

行政院原子能委員會核能研究所 委託研究計畫

三相功率調節系統協調柴油機之 基載輸出策略研究

Study on Power Coordinated Strategies for Base-Load Diesel Generators with Three-Phase Power Conditioning System

計畫編號：111A014

受委託機關(構)：國立高雄科技大學

計畫主持人：羅國原

聯絡電話：07-3814526 ext.15520

E-mail：kylo@nkust.edu.tw

核研所聯絡人員：陳敬宇

報告日期：111 年 12 月 19 日

目錄

目錄	II
圖目錄	IV
摘要	VII
Abstract	VIII
壹、 計畫緣起與目的	1
一、 計畫背景	1
二、 計畫目標	4
三、 國內外有關本計畫之研究	6
貳、 研究方法與過程	10
一、 前言	10
二、 功率調節系統電路分析	11
參、 主要發現與結論	27
一、 進行三相功率調節系統協調柴油機進行基載輸出之演算法 開發	28
二、 三相功率調節系統獨立運轉於不平衡負載之閉迴路電壓控 制器設計，並以波德圖分析系統穩定度	34

三、 撰寫 DSP 程式碼，功率調節系統提供不平衡負載用電， 且可在併網前進行電壓個別鎖相調幅，以利後續與電壓不平衡 之電源併聯。	38
四、 進行功率調節系統與電壓不平衡電源併聯測試，併網後之 孤島偵測功能開發，當併聯之電源跳脫，可自主偵測到電源異 常，而發出訊號。	41
五、 進行模式切換功能開發，當功率調節系統偵測到電源異 常，可由併網運轉切換至獨立運轉模式，其電壓變動小於 5%。	48
肆、 參考文獻	51

圖目錄

圖 1. 全球微電網市場規模預測[1].....	2
圖 2. 研究計畫架構.....	5
圖 3. 雙向全橋直流交流換流器架構.....	7
圖 4. 三相獨立控制功率調節系統控制架構(單相為例).....	12
圖 5. 三相三臂控制功率調節系統控制架構.....	13
圖 6. 座標軸轉換 (a) Clarke 座標軸轉換 (b) Park 座標軸轉換	13
圖 7. 座標軸轉換 三相三臂等效示意圖.....	16
圖 8. 三相三臂模型示意圖.....	17
圖 9. 三相三臂等效模型示意圖.....	17
圖 10. dq 模型示意圖.....	19
圖 11. 設計 decoupling 控制器	19
圖 12. Bridgeless Totem-Pole PFC 控制架構.....	20
圖 13. 功率調節系統轉移函數控制方塊圖.....	20
圖 14. 具虛阻抗補償 LCL 濾波器	22
圖 15. 虛阻抗補償控制之波德圖比較 (a) 無虛阻抗補償 (b) 有虛阻抗補償 ...	24
圖 16. 孤島運轉情形.....	26
圖 17. 孤島運轉模式模擬電路.....	28
圖 18. 孤島運轉模式模擬結果.....	29
圖 19. 市電並聯模式模擬電路.....	29
圖 20. 市電並聯模式模擬結果 (a) 市電並聯模式(DC/AC) (b) 功因修正模式 AC/DC)	30
圖 21. 柴油機輸出控制功率方塊圖.....	31
圖 22. 三相功率調節系統協調柴油機進行基載輸出控制功率方塊圖.....	32
圖 23. 三相功率調節系統協調柴油機進行基載輸出控制流程圖.....	33

圖 24. 三相功率調節系統協調柴油機進行基載輸出控制模擬電路圖.....	33
圖 25. 三相功率調節系統協調柴油機進行基載輸出控制模擬結果.....	34
圖 26. 三相功率調節系統發生負載三相不平衡時之模擬結果.....	35
圖 27. 三相功率調節系統發生電壓三相不平衡時之模擬結果.....	35
圖 28. 功率調節系統閉迴路控制方塊圖.....	36
圖 29. 孤島運轉模式波德圖.....	37
圖 30. 市電並聯運轉模式下波德圖.....	37
圖 31. 具市電同步功能之 PLL 系統之(a) 控制方塊圖 (b)波德圖	40
圖 32. 個別鎖相調幅測試.....	40
圖 33. 三相功率調節系統電力級電路.....	41
圖 34. 三相功率調節系統電力級電路佈局.....	42
圖 35. 三相功率調節系統進行市電並聯時暫態電壓與電流波形.....	42
圖 36. 三相功率調節系統進行市電並聯時穩態電壓與電流波形.....	42
圖 37. 三相調節系統之原型架構.....	44
圖 38. 三相獨立電流控制.....	44
圖 39. 三相三臂併網電流控制.....	44
圖 40. Totem-Pole 實功控制	45
圖 41. 低電壓孤島偵測.....	45
圖 42. 高電壓孤島偵測.....	46
圖 43. 低頻率孤島偵測.....	47
圖 44. 高頻率孤島偵測.....	47
圖 45. 孤島運轉併網模式切換.....	49
圖 46. 併網模式運轉.....	49
圖 47. 若電源異常併網轉孤島模式切換.....	49
圖 48. 三相獨立運轉轉 Totem-pole 模式切換	50
圖 49. Totem-pole 轉三相獨立運轉模式切換	50

圖 50. Totem-pole 與三相獨立運轉模式效率比較	50
--------------------------------------	----

摘要

近年來我國政府已全力投入發展再生能源，希望能提高能源自主比例，帶動新興綠能產業，目前已規劃於 2025 年完成 20 GW 太陽光電與 4.2 GW 風力發電設置，隨之而來的高占比再生能源將帶來更多的挑戰，因此本計畫擬發展應用於離島微電網之三相功率調節系統協調柴油機之基載輸出策略，功率調節架構中包含雙向直流轉交流換流器與濾波器，直流轉交流換流器採用三組單相全橋換流器設計，可進行離島為電網四象限功率傳輸，實現柴油機輸出平滑控制模式、三相不平衡補償與微電網電壓補償模式，當發生交流電超過正常範圍時，將進行實虛功控制，並以波德圖驗證系統穩定度。最後將以實際硬體電路進行測試驗證，本計畫提出三種模式之切換，包含三相獨立功率控制、三相三臂控制以及 Totem-Pole 實功控制，三相獨立功率控制可以是為三組單相換流器分開控制，可獨立調節各相功率與平衡電網電壓的穩定，三相三臂控制可將其中三臂停止切換，減少了開關的導通損失與切換損失，並且通過 DQ 轉換來簡化控制參數，Totem-Pole 實功控制可將其中三臂透過低頻切換來減少切換損失。計畫未來可提供輔助服務與改善微電網電力品質。研究成果將有助於業界進行先期評估及電力公司參考制定規範，協助達成政府綠能政策。

中文關鍵字：功率調節系統、實/虛功補償、微電網

ABSTRACT

In recent years, Taiwan government concentrated on developing the technologies of renewable energy to increase the proportion of energy independency and motivate the development of renewable energy industry. Taiwan government already 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 the huge challenge and impacts to the electricity grid in Taiwan. For the island microgrid system, the comprising battery energy storage system (BESS) is a promising emerging topology to increase the penetration rate of renewable energies. The objective of this project is to develop power coordinated strategies for base-load diesel generators with three-phase power conditioning system. The power conditioning system included three bidirectional dc-ac full-bridge inverters for microgrid applications. The proposed control strategies can operate the BESS with active and reactive power conditions and realize power smoothing, islanding detection, mode-transfer, and three-phase unbalance compensation. This project proposed three control modes including three-phase independent power control, three-phase three-legs control, and totem-pole real power control. The research outcome obtained from the project will assist industry developers and utility in analysis and management of BESS, which will greatly allow renewable energy development and achieve government policies.

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

壹、計畫緣起與目的

一、計畫背景

為因應再生能源即將帶來電力系統的衝擊，政府逐步修正再生能源發展條例，立法院已於 108 年三讀通過再生能源發展條例部分條文修正，並於同年公布施行，目標為大力推動再生能源的使用，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，台灣目前也全力推動離岸風電發展，擴展市場需求與產值，根據工研院研究資料，2021 年台灣風力發電製造業產值約為 367.7 億元，較 2020 年成長 9.6%，未來在 2025 年整合風力發電使再生能源發電比例要達到 20% [1]，[2]，也納入多項創新鼓勵綠能作法，針對契約容量大於 5 MW 的用電大戶，要求設置一定裝置容量的再生能源發電設備或儲能設備，或以購買綠電憑證、繳納代金的方式代替。用電大戶主要產業為石化、塑化、鋼鐵、半導體、面板、電子資訊等產業，估計將有 500 多個電號、300 多家企業受到影響。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。為降低積極降低再生能源間歇性發電之衝擊，行政院於 109 年 3 月 27 日核定之「智慧電網總體規劃方案（修正案核定本）」執行，目標

增強電網韌性，並強化輸配電系統整合，以提高防災及故障排除能力，同時增加系統供需效能，納入負載管理方式，強化用戶參與，逐步建構兼具效能與穩定性的智慧電網。同時期望帶動能源轉型、引領產業轉型與新經濟發展。發展智慧電網首要達成之目標為：(1) 因應再生能源併網之挑戰 (2) 強化既有電網之強韌性，以提升供電品質與面對極端氣候 (3) 促使用戶參與節能以提升電力系統運轉效率。未來智慧電網策略規劃以「解決問題」為導向。檢視目前電力系統面臨問題修訂架構，歸納為電網系統整合之 7 個重要領域，分別為：「智慧調度與發電」、「電網管理」、「儲能系統」、「需求面管理」、「資通訊基礎建設」、「產業發展」、「法規制度」等。其中「儲能系統」可將著重於系統整合微電網功能，利用微電網建置進而擴散至發展智慧電網。根據國外網站 Marketsandmarkets 調查，如圖 1 所示，2020 年微電網



圖 1. 全球微電網市場規模預測[1]

市場高達 286 億美金，預計將持續成長到 2025 年 474 億美金[3]，複合年均增長率可達到 10.6%。功率調節系統整合儲能設備將會是改善電力系統穩定與推動微電網發展可行的方案，相對占地面積較小、建置時間短，而且反應快速與可雙向操作，不僅能快速提升再生能源建置比率，也改善對電網造成衝擊，協助穩定用電安全。目前發展以離島較為迅速，為此，台電已於金門導入兩套儲能系統，其中，2 千瓩鋰電池儲能系統藉由偵測系統狀態，快速提供短時間電力補償，使電力供需系統更為穩定。另外，1.8 千瓩鈉硫電池系統具備大儲存容量之設計，最長可連續使用 6 小時，於白天太陽光電充沛時段充電，並於夜間放電，可與柴油機組綜效搭配。未來將可擴展到不同離島地區，降低再生能源間歇性發電之衝擊。因此本計畫研究以離島較小容量之微電網為研究背景，在以柴油機為基載的電力供應上，研究以三相功率調節系統進行柴油機之基載輸出之協調策略，主要可應用模式包括三相不平衡補償、負載轉移以及平穩化負載。以柴油機作為主要電源的微電網獨立運轉時，其三相不平衡負載較為嚴重，導致三相發電設備的使用壽命縮短，且隨著再生能源併入電網，柴油機有時處於低載運轉相當耗能，甚至會有被逆送電造成跳機之風險。透過功率調節系統協助柴油機維持基載輸出，可使柴油機穩定以較佳工作效率運作，並降低發電設備端不平衡現象，倘若柴油機發生跳機時，亦可以

功率調節系統作為主電源維持微電網正常運作。此外，當接近正午時剛好是接近尖峰負載區間，功率調節系統與儲能系統可在此時提供負載需求，削去用電尖峰，降低柴油機運轉壓力；接近午夜時可能是接近離峰負載區間，功率調節系統與儲能系統可在此時儲存電力，避免柴油機長時間在輕載，以改善柴油機運轉效率。針對間歇性運轉的高變動用電負載，較小容量之功率調節系統可進行儲能充放電取代偶發性的用電變化，同時提高儲能設備利用率。然而為有效因應再生能源增加隨之而來的全部挑戰，包括增加功率調節系統穩定度，簡化控制架構與抑制間歇性再生能源之瞬間功率變化等問題，因此本計畫本在符合政策目標與應用離島電網先期驗證實務的理念下，進行三相功率調節系統協調柴油機之基載輸出策略研究，旨在改善離島微電網穩定度與提升綠色能源占比，進而扶植國內產業，未來更可適時將相關技術推廣至更多離島或鄉鎮地區，進而達成降低發電成本及整合再生能源發電的商業運行與推廣應用。

二、 計畫目標

本計畫目的為開發應用核研所微電網之功率調節系統協調柴油機之基載輸出策略，可整合儲能系統後可解決再生能源不穩定造成的三項不平衡問題，降低再生能源或負載對柴油機的影響。本計畫所開發之功率調節系統其計畫架構如圖 2 所示，計畫將進行相關系統之理

論探討、模型建置、模擬分析、量測驗證及報告撰寫。預計完成的工作項目包括進行三相功率調節系統協調柴油機進行基載輸出之演算法開發，三相功率調節系統獨立運轉於不平衡負載之閉迴路電壓控制器設計，並以波德圖分析系統穩定度，設計功率調節系統提供不平衡負載用電，且可在併網前進行電壓個別鎖相調幅，以利後續與電壓不平衡之電源併聯。進行功率調節系統與電壓不平衡電源併聯測試，以及併網後之孤島偵測功能開發，當併聯之電源跳脫，可自主偵測到電源異常發出訊號。

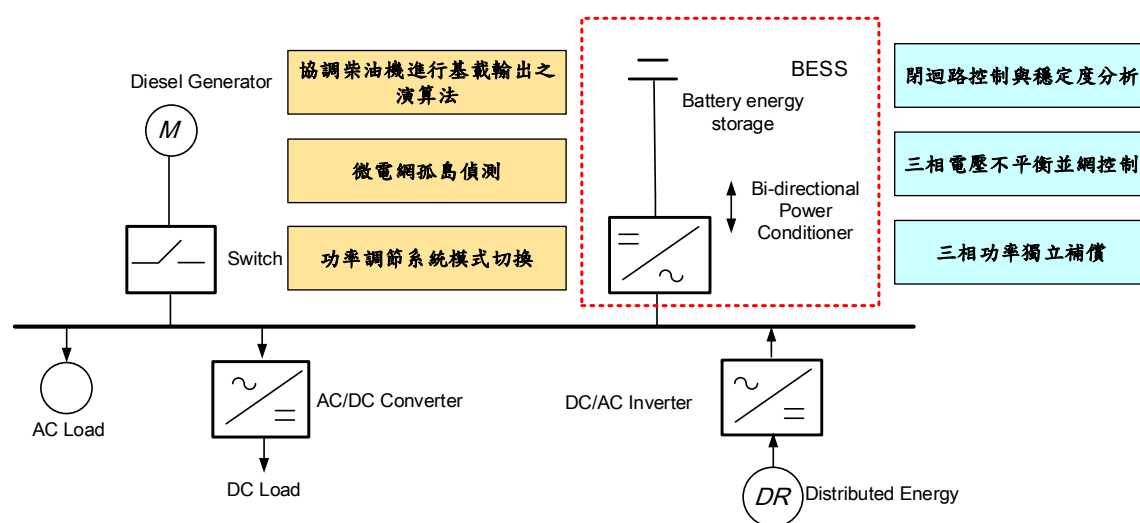


圖 2. 研究計畫架構

三、 國內外有關本計畫之研究

目前國外的學術研究中，有關高功率調節系統架構多採用全橋換流器架構[4]-[8]，如圖 3 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，目前也延伸出不同電路架構，另外考量切換損失和元件電壓應力影響，三階層換流器早在 1980 年就被提出來[9]，利用串接方式改善開關之電壓應力，進一步發展出多階轉換器(Multilevel Converter)，可提供設計中高功率轉換器的解決方案[10],[11]。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。此外輸出可用交錯式進行電壓調變，以多階的梯形類正弦波，可改善輸出諧波，但要承受較多元件成本和控制較複雜，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。

計畫中包含控制器設計與穩定度驗證，有關市電並聯轉換器控制設計，國外已有相當多研究針對控制器參數調整和模型推導的研究成果，本計畫除三相功率調節系統協調柴油機進行基載輸出之演算法開發外，將建立電路模型進行先期穩定度驗證，並設計虛擬阻抗方法以提升穩定度，虛擬阻抗不利用實際阻抗，而是在迴路控制項加入虛擬

阻抗的增益，藉以模擬系統中輸出網路含有阻抗改善穩定度，市電並聯以 LCL 濾波器進行虛阻抗分析，下表為可推導出各種不同的虛擬阻抗與控制目標所計算出之轉移函數，引用參考文獻內容[12]。

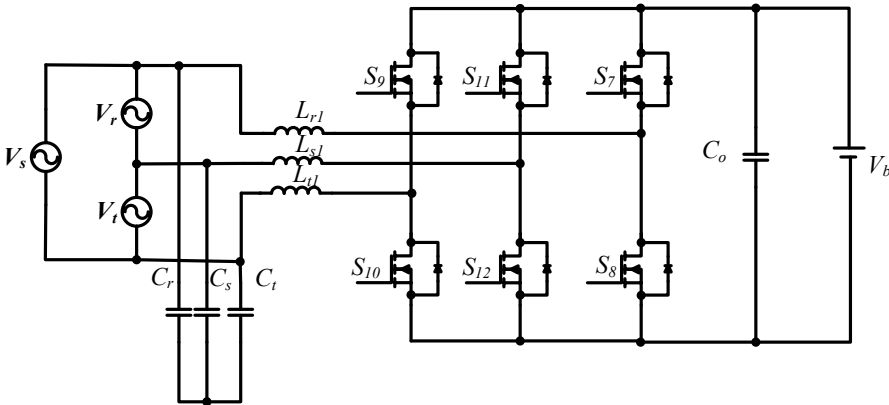


圖 3. 雙向全橋直流交流換流器架構

當柴油機因故障而導致電力中斷時，為使柴油機系統與電網切斷連結施，而功率調節系統能立即檢知而切離系統，進而成獨立供電情形之孤島運轉。孤島偵測之方法多種，以下表方式說明各方法之原理以及優缺點[13-19]。

被動偵測法

孤島偵測方法	原理	優點/缺點
保護電驛偵測	利用分散式電源系統的電力輸出與負載需求不平衡，而導致電壓及頻率急遽變化，發生此一現象則可藉由過低與過高電壓或過低與過高頻率之保護電驛偵測得知，並即時跳脫。	優點:當系統功率與負載功率不平衡，可利用電壓與頻率電一偵測。 缺點:系統功率與負載功率平衡，可能無法偵測。
急遽相位偏移偵測	利用分散式電源系統的電力輸出與負載需求不平衡而導致相位急遽變化，透過偵測相位可以得知電力	優點:可偵測系統功率與負載功率不平衡所引起之急遽相位偏移。 缺點:系統功率與負載功率平

	是否中斷。	衡，可能無法偵測。
--	-------	-----------

主動偵測法

孤島偵測方法	原理	優點/缺點
輸出電力變動方式	週期性的擾動電力轉換器之有效功率與無效功率輸出，當電網中斷時，檢測系統之電壓、電流或頻率之變動。	優點:簡單，容易實現。 缺點:轉換器對擾動信號可能產生不穩定。
頻率偏移偵測	改變轉換器輸出電流的頻率，使其和市電電壓頻率不同，當市電電壓消失，作為偵測依據。	優點:結構簡單，須測量參數少。 缺點:頻率偏移量太大会直接影響輸出電流諧波失真，且對特定並聯諧振式負載，此法無效。
自動頻率偏移法	利用正回授結果使端電壓頻率持續上升或下降，偵測出市電異常。	優點:複雜度較簡易，需要量測的參數較少。 缺點:某些 RLC 負載組合，造成輸出電流與電壓無相位差，若偵測失敗，會造成功率因數下降。
滑差式頻率位移法	改變轉換器輸出電流的頻率，使其和市電電壓頻率不同，也改變輸出電流之起始角，偵測出市電異常。	優點: 檢測效率很高，NDZ 很小，偵測方法容易實現。 缺點: 需要修正 Inverter 輸出電流的相位，會影響輸出電能質量;當負荷曲線的傾斜幅度大於 S 曲線，則可能在過/欠頻的動作區內有穩定運行點，導致檢測失敗。
阻抗量測法	加入微小電流擾動，使得 PCC 電壓產生擾動，以偵測阻抗變化率。	優點:可破壞平衡且觸發電驛達到保護。 缺點:容易早成電壓閃爍級系統不穩定。
電力傳輸線載波法	電力載波通過通信方式得知市電網路系統是否存在，當系統切離時，電力載波通信系統傳送端送出信號至接收端。	優點:轉換器不須施以擾動。 缺點:感測器容易受干擾產生惡動作。

國內相關研究方面，清華大學吳財福教授團隊併網型高頻高功率並聯轉換器系統[20-21]，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，也開發超過百 kW 大功率儲能轉換器，清華大學鄭博泰教授團隊則研究多階轉換器串接模型並有效地進行控制，同時針對串接型 H 橋轉換器進行電壓平衡控制。交通大學鄒應嶼教授團隊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。國外最有影響力的公司如 ABB、施耐德與西門子等皆有電網補償相關設計技術，但其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，且需依造實際電網特性客製化產品，而國內領先企業如台達電、光寶等也具備功率調節系統轉換器之能力，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 110 年行政院原子能委員會核研究所委託計畫-「功率調節系統輔助服務及度策略研究」，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推廣至孤島或偏遠鄉鎮地區，將有助於微電網的產業發展。

貳、 研究方法與過程

一、前言

在離島應用的微電網獨立運轉下，一般由柴油機作為主要電源。離島地區之電網亦屬於獨立電網，其三相不平衡負載較為嚴重，導致三相發電設備的使用壽命縮短，且隨著再生能源併入電網，柴油機有時處於低載運轉相當耗能，甚至會有被逆送電造成跳機之風險。為執行「三相功率調節系統協調柴油機之基載輸出策略研究」計畫，將透過功率調節系統協助柴油機維持基載輸出，可使柴油機穩定以較佳工作效率運作，並降低發電設備端不平衡現象，倘若柴油機發生跳機時，亦可以功率調節系統作為主電源維持微電網正常運作。

本計畫選用三相六臂架構全橋換流器，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。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

(一) 三相獨立功率控制

三相獨立控制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：能源管理模式和柴油機輸出功率平滑控制模式，若能源管理系統判斷當日交流電網側柴油機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。反之，當柴油機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柴油機輸出平滑控制模式，將輸出補償功率來平滑交流電網側或柴油機輸出側總和的功率變動。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，並可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。三相獨立控制之優點在於三相不平衡時，可各別控制，當柴油機不穩定時，及時控制各相電壓與電流，或切回獨立運轉模式維持微電網運作功能。

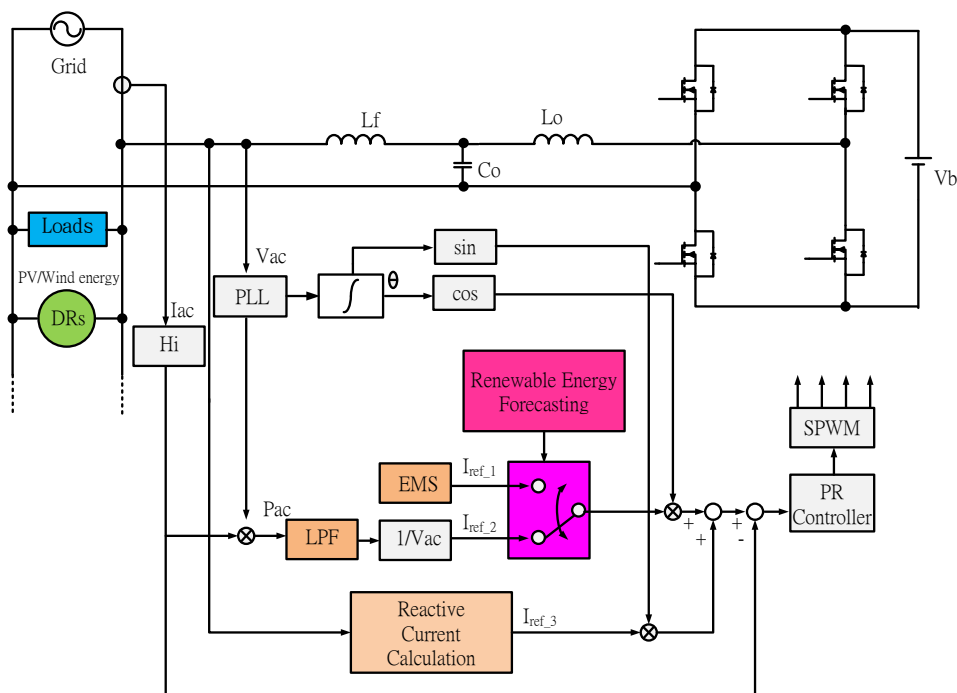


圖 4. 三相獨立控制功率調節系統控制架構(單相為例)

(二) 三相三臂控制

三相三臂控制功率調節系統電路的控制架構如圖 5 所示，控制實功與虛功控制策略與操作模式三相獨立控制功率調節系統電路相同，將三相正弦系統回授信號經過 dq 轉換，換流器三相電流命令變成直流值，因此傳統的 PI 控制器便可設計在主迴路控制。在三相六臂之系統用三相三臂控制可使 3 臂開關不進行切換，相較於三相獨立控制，三相獨立控制 6 臂開關必須全進行高頻切換，增加了 3 臂開關的切換損失以及導通損失，所以三相三臂控制可有效提升效率，但三相三臂控制在三相不平衡系統無法調節各相電壓與電流，現行平衡三相系統作法有新增一臂做切換，使系統形成三相四臂，或以三相四線以分相控制來進行平衡。

三相座標(abc) 的向量可以對應到兩相正交的座標($\alpha\beta$)，假設 α 軸和 a 軸相同可以下圖 6(a)來說明， $i_{s\alpha} = i_a$ ， $i_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}}i_a + \frac{2}{\sqrt{3}}i_b$ ，此為 Clarke 轉換，然而三相座標轉換至兩軸正交的座標($\alpha\beta$)上依然是隨著

角速度做變化，因此我們再將兩相正交的座標系統轉換至旋轉座標系統(dq)，以下圖 6(b)做說明， $i_d = \cos \theta i_\alpha + \sin \theta i_\beta$ ， $i_q = -\sin \theta i_\alpha + \cos \theta i_\beta$ ，此為 park 轉換。當把三相座標軸轉換直交軸後，換流器三相電流的命令變成直流值，因此傳統的 PI 控制器便可設計在主迴路上控制。

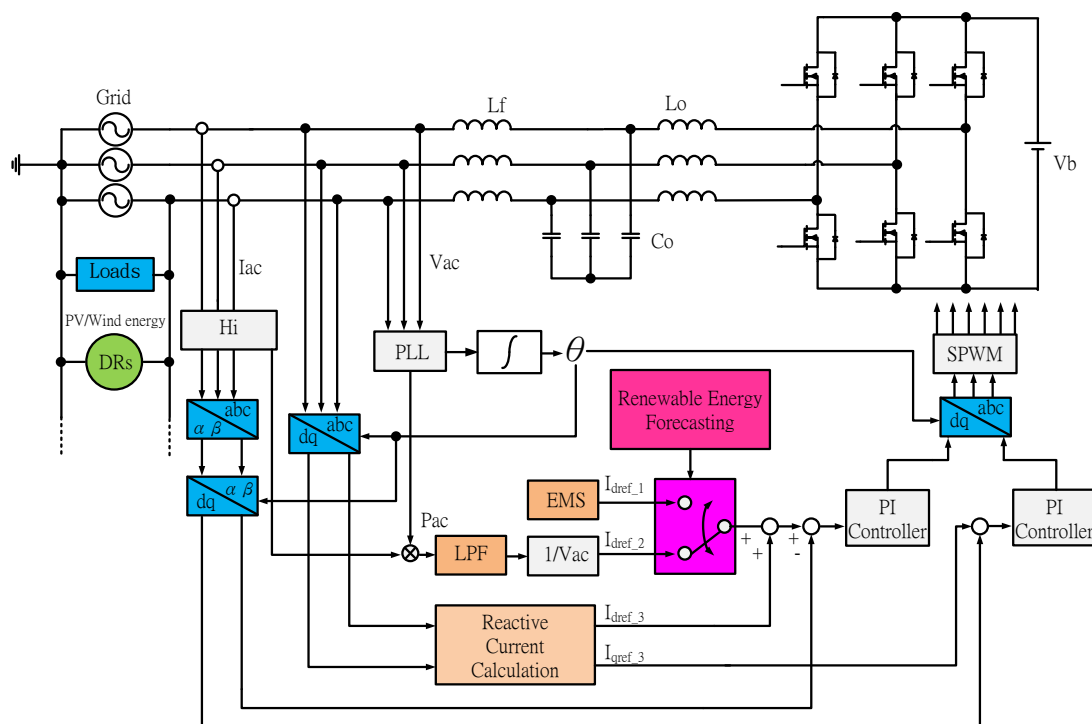


圖 5. 三相三臂控制功率調節系統控制架構

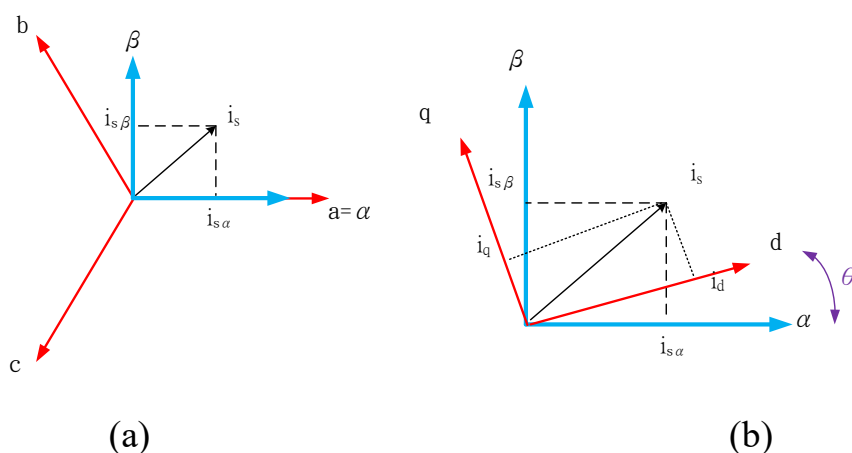


圖 6. 座標軸轉換 (a) Clarke 座標軸轉換 (b) Park 座標軸轉換

因此我們在abc空間裡找出一個subspace垂直向量 $[1 \ 1 \ 1]^T$ ，稱為d，在三相平衡的系統裡我們可以得到 $i_a + i_b + i_c = 0$ ， $v_a + v_b + v_c = 0$ ，因此發現在三相平衡系統裡，三相電壓或電流位於在d的子空間裡，所以三相座標(abc)的向量可以對應子空間到裡兩相正交的座標($\alpha\beta$)。

只考慮abc space 轉換至 $\alpha\beta\gamma$ space，可以得到克拉克轉換矩陣，如公式1

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_\gamma \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

α 軸為 a 投影到 d， β 為 d subspace 裡正交 α 軸的座標軸， γ 軸為 co-linear 於 abc 空間裡向量。但因為是三相平衡系統，所以我們只要考慮在 d subspace， γ 軸為 0，為簡化把三項平衡公式， $i_a + i_b + i_c = 0$ ，得到矩陣公式 2

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2)$$

為簡化的 Clarke 矩陣，Park 座標變換以矩陣表示為公式 3

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (3)$$

將克拉克轉換矩陣和帕克轉換矩陣相乘結果如公式 4 可得三項轉 dq 矩陣如公式 5，dq 轉三項之矩陣為公式六，為公式五之反矩陣

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (4)$$

$T_{dq0/abc}$

$$= \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 120^\circ) & \cos(\theta + 120^\circ) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 120^\circ) & -\sin(\theta + 120^\circ) \\ \frac{1}{2} & -\sin(\theta - 120^\circ) \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (5)$$

$T_{abc/dq0} =$

$$T_{dq0/abc}^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 1 \\ \cos(\theta - 120^\circ) & -\sin(\theta - 120^\circ) & 1 \\ \cos(\theta + 120^\circ) & -\sin(\theta - 120^\circ) & 1 \end{bmatrix} \quad (6)$$

根據電路圖 7 可推導出三項市電之方程式，如公式 7,8,9

$$v_{AB} = -L_o \frac{di_{a1}}{dt} - L_f \frac{di_{a2}}{dt} + v_{ab} + L_o \frac{di_{b1}}{dt} + L_f \frac{di_{b2}}{dt} \quad (7)$$

$$v_{BC} = -L_o \frac{di_{b1}}{dt} - L_f \frac{di_{b2}}{dt} + v_{bc} + L_o \frac{di_{c1}}{dt} + L_f \frac{di_{c2}}{dt} \quad (8)$$

$$v_{CA} = -L_o \frac{di_{c1}}{dt} - L_f \frac{di_{c2}}{dt} + v_{ca} + L_o \frac{di_{a1}}{dt} + L_f \frac{di_{a2}}{dt} \quad (9)$$

將以上公式整理成矩陣表示式如公式 10, $i_{a2} = i_{a1} - i_c$, 忽略 i_c ,

$i_{a2} = i_{a1} = i_a$, 方程式可近似為公式 11, 因為 $i_a = i_{ab} - i_{ca}$, $i_b = i_{bc} -$

i_{ab} , $i_c = i_{ca} - i_{bc}$, 可以得到 $i_{ab} = -\frac{1}{3}(-i_a + i_b)$, $i_{bc} = -\frac{1}{3}(-i_b + i_c)$,

$i_{ca} = -\frac{1}{3}(-i_c + i_a)$ 待入公式 11 可得到公式 12, 經整理可得公式 13

$$\begin{bmatrix} v_{AB} \\ v_{BC} \\ v_{CA} \end{bmatrix} = L_o \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} -i_{a1} + i_{b1} \\ -i_{b1} + i_{c1} \\ -i_{c1} + i_{a1} \end{bmatrix} + L_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} -i_{a2} + i_{b2} \\ -i_{b2} + i_{c2} \\ -i_{c2} + i_{a2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_{ca} \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$\begin{bmatrix} v_{AB} \\ v_{BC} \\ v_{CA} \end{bmatrix} = (L_o + L_f) \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} -i_a + i_b \\ -i_b + i_c \\ -i_c + i_a \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_{ca} \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$\begin{bmatrix} v_{AB} \\ v_{BC} \\ v_{CA} \end{bmatrix} = -3(L_o + L_f) \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ab} \\ i_{bc} \\ i_{ca} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_{ca} \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ab} \\ i_{bc} \\ i_{ca} \end{bmatrix} = \frac{1}{3(L_o + L_f)} \begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_{ca} \end{bmatrix} - \frac{1}{3(L_o + L_f)} \begin{bmatrix} v_{AB} \\ v_{BC} \\ v_{CA} \end{bmatrix} \quad (13)$$

兩臂之間電壓與直流電源電流並利用 Averaging Circuit Modeling 得到公式 14,15 並帶入公式 13 得公式 16

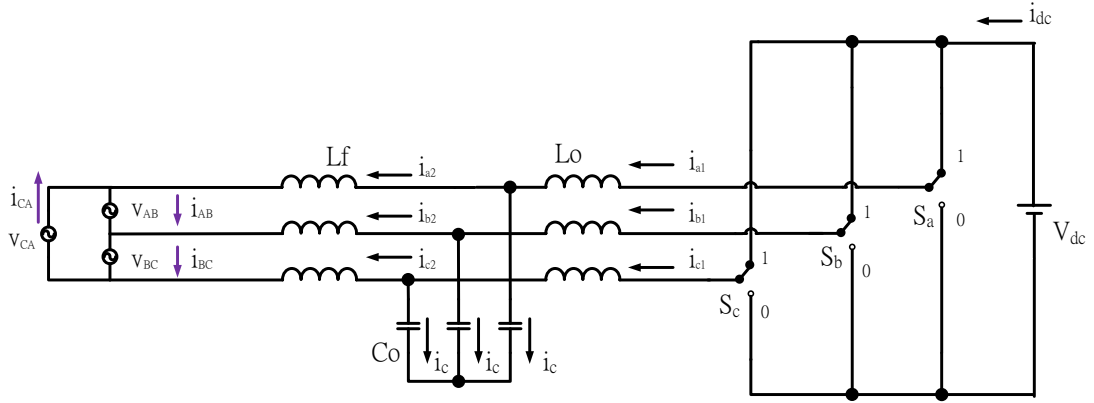


圖 7. 座標軸轉換 三相三臂等效示意圖

$$\begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_a - S_b \\ S_b - S_c \\ S_c - S_a \end{bmatrix} V_{dc} = \begin{bmatrix} S_{ab} \\ S_{bc} \\ S_{ca} \end{bmatrix} V_{dc} \approx \begin{bmatrix} d_{ab} \\ d_{bc} \\ d_{ca} \end{bmatrix} V_{dc} \quad (14)$$

$$i_{dc} = \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} i_{a1} \\ i_{b1} \\ i_{c1} \end{bmatrix} V_{dc} = \begin{bmatrix} S_{ab} \\ S_{bc} \\ S_{ca} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} i_{ab} \\ i_{bc} \\ i_{ca} \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} d_{ab} \\ d_{bc} \\ d_{ca} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} i_{ab} \\ i_{bc} \\ i_{ca} \end{bmatrix} \quad (15)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ab} \\ i_{bc} \\ i_{ca} \end{bmatrix} = \frac{1}{3(L_o + L_f)} \begin{bmatrix} d_{ab} \\ d_{bc} \\ d_{ca} \end{bmatrix} V_{dc} - \frac{1}{3(L_o + L_f)} \begin{bmatrix} v_{AB} \\ v_{BC} \\ v_{CA} \end{bmatrix} \quad (16)$$

結合公式 15 與公式 16 可得到等校模型圖，最後在簡化成圖 8

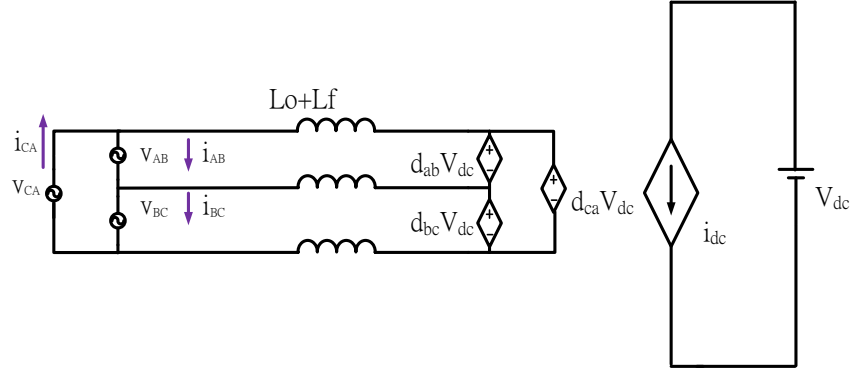


圖 8. 三相三臂模型示意圖

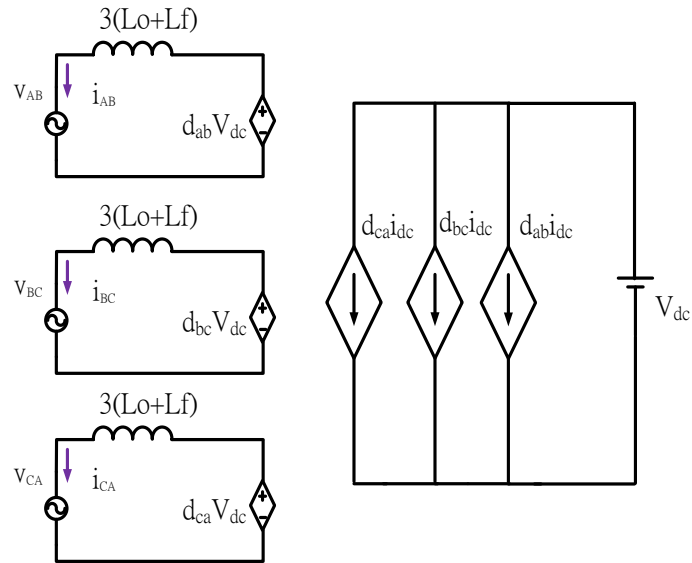


圖 9. 三相三臂等效模型示意圖

將 dq 轉換之技巧帶入等校電路，將公式 15 與 16 三相電路經過

Clarke 轉換得到兩相正交的座標($\alpha\beta$)，如公式 16 與 17

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{3(L_o + L_f)} \begin{bmatrix} d_{\alpha} \\ d_{\beta} \end{bmatrix} - \frac{1}{3(L_o + L_f)} \begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \end{bmatrix} \quad (16)$$

$$i_{dc} = \begin{bmatrix} d_\alpha \\ d_\beta \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (17)$$

在使用 Park 轉換如公式 18，因 Park 轉換會隨時間而變化，因此對時間作為微分時需用連鎖率展開如公式 19，經過整理可得公式 20,21

$$\begin{aligned} & \frac{d}{dt} (T_{dq-\alpha\beta} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}) \\ &= \frac{1}{3(L_o + L_f)} T_{dq-\alpha\beta} \begin{bmatrix} d_\alpha \\ d_\beta \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (18)$$

$$\begin{aligned} & - \frac{1}{3(L_o + L_f)} T_{dq-\alpha\beta} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \\ & (\frac{d}{dt} T_{dq-\alpha\beta}) \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \\ &= \frac{1}{3(L_o + L_f)} \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \end{bmatrix} - \frac{1}{3(L_o + L_f)} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (19)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{1}{3(L_o + L_f)} \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \end{bmatrix} - \frac{1}{3(L_o + L_f)} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \quad (20)$$

$$\begin{aligned} & - \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \\ & i_{dc} = \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (21)$$

最後結合公式 20 與公式 21 得到 dq 軸等效模型如圖 9

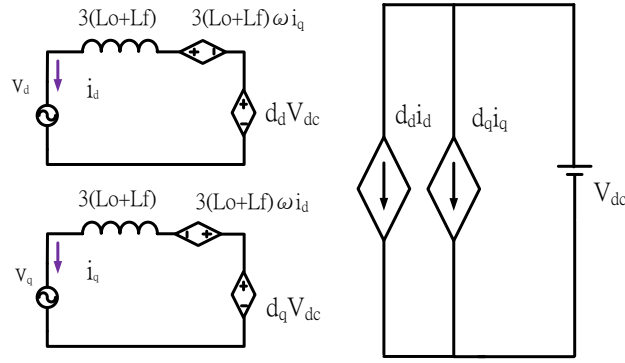


圖 10. dq 模型示意圖

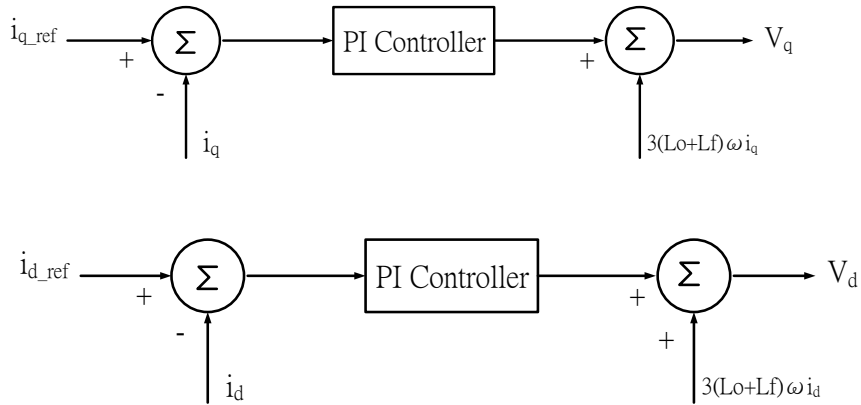


圖 11. 設計 decoupling 控制器

(三) Totem-Pole PFC 控制

圖騰柱(Totem-Pole)功因校正整流器(PFC)控制架構如圖 11 所示，以其中單相轉換器為例說明，其中一臂高頻切換、另一臂低頻切換，此控制轉換器只能在輸出為實功率，此控制方式也是可大幅提升效率，Totem-Pole PFC 操作於連續導通模式，因 MOSFET 的 Body Diode 具有反相恢復電流(Irr)，反相恢復電流可能造成切換損失，使效率下降，目前 Totem-Pole PFC 研究開關利用氮化鎵或碳化矽使切換損失降到更低。

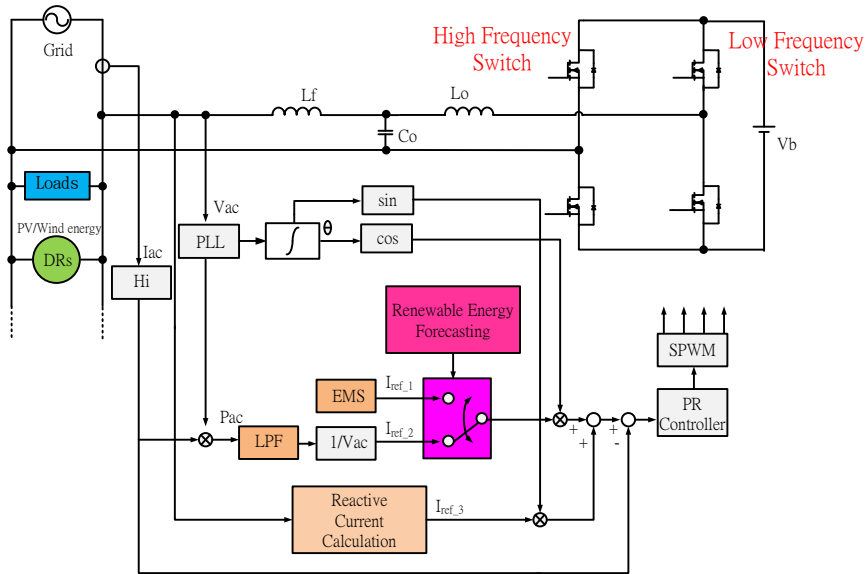


圖 12. Bridgeless Totem-Pole PFC 控制架構

(四)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 13 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。

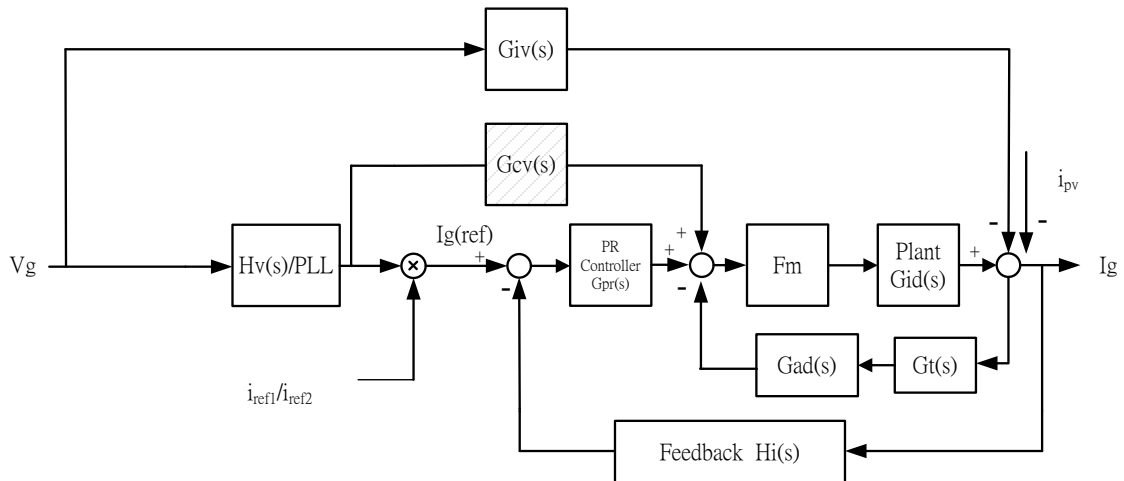


圖 13. 功率調節系統轉移函數控制方塊圖

儲能補償系統輸出電流(i_g)對輸出電壓(V_g)的閉迴路轉移函數可表示為：

$$\frac{i_g}{V_g} = \frac{H_v I_{ref} - 1 G_{pr} F_m G_{id}}{1 + T_i} + \frac{H_v G_{cv} F_m G_{id}}{1 + T_i} - \frac{G_{iv}}{1 + T_i} - \frac{i_{pv}}{1 + T_i} \quad (22)$$

其中 H_v 、 G_{id} 、 G_{id} 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：

$$T_i(s) = G_c(s) F_m G_{id}(s) H_i(s) + G_t(s) F_m G_{id}(s) G_{ad}(s) \quad (23)$$

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：

$$G_{iv}(s) = \frac{V_{dc}}{s(L_1 L_2 C s^2 + (L_1 + L_2))} \quad (24)$$

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：

$$G_{iv}(s) = \frac{1}{r_L + sL_1} \quad (25)$$

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：

$$G_{cv}(s) = \frac{G_{iv}(s)}{H_v F_m G_{id}(s)} = \frac{1}{V_{dc} F_m H_v} \quad (26)$$

為了改善電流諧波失真，電流補償控制部分設計為比例諧振 (Proportional Resonant, PR) 型控制器，比例諧振頻率為 60Hz，其控制方程式為：

$$G_c(s) = K_p + \frac{2\omega_c K_r s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_l^2} \quad (27)$$

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。

LCL 濾波器設計使電流控制迴路複雜化，甚至會影響其穩定性。

已經提出了廣泛的方法來處理這種共振，其中主動阻尼(Active Damppling)控制濾波器變量是有效的，並且具成本效益且不消耗功率，並且可提升穩定度。加入虛阻抗補償(補償項為電容並聯電阻 R_V)，如圖 14 所示。

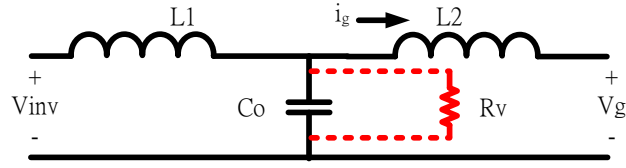


圖 14. 具虛阻抗補償 LCL 濾波器

如先前推導出虛阻抗補償之轉移函數，根據迴路增益公式推出

$G_{iv_m}(s)$

$$G_{iv_m}(s) = \frac{G_{iv}(s)}{1 + G_{iv}(s)G_t(s)G_{ad}(s)} \quad (28)$$

計算得到電感電流 I_g 的轉移函數，如公式 29， Z_{load} 為公式 30

$$I_g(s) = \frac{(CR_V r_c s + R_V)}{L_1 C (R_V + r_c) s^2 + (L_1 + CR_V r_c + Cr_{L1} + (R_V + r_c))s + (r_{L1} + I)} \quad (29)$$

$$= \frac{(CR_V r_c s + R_V)}{((sL_1 + r_{L1}) \parallel Z_{load}(s)) + (sL_2 + r_{L2})}$$

$$Z_{load}(s) = R_V \parallel \left(\frac{1}{sc} + r_c \right) = \frac{R_V + scR_V r_c}{1 + scr_c + scR_V} \quad (30)$$

信號分成 DC 項與 AC 項

其中 DC 項為公式 31

$$\overline{I_g(s)} = \frac{(CR_V r_c s + R_V)}{L_1 C (R_V + r_c) s^2 + (L_1 + CR_V r_c + Cr_{L1} + (R_V + r_c))s + (r_{L1} + I)} \quad (31)$$

$$= \frac{(CR_V r_c s + R_V)}{((sL_1 + r_{L1}) \parallel Z_{load}(s)) + (sL_2 + r_{L2})}$$

其中 AC 項為公式 32 與 33

$$\begin{aligned} \widehat{I_g(s)} &= \frac{(CR_V r_c s + R_V)}{L_1 C (R_V + r_c) s^2 + (L_1 + CR_V r_c + Cr_{L1} + (R_V + r_c))s + (r_{L1} + R_V)} \widehat{V_{in}} \quad (32) \\ &= \frac{(sL_1 + r_{L1}) \| Z_{load}(s) + (sL_2 + r_{L2})}{((sL_1 + r_{L1}) \| Z_{load}(s) + (sL_2 + r_{L2}))} \widehat{V_{inv}} \quad (33) \\ \widehat{V_{inv}} &= \hat{d} * V_{dc} \end{aligned}$$

因此可推得具虛阻抗 R_V 補償之市電並聯模式下控制命令與輸出電流轉移函數，如公式 34

$$\begin{aligned} G_{iv_m}(s) &= \frac{\hat{ig}}{\hat{d}} |_{\hat{v}g=0} \quad (34) \\ &= \frac{R_V V_{dc}}{L_1 L_2 C R_V s^3 + L_1 L_2 s^2 + R_V (L_1 + L_2) s} \end{aligned}$$

根據公式 28 可再推導出 $G_{ad}(s)$ ，最後公式結果如公式 37，若回授不為 ig 則要乘上 $G_t(s)$ 做補償，若回授為 ig 則 $G_t(s)=1$ 。

$$G_{ad}(s) = \frac{1}{G_t(s)} \left(\frac{1}{G_{iv}(s)} - \frac{1}{G_{iv_m}(s)} \right) \quad (35)$$

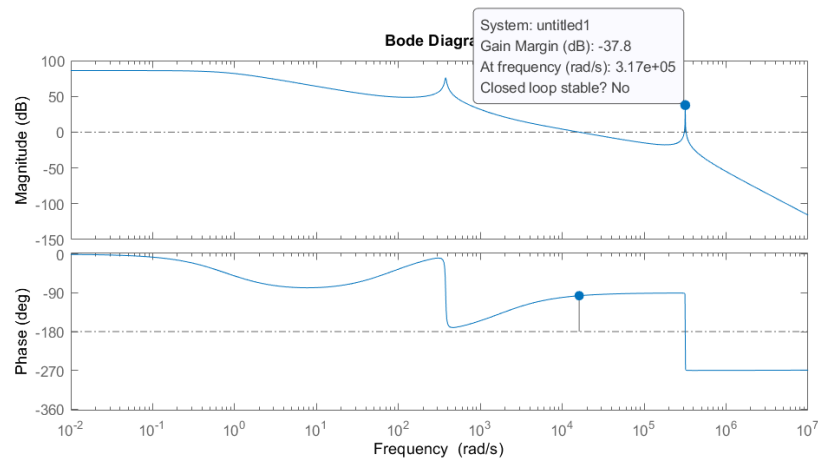
$$\begin{aligned} G_{ad}(s) &= \frac{1}{G_t(s)} \left(\frac{s(L_1 L_2 C s^2 + (L_1 + L_2))}{V_{dc}} \right. \\ &\quad \left. - \frac{L_1 L_2 C R_V s^3 + L_1 L_2 s^2 + R_V (L_1 + L_2) s}{R_V V_{dc}} \right) \quad (36) \end{aligned}$$

$$G_{ad}(s) = \frac{1}{G_t(s)} \left(\frac{L_1 L_2 s^2}{R_V V_{dc}} \right) \quad (37)$$

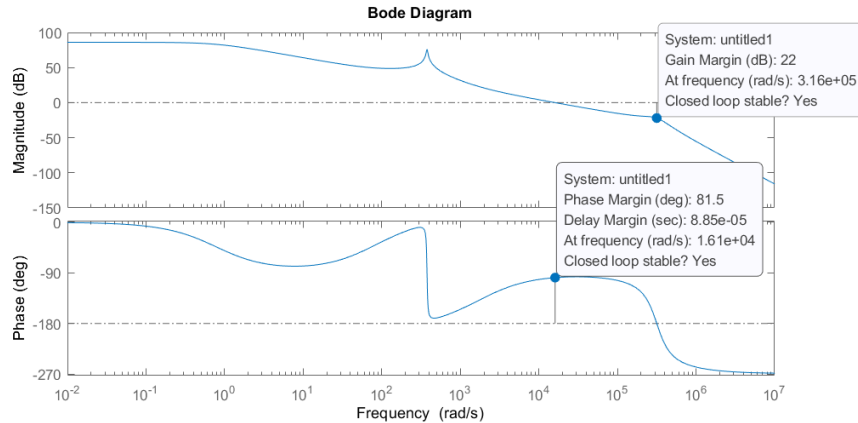
驗證波德圖變化

若無虛阻抗補償，從波德圖可看出第二諧振點(高頻項)大於 0dB，此為 LCL 濾波器參數另一項截止頻率，若大於 0dB，此系統在此頻率工作時會有增益出現，使系統不穩定，相位邊限也會大於 180 度，

若用降低比例增益改善，則系統頻寬將會下降，反應速度過慢，若用虛阻抗控制，則能有效去改善此情況，如圖 14 所示，圖 14(a)為無虛阻抗之波德圖 Gain Margin 為-37.8dB，系統不穩定，圖 14(b)為增加虛阻抗之波德圖，明現在第二諧振點有改善，波德圖 Gain Margin 為 22dB，Phase Margin 為 81.5deg，系統穩定。



(a)



(b)

圖 15. 虛阻抗補償控制之波德圖比較 (a) 無虛阻抗補償 (b) 有虛阻抗補償

因電網因故障而導致電力中斷，分散式電源系統與電網切斷連結施，而分散式電源系統並能為立即檢知而切離系統，而成獨立供

電情形為孤島運轉，而孤島運轉會造成許多不良影響，例如因分散式電源依舊在供電，在維修時具有觸電問題，像太陽能或風力發電系統，若失去電網電壓做參考信號，轉換器的輸出信號將會出現不穩定情形，若未即時切離，會造成敏感性負載受到損害，或孤島運轉發生欠相供電，會使用戶端三相負載不平衡，與在保護協調動作與重新併網產生問題。

當系統為併網運轉時，開關 S1 閉合， $P_{inv}=P_{load}-P_g$ ， $Q_{inv}=Q_{load}-Q_g$ ，當電網發生故障，S1 斷開，如圖 16 利用 ΔP 與 ΔQ 判斷輸出電壓變化

1. $\Delta P=0$ 、 $\Delta Q \neq 0$ ，電感性負載或電容性負載造成頻率偏移

2. $\Delta P \neq 0$ 、 $\Delta Q=0$ ，電阻性負載造成電壓偏移

3. $\Delta P \neq 0$ 、 $\Delta Q \neq 0$ ，負載端電壓與頻率偏移

4. $\Delta P=0$ 、 $\Delta Q=0$ ，Inverter 之輸出功率與負載端呈現平衡狀態，

市電端對負載端並無影響，故孤島運轉現象產生，並且此情形難以偵測。但未來再生能源與儲能皆朝向電網支撐功能趨勢，因此相對應快速跳脫可能不符合未來需求，因此本計畫先期以被動偵測方式驗證孤島偵測。

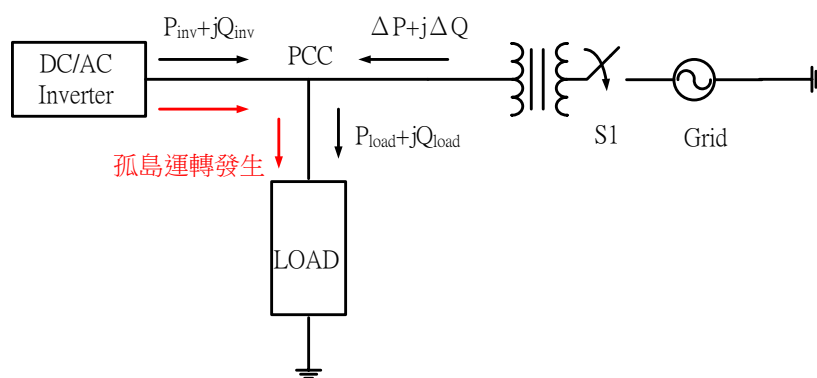


圖 16. 孤島運轉情形

參、 主要發現與結論

本計畫研究成果以對應工作項目說明：

1. 進行三相功率調節系統協調柴油機進行基載輸出之演算法開發。
2. 三相功率調節系統獨立運轉於不平衡負載之閉迴路電壓控制器設計，並以波德圖分析系統穩定度。
3. 撰寫 DSP 程式碼，功率調節系統提供不平衡負載用電，且可在併網前進行電壓個別鎖相調幅，以利後續與電壓不平衡之電源併聯。
4. 進行功率調節系統與電壓不平衡電源併聯測試，以及併網後之孤島偵測功能開發，當併聯之電源跳脫，可自主偵測到電源異常，而發出訊號。
5. 進行模式切換功能開發，當功率調節系統偵測到電源異常，可由併網運轉切換至獨立運轉模式，其電壓變動小於 5%。
6. 整合獨立運轉、鎖相調幅、併網協調控制、孤島偵測、模式切換等功能，提交 DSP 程式碼至本所。
7. 會議論文接受一篇
8. 國際期刊論文投稿一篇
9. 期中研究報告一份

10. 期末研究報告一份

一、 進行三相功率調節系統協調柴油機進行基載輸出之演算法開發

1. 三相功率調節系統

三相功率調節系統基本應用情境設計分為孤島運轉與併聯模式，以其中一相轉換器為例說明，孤島運轉電路模擬如圖 17，以全橋轉換器作為架構來製作，功率傳輸到負載電阻，模擬規格為表 1，模擬結果圖 18 所示。

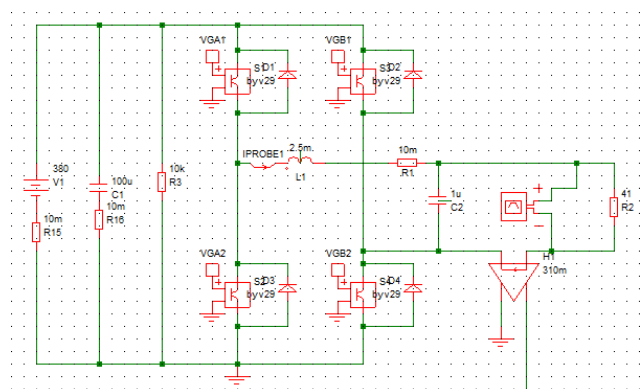


圖 17. 孤島運轉模式模擬電路

表 1 孤島運轉模式模擬之規格

Power rating	$P_l = 1180 \text{ VA}$
Input voltage	$V_l = 380 \text{ V}_{\text{dc}}$
Output voltage	$V_2 = 220 \text{ V}_{\text{ac}}$
Switching frequency	$f_s = 20 \text{ kHz}$
LC Filter inductor	$L_l = 2.5 \text{ mH}$
LC Filter capacitor	$C_1 = 1 \text{ uF}$

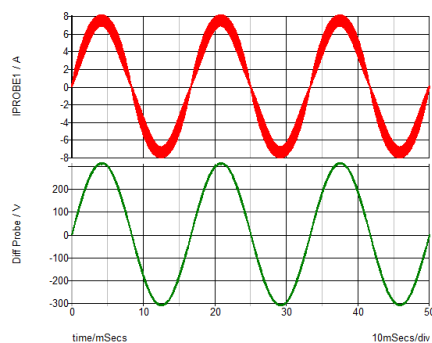


圖 18. 孤島運轉模式模擬結果

市電併聯模式電路模擬如圖 19 所示，以全橋轉換器作為架構來製作，右邊以理想電源作為併網架構，模擬規格為表 2。電路模擬結果如圖 20 所示，圖 4(a)為市電並聯模式轉換器模擬結果，回授控制信號相位為 0 度，圖 4(b)為功因校正模式模擬結果，回授控制信號相位為 180 度，代表電流反向。驗證電路基本功能與雙向的可行性。

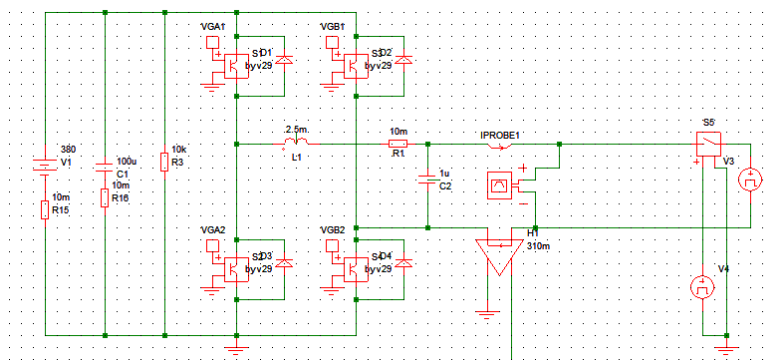


圖 19. 市電並聯模式模擬電路

表 2 市電並聯運轉模式模擬之規格

Power rating	$P_l = 1250 \text{ VA}$
Input voltage	$V_l = 380 \text{ V}_{dc}$
Output voltage	$V_2 = 220 \text{ V}_{ac}$
Switching frequency	$f_s = 20 \text{ kHz}$
LC Filter inductor	$L_l = 2.5 \text{ mH}$
LC Filter capacitor	$C_1 = 1 \text{ uF}$

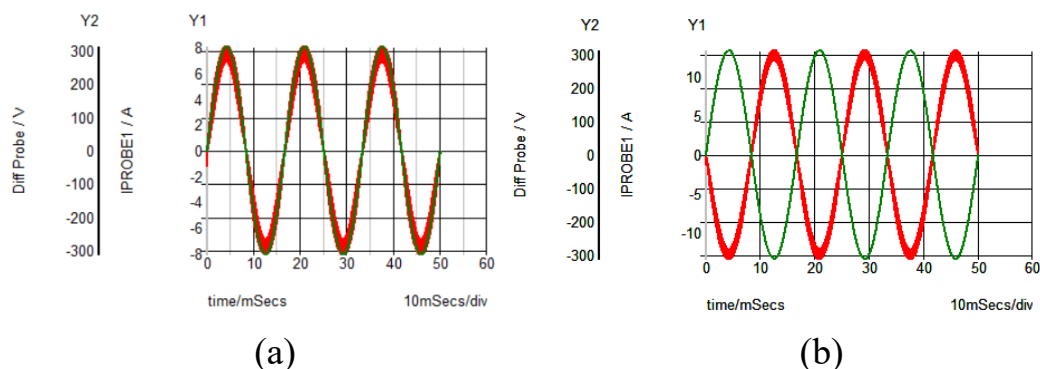


圖 20. 市電並聯模式模擬結果 (a) 市電並聯模式(DC/AC) (b) 功因

修正模式 AC/DC)

2. 協調柴油機進行基載輸出之演算法

微電網應用中柴油機輸出主要是由負載決定，設計情境為當柴油機進行基載輸出時，希望柴油機不會受到瞬間負載急遽變化影響，維持高效率輸出工作點，此時三相功率調節系統便擔負著補償暫態功率輸出的角色，雖然能源管理系統可預測負載輸出變化以進行判斷，然而當實際應用情形下，則預測誤差仍有可能發生。為即時補償負載功率變動，協調基載輸出可由三相功率調節系統分別暫態補償與動態補償來進行調節，應用情境中暫態補償假設三相功率調節系統容量大於柴油機與負載，當負載輸出瞬間變化時，功率調節系統會維持柴油機輸出功率穩定不受影響，應用情境中動態補償考慮儲能系統的能量有限，最終還是需要依據負載變化逐漸調節柴油機輸出，引此考量針對負載功率變化以低通濾波器進行維持柴油機輸出功率調整，但其控制手段還是由三相功率調節系統進行補償，柴油機輸出依舊為電壓源角色，圖 21 為柴油機輸出控制功率方塊圖，控制系統須即時量測柴油機輸出功率 $P_1(t)$ ，再經過低通濾波器轉換成柴油機輸出功率的命令，而三相功率調節系統輸出命令可表示為 $[P_1(t) - P_2(t)]$ 。經由積分運算

後則可以得到為儲能補償系統的總輸出或總輸入能量，由以下式子求得：

$$E(t) = \int [P_1(t) - P_2(t)]dt \quad (38)$$

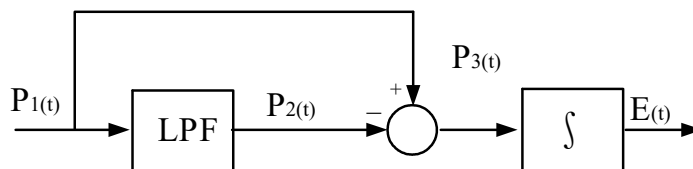


圖 21. 柴油機輸出控制功率方塊圖

圖 22 為三相功率調節系統協調柴油機進行基載輸出控制功率方塊圖，其中三相功率調節系統輸出命令則可進一步表示如下式：

$$P_3 = P_1 \left(1 - \frac{\omega_0}{s + \omega_0}\right) \quad (39)$$

其中 ω_0 是低通濾波器的截止頻率，選擇較低的截止頻率，能讓柴油機輸出功率有更佳的平滑化效果，但所需功率調節系統功率較大，相反的當選擇較高的截止頻率，所需功率調節系統功率較小，但柴油機輸出功率有變化較大，另外為了評估儲能電池的電量狀態(State of Charge, SOC)與延長使用壽命，可參考儲能電池在用電的負載周期的最終充放能量計算後將控制為：

$$\lim_{t \rightarrow \infty} E(t) = \lim_{s \rightarrow 0} [P_1(s) \left(1 - \frac{\omega_0}{s + \omega_0}\right)] = 0 \quad (40)$$

基於上式，若儲能電池系統的電量狀態設計負載周期為在一天為單位，儲能電池系統可視為重置為一天起始時的狀態，使電池的電量更容易評估和設計，若減少劇烈充放電情境則使用壽命也能

延長。

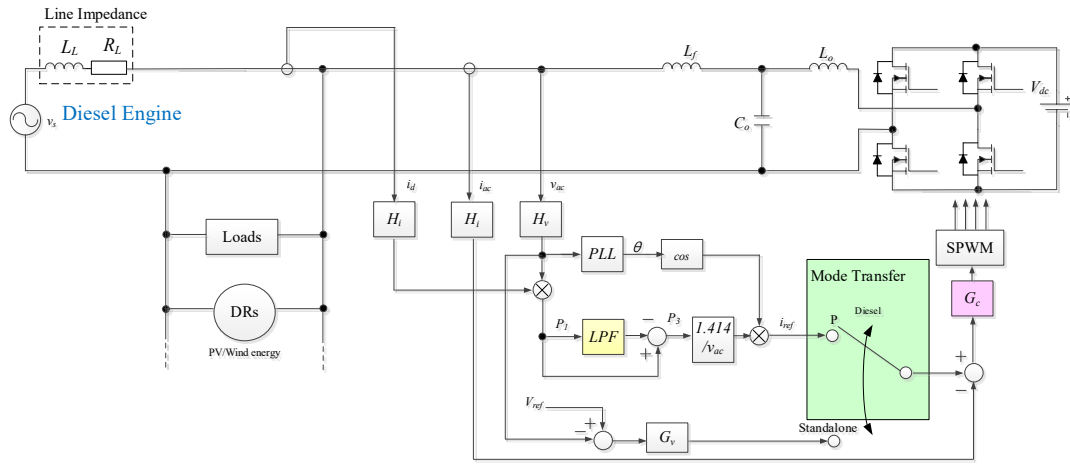


圖 22. 三相功率調節系統協調柴油機進行基載輸出控制功率方塊圖

圖 23 為三相功率調節系統協調柴油機進行基載輸出控制流程圖，若一開始為協調柴油機模式，則會持續針對柴油機輸出偵測，以較佳工作點作為一參考值，進行三相功率調節系統輸出控制，當經過輸出濾波器後再與實際輸出功率比較，一旦發現變化則改變三相功率調節系統輸出，當變化趨勢變大時，則柴油機輸出工作點會開始飄移以確保出能系統輸出能量充足，若發生孤島的情形或柴油機故障，則切斷開關進入獨立運轉模式，維持電網電壓穩定，後續可再進行卸載或其他保護措施。圖 24 為三相功率調節系統協調柴油機進行基載輸出控制模擬圖，圖 25 為三相功率調節系統協調柴油機進行基載輸出控制模擬結果，其中以 s 相為例，紅色為柴油機輸出電流，綠色為是三相功率調節系統輸出電流，藍色為突然增加的負載電流，當時間為 0.3 秒時，突然增加負載於微電網中，此時暫態補償由三相功率調節系統提供，綠色的三相功率調節系統輸出電流即時增加補償藍色的負載電流，同時紅色的柴油機輸出電流維持穩定，不受負載變化影響持續扮演基載的角色，可維持高效率的工作條件。

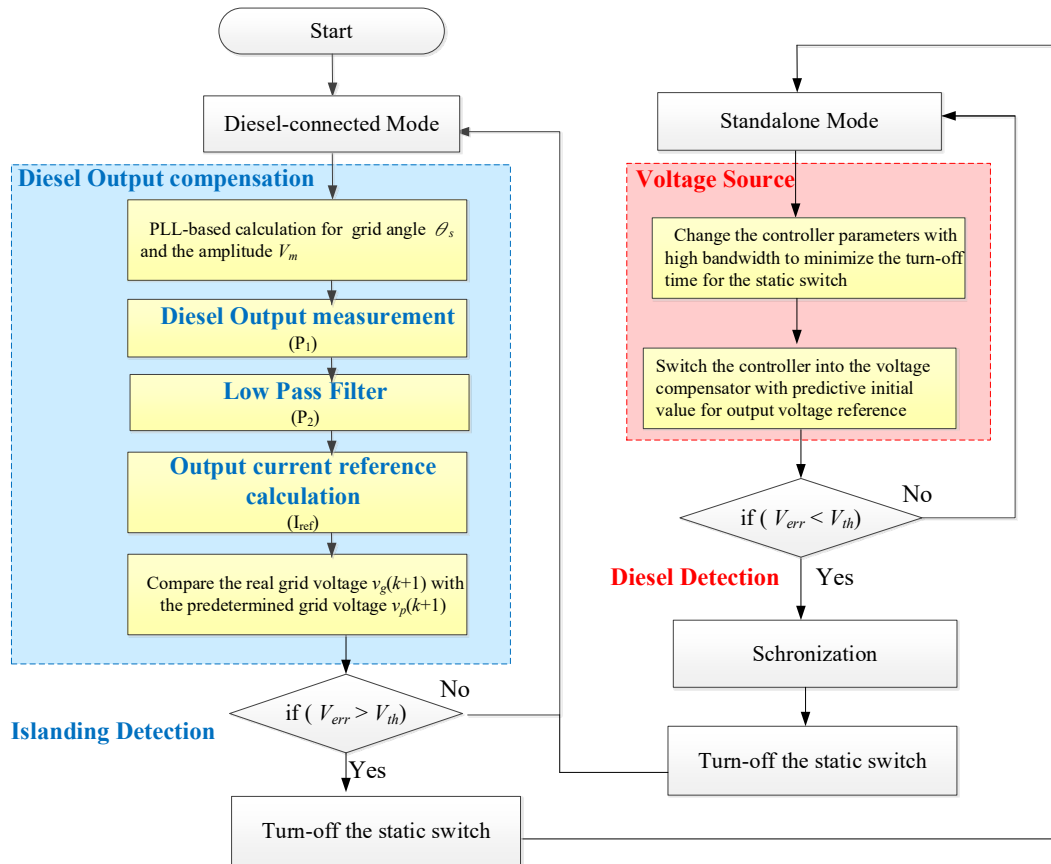


圖 23. 三相功率調節系統協調柴油機進行基載輸出控制流程圖

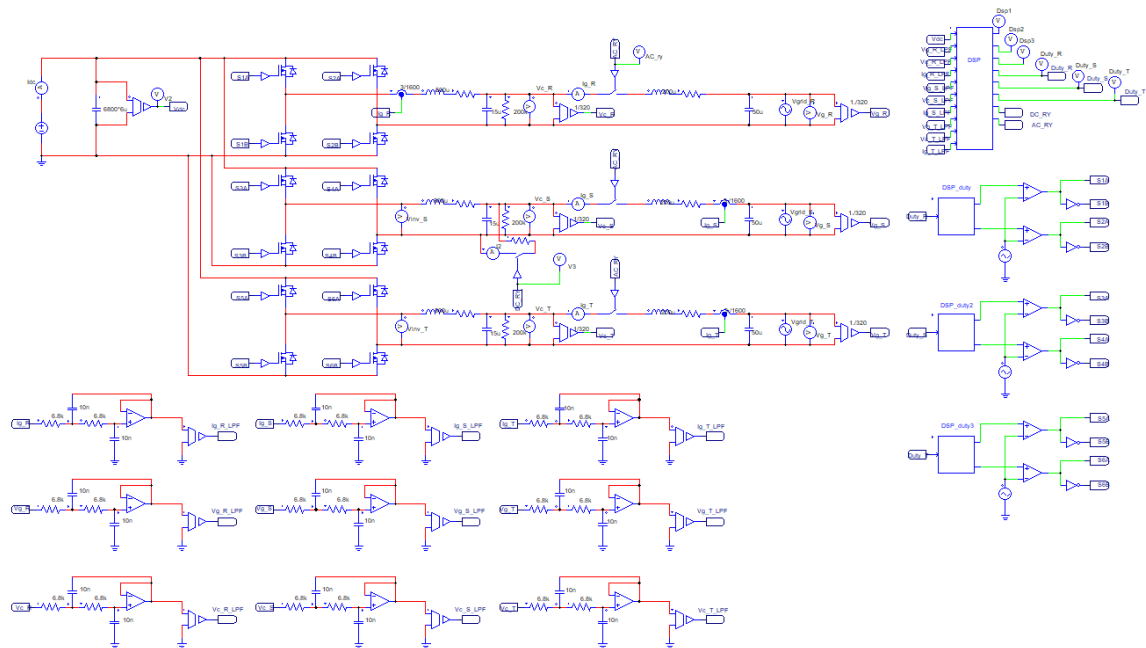


圖 24. 三相功率調節系統協調柴油機進行基載輸出控制模擬電路圖

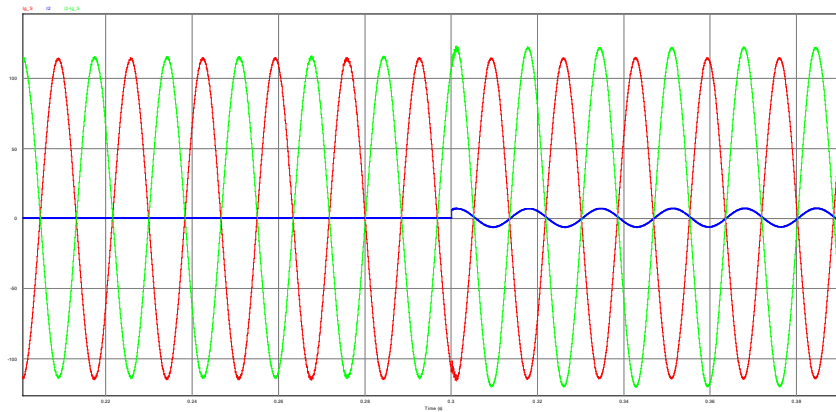


圖 25. 三相功率調節系統協調柴油機進行基載輸出控制模擬結果

二、三相功率調節系統獨立運轉於不平衡負載之閉迴路電壓控制器設計，並以波德圖分析系統穩定度。

1.當發生負載三相不平衡時，容易造成柴油機運轉異常，另外也需要功率調節系統調節柴油機輸出使其工作在較佳工作點，提升發電效率。

圖 26 為其模擬結果，當發生電流不平衡時，調節系統有能力對不同相進行獨立功率輸出，從圖中可以發現在三相電壓穩定時其功率調節系統輸出電流可獨立輸出。

2.當發生電壓三相不平衡時，功率調節系統可維持穩定輸出，圖 27 為功率調節系統在電壓三相不平衡時模擬結果，調節系統有能力對不同相進行三相穩定電流輸出，從圖中可以發現電流控制相當穩定。

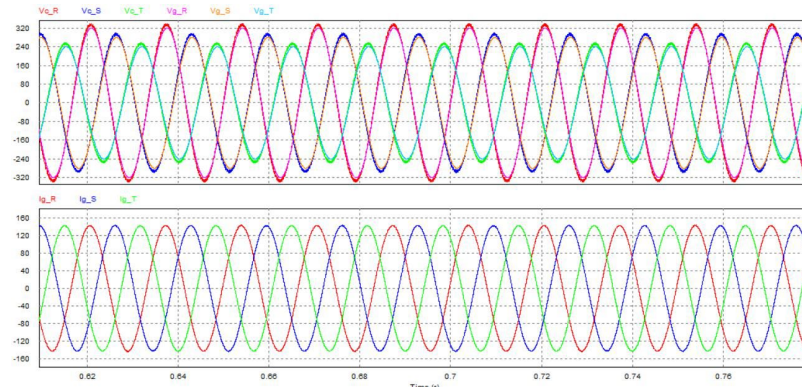


圖 26. 三相功率調節系統發生負載三相不平衡時之模擬結果

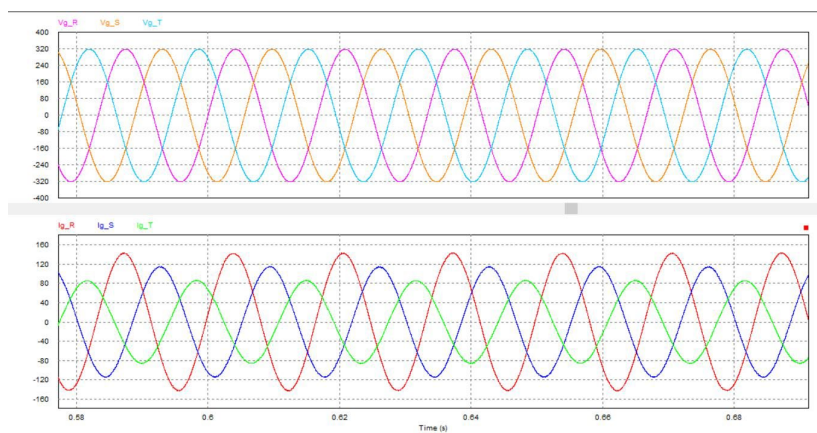


圖 27. 三相功率調節系統發生電壓三相不平衡時之模擬結果

表 3 閉迴路系統設計參數表

K_p	0.05
K_r	10
ω_o	377rad/s
ω_c	6rad/s
V_{in}	380V
L	2.5mH ,
C	1uF
R	47Ω
r_L 、 r_c	0.01Ω
F_{spwm}	1

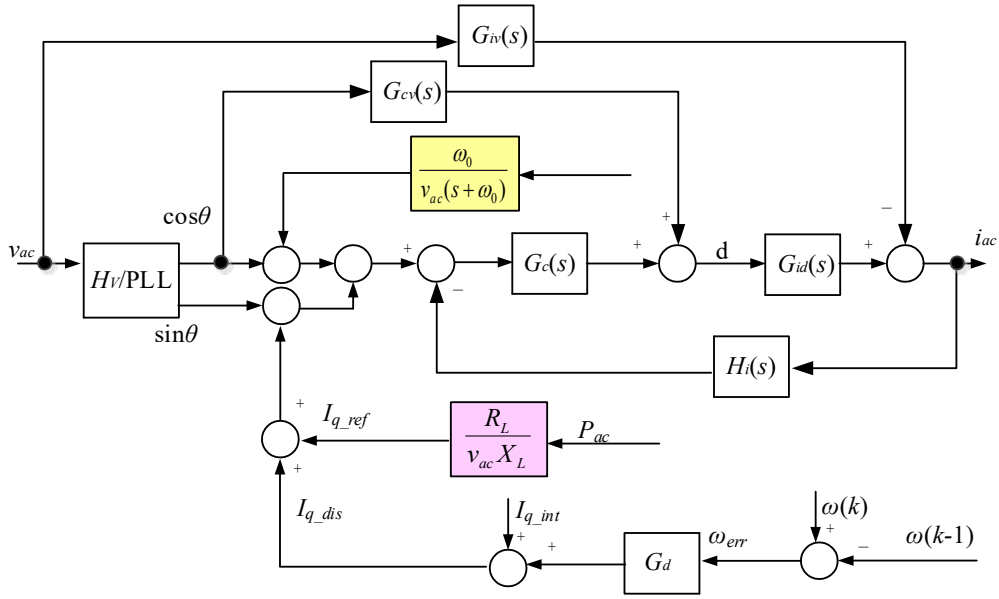


圖 28. 功率調節系統閉迴路控制方塊圖

功率調節系統之轉移函數控制方塊圖如圖 28 所示，PLL 負責鎖定與同步交流電網的頻率。 I_{d_ref} 及 I_{q_ref} 是交流電壓補償模式和再生能源平滑控制模式下，各自的電流控制命令。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：

$$\frac{i_{ac}}{v_{ac}} = \frac{H_v(s)(I_{q_ref} + I_{q_dis})G_c(s)G_{id}(s)}{1 + T_i(s)} + \frac{H_v(s)G_{cv}(s)G_{id}(s)}{1 + T_i(s)} - \frac{G_{iv}(s)}{1 + T_i(s)} \quad (41)$$

其中 H_v 、 G_{id} 、 G_{iv} 和 T_i 分別為電壓回授增益、電路導納、與開路電流與迴路轉移函數。開路電流迴路轉移函數可表示為：

$$T_i(s) = G_c(s)F_m G_{id}(s)H_i(s) \quad (42)$$

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：

$$G_{id}(s) = \frac{V_{dc}}{r_L + sL} \quad (43)$$

控制器穩定度模擬可利用 MATLAB 數學軟體來分析波德圖相位邊限，是在零 dB 增益時，放大器的輸出訊號的相位與 180 度之間的差，利用開路電流轉移函數 $T_i(s)$ 來分析此波德圖，表 3 為閉迴路系統設計參數表，圖 29 為孤島運轉模式下波德圖，PM

為 79.5 度，圖 30 為市電並聯運轉模式下波德圖，PM 為 67.9 度，PM 皆大於 45 度因此系統為穩定。

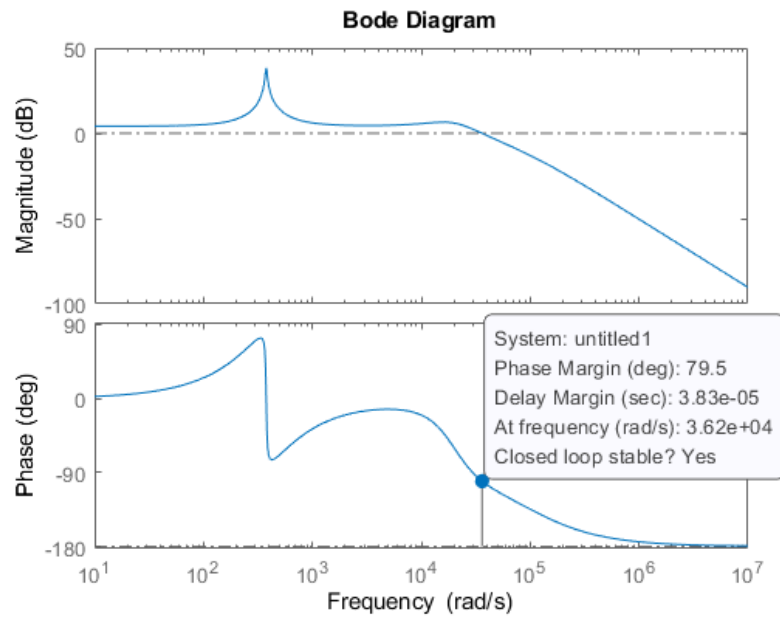


圖 29. 孤島運轉模式波德圖

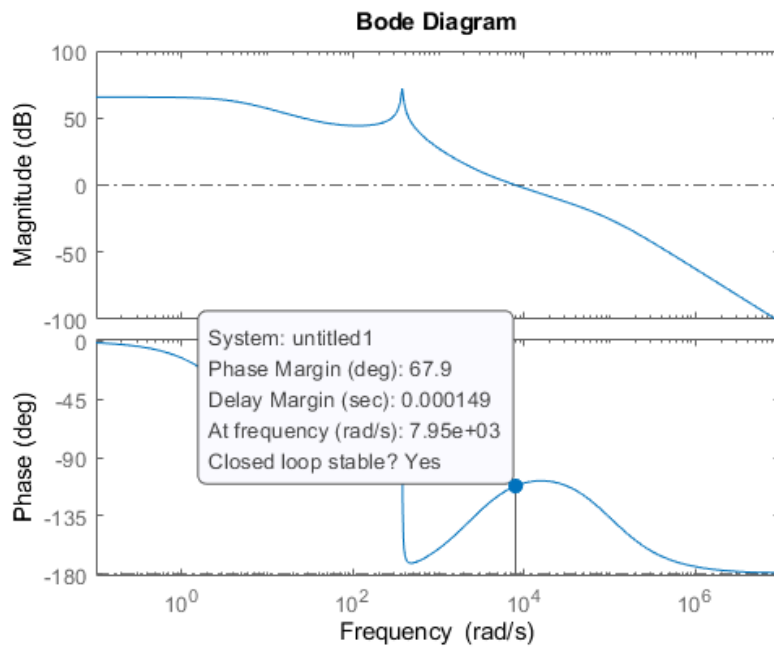


圖 30. 市電並聯運轉模式下波德圖

三相獨立控制功率調節系統電路的實功與虛功控制架構以其中一相轉換器為例說明，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：能源管理模式和柴油機輸出功率協同控制模式，若柴油機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外部系統命令，輸出或吸收實功。反之，當柴油機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柴油機輸出平滑控制模式，將輸出補償功率來平穩交流電網側或柴油機輸出側總和的功率變動。虛功控制策略主要有兩種操作模式：外部控制模式和交流電壓補償模式，若交流電壓在正常範圍時，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。

孤島偵測目前採用被動式偵測方式，針對電壓及頻率急遽變化，發生此一現象則可藉由過低與過高電壓或過低與過高頻率之保護裝置作動，其中電力輸出與負載需求不平衡而導致相位急遽變化，透過偵測相位可以得知電力是否中斷。利用 PLL 中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積分後得到角度，此一角度亦可以來判斷孤島的發生與否。

三、撰寫 DSP 程式碼，功率調節系統提供不平衡負載用電，且可在併網前進行電壓個別鎖相調幅，以利後續與電壓不平衡之電源併

聯。

圖 31 為具市電同步功能之 PLL 系統之控制方塊圖與波德圖，可利用軟體進行數位鎖相，驗證其閉迴路控制穩定。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)是一較佳的解決方案，市電電壓訊號進入感測電路後利用類比轉數位進入到數位控制器，再利用全通濾波器得到市電電壓的位移項，以三角函數定理將兩個訊號計算後可以取得市電振幅，再用來除上輸入的電壓訊號用以產生振幅為 1 的市電電壓訊號。最後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，頻率相加後的高頻成分經過低頻濾波濾除後得到剩下頻率相減同步誤差，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：

$$T_{PLL}(s) = \frac{K_p \omega_c}{s(s + \omega_c)} \quad (44)$$

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得到，假設 K_p 為 300， ω_c 為 126rad/sec，其相位增益邊限約為 35 度。

個別鎖相調幅的測試如圖 32 所示，藍色跟綠色分別為 R 相的市電電壓與三相功率調節系統輸出電壓，紅色跟粉紅色分別為 S 相的市電電壓與三相功率調節系統輸出電壓，當開始鎖相後，R 相

的市電電壓與三相功率調節系統輸出電壓開始變成同步，S 相的市電電壓與三相功率調節系統輸出電壓也開始變成同步的電壓相位。鎖相 DSP 程式碼如附件。

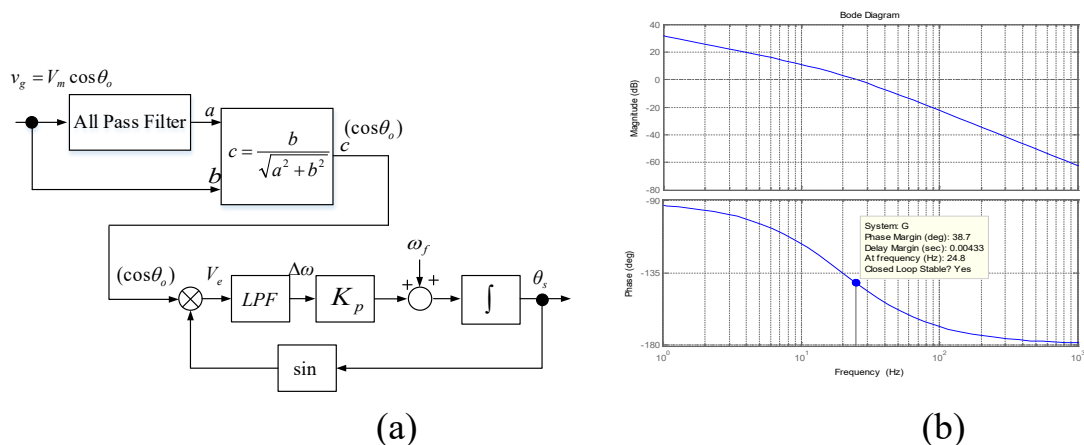


圖 31. 具市電同步功能之 PLL 系統之(a) 控制方塊圖 (b)波德圖

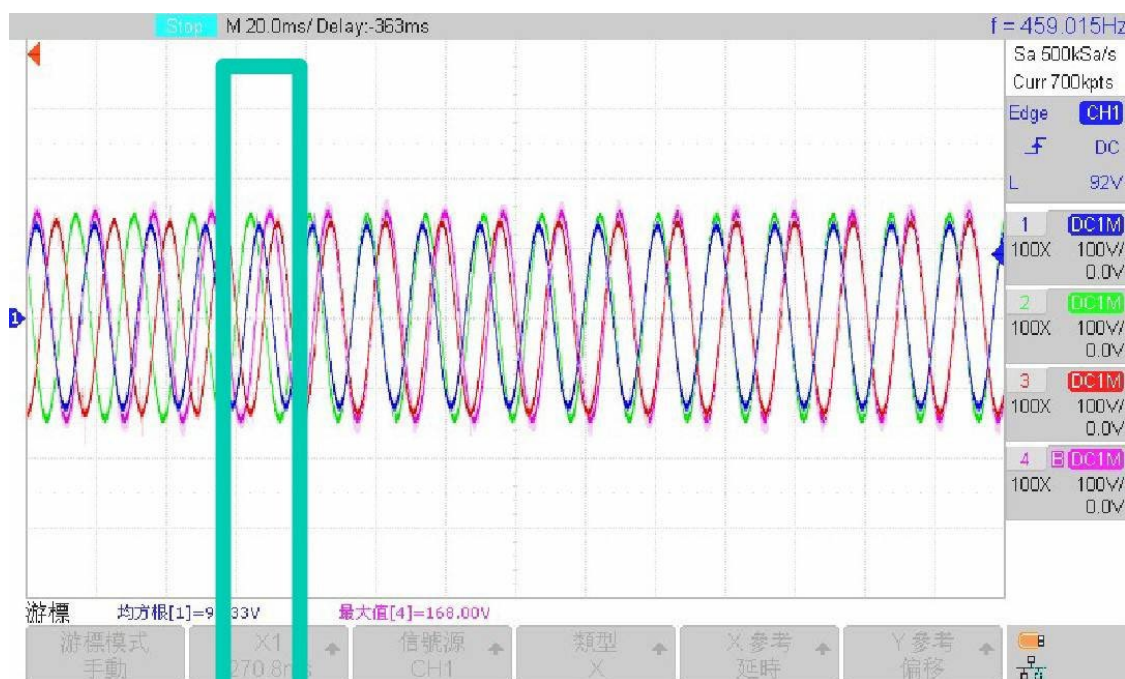


圖 32. 個別鎖相調幅測試

四、進行功率調節系統與電壓不平衡電源併聯測試，併網後之孤島偵

測功能開發，當併聯之電源跳脫，可自主偵測到電源異常，而發出訊號。

目前已進行三相功率調節系統電路佈局與原型機硬體開發，圖 33

為三相功率調節系統電力級電路設計，圖 34 為三相功率調節系統電

力級電路佈局，圖 35 為核研所內進行市電並聯時暫態電壓與電流波

形，圖 36 為核研所內進行市電並聯時穩態電壓與電流波形。

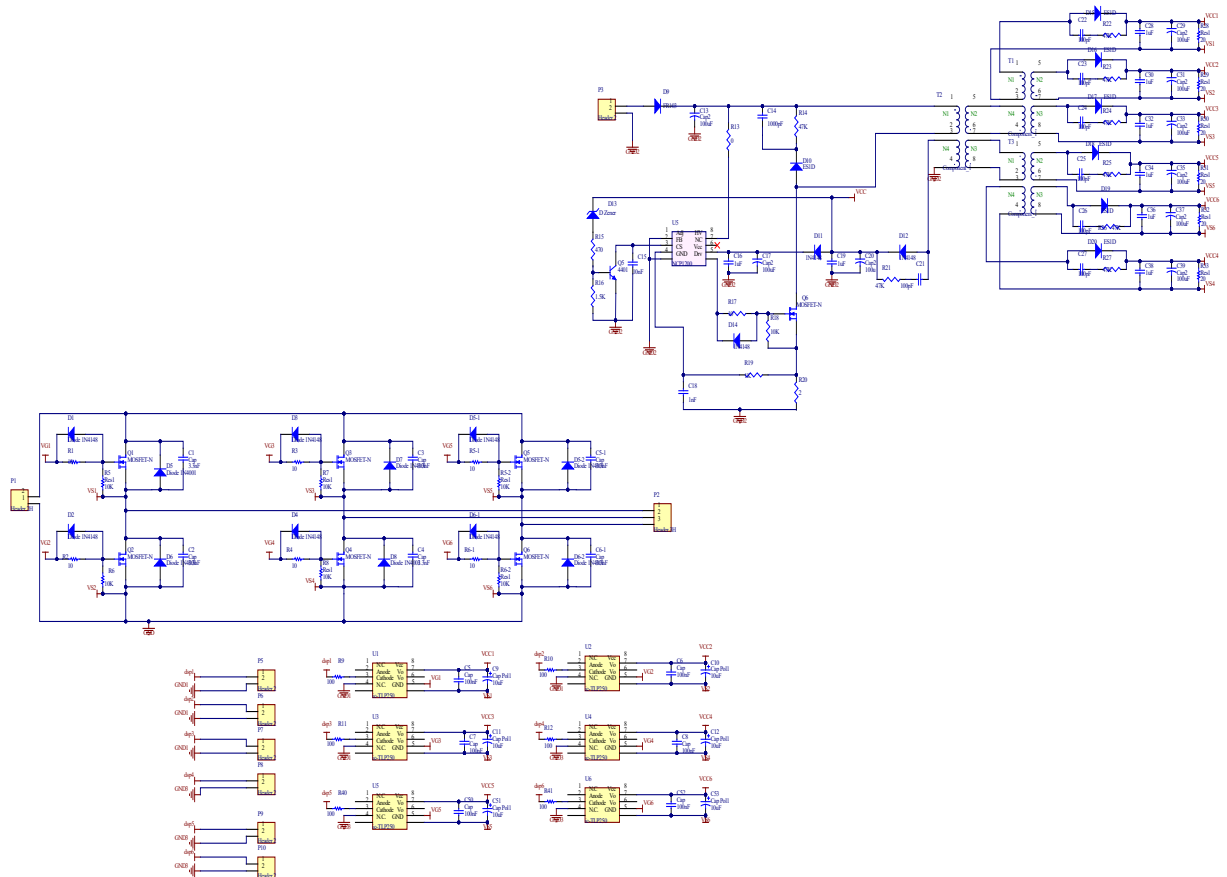


圖 33. 三相功率調節系統電力級電路

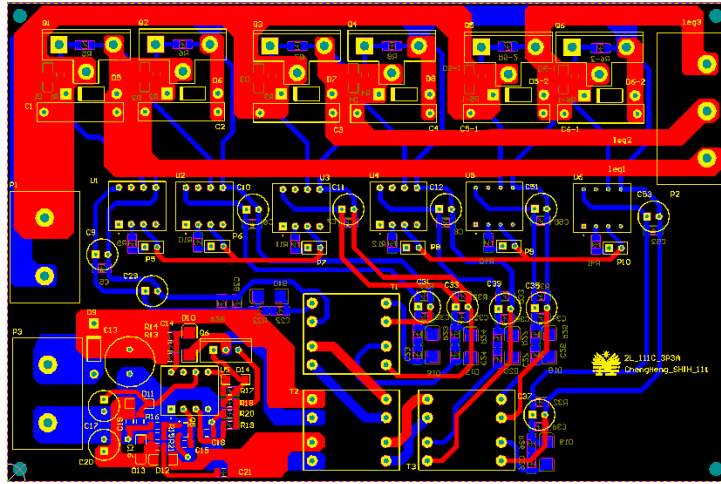


圖 34. 三相功率調節系統電力級電路佈局

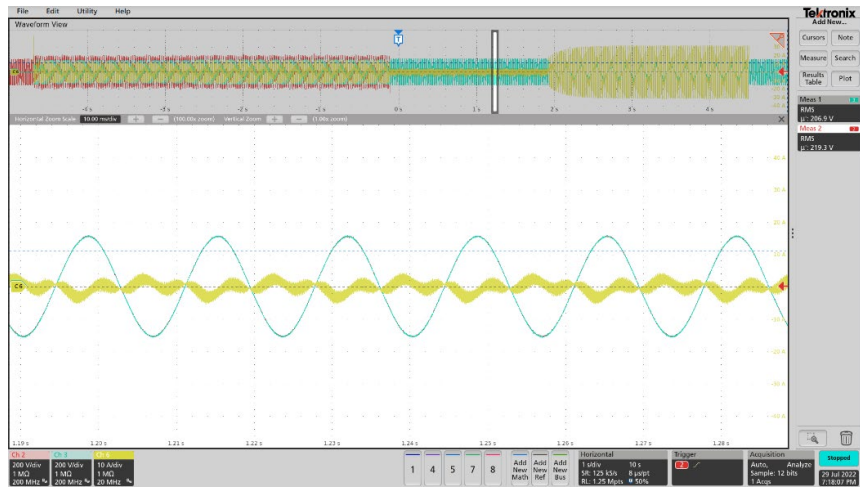


圖 35. 三相功率調節系統進行市電並聯時暫態電壓與電流波形

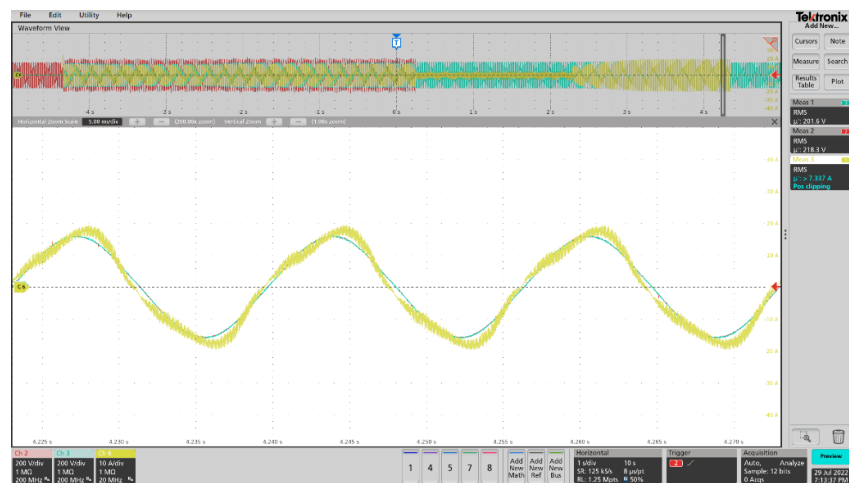


圖 36. 三相功率調節系統進行市電並聯時穩態電壓與電流波形

圖 37 為三相六臂調節電路之原型，電路之測試條件為輸入電壓 380V 直流電模擬再生能源輸入，輸出 110V 交流電進行測試，調變頻率採用 20k Hz SPWM，Totem-pole 模式則採用 20k Hz SPWM 混和 60Hz PWM 進行調控，控制器採用德州儀器 TMS320F28335 微處理機進行控制採用電壓以及電流回授模式用以三相獨立控制、三相三臂控制以及 Totem-Pole 實功併網模式。圖 38 為三相獨立控制之電流不平衡結果，測試採用三相功率不平衡之補償測試，使三相之輸出可達成補償及調控各相功率。圖 39 為三相三臂控制模式之併網波形圖，波形擷取 R 相市電電壓、R 相輸出電壓、R 相及 S 相之線電流進行參照。圖 40 為 Totem-Pole 實功控制之單相併網測試。可由下方之控制訊號波形來分辨出換流器之輸出模式由 Unipolar 切換法轉變成 Totem-Pole 之切換模式。圖 41 為低電壓孤島偵測異常波形，可自主偵測到電源低電壓異常，圖 42 為過電壓孤島偵測異常波形，可自主偵測到電源過電壓異常，圖 43 為低頻孤島偵測異常波形，可自主偵測到電源低頻異常，圖 44 為高頻孤島偵測異常波形，可自主偵測到電源高頻異常。

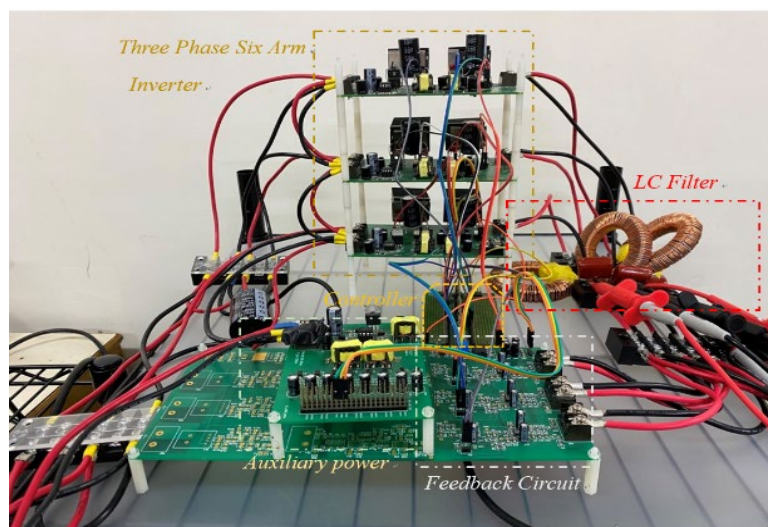


圖 37. 三相調節系統之原型架構

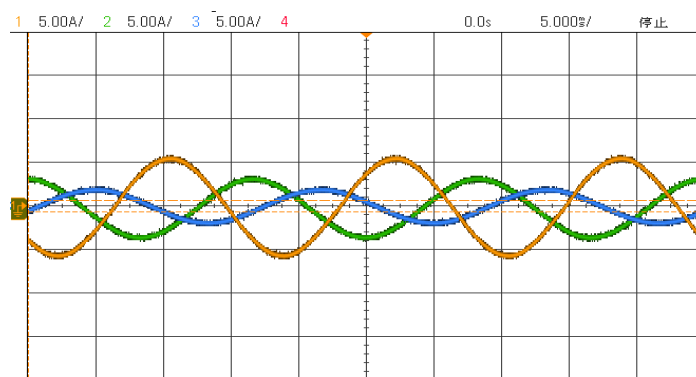


圖 38. 三相獨立電流控制

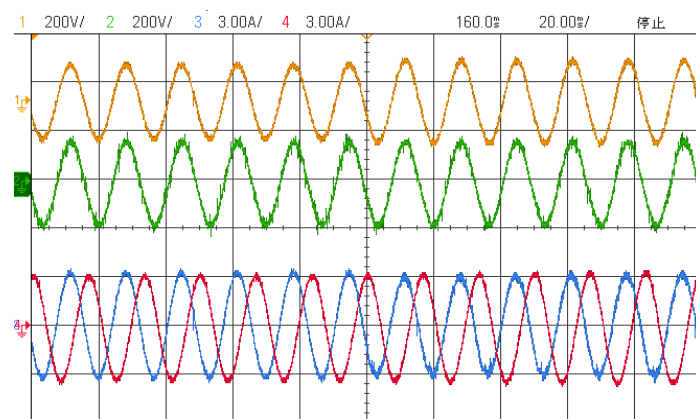


圖 39. 三相三臂併網電流控制

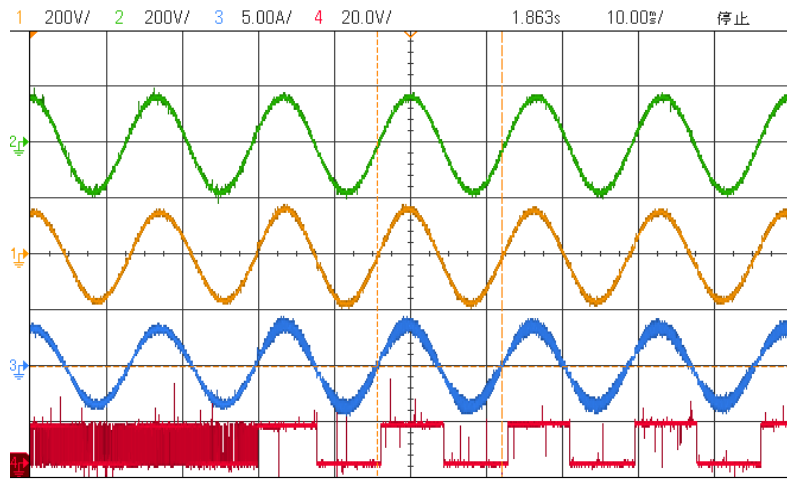


圖 40. Totem-Pole 實功控制

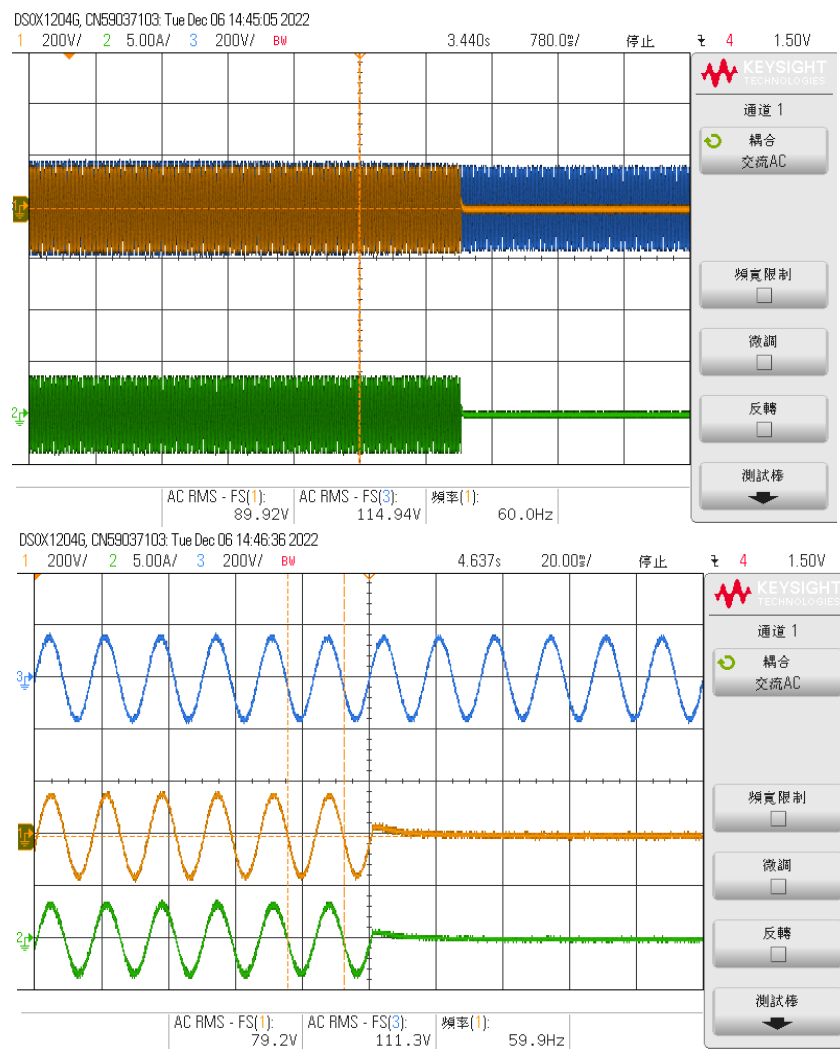


圖 41. 低電壓孤島偵測

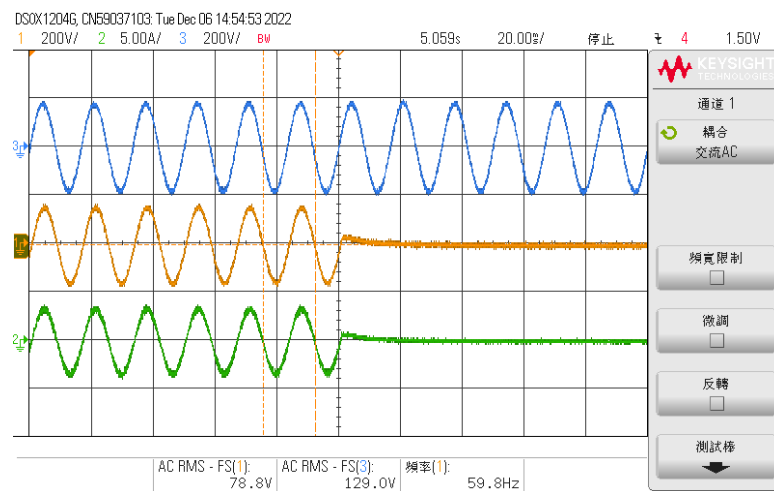
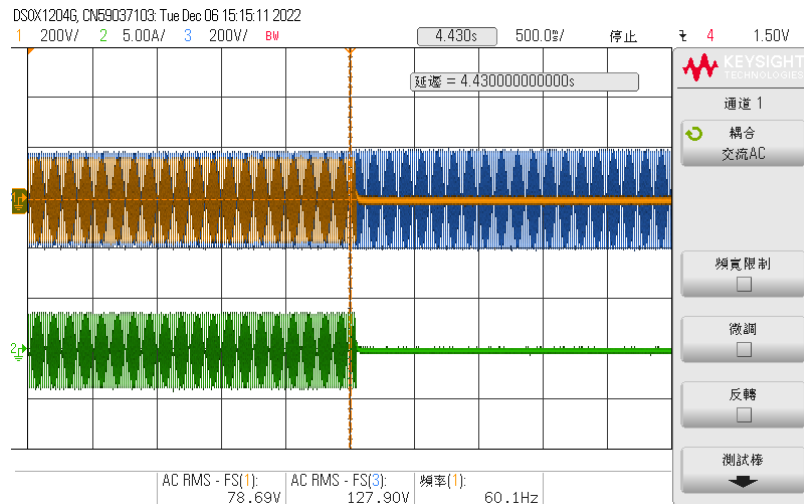
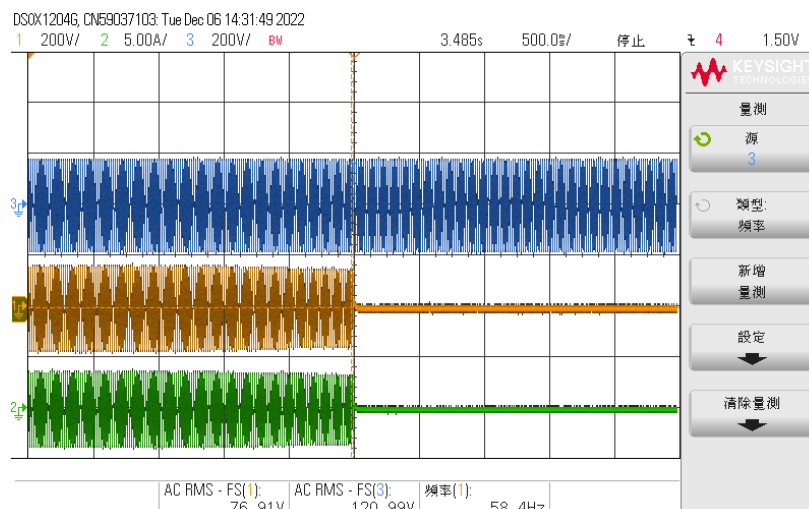


圖 42. 高電壓孤島偵測



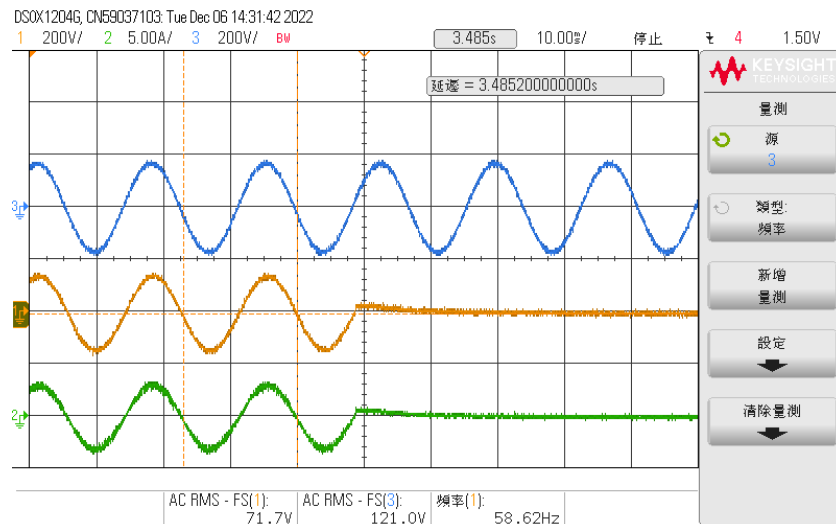


圖 43. 低頻率孤島偵測

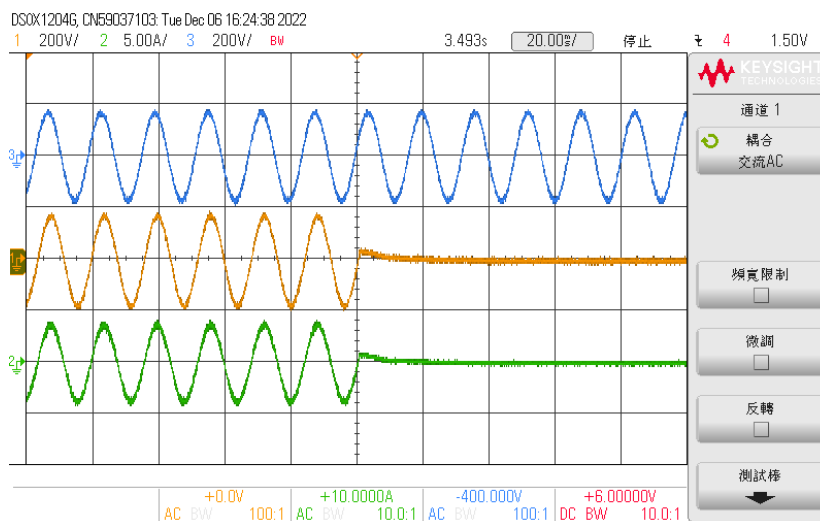
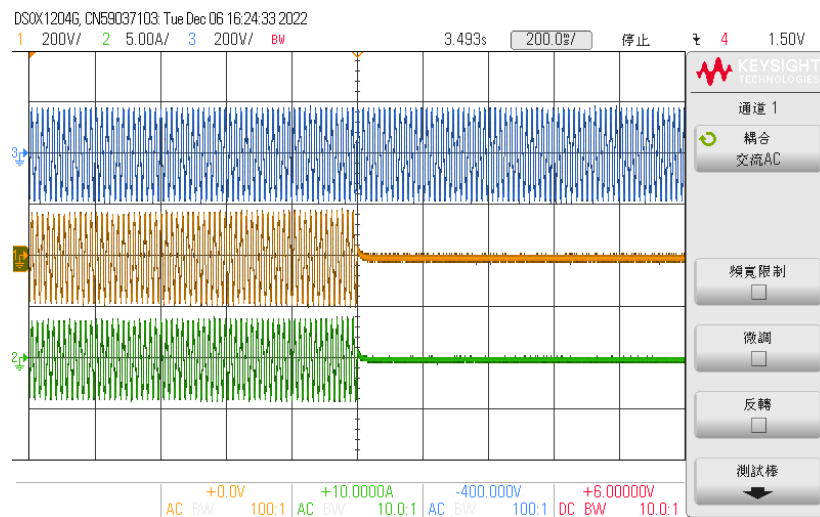


圖 44. 高頻率孤島偵測

五、進行模式切換功能開發，當功率調節系統偵測到電源異常，可由

併網運轉切換至獨立運轉模式，其電壓變動小於 5%。

圖 45 為三相功率調節系統孤島運轉轉併網模式切換結果，當市電或柴油機正常運轉時，使三相之輸出可近似電網電壓頻率進而併網。圖

46 為三相功率調節系統併網模式運轉波形，波形擷取 R 相市電電壓、

R 相輸出電壓、R 相及 S 相之線電流進行參照。圖 47 為三相功率調

節系統併網轉孤島運轉模式切換結果，當市電或柴油機電源異常時，

可由併網運轉切換至獨立運轉模式，模式切換過程可以發現其電壓變

動小於 5%。圖 48 為三相功率調節系統三相獨立運轉轉 Totem-pole 模

式切換結果，當併網需求為全實功時，使三相功率調節系統轉 Totem-

pole 模式增加轉換效率。圖 48 為三相功率調節系統轉 Totem-pole 轉

三相獨立運模式切換結果，當併網需求含虛功時，使三相功率調節系

統具虛功補償功能。圖 50 為三相功率調節系統三相獨立與 Totem-pole

模式效率比較，其中可以發現 Totem-pole 模式之效率有顯著的提升。

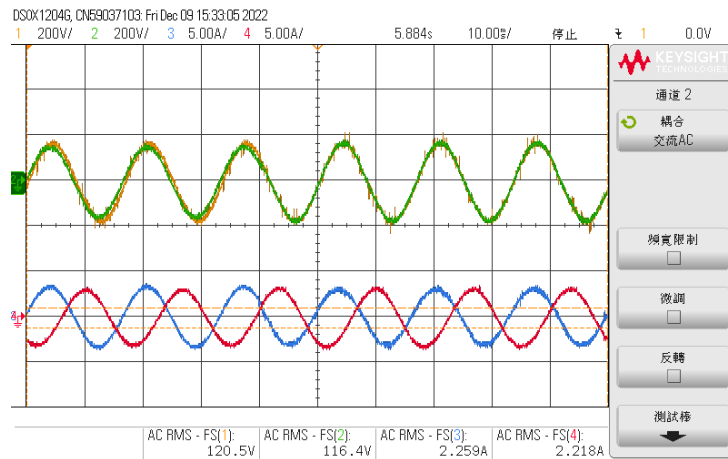


圖 45. 孤島運轉併網模式切換

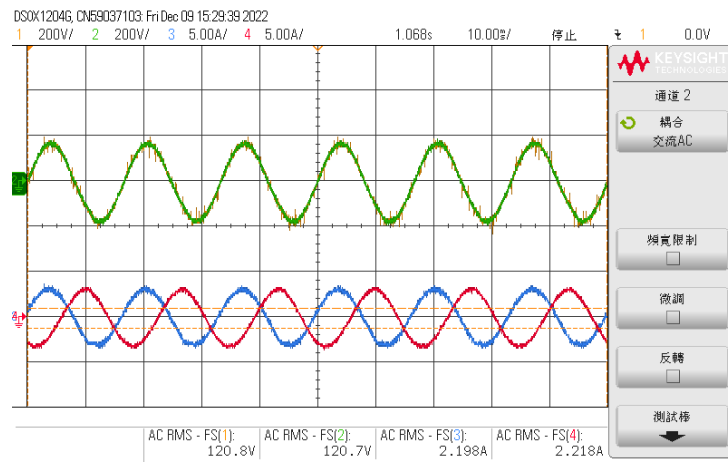


圖 46. 併網模式運轉

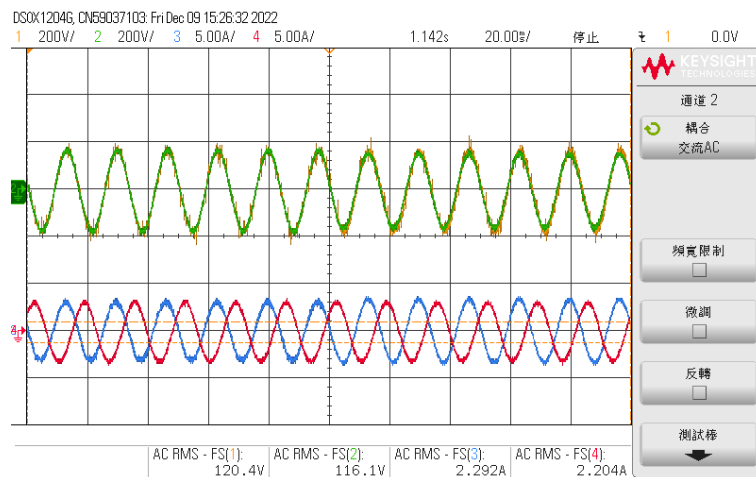


圖 47. 若電源異常併網轉孤島模式切換

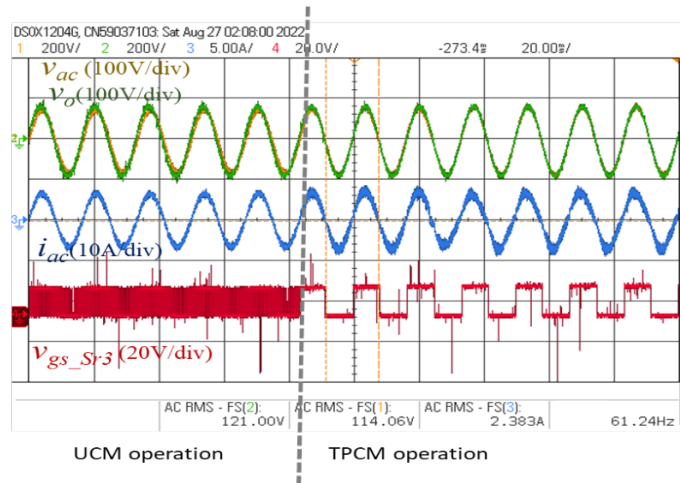


圖 48. 三相獨立運轉轉 Totem-pole 模式切換

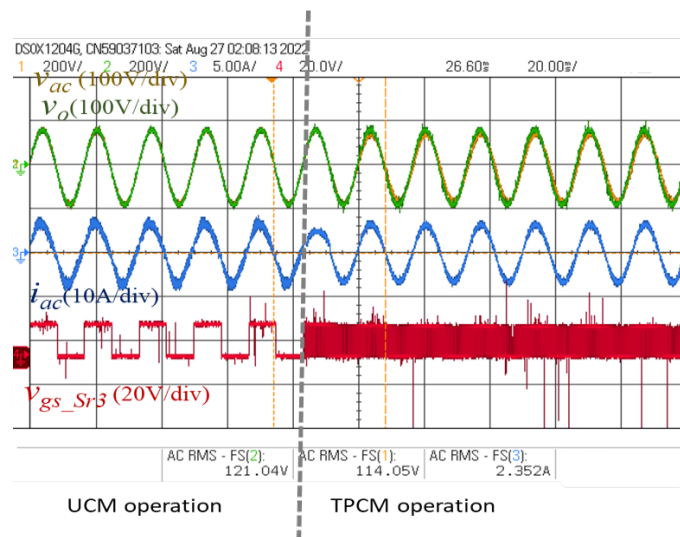


圖 49. Totem-pole 轉三相獨立運轉模式切換

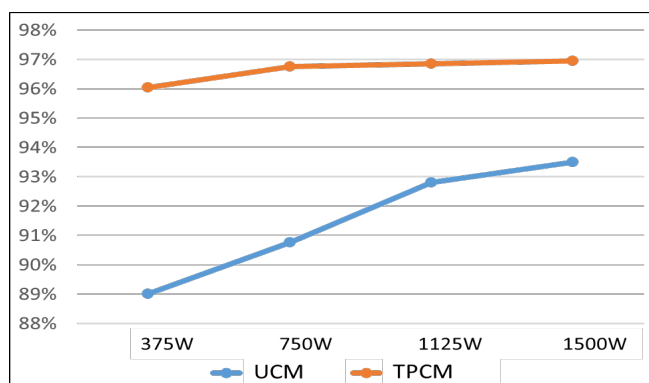


圖 50. Totem-pole 與三相獨立運轉模式效率比較

肆、 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] CTIMES，「工研院眺望 2022 再生能源+儲能產業 淨零碳排趨勢強化成長動能」。
Available: <https://www.ctimes.com.tw/DispNews/tw/再生能源/儲能設備/工研院/IEK-Consulting/2111121653OM.shtml> [Accessed: Dec. 17, 2021]
- [3] Markets and Markets, “Microgrid Market,”
https://www.marketsandmarkets.com/Market-Reports/micro-grid-electronics-market-917.html?gclid=CjwKCAiA8ov_BR AoEiwAOZogwf-yo0koLUfZDED2dI7xYY5Ki2ymXSnVP-5kCb3rMJqbsA42Iwvjxo-ClxEQAvD_BwE [Accessed: Dec. 17, 2021]
- [4] Z. Liang, R. Guo, J. Li, and A. Q. Huang, “A high-efficiency PV module-integrated DC/DC converter for PV energy harvest in FREEDM systems,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 3, pp. 897–909, Mar. 2011.
- [5] C. W. Chen, K. H. Chen, and Y. M. Chen, “Modeling and controller design of an autonomous PV module for DMPPT PV systems,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 9, pp. 4723–4732, Sep. 2014
- [6] S. Poshtkouhi, V. Palaniappan, and O. Trescases, “A general approach for quantifying the benefit of distributed power electronics for fine grained MPPT in photovoltaic applications using 3-D modeling,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 11, pp. 4656–4666, Nov. 2012.
- [7] E. A. Jones, F. F. Wang, and D. Costinett, “Review of commercial GaN power devices and GaN-Based converter design challenges,” *IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, vol. 4, no. 3, pp. 707–719, Sep. 2016.
- [8] D. Peftitsis and J. Rabkowski, “Gate and base drivers for silicon carbide power transistors: An overview,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 10, pp. 7194–7213, Oct. 2016.
- [9] 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.
- [10] 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.

- [11] 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*, vol. 67, no. 10, pp. 2109-2113, Oct. 2020.
- [12] T. Liu, J. Liu, Z. Liu, and Z. Liu, "A Study of Virtual Resistor-Based Active Damping Alternatives for LCL Resonance in Grid-Connected Voltage Source Inverters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 35, no. 1, pp. 247-262, Jan. 2020.
- [13] B. Crowhurst, E. F. El-Saadany, L. E. Chaar, and L. A. Lamout, "Single-Phase Grid-Tie Inverter Control Using DQ Transform for Active and Reactive Load Power Compensation," in *Proc. PECon 2010*, pp. 489-494.
- [14] C. Jeraputra and P. N. Enjeti, J. S. Lai, "Development of a Robust Anti-Islanding Algorithm for Utility Interconnection of Distributed Fuel Cell Powered Generation," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no. 5, pp.1163-1170, 2004.
- [15] H. Karimi, A. Yazdani, and R Iravani, "Negative-Sequence Current Injection for a Fast Islanding Detection of a Distributed Resource," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 1, pp.298-307, 2008.
- [16] H. H. Zeineldin and M. M. A. Salama, "Impact of Load Frequency Dependence on the NDZ and Performance of the SFS Islanding Detection Method," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 1, pp.139-146, 2011.
- [17] H. L. Jou, W. J. Chiang, and J. C. Wu, "A Simplified Control Method for the Grid-Connected Inverter with the Function of Islanding Detection," vol. 23, no. 6, pp.2775-2783, 2008.
- [18] IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resource With Electric Power Systems, IEEE Std. 1547-2003, July 2003.
- [19] C. L. Chen, Y. Wang, J. S. Lai, and Y. S. Lee, "Design of parallel Inverters for smooth Mode Transfer Microgrid Applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 1, pp. 6-14, 2010.
- [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] 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.
- [25] 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.
- [26] 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.
- [27] 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.