

行政院原子能委員會核能研究所 委託研究計畫

功率調節系統輔助服務及調度策略研究

Study on Ancillary Services and Power Dispatching Strategies for Power Conditioning System

受委託機關(構)：國立高雄科技大學

計畫主持人：羅國原

參與人員：陳新岳、施建亨、李俊緯

聯絡電話：07-3814526 ext.15520

E-mail：kylo@nkust.edu.tw

日期：中華民國一零九年十二月二十二日

摘要

隨著化石燃料蘊藏量有限和氣候變遷的影響，再生能源的發展越來越受到重視，政府已規劃太陽光電長期設置目標為 114 年達成 20 GW。其中屋頂型為 3GW，地面型為 17GW，整合風力發電使再生能源發電比例要達到 20%，隨著大量分散式再生能源裝置容量占比的增加，電網將衍生電力系統不穩定與併接點電壓變化過大等問題，而整合功率調節系統之微電網為其中解決方案之一，因此本計畫擬針對核研所微電網發展功率調節系統輔助服務及調度策略，可進行電壓調節以解決再生能源不穩定造成的電壓變動問題，進而改善電力品質與提供電力系統輔助服務。本研究計畫工作分述如下：參考三相六臂架構之功率調節系統之硬體參數，以 PSIM 進行功率調節系統模型建置，完成功率調節系統前饋控制架構設計規劃，功率調節系統三相獨立控制之電流控制器設計，以波德圖驗證系統穩定度，開發功率調節系統併網四象限功率輸出功能，獨立控制單輸出功率，提供電力輔助服務，補償不平衡之饋線。當與再生能源或儲能系統併聯操作時，可以同時執行實、虛功注入和補償，以協助電力系統穩定；當獨立供電給負載時，控制負載端電壓以維持供電正常。最後希望所開發之功率調節系統與其它微電網相關計畫整合測試，並展示微電網之穩定運轉。

中文關鍵字：功率調節系統、實/虛功補償、微電網

ABSTRACT

Because of fossil fuel exhaustion and global warming, renewable energies become more and more important recently. It is planned that the installed capacities of PVs and wind turbines will reach 20 GW and 4.2 GW by 2025. However, the high penetration of renewable energy will become an imminent challenge to the electricity grid in Taiwan. Especially to the characteristic of renewable energy's intermittence, it would cause fluctuation on power generation and voltage, which is worse and necessary to be deal with. A microgrid including a power conditioning system is one of the ways to increase the penetration rate of renewable energy, efficiently. The objective of this project is to develop ancillary services and power dispatching strategies for power conditioning systems that can actively participate to regulate the voltage and reduce the power quality impact for battery energy storage systems. This project will start with computer simulations for the power conditioning system. Based on the three-phase six-legs configuration, the individual power control capability of each phase can be achieved. In order to provide the required ancillary services, the proposed current controller is able to control the power flow between the microgrid and battery energy storage system. Also, the proposed power conditioning system can provide the microgrid with real and reactive power compensation to ensure the power supply quality.

Keywords : Power conditioning system, Active/Reactive Power Compensation, Microgrid

總目錄

摘要.....	I
Abstract.....	II
總目錄.....	III
圖目錄.....	V
表目錄.....	VIII
壹、 計畫目的	1
一、 計畫背景	1
二、 計畫目標	2
三、 國內外有關本計畫之研究	4
貳、 研究方法與過程	7
一、 前言	7
二、 功率調節系統電路分析	8
參、 研究成果	17
一、 第一季	17
(一) 鎖相迴路模擬.....	17
(二) 孤島模式模擬.....	18
(三) 電流超前電壓 90° 模擬.....	18
(四) 電流落後電壓 90° 模擬.....	19
(五) 電流電壓同相模擬.....	19

(六) 電流電壓反相模擬.....	20
(七) DSP28335 控制晶片控制板設計簡介	20
(八) PWM、ADC 與 GPIO 功能測試	26
二、 第二季	28
(一) 三相電壓 220V、60Hz 控制	28
(二) 具 3 秒內與市電鎖相之功能.....	29
三、 第三季	30
(一) 波德圖驗證系統穩定度.....	30
(二) 功率調節系統併網四象限功能.....	36
(三) 個別相輸出功能.....	40
四、 第四季	42
肆、 結論.....	43
參考文獻.....	44

圖目錄

圖 1. 雙向直流交流換流器架構(a) 三相半橋換流器 (b) 三相全橋換流器 (c) 三相四線橋式換流器.....	5
圖 2. 三相矩陣型升降壓 DAB 架構.....	5
圖 3. 單一高頻轉換電力級 AC-AC 架構.....	5
圖 4. 功率調節系統控制架構.....	8
圖 5. 具市電同步功能之 PLL 系統之(a) 控制方塊圖 (b)波德圖	9
圖 6. 功率調節系統轉移函數控制方塊圖.....	10
圖 7. 加入所設計 PR 控制器之開路轉移函數波德圖.....	11
圖 8. 太陽能發電預測與實際數據之比較 (a)再生能源變動較小 (b) 再生能源變動較大.....	12
圖 9. 功率調節系統經低通濾波器的輸出功率方塊圖.....	13
圖 10. 微電網虛功控制補償電壓示意 (a) 交流電網傳輸等效電路 (b) 電壓補償相量圖.....	14
圖 11. 功率調節系統虛功控制輸出方塊圖.....	15
圖 12. 所提出功率調節系統硬體架構.....	16
圖 13. 市電併聯前鎖相迴路模擬.....	17
圖 14. 孤島模式模擬.....	18
圖 15. 電流超前電壓 90° 模擬.....	18
圖 16. 電流落後電壓 90° 模擬.....	19
圖 17. 電流電壓同相模擬.....	19
圖 18. 電流電壓反相模擬.....	20
圖 19. DSP 控制板架構.....	21
圖 20. 電壓回授電路.....	21
圖 21. 電流回授電路.....	22

圖 22. GPIO 控制電路	22
圖 23. DSP(master)周邊電路	23
圖 24. DSP(slave)周邊電路	23
圖 25. OC 邏輯電路	24
圖 26. 電池端偵測電路	24
圖 27. PWM 輸出電路	25
圖 28. 3.3V 保護電路	25
圖 29. PWM 功能測試	26
圖 30. 直流訊號 ADC 功能測試	26
圖 31. 交流訊號 ADC 功能測試	27
圖 32. GPIO 功能測試	27
圖 33. 孤島 110V 運轉測試	28
圖 34. 孤島 220V 運轉測試	29
圖 35. 鎖相迴路架構	29
圖 36. 具 3 秒內與市電鎖相功能 (3 cycles)	30
圖 37. 全橋等效電路	31
圖 38. 孤島運轉控制方塊圖	32
圖 39. 市電並聯控制方塊圖	33
圖 40. 孤島運轉電壓控制波德圖	34
圖 41. 市電併聯運轉電流控制波德圖	35
圖 42. 市電併網暫態測試結果	35
圖 43. 1kVA 功率調節系統實體電路	36
圖 44. PF=1 輸出電壓電流波形	36
圖 45. 電流超前電壓 45°輸出電壓電流波形	37
圖 46. 電流超前電壓 90°輸出電壓電流波形	37
圖 47. 電流超前電壓 135°輸出電壓電流波形	38

圖 48. PF=-1 輸出電壓電流波形	38
圖 49. 電流落後電壓 45° 輸出電壓電流波形	39
圖 50. 電流落後電壓 90° 輸出電壓電流波形	39
圖 51. 電流落後電壓 90° 輸出電壓電流波形	40
圖 52. 三相輸出電壓電流 (R 相輸出+5kW, +5kVAR、S 相輸出+7kW, +7kVAR 與 T 相輸出+8kW, +8kVAR)	40
圖 53. 三相輸出電壓電流 (R 相輸出-5kW, +5kVAR、S 相輸出-7kW, +7kVAR 與 T 相輸出-8kW, +8kVAR)	41
圖 54. 三相輸出電壓電流 (R 相輸出-5kW, -5kVAR、S 相輸出-7kW, -7kVAR 與 T 相輸出-8kW, -8kVAR)	41
圖 55. 三相輸出電壓電流 (R 相輸出+5kW, -5kVAR、S 相輸出+7kW, -7kVAR 與 T 相輸出+8kW, -8kVAR)	42

表目錄

表 1. 換流器規格.....	17
表 2. 孤島運轉閉迴路系統設計參數表.....	33
表 3. 併網模式閉迴路系統設計參數表.....	34

壹、計畫目的

一、計畫背景

近年來受到日本福島核災事故與全球國際減碳壓力逐步增強等兩大外力影響，自 2019 年政府修正再生能源發展條例部分條文，大力推動再生能源的使用，台灣海峽適合發展離岸風能，為全球數一數二的優良風場。南台灣更有全年充足的日照，夏天用電負載最高的時候，也正是太陽能發電效率最好的時候。另外，地熱、生質能、海洋能，台灣也都有發展潛力。再生能源發展條例中規範 2025 年再生能源發電設備推廣目標總量達 27GW 以上，經濟部依據目標總量，規劃太陽光電長期設置目標為 114 年達成 20 GW。其中屋頂型為 3GW，地面型為 17GW，整合風力發電使再生能源發電比例要達到 20% [1]，隨著大量分散式再生能源裝置容量占比的增加，電網將衍生電力系統不穩定與併接點電壓變化過大等問題。但再生能源的建置有相當的土地面積需求，取得不易，且要在 2025 年達到再生能源占比 20% 目標並不容易。

另外為推行減碳政策，行政院訂下 2030 年完成全面使用電動公車及使用電動車輛公務車、2035 年禁售汽油機車與 2040 禁售汽油車的目標，因應交通工具造成的空氣汙染。109-113 年也將協助建立 3310 座電動機車充換電站，逐步朝向 2035 年禁售燃油機車目標邁進，然而建置大量充電站可能造成的電力不平衡、輸電容量不足與電壓浮動等電力問題，也將成為未來電網穩定供電的隱憂。面對新一代再生能源發電產業革新與電動車強勁成長的需求，如何更有效率使用再生能源與因應電力需求高漲，已成為目前迫切需要解決的重要課題。在這新的時空背景之下，開發應用於微電網之儲能系統為其中解決方案之一。若能整合分散式發電設備與儲能系統建立直流微電網，即便區域電網發生故障停電，微電網仍可即時提供電力進行充電與能源調控，進而提供該區域電網電力輔助服務，增加電網穩定度與維持電力品質[2-4]。

二、計畫目標

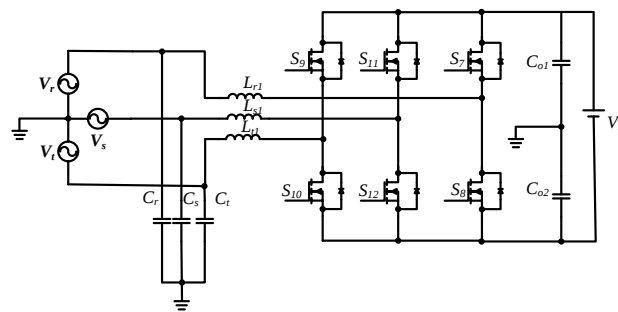
近年來隨著再生能源與電動車市場蓬勃發展，微電網的需求也水漲船高，根據國外網站 Marketsandmarkets 調查，2020 年為電網市場高達 286 億美金，預計將持續成長到 2025 年 474 億美金[5]，複合年均增長率可達到 10.6%。微電網的市場目前正在萌芽階段，發展隨之所需面臨的需求為：(1) 與交流電網四象限功率傳輸：儲能系統或微電網可透過一功率調節系統輔助服務及調度策略進行四象限功率傳輸，可依照電網狀態決定進行雙向實功與虛功功率傳輸，進而可提供區域電網輔助服務，增加電網穩定度與維持電力品質。(2) 整合儲能系統控制：不同的分散式能源發電特性不同，且再生能源具有不連續與不穩定特性，負載曲線也容易隨著環境而影響，如何調控電力維持供需平衡也將考驗功率調節系統輔助服務及調度策略設計控制策略的開發。(3) 低電壓穿越(LVRT)與模式切換功能：當交流電網系統電壓因故障降低時，微電網需要快速進行偵測並持續運轉，當低電壓長時間未恢復時，自動切換孤島模式維持微電網電力供電連續性與穩定。為能達成上述功能，因此本計畫針對核研所微電網系統，開發功率調節系統輔助服務及調度策略，整合儲能系統功能與交流電網四象限功率傳輸，當發生交流電網異常時，提供該區域電網電力輔助服務，增加電網穩定度與維持電力品質，讓微電網系統繼續維持穩定運作。

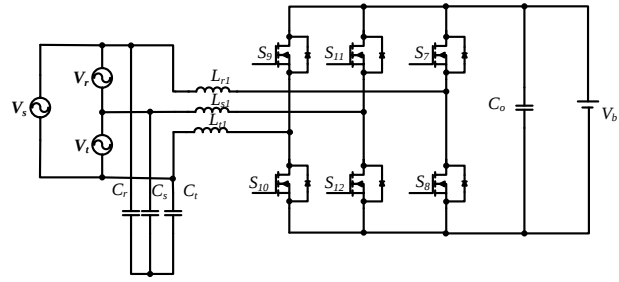
本計畫目的為開發應用核研所微電網之功率調節系統輔助服務及調度策略，可整合儲能系統後可解決再生能源不穩定造成的電壓變動問題，降低再生能源或負載對市電的影響。從另一方面來看，針對電力輔助服務的設備，如靜態同步補償器(STATCOM)、靜態虛功補償器(SVC)、整合型電力潮流控制器(UPFC)與彈性交流輸電系統(FACTS)等皆可由儲能系統來取代[6]-[8]。主要應用模式包括削峰填谷、負載轉移以及需量反應。當接近正午時剛好是接近尖峰負載區間，儲能系統可在此時提供負載需求，削去用電尖峰，降低市電契約容量與成本；接近午夜時剛好是接近離峰負載區間，儲能系統可在此時儲存電力，填補用電波谷，針

對間歇性運轉的高變動用電模式，儲能系統放電取代偶發性的用電尖峰；需量反應則是針對電力系統觀點，藉由系統離峰充電或尖峰放電參與台電輔助服務並取得服務收入，同時提高儲能設備利用率。此外，本計畫之功率調節系統可應用於目前交流電網對電動車充電的系統(G2V)，適合目前台灣交流電網架構，在反向可以做到電動車對電網進行放電(V2G)，並且電動車電池可以做到儲能效果，如同分佈式電源，在用電離峰時吸收多餘電力進行充電，在用電尖峰時期對電網進行放電[9], [10]。因此可以補償負載預測之異動甚至失準時及備轉容量不足之困難，進而達成電力調度之便利性。

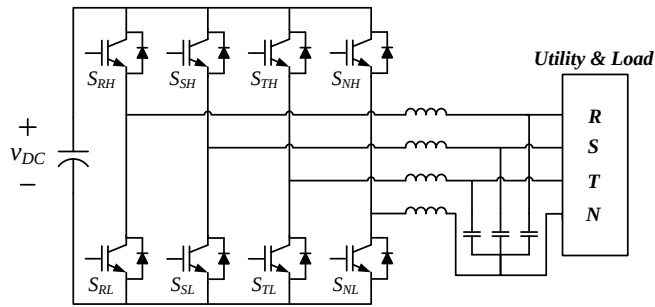
三、國內外有關本計畫之研究

目前國外的學術研究中，有關雙向直流交流換流器架構多採用半橋、全橋換流器架構[11]-[15]，如圖 1 所示，可利用正弦脈波寬度調變的方式可輸出正弦電壓或電流，其輸入電壓必須大於輸出電壓，三相四線橋式換流器如圖 1(c)所示，其含有八個開關元件，由於應用上必須同時控制所有開關，因而有著相當高的控制複雜度。相較於橋式換流器，電容分離式換流器的共模電壓在任何開關切換狀態下皆為定值，理論上並不會有電磁干擾和漏電流的問題，適合應用在太陽能發電系統。目前也延伸出不同電路架構，ETH 發展了三相矩陣型升降壓 DAB 架構[16]，如圖 2 所示，採用碳化矽 MOSFET 提升效率至 99%，另外考量切換損失和元件電壓應力考量，三階層換流器早在 1980 年就被提出來[17]，開關之電壓應力可降低，其延伸的多階轉換器(Multilevel Converter)可提供設計中高功率轉換器的解決方案[18],[19]。全橋輸出不為方波改為多階的類正弦波，可改善開關元件的電壓應力，但相對的要付出較多元件成本和控制複雜度，近年來，多階轉換器在市場上有很多中高功率應用實例，例如大型馬達驅動系統、鐵路拖曳系統與高壓直流傳輸(HVDC)等。多階轉換器輸出是由數個不同大小的直流獨立電壓源所合成。當輸出位階數愈多，輸出電壓諧波將大幅改善，因此便可減低輸出濾波器的製作規格，然而多階換流器的成本與可靠度也隨著階數增加而降低。其他架構方面，單一高頻轉換電力級設計架構被提出來[20]-[23]，如圖 3 所示，利用並聯電容諧振的方式達到開關零電壓切換的特性，進而增加電路轉換效率，電路架構中並沒有使用電解電容，可增加轉換器壽命，然而其實驗測試結果顯示其轉換效率為 89%，仍與傳統變壓器效率相差甚遠，同時對變壓器漏感的設計較敏感，且相對要控制 12 個開關元件，控制電路還是很複雜。





(b)



(c)

圖 1. 雙向直流交流換流器架構(a) 三相半橋換流器 (b) 三相全橋換流器 (c) 三相四線橋式換流器

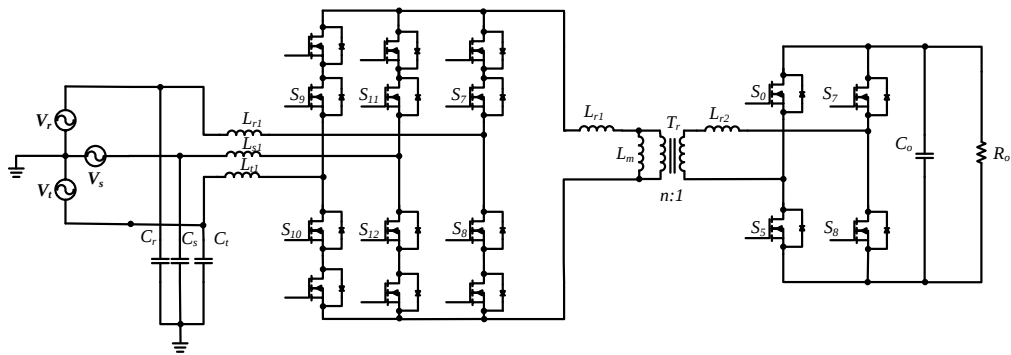


圖 2. 三相矩陣型升降壓 DAB 架構

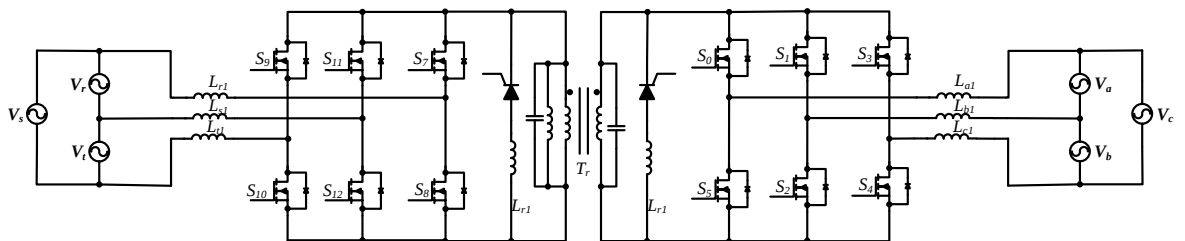


圖 3. 單一高頻轉換電力級 AC-AC 架構

國內相關研究方面如下，台灣大學陳耀銘教授進行雙向市電併聯型換流器之實虛功控制研究[24]，利用發展可在基本微控制器理處理實虛功控制方法；清

華大學吳財福教授併網型高頻高功率並聯轉換器系統[25]，提出解耦合直接數位控制方法，補償電感值變化與市電諧波之影響，也開發過超過百 kW 大功率儲能轉換器。交通大學鄒應嶼教授則開發並行操作的階層式控制(hierarchical control)智能電網換流器，提出一種包含虛擬阻抗的負載分流控制方法與分析交直流穩壓控制、孤島供電模式、併網電壓模式並行操作等主題[26]。成功大學梁從主教授則進行過多階換流器架構開發[27]，可減少元件電壓應力和改善轉換效率，台科大邱煌仁教授團隊則開發高切換頻率雙向 DC-DC 轉換器[28]，利用寬能隙元件與低電壓應力架構，提高功率密度並維持高轉換效率。綜上所述，國內研究較少應用三相六臂架構之功率調節系統之硬體架構，也較少實現功率調節系統三相獨立控制之電流控制。在產業發展方面，本計畫期望實現的功率調節系統，國內外已有多家企業具有能力開發，國外最有影響力的公司為 ABB，但其技術內容細節大多未公開，難以瞭解其實務開發技術層次和細節，而國內企業如台達電、光寶等也具備功率調節系統轉換器之能力，其較低功率電力電子技術已達到世界領先地位，但受限於國內高功率轉換器開發技術起步較晚，且微電網市場尚在萌芽階段，也不易投入太多相關研發資源，目前尚無此類型商品化實例。而本計畫主持人參與過 105 年能源國家型科技計畫—自主式分散型區域電力控管技術發展與應用、105 年國家型產學合作計畫—獨立型微電網系統技術發展與應用、106 年原能會永續能源技術與策略發展應用計畫、106-107 年國家型產學合作計畫—高占比再生能源離島微電網技術發展與應用，具備高功率研究變流器的經驗，對於其相關架構與功能，具有初步的研究成果。未來將此計畫成果結合國內產業之硬體開發能力，將有助於微電網的產業發展。

貳、 研究方法與過程

一、 前言

本計畫主要探討三相六臂架構之功率調節系統之輔助服務與調度規劃，以 PSIM 進行功率調節系統模型建置，完成功率調節系統前饋控制架構設計規劃，並進行功率調節系統三相獨立控制之電流控制器設計，以波德圖驗證系統穩定度，開發功率調節系統併網四象限功率輸出功能，獨立控制單輸出功率，提供電力輔助服務，補償不平衡之饋線。當與再生能源或儲能系統併聯操作時，可以同時執行實、虛功注入和補償，以協助電力系統穩定；當獨立供電給負載時，控制負載端電壓以維持供電正常。最後希望所開發之功率調節系統與其它微電網相關計畫整合測試，並展示微電網之穩定運轉。

選用三相六臂架構全橋換流器之原因，因此架構簡單且技術純熟，適合在高電壓、大功率使用，雖然缺點為擁有漏電流的問題與不具備升壓的條件，輸入電壓需高於輸出的峰值電壓，但後級可以利用變壓器進行隔離，改善漏電流的問題，安全性上也提升。併入電網的輸出交流的大小、頻率和相位必須與交流電網相同，需通過鎖相迴路(PLL)，來偵測交流電網的信號並且改變轉換器輸出信號。且經過電流回授的閉迴路控制穩定輸出，通過回授角度的改變，改變電流方向，使轉換器在同一個電路下，測試併聯在交流電網上四象限功率輸出。

換流器常見的切換方式有與單極性(Unipolar switching)切換與雙極性切換(Bipolar switching)，本計畫以單極性(Unipolar)切換方式，產生正弦波脈寬調製(Sinusoidal Pulse Width Modulation, SPWM)，來控制開關，利用正弦波(V_{sin})為調變信號，控制切換頻率之三角波(V_{tri})為載波信號，來比較大小切換出 SPWM。

二、功率調節系統電路分析

功率調節系統電路的控制架構如圖 4 所示，以其中單相轉換器為例說明，可分為實功與虛功控制策略，實功控制策略主要有兩種操作模式：能源管理模式和再生能源平滑控制模式，若能源管理系統預測當日交流電網側再生能源發電的輸出功率變化不大時，則功率調節系統電路的控制架構依照能源管理系統命令，輸出或吸收實功，維持電池系統電壓。反之，當交流電網側再生能源發電的輸出功率變化很大時，且所產生的功率變動預期將超出規範要求時，則功率調節系統進入再生能源平滑控制模式，將輸出補償功率來平滑交流電網側或發電側總和的再生能源發電功率變動。虛功控制策略主要有兩種操作模式：能源管理模式和交流電壓補償模式，若交流電往電壓在正常範圍時，功率調節系統的虛功控制依照能源管理系統命令進行調節，當發生交流電超過正常範圍時低，則功率調節系統進入交流電壓補償模式，將輸出虛功補償電網電壓，並參考低電壓穿越規範來限制並網輸出時虛功率，進而提供交流電網電力輔助服務。

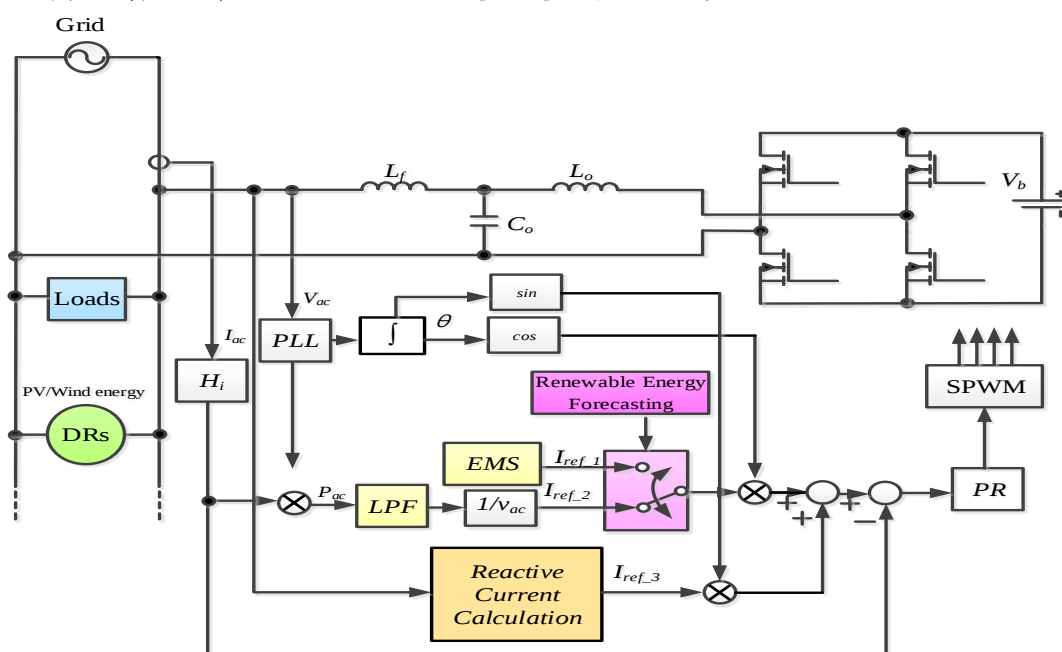


圖 4. 功率調節系統控制架構

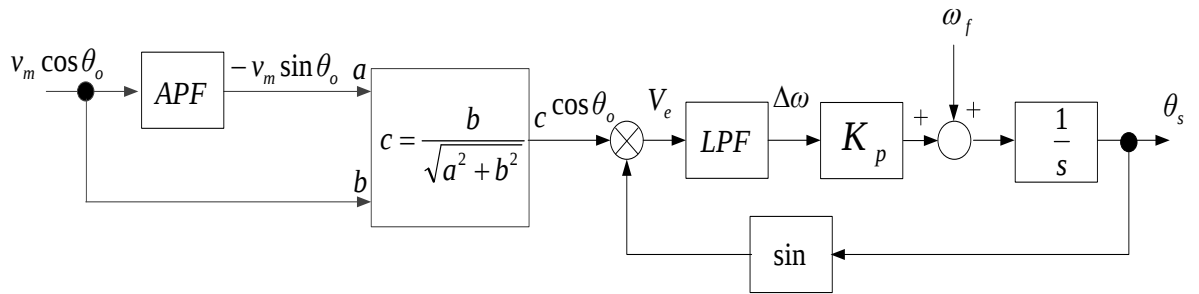
4.2 功率調節系統市電鎖相設計

對於與市電併聯的功率調節系統，電壓或電流的同步是很重要的功能，常見的作法為利用交流電壓在零電壓的交越訊號進行同步，然而當市電電壓發生失真時，同步訊號可能會有很大誤差，因此數位的相鎖迴路(Phase-Lock Loop, PLL)

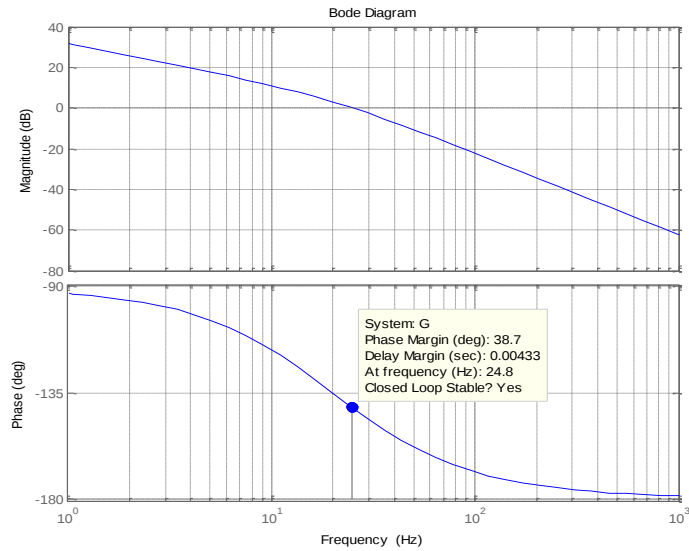
可以改善此一問題，圖 5(a)為 PLL 的系統方塊圖，一開始利用全通濾波器得到市電電壓的微分，再利用三角函數定理可以取得市電振幅，用以產生振幅為 1 的市電電壓訊號。利用積化和差概念將同步訊號與市電電壓訊號的乘積分解為不同頻率成分，經過低頻濾波得到同步誤差，再加上市電的角頻率，其概念類似於利用一個較高頻的弦波進行同步鎖相。其 PLL 轉移函數為：

$$T_{PLL}(s) = \frac{K_p \omega_c}{s(s + \omega_c)} \quad (1)$$

其中 K_p 為其控制增益， ω_c 為低通濾波器的轉折頻率，設計好的 PLL 其波德圖頻率響應可由圖 5(b)得到，假設 K_p 為 250， ω_c 為 125.6rad/sec，其相位增益邊限約為 38.7 度。



(a)



(b)

圖 5. 具市電同步功能之 PLL 系統之(a) 控制方塊圖 (b)波德圖

4.3 功率調節系統控制器設計

功率調節系統之轉移函數控制方塊圖如圖 6 所示，PLL 負責鎖定與同步交流電網的頻率。 i_{ref_1} 及 i_{ref_2} 是能源管理模式和再生能源平滑控制模式下，各自的電流控制命令。

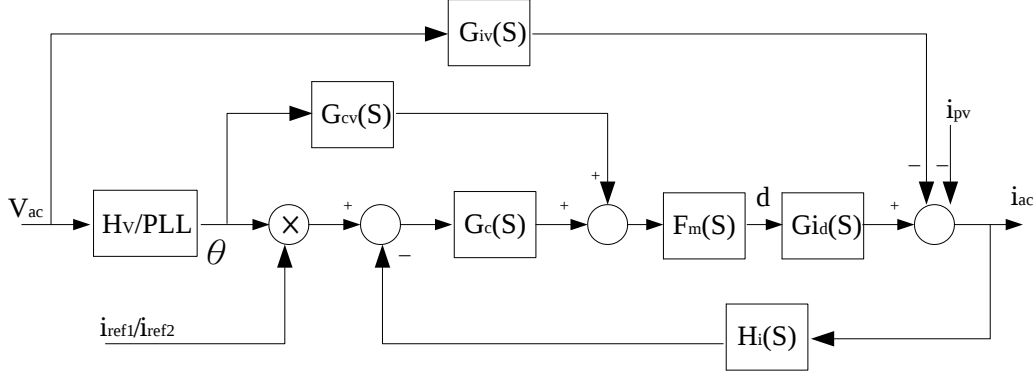


圖 6. 功率調節系統轉移函數控制方塊圖

儲能補償系統輸出電流(i_{ac})對輸出電壓(V_{ac})的閉迴路轉移函數可表示為：

$$\frac{i_{ac}}{V_{ac}} = \frac{H_v I_{ref_1} G_c F_m G_{id}}{1 + T_i} + \frac{H_v G_{cv} F_m G_{id}}{1 + T_i} - \frac{G_{iv}}{1 + T_i} - \frac{i_{pv}}{1 + T_i} \quad (2)$$

其中 H_v 、 G_{id} 、 G_{iv} 和 T_i 分別為電壓回授增益、電路導納和開路電流迴路轉移函數， G_{cv} 為前饋補償控制項，可表示為再生能源電流。開路電流迴路轉移函數可表示為：

$$T_i(s) = G_c(s) F_m G_{id}(s) H_i(s) \quad (3)$$

其中 $H_i(s)$ 是電流回授增益。

$G_{id}(s)$ 則可以由以下式子獲得：

$$G_{id}(s) = \frac{V_{dc}}{r_L + sL_o} \quad (4)$$

其中 V_{dc} 代表儲能電池的直流電壓， r_L 為輸出電感 L_o 的等效電阻。

$G_{iv}(s)$ 則可經由下式求得：

$$G_{iv}(s) = \frac{1}{r_L + sL_o} \quad (5)$$

為減

少 G_{iv} 的影響，尤其在輕載時最為嚴重，因此我們設計前饋補償控制項 G_{cv} 為：

$$G_{cv}(s) = \frac{G_{iv}(s)}{H_v F_m G_{id}(s)} = \frac{1}{V_{dc} F_m H_v} \quad (6)$$

比例積分 (Proportional-Integral, PI) 與(Proportional-Integral-Derivative, PID)控制為工業上常使用的控制法，將參考訊號與迴授訊號相減後所得的誤差量分別經過比例調整、積分以及微分處理換為一控制誤差項，再以此控制誤差項輸入置系統控制輸出。此控制器原理簡單，但其取樣的誤差容易降低了控制精準度，再加上若使用數位控制器造成取樣與計算的延遲，導致系統反應速度較慢。為了改善電流諧波失真，本計畫電流補償控制部分設計為比例諧振(Proportional Resonant, PR)控制器，比例諧振頻率為 60Hz，其控制方程式為：

$$G_c(s) = K_p + \frac{2\omega_c K_r s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_l^2} \quad (7)$$

其中 K_p 、 K_r 、 ω_c 和 ω_l 分別為比例增益、諧振增益、等效頻帶寬度和諧振頻率。

所設計控制器之波德圖則如圖 7 所示。在併網條件下電流控制器實現 70 度的相位邊限餘裕(Phase Margin)以確保系統穩定性。

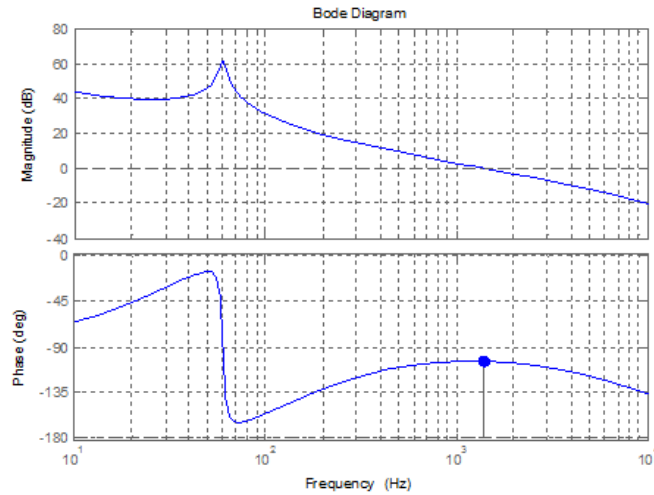


圖 7. 加入所設計 PR 控制器之開路轉移函數波德圖

4.4 功率調節系統實功調度設計

再生能源平滑控制模式主要在交流電網與直流微電網電壓穩定無虞時，進行再生能源的補償，能源管理系統可預測再生能源輸出以進行判斷，以設置 3kW 太陽能發電預測結果與實際發電數據之間的比較為例[29]，如圖 8(a)所示，當日照變化規律而穩定時，通過類神經網路學習，可以獲得良好的預測結果。反之如圖 8(b)，當日照變化不穩定情形下，則預測誤差會變大許多。然而，無論預測誤

差的大小多寡，計畫所設計儲能系統容量足夠時，控制器仍然可有效的控制整個系統，實現對太陽能發電的輸出功率平滑化補償。

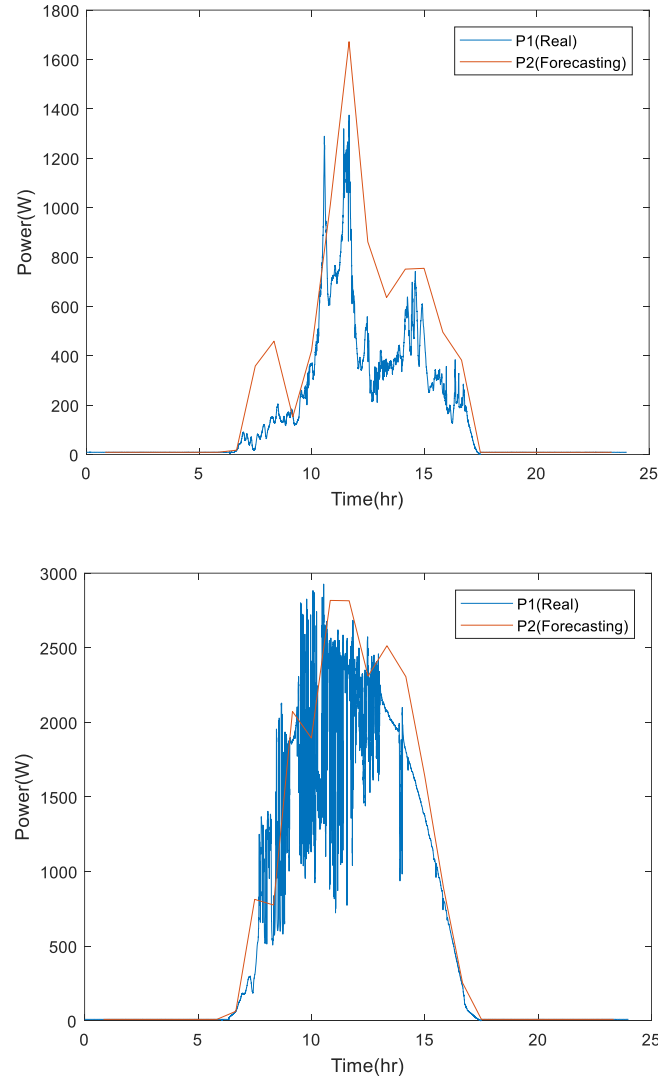


圖 8. 太陽能發電預測與實際數據之比較 (a)再生能源變動較小 (b) 再生能源變動較大
為補償再生能源發電變動，可使用一階低通濾波器輔助控制來平滑輸出功率變動，
圖 9 為功率調節系統經低通濾波器的輸出功率方塊圖，系統即時量測再生能源發電
電整合負載的的輸出功率 $P_1(t)$ ，再經過低通濾波器轉換成為功率調節系統的輸
出控制命令 $P_3(t)$ ，功率調節系統的充電/放電過程可表示為 $[P_1(t)-P_3(t)]$ 。經由積
分運算，儲能補償系統的能量可以由以下式子求得：

$$E(t) = \int [P_1(t) - P_3(t)] dt \quad (8)$$

功率調節系統的輸出功率命令則可進一步表示如下式：

$$P_3 = P_1 \left(\frac{\omega_0}{s + \omega_0} \right) \quad (9)$$

其中 ω_0 是低通濾波器的截止頻率，選擇適當的截止頻率，能讓功率輸出有更佳的平滑化效果。為了掌控儲能電池的電量狀態(State of Charge, SOC)與延長使用壽命，儲能電池一天內的最終充放能量將控制為：

$$\lim_{t \rightarrow \infty} E(t) = \lim_{s \rightarrow 0} [P_1(s) \left(1 - \frac{\omega_0}{s + \omega_0} \right)] = 0 \quad (10)$$

基於上式，儲能電池的電量狀態設計在一天結束時，將重置為一天起始時的狀態，使電池的電量更容易掌控，使用壽命也能延長。

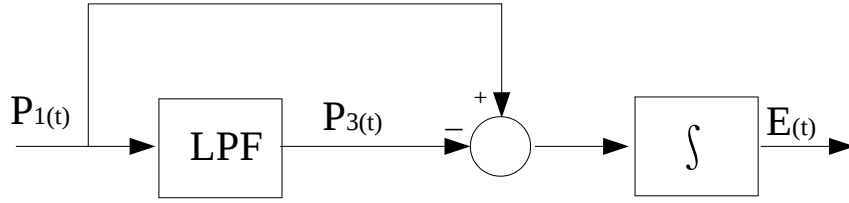


圖 9. 功率調節系統經低通濾波器的輸出功率方塊圖

4.5 功率調節系統虛功調度設計

當發生交流電超過正常範圍時低，則功率調節系統將輸出或吸收虛功補償交流電網電壓，圖 10(a)為交流電網傳輸等效電路，考量傳輸線上具有線路阻抗，當直流微電網輸出功率至交流電網時，可能造成併接點(PCC)電壓上升，若傳輸線阻抗的感抗和阻抗比(X_L/R_L ratio)已知，則直流微電網補償電壓所需的輸出功因可求得，如圖 10(b)所示，為進一步了解電壓變動與線路阻抗的關係，電壓變動可表示為：

$$\Delta V \approx |V_{Grid}| - |V_{DG}| \approx \frac{P}{V} \times R_L - \frac{Q}{V} \times X_L \quad (11)$$

其中 V_{Grid} 與 V_{DG} 分別代表區域電網端與直流微電網併網端電壓，若要補償直流微電網併網端電壓的電壓變動，可設計 ΔV 為零，由上式整理可得到：

$$Q = \frac{R_L}{X_L} \times P \quad (12)$$

若傳輸線 X_L/R_L 已知，則直流微電網的輸出功因可推導為：

$$pf = \cos \left[\tan^{-1} \left(\frac{Q}{P} \right) \right] = \cos \left[\tan^{-1} \left(\frac{R_L}{X_L} \right) \right] \quad (13)$$

由於(11)式的假設區域電網端與直流微電網併網端電壓近似電壓變化，實際結果可能存在微小誤差。

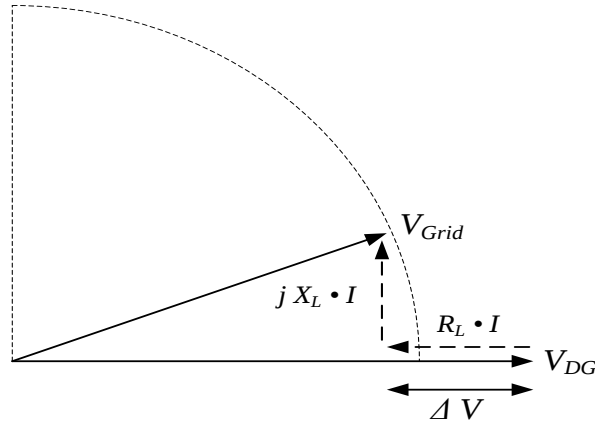
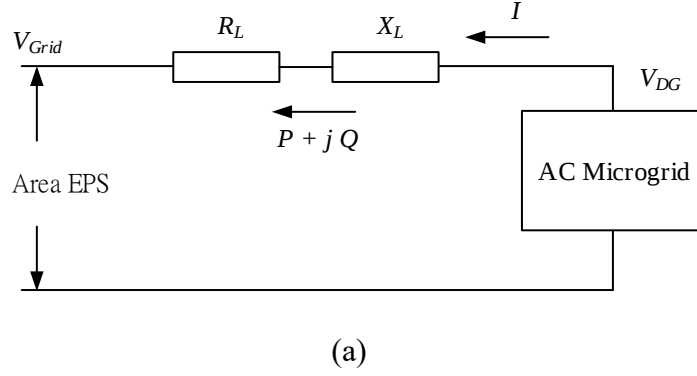


圖 10. 微電網虛功控制補償電壓示意 (a) 交流電網傳輸等效電路 (b) 電壓補償相量圖

圖 11 為功率調節系統虛功控制輸出方塊圖，虛功電流命令可由(12)式得到，其中再加上一電流擾動訊號，用以判斷目前市電狀態，若市電端電路斷開，利用市電頻率變化偵測可得知，其中頻率偵測的方式可表示為：

$$P_{load} Q_f \left(\frac{f_o}{f_{max}} - \frac{f_{max}}{f_o} \right) \leq \Delta Q \leq P_{load} Q_f \left(\frac{f_o}{f_{min}} - \frac{f_{min}}{f_o} \right) \quad (14)$$

其中 P_{load} 與 ΔQ 分別代表直流微電網輸出功率與原交流電網提供虛功， Q_f 為等效交流負載的品質因素。

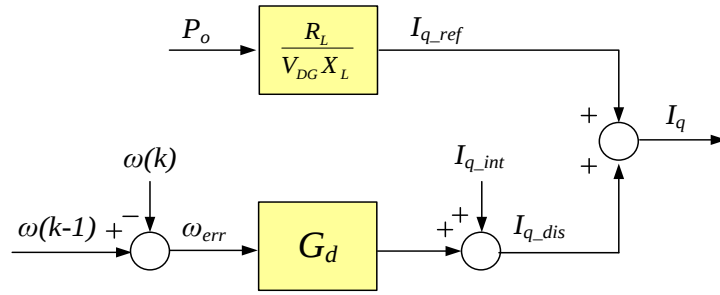


圖 11. 功率調節系統虛功控制輸出方塊圖

4.6 進行步驟

本研究計畫研究工作分述如下：功率調節系統電路架構如圖 9 所示，包含電路模擬與實際硬體驗證，並測試其具備市電雙向實虛功傳送功能，當與再生能源或儲能系統併聯操作時，可以同時執行實、虛功注入和補償，以協助電力系統穩定；當轉換市電供給負載時，控制負載端電壓以維持供電正常，當市電異常時，功率調節系統可調節負載端或再生能源併聯端之功率，控制供電品質與穩定併聯點電壓。最後希望所開發之功率調節系統能與其它微電網計畫的成果做整合測試，並展示系統之穩定運轉。以下將簡要說明有關於硬體技術部分技術內容：

功率調節系統的硬體架構設計如圖 12 所示，主要分成兩個部分：電力級和控制級；電力級包含三相六臂轉換器電路、開關驅動電路模組及濾波器；控制級選擇德州儀器的 TI28335 微控制器併整合電壓/電流回授降壓電路，另外設計多組輔助電源。其系統動作原理簡要說明如下：首先由輔助電源分別供電給控制級與開關驅動電路，運轉開始後電壓/電流回授降壓電路將回授訊號降壓轉換並送至微控制器，微控制器再將回授訊號的類比值轉換成數位值後加以計算處理，最後送出 PWM 控制訊號給開關驅動電路，進而推動三相六臂轉換器。此外，針對市電電壓訊號微控制器也會進行鎖相同步，本系統包含軟硬體保護設計，以確保測試安全與增加系統之可靠度。

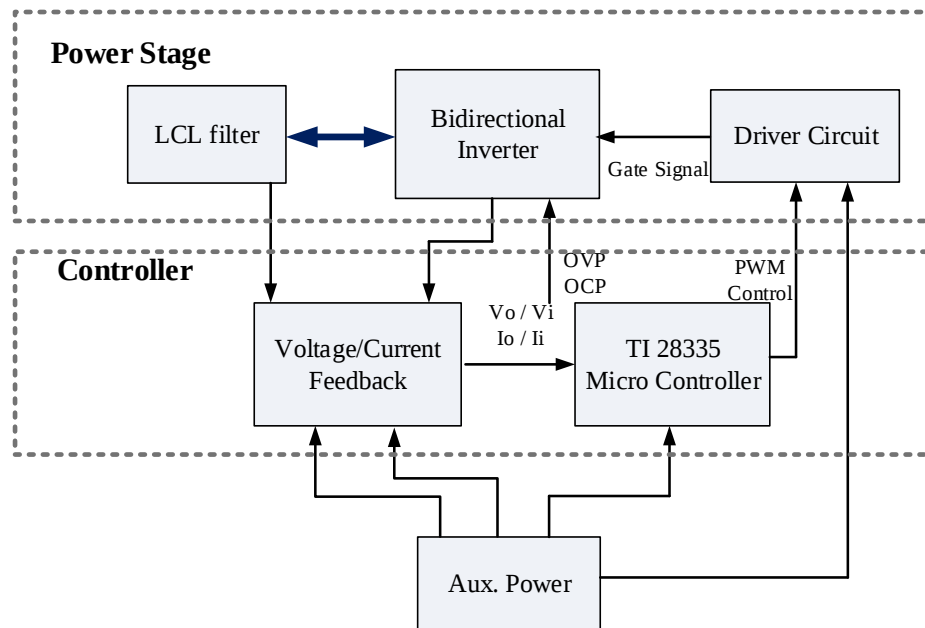


圖 12. 所提出功率調節系統硬體架構

參、研究成果

一、第一季

本計畫第一季研究成果為功率調節系統模型建置與 DSP28335 控制晶片 PWM、GPIO 與 ADC 模組功能驗證。功率調節系統的模擬規格如表 1 所列，其中直流鏈電壓為 400 V 並允許 ± 10 V 的變動，交流側以 Y 接形式連接，線對線電壓為 380 V_{rms}。為了搭配台灣電網使用，交流頻率設定為 60 Hz。

表 1. 換流器規格

項目	規格	備註
直流鏈電壓	400 V	± 10 V
交流電壓	3 Φ 4W 380 V _{rms}	相電壓 220 V _{rms}
交流電壓/電流頻率	60 Hz	
額定功率	15 kVA	
切換頻率	10 kHz	

(一) 鎖相迴路模擬

換流器由孤島模式啟動轉換至市電併聯運轉，市電併聯前鎖相迴路模擬如圖 13 所示。

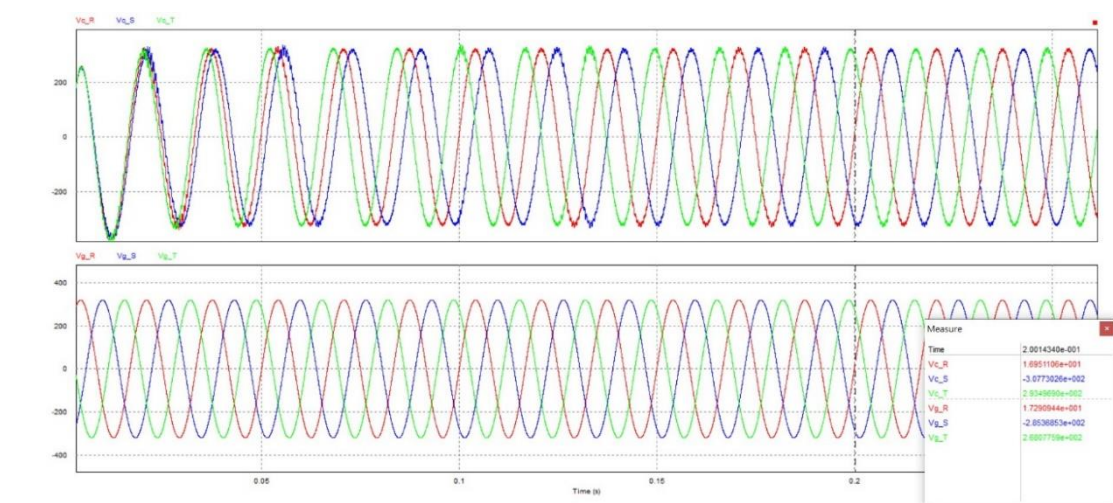


圖 13. 市電併聯前鎖相迴路模擬

(二) 孤島模式模擬

換流器由孤島模式啟動轉換至市電併聯運轉，如圖 14 所示，其中孤島負載為 15 kW。

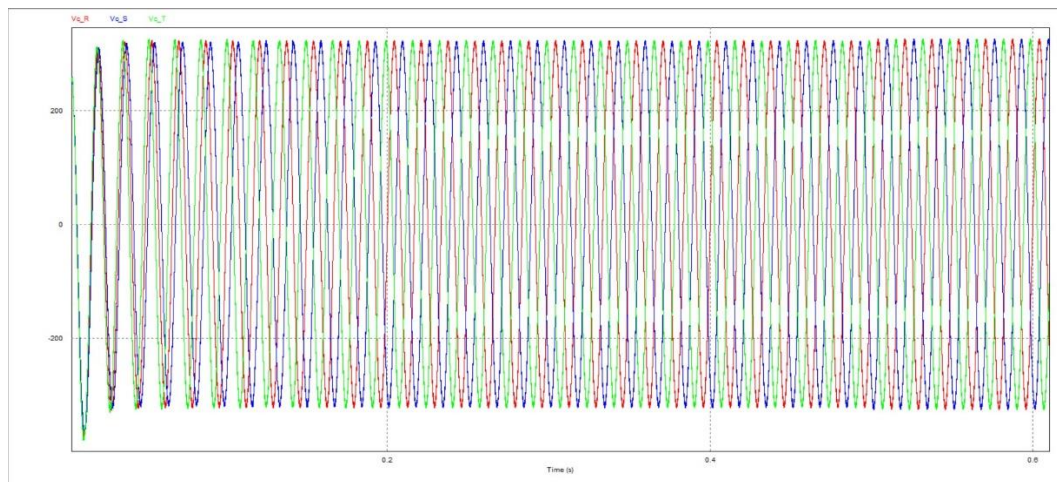


圖 14. 孤島模式模擬

(三) 電流超前電壓 90° 模擬

換流器操作於電流超前電壓 90° 模擬並對電網注入實虛功，如圖 15 所示，其中虛功為 15 kVAR。

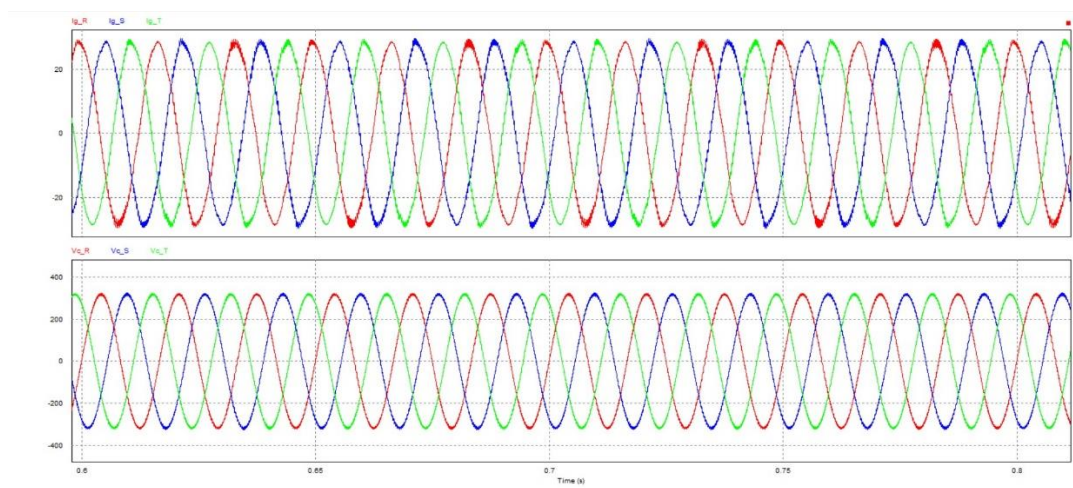


圖 15. 電流超前電壓 90° 模擬

(四) 電流落後電壓 90° 模擬

換流器操作於電流落後電壓 90° 並對電網吸收虛功，如圖 16 所示，其中虛功為 15 kVAR。

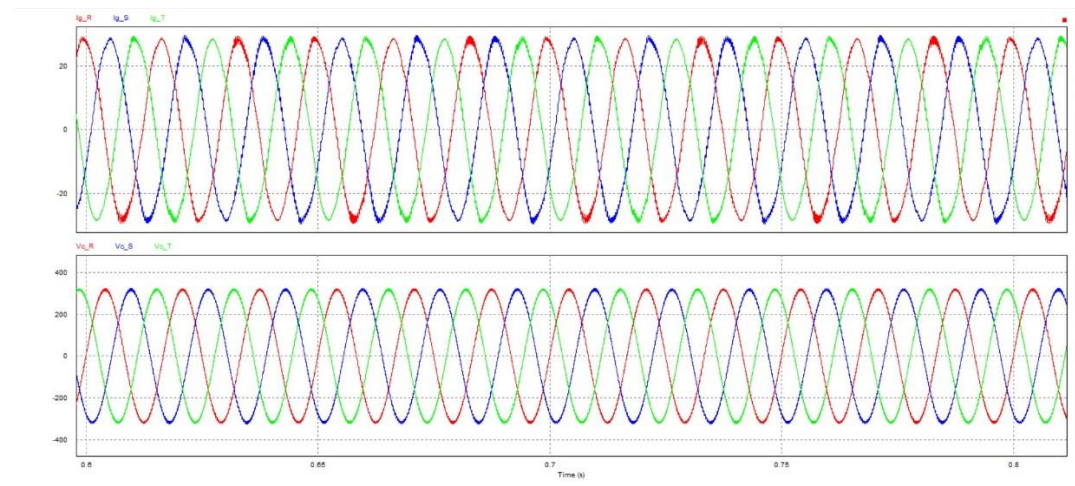


圖 16. 電流落後電壓 90° 模擬

(五) 電流電壓同相模擬

換流器操作於實虛功平面正實功軸上的功能是對電網提供實功，也就是以 $PF = 1$ 輸出功率，15 kW 純實功輸出的電壓與電流模擬波形如圖 17 所示。

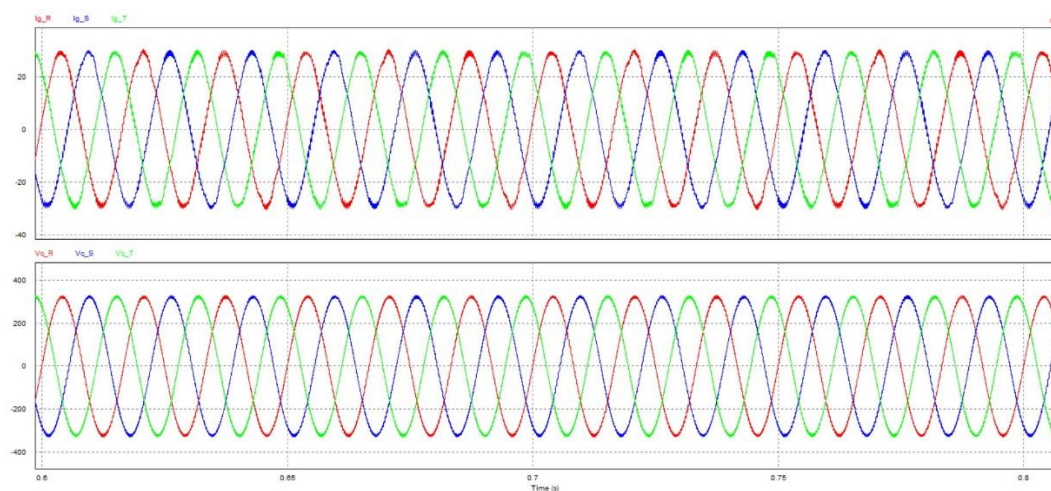


圖 17. 電流電壓同相模擬

(六) 電流電壓反相模擬

換流器操作於實虛功平面負實功軸上的功能是整流並從電網抽取實功對電池充電。15kW 整流充電的模擬波形如圖 18 所示。

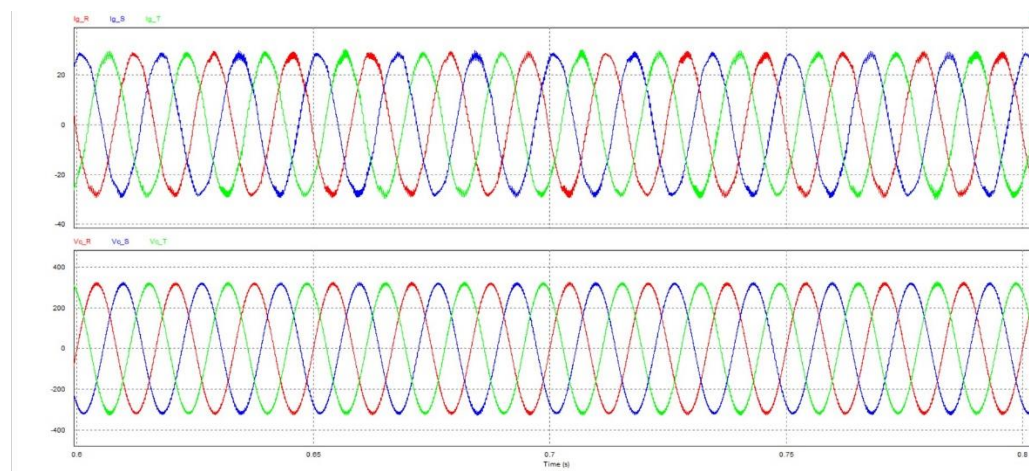


圖 18. 電流電壓反相模擬

(七) DSP28335 控制晶片控制板設計簡介

DSP28335 控制晶片控制板架構如圖 19 所示，主要分為 DSP 雙核心、電壓回授電路、電流回授電路、保護電路、GPIO 控制電路、PWM 輸出電路與電源電路。電壓回授電路如圖 20 所示，利用高阻抗電阻將三相市電電壓轉換成電流，再利用霍爾感測器將電流訊號隔離送至 OP 轉換電路，經由濾波和增益調整後送至 DSP 控制器。電流回授電路如圖 21 所示，輸入至控制板電流訊號已先由霍爾感測器轉換成較小電流訊號，經由電阻轉換成電壓訊號進入濾波器，再由 1.5V 箝位電路提高，調整增益後進入 DSP 控制器。圖 22 為 GPIO 控制電路，經由隔離電路再由驅動電路控制 RELAY，RELAY 二次側可用來進行電力級開關控制。圖 23 與 24 為 DSP 周邊電路，根據安全相關規範需要兩個 DSP 晶片處理電力級保護和控制相關的功能。圖 25 為 OC 邏輯電路，圖 26 為電池端電壓電流偵測電路。圖 27 為 PWM 輸出電路。圖 28 為 3.3V 保護電路。

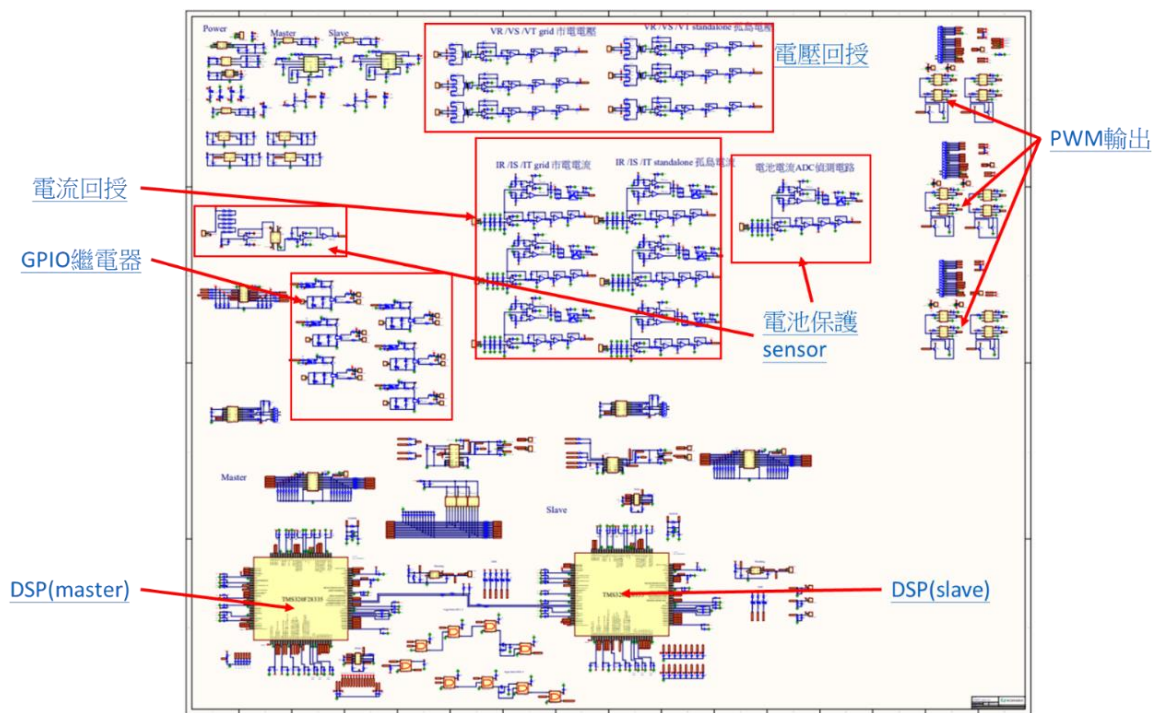
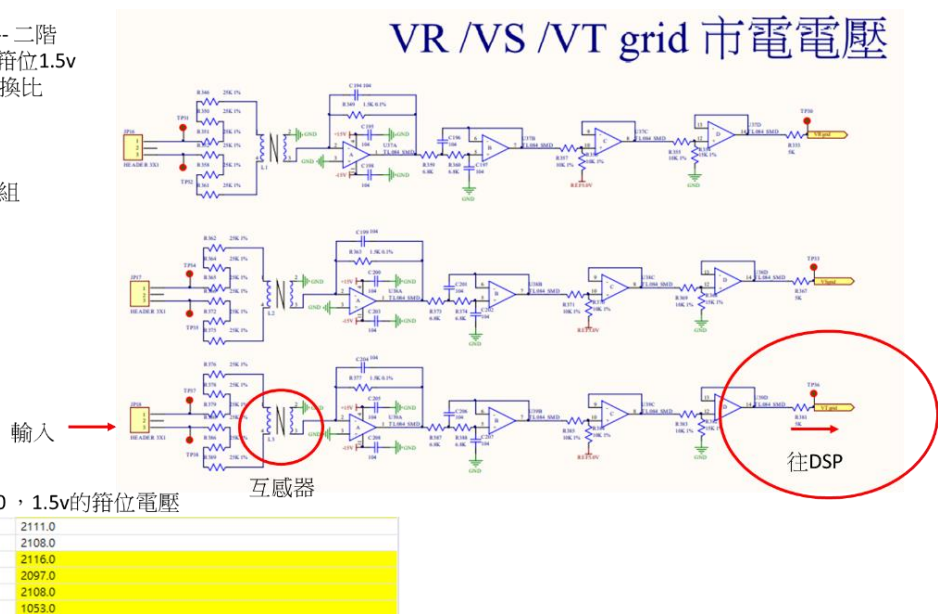


圖 19. DSP 控制板架構

電壓回授經 --- 互感器 --- 二階
濾波器---隨耦器降壓---箝位1.5v
---回授電壓保護---AD轉換比
(3/4096)---DSP

ADCIN0~ADCIN B5 共6組

ADCINB3測試圖



ADCIN的狀態 在輸入為0，1.5v的箝位電壓

0x adB0	float	2111.0
0x adB1	float	2108.0
0x adB2	float	2116.0
0x adB3	float	2097.0
0x adB4	float	2108.0
0x adB5	float	1053.0

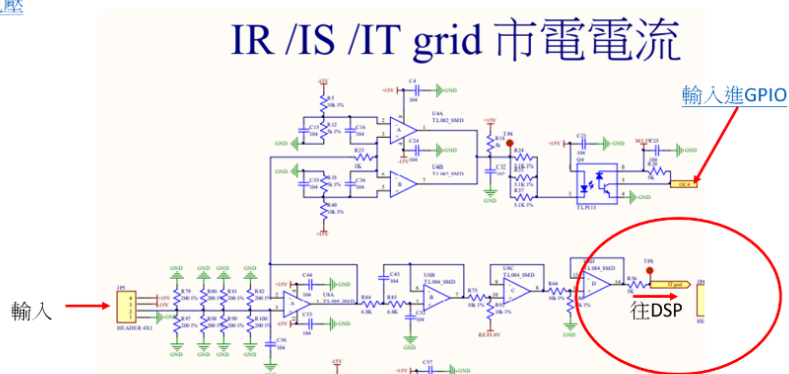
圖 20. 電壓回授電路

電流回授經---25Ω---二階濾波器---
 隨耦器降壓---箱位1.5v---回授電壓
 保護---AD轉換比(4096/3)---DSP

ADCINA0 ~ ADCINA5 共6組

圖為其中一組測驗結果

電流回授板(test用)



ADCIN的狀態 在輸入為0，1.5v的箱位電壓

00- adA0	float	2091.0
00- adA1	float	2075.0
00- adA2	float	2082.0
00- adA3	float	2077.0
00- adA4	float	2080.0
00- adA5	float	2078.0

圖 21. 電流回授電路

繼電器共6組

由DSP(master)(GPIO71、
 GPIO72)控制RELAY1、RELAY2。

由電流回授的監控值經邏
 輯閘輸出RELAY3

由DSP(slave)(GPIO76、
 GPIO77、GPIO78)控制FAN1、FAN2、
 FAN3

Relay1測試圖

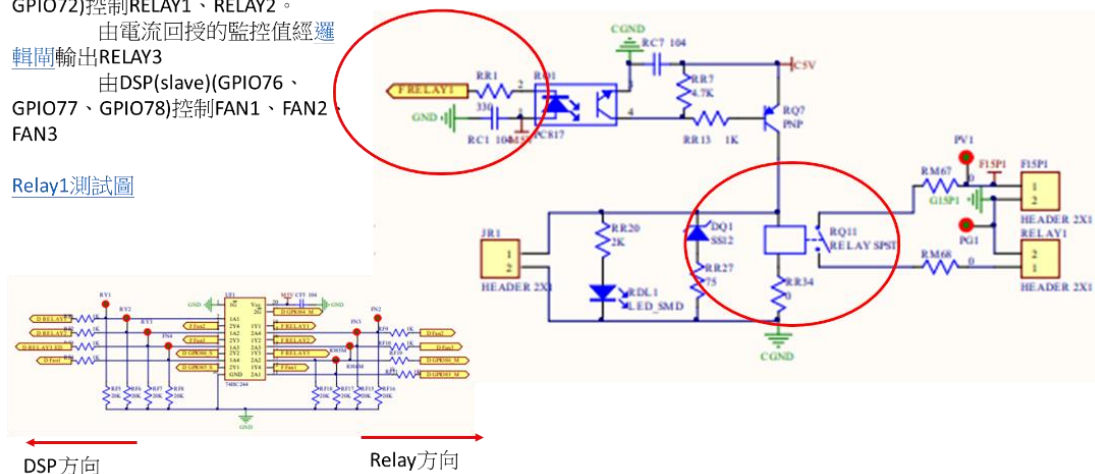


圖 22. GPIO 控制電路

DSP(master)功能:

PWM1~6

ADCA0~A7

ADCB0~B7

RELAY1

RELAY2

logic gate input

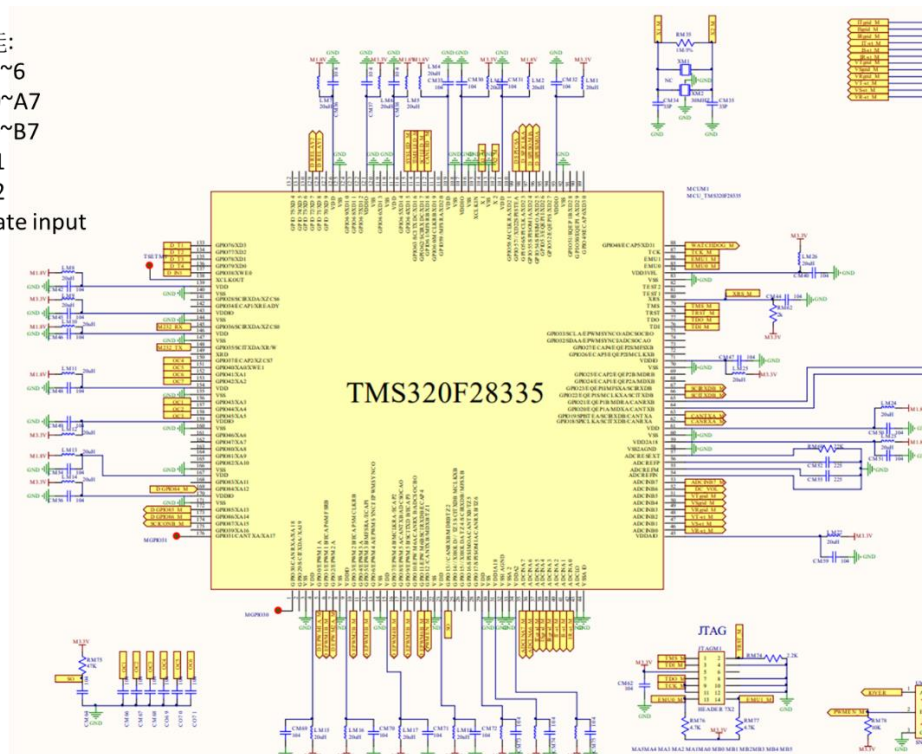


圖 23. DSP(master)周邊電路

DSP(slave)

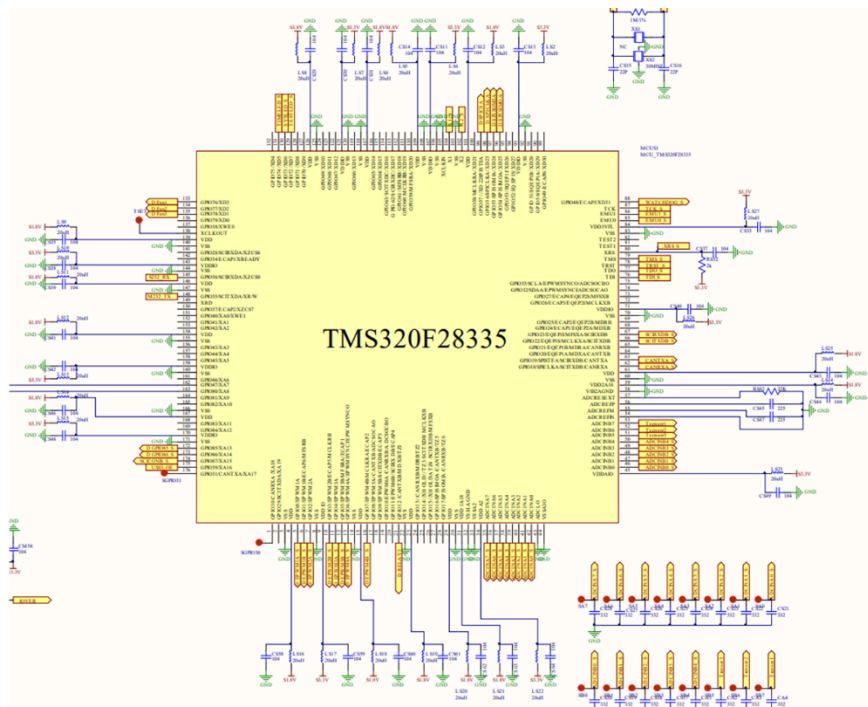


圖 24. DSP(slave)周邊電路

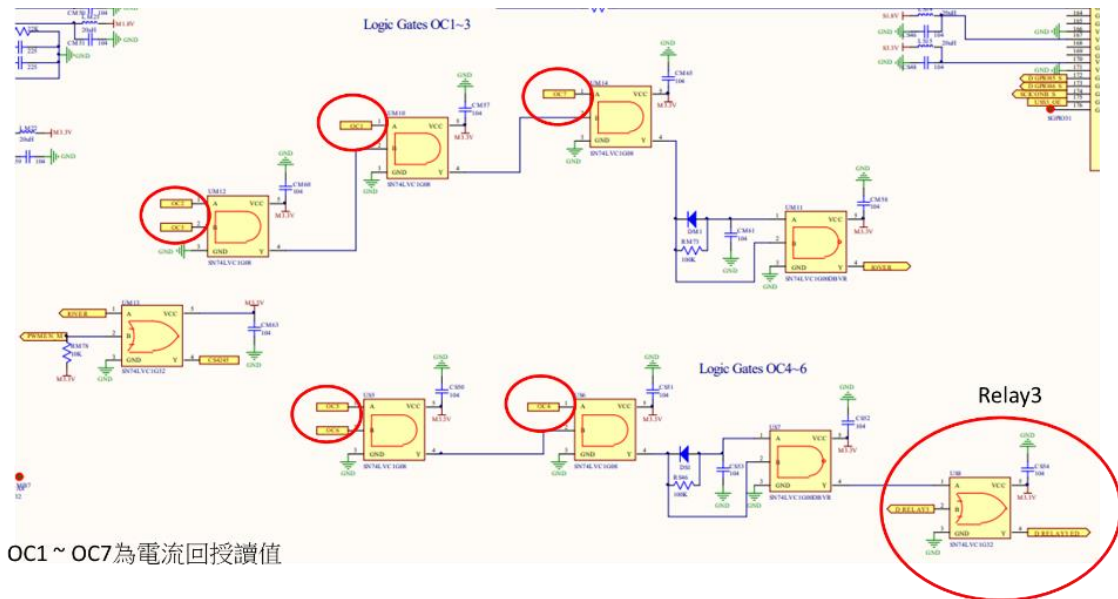


圖 25. OC 邏輯電路

電池電流回授

電流經---25Ω升壓---二階濾波器
--- 隨耦器降壓---[箱位電路](#)1.5v --- AD轉換
比(3/4096)--- DSP

ADCIN8 共1組

DC電壓回授

電壓經---隨耦器---二階濾波器---
隨耦器---[箱位電路](#)1.5v --- AD轉換比
(3/4096)--- AD轉換比(3/4096)--- DSP

ADCIN8 共1組

[其輸入ADC和相對應的電壓輸入](#)

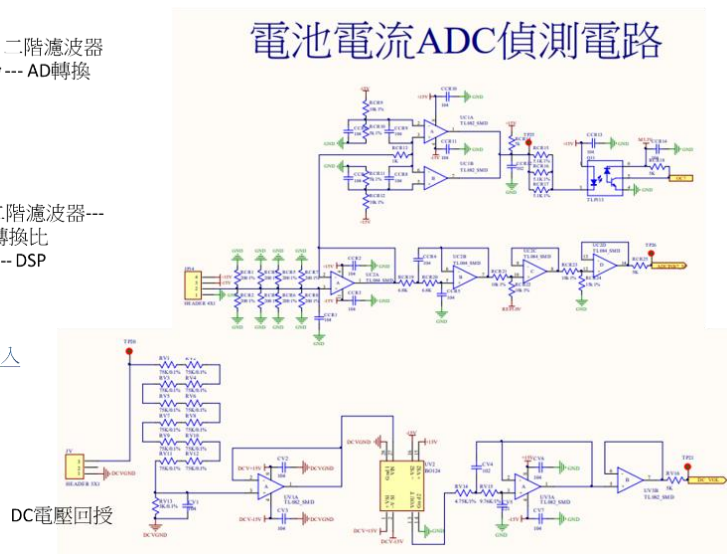
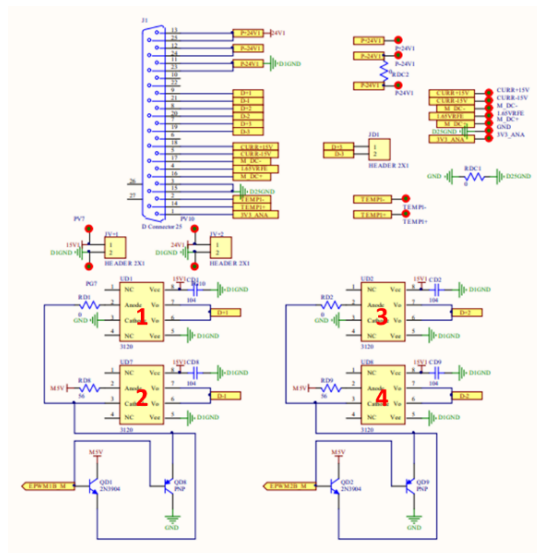


圖 26. 電池端偵測電路



共6組PWM

EPWM1B、EPWM2B、EPWM3B、EPWM4B、EPWM5B、EPWM6B

圖為其中一組

右邊為EPWM1B，左邊為EPWM2B

1 = EPWM1B

2 = EPWM1B的反向

1、2為一個差動

3 = EPWM2B

4 = EPWM2B的反向

3、4為一個差動

[其輸出PWM](#)

以此類推

由[傳輸線](#)輸出至[控制板](#)

圖 27. PWM 輸出電路

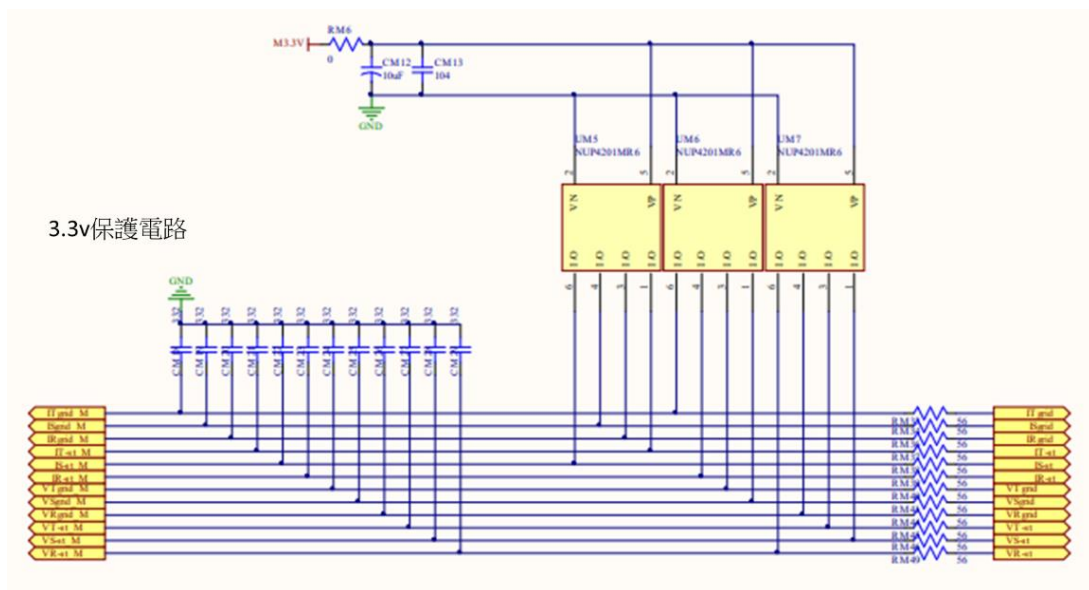


圖 28. 3.3V 保護電路

(八) PWM、ADC 與 GPIO 功能測試

圖 29 為 PWM 功能測試，設定 PWM 責任周期和互補設定，最後可量測到一組互補 PWM 輸出訊號。圖 30 為直流訊號 ADC 功能測試，利用輸入直流電壓 22V，經由 DSP 程式讀值還原為 21.9V 驗證功能。圖 31 為交流訊號 ADC 功能測試，利用輸入交流電壓 10.6V(振幅)，經由 DSP 程式讀值還原為 10.55V(振幅)驗證功能。圖 32 為 GPIO 功能測試，可控制 RELAY 的動作。

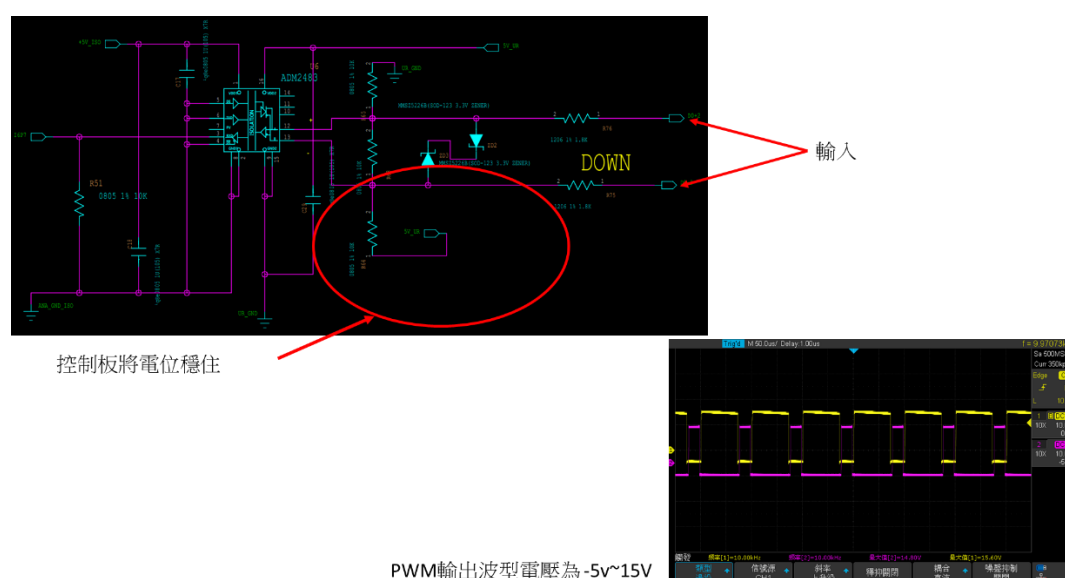
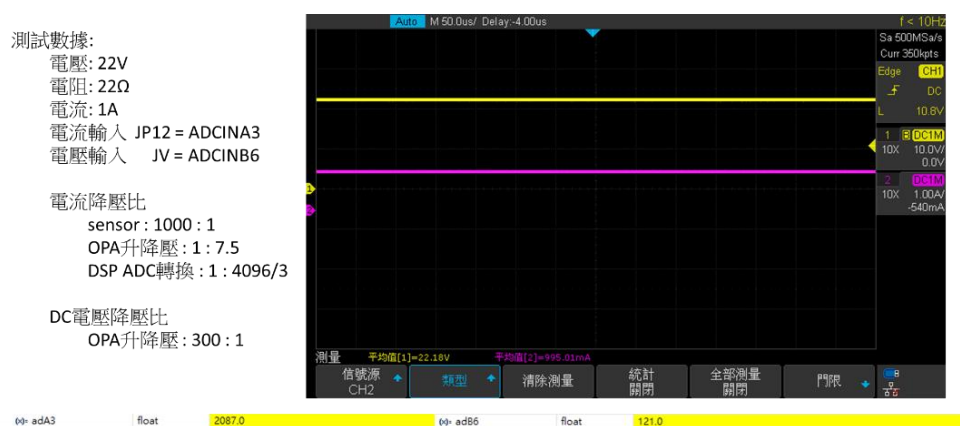


圖 29. PWM 功能測試

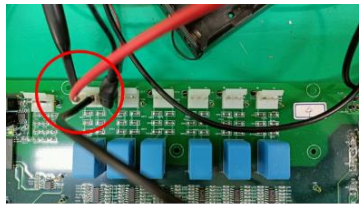
測試數據:
 電壓: 22V
 電阻: 22Ω
 電流: 1A
 電流輸入 JP12 = ADCINA3
 電壓輸入 JV = ADCINB6
 電流降壓比
 sensor: 1000 : 1
 OPA升降壓: 1 : 7.5
 DSP ADC轉換: 1 : 4096/3
 DC電壓降壓比
 OPA升降壓: 300 : 1



ADCIN 讀值: 2087 - 2077 = 10
 $10 * 3 / 4096 / 7.5 * 1000 = 0.9765625A$

ADCIN 讀值: 121 - 21 = 100
 $100 * 3 / 4096 * 300 = 21.97265625V$

圖 30. 直流訊號 ADC 功能測試



JP16 = ADCINB3

AC電壓降壓比
320 : 1



Expression	Type	Value
00- adc3	float	2108.0
> test	int(333)	[2101, 2101, 2109, 2102, 2105...]
00- adc_ac_low_r	int	2075
00- adc_ac_peak_r	int	2117

波峰 (實際 = 5V 、 ADCIN = 2117) ， 波谷(實際 = -5V 、 ADCIN = 2075)

$2117 - 2098 = 19$, $19 * 3 / 4096 * 320 = 4.453125V$

$2075 - 2098 = -23$, $-23 * 3 / 4096 * 320 = -5.39625V$



Expression	Type	Value
00- adc3	float	2059.0
> test	int(333)	[2069, 2069, 2070, 2071, 2074...]
00- adc_ac_low_r	int	2053
00- adc_ac_peak_r	int	2141
Add new expression		

波峰 (實際 = 10.6V 、 ADCIN = 2141) ， 波谷(實際 = -10.6V 、 ADCIN = 2053)

$2141 - 2098 = 43$, $43 * 3 / 4096 * 320 = 10.078125V$

$2053 - 2098 = -45$, $-45 * 3 / 4096 * 320 = -10.546875V$

圖 31. 交流訊號 ADC 功能測試



繼電器共6組

由DSP左(GPIO71、GPIO72)
控制RELAY1、RELAY2。

由電流回授的監控值經邏輯閘輸出RELAY3

由DSP右(GPIO76、GPIO77、
GPIO78)控制FAN1、FAN2、FAN3



Relay ON



Relay OFF

圖 32. GPIO 功能測試

二、第二季

第二季目標為功率調節系統輸出三相電壓 220V、60Hz 控制，誤差小於 5%。具 3 秒內與市電鎖相之功能。換流器常見的切換方式有與單極性(Unipolar switching)切換與雙極性切換(Bipolar switching)，由於兩橋中點電壓差在輸出弦波電壓正半週於正電壓+Vdc 和 0 之間變化，而負半週於負電壓-Vdc 和 0 之間變化，於是在每個切換週期下的電壓只有單一極性，故稱單極性切換;反之，若為雙極性切換，則左右兩橋共用一正弦波比較訊號，同一橋上下兩顆開關訊號為互補，對角開關同時導通同時截止。單極性切換在調變信號為零交越失真較雙極性切換大，但切換損失也會較低，單極性切換在兩橋中點電壓輸出頻率為載波信號兩倍頻，單極性切換在兩橋中點電壓輸出頻率為載波信號相同，頻率較低在經過濾波器輸出的諧波成分較高。本計畫以單極性切換方式，產生正弦波脈寬調製(Sinusoidal Pulse Width Modulation)，來控制開關，利用正弦波為調變信號，控制切換頻率之三角波為載波信號，來比較大小切換出 SPWM。

(一) 三相電壓 220V、60Hz 控制

實驗同時以核研所設備和實驗室 1 kVA 換流器驗證，圖 33 為孤島運轉輸出三相電壓 110V、60Hz。圖 33 為孤島運轉輸出三相電壓 220V、60Hz。



圖 33. 孤島 110V 運轉測試

- 輸出三相電壓 220V、60Hz 控制 (誤差小於 5%)



圖 34. 孤島 220V 運轉測試

(二) 具 3 秒內與市電鎖相之功能

市電併聯模式時需輸出與市電同相位的輸出電壓，本文提出的換流器架構使用程式鎖相，所以需要設計鎖相迴路如圖 3.17 所示，PD(Phase Detector)來檢測鎖相迴路輸出與市電之相差，再利用 LPF(Low pass Filter)來濾除倍頻項，最後由 VCO(Voltage-Controlled Oscillator)來將誤差縮小，從而達到鎖住市電相位之目的。

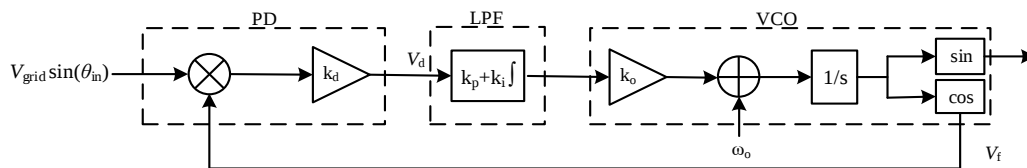


圖 35. 鎖相迴路架構

根據控制回授圖，可推出市電電壓 V_g 與回授電壓 V_f 如式(3.15)(3.16)：

$$V_g = V_{grid} \sin(\theta_{in}) = V_{grid} \sin(\omega_{grid}t + \theta_{grid}) \quad (15)$$

$$V_f = V_{grid} \cos(\theta_{out}) = V_{grid} \cos(\omega_{PLL}t + \theta_{PLL}) \quad (16)$$

兩項相乘經過積化和差公式如(3.17)

$$v_d = \frac{k_d \cdot V_{grid}}{2} (\sin((\omega_{grid} - \omega_{PLL})t + (\theta_{grid} - \theta_{PLL})) + \sin((\sin(\omega_{grid} + \omega_{PLL})) + (\theta_{grid} + \theta_{PLL}))) \quad (17)$$

再經過低通濾波器如式(3.18)

$$v_d = \frac{k_d V_{grid}}{2} (\sin((\omega_{grid} - \omega_{PLL})t + (\theta_{grid} - \theta_{PLL}))) \quad (18)$$

因當 $\theta \approx 0$ 時， $\sin(\theta) \approx \theta$ ，且 $\omega_{grid} - \omega_{PLL} \approx 0$ ，所以可以得到式(3.19)

$$\omega_{out} = \frac{k_d * V_{grid}}{2} (\theta_{grid} - \theta_{PLL}) + \omega_o \quad (19)$$

經過 ω_{out} 積分得到 θ_{out} ，輸出為 $\sin(\theta_{out})$ ，回授到輸入為 $\cos(\theta_{out})$ ，err 為

$$err = \frac{V_{grid}}{2} (\theta_{grid} - \theta_{PLL}) \quad (20)$$

● 具 3 秒內與市電鎖相之功能 (市電併聯測試)

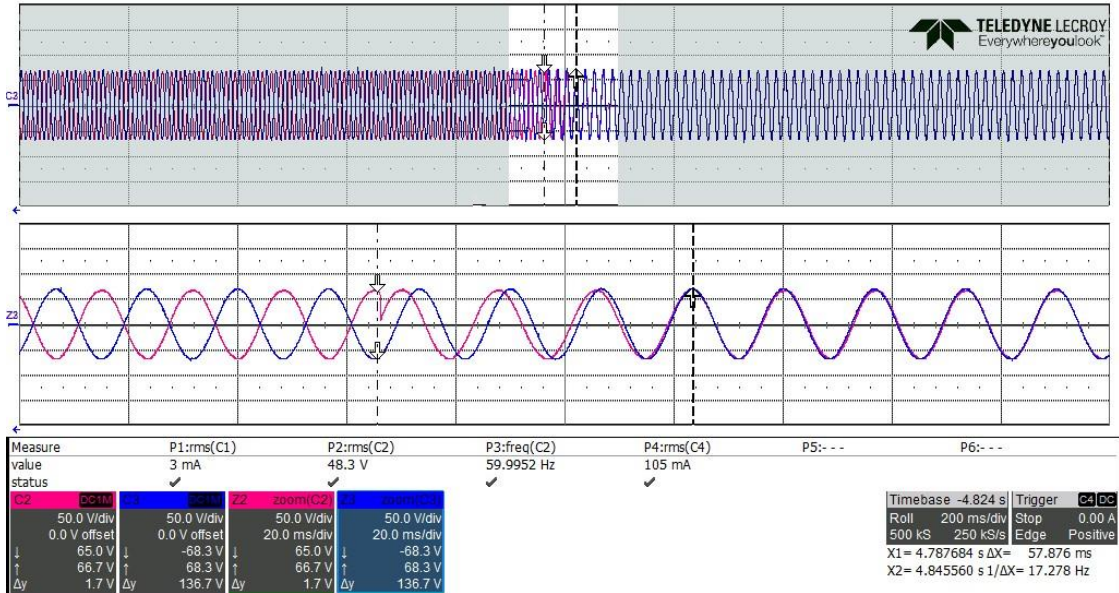


圖 36. 具 3 秒內與市電鎖相功能 (3 cycles)

三、第三季

第三季目標為提交波德圖驗證系統穩定度。功率調節系統併網四象限與個別相輸出功能。並提交功能驗證後的 DSP 程式碼。

(一) 波德圖驗證系統穩定度

根據下圖， V_{dc} 為輸入直流電壓、 V_g 為電網電壓、 V_{inv} 為兩橋中點電壓差、 L 為濾波電感、 C 為濾波電容、 R 為負載、 r_L 為電感的等效串聯電阻(ESR)、

r_c 為電感的等效串聯電阻。

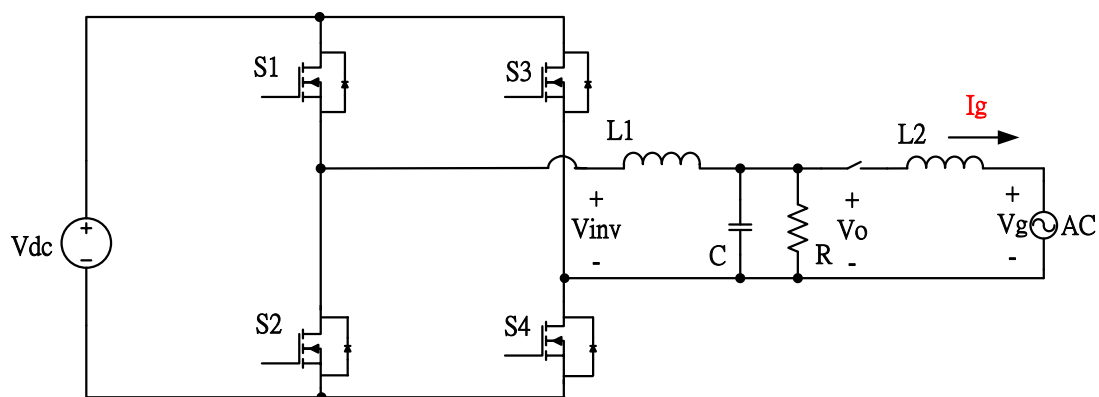


圖 37. 全橋等效電路

(1) 轉換器建模(孤島運轉下電壓控制的推導):

根據圖 1 可計算得到輸出電壓 V_o 的轉移函數，如：

$$V_o(s) = \frac{Z_{load}(s)}{sL_1 + r_{L1} + Z_{load}(s)} V_{inv} \quad (7)$$

式 1 的 $Z_{load}(s)$ 為輸出電容與輸出電阻並聯如：

$$Z_{load}(s) = R \parallel \left(\frac{1}{sC} + r_c \right) = \frac{R + sCRr_c}{1 + sCr_c + sCR} \quad (8)$$

經過整理可得：

$$V_o(s) = \frac{(CRr_cs + R)V_{inv}}{L_1C(R + r_c)s^2 + (L_1 + CRr_c + Cr_{L1}(R + r_c))s + (r_{L1} + R)} \quad (9)$$

信號分成 DC 項與 AC 項

其中 DC 項為：

$$\overline{v_o}(s) = \frac{(CRr_cs + R)\overline{V_{inv}}}{L_1C(R + r_c)s^2 + (L_1 + CRr_c + Cr_{L1}(R + r_c))s + (r_{L1} + R)} \quad (10)$$

其中 AC 項為：

$$\widehat{v_o}(s) = \frac{(CRr_cs + R)\widehat{V_{inv}}}{L_1C(R + r_c)s^2 + (L_1 + CRr_c + Cr_{L1}(R + r_c))s + (r_{L1} + R)} \quad (11)$$

$$\widehat{V_{inv}} = \hat{d} * V_{dc} \quad (12)$$

因此可推得孤島運轉模式下控制命令與輸出電流轉移函數為：

$$G_{st}(s) = \frac{\widehat{v_o}}{\widehat{d}} = \frac{(CRr_c s + R)V_{dc}}{L_1 C(R + r_c)s^2 + (L_1 + CRr_c + Cr_{L1}(R + r_c))s + (r_{L1} + R)} \quad (13)$$

(2)轉換器建模(市電並聯模式下電流控制的推導):

根據圖 1 可計算得到電感電流 I_g 的轉移函數，如：

$$I_g(s) = \frac{\frac{(CRr_c s + R)}{L_1 C(R + r_c)s^2 + (L_1 + CRr_c + Cr_{L1}(R + r_c))s + (r_{L1} + R)} V_{inv} - V_g}{((sL_1 + r_{L1})\|Z_{load}(s)) + (sL_2 + r_{L2})} \quad (14)$$

信號分成 DC 項與 AC 項

其中 DC 項為：

$$I_g(s) = \frac{\frac{(CRr_c s + R)}{L_1 C(R + r_c)s^2 + (L_1 + CRr_c + Cr_{L1}(R + r_c))s + (r_{L1} + R)} \overline{V_{inv}} - \overline{V_g}}{((sL_1 + r_{L1})\|Z_{load}(s)) + (sL_2 + r_{L2})} \quad (15)$$

其中 AC 項為：

$$I_g(s) = \frac{\frac{(CRr_c s + R)}{L_1 C(R + r_c)s^2 + (L_1 + CRr_c + Cr_{L1}(R + r_c))s + (r_{L1} + R)} \widehat{V_{inv}} - \widehat{V_g}}{((sL_1 + r_{L1})\|Z_{load}(s)) + (sL_2 + r_{L2})} \quad (16)$$

$$\widehat{V_{inv}} = \widehat{d} * V_{dc} \quad (17)$$

因此可推得市電並聯模式下控制命令與輸出電流轉移函數為：

$$G_{ac}(s) = \frac{\widehat{t_g}}{\widehat{d}}|_{\widehat{v_g}=0} = \frac{(CRr_c s + R)}{H(s)} V_{dc} \quad (18)$$

$$\begin{aligned} H(s) = & L_1 L_2 C(R + r_c)s^3 \\ & + L_1(L_2 + CRr_c + Cr_{L2}(R + r_c)) + L_2 Cr_{L2}(R + r_c) + L_2 CRr_c s^2 \\ & + (r_{L2} + R + r_{L1}(L_2 + CRr_c + Cr_{L2}(R + r_c)) + R(L_2 + Cr_c r_{L2}))s \\ & + r_{L1}(r_{L2} + R) + Rr_{L2} \end{aligned} \quad (19)$$

孤島運轉控制方塊圖如下所示：

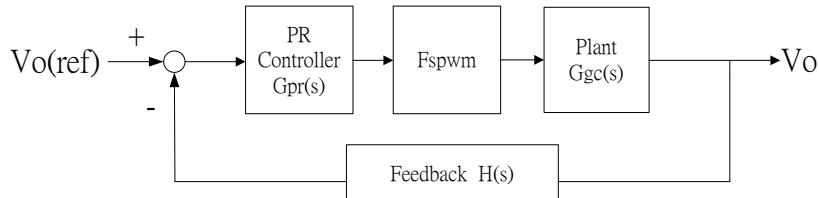


圖 38. 孤島運轉控制方塊圖

市電並聯控制方塊圖如下所示：

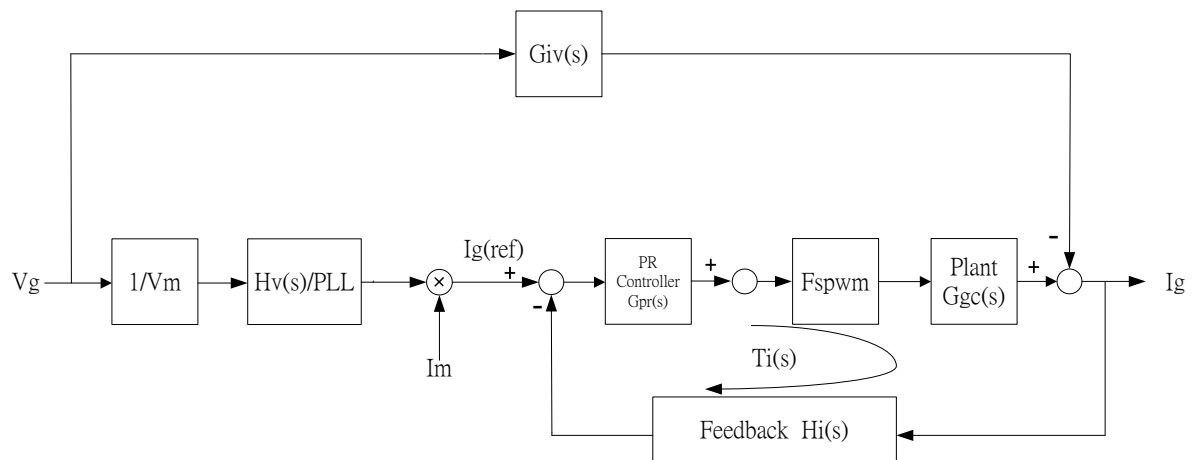


圖 39. 市電並聯控制方塊圖

PR 控制器轉移函數

$$G_{pr}(S) = K_p + \frac{2K_r\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_o^2}$$

開路電流轉移函數

$$Ti(s) = G_{pr}(s)F_{spwm}G_{gc}(s)H(s)$$

表 2. 孤島運轉閉迴路系統設計參數表

K_p	0.01042
K_r	15
ω_o	377 rad/s
ω_c	6.28 rad/s
V_{in}	400V
$L1$	500uH ,
C	15uF
R	200k Ω
$r_{L1} \text{ , } r_c \text{ , } r_{L2}$	0.01 Ω
F_{spwm}	1

表 3. 併網模式閉迴路系統設計參數表

K_p	0.2188
K_r	30
ω_o	377 rad/s
ω_c	6.28 rad/s
V_{in}	400V
$L1$	500uH ,
$L2$	200uH ,
C	15uF
R	200k Ω
r_{L1} 、 r_c 、 r_{L2}	0.01 Ω
F_{spwm}	1

孤島運轉模擬頻率響應如下所示：

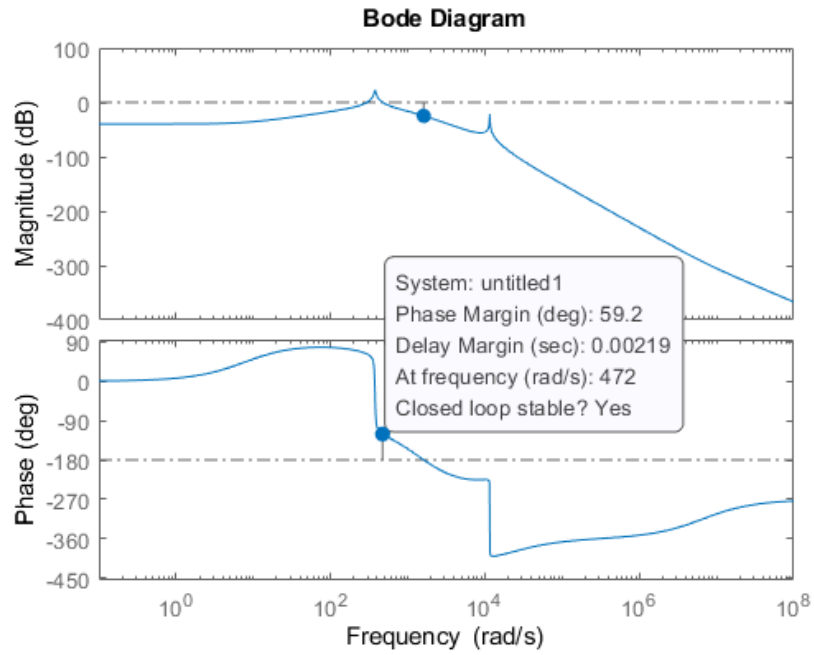


圖 40. 孤島運轉電壓控制波德圖

市電並聯模擬頻率響應如下所示：

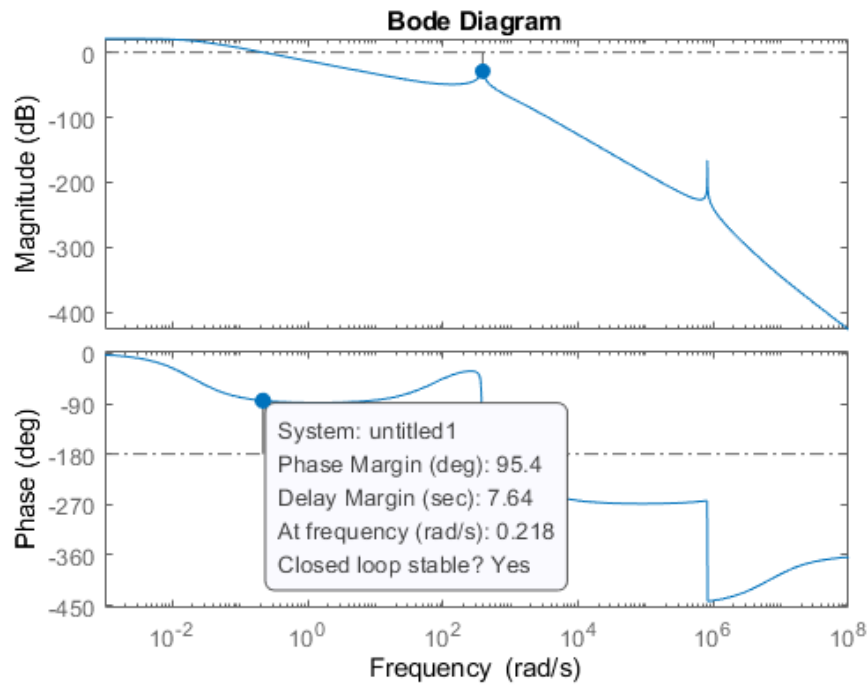


圖 41. 市電併聯運轉電流控制波德圖

次外針對控制器測試孤島運轉與市電併聯波型，如圖 42 所示，黃色為市電電壓，紅色為轉換器輸出，綠色為電感電流，其輸出結果在併網後改變電流命令大小，可以發現其併網暫態為穩定。

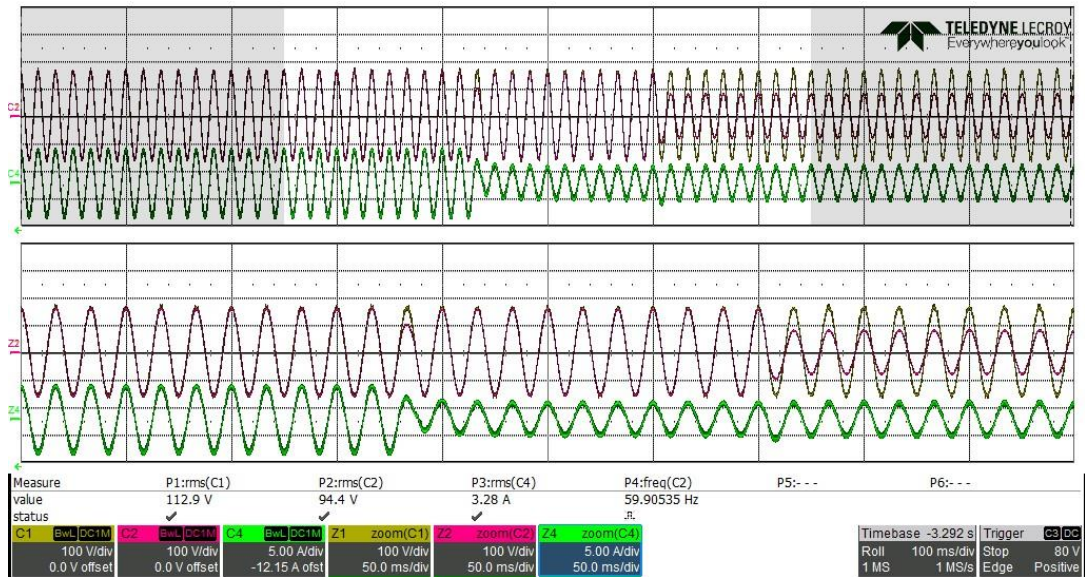


圖 42. 市電併網暫態測試結果

(二) 功率調節系統併網四象限功能

實驗室建置之 1kVA 功率調節系統實體電路如圖 43 所示，併實測功率調節系統併網四象限功能，實驗室實測結果如下：

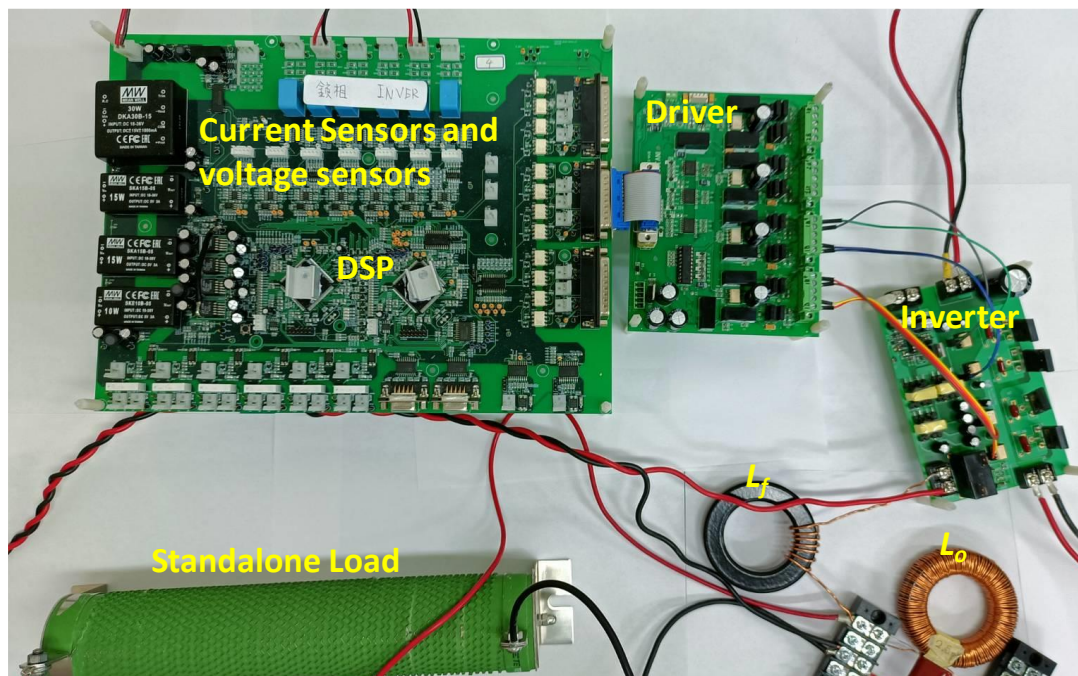


圖 43. 1kVA 功率調節系統實體電路

A. $PF=1$ 輸出

換流器操作純實功模式，實測波形以 1 kVA 為例，如下所示。

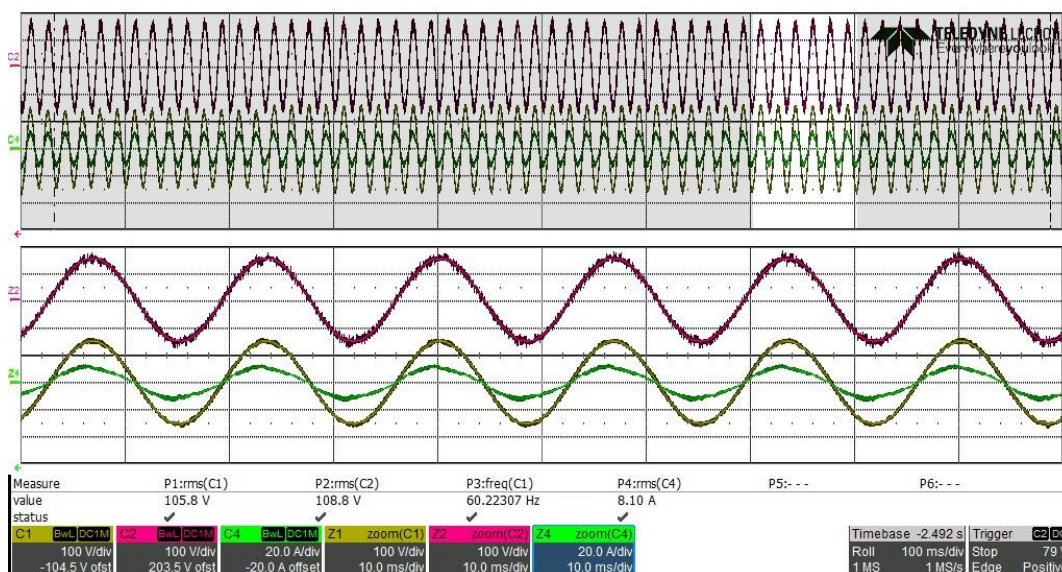


圖 44. $PF=1$ 輸出電壓電流波形

B. 電流超前電壓 45°

換流器操作於電流超前電壓 45° ，實測波形以 1kVA 為例，如下所示。

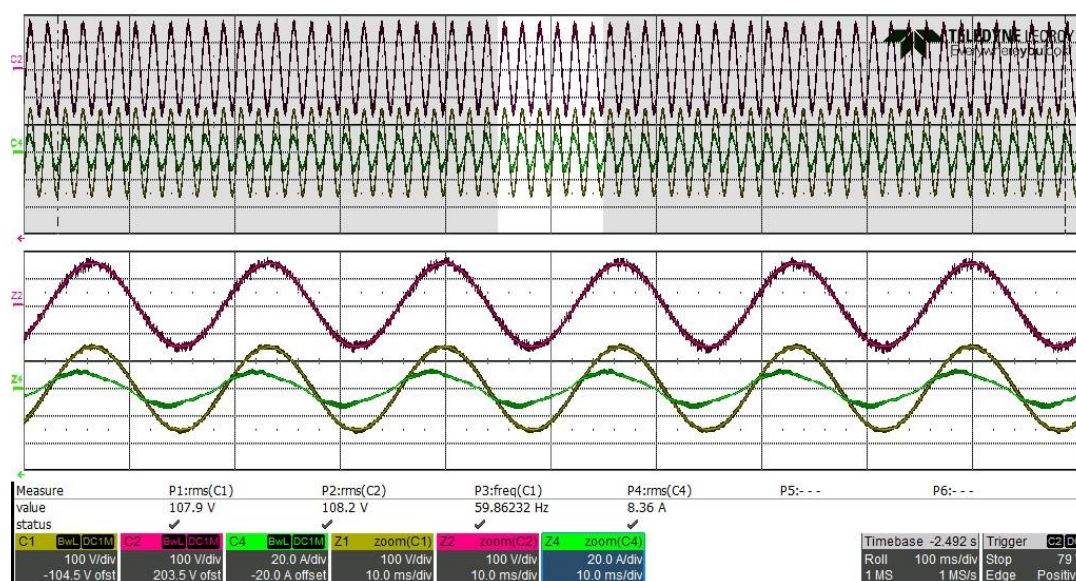


圖 45. 電流超前電壓 45° 輸出電壓電流波形

C. 電流超前電壓 90°

換流器操作於電流超前電壓 90° ，實測波形以 1kVA 為例，如下所示。

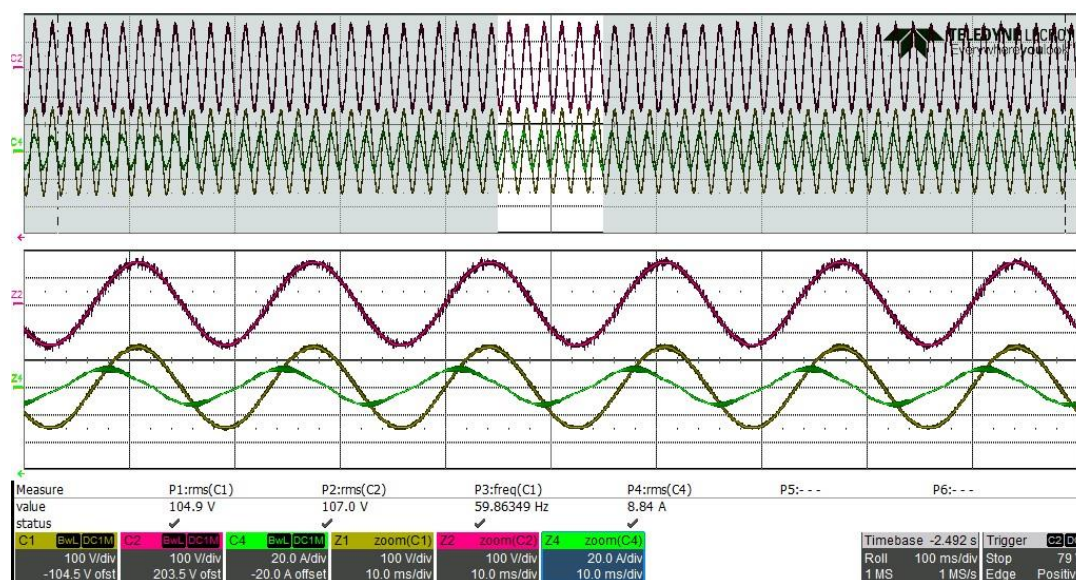


圖 46. 電流超前電壓 90° 輸出電壓電流波形

D. 電流超前電壓 135°

換流器操作於電流超前電壓 135° ，實測波形以 1kVA 為例，如下所示。

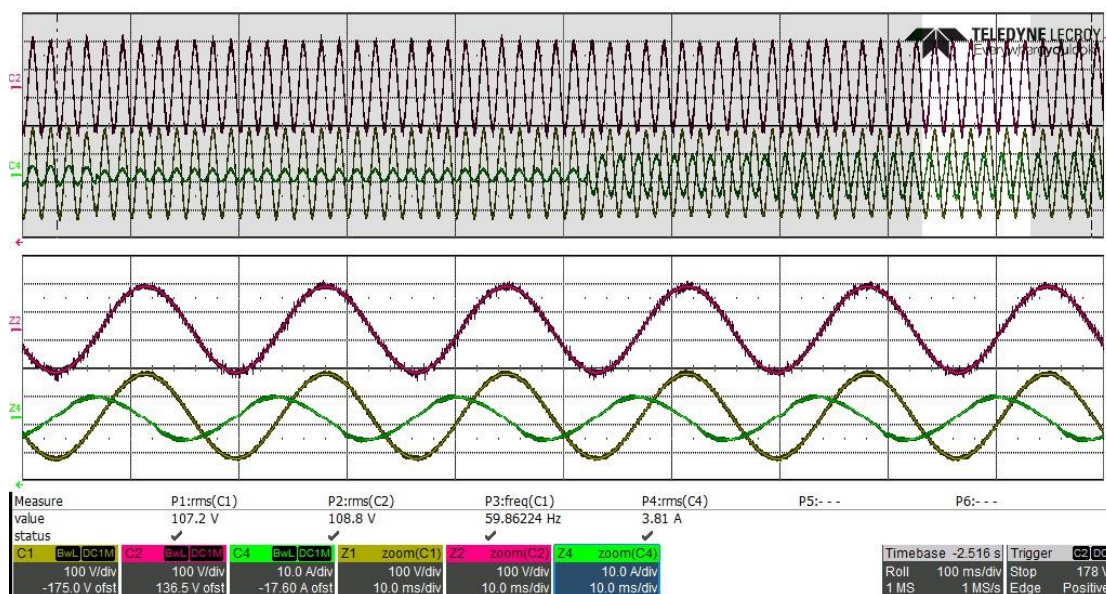


圖 47. 電流超前電壓 135° 輸出電壓電流波形

E. $PF=-1$ 輸出

換流器操作 PFC 模式，實測波形以 1 kVA 為例，如下所示。

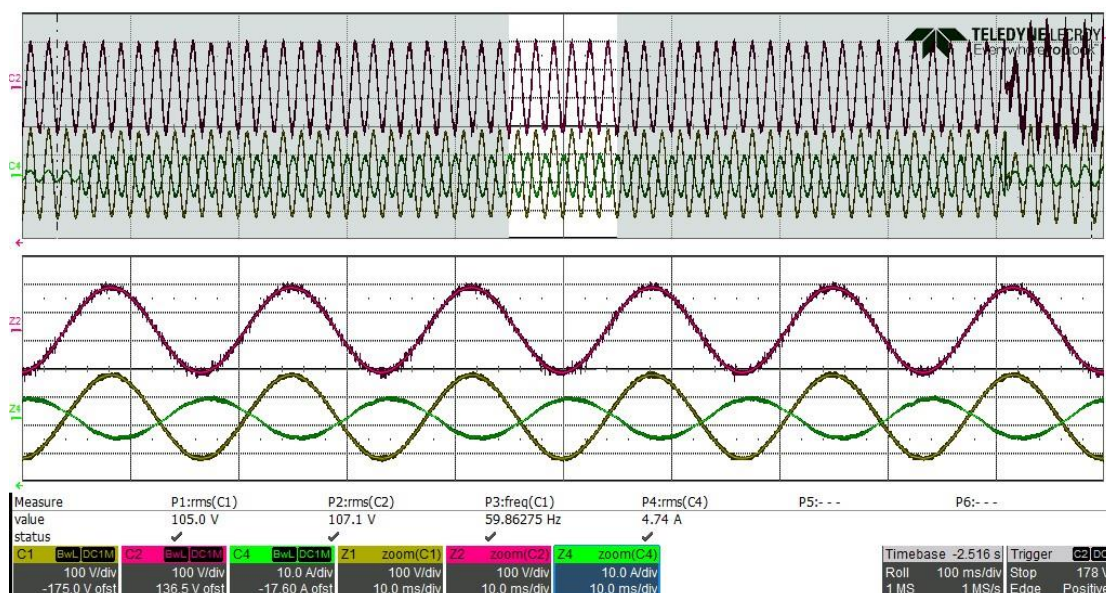


圖 48. $PF=-1$ 輸出電壓電流波形

F. 電流落後電壓 45°

換流器操作於電流落後電壓 45° ，實測波形以 1kVA 為例，如下所示。

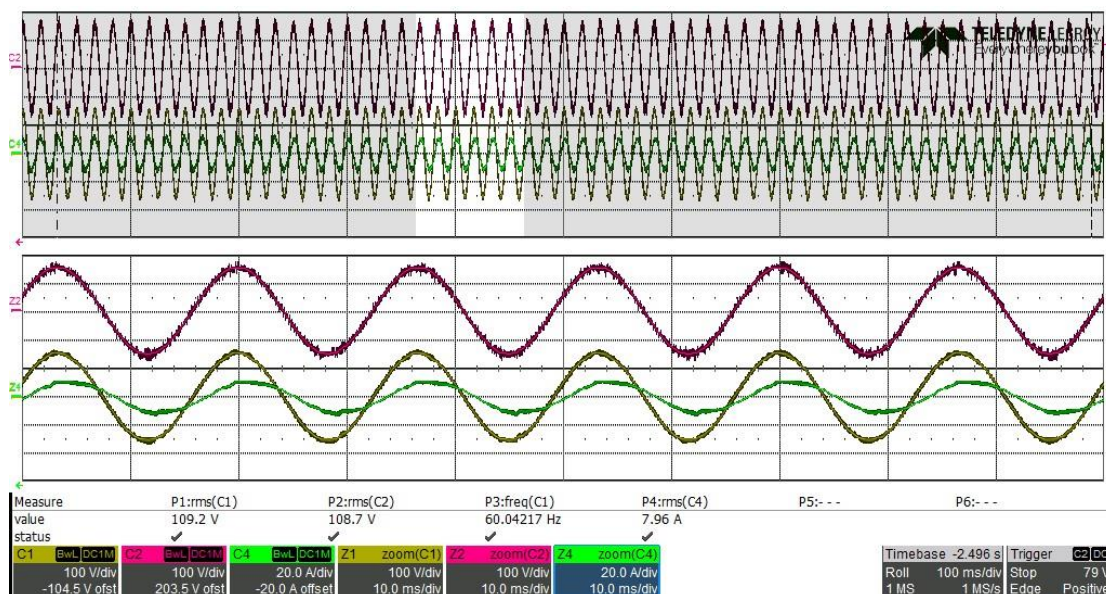


圖 49. 電流落後電壓 45° 輸出電壓電流波形

G. 電流落後電壓 90°

換流器操作於電流落後電壓 90° ，實測波形以 1kVA 為例，如下所示。

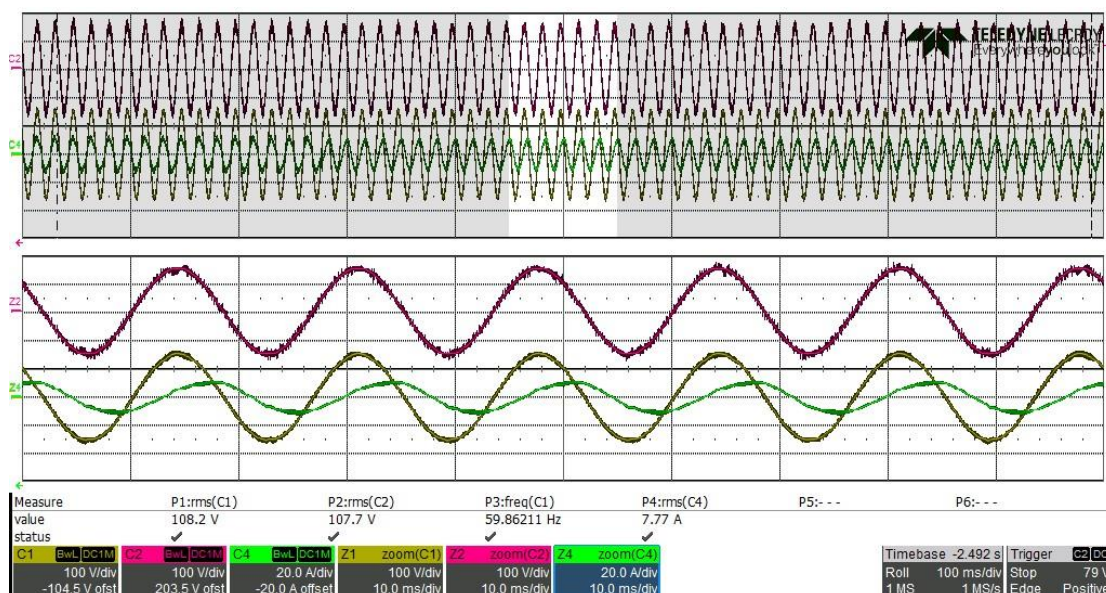


圖 50. 電流落後電壓 90° 輸出電壓電流波形

H. 電流落後電壓 135°

換流器操作於電流落後電壓 135° ，實測波形以 1kVA 為例，如下所示。

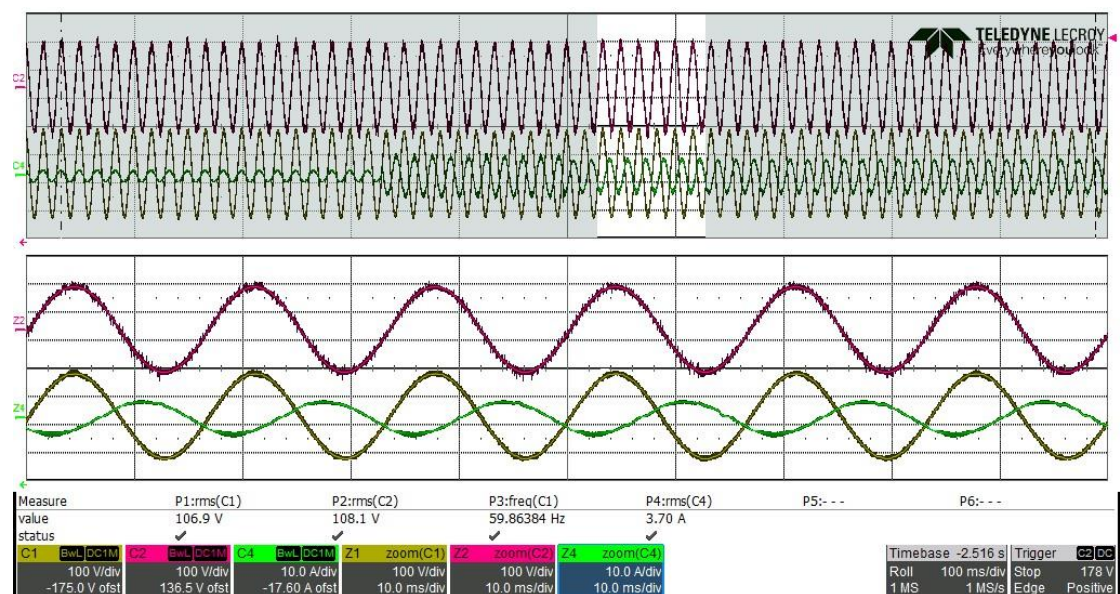


圖 51. 電流落後電壓 90° 輸出電壓電流波形

(三) 個別相輸出功能

功率調節系統個別相輸出功能，與核研所團隊合作實測結果如下：

A. R 相輸出 $+5kW, +5kVAR$ 、 S 相輸出 $+7kW, +7kVAR$ 與 T 相輸出 $+8kW, +8kVAR$

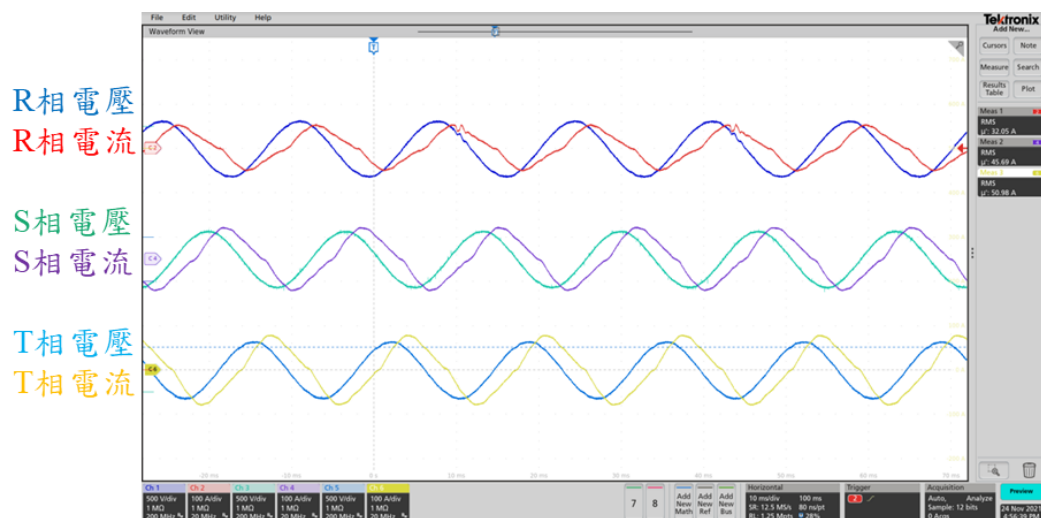


圖 52. 三相輸出電壓電流 (R 相輸出 $+5kW, +5kVAR$ 、 S 相輸出 $+7kW, +7kVAR$ 與 T 相輸出 $+8kW,$

+8kVAR)

B. R 相輸出-5kW, +5kVAR、S 相輸出-7kW, +7kVAR 與 T 相輸出-8kW, +8kVAR

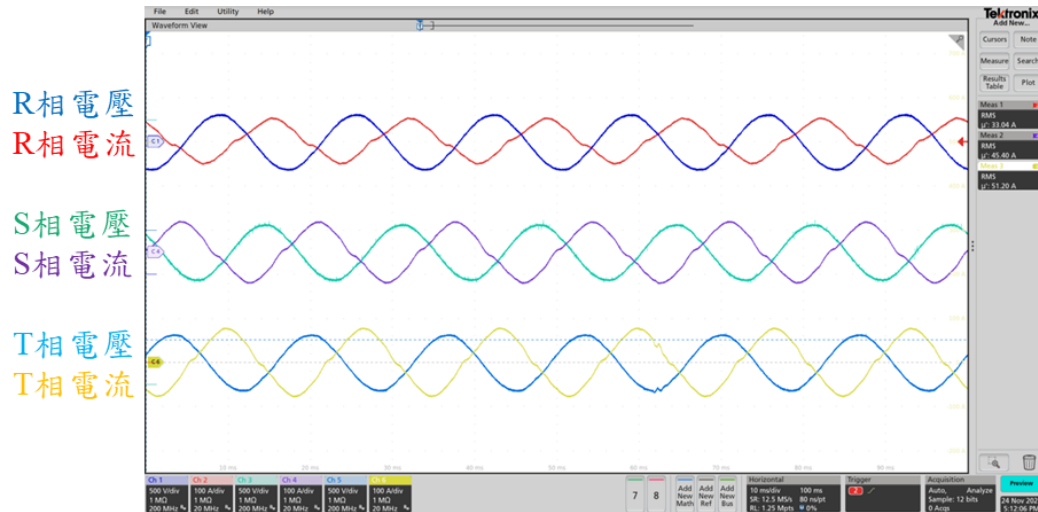


圖 53. 三相輸出電壓電流 (R 相輸出-5kW, +5kVAR、S 相輸出-7kW, +7kVAR 與 T 相輸出-8kW, +8kVAR)

C. R 相輸出-5kW, -5kVAR、S 相輸出-7kW, -7kVAR 與 T 相輸出-8kW, -8kVAR

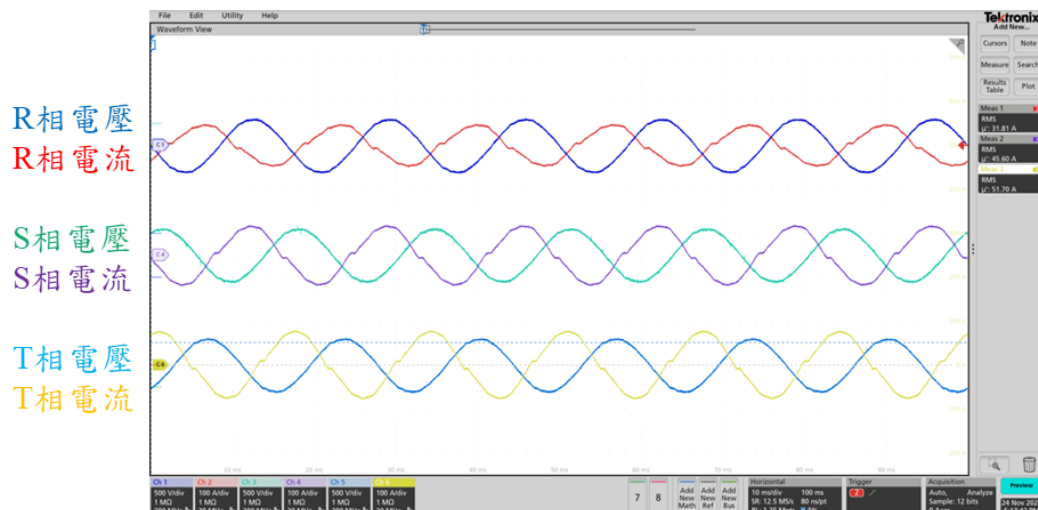


圖 54. 三相輸出電壓電流 (R 相輸出-5kW, -5kVAR、S 相輸出-7kW, -7kVAR 與 T 相輸出-8kW, -8kVAR)

D. R 相輸出+5kW, -5kVAR、S 相輸出+7kW, -7kVAR 與 T 相輸出+8kW, -8kVAR

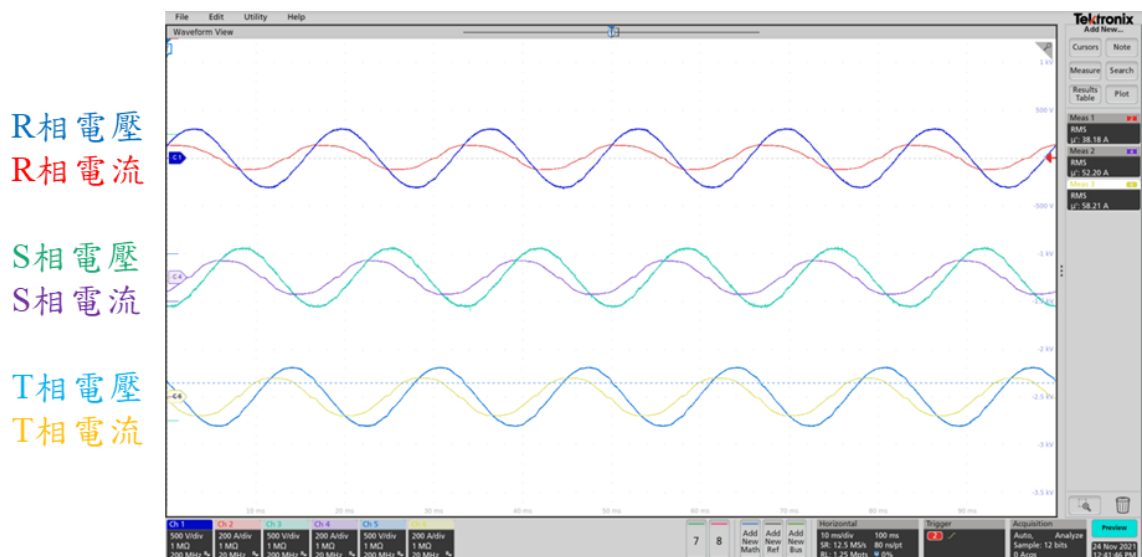


圖 55. 三相輸出電壓電流 (R 相輸出+5kW, -5kVAR、S 相輸出+7kW, -7kVAR 與 T 相輸出+8kW, -8kVAR)

四、第四季

第四季目標整理研究成果，並完成相關會議論文接受一篇，SCI 期刊論文投稿一篇與期末報告。

1. 期刊論文投稿：

J.-T. Gao, C.-H. Shih, C.-W. Lee, and K.-Y. Lo, “An active and reactive power controller for battery energy storage system in microgrids,” *IEEE ACCESS*. (Submitted date: 2021/9/16)

2. 會議論文：

施建亨，李俊緯，鄭金展，羅國原，“用於微電網之雙向交流-直流介面轉換器,” in *Proc. 第四十二屆中華民國電力工程研討會暨第十八屆台灣電力電子研討會*台灣 2021 年 11 月 11-12 日。

肆、 結論

本計畫研究功率調節系統，可應用於儲能系統於為電網上，其操作模式分為孤島運轉模式與市電併聯模式。功率調節系統操作在孤島運轉模式如同電壓源，此時由直流側的電池透過功率調節系統供應負載電源；當操作在市電併聯模式時，可依據實虛功平面分配實虛功，補償電網電壓或電網頻率，實虛功補償的功能可分成四象限控制。

控制器利用比例諧振控制器抑制總諧波失真，並且在諧振點頻率的增益極高，孤島運轉做電壓控制，併網模式做電流控制。在穩定度的分析上使用 Matlab 分析了孤島運轉模式下與市電並聯模式下的相位邊限，皆大於 45 度，因此閉迴路控制的穩定度也符合研究目標。實驗分別以 1kVA 與核研所設備驗證其控制程式和控制方法，驗證四象限控制與獨立相功率控制，最後將成果整理投稿至會議和期刊。

參考文獻

- [1] 經濟部能源局，「焦點新聞」。
Available: https://www.moeaboe.gov.tw/ECW/populace/news/News.aspx?kind=1&menu_id=41&news_id=17697 [Accessed: Dec. 17, 2020]
- [2] A. Gupta, S. Doolla, and K. Chatterjee, “Hybrid AC–DC microgrid: systematic evaluation of control strategies,” *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 9, no. 4, pp. 3830–3843, Jul. 2018.
- [3] A. Francés, R. Asensi, Ó. García, R. Prieto, and J. Uceda, “Modeling electronic power converters in smart DC microgrids—an overview,” *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 9, no. 6, pp. 6274–6287, Nov. 2018.
- [4] L. Herrera, W. Zhang, and J. Wang, “Stability analysis and controller design of DC microgrids with constant power loads,” *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 8, no. 2, pp. 881–888, Mar. 2017.
- [5] Markets and Markets , Low voltage DC Circuit Breaker Market. Available: https://www.marketsandmarkets.com/Market-Reports/micro-grid-electronics-market-917.html?gclid=CjwKCAiA8ov_BRAoEiwAOZogwf-yo0koLUfZDED2dI7xYY5Ki2ymXSnVP-5kCb3rMJqbsA42Iwvjxo-ClxEQAvD_BwE [Accessed: Dec. 17, 2020]
- [6] J. Kolar, and G. Ortiz, “Solid-state-transformers: key components of future traction and smart grid systems,” in *Proc. of the International Power Electronics Conference*, 2014.
- [7] J. E. Huber and J. W. Kolar, “Solid-state transformers: On the origins and evolution of key concepts,” *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 10, no. 3, pp. 19–28, Sep. 2016.
- [8] J. E. Huber and J. W. Kolar, “Optimum number of cascaded cells for high-power medium-voltage AC–DC converters,” *IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, vol. 5, no. 1, pp. 213–232, Mar. 2016.
- [9] J. E. Huber and J. W. Kolar, “An integrated solid-state transformer with high-frequency isolation for EV fast-charging applications,” *IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, vol. 1, no. 1, pp. 46–56, Jul. 2020.
- [10] M. Lee, C. Yeh, O. Yu, J. Kim, J. Choe, and J. Lai, “Modeling and control of three-level boost rectifier based medium-voltage solid-state transformer for DC fast charger application,” *IEEE Trans. Transp. Electrification*, vol. 5, no. 4, pp. 890–902, Dec. 2019.
- [11] C. Y. Tang, Y. F. Chen, Y. M. Chen, and Y. R. Chang, “DC-Link voltage control

- strategy for Three-Phase Back-to-Back active power conditioners,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 10, pp. 6306–6316, Apr. 2015.
- [12] J. Kolar, and G. Ortiz, “Solid-state-transformers: key components of future traction and smart grid systems,” in *Proc. of the International Power Electronics Conference*, 2014.
- [13] T.-F. Wu, T.-C. Chou, C.-W. Huang, and K. Sun, “Bi-directional Grid-Connected Modular Multilevel Converters with Direct Digital Control and D- Σ Processes,” *IEEE Trans. Power Electronic.*, vol. 34, no. 11, pp. 11290–11299, Jan. 2019.
- [14] K.-Y. Lo and Y.-M. Chen, “Design of a Seamless Grid-Connected Inverter for Microgrid Applications,” *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 11, no. 1, pp.194-202, Jan. 2020.
- [15] L. Y. Liu, J. T. Gao, and K. Y. Lo, “A Reactive Power Control Strategy of the Grid-Connected Inverter for Microgrid Application,” in *Proc. IFEEC-ECCE Asia2017*, Jun. 2017, pp. 755–759.
- [16] L. Schrittwieser, M. Leibl, and J. W. Kolar, “99% efficient isolated three-phase matrix-type DAB Buck–Boost PFC rectifier,” *IEEE Trans. Power Electronic.*, vol. 35, no. 1, pp. 138–157, Jan. 2020.
- [17] A. Nabae, I. Takahashi, and H. Akagi, “A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-17, no. 5, pp.518-523, 1981.
- [18] J. Y. Lee, C. Y. Liao, S. Y. Yin, and K.-Y. Lo, “A multilevel inverter for contactless power transfer system,” *IEEE Trans. Circuits Syst. II, Exp. Briefs*, Early Access Article 2020.
- [19] C.-C. Cheng, J.-T. Gao, and K.-Y. Lo, “Hot-Swappable Grid-Connected Multilevel Converter for Battery Energy Storage System,” *IEEE Trans. Circuits Syst. II, Exp. Briefs*, Early Access Article 2020.
- [20] H.A. Toliyat, A. Balakrishnan, M. Amirabadi, and W. Alexander, “Soft switched ac-link AC/AC and AC/DC buck-boost converter,” in *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2008, pp. 4168-4176.
- [21] H. Chen and D. Divan, “Soft-switching solid state transformer (S4T),” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, no. 4, pp. 2933–2947, Apr. 2018.
- [22] H. Chen, A. Prasai, and D. Divan, “Dyna-C: a minimal topology for bi-directional solid state transformers,” *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 32, no. 2, pp. 995-1005, Feb. 2017.
- [23] H. Chen, A. Prasai, R. Moghe, K. Chintakrinda, and D. Divan, “A 50 kVA three-phase solid state transformer based on the minimal topology: Dyna-C,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 12, pp. 8126-8137, Dec. 2016.
- [24] N. S. Ahmad, T. Tsai and Y. Chen, “Single-phase grid-connected inverters with simplified SPWM control,” *IEEE Open Journal of Power Electron.*, vol. 1, pp.

170-179, 2020.

- [25] T. Wu, M. Misra, Y. Jhang, Y. Huang and L. Lin, “Direct digital control of single-phase grid- connected inverters with LCL filter based on inductance estimation model,” *IEEE Trans. Power Electronic.*, vol. 34, no. 2, pp. 1851-1862, Feb. 2019.
- [26] Y. C. Chen and Y. Y. Tzou, “Two-layer current Sharing control of parallel connected grid inverters with specified line impedance uncertainties,” in *Proc. IECON 2019*, 2019, pp. 3956-3961.
- [27] C.-H. Hsieh, T.-J. Liang, S.-M. Chen, and S.-W. Tsai, “Design and implementation of a novel multilevel dc–ac inverter,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 52, no. 3, pp. 2436–2443, May/Jun. 2016.
- [28] N. A. Dung, H.-J. Chiu, Y.-C. Liu, and P. J. Huang, “Analysis and implementation of a high voltage gain 1 MHz bidirectional DC–DC converter,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 67, no. 2, pp. 1415–1424, Feb. 2020.
- [29] J. T. Gao, J. J. Jheng, and K. Y. Lo, “A Power Smoothing Control of Battery Energy Storage Systems for Microgrid Applications, ” in *Proc. GRE2018*, Jun. 2018.