

科技部補助
大專學生研究計畫研究成果報告

* ***** *
* 計 畫 *
* : 具高功因小型風力發電系統轉換器之研製 *
* 名 稱 *
* ***** *

執行計畫學生： 莊詠盛
學生計畫編號： MOST 105-2815-C-346-006-E
研究期間： 105 年 07 月 01 日至 106 年 02 月 28 日止，計 8 個月
指導教授： 廖益弘

處理方式： 本計畫可公開查詢

執行單位： 國立澎湖科技大學電機工程學系

中華民國 106 年 04 月 28 日

摘要

本文旨在研究一單級高功因交直流轉換器，一般的傳統轉換器通常使用三相全橋二極體整流器(Three-Phase Full-Bridge Diode AC/DC Rectifier)搭配直流-直流轉換器將發電機之交流電轉換為直流並提供給負載或蓄電池，但是在發電機側會產生嚴重的電流諧波失真並產生噪音，由於是二級式架構，存在著轉換效率低的缺點。因此本文提出一新型單級高功因電能轉換器，只用二個開關達到三相功率因數校正之效果，輔以前級 *LCL* 濾波器改善發電側輸出電流諧波失真，以提高整體轉換效率。此轉換器具有控制簡單、成本低的優點。而本文使用 *PI* 控制加上電壓控制頻率(Voltage Controlled Oscillator, *VCO*)來進行最大功率追蹤(Maximum Power Point Tracking, *MPPT*)。最後製作一新型轉換器硬體雛形，由實作結果與模擬波形進行對照，驗證本文所提理論之正確性。

關鍵詞：單級高功因轉換器、最大功率追蹤、電壓控制頻率、*LLC* 諧振

致謝

非常感謝指導教授廖益弘博士在大學期間在學業專題各方面上的指導，使得學生能順利完成此計畫，在此獻上無限之感激。

研究期間，感謝實驗室裡的同學凡羿、林岳、宗佑的幫忙與互相的成長學習。

最後也要感謝默默支持我的家人父親莊平順先生與母親顏惠媚女士的栽培與照顧，遇到瓶頸時鼓勵我繼續下去，讓我在求學期間得以全力以赴順利完成論文，非常感謝，謝謝你們。

目錄

| | |
|--------------------------|-----|
| 摘要..... | I |
| 致謝..... | II |
| 目錄..... | III |
| 圖目錄..... | VI |
| 表目錄..... | IX |
| 第一章 緒論..... | 1 |
| 1.1 研究動機..... | 1 |
| 1.2 參考文獻..... | 1 |
| 1.3 研究方法..... | 2 |
| 1.4 論文大綱..... | 4 |
| 第二章 文獻探討 | 5 |
| 2.1 傳統交直流轉換器優缺點概述 | 5 |
| 2.1.1 三相全橋二極體轉換器 | 5 |
| 2.1.2 三相單開關升壓型轉換器 | 6 |
| 2.1.3 三相全橋權控交直流轉換器 | 7 |
| 2.1.4 三相全橋半控交直流轉換器 | 8 |
| 2.2 最大功率追蹤概述 | 9 |
| 2.2.1 擾動觀察法 | 9 |

| | |
|--|-----------|
| 2.2.2 比較斜率法 | 11 |
| 2.2.3 三點權位法 | 13 |
| 2.2.4 電壓控制頻率 | 16 |
| 第三章 新型交直流轉換器 | 18 |
| 3.1 前言 | 18 |
| 3.2 新型交直流轉換器架構與動作模式 | 19 |
| 3.2.1 LLC 架構之轉換器 | 19 |
| 3.2.2 LC 架構之轉換器 | 27 |
| 3.3 新型交直流轉換器特性 | 35 |
| 3.3.1 功率因數校正(Power Factor Correction , PFC)..... | 36 |
| 3.3.2 零電壓切換分析(Zero Voltage Switching , ZVS)..... | 37 |
| 3.3.2 電路諧振頻率分析 | 38 |
| 第四章 系統模擬與實驗結果 | 43 |
| 4.1 轉換器模擬..... | 43 |
| 4.2 硬體實作..... | 48 |
| 4.2.1 控制電路 | 48 |
| 4.2.2 硬體電路 | 49 |
| 4.2.3 實作波形 | 50 |
| 第五章 結論與未來展望 | 58 |

| | |
|-----------------------|-----------|
| 5.1 結論..... | 58 |
| 5.2 未來展望..... | 58 |
| 第六章 參考文獻 | 59 |

圖目錄

| | |
|------------------------------|----|
| 圖 1-1 傳統風力發電系統架構 | 2 |
| 圖 2-1 相全橋式二極體整流器 | 5 |
| 圖 2-2 相單開關升壓型整流器 | 6 |
| 圖 2-3 三相全橋全控交直流轉換器 | 7 |
| 圖 2-4 三相全橋半控交直流轉換器 | 8 |
| 圖 2-5 擾動觀察法控制流程圖 | 9 |
| 圖 2-6 責任週期與輸出功率的關係曲線 | 11 |
| 圖 2-7 比較斜率法控制流程圖 | 12 |
| 圖 2-9 三點權位法程式流程圖 | 15 |
| 圖 2-10 電壓控制頻率法流程圖 | 16 |
| 圖 2-11 電壓控制頻率法最大功率追蹤圖 | 17 |
| 圖 3-1 新型交直流轉換器電路之架構 | 19 |
| 圖 3-2 為三相輸入電壓一週期波形圖 | 20 |
| 圖 3-3 LLC 架構主要元件波形示意圖 | 20 |
| 圖 3-4 LLC 架構動作模式一等效電路圖 | 21 |
| 圖 3-5 LLC 架構動作模式二等效電路圖 | 22 |
| 圖 3-6 LLC 架構動作模式三等效電路圖 | 23 |
| 圖 3-7 LLC 架構動作模式四等效電路圖 | 24 |

| | |
|------------------------------|----|
| 圖 3-8 LLC 架構動作模式五等效電路圖 | 25 |
| 圖 3-9 LLC 架構動作模式六等效電路圖 | 26 |
| 圖 3-10 LC 架構新型交直流轉換器電路 | 27 |
| 圖 3-11 三相輸入電壓一週期波形圖 | 28 |
| 圖 3-12 LC 架構主要元件波形示意圖 | 28 |
| 圖 3-13 LC 架構動作模式一等效電路圖 | 29 |
| 圖 3-14 LC 架構動作模式二等效電路圖 | 30 |
| 圖 3-15 LC 架構動作模式三等效電路圖 | 31 |
| 圖 3-16 LC 架構動作模式四等效電路圖 | 32 |
| 圖 3-17 LC 架構動作模式五等效電路圖 | 33 |
| 圖 3-18 LC 架構動作模式六等效電路圖 | 34 |
| 圖 3-19 所提轉換器整體架構圖 | 35 |
| 圖 3-20 所提轉換器整體架構圖 | 35 |
| 圖 3-21 功率因數校正示意圖 | 36 |
| 圖 3-22 零電壓開關切換示意圖 | 37 |
| 圖 3-23 LC 並聯諧振電路 | 38 |
| 圖 3-24 LC 並聯諧振之頻率響應 | 38 |
| 圖 3-25 LLC 串聯諧振電路 | 39 |
| 圖 3-26 LLC 串聯諧振之頻率響應 | 39 |

| | |
|---|----|
| 圖 4-1 模擬方塊 | 43 |
| 圖 4-2 控制方塊 | 43 |
| 圖 4-3 LC 架構模擬輸入電壓 e_s 與輸入電流 i_{Lf} | 44 |
| 圖 4-4 LC 架構模擬輸入電壓 e_s 與輸入電流 i_{Ls} | 45 |
| 圖 4-5 LC 架構模擬開關切換訊號 | 45 |
| 圖 4-6 LLC 架構轉換器模擬方塊 | 46 |
| 圖 4-7 LLC 架構轉換器控制方塊 | 46 |
| 圖 4-8 LLC 架構模擬輸入電壓 e_s 與輸入電流 i_{Lf} | 47 |
| 圖 4-9 LLC 架構模擬輸入電壓 e_s 與輸入電流 i_{Ls} | 48 |
| 圖 4-10 LLC 架構模擬開關切換訊號 | 48 |
| 圖 4-11 控制電路 | 49 |
| 圖 4-12 硬體電路 | 49 |
| 圖 4-13 左為 LLC 架構，右為 LC 架構 | 50 |
| 圖 4-14 輸入三相電壓 | 51 |
| 圖 4-15 LC 架構輸入電壓 e_a 、輸入電流 i_{Lf} 波形 | 51 |
| 圖 4-16 LC 架構輸入電壓 e_a 、輸入電流 i_{Ls} 波形 | 52 |
| 圖 4-17 LC 架構上臂開關跨壓 V_{ds1} 、上臂開關電流 i_{ds1} 波形 | 52 |
| 圖 4-18 LC 架構下臂開關跨壓 V_{ds2} 、下臂開關電流 i_{ds2} 波形 | 53 |
| 圖 4-19 LC 架構輸出波形從無載到有載 | 53 |

| | |
|---|----|
| 圖 4-20 輸入三相電壓 | 54 |
| 圖 4-21 <i>LLC</i> 架構輸入電壓 e_a 、輸入電流 i_{Lf} 波形 | 55 |
| 圖 4-22 <i>LLC</i> 架構輸入電壓 e_a 、輸入電流 i_{Ls} 波形 | 55 |
| 圖 4-23 <i>LLC</i> 架構上臂開關跨壓 V_{ds1} 、上臂開關電流 i_{ds1} | 56 |
| 圖 4-24 <i>LLC</i> 架構下臂開關跨壓 V_{ds2} 、下臂開關電流 i_{ds2} 波形 | 56 |
| 圖 4-25 <i>LLC</i> 架構變壓器一次側電壓 V_{P1} 與二次側電壓波形 V_{P2} | 57 |

表目錄

| | |
|---------------------------------|----|
| 表 4-1 <i>LC</i> 架構模擬元件規格 | 44 |
| 表 4-2 <i>LLC</i> 架構模擬元件規格 | 47 |
| 表 4-3 <i>LLC</i> 架構實作元件規格 | 50 |
| 表 4-4 <i>LLC</i> 架構實作元件規格 | 54 |

第一章 緒論

1.1 研究動機

隨著工業快速發展，大量的石油已經被人類使用耗盡，且石油的使用使二氧化碳排放量日益升高，造成環境汙染，導致大自然生態失調、全球暖化等等效應。為了解決石油短缺問題，全球各國越來越重視再生能源包括風能、地熱能、生質能，這些再生能源基本上都是利用自然環境推動發電機來產生電力，由於自然環境隨時在變動，因此如何能有效提取能源並轉換成穩定電力來使用，就是我們要研究的問題。

1.2 參考文獻

在交直流轉換器上已經有很多文獻發表，常見的轉換器架構為發電機三相全橋式二極體整流器、直流/直流電能轉換器、電池模組、負載所組成的架構，在電能轉換器部分屬於二級式電路，但是在交直流轉換部分中，三相全橋式二極體整流器除了會造成極嚴重的電流諧波外，更不能有效利用發電機的額外輸出容量，且二級式架構的轉換效率相對單級式電源轉換架構，存在轉換效率低的缺點。而文獻所提之三個單相單開關升壓型整流器，轉換器各相開關可獨立控制供應能量給負載，其優點在於當有一相電路發生故障、其餘兩相可以繼續對負載供應能量，維持電路正常運作。但是缺點

為開關電流應力較高，且多開關相對成本就提高。為了改善電流諧波含量高的問題，另一文獻提出三相全橋全控型整流器，此電路具有雙向功率轉換之特性，若能適當的控制開關時序，可以降低電流諧波失真並提高功率因數，適用於大功率場合。但此電路缺點為開關元件多，電路必須同時操作六個開關，且在同一臂的兩個開關元件在控制時必須考慮盲時(dead time)問題，避免上下臂同時導通造成電路短路，故其電路設計方法也較複雜。

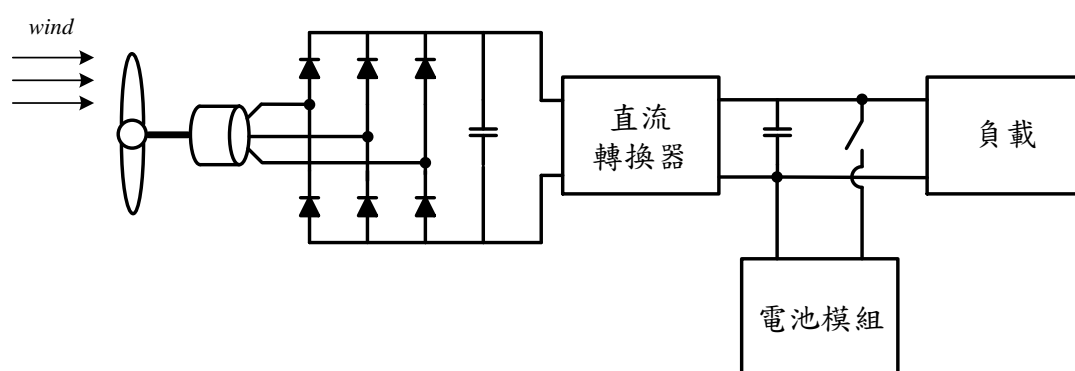


圖1-1 傳統風力發電系統架構

1.3 研究方法

本文所提之系統架構可分為以下部分，為最大功率追蹤控制、新型交直流轉換器。由於再生能源都具有間歇性，造成發電機輸出電壓不是穩定，因此在不同的情況下所求得最大功率功率點也不同，如何將能量有效的擷取利用，就必須經過最大功率追蹤來控制，常見的控制方法如擾動觀察法、比較斜率法、三點權位法等

等，因此最大功率追蹤在再生能源發電系統中非常重要。

在新型交直流轉換器部分，本文將傳統二級式電路合併為單級式電路，以提升整體效率。且電路具有功率因數校正(Power Factor Correction)降低了電流諧波失真，以提高發電效率及降低再生能源對發電機額外的機械應力與產生的噪音，使整體電源損耗降低，並加入柔性切換(Soft-Switching Technique)，減少各個功率開關元件之切換損失與所能承受之電壓電流應力，進一步提高能量轉換效率，將其能量傳遞給負載。

本文選用電壓控制頻率法作為最大功率追蹤之控制，其優點為架構簡單、所需量測參數相較其他控制法少，其控制方法如同擾動觀察法，只是擾動觀察法是藉由改變開關責任週期去決定輸出功率大小，而電壓控制法則是改變開關切換頻率去達到最大功率點，動作為利用擾動前後之功率大小變化，來決定輸出切換頻率之擾動方向，如功率較擾動前大，則持續朝前一次方向擾動，反之如果功率較擾動前小，則朝反方向擾動，如此反覆擾動至最大功率點，但缺點為無法持續固定在最大功率點上，造成能量不斷損耗。

1.4 論文大綱

本論文主要架構及各章簡要如下：

| | |
|------|---|
| 第一章： | 將介紹本文研究動機、目的及方法。 |
| 第二章： | 對傳統交直流轉換器之優缺點，介紹常見最大功率追蹤法則。 |
| 第三章： | 說明本文所提出新型交直流轉換器動作原理與電路特性，由第四章模擬電路之波形，以印證此電路特性，其特性具有功率因數校正(Power Factor Correction,PFC)、零電壓切換(Zero Voltage Switching,ZVS)等等。 |
| 第四章： | 利用 PSIM9.0 套裝軟體模擬本文所提電路與最大功率追蹤控制法。硬體規劃製作一轉換器雛型，最後展示波形與實驗結果，以驗證轉換器特性。 |
| 第五章： | 針對本論文內容作總結，並提出未來可供研究的方向。 |

第二章 文獻探討

2.1 傳統交直流轉換器優缺點概述

2.1.1 三相全橋二極體轉換器

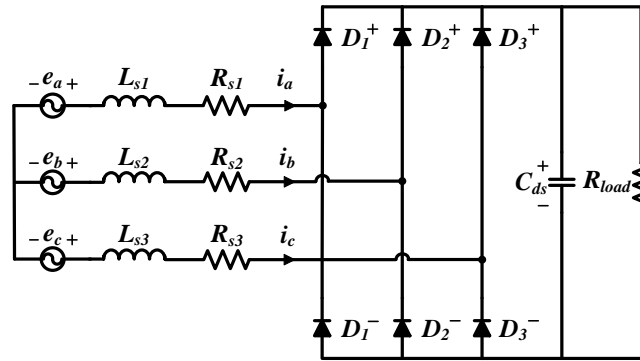


圖2-1 相全橋式二極體整流器

圖 2-1 為三相全橋式二極體整流器架構，由六顆二極體組成，一般使用三相全橋式二極體整流器將風機輸出的三相電壓轉換為直流電壓，以提供負載側使用，此電路優點二極體成本低廉、架構簡單不需控制、可操作於高功率場合，但是缺點為輸出直流電壓無法穩定，易受到風機轉速輸出電壓與負載變動的影響，降低轉換性能，且由於二極體為自然切換特性，使得三相輸入電流為不連續，容易造成發電機產生虛功並降低功率因數，使風機發電效率降低。

2.1.2 三相單開關升壓型轉換器

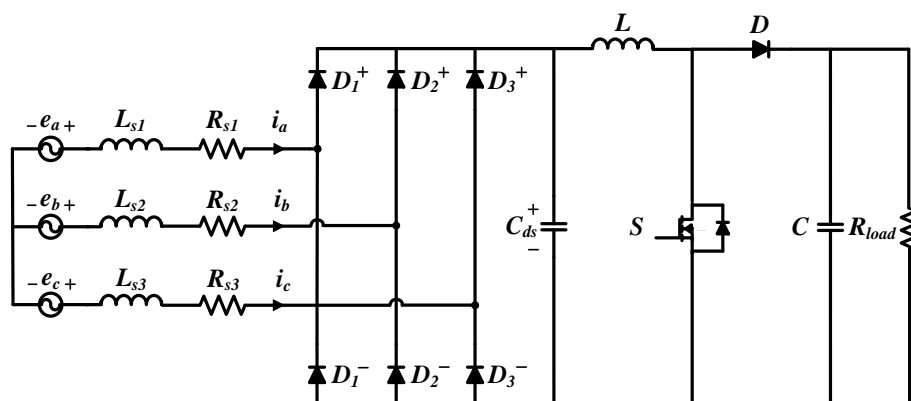


圖2-2 相單開關升壓型整流器

圖 2-2 為三相單開關升壓型整流器架構，主要由三相全橋式二極體整流器加上升壓型轉換器組成，此電路主要操作於不連續導通模式。當開關導通，三相輸入電壓經由二極體整流後對電感進行儲能，然而三相電流大小隨著輸入電壓的比例由零慢慢增加，因此輸入電流會正比於各相輸入電壓。當開關截止，輸入電源無法提供能量給電感，電感兩端電壓極性由於楞次定律反向，使得二極體順向導通，電感能量釋放至電容與負載上，電感電流放電至零值，若將負載改為電池，可藉由控制開關對前級風力發電機進行最大功率追蹤。此整流器優點於電路價格便宜且控制容易，僅需控制單一開關，但缺點於功率因數低且輸入電流含有低頻諧波成分，將造成多於能量的損失並降低其壽命。

2.1.3 三相全橋權控交直流轉換器

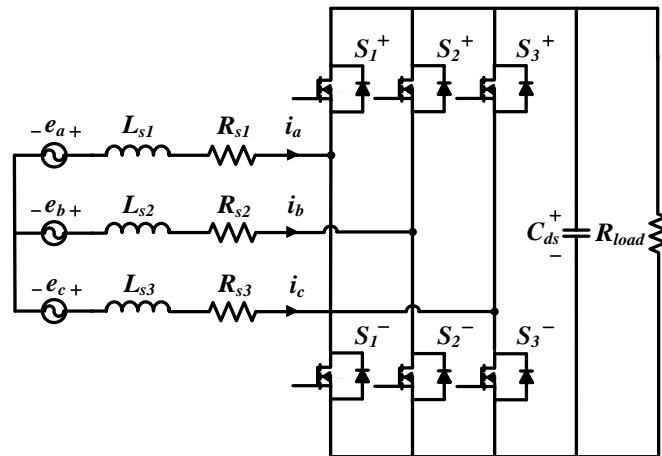


圖2-3 三相全橋全控交直流轉換器

圖 2-3 三相全橋全控交直流轉換器，主要由六顆功率電晶體所組成。各相電流可以由每一臂上的開關進行控制。此電路優點具有可雙向功率轉換特性，適當的控制六開關的切換時序，可使輸入側功率因數提高，電流諧波含量降低並提高效率，適合應用在大功率場合。但此電路缺點是必須同時控制六個開關的狀態，同一臂之開關狀態為互斥，其控制電路與設計方法較複雜，相對成本就提高，而同一臂之兩開關必須考慮盲時(dead time)問題，避免上下臂開關同時導通造成電路短路導致元件損壞。

2.1.4 三相全橋半控交直流轉換器

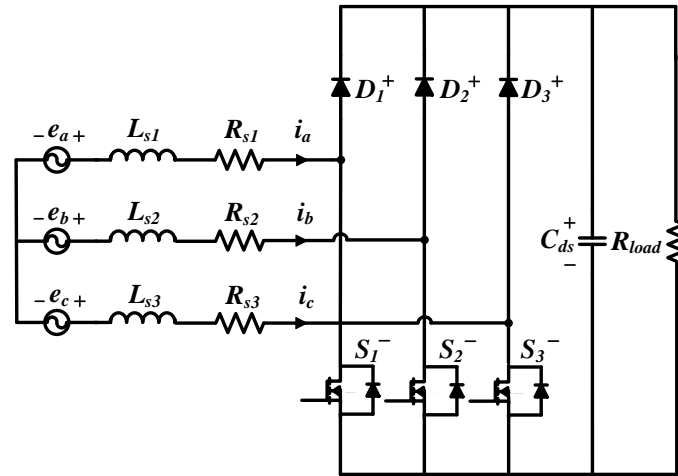


圖2-4 三相全橋半控交直流轉換器

圖 2-4 三相全橋半控交直流轉換器架構，三相上臂由三顆二極體組成，下臂則是由三個功率電晶體所組成。此電路成本較三相全橋全控交直流轉換器低且控制也比較容易，下臂三組開關元件的源極電位為零電位，故閘極驅動電路不需要做隔離電源，且同一臂上只有一組開關，所以不需考慮盲時(dead time)問題，但缺點為單向功率轉換特性，但應用於風機場合只需單向功率傳輸，故上述缺點將可忽略。

2.2 最大功率追蹤概述

2.2.1 擾動觀察法

擾動觀察法是目前已經廣泛利用於風力發電以及太陽能最大功率追蹤上面，其方法與架構簡單，只需要量測電壓與電流訊號作為程式主要判斷參數。藉著週期性的改變轉換器的責任週期(Duty)，並觀察改變責任週期前後的輸出功率增加或減少，以決定下一次責任週期(Duty)的增加或減少，如此反覆的動作使風力發電機維持在最大功率點，其步驟如圖 2-5 所示。

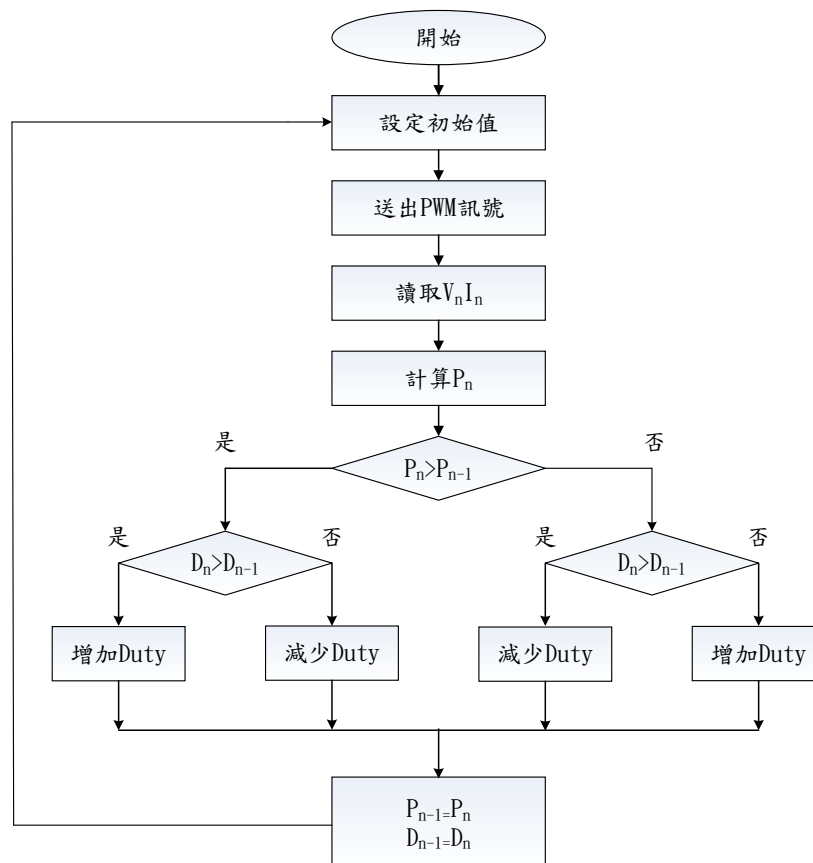


圖2-5 擾動觀察法控制流程圖

在程式追蹤前，必須將追蹤程式所需要的電壓、電流、責任週期初始條件設定完成。初始條件設定完成之後，送出一組責任週期，並觀察改變此責任週期後產生變化電壓、電流。利用微處理機讀取電壓、電流值，計算目前發電機輸出功率，比較前一週期功率(P_{n-1})和目前週期功率(P_n)來決定下一次責任週期增加或減少，其規則如下：

(1) 目前週期功率(P_n)>前一週期功率(P_{n-1})

規則 a. 若此時責任週期(D_n)>前一迴圈責任功率(D_{n-1})，則新的責任週期擾動方向正確使功率增加，故下次的責任週期繼續增加 *Duty*。

規則 b. 若此時責任週期(D_n)<前一迴圈責任功率(D_{n-1})，則新的責任週期擾動方向正確使功率增加，故下次的責任週期繼續減少 *Duty*。

(2) 目前週期功率(P_n)<前一週期功率(P_{n-1})

規則 a. 若此時責任週期(D_n)>前一迴圈責任功率(D_{n-1})，則新的責任週期擾動方向錯誤使功率減少，故下次的責任週期繼續減少 *Duty*。

規則 b. 若此時責任週期(D_n)<前一迴圈責任功率(D_{n-1})，則新的責任週期擾動方向錯誤使功率減少，故下次的責任週期繼續

減少 *Duty*。

如此不斷的反覆改變，則可以逼近風力發電系統達最大功率點。

2.2.2 比較斜率法

藉由調整轉換器上的開關責任週期，可求出責任週期與輸出功率的關係曲線，如圖 2-6 所示。由圖中可以發現在關係曲線左半部分斜率為正，左半部分斜率則為負，兩者之交點即為功率最大點，比較斜率法利用此一關係來追蹤最大功率點。本方法主要是利用責任週期變化量(ΔD)對功率變化量(ΔP)的比值作為最大功率追蹤依據，以斜率正負來決定下一週期開關責任週期是增加或減少，其流程圖如 2-7 所示。

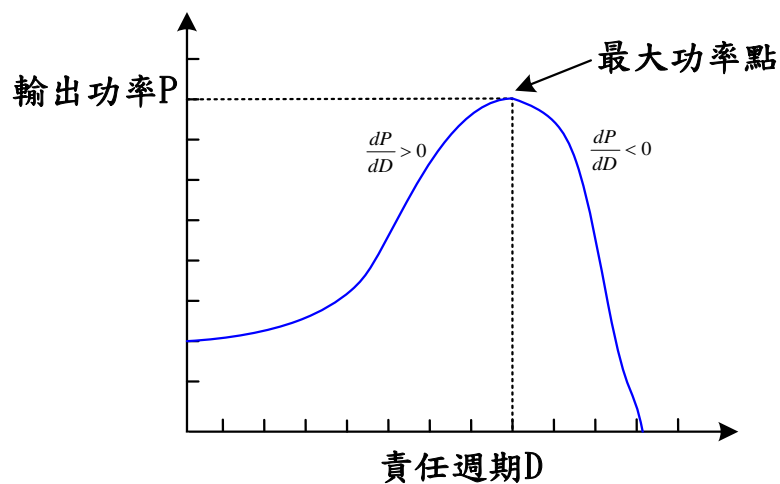


圖2-6 責任週期與輸出功率的關係曲線

$$(1) \frac{dP}{dD} \geq 0$$

代表目前風力發電機運轉在斜率正處，此時必須增加開關責

任週期，使運轉點朝向最大功率移動。

$$(2) \frac{dP}{dD} < 0$$

代表目前風力發電機運轉在斜率負處，此時必須減少開關責任週期，使運轉點朝向最大功率移動。

判斷完下一週期 ΔD 之正負號後，將目前的責任週期增加或減少 ΔD ，再經由微處理器將訊號送至開關。經由這程式不斷改變開關的責任週期，觀察目前風力機運轉點的斜率，判斷下一週期的改變方向，來達到追蹤最大功率點的目的。

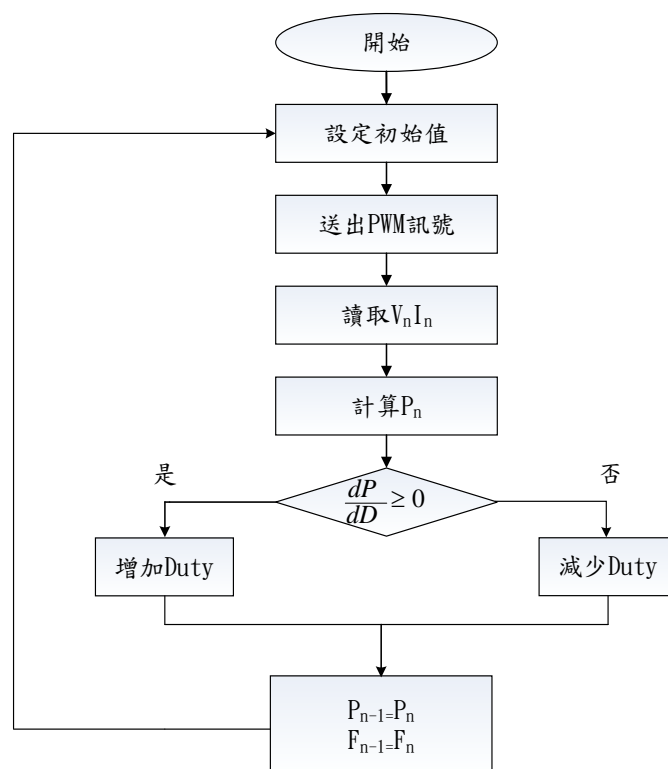


圖2-7 比較斜率法控制流程圖

2.2.3 三點權位法

相較於只取擾動前後兩點比較功率大小的擾動觀察法，三點權位法在每次判斷過程中是偵測三點的功率，經由程式判斷以決定下一週期的走向。以目前的責任週期(D_n)為基準點 B，測量責任週期 $D_n - \Delta D$ 時，風力發電機輸出功率作為基準點 A，以及測量責任週期為 $D_n + \Delta D$ 時，風力機輸出功率作為基準點 C。連續量測 3 個功率點之後，計算 \overline{BA} 及 \overline{CB} 之間的斜率。當斜率值為大於零時，權位值為 1。當斜率值為負時，權位值為 -1。將 \overline{BA} 及 \overline{CB} 的權位值相加，如果權位為 2，代表下一個週期 $D_n + \Delta D$ ，此三點功率關係如圖 2-8(a) 所示。如果權位為 0 代表下一個責任週期為 D_n 如圖 2-8(b) 所示。如果權位為 -2，代表下一個週期 $D_n - \Delta D$ ，此三點功率關係如圖 2-8(c) 三點權位法程式流程圖如圖 2-9 所示。

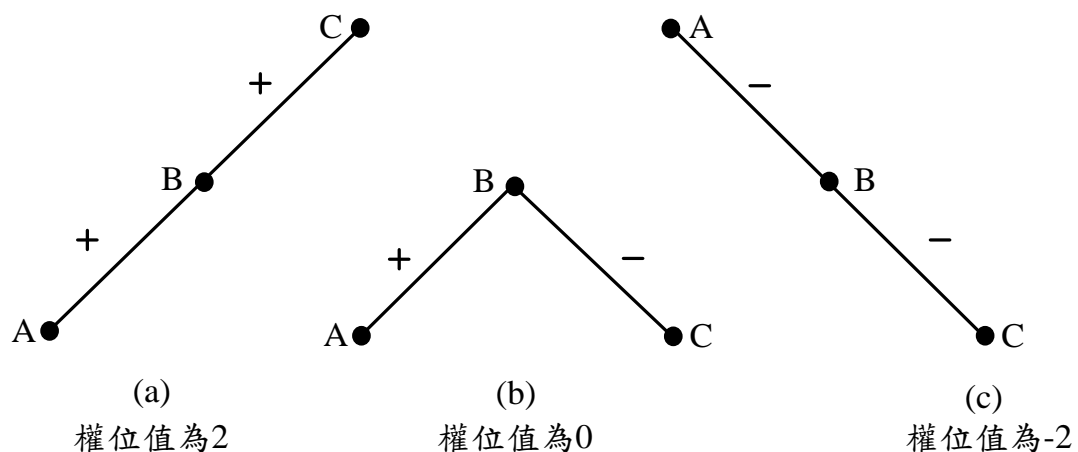


圖 2-8 三點功率關係

在程式開始偵測前，必先設定初始條件電壓、電流、責任週期和微處理器的工作狀態設定完成。在設定初始條件後送出一組責任週期，並觀察改變此責任週期之後，產生之發電機電壓、電流。再藉由微處理機運算，計算目前發電機運轉點的功率 P_B 。將目前責任週期減去一擾動量(ΔD)，計算目前風力機運轉點的功率 P_A 。將目前責任週期增加一擾動量(ΔD)，計算目前風力機運轉點的功率 P_C 。將 P_A 減去 P_B ，計算 \overline{BA} 權位值。再將 P_C 減去 P_B ，計算 \overline{CB} 權位值。將兩者權位值相加，以計算下一次責任週期。

(1) 權位值等於 2

代表目前風力機運轉在斜率為正處，因此開關的責任週期必須增加，使運轉點朝向最大功率點移動。因此下一週期的責任週期等於 $D_n + \Delta D$ 。

(2) 權位值等於 -2

代表目前風力機運轉在斜率為正處，因此開關的責任週期必須增減少，使運轉點朝向最大功率點移動。因此下一週期的責任週期等於 $D_n - \Delta D$ 。

(3) 權位值等於 0

代表目前風力機運轉在斜率為零處，因此目前運轉在最大功率點，不改變責任週期。下一次責任週期等於 D_n 。計算下一次責任週

期後，再經由微處理機將訊號送至開關。經由不斷重複取樣，每週期取三點來判斷目前運轉點和前後取樣點的斜率關係，以決定下一週期的動作。

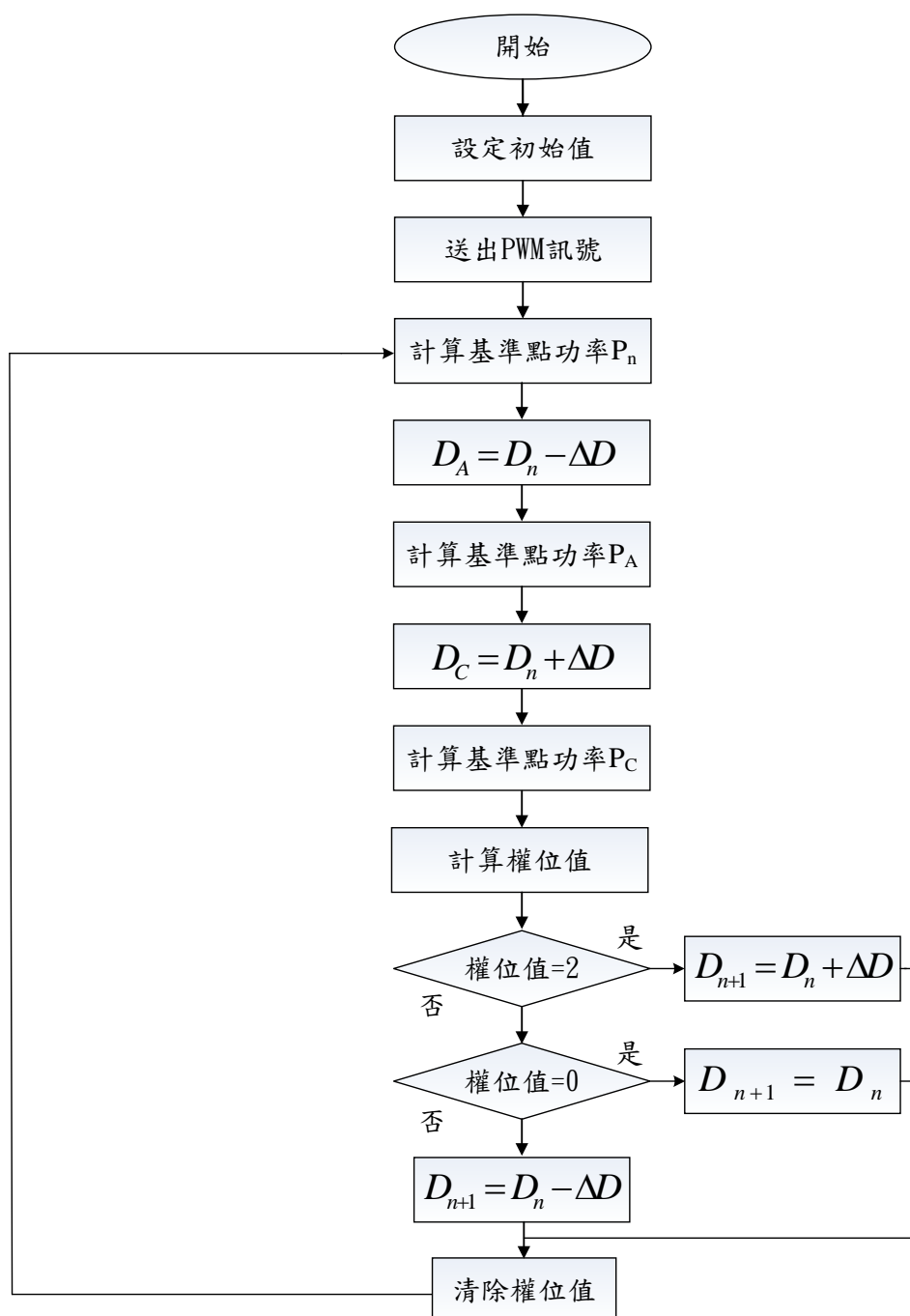


圖2-9 三點權位法程式流程圖

2.2.4 電壓控制頻率

接下來將介紹本文所使用最大功率追蹤法則。電壓控制頻率法是一種透過輸入電壓來控制震盪頻率的電子電路，其震盪頻率會隨著輸入電壓的不同而改變，進而改變轉換系統之功率。且控制方法如擾動觀察法只需要量測電壓、電流參數就可進行控制，其步驟如圖 2-10 所示、最大功率點追蹤圖如 2-11 所示。

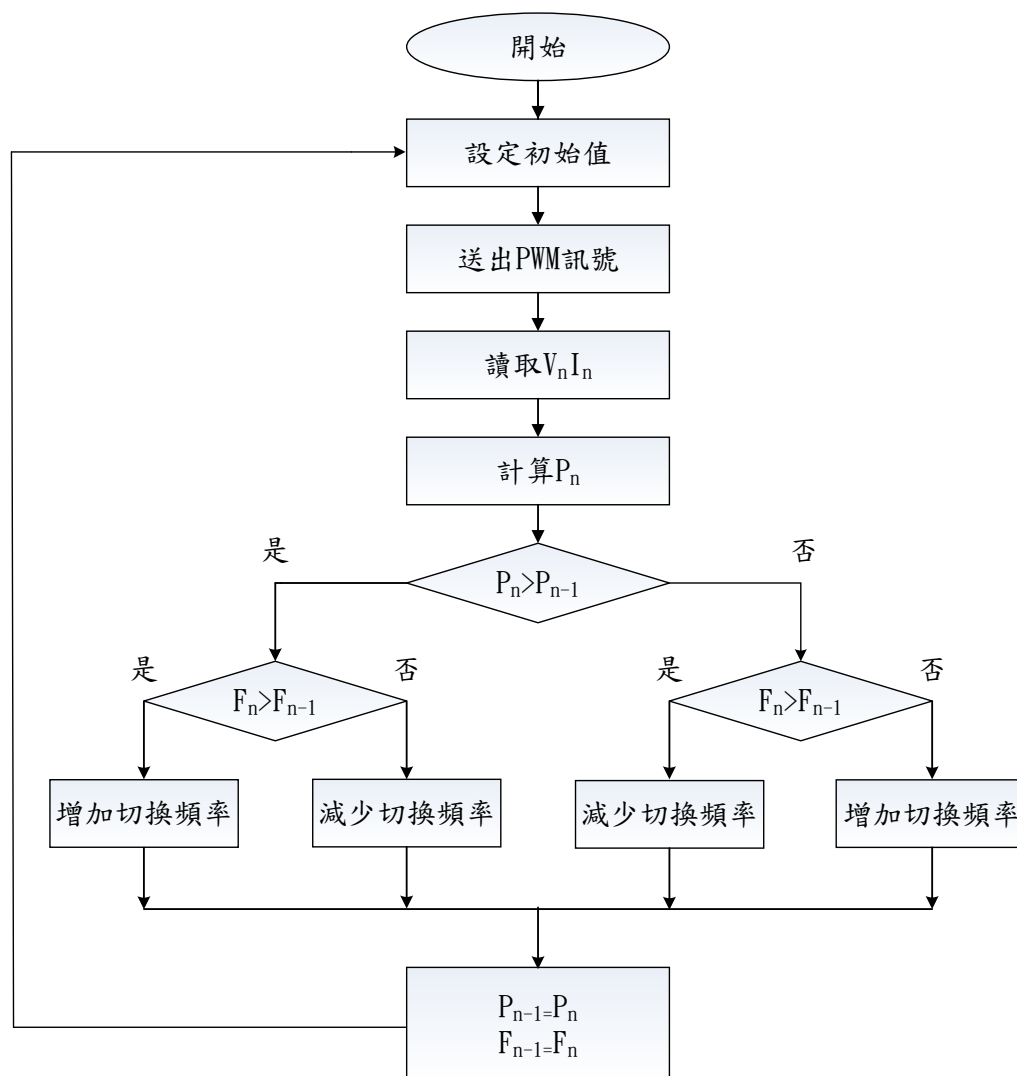


圖2-10 電壓控制頻率法流程圖

(1)目前週期功率(P_n)>前一週期功率(P_{n-1})

規則 a. 若此時切換頻率(F_n)>前一迴圈切換頻率(F_{n-1})，

則新的頻率變化量擾動方向正確使功率增加，故下次繼續增加切換頻率。

規則 b. 若此時切換頻率(F_n)<前一迴圈切換頻率(F_{n-1})，

則新的頻率變化量擾動方向正確使功率增加，故下次繼續減少切換頻率。

(2)目前週期功率(P_n)<前一週期功率(P_{n-1})

規則 a. 若此時切換頻率(F_n)>前一迴圈切換頻率(F_{n-1})，

則新的頻率變化量擾動方向錯誤使功率減少，故下次繼續減少切換頻率。

規則 b. 若此時切換頻率(F_n)<前一迴圈切換頻率(F_{n-1})，

則新的頻率變化量擾動方向錯誤使功率減少，故下次繼續減少切換頻率。

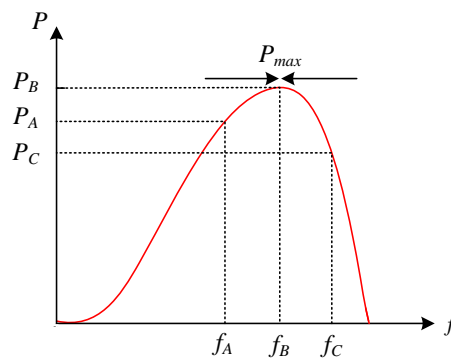


圖2-11 電壓控制頻率法最大功率追蹤圖

第三章 新型交直流轉換器

3.1 前言

現今傳統交直流轉換器架構大多採用三相全橋二極體整流器或是全橋全控升壓型整流器，前者整流器雖然不需控制架構簡單，但缺點為在發電機測會造成嚴重電流諧波失真，導致整體效率下降亦也會產生惱人的噪音，另一方面三相全橋二極體整流器後端需搭配一直流轉換器，其架構為二級式電能轉換，整體效率需為二級相乘，導致轉換效率降低。後者整流器優點具有可雙向功率轉換之特性，若適當控制六開關切換時序，可有效降低電流諧波並提高效率，但缺點為控制複雜且高成本問題。為了改善以上缺點，本文所提一新型交直流轉換器，將傳統二級轉換器改為單級並降低電流諧波失真，使整體損耗降低，此轉換器操作於不連續導通模式，可使輸入端電源具有良好的功因，且控制方法簡單，僅需要兩組信號來驅動功率開關。

首先本章說明新型交直流轉換器架構動作模式與特性，並推導其狀態方程式，最後將分析此轉換器模擬後，所呈現之一些暫態特性與穩態模擬結果波形圖。

3.2 新型交直流轉換器架構與動作模式

3.2.1 LLC 架構之轉換器

本文所提之新型交直流轉換器電路之 *LLC* 架構如圖 3-1 所示，其交流輸入電壓具有三相平衡特性，其中電路中具有三組耦合電感，分別以諧振電感(L_r)、磁化電感(L_m)及理想變壓器表示之，二次側則分別接上二極體(D_{o1} 、 D_{o2})及電容(C_{o1} 、 C_{o2})用來回收磁化電感未放至輸出的能量，一次側則接上 *LCL* 濾波器(C_a 、 C_b 、 C_c 、 L_{f1} 、 L_{f2} 、 L_{f3} 、 L_{s1} 、 L_{s2} 、 L_{s3})來達到功率因數校正，再利用(D_1 、 D_2 、 D_3 、 D_4 、 D_5 、 D_6)將交流電正負半週區別出來，再利用功率開關(S_1 、 S_2)來操作導通或截止，最後由於 R_s 值很小，因此在分析時忽略。

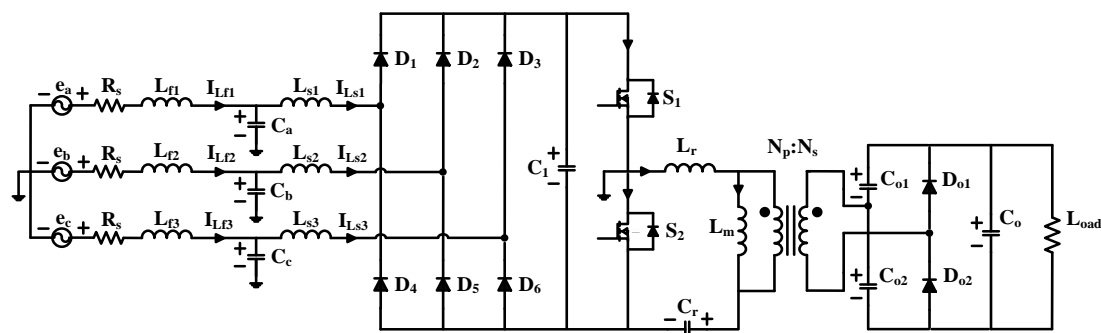


圖3-1 新型交直流轉換器電路之架構

圖 3-2 為三相輸入電壓一週期波形圖，將其分成 12 個區間，因三相電源具有對稱性，故只取 $0 \leq \omega t \leq \frac{\pi}{6}$ 區間來做分析其餘區間同理可得。此區間輸入電壓(e_a 、 e_b 、 e_c)極性為正電壓、負電壓、正電壓，因所提電路具有功率因數校正，所以輸入電壓(e_a 、 e_b 、 e_c)與輸入電流(i_a 、 i_b 、 i_c)同相位，輸入電流極性為正電流、負電流、正電流。圖 3-3 為電路主要元件電壓、電流波形示意圖，分別為開關上臂開關訊號

(V_{gs1})、下臂開關訊號(V_{gs2})、上臂開關跨壓(V_{ds1})、下臂開關跨壓(V_{ds2})，漏感電流(I_{Lr})、磁化電流(I_{Lm})、濾波電容電流(I_{C1})、二次側二極體電流(I_{D01} 、 I_{D02})可分為六個動作模式來進行討論所提之電路。

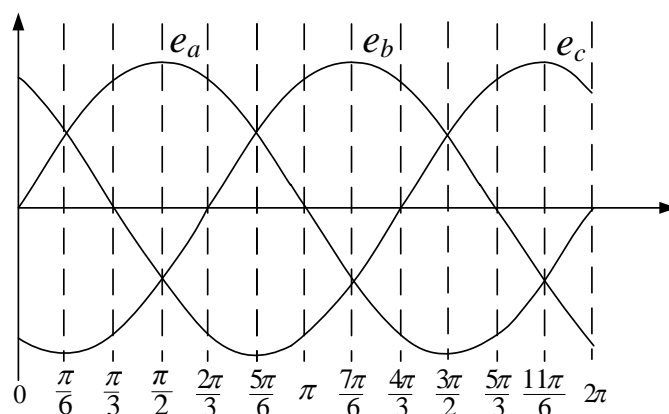


圖3-2 為三相輸入電壓一週期波形圖

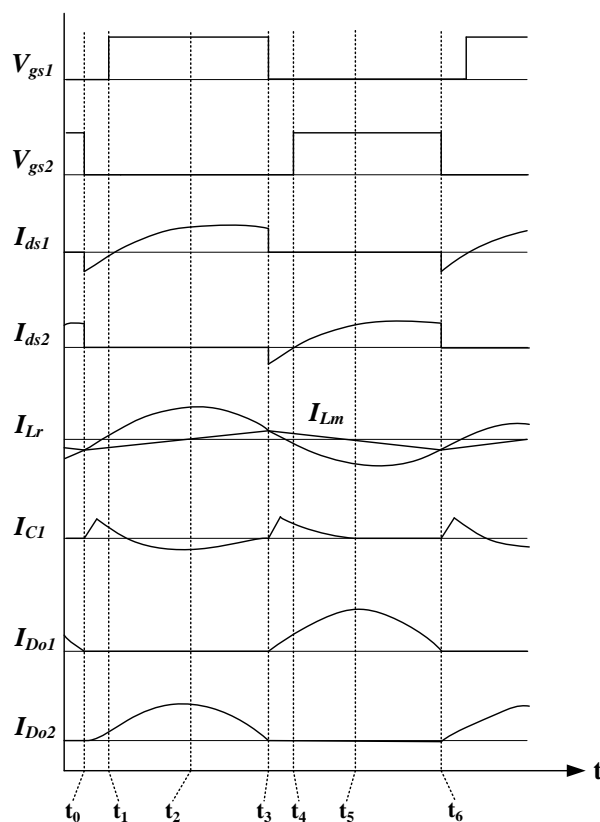


圖3-3 LLC架構主要元件波形示意圖

[動作模式一]($t_0 \sim t_1$)：

在動作模式中一開關 S_1 、 S_2 並未導通，相電壓經由前端 LCL 濾波後，此時開關 S_1 電流流經背接二極體，磁化電流 I_{Lm} 為負，且變壓器一次側電流由黑點端流入，變壓器二次側電流由非黑點端流出，流經 D_{o2} 對 C_{o2} 進行充電，等效電路如圖 3-4 所示，而電路狀態方程式如下。

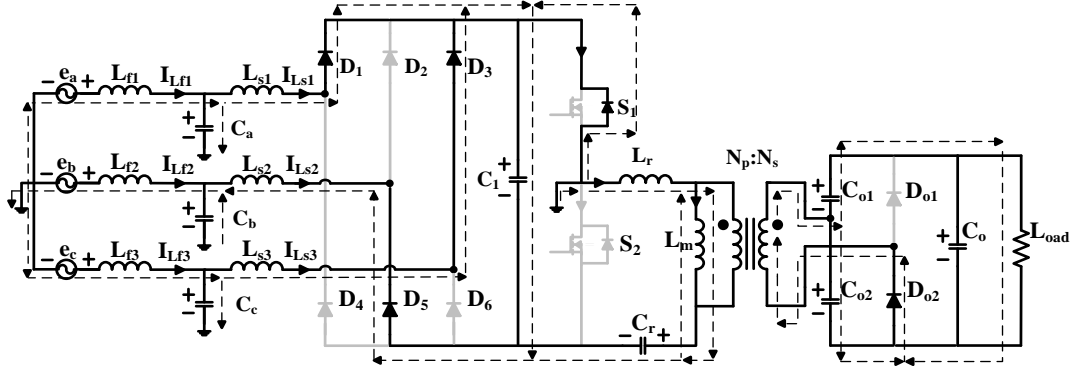


圖3-4 LLC架構動作模式一等效電路圖

$$L_{f1} \frac{di_{Lf1}}{dt} - e_a(t) + V_{ca} = 0 \quad (1)$$

$$L_{f2} \frac{di_{Lf2}}{dt} - e_b(t) + V_{cb} = 0 \quad (2)$$

$$L_{f3} \frac{di_{Lf3}}{dt} - e_c(t) + V_{cc} = 0 \quad (3)$$

$$L_{f1} \frac{di_{Lf1}}{dt} + L_{s1} \frac{di_{Ls1}}{dt} - e_a(t) = 0 \quad (4)$$

$$e_b(t) - L_{f2} \frac{di_{Lf2}}{dt} - L_{s2} \frac{di_{Ls2}}{dt} + L_r \frac{di_{Lr}}{dt} + L_m \frac{di_{Lm}}{dt} + V_{cr} = 0 \quad (5)$$

$$L_r \frac{di_{Lr}}{dt} + L_m \frac{di_{Lm}}{dt} + V_{cr} - L_{s2} \frac{di_{Ls2}}{dt} + V_{cb} = 0 \quad (6)$$

$$L_{f3} \frac{di_{Lf3}}{dt} + L_{s3} \frac{di_{Ls3}}{dt} - e_c(t) = 0 \quad (7)$$

$$L_r \frac{di_{Lr}}{dt} + L_m \frac{di_{Lm}}{dt} + V_{cr} - V_{c1} = 0 \quad (8)$$

$$C_r \frac{dV_{cr}}{dt} = i_{Lr} \quad (9)$$

[動作模式二]($t_1 \sim t_2$)：

在動作模式中二開關 S_1 導通、 S_2 截止，磁化電流 I_{Lm} 由負慢慢增加，直到磁化電流 I_{Lm} 由負變為正，才進入動作模式三，等效電路如圖 3-5 所示，而電路狀態方程式如下。

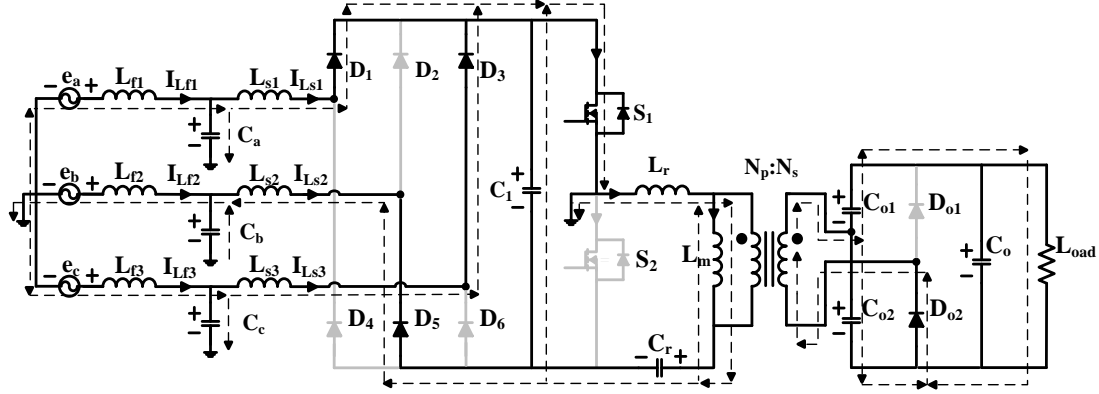


圖3-5 LLC架構動作模式二等效電路圖

$$L_{f1} \frac{di_{Lf1}}{dt} - e_a(t) + V_{ca} = 0 \quad (10)$$

$$L_{f2} \frac{di_{Lf2}}{dt} - e_b(t) + V_{cb} = 0 \quad (11)$$

$$L_{f3} \frac{di_{Lf3}}{dt} - e_c(t) + V_{cc} = 0 \quad (12)$$

$$L_{f1} \frac{di_{Lf1}}{dt} + L_{s1} \frac{di_{Ls1}}{dt} - e_a(t) = 0 \quad (13)$$

$$e_b(t) - L_{f2} \frac{di_{Lf2}}{dt} - L_{s2} \frac{di_{Ls2}}{dt} + L_r \frac{di_{Lr}}{dt} + L_m \frac{di_{Lm}}{dt} + V_{cr} = 0 \quad (14)$$

$$L_r \frac{di_{Lr}}{dt} + L_m \frac{di_{Lm}}{dt} + V_{cr} - L_{s2} \frac{di_{Ls2}}{dt} + V_{cb} = 0 \quad (15)$$

$$L_{f3} \frac{di_{Lf3}}{dt} + L_{s3} \frac{di_{Ls3}}{dt} - e_c(t) = 0 \quad (16)$$

$$L_r \frac{di_{Lr}}{dt} + L_m \frac{di_{Lm}}{dt} + V_{cr} + V_{c1} = 0 \quad (17)$$

$$C_r \frac{dV_{cr}}{dt} = i_{Lr} \quad (18)$$

[動作模式三]($t_2 \sim t_3$) :

在動作模式三中開關 S_1 導通、 S_2 截止，磁化電流 I_{Lm} 由負轉變為正，變壓器一次側電流由黑點端流入，變壓器二次側電流由非黑點端流出，流經 D_{o2} 對 C_{o2} 進行充電，等效電路如圖 3-6 所示，而電路狀態方程式如下。

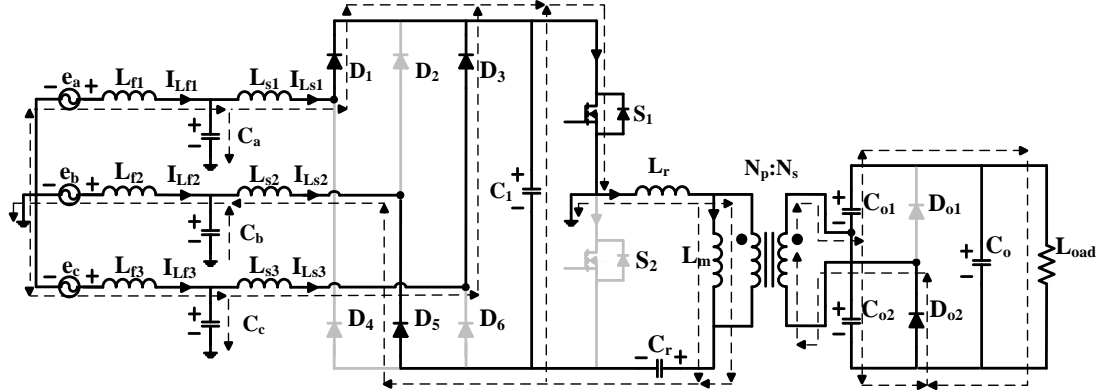


圖 3-6 LLC 架構動作模式三等效電路圖

$$L_{f1} \frac{di_{Lf1}}{dt} - e_a(t) + V_{ca} = 0 \quad (19)$$

$$L_{f2} \frac{di_{Lf2}}{dt} - e_b(t) + V_{cb} = 0 \quad (20)$$

$$L_{f3} \frac{di_{Lf3}}{dt} - e_c(t) + V_{cc} = 0 \quad (21)$$

$$L_{f1} \frac{di_{Lf1}}{dt} + L_{s1} \frac{di_{LS1}}{dt} - e_a(t) = 0 \quad (22)$$

$$e_b(t) - L_{f2} \frac{di_{Lf2}}{dt} - L_{s2} \frac{di_{LS2}}{dt} + L_r \frac{di_{Lr}}{dt} + L_m \frac{di_{Lm}}{dt} + V_{cr} = 0 \quad (23)$$

$$L_r \frac{di_{Lr}}{dt} + L_m \frac{di_{Lm}}{dt} + V_{cr} - L_{s2} \frac{di_{LS2}}{dt} + V_{cb} = 0 \quad (24)$$

$$L_{f3} \frac{di_{Lf3}}{dt} + L_{s3} \frac{di_{LS3}}{dt} - e_c(t) = 0 \quad (25)$$

$$L_r \frac{di_{Lr}}{dt} + L_m \frac{di_{Lm}}{dt} + V_{cr} - V_{c1} = 0 \quad (26)$$

$$C_r \frac{dV_{cr}}{dt} = i_{Lr} \quad (27)$$

[動作模式四]($t_3 \sim t_4$)：

在動作模式四中開關 S_1 截止、 S_2 截止，開關 S_1 電流降為零，待下個狀態達到零電壓切換效果(ZVS)，此時激磁電流 I_{Lr} 為正、磁化電流 I_{Lm} 為正，且變壓器一次側電流由非黑點端流入，變壓器二次側電流由黑點端流出，流經 D_{o1} 對 C_{o1} 進行充電，等效電路如圖 3-7 所示，而電路狀態方程式如下。

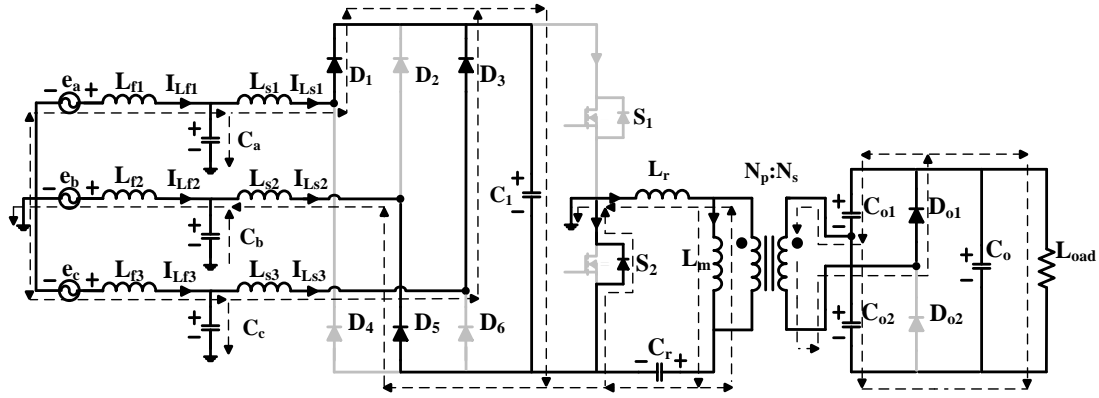


圖 3-7 LLC 架構動作模式四等效電路圖

$$L_{f1} \frac{di_{Lf1}}{dt} - e_a(t) + V_{ca} = 0 \quad (28)$$

$$L_{f2} \frac{di_{Lf2}}{dt} - e_b(t) + V_{cb} = 0 \quad (29)$$

$$L_{f3} \frac{di_{Lf3}}{dt} - e_c(t) + V_{cc} = 0 \quad (30)$$

$$L_{f1} \frac{di_{Lf1}}{dt} + L_{s1} \frac{di_{Ls1}}{dt} - e_a(t) = 0 \quad (31)$$

$$e_b(t) - L_{f2} \frac{di_{Lf2}}{dt} - L_{s2} \frac{di_{Ls2}}{dt} + L_r \frac{di_{Lr}}{dt} + L_m \frac{di_{Lm}}{dt} + V_{cr} = 0 \quad (32)$$

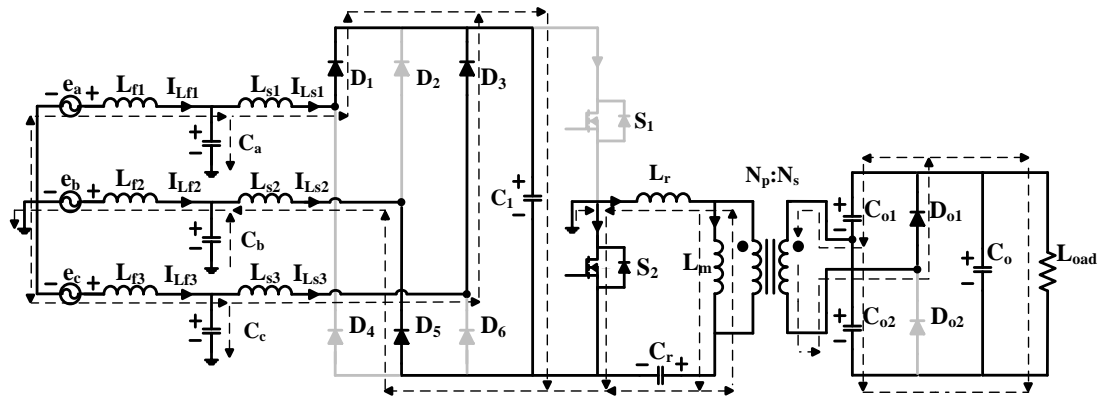
$$L_r \frac{di_{Lr}}{dt} + L_m \frac{di_{Lm}}{dt} + V_{cr} - L_{s2} \frac{di_{Ls2}}{dt} + V_{cb} = 0 \quad (33)$$

$$L_{f3} \frac{di_{Lf3}}{dt} + L_{s3} \frac{di_{Ls3}}{dt} - e_c(t) = 0 \quad (34)$$

$$L_r \frac{di_{Lr}}{dt} + L_m \frac{di_{Lm}}{dt} + V_{cr} = 0 \quad (35)$$

$$C_r \frac{dV_{cr}}{dt} = i_{Lr} \quad (36)$$

在動作模式五中開關 S_1 截止、 S_2 導通，開關 S_2 達到零電壓切換效果，磁化電流 I_{Lm} 由正慢慢下降，直到磁化電流 I_{Lm} 由正轉為負，才會進行下一個狀態，最後電容 C_o 進行充電等效電路如圖 3-8 所示，而電路狀態方程式如下。


$$L_{f1} \frac{di_{Lf1}}{dt} - e_a(t) + V_{ca} = 0 \quad (37)$$

$$L_{f2} \frac{di_{Lf2}}{dt} - e_b(t) + V_{cb} = 0 \quad (38)$$

$$L_{f3} \frac{di_{Lf3}}{dt} - e_c(t) + V_{cc} = 0 \quad (39)$$

$$L_{f1} \frac{di_{Lf1}}{dt} + L_{s1} \frac{di_{Ls1}}{dt} - e_a(t) = 0 \quad (40)$$

$$e_b(t) - L_{f2} \frac{di_{Lf2}}{dt} - L_{s2} \frac{di_{Ls2}}{dt} + L_r \frac{di_{Lr}}{dt} + L_m \frac{di_{Lm}}{dt} + V_{cr} = 0 \quad (41)$$

$$L_r \frac{di_{Lr}}{dt} + L_m \frac{di_{Lm}}{dt} + V_{cr} - L_{s2} \frac{di_{Ls2}}{dt} + V_{cb} = 0 \quad (42)$$

$$L_{f3} \frac{di_{Lf3}}{dt} + L_{s3} \frac{di_{Ls3}}{dt} - e_c(t) = 0 \quad (43)$$

$$L_r \frac{di_{Lr}}{dt} + L_m \frac{di_{Lm}}{dt} + V_{cr} = 0 \quad (44)$$

$$C_r \frac{dV_{cr}}{dt} = i_{Lr} \quad (45)$$

[動作模式六]($t_5 \sim t_6$)：

在動作模式六中開關 S_1 截止、 S_2 導通，激磁電流 I_{Lr} 為負，磁化電流 I_{Lm} 由正轉為負，變壓器一次側電流由非黑點端流入，變壓器二次側電流由黑點端流出，流經 D_{o1} 對 C_{o1} 進行充電，最後電容 C_o 對負載進行放電，等效電路如圖 3-9 所示，而電路狀態方程式如下。

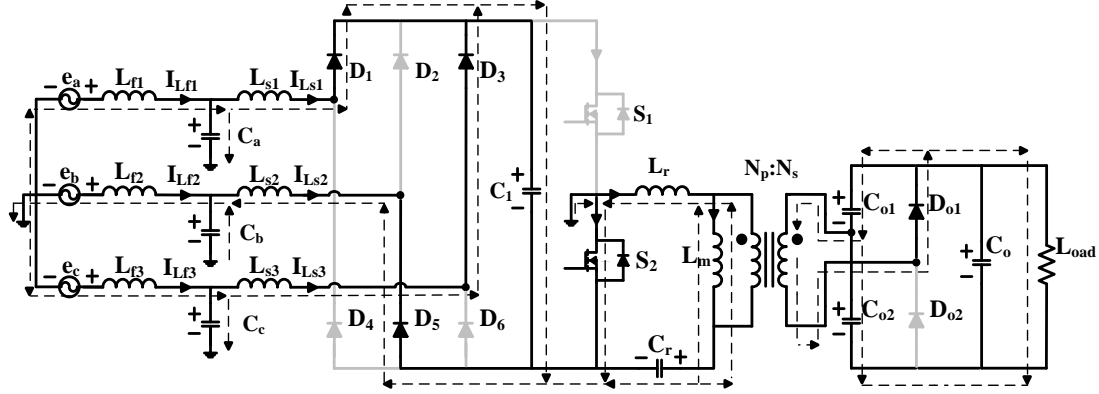


圖 3-9 LLC 架構動作模式六等效電路圖

$$L_{f1} \frac{di_{Lf1}}{dt} - e_a(t) + V_{ca} = 0 \quad (46)$$

$$L_{f2} \frac{di_{Lf2}}{dt} - e_b(t) + V_{cb} = 0 \quad (47)$$

$$L_{f3} \frac{di_{Lf3}}{dt} - e_c(t) + V_{cc} = 0 \quad (48)$$

$$L_{f1} \frac{di_{Lf1}}{dt} + L_{s1} \frac{di_{Ls1}}{dt} - e_a(t) = 0 \quad (49)$$

$$e_b(t) - L_{f2} \frac{di_{Lf2}}{dt} - L_{s2} \frac{di_{Ls2}}{dt} + L_r \frac{di_{Lr}}{dt} + L_m \frac{di_{Lm}}{dt} + V_{cr} = 0 \quad (50)$$

$$L_r \frac{di_{Lr}}{dt} + L_m \frac{di_{Lm}}{dt} + V_{cr} - L_{s2} \frac{di_{Ls2}}{dt} + V_{cb} = 0 \quad (51)$$

$$L_{f3} \frac{di_{Lf3}}{dt} + L_{s3} \frac{di_{Ls3}}{dt} - e_c(t) = 0 \quad (52)$$

$$L_r \frac{di_{Lr}}{dt} + L_m \frac{di_{Lm}}{dt} + V_{cr} = 0 \quad (53)$$

$$C_r \frac{dV_{cr}}{dt} = i_{Lr} \quad (54)$$

3.2.2 LC 架構之轉換器

本文所提另一新型交直流轉換器電路之架構如圖 3-10 所示，其交流輸入電壓具有三相平衡特性，其中電路中諧振電感(L_r)與電容(C_o)組成濾波電路，一次側則接上 LCL 濾波器(C_a 、 C_b 、 C_c 、 L_{f1} 、 L_{f2} 、 L_{f3} 、 L_{s1} 、 L_{s2} 、 L_{s3})來達到功率因數校正，再利用(D_1 、 D_2 、 D_3 、 D_4 、 D_5 、 D_6)將交流電正負半週區別出來，再利用功率開關(S_1 、 S_2)來操作導通或截止，最後由於 R_s 值很小，因此在分析時忽略。

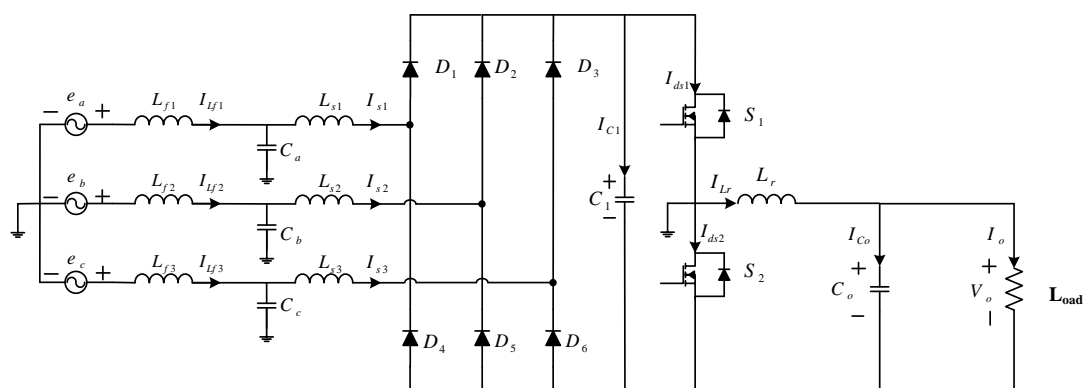


圖3-10 LC架構新型交直流轉換器電路

圖 3-11 為三相輸入電壓一週期波形圖，將其分成 12 個區間，因三相電源具有對稱性，故只取 $0 \leq \omega t \leq \frac{\pi}{6}$ 區間來做分析其餘區間同理可證。此區間輸入電壓(e_a 、 e_b 、 e_c)極性為正電壓、負電壓、正電壓，因所提電路具有功率因數校正，所以輸入電壓(e_a 、 e_b 、 e_c)與輸入電流(i_a 、 i_b 、 i_c)同相位，輸入電流極性為正電流、負電流、正電流。圖 3-12 為電路主要元件電壓、電流波形示意圖，分別為開關上臂開關訊號

(V_{gs1})、下臂開關訊號(V_{gs2})、上臂開關電流(I_{ds1})、下臂開關電流(I_{ds2})，電感電流(I_{Lr})、電感電壓(V_{Lr})可分為六個動作模式來進行討論所提之電路。

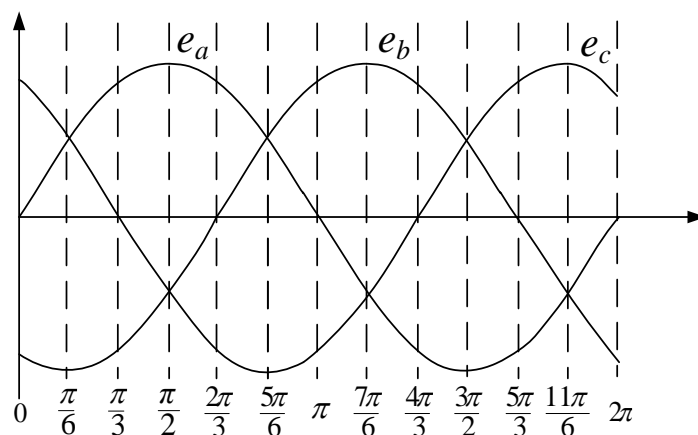


圖3-11 三相輸入電壓一週期波形圖

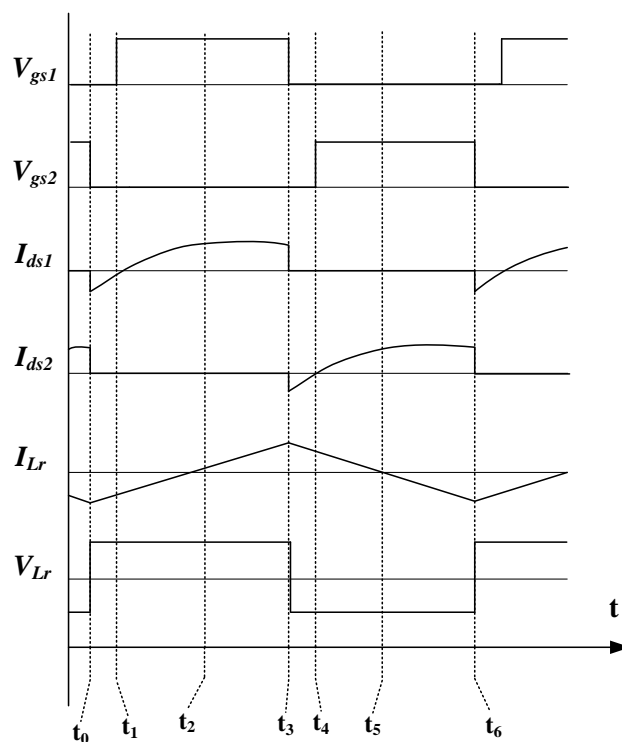


圖3-12 LC 架構主要元件波形示意圖

[動作模式一]($t_0 \sim t_1$)：

在動作模式中開關 S_1 、 S_2 並未導通，相電壓經由前端 LCL 濾波後，此時開關 S_1 電流流經背接二極體，電流 I_{Lr} 為負，等效電路如圖 3-13 所示，而電路狀態方程式如下。

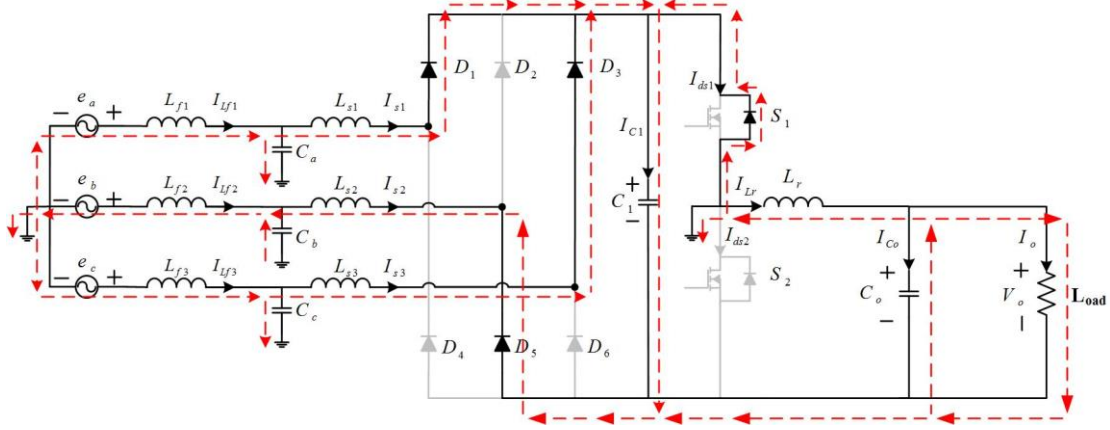


圖3-13 LC架構動作模式一等效電路圖

$$L_{f1} \frac{di_{Lf1}}{dt} - e_a(t) + V_{ca} = 0 \quad (1)$$

$$L_{f2} \frac{di_{Lf2}}{dt} - e_b(t) + V_{cb} = 0 \quad (2)$$

$$L_{f3} \frac{di_{Lf3}}{dt} - e_c(t) + V_{cc} = 0 \quad (3)$$

$$L_{f1} \frac{di_{Lf1}}{dt} + L_{s1} \frac{di_{LS1}}{dt} - e_a(t) = 0 \quad (4)$$

$$e_b(t) - L_{f2} \frac{di_{Lf2}}{dt} - L_{s2} \frac{di_{LS2}}{dt} + L_r \frac{di_{Lr}}{dt} + V_o = 0 \quad (5)$$

$$L_{f3} \frac{di_{Lf3}}{dt} + L_{s3} \frac{di_{LS3}}{dt} - e_c(t) = 0 \quad (6)$$

$$L_r \frac{di_{Lr}}{dt} + V_o - L_{s2} \frac{di_{LS2}}{dt} + V_{cb} = 0 \quad (7)$$

$$C_o \frac{dV_o}{dt} = i_{Lr} - I_o \quad (8)$$

[動作模式二]($t_1 \sim t_2$)：

在動作模式中開關 S_1 導通、 S_2 截止，電流 I_{Lr} 由負慢慢增加，直到電流 I_{Lr} 由負變為正，才進入動作模式三，等效電路如圖 3-14 所示，而電路狀態方程式如下。

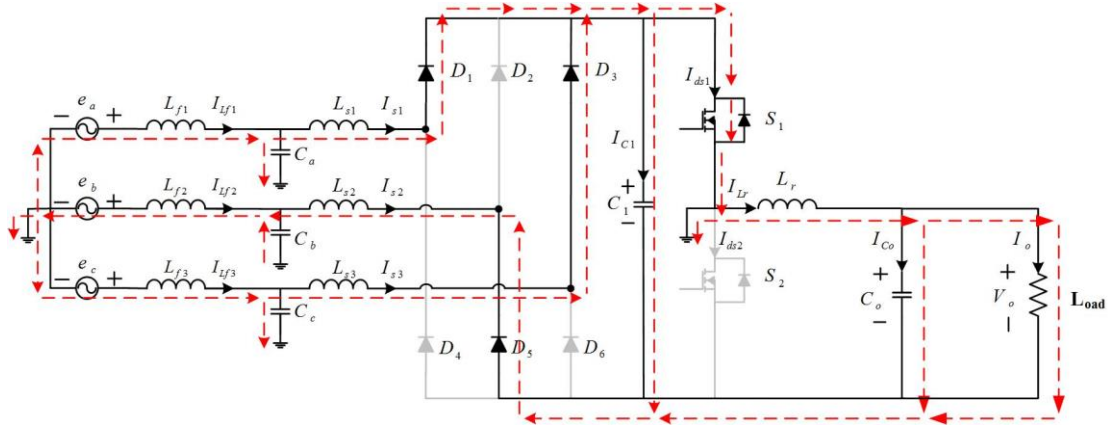


圖3-14 LC架構動作模式二等效電路圖

$$L_{f1} \frac{di_{Lf1}}{dt} - e_a(t) + V_{ca} = 0 \quad (9)$$

$$L_{f2} \frac{di_{Lf2}}{dt} - e_b(t) + V_{cb} = 0 \quad (10)$$

$$L_{f3} \frac{di_{Lf3}}{dt} - e_c(t) + V_{cc} = 0 \quad (11)$$

$$L_{f1} \frac{di_{Lf1}}{dt} + L_{s1} \frac{di_{Ls1}}{dt} - e_a(t) = 0 \quad (12)$$

$$e_b(t) - L_{f2} \frac{di_{Lf2}}{dt} - L_{s2} \frac{di_{Ls2}}{dt} + L_r \frac{di_{Lr}}{dt} + V_o = 0 \quad (13)$$

$$L_{f3} \frac{di_{Lf3}}{dt} + L_{s3} \frac{di_{Ls3}}{dt} - e_c(t) = 0 \quad (14)$$

$$L_r \frac{di_{Lr}}{dt} + V_o - L_{s2} \frac{di_{Ls2}}{dt} + V_{cb} = 0 \quad (15)$$

$$C_o \frac{dV_o}{dt} = i_{Lr} - I_o \quad (16)$$

[動作模式三]($t_2 \sim t_3$)：

在動作模式三中開關 S_1 導通、 S_2 截止，電流 I_{Lr} 為正，等效電路如圖 3-15 所示，而電路狀態方程式如下。

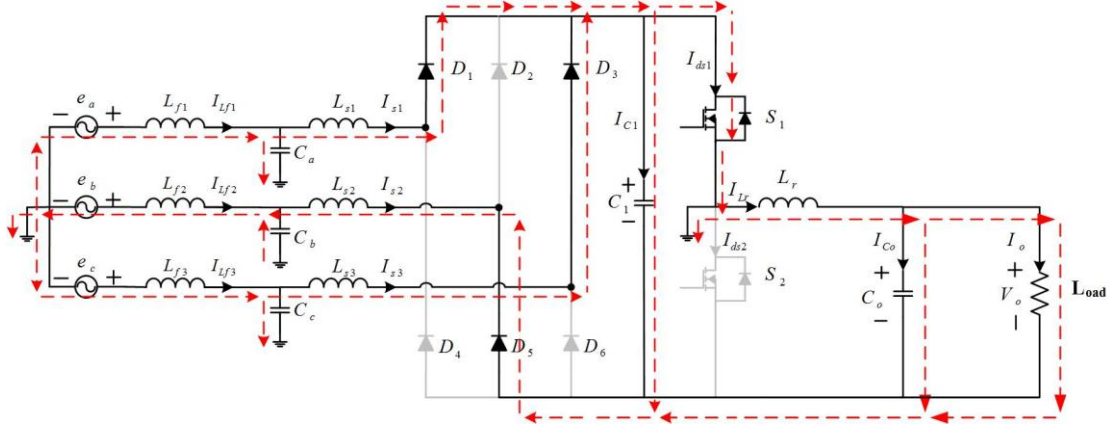


圖3-15 LC架構動作模式三等效電路圖

$$L_{f1} \frac{di_{Lf1}}{dt} - e_a(t) + V_{ca} = 0 \quad (17)$$

$$L_{f2} \frac{di_{Lf2}}{dt} - e_b(t) + V_{cb} = 0 \quad (18)$$

$$L_{f3} \frac{di_{Lf3}}{dt} - e_c(t) + V_{cc} = 0 \quad (19)$$

$$L_{f1} \frac{di_{Lf1}}{dt} + L_{s1} \frac{di_{Ls1}}{dt} - e_a(t) = 0 \quad (20)$$

$$e_b(t) - L_{f2} \frac{di_{Lf2}}{dt} - L_{s2} \frac{di_{Ls2}}{dt} + L_r \frac{di_{Lr}}{dt} + V_o = 0 \quad (21)$$

$$L_{f3} \frac{di_{Lf3}}{dt} + L_{s3} \frac{di_{Ls3}}{dt} - e_c(t) = 0 \quad (22)$$

$$L_r \frac{di_{Lr}}{dt} + V_o - L_{s2} \frac{di_{Ls2}}{dt} + V_{cb} = 0 \quad (23)$$

$$C_o \frac{dV_o}{dt} = i_{Lr} - I_o \quad (24)$$

[動作模式四]($t_3 \sim t_4$)：

在動作模式四中開關 S_1 截止、 S_2 截止，開關 S_1 電流降為零，待下個狀態達到零電壓切換效果(ZVS)，此時電流 I_{Lr} 為正，等效電路如圖 3-16 所示，而電路狀態方程式如下。

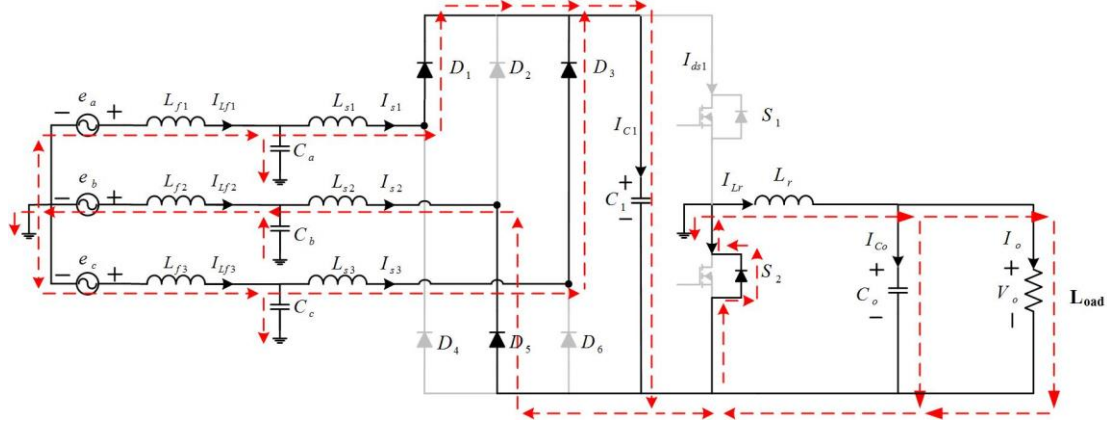


圖3-16 LC架構動作模式四等效電路圖

$$L_{f1} \frac{di_{Lf1}}{dt} - e_a(t) + V_{ca} = 0 \quad (25)$$

$$L_{f2} \frac{di_{Lf2}}{dt} - e_b(t) + V_{cb} = 0 \quad (26)$$

$$L_{f3} \frac{di_{Lf3}}{dt} - e_c(t) + V_{cc} = 0 \quad (27)$$

$$L_{f1} \frac{di_{Lf1}}{dt} + L_{s1} \frac{di_{Ls1}}{dt} - e_a(t) = 0 \quad (28)$$

$$e_b(t) - L_{f2} \frac{di_{Lf2}}{dt} - L_{s2} \frac{di_{Ls2}}{dt} + L_r \frac{di_{Lr}}{dt} + V_o = 0 \quad (29)$$

$$L_{f3} \frac{di_{Lf3}}{dt} + L_{s3} \frac{di_{Ls3}}{dt} - e_c(t) = 0 \quad (30)$$

$$L_r \frac{di_{Lr}}{dt} + V_{co} + V_{cr} - L_{s2} \frac{di_{Ls2}}{dt} + V_{cb} = 0 \quad (31)$$

$$C_o \frac{dV_o}{dt} = i_{Lr} - I_o \quad (32)$$

[動作模式五]($t_4 \sim t_5$)：

在動作模式五中開關 S_1 截止、 S_2 導通，開關 S_2 達到零電壓切換效果，電流 I_{Lr} 由正慢慢下降，直到轉為負，才會進行下一個狀態，等效電路如圖 3-17 所示，而電路狀態方程式如下。

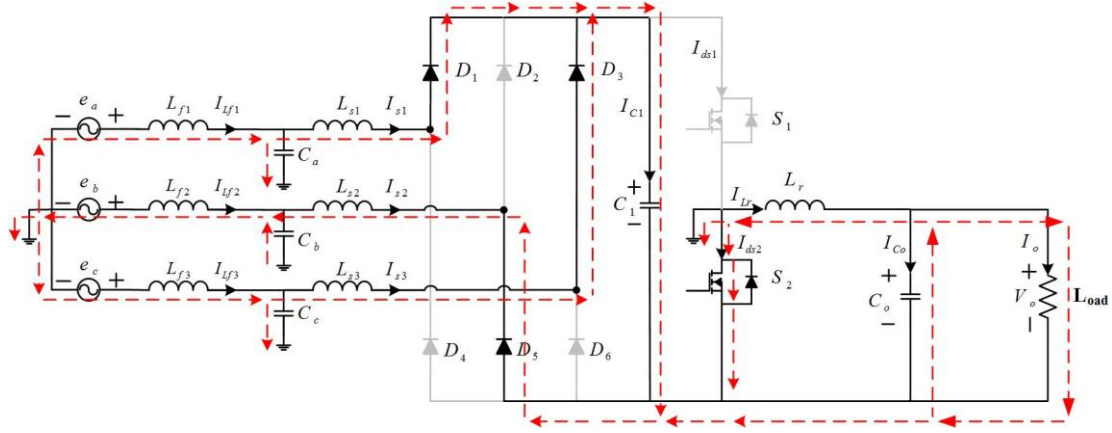


圖3-17 LC架構動作模式五等效電路圖

$$L_{f1} \frac{di_{Lf1}}{dt} - e_a(t) + V_{ca} = 0 \quad (33)$$

$$L_{f2} \frac{di_{Lf2}}{dt} - e_b(t) + V_{cb} = 0 \quad (34)$$

$$L_{f3} \frac{di_{Lf3}}{dt} - e_c(t) + V_{cc} = 0 \quad (35)$$

$$L_{f1} \frac{di_{Lf1}}{dt} + L_{s1} \frac{di_{Ls1}}{dt} - e_a(t) = 0 \quad (36)$$

$$e_b(t) - L_{f2} \frac{di_{Lf2}}{dt} - L_{s2} \frac{di_{Ls2}}{dt} + L_r \frac{di_{Lr}}{dt} + V_o = 0 \quad (37)$$

$$L_{f3} \frac{di_{Lf3}}{dt} + L_{s3} \frac{di_{Ls3}}{dt} - e_c(t) = 0 \quad (38)$$

$$L_r \frac{di_{Lr}}{dt} + V_o - L_{s2} \frac{di_{Ls2}}{dt} + V_{cb} = 0 \quad (39)$$

$$C_o \frac{dV_o}{dt} = i_{Lr} - I_o \quad (40)$$

[動作模式六]($t_5 \sim t_6$)：

在動作模式六中開關 S_1 截止、 S_2 導通，電流 I_{Lr} 轉為負，等效

電路如圖 3-18 所示，而電路狀態方程式如下。

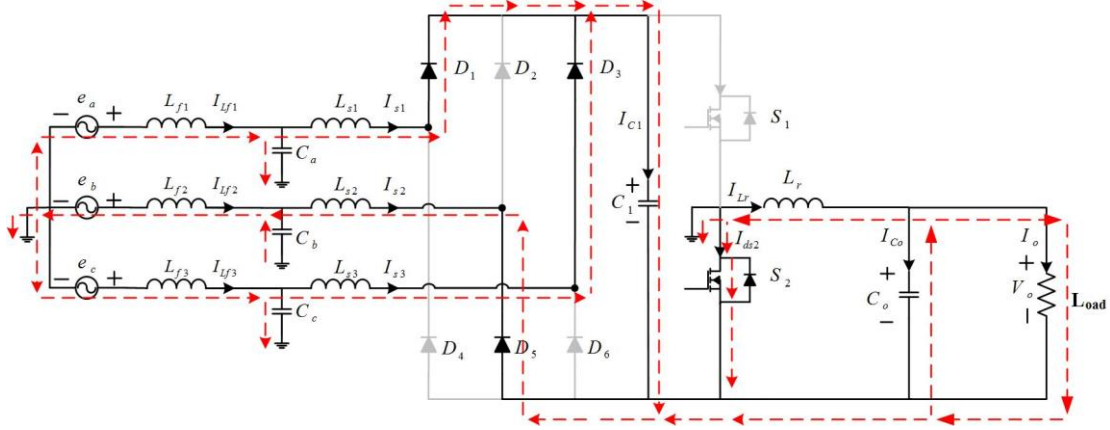


圖3-18 LC架構動作模式六等效電路圖

$$L_{f1} \frac{di_{Lf1}}{dt} - e_a(t) + V_{ca} = 0 \quad (41)$$

$$L_{f2} \frac{di_{Lf2}}{dt} - e_b(t) + V_{cb} = 0 \quad (42)$$

$$L_{f3} \frac{di_{Lf3}}{dt} - e_c(t) + V_{cc} = 0 \quad (43)$$

$$L_{f1} \frac{di_{Lf1}}{dt} + L_{s1} \frac{di_{Ls1}}{dt} - e_a(t) = 0 \quad (44)$$

$$e_b(t) - L_{f2} \frac{di_{Lf2}}{dt} - L_{s2} \frac{di_{Ls2}}{dt} + L_r \frac{di_{Lr}}{dt} + V_o = 0 \quad (45)$$

$$L_{f3} \frac{di_{Lf3}}{dt} + L_{s3} \frac{di_{Ls3}}{dt} - e_c(t) = 0 \quad (46)$$

$$L_r \frac{di_{Lr}}{dt} + V_o - L_{s2} \frac{di_{Ls2}}{dt} + V_{cb} = 0 \quad (47)$$

$$C_o \frac{dV_o}{dt} = i_{Lr} - I_o \quad (48)$$

3.3 新型交直流轉換器特性

本文所提 LC 架構新型轉換器，改善傳統轉換器的缺點，整體架構如圖 所示，此轉換器優點：前端開迴路即具有功率因數校正 (Power Factor Correction,PFC)，搭配 LC 諧振電路來達到零電壓切換 (Zero Voltage Switching,ZVS)，且控制簡單，僅需兩組控制訊號驅動功率開關。

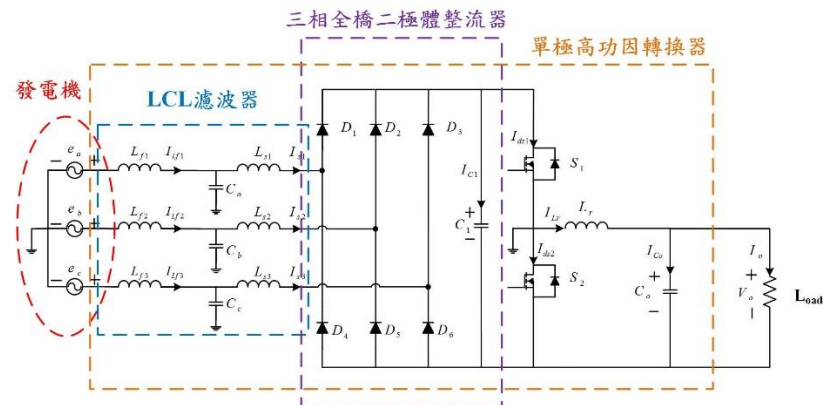


圖3-19 所提轉換器整體架構圖

另一為 LLC 架構新型轉換器，整體架構如圖 3-20 所示，此轉換器優點：除具有 PFC 外，零電壓切換則是利用 LLC 諧振電路達成，後端利用隔離變壓器與倍壓電路來達到高升壓比的效果。

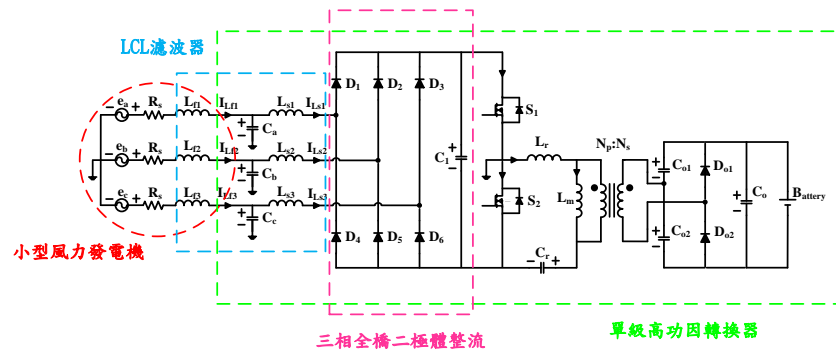


圖3-20 所提轉換器整體架構圖

3.3.1 功率因數校正(Power Factor Correction, PFC)

PFC 即功率因數校正，利用功率開關切換來調整輸入電流波形，使其輸入電源電壓與電流相位儘可能一致，另一方面功率因數亦指的是有效功率與視在功率之間的關係，也就是有效功率除以視在功率的比值。基本上功率因素可以衡量電力被有效利用的程度，當功率因數值越大，代表其電力利用率越高。圖 為功率因數校正示意圖。

功率因數校正好處：

- (1).節省電費
- (2).增加電力系統實功、減少電力系統虛功
- (3).減少電流諧波

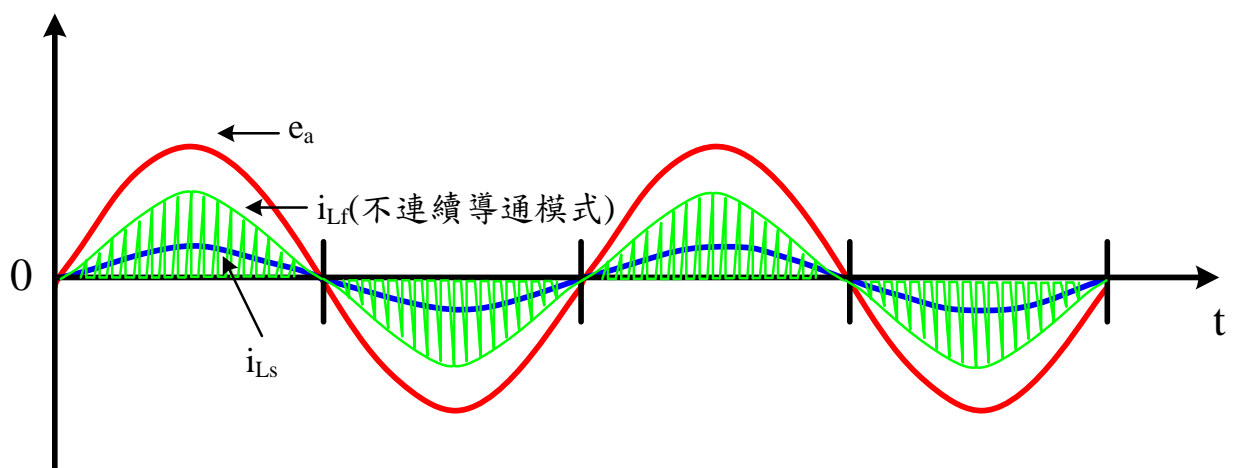


圖3-21 功率因數校正示意圖

3.3.2 零電壓切換分析(Zero Voltage Switching, ZVS)

如圖 3-22 所示，為零電壓切換示意圖，此原理於開關截止時，寄生電容是否能完全進行充放電，而當寄生電容與諧振電路共振至零電位，背接二極體導通，將開關跨壓箝在零電位達到 ZVS。

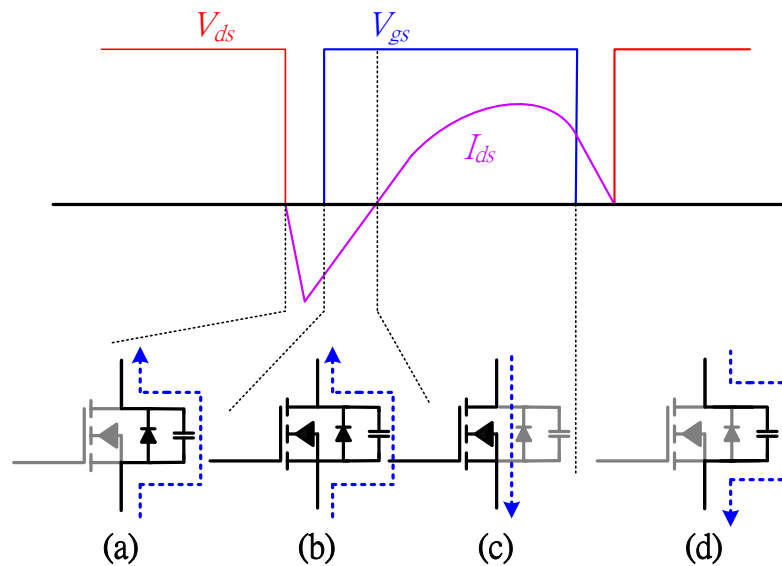


圖3-22 零電壓開關切換示意圖

- (a)開關 off 切換至 on 瞬間，共振電流流經背接二極體且寄生電容進行放電，電流方向由 S 極流向 D 極。
- (b)開關導通，達到零電壓切換，此時電流仍然由 S 極流向 D 極。
- (c)開關導通，而電流由 D 極經過通道流向 S 極。
- (d)開關截止，此 MOSFET 對寄生電容的充電及另一 MOSFET 寄生電容的放電及背接二極導通及箝位，完成一個完整切換時序，而後周而復始。

3.3.2 電路諧振頻率分析

(1) LC 並聯諧振電路

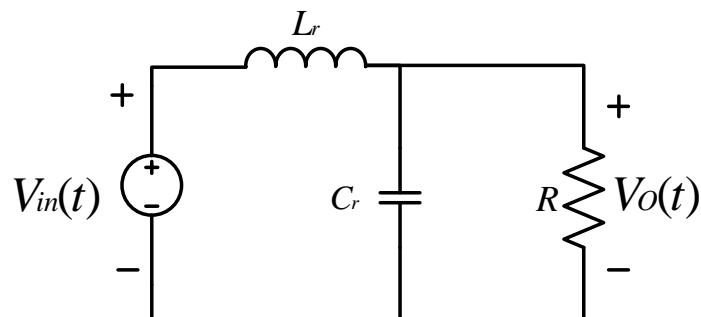


圖3-23 LC並聯諧振電路

由上圖可知電壓增益之轉移函數：

$$\frac{V_o(s)}{V_{in}(s)} = \frac{\frac{1}{sC_r} // R}{sL_r + (\frac{1}{sC_r} // R)} = \frac{1}{s^2 L_r C_r + \frac{sL_r}{R} + 1} = \frac{1}{(\frac{s}{\omega_r})^2 + \frac{1}{Q}(\frac{s}{\omega_r}) + 1}$$

品質因數： $Q = \frac{R}{(\omega_r)}$

共振頻率： $f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}}$

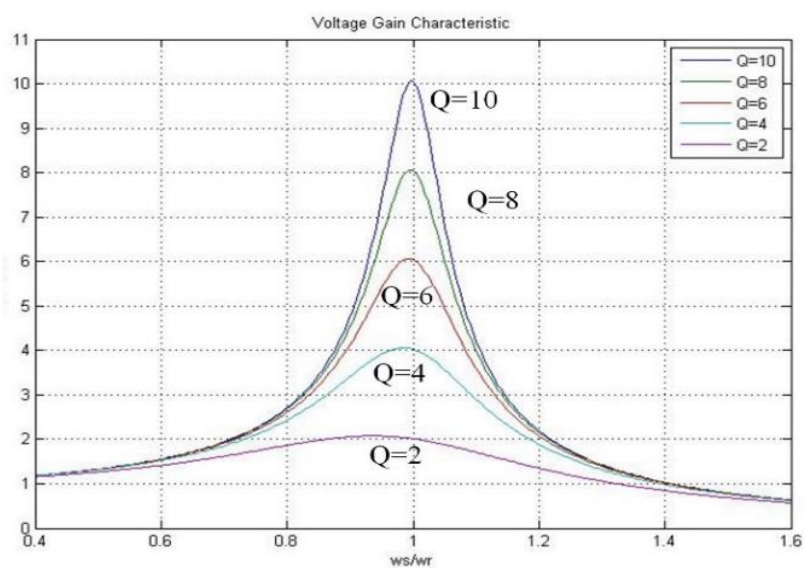


圖3-24 LC並聯諧振之頻率響應

(2) LLC 串聯諧振電路

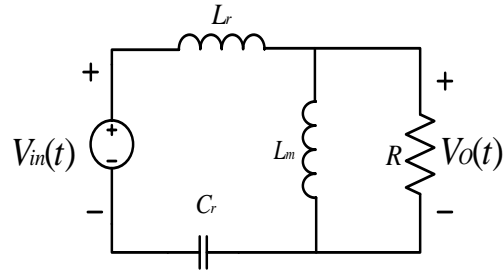


圖3-25 LLC串聯諧振電路

由上圖可得電壓增益之轉移函數：

$$\begin{aligned}\frac{V_o(s)}{V_{in}(s)} &= \frac{sL_m // R}{sL_r + \frac{1}{sC_r} + (sL_m // R)} \\ &= \frac{s^2 L_m C_r}{\frac{L_r C_r L_m}{R} s^3 + (L_r C_r + L_r C_r) s^2 + \frac{L_m}{R} s + 1}\end{aligned}$$

品質因數： $Q = \frac{\sqrt{L_r}}{R C_r}$

第一共振頻率： $f_{r1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}}$ 第二共振頻率： $f_{r2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_r + L_m) C_r}}$

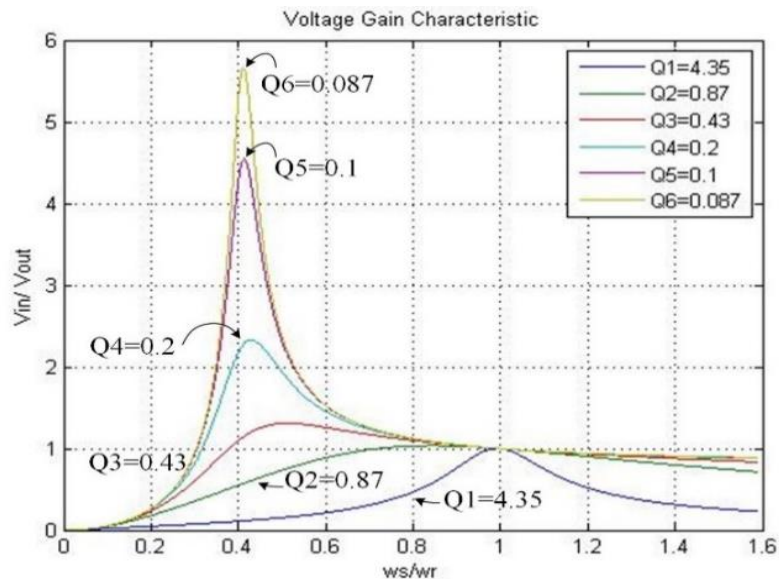


圖3-26 LLC串聯諧振之頻率響應

LC 並聯諧振之頻率響應 MATLAB 程式

```
r=50
r2=40
r3=30
r4=20
r5=10
Lr=200*10^(-6)
Cr=10*10^(-6)
LC=sqrt(Lr*Cr)
Qa=(Lr/LC)/r
Qb=(Lr/LC)/r2
Qc=(Lr/LC)/r3
Qd=(Lr/LC)/r4
Qe=(Lr/LC)/r5
Q1=1./Qa
Q2=1./Qb
Q3=1./Qc
Q4=1./Qd
Q5=1./Qe
ws=0:100:50000
w=1/LC
a=ws./w
b=(a*i).^2
g=1./(b+a.*Qa.*i+1)
g2=1./(b+a.*Qb.*i+1)
g3=1./(b+a.*Qc.*i+1)
g4=1./(b+a.*Qd.*i+1)
g5=1./(b+a.*Qe.*i+1)
Y=abs(g)
Y2=abs(g2)
Y3=abs(g3)
Y4=abs(g4)
Y5=abs(g5)
plot(a,Y,a,Y2,a,Y3,a,Y4,a,Y5)
legend('Q=10','Q=8','Q=6','Q=4','Q=2')
title('Voltage Gain Characteristic')
```

```
xlabel('ws/wr')
ylabel('Vin/ Vout')
axis([0.4,1.6,0,12])
grid on
```

LLC 串聯諧振之頻率響應 MATLAB 程式

```
clear
r1=1
r2=5
r3=10
r4=20
r5=40
r6=50
Lr=13.8*10^(-6)
Cr=0.73*10^(-6)
Lm=69*10^(-6)
K=1./(Lm/Lr)
wr1=1./(sqrt(Lr*Cr))
fr1=wr1./2*pi
wr2=1./(sqrt((Lr+Lm)*Cr))
fr2=wr2./2*pi
Q1=(sqrt(Lr/Cr))./r1
Q2=(sqrt(Lr/Cr))./r2
Q3=(sqrt(Lr/Cr))./r3
Q4=(sqrt(Lr/Cr))./r4
Q5=(sqrt(Lr/Cr))./r5
Q6=(sqrt(Lr/Cr))./r6
ws=0:100:500000
a1=ws./wr1
a2=ws./wr2
x=(a2./a1).^2
x2=(1./a1).^2
x3=1./a1
g1=1./(K*(x-x2)+(i.*Q1)*(a1-x3))
g2=1./(K*(x-x2)+(i.*Q2)*(a1-x3))
g3=1./(K*(x-x2)+(i.*Q3)*(a1-x3))
g4=1./(K*(x-x2)+(i.*Q4)*(a1-x3))
g5=1./(K*(x-x2)+(i.*Q5)*(a1-x3))
```

```

g6=1./(K*(x-x2)+(i.*Q6)*(a1-x3))
Y1=abs(g1)
Y2=abs(g2)
Y3=abs(g3)
Y4=abs(g4)
Y5=abs(g5)
Y6=abs(g6)
plot(a1,Y1,a1,Y2,a1,Y3,a1,Y4,a1,Y5,a1,Y6)
legend('Q1=4.35','Q2=0.87','Q3=0.43','Q4=0.2','Q5=0.1','Q6=0.087')
title('Voltage Gain Characteristic')
xlabel('ws/wr')
ylabel('Vin/ Vout')
axis([0,1.6,0,6])
grid on

```

第四章 系統模擬與實驗結果

4.1 轉換器模擬

接下來將介紹利用套裝軟體 PSIM9.0 模擬前端功率因數校正 (PFC)和開關零電壓切換功能(ZVS)，並量測 15.6V 之波形，其開關切換頻率控制在 40k(Hz)附近，模擬方塊如圖 4-1 所示，控制方塊如 4-2 所示、模擬參數如表 4-1 所示，模擬波形如圖 4-3、4-4、4-5 所示。

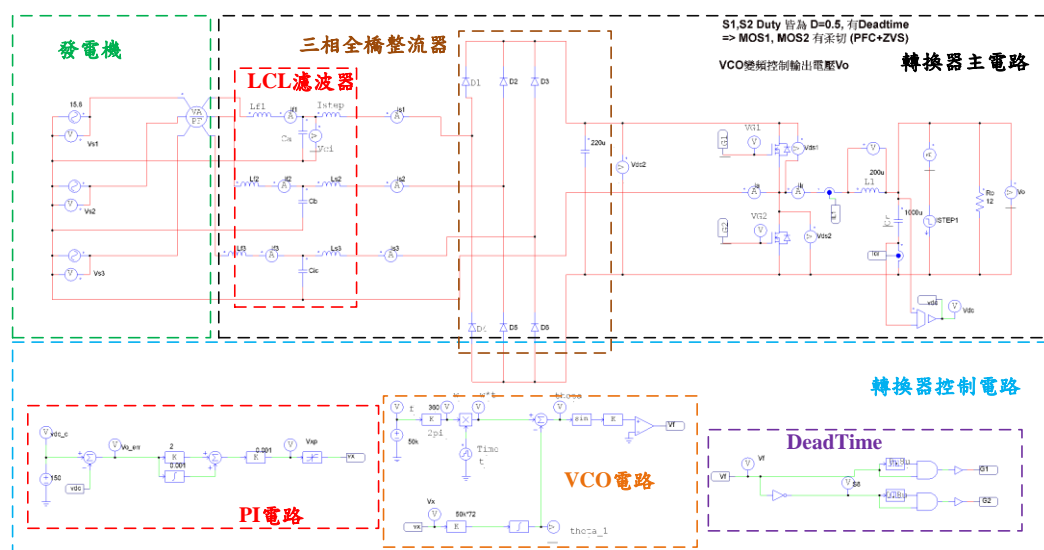


圖4-1 模擬方塊

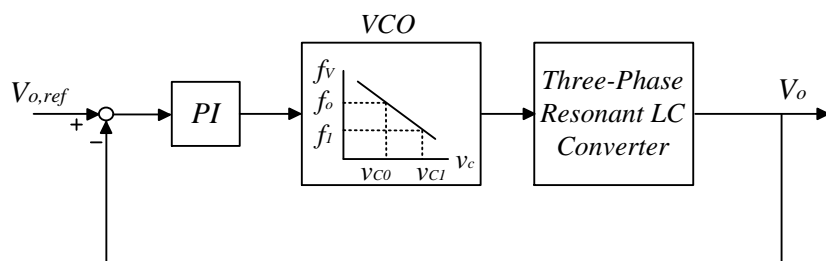


圖4-2 控制方塊

表 4-1 LC 架構模擬元件規格

| 項目名稱 | 規格參數 |
|--------------------------------|-------|
| 前端 PFC 電路 | |
| L_{f1} 、 L_{f2} 、 L_{f3} | 300uH |
| L_{s1} 、 L_{s2} 、 L_{s3} | 20uH |
| C_a 、 C_b 、 C_c | 4.7uF |
| LC 諧振電路 | |
| L_r | 200uH |
| C_o | 100uF |

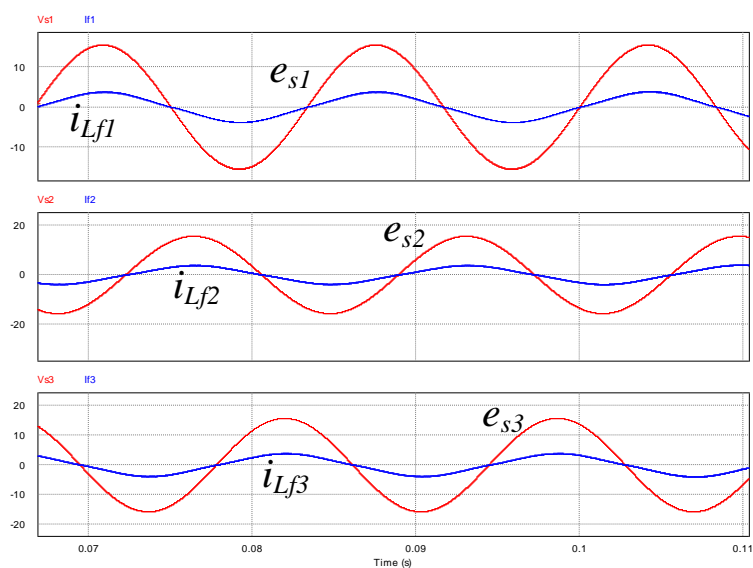


圖4-3 LC架構模擬輸入電壓 e_s 與輸入電流 i_{Lf}

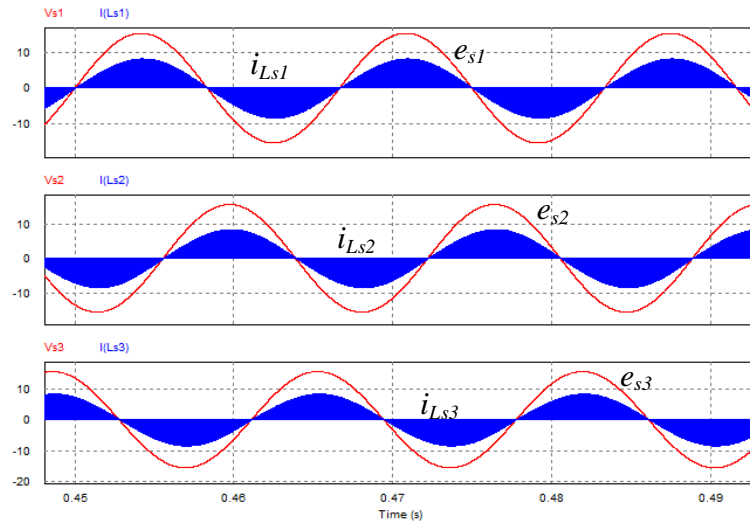


圖4-4 LC架構模擬輸入電壓 e_s 與輸入電流 i_{Ls}

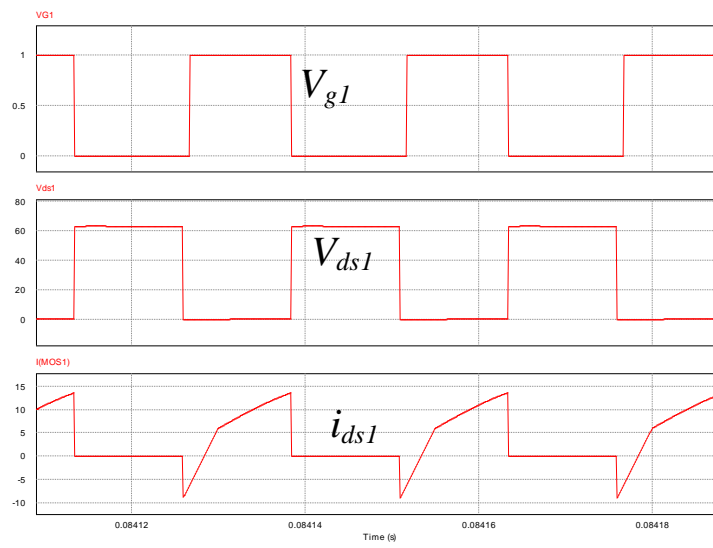


圖4-5 LC架構模擬開關切換訊號

另一為 *LLC* 架構電路，其開關切換頻率控制在 40k(Hz)附近，模擬方塊如圖 4-6 所示，控制方塊如 4-7 所示、模擬參數如表 4-3 所示，模擬波形如圖 4-8、4-9、4-10 所示。

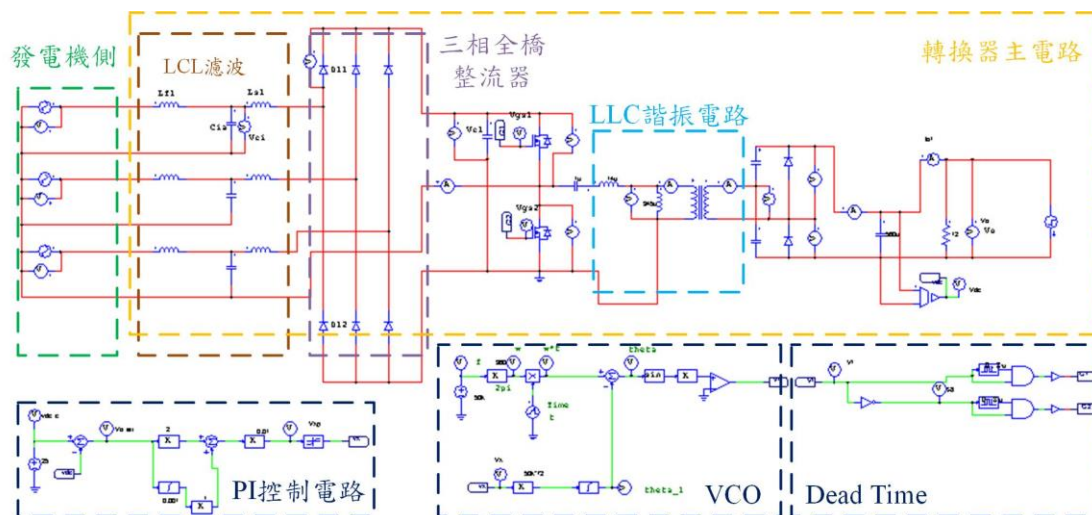


圖4-6 *LLC*架構轉換器模擬方塊

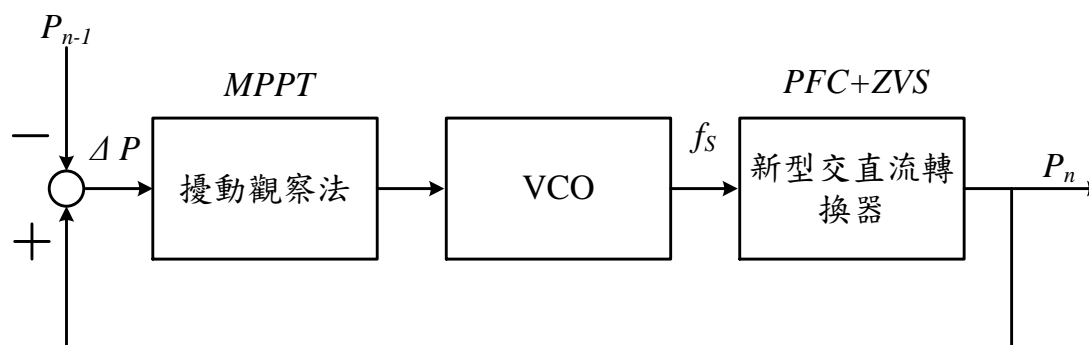


圖4-7 *LLC*架構轉換器控制方塊

表 4-2 LLC 架構模擬元件規格

| 項目名稱 | 規格參數 |
|--------------------------------|-------|
| 前端 PFC 電路 | |
| L_{f1} 、 L_{f2} 、 L_{f3} | 300uH |
| L_{s1} 、 L_{s2} 、 L_{s3} | 20uH |
| C_a 、 C_b 、 C_c | 4.7uF |
| LLC 諧振電路 | |
| L_r | 15uH |
| L_m | 350uH |
| C_r | 1nF |
| 穩壓、濾波電路 | |
| C_1 | 220uF |
| C_{o1} 、 C_{o2} | 100uF |
| C_o | 470uF |

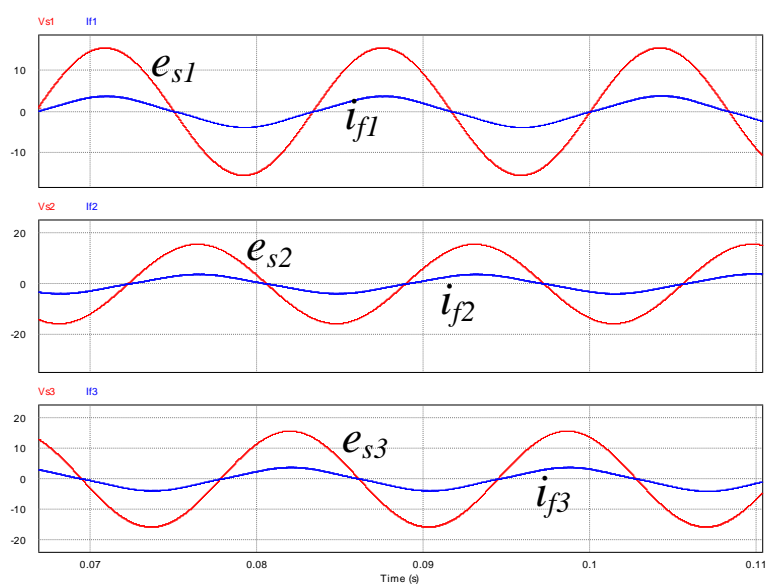


圖4-8 LLC架構模擬輸入電壓 e_s 與輸入電流 i_{Lf}

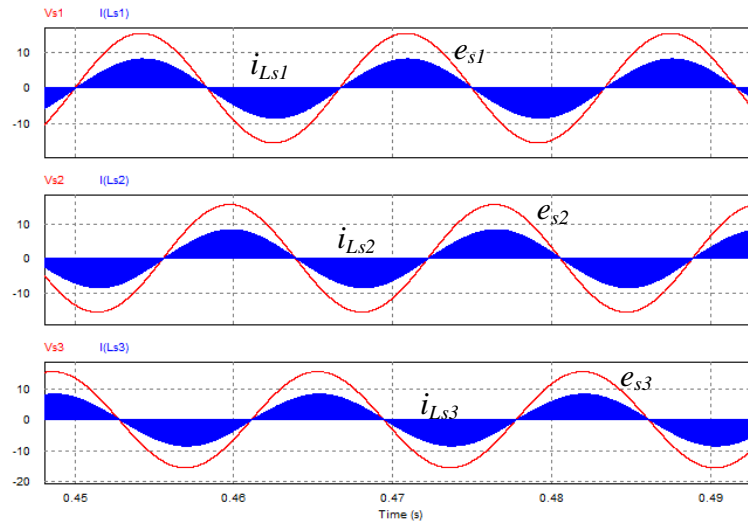


圖4-9 LLC架構模擬輸入電壓 e_s 與輸入電流 i_{Ls}

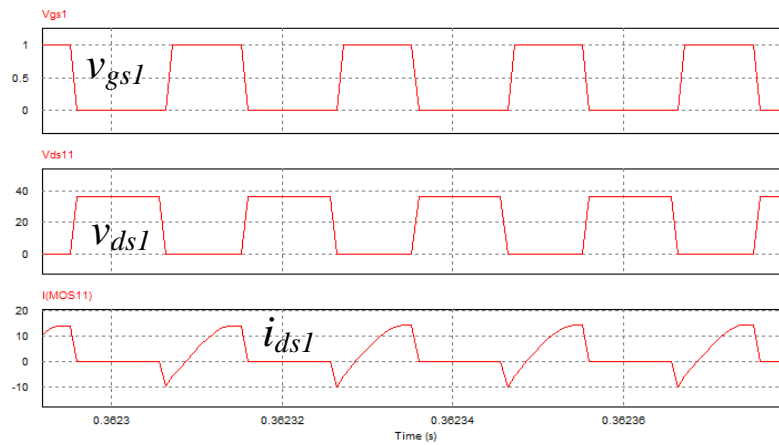


圖4-10 LLC架構模擬開關切換訊號

4.2 硬體實作

4.2.1 控制電路

在控制電路中，利用 LM324 運算放大器來達到 PI 的命令控制，並送到 VCO XR2206 上再經過 CD4049 搭配電阻電容二極體達到 dead time 的功能。

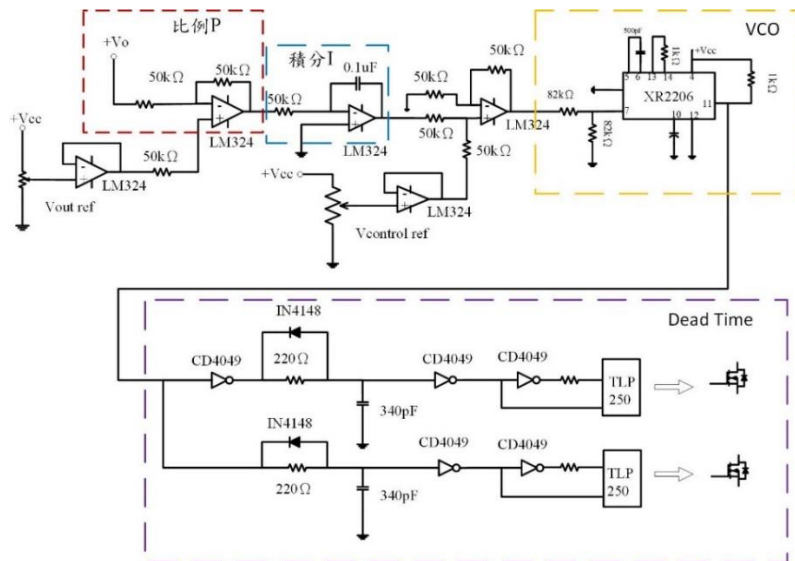


圖 4-11 控制電路

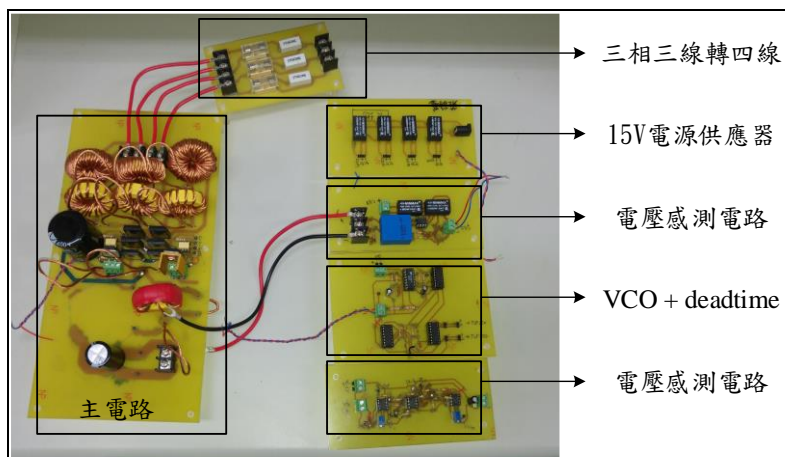


圖 4-12 硬體電路

4.2.2 硬體電路

Y 接三相三線電源輸入轉成 Y 接三相四線，經由主電路轉換為直流電，利用電壓感測電路量測輸出電壓值，量測後再經由 PI 控制進入 VCO 電路，最後利用 dead time 將切換訊號驅動 IFR460 開關。如圖 4-7。主電路部分有兩種架構，一種為 *LC* 電路另一種為 *LLC* 電路。

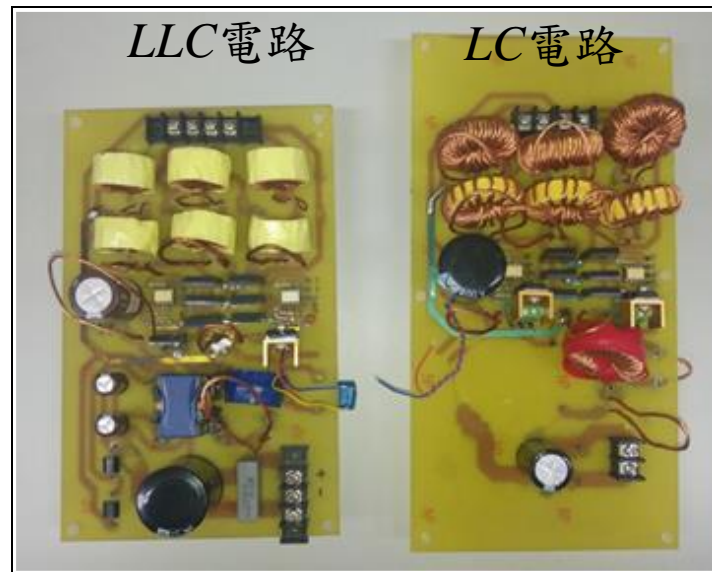


圖4-13 左為LLC架構，右為LC架構

4.2.3 實作波形

表 4-3 LLC 架構實作元件規格

| 項目名稱 | 規格參數 |
|--------------------------------|------------|
| 前端 PFC 電路 | |
| L_{f1} 、 L_{f2} 、 L_{f3} | 300uH |
| L_{s1} 、 L_{s2} 、 L_{s3} | 20uH |
| C_a 、 C_b 、 C_c | 4.7uF |
| LC 諧振電路 | |
| L_r | 200uH |
| C_o | 100uF |
| 其他元件 | |
| 功率開關 | IRF460 |
| 整流二極體 | DSEP30-06A |
| 快速二極體 | RF604 |

(1) LC 電路架構：以下表之規格製作 LC 架構電路，所量測之波形如下。

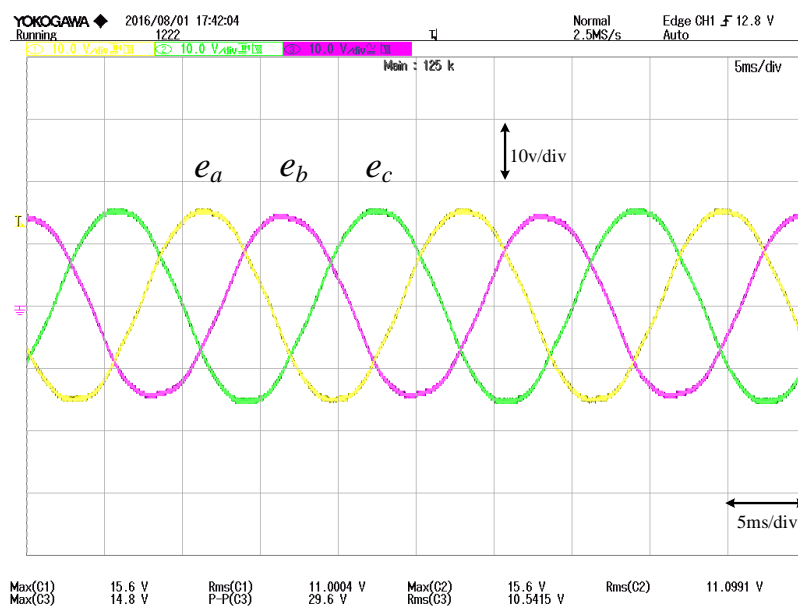


圖4-14 輸入三相電壓

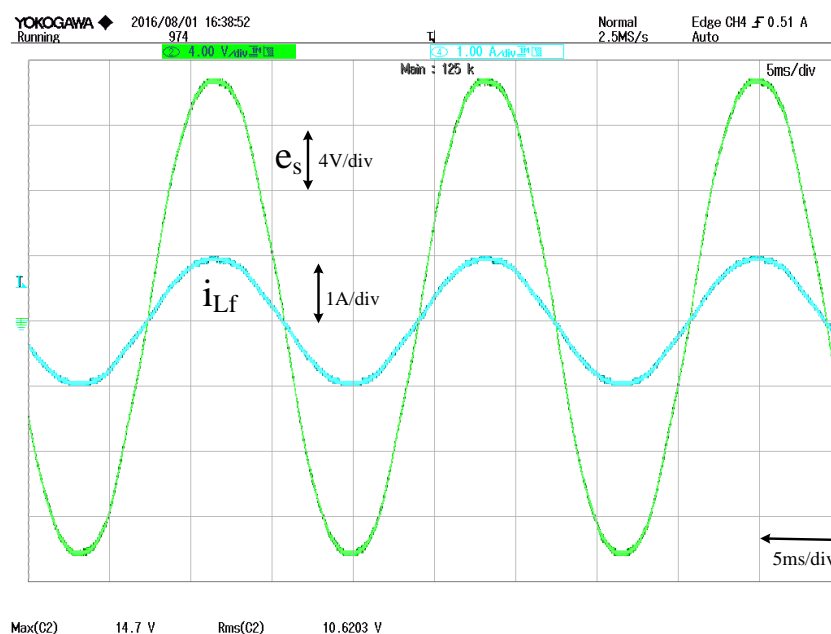


圖4-15 LC 架構輸入電壓 e_a 、輸入電流 i_{Lf} 波形

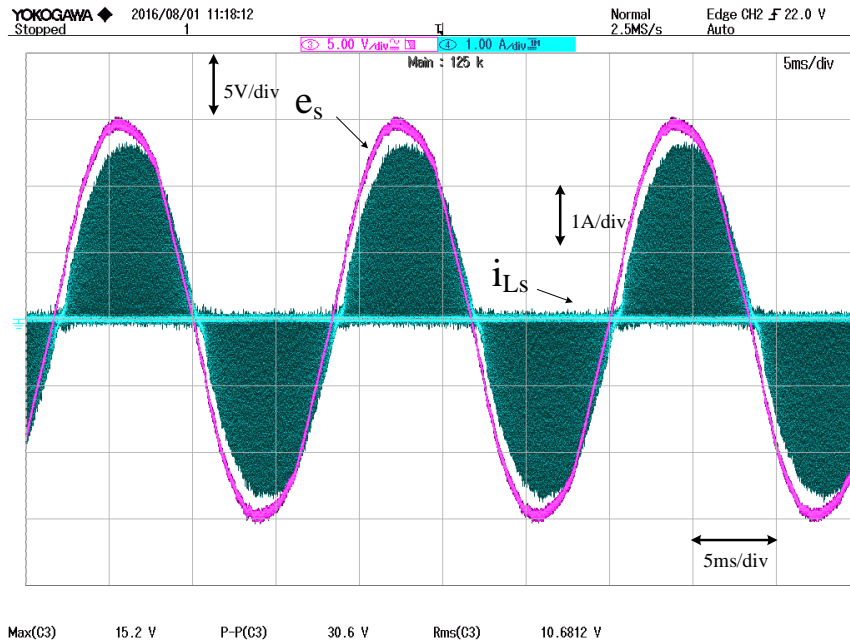


圖4-16 LC架構輸入電壓 e_a 、輸入電流 i_{Ls} 波形

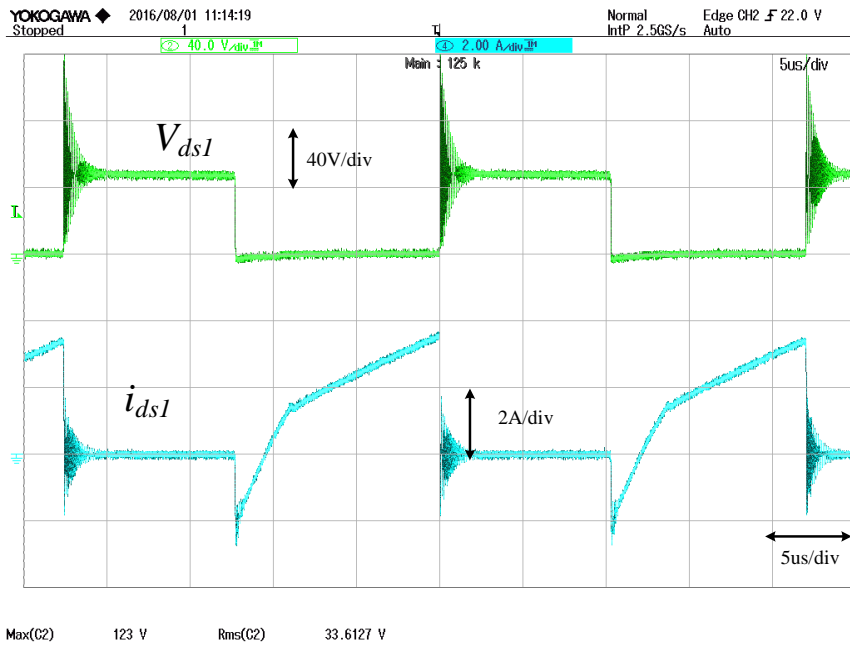


圖4-17 LC架構上臂開關跨壓 V_{ds1} 、上臂開關電流 i_{ds1} 波形

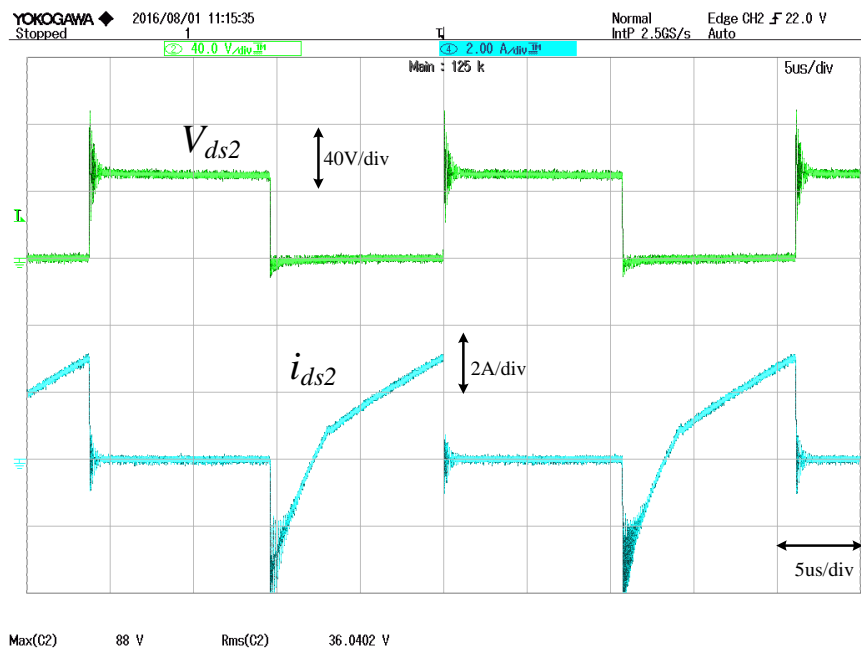


圖4-18 LC 架構下臂開關跨壓 V_{ds2} 、下臂開關電流 i_{ds2} 波形

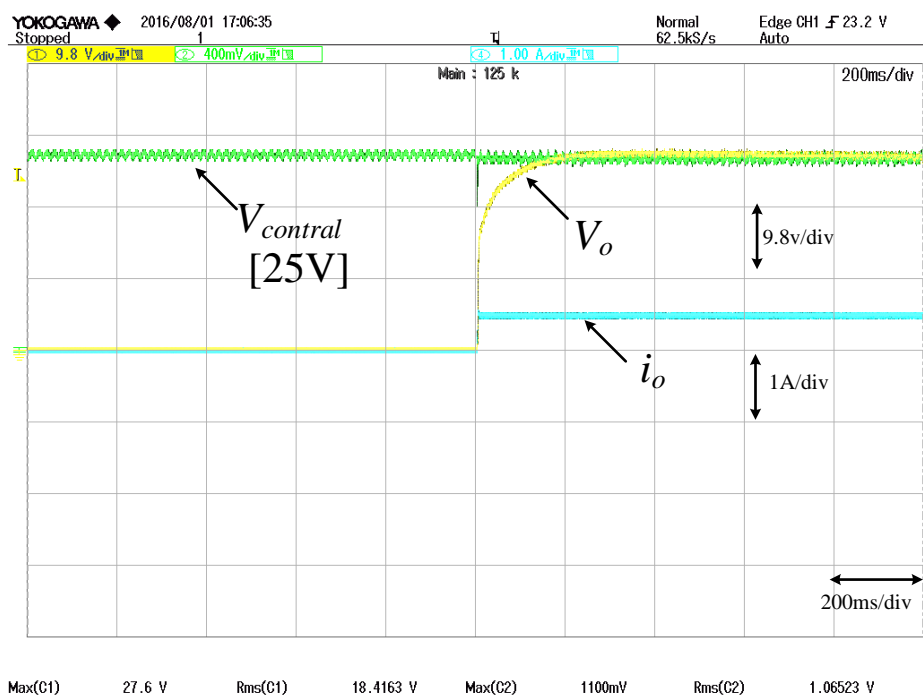


圖4-19 LC 架構輸出波形從無載到有載

(2)LLC 電路架構：以下表之規格製作 LC 架構電路與所量測波形。

表 4-4 LLC 架構實作元件規格

| 項目名稱 | 規格參數 |
|--------------------------------|------------|
| 前端 PFC 電路 | |
| L_{f1} 、 L_{f2} 、 L_{f3} | 300uH |
| L_{s1} 、 L_{s2} 、 L_{s3} | 20uH |
| C_a 、 C_b 、 C_c | 4.7uF |
| LLC 諧振電路 | |
| L_r | 15uH |
| L_m | 350uH |
| C_r | 1nF |
| 穩壓、濾波電路 | |
| C_1 | 220uF |
| C_{o1} 、 C_{o2} | 100uF |
| C_o | 470uF |
| 其他元件 | |
| 功率開關 | IXTQ30N60P |
| 整流二極體 | DSEP30-06A |
| 快速二極體 | RF604 |
| 變壓器匝比 | 1：1 |

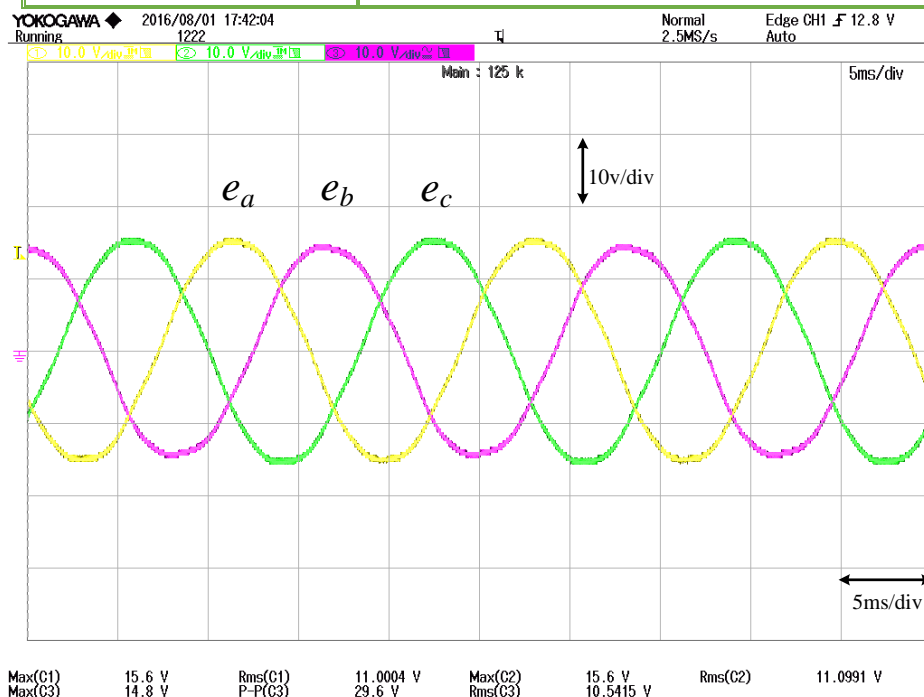


圖4-20 輸入三相電壓

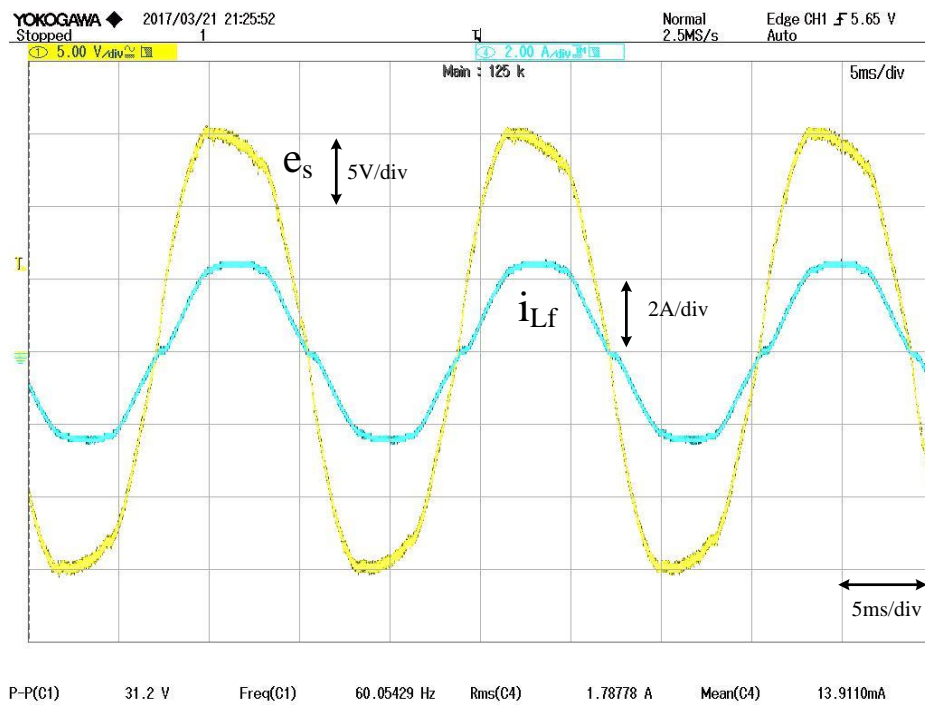


圖4-21 LLC架構輸入電壓 e_a 、輸入電流 i_{Lf} 波形

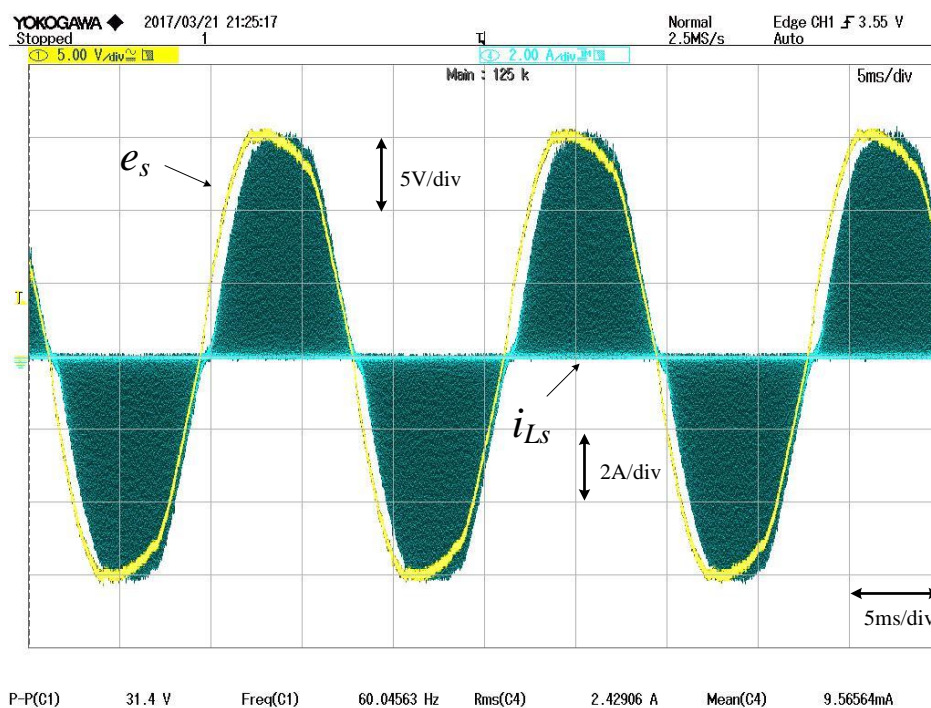


圖4-22 LLC架構輸入電壓 e_a 、輸入電流 i_{Ls} 波形

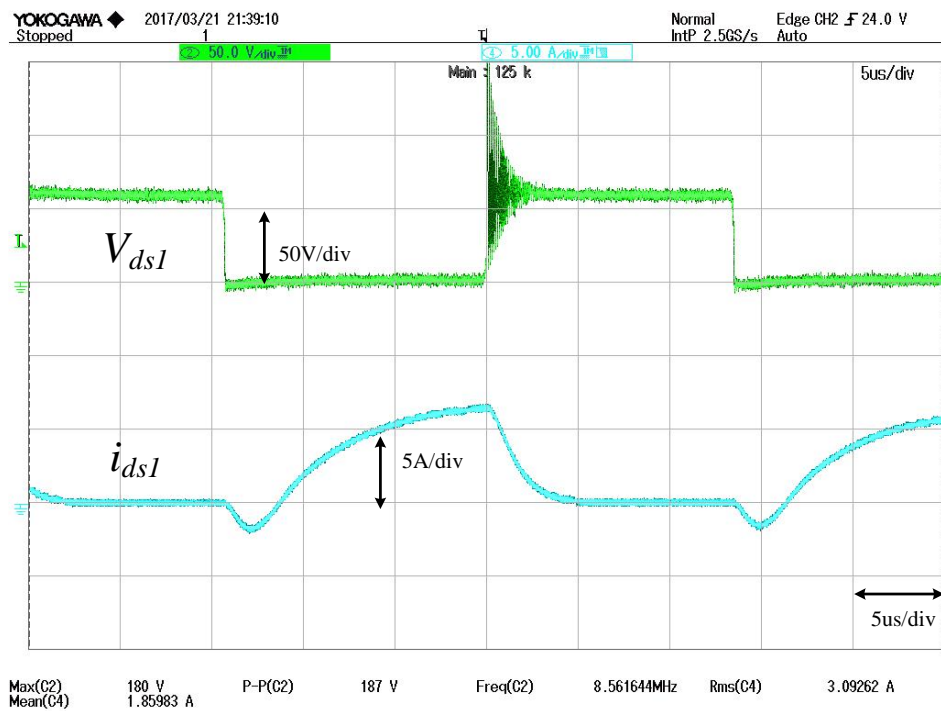


圖 4-23 LLC 架構上臂開關跨壓 V_{ds1} 、上臂開關電流 i_{ds1}

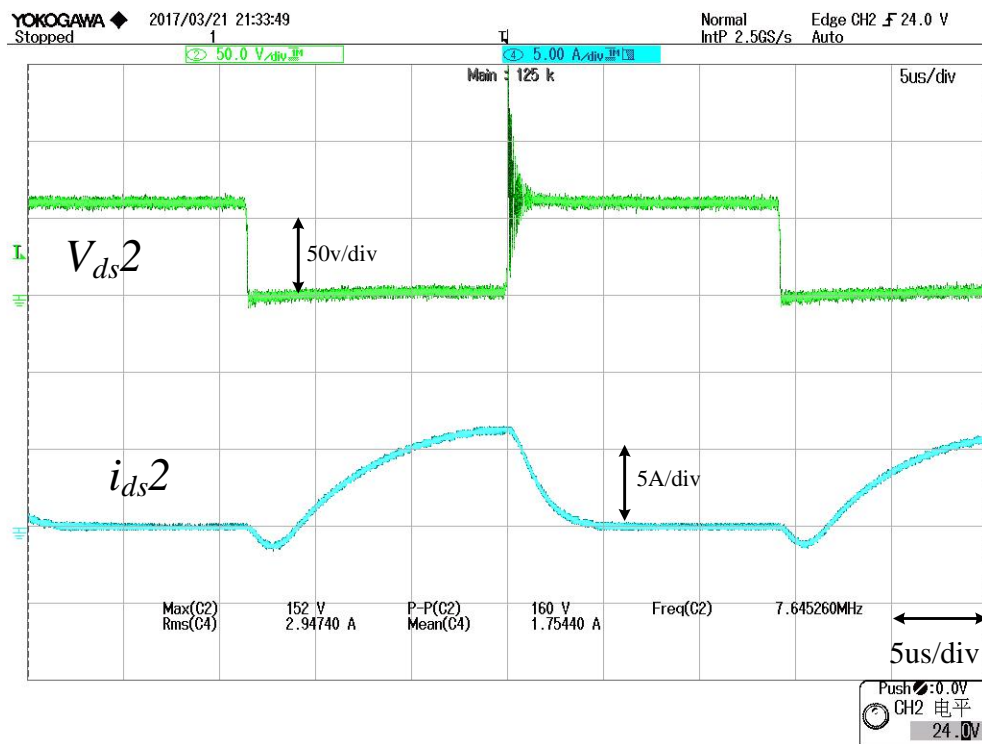


圖4-24 LLC架構下臂開關跨壓 V_{ds2} 、下臂開關電流 i_{ds2} 波形

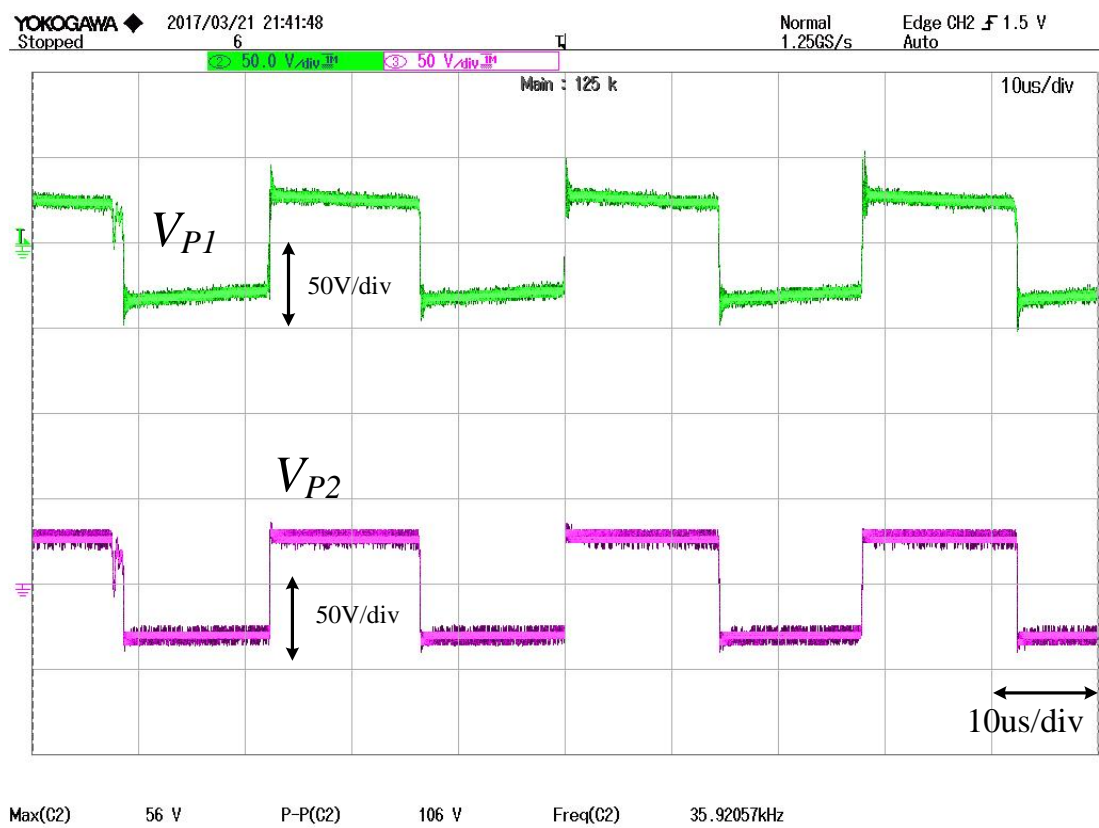


圖4-25 LLC架構變壓器一次側電壓 V_{P1} 與二次側電壓波形 V_{P2}

第五章 結論與未來展望

5.1 結論

本計畫已完成具高功因小型風力發電系統轉換器之研製，本專題計畫提出新型轉換器。在本文第二章分析常見的交直流轉換器優缺點，最後將針對常見最大功率法進行分析與探討。在本文第三章介紹所提新型交直流轉換器，並說明所提新型轉換器之動作原理與特性，其特性具有高功因、低輸入電流諧波以及零電壓切換效果，以減少各個功率開關元件之切換損失與所能承受的電壓與電流應力，近一步提高能量轉換效率，接著推導其狀態方程式，最後分析此轉換器暫態特性與穩態模擬結果。

第四章則介紹系統所採用之控制策略並以套裝軟體 PSIM9.0 模擬，以驗證系統控制方法及轉換器應用的可行性。最後介紹此離型電路之硬體電路，展示實驗波形及實驗結果。

5.2 未來展望

最後，受限於時間不足，本論文仍有一些值得未來繼續研究之方向，提出以下幾點建議以供參考：

- 1.將本文所提轉換器最大功率追蹤完成，讓整體電路更加完善。
2. VCO 控制的頻率能更符合在 LC 與 LLC 諧振電路頻率
- 3.控制電路 PI 的參數調整能更加符合電路的需求

第六章 參考文獻

- [1] 王建斌, “風力發電機之混合式最大功率追蹤法”, 大同大學電機工程研究所碩士論文, 民國九十八年。
- [2] K. Ohteska, K. Matur, I. Yamamoto, and Y. Yao, “A novel three-phase diode rectifier with sinusoidal input current,” IEEE International Symposium on Industry Electronics, vol. 2, pp.910-915,2006.
- [3] G. Spiazzi and F. C. Lee, “Implementation of single-phase boost power-factor-correction circuits in three-phase applications,” IEEE Transaction on Industry Electronics, vol. 44, no. 2, pp.365-371,2006.
- [4] P. Barbosa, F. Canales, and F. C. Lee, “Analysis and evaluation of the two-switch three-level boost rectifier,” in Proc. IEEE Power Electron. Specialists’ Conf. (PESC) Record, 2001, vol. 3, pp. 1659–1664.
- [5] 高永昌, “全橋半控型功率轉換器於風力發電系統之應用”, 國立臺灣科技大學電機工程學系碩士論文, 民國 98 年 1 月。
- [6] 許財華, 全橋 LLC 諧振轉換器設計與實現, 國立雲林科技大學碩士論文, 民國 2016 年
- [7] J. W. Huang, S. C. Wang and Y. H. Liu, “Design of a Digitally-controlled LLC Resonant Converter,” National Taiwan University of Science and Technology, 2011.
- [8] B. R. Lin, L. A. Lin, Y. J. Chiang ,and P. L. Chen, “Series Resonant Converter with Output Voltage Doubler”, in Proc. of IEEE TENCON, pp. 1823-1828, Nov. 2010.
- [9] B. R. Lin, H. K. Chiang, J. J. Chen, and H. Y. Shih, “Implementation of a Parallel ZVS Forward Converter with Less Power Switches”, in Proc. of IEEE ICIEA, pp. 104-111, 2010.
- [10] B. R. Lin, P. L. Chen, and C. L. Huang, “Analysis of LLC Converter with Series-Parallel Connection”, in Proc. of ICIEA, pp. 346-351, Jun. 2010.