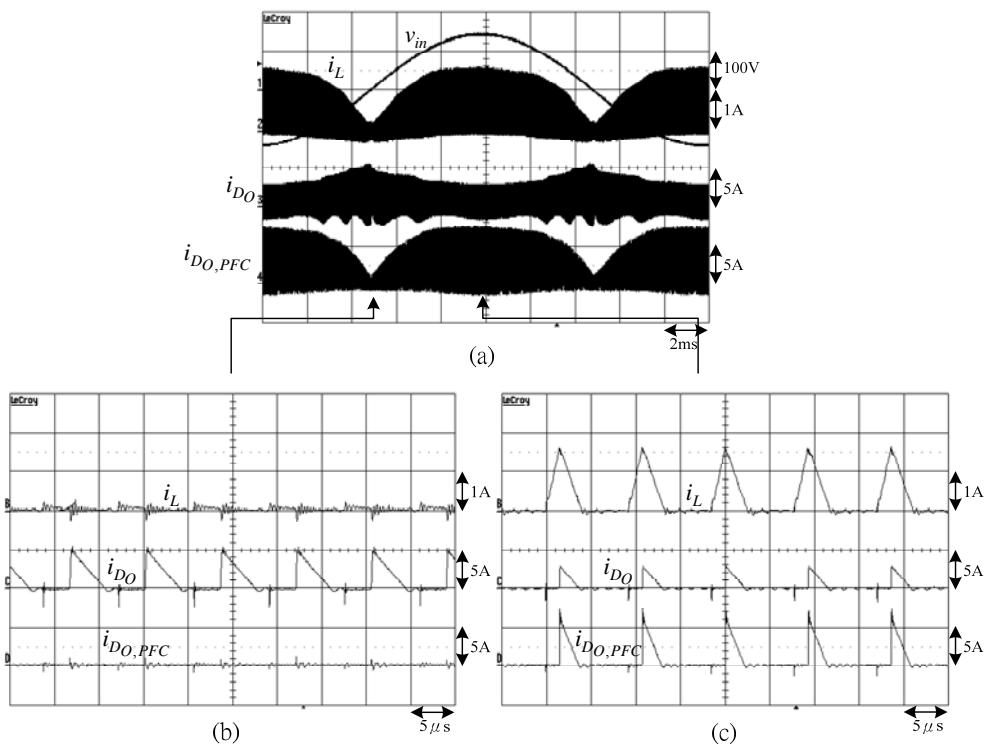


圖 4.5 $P_O=20\text{W}$, $\hat{V}_{in}=100\text{V}_{rms}$ 之實驗結果，(a) v_{in} 、 i_L 、 i_{D_O} 及 $i_{D_O,PFC}$ ，(b)零輸入電壓時之電流波形，(c)峰值輸入電壓時之電流波形

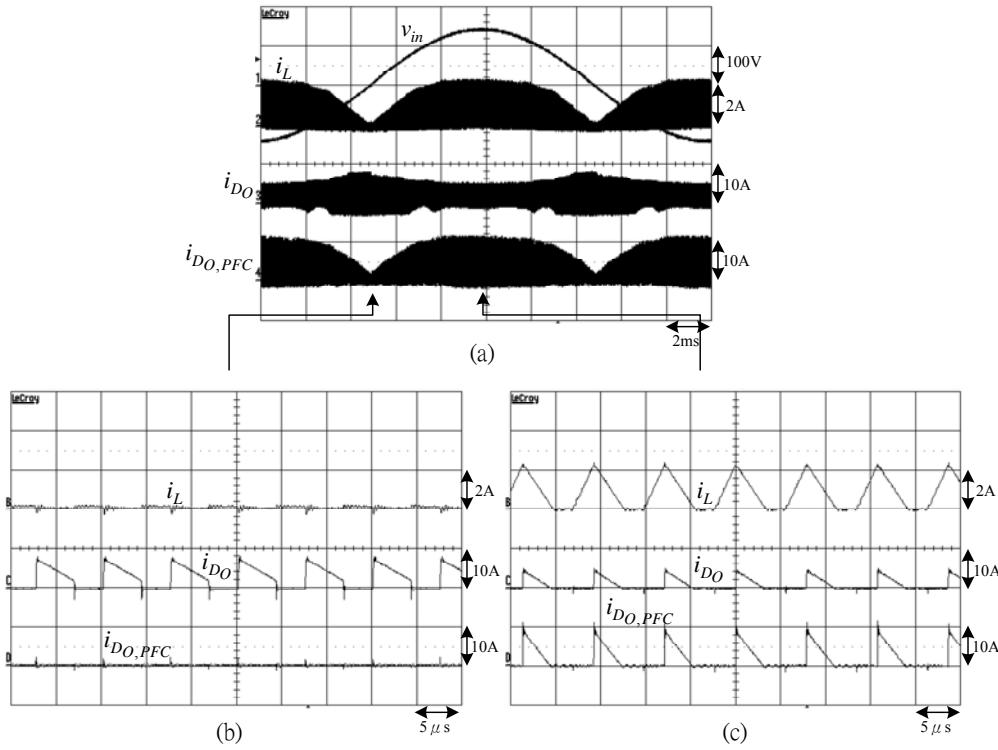


圖 4.6 $P_O=50\text{W}$ ， $\hat{V}_{in}=100\text{V}_{rms}$ 之實驗結果，(a) v_{in} 、 i_L 、 i_{DO} 及 $i_{DO,PFC}$ ，(b) 零
輸入電壓時之電流波形，(c) 峰值輸入電壓時之電流波形

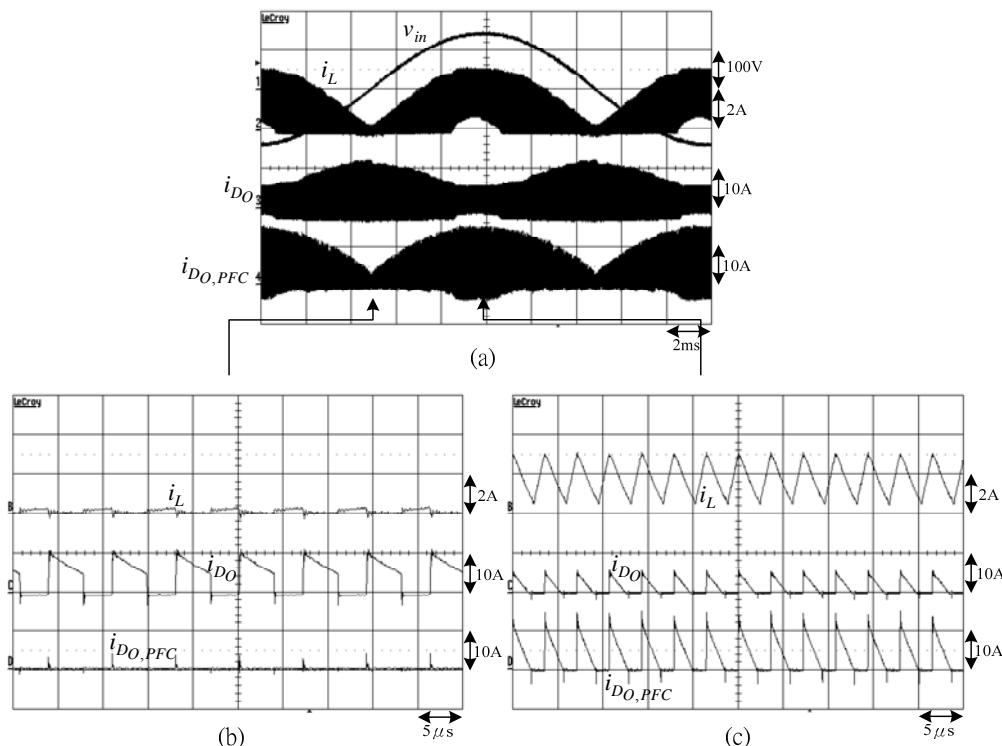


圖 4.7 $P_O=90\text{W}$ ， $\hat{V}_{in}=100\text{V}_{rms}$ 之實驗結果，(a) v_{in} 、 i_L 、 i_{DO} 及 $i_{DO,PFC}$ ，(b) 零
輸入電壓時之電流波形，(c) 峰值輸入電壓時之電流波形

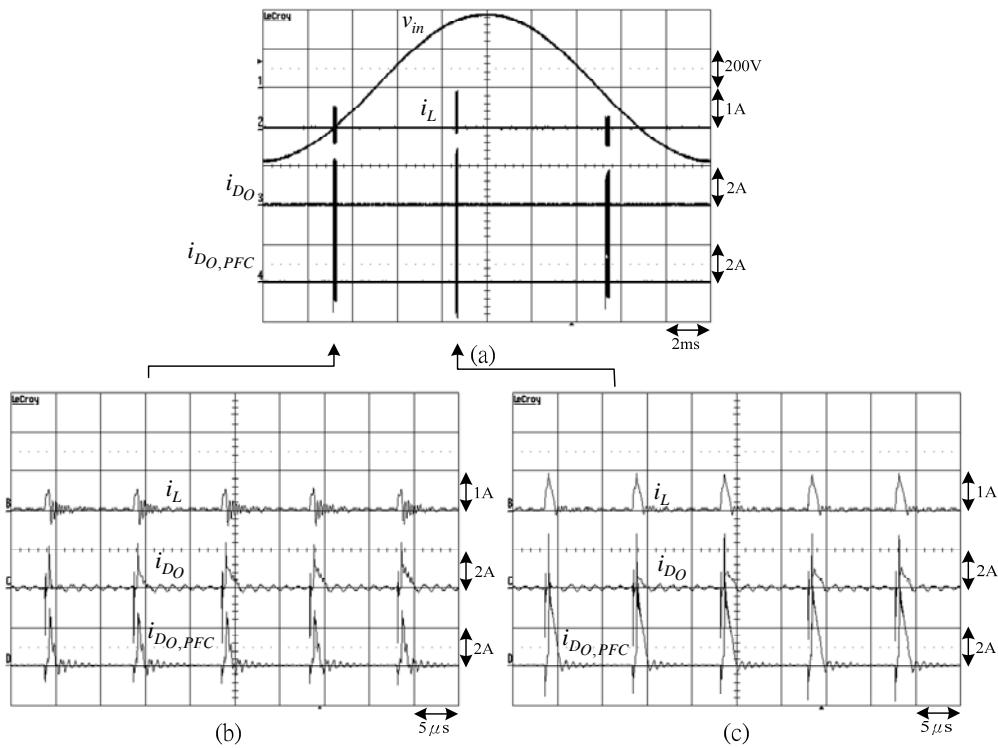


圖 4.8 $P_O=0W$ ， $\hat{V}_{in}=264V_{rms}$ 之實驗結果，(a) v_{in} 、 i_L 、 i_{DO} 及 $i_{DO,PFC}$ ，(b)零輸入電壓時之電流波形，(c)峰值輸入電壓時之電流波形

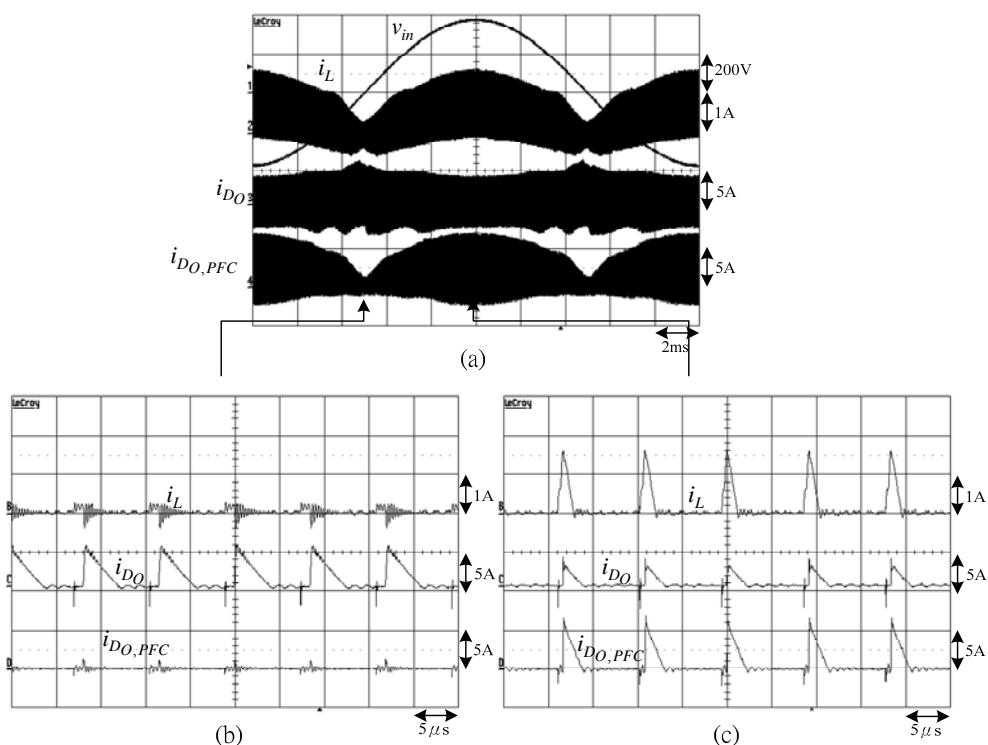


圖 4.9 $P_O=20W$ ， $\hat{V}_{in}=264V_{rms}$ 之實驗結果，(a) v_{in} 、 i_L 、 i_{DO} 及 $i_{DO,PFC}$ ，(b)零輸入電壓時之電流波形，(c)峰值輸入電壓時之電流波形

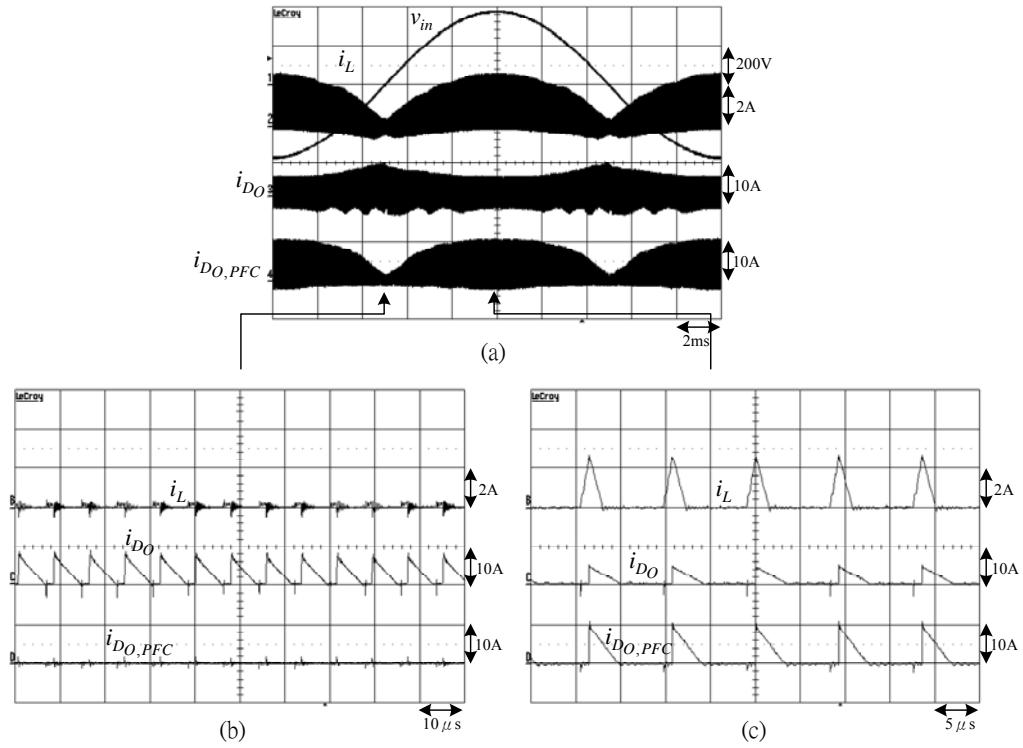


圖 4.10 $P_O=50W$, $\hat{V}_{in}=264V_{rms}$ 之實驗結果 , (a) v_{in} 、 i_L 、 i_{DO} 及 $i_{DO,PFC}$, (b) 零輸入電壓時之電流波形 (c) 峰值輸入電壓時之電流波形

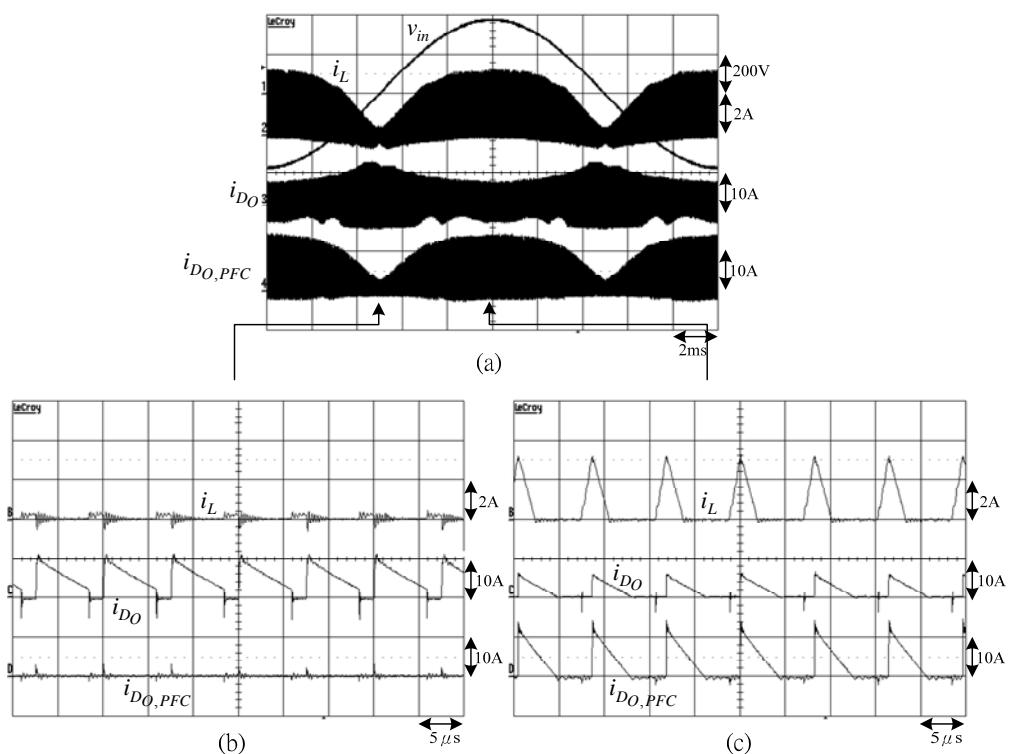


圖 4.11 $P_O=90W$, $\hat{V}_{in}=264V_{rms}$ 之實驗結果 , (a) v_{in} 、 i_L 、 i_{DO} 及 $i_{DO,PFC}$, (b) 零輸入電壓時之電流波形 , (c) 峰值輸入電壓時之電流波形

表 4.2 實驗結果

$\hat{V}_{in} = 100V_{rms}$					$\hat{V}_{in} = 264V_{rms}$					Burst mode
P_o	\bar{V}_C	P_{in}	P.F	效率	\bar{V}_C	P_{in}	P.F	效率		
0W	145.5	0.1W	0.03	0.00%	383.1	0.3W	0.015	0.00%	有	
0W	153.8	0.4W	0.156	0.00%	412.2	1.2W	0.043	0.00%	無	
10W	158.2	11.8W	0.76	84.75%	424.4	13.9W	0.579	71.94%	無	
20W	158.6	22.9W	0.997	87.34%	427.9	24.5W	0.779	81.63%	無	
30W	158.8	34.3W	0.993	87.46%	429.0	35.5W	0.901	84.51%	無	
40W	159.3	45.6W	0.996	87.72%	436.4	46.4W	0.925	86.21%	無	
50W	158.8	57.2W	0.995	87.41%	437.7	57.7W	0.948	86.66%	無	
60W	158.5	68.5W	0.994	87.59%	433.3	68.9W	0.962	87.08%	無	
70W	156.8	80.4W	0.992	87.06%	434.8	80.3W	0.981	87.17%	無	
80W	155.8	92.5W	0.982	86.49%	435.2	91.7W	0.993	87.24%	無	
90W	153.7	104.8W	0.968	85.88%	434.3	103.1W	0.977	87.29%	無	

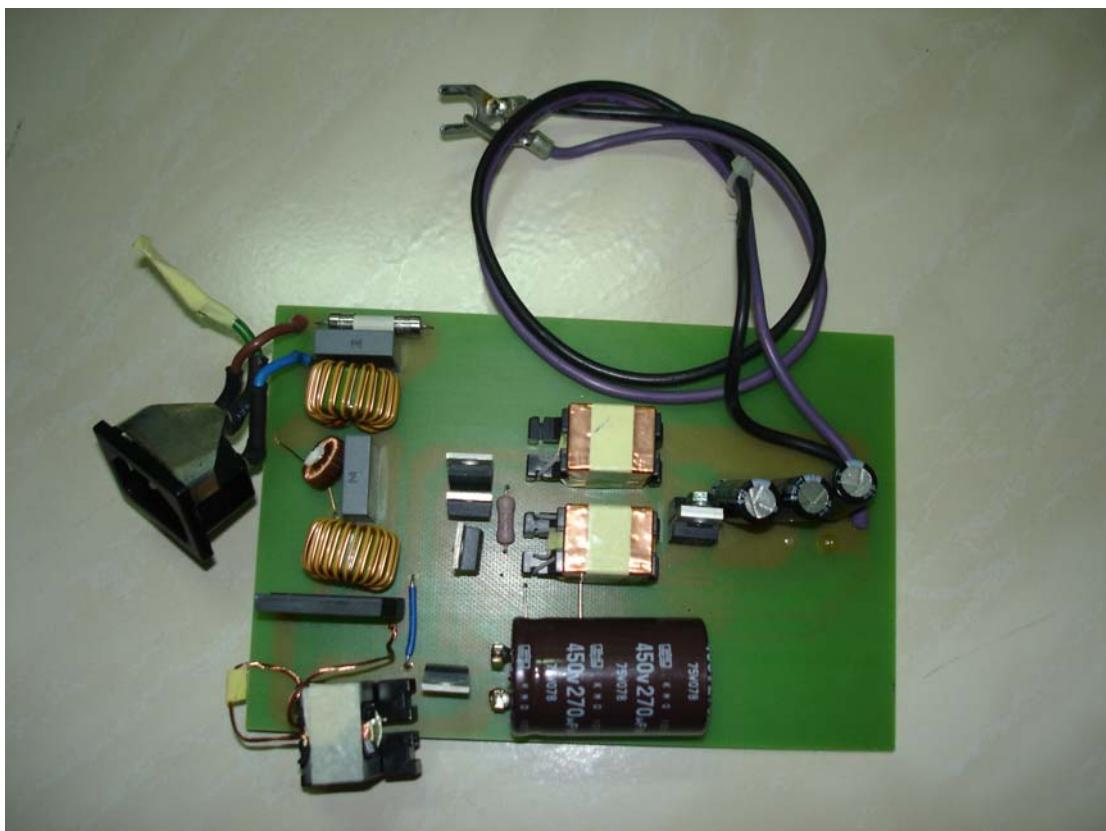
表 4.3 移除 T_{PFC} 後之實驗結果

$\hat{V}_{in} = 100V_{rms}$					$\hat{V}_{in} = 264V_{rms}$					Burst mode
P_o	\bar{V}_C	P_{in}	P.F	效率	\bar{V}_C	P_{in}	P.F	效率		
0W	141.8	0.1W	0.03	0.00%	379.5	0.3W	0.02	0.00%	有	
0W	141.3	0.6W	0.135	0.00%	375.2	1.6W	0.082	0.00%	無	
10W	140.0	11.6W	0.433	86.21%	377.8	13.1W	0.301	76.34%	無	
20W	139.4	22.9W	0.454	87.34%	377.1	23.4W	0.367	85.47%	無	
30W	138.7	34.1W	0.476	87.98%	376.8	34.2W	0.395	87.72%	無	
40W	137.9	45.9W	0.476	87.15%	376.4	45.8W	0.401	87.34%	無	
50W	136.9	57.9W	0.486	86.36%	376.0	56.8W	0.406	88.03%	無	
60W	135.8	70W	0.502	85.71%	357.7	68.4W	0.404	87.72%	無	
70W	134.7	82.6W	0.513	84.75%	375.5	79.3W	0.405	88.27%	無	
80W	133.6	95.8W	0.526	83.51%	375.2	90.8W	0.403	88.11%	無	
90W	132.5	109.3W	0.541	82.34%	374.8	101.1W	0.405	89.02%	無	

表 4.4 $\hat{V}_{in} = 100V_{rms}$ 之電流諧波

單級升壓 - 反馳 - 反馳並聯式轉換器						傳統反馳式轉換器						
	20W		50W		90W		20W		50W		90W	
THD	10.27%		7.10%		26.80%		184.69%		161.28%		135.61%	
諧波	測量值 (mA)	CLA SSD (mA)										
3	8.9	181	18.8	450	263	829	224	181	557	456	1025	864
5	20.9	101	29.7	251	99.6	463	207	101	493	255	825	483
7	1.7	53.2	15.3	132	31.2	244	185	53.3	409	134	589	254
9	6.1	26.6	2.4	66.2	10.5	122	158	26.6	317	67	377	127
11	0.4	18.6	2.6	46.4	10.3	85.3	129	18.6	227	47	246	89
13	0.5	15.8	9.2	39.2	12.1	72.2	100	15.8	155	40	206	75
15	0.6	13.7	6.2	34	17.1	62.6	73.4	13.7	98	34	191	65
17	1.9	12.1	4.3	30	7.8	55.2	50.3	12.1	72	30	157	58
19	2.2	10.8	3.1	26.8	3.1	49.4	31.5	10.8	64	27	113	51
21	1.8	9.8	3.4	24.3	12.1	44.7	17.4	9.8	59	25	81	37
23	1.4	8.9	3.8	22.2	4.4	40.8	7.7	8.9	49	22	71	43
25	0.9	8.3	2.2	20.4	2.4	37.5	1.7	8.2	37	21	67	39
27	0.7	7.6	8	18.9	1.9	44.8	1.7	7.6	25	19	56	36
29	0.4	7.1	9	17.6	5.2	32.4	3.6	7.1	15	18	41	34
31	0.3	6.6	2.2	16.4	8.1	30.3	4.6	6.6	9	17	30	32
33	0.3	6.2	2.5	15.5	4.5	28.4	5.1	6.2	8	16	27	30
35	0.4	5.9	9	14.6	0.6	26.8	5	5.9	8	15	25	28
37	0.6	5.5	2.2	13.8	1.0	25.4	4.6	5.5	7	14	20	26
39	0.5	5.3	1.9	13.1	2.7	24.1	3.4	5.3	6	13	14	25

*框內為灰色，則超出 IEC Class D 之規格，其它皆符合規格。



(a)



(b)

圖 4.12 實作電路，(a)正面，(b)背面

表 4.5 為圖 4.5~圖 4.7 與圖 4.9~圖 4.11 實驗結果之比較，不同負載與不同輸入電壓時，三個磁性元件之電流模式與升壓電容之電壓 V_C 之實驗結果比較表。與表 2.1 比較，為提高功率因數與效率，且使用較小之變壓器，因此本論文之設計只使用到五種之中的三種組合。

表 4.5 實驗結果之比較表

P_O	\hat{V}_{in}	\bar{V}_C	i_{L_m} 電流模式	$i_{L_{m,PFC}}$ 電流模式	i_L 電流模式
20W	100	158.6	DCM	DCM	DCM
50W	100	158.8	CCM/DCM/CCM	DCM	DCM
90W	100	153.7	CCM/DCM/CCM	DCM	DCM/CCM/DCM
20W	264	427.9	DCM	DCM	DCM
50W	264	437.7	DCM	DCM	DCM
90W	264	434.3	CCM/DCM/CCM	DCM	DCM

4.2 實驗結果與數值計算結果比較



表 3.2 與表 4.5 互相比較，可看出其 Mathcad 計算結果十分接近實驗結果，在電流模式方面，只有一項不同，就是當 $\hat{V}_{in}=100 V_{rms}$ ， $P_O=90W$ 時，實驗結果之 i_L 有出現電流連續模式，而 Mathcad 計算結果皆為電流不連續模式。在效率方面，表 3.2 與表 4.2 互相比較，實驗結果與計算結果是有所誤差，誤差之原因可能是元件之系數有差異、元件之間的雜散電容與電感造成開關時產生脈衝電壓（Spike voltage），而增加損耗，但效率曲線是相同地，表示計算結果可使設計方面能更快決定元件所需之參數，進而得到所需之效率曲線。

第五章 結論

5.1 結論

本論文使用單級升壓 - 反馳 - 反馳並聯式轉換器可達到高功率因數，藉此提昇轉換器的整體效率。最後實際設計製作一部規格為輸出電壓 20 伏特、輸出電流 4.5 安培和輸出功率 90 瓦特的單級升壓 - 反馳 - 反馳並聯式轉換器。

其次，本論文推導並利用 Mathcad 軟體來計算其單級升壓 - 反馳 - 反馳並聯式轉換器之升壓電感(L)、二個變壓器(T_{PFC} 、 T)之感量與圈數比(n_{PFC} 、 n)三個元件之係數組合對有效工作週期、升壓電容(C)之工作電壓與電路之整體效率之影響。最後推導出工作週期與升壓電容(C)之工作電壓，再利用此參數設計出適合本論文轉換器。利用 PWM IC 之省略週期模式(burst mode)，在輸出零負載時，使升壓電容(C)之工作電壓與重載時差不多，可減小電容之體積與最大工作電壓⁸⁹⁶。

最後實際製作轉換器，經測量輸入電流、變壓器輸出電流與功率因數，可知其轉換器確實可提高功率因數，並有效提昇電路之整體效率。

参考文献

- [1] Electromagnetic Compatibility (EMC), Part3, International Standard IEC61000-3-2, 2001.
- [2] M. J. Willers, M.G. Egan, J. M. D. Murphy, and S. Daly, “A BIFRED Converter With A Wide Load Range,” in Proc. IEEE IECON’94, Bologna, Italy, 1994, pp 226-231.
- [3] M. T. Madigan, R. W. Erickson, and E. H. Ismail, “Integrated high-quality rectifier-regulators,” Industrial Electronics, *IEEE Trans.*, Vol. 46, No. 4, Aug. 1999, pp. 749 – 758.
- [4] R. Redl, L. Balogh and N. O. Sokal, “A new family of single-stage isolated power-factor correctors with fast regulation of the output voltage”, *IEEE PESC*, 1994, pp. 1137-1144.
- [5] L. Huber, J. Zhang, M. M. Jovanovic, and F. C. Lee, “Generalized topologies of single-stage input-current-shaping circuits,” *IEEE Trans.Power Electronics*, vol.16, PP. 508-513, Jul. 2001.
- [6] Y. Jiang, F. C. Lee, G. Hua, and W. Tang, “A novel single-phase power factor correction scheme,” in Proc. IEEE APEC’93, pp. 287- 292.
- [7] Y. Jiang, and F. C. Lee, “Single-stage single-phase parallel power factor correction scheme,” in Proc. IEEE PESC’94, pp. 1145-1151.
- [8] J. Qian, Q. Zhao and F. C. Lee, “Single-stage single-switch power factor correction (S⁴-PFC) AC/DC converters with DC bus voltage feedback for universal line applications”, Power Electronics, *IEEE Trans. Power Electron*, vol. 13, pp.1079– 1088, Nov.1998.
- [9] O. Garcia, J. A. Cobos, R. Prieto, P. Alou, and J. Uceda, “Single Phase Power Factor Correction: A Survey,” *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 18, pp. 749-755, May. 2003.
- [10] J. Sebastian, P. J, Villegas, F. Nuno, O. Garcia, and J. Arau, “Improving dynamic response of power-factor pre-regulators by using two-input high-efficient post-regulators,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 12, pp. 1007-1016, Nov. 1997.
- [11] A. Lazaro, A. Barrodo, M. Sanz, V. Salas and E. Olias, “New Power Factor Correction AC-DC Converter With Reduced Storage Capacitor Voltage,” *IEEE Trans. Ind.*

Electron. , vol. 54, pp. 384-397, Feb. 2007.

- [12] J. Y. Lee and M. J. Youn, "A Single-Stage Power-Factor-Correction Converter With Simple Link Voltage Suppressing Circuit (LVSC)," IEEE Trans. Ind. Electron. , vol. 48, pp. 572-584, Jun. 2001.
- [13] G. Moschopoulos and P. Jain, "Single-Phase Single-Stage Power- Factor-Corrected Converter Topologies," IEEE Trans. Ind. Electron. , vol. 52, pp. 23-35, Feb. 2005.
- [14] Majid, et al., "Low power stand-by for switched-mode power supply circuit with burst mode operation," US patent 5,812,383, Sep. 1998, Philips Electronics.

