



# 研發專刊

<http://www.npu.edu.tw>  
06-9264115  
澎湖縣馬公市六合路 300 號

日期：2014.4.29

第 008 期

## 研發主題

1. 澎湖南方四島生態旅遊規劃及發展策略—于錫亮教授、朱盈蒨老師、蔡佳汶...2
2. 海洋生物化學研究室—黃鈺茹副教授...5
3. 可連續調頻之高功率毫米波振盪器研究—洪健倫教授、賴麒靖、王富生、陳瑋駿、張肇麟、陳致宇、李品緯...8
4. 綠能住宅微電網系統建置關鍵技術—發展交直流/直交流雙向電力轉換器—廖益弘副教授...11

## 以基礎研究與技術創新提升學校實務應用之價值

國立澎湖科技大學 王瑩瑋 校長

科技大學強調務實致用，學校之教學與研究須與實務相結合，而實務教學內容來自實務研究成果之轉換，然實務研究之成果確來自厚實之理論基礎，因此本校鼓勵師生進行基礎研究與技術開發，以帶動後續實務應用的產生，進一步拓展實用性價值。在本期專刊的內容中，即發表多項具澎湖地區特色的基礎研發成果，例如：南方四島生態調查成果、澎湖水產品營養組成研究成果、以及微電網系統建置關鍵技術之開發等，並且延伸出極富價值性的實務應用，包括：南方四島生態旅遊規劃、提高澎湖特色水產品的附加價值及衛生安全、以及提升風力與太陽能再生能源的有效利用率。本校教師可透過實務教學，將這些研發成果導入課程中，以強化學理與實務之聯結，並指導學生應用於相關產業領域，提高學生的就業競爭力與創新力，並促進學校實務應用之品牌價值。



## 澎湖南方四島生態旅遊規劃及發展策略

作者：于錫亮教授、朱盈蓊老師、蔡佳汶

### 一、源起

聯合國宣布 2002 年為國際生態旅遊年之後，由世界觀光組織(World Tourism Organization, WTO)及聯合國環境規劃署共同推動以生態旅遊為發展策略，使得生態旅遊成為全球響應的一種觀光發展模式。生態資源不僅可以創造觀光產業的附加價值，突顯地方特有風格與特色，也是推動觀光產業興盛的重要策略。

### 二、澎湖南方四島介紹

澎湖南方四島指的是東嶼坪嶼、西嶼坪嶼、東吉嶼、西吉嶼和周邊附屬島嶼：鐵砧、頭巾、豬母礁、鐘仔及鋤頭嶼；澎湖南方四島擁有豐富生態觀光資源，包括：潔白純淨的沙灘、變化多端之玄武岩地景、古厝、廟宇等珍貴文化古蹟、蔚藍的海洋以及燕鷗繁殖、珊瑚礁等豐富生態等，且為世界航運發展史上重要中繼站，一九五〇年代後期開始，至今三百年間，從南中國海、東海到日本間，是歐亞貿易船最主要航線，這些豐富的天然與人文資源，乃為澎湖觀光產業發展重要利基。然而，一直以來，南方四島因受限於氣候與海象之限制，地方觀光發展面臨瓶頸，造成許多依賴觀光事業收入養家餬口的民眾經濟上的危機，不僅年輕人不得不外出就業，致使人口結構呈現老化現象，也產生總人口數減少等問題。為了發展澎湖南方四島生態旅遊，首先對其旅遊資源現況進行調查，進而針對未來發展生態旅遊現況與旅遊環境，並研提未來發展策略建議。

#### (一)動植物資源

南方四島由於受到海洋的隔絕，加上島嶼陸地面積不大，和豐富的海洋生態相比，陸上的動物便顯得較為單調，不過南方四島的陸上生態仍

有其特別獨到之處。在動物資源方面，過往文獻曾紀錄到藍磯鶉、翠鳥、鳳頭燕鷗、長喙天蛾、短腕陸寄居蟹、麻雀、岩鷲及過境鳥灰頭紅尾伯勞的蹤影(林俊全、李建堂與方引平，2009)。植物資源則因澎湖地區年雨量少，屬乾旱環境，加上東北季風強盛，因此在澎湖地區的植物都具備了在如此惡劣環境下成長的條件；南方四島也不例外，植物組成以草本植被、防風造林樹種及低矮灌叢為主，像是澎湖決明、絹毛馬唐、密毛爵床、臺灣耳草、臺灣虎尾草、臺西大戟等都在南方四島有紀錄到(林俊全、李建堂與方引平，2009)。

#### (二)海洋生態

澎湖南方四島區域雖然不大，但其生物多樣性仍相當豐沛，海洋生態也不例外；加上由於黑潮支流與海底地形兩者之間交互影響而成的湧升現象，使得南方四島海域魚類資源豐富，像是褐帶少女魚、八帶蝴蝶魚、羽高身雀鯛、寒鯛、雙帶烏尾鮨、長崎雀鯛等(鄭明修、戴昌鳳、陳正平、王瑋龍與孟培傑，2009)。另外過往文獻也曾發現有 28 種未曾於《澎湖產魚類名錄》(陳春暉，2004) 中出現，應為澎湖新記錄魚種，且均屬於熱帶珊瑚礁魚類。而提供魚種居住環境的珊瑚礁在南方四島海域更有群聚的特殊景觀，常見的群集有：分枝形軸孔珊瑚群集(以 *Acropora muricata* 為主)、桌面形軸孔珊瑚群集(以 *A. hyacinthus* 為主)、葉片形表孔珊瑚群集(以 *Montipora Aequituberculata* 為主)(鄭明修、戴昌鳳、陳正平、王瑋龍與孟培傑，2009)。大型底棲無脊椎動物部分則是有冠刺棘海膽、藍

指海星、多種不同的活額寄居蟹科 ( Diogenidae ) 物種等(鄭明修、戴昌鳳、陳正平、王瑋龍與孟培傑，2009)。

### (三)人文史蹟

南方四島在人文史蹟的資源上也相當豐富，像是東吉嶼由於地利優越，加上鄰近本島的「府城」，自古即是台澎海運貿易的轉運站，因此商賈往來貿易頻繁，而長期接觸外界的風氣，加上生活富裕，東吉嶼也出現了许多和洋混合式的建築，融合了澎湖傳統古厝加上洋化的西式洋樓，東吉嶼的建築可說是獨樹一幟；而澎湖傳統的菜宅文化在東嶼坪嶼即可看見大片梯田及散落其中的菜宅聚落；在西嶼坪嶼可見一南一北用來守護村民避邪止煞的廟宇信仰文化；在西吉嶼因位處漁人生畏的「黑水溝」，再加上暗礁密佈，危機四伏、海難頻傳，因此島上有鎮煞所用的碑石與石敢當等；除了上述之外，其他像是早年為因應民生或軍事所設置在東嶼坪嶼的防空洞、點燈設施及東吉嶼的燈塔都很吸引世人前往一窺究竟。

### (四)地質地形

南方四島中的東吉嶼、西吉嶼及周邊島嶼的鐵砧、頭巾因特殊地質景觀依文資法公告為「澎湖南海玄武岩自然保留區」即可看出地質地形景觀相當豐富，像是東吉嶼八卦山下的東吉之眼同時可見鹼性玄武岩與微輝長岩體、大坪的海蝕平臺及稱做「石巨人」的海蝕柱、西吉嶼的透天海蝕洞、壯觀的海崖等；東嶼坪嶼和西嶼坪嶼雖然未被劃入玄武岩自然保留區內，但東嶼坪嶼有陸連島、青蛙石及豐富的裙礁地景、西嶼坪則是有高聳的海崖地形等可看出兩島的地質景觀也相當豐富；而周邊的島嶼則吸引許多過境鳥前來附近海域覓食及繁衍。



東吉嶼



東嶼坪嶼眺望西嶼坪嶼

## 三、未來生態旅遊的趨勢

### (一)生態旅遊產品之歸類

各界雖然開始關切生態旅遊之發展，然而推動生態旅遊之相關制度與配套措施仍未臻成熟。不少觀光地區也發生了「藉生態旅遊之名，行環境破壞之實」的現象，例如某些行程路線包裝舊有景點，雖加上生態解說、美食、文化體驗，但其目的僅在銷售觀光套裝行程、吸引更多遊客、增加收入，並無考慮到是否與當地人文有良好的互動、環境承載量、自然生態之永續，採行生態旅遊評鑑制度或許是一種較佳的控管方式。

### (二)建立總量管制之法律規範

生態旅遊源起於歐美，於各國形塑概念的經驗不同，迄今全球尚無共識。然而總量管制是地方能否永續發展的重要因素，但於觀光地區並不容易落實。例如某社區 90% 的人願意配合接待

## 參考文獻

的能力進行總量管制，若其餘 10%的居民不願遵守，則對於地方永續觀光的发展將產生負面的影響。

這種看似調節當地居民與社會大眾旅遊需求的計畫在觀光的空間論點予以推演，休憩空間將不斷被創造、毀棄，生態旅遊景點若遭此衝擊，必為當地居民帶來負面影響。因此若能以法律規範旅遊地與遊客行為，當更能達地方觀光永續發展的需求。

### (三)生態旅遊的服務品質

生態旅遊地的民宿是地方發展生態旅遊的關鍵因素，但因為民宿往往是家庭副業，人手或設備都可能不足，對於旺季較多數量遊客，難以滿足其服務需求，服務品質亦可能因此而降低。

澎湖南方四島未來成立國家公園後，發展生態旅遊不只是一個理想，也是所有澎湖居民永續經營島嶼資源與社區文化的未來走向，惟有及早達成全民共識，訂立確切執行計畫，建構多元永續內涵，開創優質配套旅遊市場，針對國際觀光市場走向，塑造深具澎湖本土特色的藍圖，將「澎湖之美」有效發揮推廣，成為「海上明珠、國際島嶼」的具體實現。

- [1] 海洋國家公園管理處 (2009)·澎湖南方四島及周邊島嶼陸域生態及地形地質景觀資源調查，林俊全、李建堂與方引平，中華民國國家公園學會。
- [2] 海洋國家公園管理處 (2009)·澎湖南方東嶼坪嶼、西嶼坪嶼、東吉嶼及西吉嶼四島周邊海域生態資源調查，鄭明修、戴昌鳳、陳正平、王瑋龍與孟培傑，中華民國珊瑚礁學會。
- [3] 海洋國家公園管理處 (2011)·澎湖南方四島生態旅遊先期規劃案，于錫亮、朱盈蓓、蔡佳汶與劉鎮鈞，國立澎湖科技大學。
- [4] 陳春暉(2004)·澎湖產魚類名錄，行政院農業委員會水產試驗所。

作者：黃鈺茹副教授

主要從事水產生物化學與水產品衛生安全之相關研究，針對水產品與水產品副產物應用上之化學與營養組成、呈味與機能性成分分析，致力於改善水產品衛生安全，探討鮮度、感官品質、化學組成之變化，並著手於澎湖地區食品特色資源以提高附加價值利用。

### A. 眼鏡凱門鱷魚化學、營養組成及呈味成分分析與其肉品氧化安定性

凱門眼鏡鱷 (*Caiman crocodilus*) 為白色肉、高蛋白與低脂之新興食用肉品，可代替紅肉作為攝取來源，台灣鱷魚 2011 年養殖產量為 31 公噸，眼鏡凱門鱷佔約 95%，主要集中在南部，養殖鱷魚飼料成本低、所需耗水量低、有廢物利用與減少環境污染之益處，野生動物之肉品來源可作為人類肉品消耗之替代來源，眼鏡凱門鱷魚各部位肉之水分介於 77-78%、粗蛋白為 19-23%、粗脂肪含量 0.3-1.3%與灰分約 1%，屬於白色肉為高蛋白低脂肪之肉品。各部位間核苷酸相關化合物總量介於 223.03-331.66 mg/100 g 間，以鮮味來源 IMP 為主要蓄積之化合物，分別佔總量 72.6-85.4%。游離胺基酸各部位平均總量介於 189-282 mg/100 g，主要以牛磺酸 (Tau)、甘胺酸 (Gly)、丙胺酸 (Ala) 與組胺酸 (His) 為主，另含有少量 Glu、脯胺酸 (Pro) 與羧脯胺酸 (Hyp)，且眼鏡凱門鱷各部位組織皆檢出雙胍之甲肌肽 (Ans) 與肌肽 (Car)，肌肉中之 Ans 約 80-183 mg/100 g，肌肽為 35-103 mg/100 g，顯示眼鏡凱門鱷如雞精、蛇肉般富含 Ans 和 Car。眼鏡凱門鱷肉 pH 為 5.66-6.18，氮含量範圍為無檢測出至 4.22 mg/100 g，尿素

含量為 3.27-4.27 間，VBN 也僅 5.66-6.18 mg/100g。各部位脂肪酸組成以 C16:0、C18:1 cis-9、C18-2n-6 與 C18:0 為主，其占總脂肪之百分比分別 20.09-24%、15.93-26.17%、15.91-18.99%與 6.86-11.52%，各部位 EPA 及 DHA 含量分別為 1.08-2.78%與 4.32-9.60%，PUFA/SFA 比例為 1.08%。眼鏡凱門鱷肉品礦物質以鉀、磷、鈉與鎂為主，分別約為 2487、1741、459 與 179 mg/Kg，其次是鈣、鋅與鐵，分別約為 81.7、11.7 與 2.7 mg/Kg。

已知肉品烹煮過程會誘發自由基產生，導致肉品中脂質與蛋白質發生氧化反應，而降低肉品營養價值，本研究主要探討鱷魚肉經加熱烹調後蛋白質與脂肪氧化之變化。結果顯示眼鏡凱門鱷各部位生肉之蛋白質氧化指標羰基含量 (1.06 - 1.76 nmol/mg protein) 皆低於豬肉與牛肉，各部位硫代巴比妥酸價 (thiobarbituric acid reactive substances, TBARS) 為 0.47 - 0.73 mg MDA/Kg meat，低於美洲鮪肌肉而相似於豬肉，利用 Fenton (Fe<sup>2+</sup>/H<sub>2</sub>O<sub>2</sub>) 誘導脂質氧化之測定得知各部位隨時間增加 TBARS 也上升，反應五小時後腹肉達最高值。

### B. 龍膽石斑各部位化學、營養呈味分析研究

配合精緻農業計畫，建立龍膽石斑之化學與營養組成及呈味成分之基本資料，並與台灣地區食用魚種相比較，供消費大眾瞭解食用龍膽石斑之益處，有利於協助業者於國內外行銷推廣。龍膽石斑 (*Epinephelus lanceolatus*) 為台灣養殖漁業中重要的高經濟價值魚類，脂肪含量較大部份魚類高，各組織部位中以中骨之脂肪含量

(12.5%) 最高，下巴最低，腹部肉片含量 (6.4%) 高於背部肉片 (4.5%)，且富含  $\omega$ -3 高度不飽和脂肪酸 DHA (二十二碳六烯酸) 和 EPA (二十碳五烯酸)，每 100 克肉分別約為 800 與 200 毫克，中骨之 DHA 含量更高達 2000 毫克，在水產品中屬佼佼者。龍膽石斑亦含豐富之蛋白質，每 100 克肉約為 20 克，另富含胜肽類，每 100 克肉約為 1.3 克。像其他魚貝類一樣，龍膽石斑亦富含牛磺酸 (每 100 克肉約為 160 毫克)，游離胺基酸除牛磺酸外，甘胺酸與精胺酸量較多。龍膽石斑之核苷酸化合物中以肌苷酸 (IMP) 含量最高，每 100 克肉約為 260 毫克，IMP 與甘胺酸、丙胺酸、麩胺酸等為重要呈味成分，此為此魚味道鮮美原因之一。龍膽石斑皮甚厚，魚皮富含膠原蛋白，此魚中骨不僅富含  $\omega$ -3 高度不飽和脂肪酸，礦物質特別是鈣、磷含量甚多，為熬湯良好材料。

### C. 龍膽石斑魚皮膠原蛋白物理與化學特性分析

龍膽石斑魚皮愈厚，魚皮中所含膠原蛋白成分愈高，養殖水溫度過低或過高造成石斑魚死亡後，直接丟棄埋於魚塢旁並未有效利用，因此探討其所抽出膠原蛋白物理化學特性，以提供龍膽石斑魚皮膠原蛋白之萃取與應用參考。其酸可溶性膠原蛋白 (acid-soluble collagen, ASC) 與胃蛋白酶可溶性膠原蛋白 (pepsin-soluble collagen, PSC) 萃取率分別為 38.25 與 17.03%。在紫外光譜測試中，ASC 與 PSC 最高吸收波為 230 和 210 nm。ASC 與 PSC 之 SDS-PAGE 圖譜與牛皮第一型膠原蛋白相似，都具有  $\beta$  及  $\alpha$ 1、 $\alpha$ 2-chain。ASC 與 PSC 具有相似的胺基酸組成，以甘胺酸、丙胺酸與脯胺酸含量最高，其中亞胺酸 (imino acid) 含量分別為 189 與 181 residues /1000 residues，明顯低於牛皮膠原蛋白之亞胺酸含量 (ASC: 215 residues/ 1000

residues)，其變性溫度分別經由 DSC 所測得之  $T_{max}$  為 31.71°C 與 31.33°C，另經由黏度計測得之  $T_d$  則分別為 29.84°C 與 29.05°C。在溶解度測定方面，ASC 與 PSC 之最高溶解度分別為 pH 5，此外，在 3-4% NaCl 濃度時下降最為顯著。

### D. 六斑刺河魨高度利用技術之開發——魚皮膠原蛋白物理化學特性分析

六斑刺河魨 (*Diodon holocanthus*, balloon fish, spiny puffer, Tetraodontiformes) 俗名氣球魚，其肌肉、皮及精巢屬無毒，但因具有長棘易刺傷人，澎湖盛產六斑刺河魨，多川燙冰凍後以人工拔除外刺製成魚皮生魚片，過程冗長且經濟價值不高，時常以垂釣或牽罟等方式即可撈獲大量刺河魨，由於消費市場無法全數消化，且 2008 年初澎湖寒害事件中，沿岸凍死之河豚也多半棄之。六斑刺河魨魚皮的 ASC 與 PSC 萃取率分別為 4.0 與 19.5%，ASC 與 PSC 在紫外光譜測試中之最高吸收波為 230 和 210 nm。ASC 與 PSC 具有相似的胺基酸組成，以甘胺酸、丙胺酸與脯胺酸含量最高，其中亞胺酸 (imino acid) 含量分別為 179 與 175 residues /1000 residues。其變性溫度分別經由 DSC 所測得之  $T_{max}$  為 29.64°C 與 30.30°C，另經由黏度計測得之  $T_d$  則分別為 29.01°C 與 30.01°C。其溶解度較佳為 pH 1-6，較低溶解度為 pH 8-9，在 NaCl 方面膠原蛋白溶解度則隨著 NaCl 的濃度上升，4% 以上溶解度急遽下降。在 SDS-PAGE 圖譜中，六斑刺河魨魚皮 ASC 與 PSC 之 SDS-PAGE 圖譜與牛皮第一型膠原蛋白相似，具有  $\beta$  及  $\alpha$ 1、 $\alpha$ 2 - chain，另在 ASC 多具有  $\gamma$ - chain (國科會大專生專題計畫：98-2815-C-346-008-B; Huang et al., 2011)。

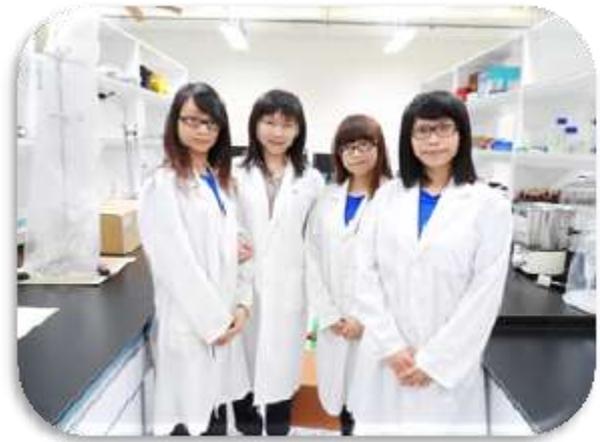
### E. 各部位海鱺魚與龍膽石斑於產銷過程中溫度變動對其鮮度衛生品質之影響

海鱺與龍膽石斑不同於一般水產品，因其體型龐大，較少進入傳統市場販售或出現在一般家庭餐桌上。多經由加工廠分級加工，銷往海鮮餐廳、日本料理店以生魚片的形式販售。希望除了將海鱺與龍膽石斑全魚銷往餐廳，也希望在百貨公司的生鮮部門以真空包裝提供民眾以年節禮盒形式購買，或提供網路購物的服務，將產品以低溫宅配送到消費者手上，增加購買的便利。配合頂級禮盒保鮮技術及包裝設計之開發，依技術關聯性與市場需求進行商品化評估與整合，藉以提昇國人選購海鱺與龍膽石斑之冷凍水產品為頂級禮盒之首選。已確立海鱺與龍膽石斑之儲藏期限及鮮度品質指標變化，並已完成一件技術移轉：利用環保包材產製高價冷凍水產品保溫禮盒。

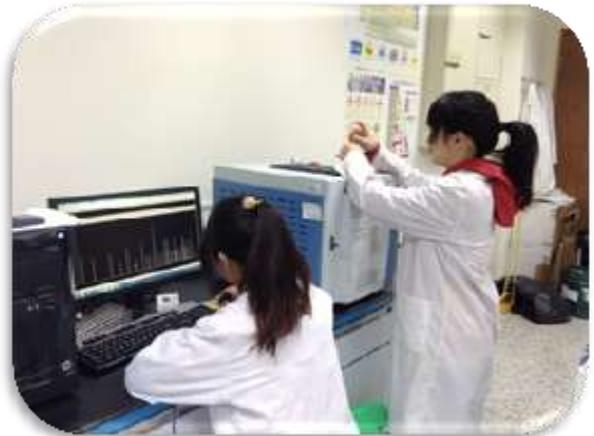
### F. 魚種基因鑑定

已發表 A unique specification method for processed unicorn filefish products using a DNA barcode marker：建立單角革單棘魷屬粒線體基因組中 cytochrome b 與 COI 基因片段之完整基因序列圖譜，cyt b 基因序列中 134-bp 種特異片段可作為單角革單棘魷類(剝皮魚)之 DNA 條碼，並成功應用此 DNA 條碼於市售魚類加工製品之測試。已發表 Authentication of consumer fraud in Taiwanese fish products by molecular trace evidence and forensically informative nucleotide sequencing：以特異引子對增幅 12 種河魷粒線體基因組 cytochrome b 基因中特異片段作為河魷魚種之特異基因標的，並應用於魚類加工製品中，由殘存 DNA 片段找尋此基因標地作為微跡證配合法庭醫學資訊胜肽序列方法驗證台灣魚類產品之假偽詐欺行為，證明市售商品中約有 14%其原料

為河魷，在 14%中約有 28%是有毒河魷魚種，以此方法可快速、有效正確鑑別加工製品之原料來源。



圖、大學部專題生成員



圖、學生以氣相層析儀進行脂肪酸分析。

## 可連續調頻之高功率毫米波振盪器研究

作者：洪健倫教授、賴麒靖、王富生、陳瑋駿、張肇麟、陳致宇、李品緯

### 一、源起

二次大戰期間發明的磁控管(magnetron)，為一種能夠產生高功率微波的電子裝置，主要用於偵測飛機與船艦的行蹤。而後，磁控管除軍事用途外，更為家庭微波爐中的主要元件。傳統的微波電子管除了磁控管之外，尚有行波管(traveling-wave tube)、返波管(backward wave tube)與速調管(klystron)等，廣泛應用於食品加熱、材料處理、衛星通訊、軍事或氣象雷達、加速器、核融合等各種用途。由於傳統微波管的結構尺寸隨波長減小而縮小，散熱及高壓放電等問題，輸出功率隨頻率增加而降低；另一方面，採用光子激發原理之雷射，其輸出功率隨光子能量(光波頻率)減少而降低。因此，在光波與微波之間的頻帶，傳統微波電子管與雷射的發展均受到限制。1950 年代末期，電子磁旋鎂射(electron cyclotron maser)原理的發現，啟動了磁旋管(gyrotron)的研究。磁旋管允許電子在快波(fast wave)結構中激發電磁輻射，由於結構簡單且尺寸不受限於波長，能夠在毫米波至兆赫波(THz)頻段產生高功率之同調電磁輻射(coherent radiation)。磁旋管已發展出磁旋行波管(gyrotron traveling-wave tube, gyro-TWT)放大器、磁旋速調管(gyroklystron)、磁旋單腔管(gyromonotron)、磁旋返波振盪器(gyrotron backward-wave oscillator, gyro-BWO)及磁旋雙生管(gyrotwystron)等型式[1-2]。在磁旋管之各種型式中，磁旋返波振盪器之振盪頻率可藉由改變磁場或電壓做連續的調變，寬頻帶連續調頻為其主要優點。

### 二、研究原理與方法

磁旋返波振盪器之操作點，亦即共振條件與波導色散曲線之交點，位於返波區。因此，迴旋前進的電子束與返向的電磁波在波導內共振，以產生高功率電磁波。然而，迴旋運動的電子，在滿足共振條件下，亦可以任意迴旋諧波與任意波導模式作用。當電流足夠大時，非操作模式會被電子束激發，並與操作模式競爭，造成模式競爭問題。過去的磁旋返波振盪器大多使用中空的圓形或方形波導，非操作模式之起振會使磁旋返波振盪器不易穩定操作。為改善穩定性，本研究改用同軸波導，藉由同軸波導之模式選擇特性以抑制非操作模式的起振。我們已建立理論模型與計算程式[3]，能夠計算電子束與電磁波在同軸波導內的交互作用，並有考量到波導壁損耗及結構不均勻因素。在理論模型中，假設波導內之橫向場分佈並未受到電子流的擾動，由馬克仕威爾波動方程式(Maxwell's wave equation)推導出軸向場分佈方程式，另由勞倫茲方程式(Lorentz force equation)得到電子的運動方程式。電磁場方程式與電子運動方程式構成一組非線性自洽方程式，在滿足邊界的條件下解出振盪之頻率與振幅。

### 三、研究結果

磁旋返波振盪器操作於基次迴旋諧波比操作於高次迴旋諧波遭遇較少的競爭模式，較有利於穩定操作；然而，操作於高次迴旋諧波卻具有倍減磁場與承受高功率等重要實用意義。因此，本研究探討操作於基次與二次迴旋諧波之磁旋返波振盪器。

基次迴旋諧波之磁旋返波振盪器是以同軸波導之 $TE_{2,1}$ 模式為操作模式。在穩定性分析中，我們將同軸波導之外徑沿軸漸變，分析漸變角度與各振盪模式起振電流之變化關係。研究顯示，當漸變角度負值增加時(波導外徑由電子入口端往出口端縮小時)，波導之部分區域因半徑縮小而變為截止區，電磁波與電子之有效作用長度縮短，振盪之起振電流增加。而且，對於較具威脅之競爭模式 $TE_{4,1}$ 與 $TE_{5,1}$ ，漸變角度對起振電流的提升效果遠大於操作模式 $TE_{2,1}$ 。因此，選擇適當漸變角度即可抑制所有競爭模式，使操作模式得以穩定操作。在性能分析方面，研究顯示，改變漸變角度能使電子在進入波導後提早釋放能量，且在較長之距離中以較高之速率釋放能量，使效率大為提升。不僅如此，改變漸變角度還能夠優化電磁波之作用頻帶，使頻寬增加。最後，在穩定操作條件下，基次迴旋諧波之磁旋返波振盪器能夠在 Ka 頻段產生 146 kW 之輸出功率，2.3 GHz 的連續可調頻寬。

由於二次迴旋諧波之磁旋返波振盪器是設計在 W 頻段，隨著振盪頻率的提高，操作模式須選擇更高階之波導模式，以增加波導之橫截面尺寸，才能承受高功率，因此操作模式選擇同軸波導之 $TE_{6,1}$ 模式。然而，操作在更高階之波導模式卻面臨較為複雜之模式競爭問題。此外，由於基次迴旋諧波之作用強度往往遠大於二次迴旋諧波，操作於二次迴旋諧波，會受到基次迴旋諧波之強烈競爭，不易穩定操作。由穩定性分析的結果顯示，外徑漸變方法無法完全抑制基次迴旋諧波激發之競爭模式 $TE_{2,1}$ 、 $TE_{3,1}$ 。而且，漸變角度負值增加時，會使操作模式之第二軸向模式 $TE_{6,1}(\ell = 2)$ 較易起振。為抑制這些競爭模式的起振，我們在波導壁加入分佈損耗[4-6]。由於外導體之分佈損耗能夠衰減 $TE_{3,1}$ 與 $TE_{6,1}(\ell = 2)$ 模

式，而中心導體之分佈損耗能夠衰減 $TE_{2,1}$ 模式，外導體與中心導體之分佈損耗能夠以互補的角色衰減各種電磁場分佈之競爭模式。最後，在穩定操作條件下，二次迴旋諧波之磁旋返波振盪器在 W 頻段產生 119 kW 之輸出功率，1.7 GHz 的連續可調頻寬。

#### 四、未來展望

兆赫波頻段(0.3–3 THz)之電磁波可應用於寬頻通訊、醫學成像、材料科學、生物技術、公共安全、太空研究等領域。然而，電磁波源在兆赫波之缺口(THz gap)，限制了許多兆赫波之應用。磁旋管能夠填補兆赫波之缺口，在兆赫波頻段非常具有發展潛力。為朝向更高頻率發展，目前正進行兆赫波之磁旋返波振盪器研究，嘗試以同軸波導之模式選擇特性，解決兆赫波發展之關鍵問題 - 模式競爭，以改善現今兆赫波源功率無法提升之問題。

#### 致謝

感謝國科會提供研究經費之補助(計畫 NSC 99-2221-E-346-003 與 NSC 100-2221-E-346-010)。

#### 參考文獻

- [1] 朱國瑞、張存續、陳仕宏，“電子迴旋脈射—原理及應用”，物理雙月刊，廿八卷二期，第426-433頁，2006年4月。
- [2] A. V. Gapanov-Grekhov and V. L. Granatstein, Editors, Applications of High Power Microwaves, Norwood, MA: Artech House, 1994.
- [3] C. L. Hung and Y. S. Yeh, “Stability analysis of a coaxial-waveguide gyrotron traveling-wave amplifier,” Phys. Plasmas, vol. 12, 103102, 2005.
- [4] K. F. Pao, C. T. Fang, T. H. Chang, C. C. Chiu, and K. R.

- Chu, "Selective suppression of high order axial modes of the gyrotron backward-wave oscillator," *Phys. Plasmas*, vol. 14, no. 9, p. 093301, Sep. 2007.
- [5] T. H. Chang, C. F. Yu, C. L. Hung, Y. S. Yeh, M. C. Hsiao, and Y. Y. Shin, "W-band TE01 gyrotron backward-wave oscillator with distributed loss," *Phys. of plasmas*, vol. 15, no. 7, p. 073105, Jul. 2008.
- [6] C. L. Hung, M. F. Syu, M. T. Yang, and K. L. Chen, "Selective mode suppression in a W-band second harmonic coaxial-waveguide gyrotron backward-wave oscillator," *Appl. Phys. Lett.* vol. 101, 033504, 2012.

## 綠能住宅微電網系統建置關鍵技術—— 發展交直流/直交流雙向電力轉換器

作者：廖益弘副教授

### 一、源起

澎湖位於台灣離島，夏天有充足的日照，冬天有強烈的東北季風，非常適合發展再生能源，在政府積極推動節能減碳之際，澎湖將成為台灣首座低碳示範島。而國立澎湖科技大學為澎湖地區唯一一所大學，也是台灣本島外唯一積極有效推動再生能源發展之大學，學校的發展方向正積極配合政府推動澎湖低碳島，校內設有風車公園免費提供國內風機廠商進行風機開發與研究，並與經濟部標準檢驗局合作設立一國際中小型風機認證場地，此一場地為國內少數具國際標準之風機檢驗認證場地，另外校內還有太陽能光伏系統等再生能源設備。然而為有效利用再生能源，若能將再生能源的用電與市電系統進行良好的併聯，將有助於再生能源的實際運用，而其主要關鍵技術乃在於交直流/直交流雙向電力轉換器之發展。

### 二、概念

單相交流/直流轉換器[1]-[11]於再生能源系統通常應用在與電網併聯之介面，如圖 1 所示。為了有效利用分散式再生能源 (Distributed Energy Resources, DERs) 並維持電力系統的穩定性，雙匯流交流/直流轉換器在再生能源系統中扮演相當重要的角色。當分散式能源有足夠的電源能量時，雙匯流交流/直流轉換器可以輕易的將能量由直流匯流排轉換到市電交流電網上。相反的，當分散式再生能源能量不足以提供直流匯流排上負載電力時，雙匯流交流/直流轉換器可以立即改變電力潮流的方向，並由市電供給直流負載與電力儲存設備足夠的電能。然而交流/直流脈波寬度調變轉換器與市電並聯時有許多特

性要求;例如:提供市電端功率因數校正功能[4-5]、[7]，低失真線電流[1]、[3]、[7]，高輸出電壓品質[2]、[9] 和具雙向電力潮流的功能[8]、[10]、[11]、[25]。此外，脈波寬度調變轉換器也適用於模組化系統設計與配置。本研究將介紹新型脈波寬度調變開關切換策略搭配前饋控制法則，應用在分散式再生能源單相交流/直流轉換器上。

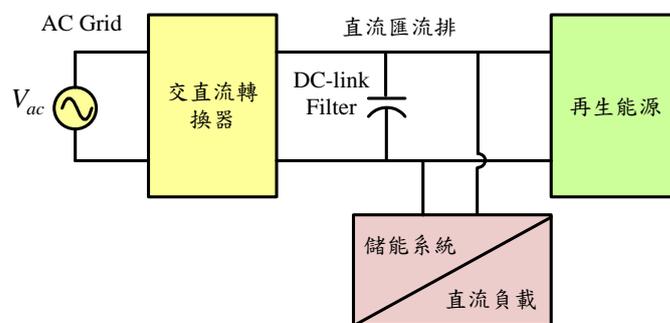


圖 1. 分散式再生能源系統

### 三、技術開發

在現有的單相交流/直流轉換器脈波寬度調變切換策略中，因為開關切換的頻率遠高於市電的交流頻率，開關切換所造成的諧波可以輕易的由濾波器濾除[1]、[3]、[7]。若要使交流電流波形更接近於正弦波，則須利用切換損失作為交換條件。到目前為止有許多的脈波寬度切換策略被實際應用在單相交流/直流轉換器上，例如：雙極性脈波寬度調變 (Bipolar Pulse Width Modulation, BPWM)，單極性脈波寬度調變 (Unipolar Polar Pulse Width Modulation, UPWM) [12]-[14]，混合型脈波寬度調變 (Hybrid Pulse Width Modulation, HPWM) [15]-[18] 和磁滯脈波寬度調變等 [3]，[19]-[24]。

本研究所提出的簡易型脈波寬度調變在一個開關切換週期內只需要一個主動開關改變。相反的，傳統的單極性脈波寬度調變或雙極性脈波寬度調變在一個開關切換週期內需要四個主動開關進行變換。在本文所提出的簡易型脈波寬度調變與磁滯控制脈波寬度調變切換策略相較之下並沒有開關切換頻率跳動的問題[3]、[19-21]。同時本文也發展了一個新型的前饋控制法則，應用於所提之簡易型脈波寬度調變切換策略，使轉換器操作於整流與反流模式中獲得良好的輸出。值得一提的是，文中所提出的前饋控制法則也可以適用於單極性脈波寬度調變以及雙極性脈波寬度調變，可提供快速的輸出電壓響應以及改善輸入電流波形。

雙匯流單相交流/直流轉換器通常作為分散式再生能源 (DERs)與市電交流電網系統之介面，提供雙向電力潮流並維持良好的交流側電流波形與直流側輸出匯流排電壓的調節，如圖 2 所示，良好的輸入電流波形可以避免諧波流入市電汙染交流電網系統，且良好的直流匯流排電壓的調節可以提供直流負載較高的輸出電力品質。

為了達成再生源系統雙向電力潮流的功能，應用脈波寬度調變切換策略於單相全橋轉換器上，以實現市電交流側電流波形的改善與直流匯流排的電壓的調節。一般來說，通常使用單極性和雙極性脈波寬度調變切換策略於單相交流/直流轉換器系統。本文則提出一種新型簡易脈波寬度調變切換策略應用於再生源系統。所提出的簡易型脈波寬度調變切換策略在一個開關切換週期內，只需一個主動開關進行切換，就可以達成對交流側電感進行充電與放電。因此所提出之簡易型脈波寬度調變切換策略不但降低了開關損耗並可提高轉換效率。論文所提之簡易型脈波寬度調變切換策略操作於整流模式與變流模式下之開關切換策略如表 1 和表 2 所示。簡易型脈波寬度調變切換策略操作於整流與反流模式則說明如下。

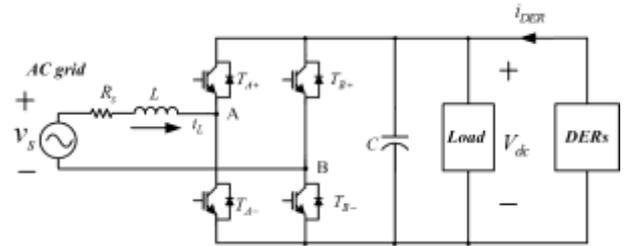


圖 2.雙匯流單相交流/直流轉換器應用在再生能源系統

表 1 簡易式開關切換策略於整流模式下之開關切換狀態

	Status	$T_{A+}$	$T_{A-}$	$T_{B+}$	$T_{B-}$	Inductor status
$v_s > 0$	A	OFF	OFF	ON	OFF	$v_L > 0$
	B	OFF	ON	OFF	OFF	
	E	OFF	OFF	OFF	OFF	$v_L < 0$
$v_s < 0$	C	ON	OFF	OFF	OFF	$v_L < 0$
	D	OFF	OFF	OFF	ON	
	E	OFF	OFF	OFF	OFF	$v_L > 0$

表 2 簡易式開關切換策略於反流模式下之開關切換狀態

	Status	$T_{A+}$	$T_{A-}$	$T_{B+}$	$T_{B-}$	Inductor status
$v_s > 0$	F	ON	OFF	OFF	OFF	$v_L > 0$
	G	OFF	OFF	OFF	ON	
	H	ON	OFF	OFF	ON	$v_L < 0$
$v_s < 0$	I	OFF	ON	OFF	OFF	$v_L < 0$
	J	OFF	OFF	ON	OFF	
	K	OFF	ON	ON	OFF	$v_L > 0$

**A. 切換次數**

為瞭解所提簡易式脈波寬度調變的好處，本文進行了雙極性、單極性與所提簡易式脈波寬度調變之相互比較。為了方便比較，將單極性以及雙極性脈波寬度調變的開關切換策略分別列表於表 3 和表 4 中。由表中可看出雙極性脈波寬度調變只有兩個切換狀態，因為若決定了其中一個開關  $T_{A+}$  切換狀態，則其它開關  $T_{A-}$ 、 $T_{B+}$  和  $T_{B-}$  之切換狀態也同時被決定。在單極性脈波寬度調變時，開關( $T_{A+}$ 、 $T_{A-}$ )以及( $T_{B+}$ 、 $T_{B-}$ )各為一組

獨立控制訊號，利用載波訊號與原始和反相的兩組控制信號比較得出。因此，單極性脈波寬度調變具有四個切換狀態如表 4 所示。

表 3 雙極性脈波寬度調變下之主動開關切換狀態

Status	$T_{A+}$	$T_{A-}$	$T_{B+}$	$T_{B-}$
A	OFF	ON	ON	OFF
B	ON	OFF	OFF	ON

表 4 單極性脈波寬度調變下之主動開關切換狀態

Status	$T_{A+}$	$T_{A-}$	$T_{B+}$	$T_{B-}$
A	ON	OFF	OFF	ON
B	OFF	ON	ON	OFF
C	ON	OFF	ON	OFF
D	OFF	ON	OFF	ON

為了計算單極性脈波寬度調變和雙極性脈波寬度調變以及簡易式脈波寬度調變的開關切換次數，在本文中對於切換次數的定義，不同於一般開與關切換次數的定義。一次開與關切換次數的定義在本文中定義為兩次切換。本文所定義的切換次數為開關狀態的改變，不論開關是導通或是截止皆算一次切換。整流模式下雙極性脈波寬度調變之開關變化如圖 3 所示。其中  $V_{cont}$  為控制訊號，而  $V_{tri}$  為三角載波波形。由表 3 可以看出雙極性脈波寬度調變於一個切換周期裡需要八個開關切換次數。相同的概念，如圖 4 以及表 4 所示，單極性脈波寬度調變於一個切換周期裡也需要八個開關的切換次數。而所提之簡易式脈波寬度調變開關切換策略如圖 5 所示。可以看出所提出之簡易式脈波寬度調變，於一個切換周期裡只需要兩個開關切換次數。此外，由表 1 和表 2 中可以看出，在一個切換周期裡只有一個開關切換。這表示新型簡易式脈波寬度調變切換策略只有傳統單極性脈波寬度調變以及雙極性脈波寬度調變切換次數的四分之一。

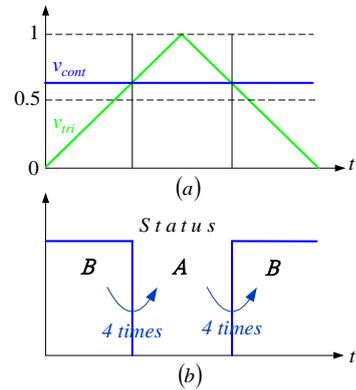


圖 3. 雙極性脈波寬度調變切換策略示意圖 (a) 控制訊號  $V_{cont}$  和載波訊號  $V_{tri}$  (b) 開關切換狀態與切換次數

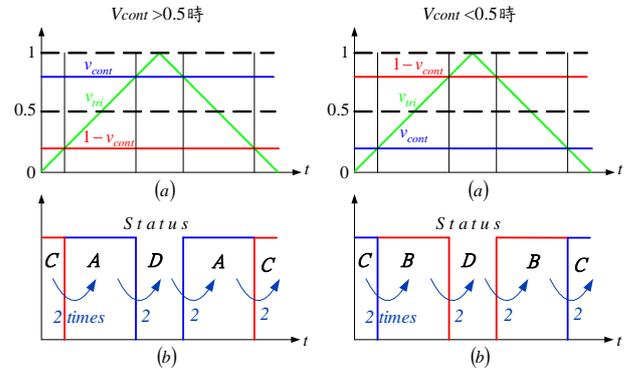


圖 4. 單極性脈波寬度調變切換策略之示意圖 (a) 控制訊號  $V_{cont}$  和載波訊號  $V_{tri}$  (b) 開關動作狀態與切換次數

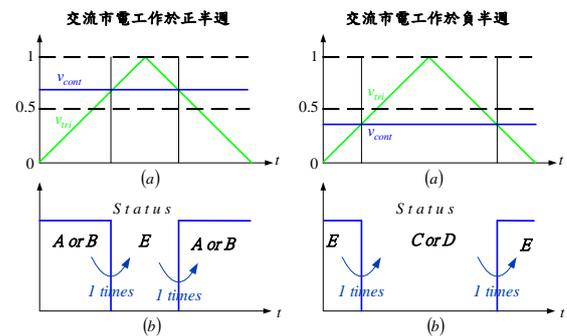


圖 5. 本文所提出之簡易型脈波寬度調變切換策略 (a) 控制訊號  $V_{cont}$  和載波訊號  $V_{tri}$  (b) 開關動作狀態與切換次數

**B. 切換損失**

接著考慮開關切換時所損失的能量。切換損失  $P_s$  在一個載波週期中的切換可以被定義為

$$P_s = 0.5V_{DS}I_L[t_c(on)+t_c(off)] \quad (1)$$

其中  $t_c(on)$ 和  $t_c(off)$ 分別為開關導通與截止時的交越時間;  $V_{DS}$  為開關兩端的電壓;  $I_L$  為流經開關的電流。為了簡化計算，假設雙匯流單相交流/直流轉換器操作在相同的導通與截止交越時間，即  $t_c(on)= t_c(off)= t_c$ ，可將四個主動開關於一個載波周期內的切換功率損失  $P_s$  表示為

$$P_s = 0.5V_{DS}I_L[N_{sw} t_c] \quad (2)$$

其中  $N_{sw}$  為四個主動開關在一個載波周期裡狀態變化的次數。於本文中， $N_{sw}$  被定義為於一個載波週期內切換的次數。如果轉換器維持工作於相同的線電流  $I_L$  時，平均開關功率損失  $P_s$  會與  $V_{DS}$  和  $N_{sw}$  成正比關係。

$$P_s \propto V_{DS} N_{sw} \quad (3)$$

由公式(8)、(9) 和 (10)，可以發現單相交流/直流轉換器操作在相同的載波頻率下，所提出的簡易型脈波寬度調變切換策略之切換功率損失只有單極性以及雙極性脈波寬度調變切換策略的四分之一。

**C. 輸出特性**

考慮所提出簡易型和單極性與雙極性脈波寬度調變相對應的總諧波失真與有效輸出電壓  $V_{AB}$ ，利用模擬軟體 PSIM 進行其輸出電壓  $V_{AB}$  之基本波與諧波成份振幅之計算。為了公平比較，所提簡易型和單極性與雙極性脈波寬度皆操作在反流模式下，如圖 2 所示，相同操作條件包括了直流匯流排電壓 300V，交流側電阻性負載 100ohm，切換頻率 40kHz，和振幅調變指數  $ma=0.8$ 。圖 6 為輸出電壓  $V_{AB}$  波形，其對應之輸出電壓  $V_{AB}$  頻譜，如圖 7 所示。

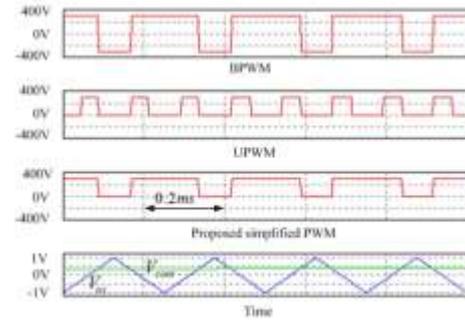


圖6.雙極性和單極性以及所提簡易式脈波寬度調變對應於控制信號 $V_{cont}$ 以及三角波載波信號 $V_{tri}$ 之輸出電壓 $V_{AB}$  模擬波形。

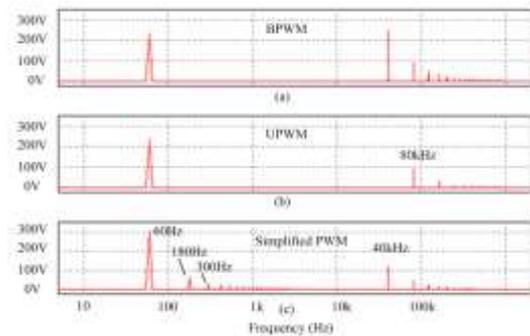


圖 7.分析相對應於圖 6 之  $V_{AB}$  所得之各別電壓頻譜(a) 雙極性脈波寬度調變切換策略 (b) 單極性脈波寬度調變切換策略 (c) 所提出之簡易型脈波寬度調變切換策略。

**四、技術競爭力**

為了顯示所提簡易型脈波寬度調變之優點，表 5 中列出傳統雙極性和單極性脈波寬度調變以及所提簡易型脈波寬度調變之開關切換次數、開關切換損失、交流側電壓總諧波失真以及最大有效基本波輸出電壓值之相互比較。

表5 雙極性和單極性及所提簡易型脈波寬度調變策略操作於雙匯流交流/直流轉換器之比較

	BPWM	UPWM	Simplified PWM
The number of switchings in a carrier cycle	8	8	2
Switching Power Losses in a carrier cycle	$\propto 8V_{DS}$	$\propto 8V_{DS}$	$\propto 2V_{DS}$
THD% of $V_{AB}$ ( $ma=0.8$ )	1.466%	0.775%	0.637%
The available fundamental output voltage $V_{AB}$ ( $ma=0.8$ )	240V	240V	310V

五、研發成果

為了驗證所提出的簡易型脈波寬度調變切換策略搭配前饋控制法則的可行性，建構了一個實際的系統雛型。當轉換器操作在整流模式下，其量測波形之比較如圖 8 所示。

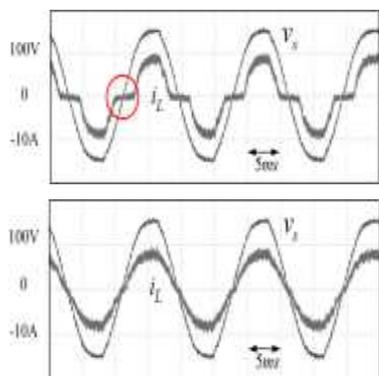


圖 8 轉換器操作於整流模式下之量測市電電壓  $V_s$  和線電流  $i_L$  波形(上圖:雙迴路控制法則，下圖：前饋控制法則)。

當轉換器操作在反流模式下，其量測波形之比較如圖 9 所示。

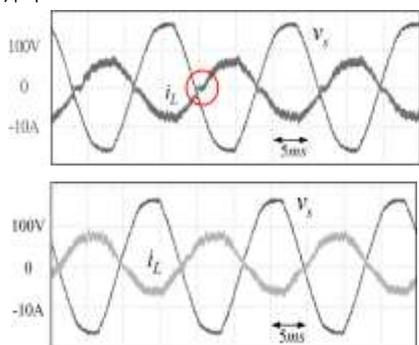


圖 9 轉換器系統操作於反流模式下之市電電壓  $V_s$  和線電流  $i_L$  波形(上圖:雙迴路控制法則，下圖：前饋控制法則)。

由圖 8 和 9 可以看出，所提出的簡易式脈波寬度調變切換策略搭配前饋控制法則，不管是操作在整流模式或是反流模式下，都較雙迴路控制法則具有更好的是電端線電流塑形能力。在整流模式和反流模式下，所測得的功率因數結果，也較雙迴路控制法則來的高。為了解所提系統之暫態響應，實作暫態響應如圖 10 所示。

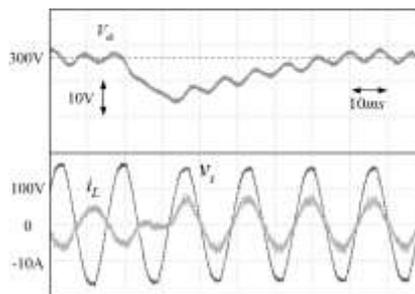


圖 10 所提簡易型脈波寬度調變切換策略搭配所提前饋控制法則，當系統由反流模式轉換成整流模式時之量測暫態波形。(上圖: 直流匯流排電壓  $V_{dc}$ ，下圖: 市電電壓  $V_s$  和線電流  $i_L$ )

最後，為了解所提出的簡易式脈波寬度調變切換策略搭配前饋控制法則使用在交流/直流轉換器下的效率優勢，將所提簡易式脈波寬度調變切換策略與雙極性和單極性脈波寬度調變切換策略工作於滿載 600W 情況下進行量測。由圖 11 結果可看出，所提簡易型脈波寬度調變切換策略相較於單極性和雙極性脈波寬度切換策略擁有更高的效率，這是因為所提簡易型脈波寬度調變切換策略之總開關切換損失只有傳統單極性和雙極性脈波寬度調變切換策略的四分之一。

本研究已進行測試並獲得預期之效果，該技術正申請專利中，未來將可運用於智慧電網之變流器控制。

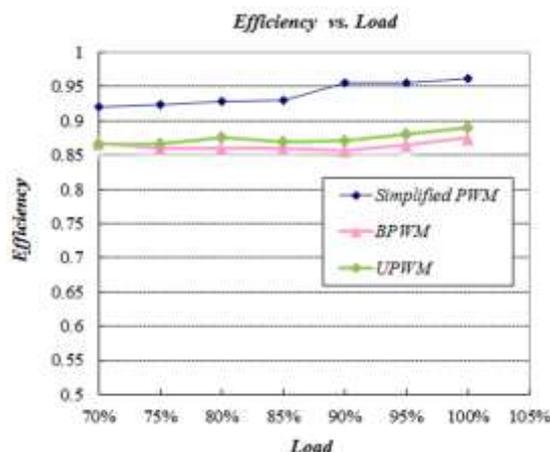


圖 11 交流/直流轉換器操作在雙極性和單極性脈波寬度調變以及所提出的簡易型脈波寬度調變切換策略之效率量測圖。

## 致謝

本研究特別感謝國立澎湖科技大學提供相關的場地與設備，使研究計畫能順利進行；同時感謝國科會給予研究經費補助，計畫編號：NSC 102-2221-E-346-002

## 參考文獻

- [1] W. Wu, Y. He, F. Blaabjerg, "An LLCL Power Filter for Single-Phase Grid-Tied Inverter," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol.27, no.2, pp.782-789, Feb. 2012.
- [2] R. Wang, F. Wang, D. Boroyevich, R. Burgos, R. Lai, P. Ning, K. Rajashekar, "A High Power Density Single-Phase PWM Rectifier With Active Ripple Energy Storage," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol.26, no.5, pp.1430-1443, May 2011.
- [3] H. Mao, X. Yang, Z. Chen, Z. Wang, "A Hysteresis Current Controller for Single-Phase Three-Level Voltage Source Inverters," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol.27, no.7, pp.3330-3339, July 2012.
- [4] S.-H. Hwang, L. Liu, H. Li, J.-M. Kim, "DC Offset Error Compensation for Synchronous Reference Frame PLL in Single-Phase Grid-Connected Converters," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol.27, no.8, pp.3467-3471, Aug. 2012.
- [5] S. Golestan, M. Monfared, F. D. Freijedo, J. M. Guerrero, "Design and Tuning of a Modified Power-Based PLL for Single-Phase Grid-Connected Power Conditioning Systems," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol.27, no.8, pp.3639-3650, Aug. 2012.
- [6] R. I. Bojoi, L. R. Limongi, D. Ruiu, A. Tenconi, "Enhanced Power Quality Control Strategy for Single-Phase Inverters in Distributed Generation Systems," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol.26, no.3, pp.798-806, March 2011.
- [7] A. Abrishamifar, A. A. Ahmad, M. Mohamadian, "Fixed Switching Frequency Sliding Mode Control for Single-Phase Unipolar Inverters," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol.27, no.5, pp.2507-2514, May 2012.
- [8] D. Dong, F. Luo, D. Boroyevich, P. Mattavelli, "Leakage Current Reduction in a Single-Phase Bidirectional AC-DC Full-Bridge Inverter," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol.27, no.10, pp.4281-4291, Oct. 2012.
- [9] P. T. Krein, R. S. Balog, M. Mirjafari, "Minimum Energy and Capacitance Requirements for Single-Phase Inverters and Rectifiers Using a Ripple Port," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol.27, no.11, pp.4690-4698, Nov. 2012.
- [10] S. Dasgupta, S. K. Sahoo, S. K. Panda, "Single-Phase Inverter Control Techniques for Interfacing Renewable Energy Sources With Microgrid—Part I: Parallel-Connected Inverter Topology With Active and Reactive Power Flow Control Along With Grid Current Shaping," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol.26, no.3, pp.717-731, March 2011.
- [11] S. Dasgupta, S. K. Sahoo, S. K. Panda, G. A. J. Amaratunga, "Single-Phase Inverter-Control Techniques for Interfacing Renewable Energy Sources With Microgrid—Part II: Series-Connected Inverter Topology to Mitigate Voltage-Related Problems Along With Active Power Flow Control," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol.26, no.3, pp.732-746, March 2011.
- [12] J. Salmon, L. Wang, N. Noor, A.W. Krieger, "A Carrier-Based Unipolar PWM Current Controller That Minimizes the PWM-Cycle Average Current-Error Using Internal Feedback of the PWM Signals," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 5, pp. 1708 - 1718, September 2007.

- [13] Z. Guo, F. Kurokawa, "A novel PWM modulation and hybrid control scheme for grid-connected unipolar inverters," Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), pp. 1634 - 1641, 2011.
- [14] N. Mohan, T. Undeland, W. Robbins, "Power electronics- Converters, Applications, and Design", John Wiley & Sons, Inc. 2003.
- [15] T.H. Ai, J. F. Chen, T. J. Liang, "A random switching method for HPWM full-bridge inverter," IEEE Trans. Industrial Electronics, vol. 49, no. 3, pp. 595 - 597, June 2012.
- [16] Ray-Shyang Lai, K.D.T Ngo, "A PWM method for reduction of switching loss in a full-bridge inverter", IEEE Trans. Power Electron., vol. 10, no. 3, pp.326 - 332, May, 1995.
- [17] V. Blasko, "Analysis of a hybrid PWM based on modified space-vector and triangle-comparison methods," IEEE Trans. Industry Applications, vol. 33, no. 3, pp. 756 - 764, May/June 1997.
- [18] R.T.H. Li, H.S.-H. Chung, W.-H. Lau, B. Zhou, "Use of Hybrid PWM and Passive Resonant Snubber for a Grid-Connected CSI," IEEE Trans. Power Electron., vol. 25, no. 2, pp. 298 - 309, February 2010.
- [19] H. M. Kojabadi, B. Yu, I. A. Gadoura, L. Chang, "A Novel DSP-Based Current-Controlled PWM Strategy for Single Phase Grid Connected Inverter", IEEE Trans. Power Electron., vol. 21, no. 4, pp.985 - 993, July, 2006.
- [20] M. Mohseni, S.M. Islam, M.A. Masoum, "Enhanced Hysteresis-Based Current Regulators in Vector Control of DFIG Wind Turbines," IEEE Trans. Power Electron., vol. 26, no. 1, pp. 223 - 234, January 2011.
- [21] A. Shukla, A. Ghosh, A. Joshi, "Hysteresis Modulation of Multilevel Inverters," IEEE Trans. Power Electron., vol. 26, no. 5, pp. 1396 - 1409, May 2011.
- [22] A.Z. Albanna, C.J. Hatziadoniu, "Harmonic Modeling of Hysteresis Inverters in Frequency Domain," IEEE Trans. Power Electron., vol. 25, no. 5, pp. 1110 - 1114, May 2010.
- [23] Chen Yu, Kang Yong, "The Variable-Bandwidth Hysteresis-Modulation Sliding-Mode Control for the PWM-PFM Converters," IEEE Trans. Power Electron., vol. 26, no. 10, pp. 2727 - 2734, October 2011.
- [24] P.A Dahono, "New hysteresis current controller for single-phase full-bridge inverters," IET Power Electronics, vol. 2, no. 5, pp. 585 - 594, October 2009.
- [25] H. S. Kim, M. H. Ryu, J. W. Baek, J. H. Jung, "High-Efficiency Isolated Bidirectional AC-DC Converter for a DC Distribution System," IEEE Trans. Power Electron., vol.28, no.4, pp.1642-1654, April 2013.

國立澎湖科技大學

880 澎湖縣馬公市六合路 300 號

電話：

06-9264115#1708

研究發展處

出版

