

行政院原子能委員會
委託研究計畫研究報告

燃料電池與全並聯鋰鐵電池模組混合供電行動載具
之高效率電源轉換控制裝置

High-efficiency power conversion control mechanism of hybrid
power-supply mobile platform with fuel cell and full parallel-connected
Li-iron battery module

計畫編號：992001INER058

受委託機關(構)：元智大學

計畫主持人：魏榮宗

核研所聯絡人員：張永瑞、何元祥

聯絡電話：(03)463-8800 ext:7117

E-mail address：rjwai@saturn.yzu.edu.tw

報告日期：99 年 12 月 15 日

目 錄

| | |
|---------------------|----|
| 中文摘要 | 2 |
| 英文摘要 | 3 |
| 壹、計畫緣起與目的 | 4 |
| 貳、相關案例研究 | 8 |
| 參、研究方法與過程 | 13 |
| (一) 高效率昇壓轉換裝置 | 13 |
| (二) 技術特徵 | 13 |
| (三) 電路運作狀態 | 16 |
| (四) 電路原理推導 | 19 |
| 肆、主要發現與結論 | 22 |
| (一) 數值模擬 | 22 |
| (二) 實作結果 | 24 |
| 伍、參考文獻 | 29 |

中文摘要

本計畫旨在於發展燃料電池與全並聯鋰鐵電池模組混合供電行動載具之高效率電源轉換控制裝置，強調輕巧、高轉換效率與延長設備元件使用壽命，同時發揮充分燃料電池與鋰鐵電池之特性，滿足馬達驅動電力之容量與控制需求。本計畫發展之電源轉換控制裝置可達成四點目標：第一點，燃料電池以低壓高功率為主，降低堆疊數量以避免串聯效應，提高輸出功率與壽命；第二點，鋰鐵電池模組為全並聯組態，每一顆電池之能量皆能充分儲能與釋放，模組之循環壽命接近單顆電池之理想 2000 次目標；第三點，省略複雜電池管理系統，僅需管理單一鋰鐵電池充放電狀態；第四點，有效控制兩種電池容量，提高行駛速率與延長行駛距離；第五點，電源轉換控制裝置不僅能夠提昇兩種電池之電壓，其電壓大小可直接供應以控制馬達之轉速，同時具有高電源轉換效率之特性，實現使用潔淨能源之個人移動載具，符合環保及省能等需求。

英文摘要

The main purpose of this project is to develop a high-efficiency power conversion control mechanism of a hybrid power-supply mobile platform with fuel cell and full parallel-connected Li-iron battery module. This project focuses on light and handy, high conversion efficiency and the ability to prolong the life span of devices. Moreover, it adequately uses the properties of fuel cell and Li-iron battery to meet the required capacity and control demand of motor-driven electric power. The power conversion control mechanism developed in this project is aimed to achieve the following five objectives: (1) The fuel cell with the power property of low voltage and high current is used to reduce the number of stacks and avoid the series-connected effect for promoting the output power and prolonging the life span. (2) The full parallel-connected Li-iron battery module allows each battery to fully store and release energy, so that the life span of this module can reach up to the ideal 2000 times of single battery. (3) In stead of complicated power management, only the charging and discharging management of each Li-iron battery is required in this project. (4) High speed and long distance can be achieved by the effective control of the capacity of fuel cell and Li-iron battery module. (5) The power conversion control mechanism can boost up the voltages of fuel cell and Li-iron battery module to control the motor speed with high conversion efficiency, and it realize a clean-energy-based mobile platform to satisfy the requirement of environmental protection and energy saving

壹、計畫緣起與目的

隨著每桶石油價格突破一百美金，以及環境污染日趨嚴重，能源之有效利用為各國所重視施政方向。此外煤炭燃燒又為溫室效應之主因，用煤量最多的在發電廠，其次是將原料煤煉成焦炭後運用於鋼鐵業，此外，煤還可以用來生產汽油、苯、瀝青及合成橡膠等重要產品或副產品。但煤與水混合後將產生酸性物質，若滲入土壤將污染附近的河川或湖泊，而煤燃燒後產生的二氧化碳、二氧化硫及灰粒等，嚴重造成空氣與環境污染。為達成溫室氣體減量，國內初期研擬以核能發電來抑制二氧化碳排放的主張，然而核能發電的安全顧慮及公害問題，使得其應用存在著許多爭議。為改善非再生能源容量的逐漸減少及溫室效應所反映出來的問題，除了減少現有能源使用的浪費外，新能源的開發是刻不容緩。為倡導節能與減碳兼顧荷包，騎自行車的人口越來越多，同時也能健身。為此，環保署也特別補助每部電動自行車3000元，最近政府將採購各項能設施或調整能源結構等相關計畫98年編列94億元，連同附屬單位預算合計147億元，其中計程車全面改裝瓦斯車、購買低污染車輛及油電混合車，空污基金匡列10億元預算，同時電動機車恢復補助一台一萬五千元。

大部分直流電源之單體電壓非常小，如水銀電池、鉛酸電池、燃料電池、太陽光電池與鋰電池等，必須利用串聯技術提昇電壓，串聯必有相同之電流，若其中一個單體容量衰退或是故障，必降低整個電池功輸出率。例如太陽光電池板，眾多串聯模組中，若單一模組遮陰或容量衰退，其可供應電流低於系統需求，該模板直接旁路二極體導通而停止輸出電力。此情形若發生在鋰錳電池，將引起過度放電，導致整個電池組爆炸。目前比較安全的作法，任一電池電力不足，整個串聯電池即停止輸出電力，因此，包括燃料電池與鋰鐵電池，串聯的數量越多，提早衰退與報廢之機率越高。並聯方式可以解決大部分串聯所引起的問題，交流發電系統就是電源並聯最好的證明，此乃交流發電機輸出電壓高且昇壓容易，但大部分單體之直流電壓約在5V以下，無法直接提供高功率負載使用，將5V昇壓至48V之電動載具，轉換效率非常低，目前業界採用先並聯數顆，再加以串聯之串並聯組態，增加並聯數量以降低單顆電池之影響力。

串聯電池所衍生最大之問題在於容量匹配的問題，包括充電狀態失配和能量失配，各種二次電池失配所產生之問題，係與材質、製造與使用程度而有不同的結果，

輕者電池組總容量的有效百分比例，只能達到最弱電池的部分；重者電池永久失效或隱藏著爆炸的危險。但最難克服的是各個電池的容量與壽命均不一致，只要串聯組態中有一個故障，勢必造成供電中斷。因此，利用電源管理技術，對電池組中每一顆電池電壓監控，透過均衡電路做電池之能量平衡調度。均衡電路設計時必須注意功率電晶體和限流電阻的選擇，確保電流維持在合理的範圍內，如果均衡電流過高，功率消耗隨之提高，引起電池組溫升或增加元件負擔；反之，如果均衡電流過低，就需要較長的時間或多個週期才能起到均衡作用，因而降低電池均衡效率，甚至失去意義。

隨著科技進步以及各種年代對電池特性需求，各種二次電池階段性研發與其特性整理如表1所示。鉛酸電池主要缺點在於重量密度低與循環壽命短，若應用於電動機車，單就每公里電池折舊成本即遠高於汽油使用費用，此響應環保的舉動卻瘦了消費者的荷包，因此市場不易推展。鎳鎘(Ni-Cd)電池為減少記憶效應，必須先放完電才可以充電，此耗時程序造成使用者的不便。後續開發鎳氫電池已經大幅降低記憶效應之影響，以及消除鎘污染疑慮。攜帶性電子產品隨著3C產品開發而逐漸重視電池容量，特別強調體積能量密度(Wh/L)與重量能量密度(Wh/kg)兩種需求，鋰電池因此問世，特別是重量能量密度方面至少提昇一倍以上，此特性不僅降低行動電源之重量，對於車重錙銖必較的油電混合車而言，使用鋰電池可以比鎳氫電池更低油耗量，尤其完全無記憶效應的優點，可以隨時隨地充電而不影響循環壽命。此外高工作電壓可以減少電池串聯數量，精簡電池管理成本。然而高分子鋰電池的最大缺點是不可以過充以及過放，無論是鋰錳(LiMn₂O₄)電池、鋰鈷(LiCoO₂)電池或是鋰鈷鎳Li(NiCo)O₂電池，一旦其中一個電池電壓超過4.35V或低於2.2V，即有可能連鎖反應造成整個串聯電池組永久燒毀或爆炸，因此在考量汽車安全性因素之前提下，目前已商品化之油電混合車仍舊採用串聯鎳氫(Ni-MH)電池組。最近磷酸鐵鋰電池(C-LiFePO₄)已經商品化，具有高安全性且最符合環保要求，尤其最佳循環壽命可達2,000次以上，大幅降低長期使用成本，可以歸納目前最佳二次電池。然而單一電池電壓為3.2V，仍舊有串聯組態有效容量降低情形，例如48V之磷酸鐵鋰電池產品，需要串聯16組單顆電池，依據鋰電池與電動機車製造商反應，單一電池故障常造成整個電池組無法使用，循環壽命常比鉛酸電池低。利用高效率高昇壓裝置，可以將鋰電池以全並聯的方式，直接昇壓至目前電器設備所需要之電壓準位，使所有電池容量得以全部釋出，可以有效解決此一問題。然而低電壓電源昇壓倍率至少需十倍以上，若要同時兼顧高效率轉換，

傳統電力電子技術上並不容易達成，尤其高容量(500W以上)時，將面臨電池端之電流超過200A，配線與MOSFET容量恐無法負荷。所以在高容量鋰電池模組，實務上適當的增加串並聯的組數再加以管理監控，可以提高轉換效率以及降低單一電池容量對系統之限制。

表 1 各種二次電池特性彙整

| 分類 | 鉛酸電池 | 鎳鎘電池 | 鎳氫電池 | 高分子鋰電池 | 磷酸鐵鋰電池 |
|----------------------|-------------------------------|-------------------------|--------------------------------|----------------------------------|----------------------------------|
| 電壓 | 2.0V | 1.2V | 1.2V | 3.6V | 3.2 |
| 體積能量 密度 [Wh/L] | 136~170 | 130~200 | 250~300 | 260~270 | 213 |
| 重量能量 密度 [Wh/kg] | 28~35 | 40~50 | 50~60 | 142 | 93 |
| 優點 | 電動勢大 操作溫度廣 技術成熟 價格低廉 | 成本較低 適用溫度範圍廣 快速充電 | 高能量密度 長環壽命 快速充電 安全無公害 | 高能量密度 無記憶效應 高能量密度 高工作電壓 | 能量密度 無記憶效應 安全性高 循環使用次數高 |
| 缺點 | 重量太重 且功率密度低 循環壽命短 | 記憶效應 鎘污染疑慮 | 高溫特性差 自放電率高 輕微記憶效應 | 價格高 安全性較低 | 價格最高 |

由上述可知，發展適用於低電壓源之高效率昇壓轉換裝置，可以徹底落實全並聯的優點。例如燃料電池之單體並聯，流道與薄膜效率理應更佳，但至少需要 3V 輸出電壓，導線電流才不致過高。鋰鐵電池是目前產業發展性能最優選項之一，雖然單電池循環壽命達 2000 次以上，但是單一電池電壓太低，必須透過串聯以提昇電壓，一旦串聯後，由於容量匹配與內阻發熱問題不易克服，最壞狀況之使用次數比鉛酸電池更少。本計畫所發展新一代鋰電池昇壓技術，挑戰更低電壓源之昇壓技術，將 3.2V 磷酸鋰鐵電池提昇至 48V 以上，作為電動載具之馬達驅動電源。鋰鐵電池之可以接受快充與快放，電壓變動範圍低於鋰錳與鉛酸電池，適合大電流啟動之馬達所需，尤其可滿足爬坡啟動瞬間功率。本計畫昇壓技術，同樣可應用於燃料電池昇壓，提供一新的研究方向，藉以討論減少流道堆疊與薄膜面積加大問題。

燃料電池瞬間功率不高，約為滿載150%至200%，但可以長時間供應電力。鋰鐵電池則相反，可以提供瞬間10C電力，但非常需要行駛中之補充電源。因此，將燃料電池與鋰鐵電池搭配，可以長期供電與應付瞬間高功率負荷，特別是市電無法供電之

行駛中電動載具。鋰鐵電池與燃料電池皆為低壓範圍，鋰鐵電池在不影響壽命前提，可以長期接受2C充電，所以燃料電池可以快速對鋰鐵電池充電，而不用頻繁啟動，藉以減少控制燃料電池之電力消耗。鋰鐵電池成本約5倍於鉛酸電池，但體積小重量輕，同樣1C放電效率，鋰鐵至少高於鉛酸30%，且隨C數提高而差別越大，本計畫之高效率高昇壓轉換裝置，若可以實現鋰鐵電池模組2000次循環壽命，電池與電費之每公里長期使用成本，將比目前鉛酸電池低50%，對於目前機車使用者而言，有非常高誘因購買電動載具，本計畫不僅有助於可減少鉛酸廢電池回收，同時具有環保與商品化之價值。

貳、相關案例研究

一般傳統昇壓式轉換器電路如圖1所示，藉由調整開關之責任週期(Duty Cycle)，以提高輸入電壓之位準。習用昇壓式轉換器之功率半導體開關於截止時，兩端跨壓同為輸出側電壓值，因此必須選擇耐壓大於或等於輸出側電壓之功率半導體開關，倘若採用MOSFET元件，其特性含有較大導通阻抗($R_{DS(ON)}$)，自然衍生較高之導通損失。此外，傳統昇壓式轉換器中輸出端二極體存在逆向恢復(Reverse-Recovery)之問題，當功率半導體開關導通瞬間，輸出端二極體必須幾乎以突波電流建立逆偏電壓，此電流流經功率半導體開關，引起嚴重之切換損失，以致於其轉換效率不彰。但由於此架構簡單且成本低廉，於昇壓比不高及不苛求效率的情形下，為工業界廣泛應用，如功率因數調整器(Power Factor Correction, PFC)。

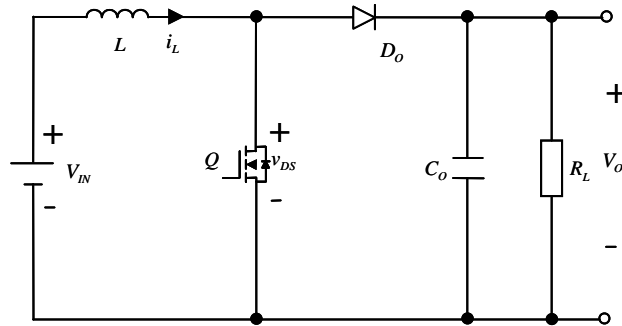


圖1 傳統昇壓式轉換器電路

目前第二種習用昇壓架構即是利用變壓器，該電路最大優點可以隔離高、低壓側電路。一般最常使用變壓器的直流/直流轉換裝置反而是降壓式轉換器，優點在於可以在低壓側使用低導通損失之元件，並於高壓側開關截止時，不會因開關洩漏電流直接傳遞至低壓側，導致低壓側電路之元件，因電壓過高擊穿。然而，激磁電流之平衡控制及漏感能量處理，都是有待克服之問題。此外，變壓器應用於昇壓架構時亦存在諸多缺點，譬如最高電壓增益等於匝數比例，輸出整流二極體承受至少兩倍輸出電壓之應力，以致使緩震電路是不可或缺之裝置。

對於昇壓電路而言，隔離的意義為何？倘若電路主動權在於低壓側，換言之，控制電路可以掌控系統電壓，而掌控的開關係利用電壓箝制技術後，使用較低電壓額定之功率半導體開關，那麼還需要隔離嗎？於是各界研究發展非隔離型昇壓架構，習用耦合電感型昇壓電路，如圖2所示，它同時具有返馳式(Flyback)高昇壓比特性。由於耦合電感屬非隔離型昇壓架構，一次側電路可以輔助昇壓，昇壓比例及輸出功率均優

於返馳式電路。然而圖2電路於開關截止時，漏感所產生之突波電壓，必須加裝緩震電路以消耗其能量，避免開關過壓而損壞，因此其轉換效率不彰。

因此許多專家學者提出高效率昇壓轉換技術，改善上述傳統昇壓式轉換器缺點，大致分成四類：

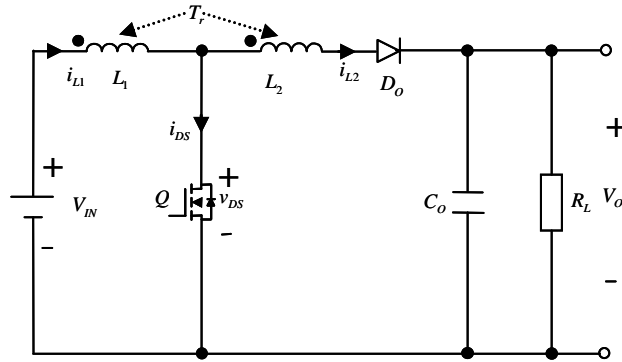


圖2 習用耦合電感型昇壓電路

第一類型：柔性切換技術

參考文獻[1]利用耦合電感之漏感與開關寄生電容（一般又稱輸出電容）(Parasitic Capacitance or Output Capacitance)之諧振特性，於諧振電壓最低點時開關導通，解決二極體逆向恢復電流之問題，因此切換損失大幅減少，而且是單開關架構，輕載效率可達97%以上。參考文獻[1]諸多缺點：(1)開關仍須承受高、低壓側之電壓及電流；(2)開關容量利用率低，以TO-247開關包裝容量，但僅有200W輸出，顯然該架構之高效率特性並無法於較高負載下表現；(3)電感電流漣波與開關導損失較高；(4)僅提高50%之輸入電壓，昇壓比例低；(5)變頻控制，將造成驅動電路複雜以及重載之柔性切換效果有限。一般諧振電路易受負載及電感電容參數變化影響，同時開關電流漣波大，將增加額外導通損失。參考文獻[2]輸出功率達1.6kW轉換效率高於前述文獻，然而此電路需要加裝輔助開關，控制電路較為複雜。輸出400V與輸入300V之電壓差距不高，導通電流低，因此柔性切換將是達成高效率轉換之關鍵技術。一般而言，只要有效處理二極體逆向恢復電流的問題，高輸入電壓且升壓比例很低的非隔離架構轉換器，開關導通的時間短，代表只有輸出端與輸入端之壓差能量是靠開關所提供的，相對的開關導通損失小，理論上可以大幅提昇轉換效率。基本上，柔性切換最重要是處理開關導通時，開關寄生電容短路電流之損失，若不考慮二極體逆向恢復電流部分，開關MOSFET大部分之切換損失等於 $0.5f_s C_{oss} V_{DS}^2$ [1]，其中 f_s 為切換頻率， v_{DS} 為開關電壓， C_{oss} 為開關寄生電容，倘若開關導通前，兩端電壓低於50V時，切換損失在

全部損失所佔比例大幅下降，因此以柔性切換特性在此電壓範圍操作，對於提高轉換效率之效益有限。

第二類型：變壓器昇壓

參考文獻[3]利用變壓器配合柔性切換技術，最高效率可達97.5%，但昇壓比例不到三倍，而且遠低於匝數比。開關所承受之電壓與輸出電壓相同，因此變壓器並未將隔離之特性充分發揮，以應用於低壓側低導通損之功率半導體開關。

第三類型：耦合電感架構

參考文獻[4]已經成功處理漏感能量之問題，同時達成開關電壓箝制之效果。文中以箝制電容吸收低壓側漏感瞬間大電流，該電容同時有助於提高電壓增益。另一方面，在箝制模式運用下，開關所承受電壓低於輸出電壓，並為前述幾種架構中，昇壓比例最高，既使在額定功率輸出時，仍呈現出不錯轉換效率，為高效率昇壓比轉換器跨出一大步。後續發表之參考文獻[5]敘述參考文獻[4]架構在開關導通時，高壓側二極體需承受 $V_o + nV_{IN}$ 之逆向偏壓（ V_o 及 V_{IN} 為輸出電壓， n 為匝數比），必須搭配使用緩震電路消除漏感所造成之突波電壓，此種情形在高輸出電壓與高匝數比架構更為明顯。參考文獻[5]將前者輸出電容調整至二次側高壓迴路，有效降低二極體逆向偏壓，但不可否認，緩震電路還是無法捨去。

第四類型：二次側多組串聯昇壓

參考文獻[6]利用兩級或單級架構、柔性切換加上變壓器昇壓，以獲得高電壓增益。其變壓器二次側整流後，將多組繞組串聯電壓，得到3.2kV之高電壓輸出，主要為通訊衛星用之電源，參考文獻[5]中亦有類似電路接法。由於運用柔性切換特性，有效處理高壓側二極體逆向恢復電流的問題，因此轉換效率非常高，輸入電壓為26V-44V，供應額定150W負載時，最低效率94.1%，就高昇壓比技術範疇而言，為一經典之作。進一步分析，實際上3.2kV為二次側多繞組電壓串接才能提升至此範圍，若以單繞組最高輸出電壓僅為750V。主要架構使用到四個開關、三個電感及一個變壓器。輔助開關實測最高電壓150V，實際選用耐壓250V-23A；主開關實測最高電壓120V，選用耐壓200V-100A。全部使用四個TO-247開關，然而輸出功率僅有150W，未充分發揮元件之容量，不過該架構用於通訊衛星，效率實為首要考量。參考文獻[7]利用多繞組耦合電感配合電壓箝制與高電壓增益技術，於輕載下最高效率可達96.7%，然而其增加多種技術，卻無法於高負載下呈現出高效率特性，並且

造成電路本身架構變為複雜。參考文獻[8]使用了耦合電感與分相控制之架構，雖然具有柔性切換、低導通損失及高效率電能轉換之優點，但其不具高昇壓比特性，仍須使用串聯電池組方可滿足其應用條件。

綜合觀察先前技術所列之參考文獻以及其他耦合電感架構，其開關兩端之電壓波形，如參考文獻[1]之Fig. 15及參考文獻[5]之Fig. 19之實測開關MOSFET電壓波形，截止瞬間皆存在突波電壓，其電壓超過正常跨壓一半以上，必須提高使用開關電壓規格，甚至高於輸出電壓。以MOSFET製造特性， $R_{DS(ON)}$ 提高之比例將遠高於電壓上升幅度，一般而言，MOSFET的導通損與電流平方成正比，高壓MOSFET的重載導通損將高於IGBT功率半導體開關，因此部分高效率之電路只能於輕載才能有所表現，此乃一般研究人員揚其長避其短之處。參考文獻[1]及參考文獻[5]所呈現之開關突波電壓，乃因耦合電感一次側截止時，線路及元件內部之電感流經電流，瞬間電流變化所引起。解決方式必須在開關兩側並聯緩震電路，流經電路必須越短越好，此路徑必須兼具低集膚效應及互感值，如此才能有效使用更低電壓之低導通損開關，因此高效率高昇壓比裝置，電壓箝制技術遠比柔性切換機制更為重要。另外，上述耦合電路已克服漏感之影響，但並未進一步解決高壓側二極體之電壓箝制問題。其次，二次側繞組只有單方向電流，鐵心利用率低。

茲將先前高昇壓比轉換器技術缺失作一總結：(1)諧振電路發揮之領域應於高輸入電壓架構；(2)開關容量未能充分運用；(3)不能同時在高、低壓側所有元件達成電壓箝制；(4)未能充分運用變壓器之激磁電流與感應電流的特性；(5)轉換效率無法全面提升；(6)或有架構可同時達成高效率及高升壓比之功能；(7)架構或控制複雜。本計畫主旨係以上述所列缺失，逐一克服達成高效率高昇壓轉換裝置之目的，在同樣匝數比與責任週期導通前提下，電壓增益比高於前述架構。以下將前述參考文獻之高效率昇壓轉換技術彙整比較如表2所示，以更進一步凸顯本計畫技術突破之技術參考指標。

表2 參考文獻技術指標彙整

| 參考文獻 | 輸入電壓 | 輸出電壓 | 輸出容量 | 最高轉換效率 | 電壓增益及倍數 | 開關使用規格或波形最高跨壓 | 優缺點比較 |
|------|------|------|------|--------|---------|---------------|---------------------------|
| [1] | 100V | 150V | 200W | 97.4% | 1.5 | 500V/14A | 優點：具柔性切換 缺點：昇壓比低及電感容量大 |

| | | | | | | | |
|-----|-----------------|-------------------|-------|---------------------------|--|---------------------------|--------------------------------------|
| [2] | 300V | 400V | 1.6kW | 98.3% | 1.3 | 500V/20A | 優點：具柔性切換 缺點：昇壓比太低及箝制電壓高 |
| [3] | 80V | 200V | 400W | 97.5% | 2.5 | 400V/10A | 優點：具柔性切換 缺點：昇壓比最多四倍 |
| [4] | 48V 75V | 380V | 1kW | 92.3% (75V-1kW) | $G_v = \frac{1+nD}{1-D}$ 8.0 | 250V/14A 並聯4個 | 優點：架構簡單及使用較低導通損零件 缺點：二極體需加裝緩震電路 |
| [5] | 12V | 42V | 35W | 93% | $G_v = \frac{1+nD}{1-D}$ 3.5 | 30V | 優點：二極體耐壓規格較低 缺點：二極體仍需加裝緩震電路 |
| [6] | 26V 44V | 單組最高750V | 150W | 94.7% | 28.8 | 200V-100A*2 250V-23A*2 | 優點：柔性切換高效率 昇壓比 缺點：成本高架構複雜 |
| [7] | 24 40 | 380V 400V | 750W | 96.7 (115W @36.7V) | 10 | N/A | 優點：電壓箝制電路及高昇壓比 缺點：架構複雜及高負載下無高效率特性 |
| [8] | 240V | 400V | 50kW | 97.5% | 1.7 | N/A | 優點：柔性切換、低導通損失 缺點：不具高昇壓比特性 |

參、研究方法與過程

(一) 高效率高昇壓轉換裝置

本計畫所研製高效率高昇壓轉換裝置之電路結構，如圖3所示，其由直流輸入電路、耦合電感 T_r 之一次側電路及二次側電路、串聯再生被動式緩震電路、濾波電路與直流輸出電路所組成。直流輸入電路之直流電壓 V_{IN} (可為燃料電池或鋰鐵電池)，於一次側電路之功率半導體開關 Q 導通時，電流將能量儲存於耦合電感 T_r 之一次側繞組 L_1 ，同時二次側電路耦合電感 T_r 之二次側繞組 L_2 因具雙向電流導通迴路，所感應之電壓 v_{L2} (此時極性點為正)，串聯一再生被動式緩震電路之箝制電容 C_1 電壓，經由功率半導體開關 Q 與放電二極體 D_2 迴路，對二次側電路高壓電容 C_2 充電 (充電電流為 $-i_{L2}$)。直流輸出電路之電壓 V_o ，由串聯再生被動式緩震電路之箝制電容 C_1 之電壓 v_{C1} 與濾波電路之濾波電容 C_o 之電壓串聯所組成。當開關 Q 截止時，耦合電感 T_r 之一次側繞組 L_1 的突波電流 i_{L1} 先對箝制電容 C_1 充電，待耦合電感 T_r 之二次側繞組 L_2 的電流 i_{L2} 轉向後，同時以電流 i_{L2} 對箝制電容 C_1 與濾波電容 C_o 充電。

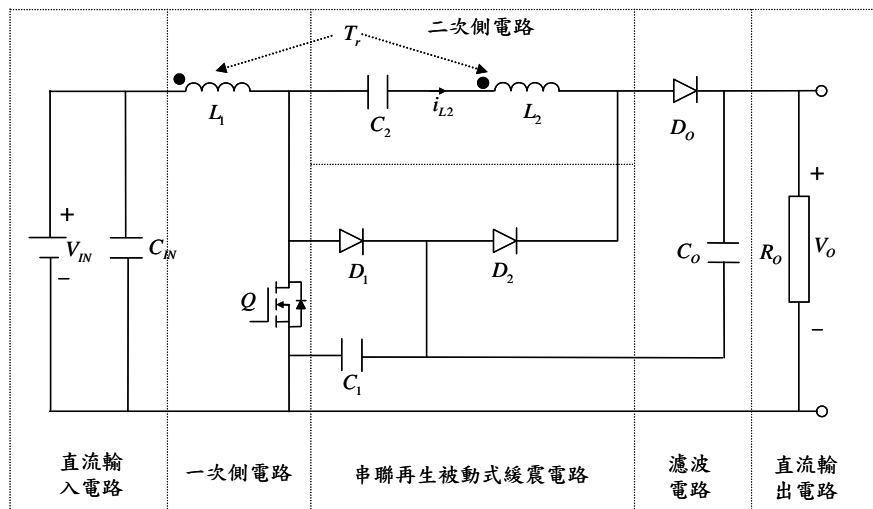


圖3 高效率高昇壓轉換裝置電路結構

(二) 技術特徵

本計畫所研製高效率高昇壓轉換裝置針對國內外文獻及習用電路改善先前技術之原理及對照功效整理如下：

1. 耦合電感僅需低匝數比與寬裕調整之責任週期，即可輸出高電壓增益。耦合電感之匝數比過高，於繞製線圈時，繞組一、二次側無法緊密結合，耦合係數隨

之下降，減少輸出電壓。其次，當開關導通時，二次側線圈電壓逆偏，該電壓正比直流輸入電壓乘以匝數比，整流二極體必須承受此電壓加上輸出電路之高電壓值。雖然調高匝數比，可獲得較低之開關箝制電壓與寬裕之責任週期控制，但是高壓側二極體耐壓問題不易處理，更何況還有切換時，來自高壓側繞組之突波電壓成分。另外，責任週期太低時，電感電流處於不連續模式，開關漣波增加，其表示電流呈現鋸齒波形，例如MOSFET開關導通損係與電流平方成正比，所以相較於方波電流，同樣供應功率條件下，鋸齒電流波形易使開關損失較高。責任週期接近一時，固然可以改善開關導通損失，但在高壓側二極體所承受之電壓、電流應力將有嚴苛的考驗。首先只有極少時間傳送全部之容量，二極體必須承受瞬間大電流，其次前項所述之突波電壓問題，因此切換責任週期過高，必須提高二極體之容量，同時損失隨之增加。總而言之，一味調高匝數比以獲得高升壓比，將會有嚴峻的考驗。

2. **再生被動式緩震電路可以吸收線路電感能量，使得佈線容易，有利產業利用性。**
目前文獻中所使用之緩震電路(Snubber)大致分成被動式(Passive)(由電容、電阻及二極體組成)、主動式(Active)(附加輔助開關、電容及二極體)及再生被動式(Passive Regenerative)(電容及二極體)三種，主要吸收影響電壓箝制之電感以及二極體逆向恢復電流之能量。被動式緩震電路之電容能量全部由電阻消耗，因此效率最差。主動式緩震電路需額外增加開關及控制電路，同時內部環流亦是另一需要克服的問題。再生被動式緩震電路先吸收影響電壓箝制之能量，再利用原電路特性送到輸出端，所需電路元件最少，僅增加些許開關切換損失，即可達成另一個昇壓輔助電路，其效率最高。

切換式電路瞬間電流高變化率，一般都是突波電壓產生之主因。由於功率是電壓與電流之乘積，在低壓直流電源輸入之電流特別高，因此只要些許雜散電感存在即會造成突波電壓。雜散電感主要來自於配線不當之互感、導線內之電感及元件內部等效電感。突波電壓將直接反映在開關兩側而燒毀，為保護開關，於最近兩端併聯大容量電容即可獲得到電壓箝制效果。此外，這些突波電流迅速導引至再生被動式緩震電路後，輸出端迴路即無高充電電流與漣波電壓，達成雙重抑制突波之目的，因此既使線路電感再大，亦不會影響箝制效果。一般而言，欲達成高電流與低互感之配線，將是一個實務上具挑戰課題，本電

路將有效降低線路互感之影響。

3. **再生被動式緩震電路電容所吸收能量可以再運用於昇壓，無環流問題，進一步達成電壓箝制目的。**本計畫所研製高效率昇壓轉換裝置不單將緩震電路之能量送出輸出端，而且過程中串入電壓箝制之一環，進一步壓低開關所需承受之電壓，同時提供二次側繞組雙向電流迴路之關鍵架構。
4. **開關所需承受電壓與輸入電壓無關，適合電壓高變動範圍之直流電源轉換裝置。**本計畫所研製高效率昇壓轉換裝置之開關所需承受電壓取決於輸出電壓與匝數比，在各種電壓及負載變動下，開關之最高承受電壓與輸入電壓及責任週期比無關，不用擔心輸入電壓及責任週期調整變化期間，箝制電壓會過壓而造成開關損壞。當然必要條件是直流輸入電壓不可高過開關耐壓。
5. **所有二極體皆可達成電壓箝制功能，無開關導通時二極體短路電流及逆向高恢復電流之問題。**再生被動式緩震電路所使用之放電二極體兩端分別銜接箝制電容與濾波電路，其逆向電壓高於輸出電壓與箝制電容電壓之差值時，濾波電路之整流二極體導通。因此所承受電壓低於輸出電壓，不需加裝額外緩震電路。所使用耐壓規格越低，二極體導通損隨之降低。濾波電路所使用之整流二極體，逆向電壓高於輸出電壓與箝制電容電壓之差值時，再生被動式緩震電路所使用之放電二極體導通，因此所承受電壓低於輸出電壓，亦勿需加裝其他緩震電路，該二極體與再生被動式緩震電路所使用之放電二極體互補導通，因此二極體逆向恢復電流低，並相互達成電壓箝制之功效。
6. **轉換效率高。**本計畫所研製高效率昇壓轉換裝置在非隔離架構下，嚴謹區分低壓大電流及高壓低電流特性，且電流漣波低。導通週期於百分之五十時，同樣輸出功率下，開關電流可以獲得最低有效值，形成最高效率區域。是故，元件之額定分別可選用較低之電壓與電流範圍，以達成低成本、高效率轉換器裝置。
7. **架構簡單。**相較於習用耦合電感電路，僅增加兩個二極體與兩個電容，然而本計畫所研擬高效率昇壓轉換裝置昇壓比例遠高於習用電路，特別是再生被動式緩震電路之電壓與雙向能量傳遞功能，可以充分提高昇壓比例。
8. **耦合電感之容量低於習用電路。**耦合電感具有變壓器一次側電流導通，二次側立即輸出電流之特性。依據理想變壓器分析，此時二次側所傳遞能量致使鐵心

產生之淨磁通為零，並不增加鐵心磁通量之負擔。該一次側激磁電流於功率半導體開關截止時，以返馳式變壓器原理傳送能量至二次側繞組，二次側繞組電流反向以懸殊比例之低電流對濾波電路充電。一般架構欲產生低漣波充電電流，變壓器必須設計採高電感值，因此本計畫所研製高效率高昇壓轉換裝置所設計之低激磁電感意味著大幅壓縮功率半導體開關之電流漣波，鐵心之容量隨之減少。

9. **變壓器銅損較低。**本計畫所研製高效率高昇壓轉換裝置，容許高漣波之激磁電流，可設計低激磁電感之耦合電感，所以大電流所流經一次側繞組所需之匝數少，致使因集膚效應所產生之銅損以及激磁損亦可望降低。
10. **電磁干擾易處理。**劇烈變化之電流，可以侷限在一次側電路，方便電磁干擾之防制處理。

(三) 電路運作狀態

本計畫所研製之「高效率高昇壓轉換裝置」電路時序與工作模式，如圖 4 及圖 5 所示，以下將利用圖 4 與圖 5 詳述電路之工作原理：

1. 模式一：時間($t_0 - t_1$)；開關 Q 導通一段時間

耦合電感 T_r 一次側繞組 L_1 之電流 i_{L1} 為一次側感應電流 i_1 及激磁電流 i_{Lm} 所組成。一次側感應電流 i_1 來自理想變壓器感應至二次側繞組 L_2 之二次側感應電流 i_{L2} ；而激磁電流 i_{Lm} 為激磁電感 L_m 所產生，主要於開關 Q 導通時儲存能量，開關 Q 截止後再傳遞給二次側繞組 L_2 。此時，上述三者電流 i_1 、 i_{Lm} 及 i_{L2} 全部流經開關 Q ，其中二次側繞組 L_2 感應極性點為正電壓，串聯一再生被動式緩震電路箝制電容 C_1 之電壓 v_{C1} ，經由開關 Q 及放電二極體 D_2 對二次側電路之高壓電容 C_2 充電，此路徑為達成雙向磁路能量傳遞之關鍵技術。

此期間，開關 Q 電流 i_{DS} 等於 $i_1 + i_{Lm} + i_{L2}$ ，由於激磁電流 i_{Lm} 為電感儲存能量，電流由小逐漸上升，波形斜率為正；開關導通瞬間，二次側電路之高壓電容 C_2 充電電流 i_{L2} 為一週期之峰值，並隨該電容電壓逐漸上升而下降，電流 i_{L2} 為一次側感應電流 i_1 產生，其值依匝數比等比例將 i_{L2} 放大，電流 i_1 波形斜率為負。因此一次側繞組 L_1 之電流 i_{L1} 為 i_1 與 i_{Lm} 兩者之和，又兩互補特性，造成電流 i_{L1} 趨近方波；同理前項加上二次

側感應電流 i_{L2} (高壓小電流) 等於開關 Q 電流 i_{DS} ，其波形亦接近方波。

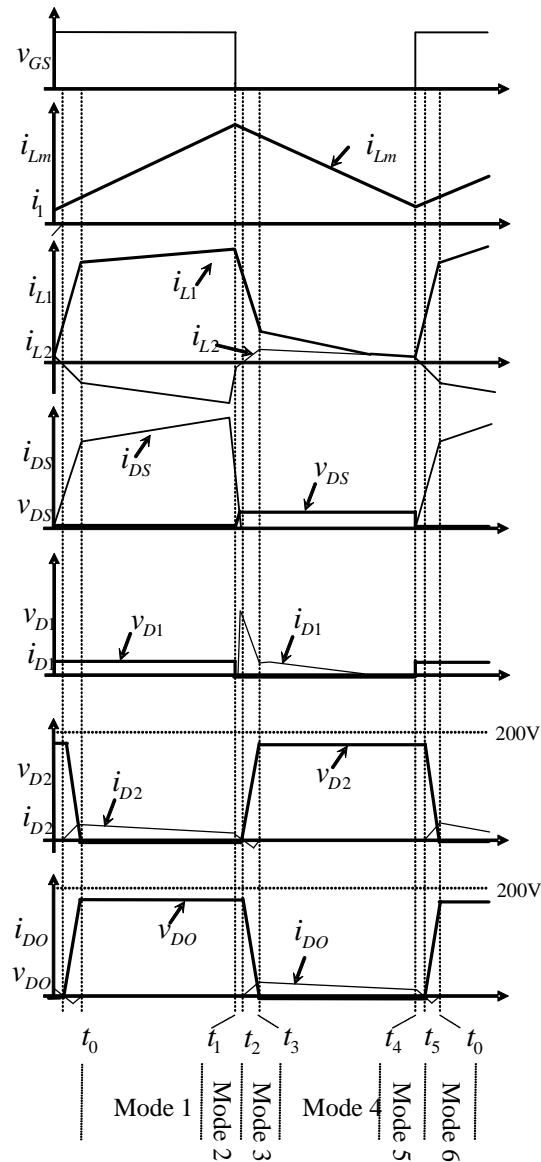


圖 4 高效率昇壓轉換裝置電路時序模式

2. 模式二：時間 $(t_1 - t_2)$ ；開關 Q 觸發訊號截止瞬間

開關 Q 觸發訊號截止瞬間 $(t = t_1)$ ，耦合電感一、二次側繞組電流 i_{L1} 與 i_{L2} ，先向功率半導體開關 Q 之寄生電容充電。當開關 Q 兩端電壓 v_{DS} 高於箝制電容 C_1 電壓 v_{C1} 時，箝制二極體 D_1 導通，對箝制電容 C_1 充電，吸收一次側繞組 L_1 之漏感 L_k 所釋放能量。二次側電路之電流 i_{L2} ，必須利用箝制二極體 D_1 及整流二極體 D_2 續流，以釋放耦合電感 T_r 二次側繞組 L_2 漏感儲存能量，由高壓電容 C_2 吸收其能量。箝制電容 C_1 為一具高頻響應佳之高容量電容，藉以快速導引開關 Q 電流 i_{DS} 至該電容，因此其電壓 v_{C1}

可視為一穩定之低漣波直流電壓，以確保開關電壓之最大值。另外，箝制二極體 D_1 必須為快速導通二極體，其耐壓規格同於開關 Q ，所以具低消耗功率與低導通電壓之蕭基二極體為最佳選擇。

3. 模式三：時間 $(t_2 - t_3)$ ；二次側電流 i_{L2} 轉向

在釋放二次側繞組 L_2 漏感能量後，電流 i_{L2} 於時間 t_2 時降為零，一次側激磁電流 i_{Lm} 釋放能量，感應至二次側電流 i_{L2} 緩慢上昇流出非極性點。二次側電流 i_{L2} 對放電二極體 D_2 施以截止所需之逆向恢復電流，以建立其逆偏電壓 v_{D2} ，該電壓迫使濾波電路之整流二極體 D_o 之逆向寄生電壓 v_{D_o} 逐漸釋放至零。兩二極體 D_2 及 D_o 之電流總和等於二次側電流 i_{L2} ，同時之二次側繞組 L_2 之漏感會限制電流變化速度以及二次側電路必為小電流特性，因此逆向恢復電流及順向導通電流很小。另外，由於兩二極體 D_2 及 D_o 串聯跨接於濾波電路之濾波電容 C_o 及箝制電容 C_1 之間，基本上兩者電壓之和，等於輸出電壓 V_o 扣除箝制電容 C_1 電壓 v_{C1} ，因此具有電壓箝制效果，其耐壓規格低於輸出電壓，當輸出額定電壓在 200V 以下時，可以直接使用蕭基二極體。

4. 模式四：時間 $(t_3 - t_4)$ ；能量傳遞至輸出端

當濾波電路之整流二極體 D_o 逆向寄生電壓釋放為零 $(t = t_3)$ 而導通，同時放電二極體 D_2 截止。直流電源電壓 V_{IN} 、一次側激磁電流 i_{Lm} 所產生之一次側電壓 v_{L1} 、二次側繞組 L_2 電壓 v_{L2} 與二次側電路高壓電容電壓 v_{C2} 串聯，以低電流型式對濾波電容 C_o 充電，並供應直流輸出電路之負載 R_o 。激磁能量依據磁通不減定律，在漏感能量耗盡後，耦合電感 T_r 仍會有一段時間之持續在一、二次側電路提供電流，一次側對箝制電容 C_1 充電及流向二次側電流，二次側則對濾波電路及直流輸出電路釋放電流。於模式四中期，高壓電容 C_2 電壓 v_{C2} 因持續放電下降，同時箝制電容 C_1 電壓 v_{C1} 長期充電而上昇，箝制二極體 D_1 逆偏截止。此時，一次側電流 i_{L1} 等於二次側電流 i_{L2} 。

5. 模式五：時間 $(t_4 - t_5)$ ；開關 Q 導通瞬間

開關 Q 導通瞬間 $(t = t_4)$ ，由於箝制二極體 D_1 為低壓蕭基二極體，開關 Q 導通瞬間立即逆偏。耦合電感 T_r 一次側漏感 L_k 限制電流 i_{L1} 上昇率，流至二次側漏感之電流 i_{L2} 則需要時間降至零，兩漏感電流相互牽制，以及箝制二極體 D_1 逆偏無逆向恢復電流，開關無法自一次側電路、二次側電路與箝制二極體 D_1 等三路徑汲取任何電流，

自然形成零電流切換特性(ZCS)。

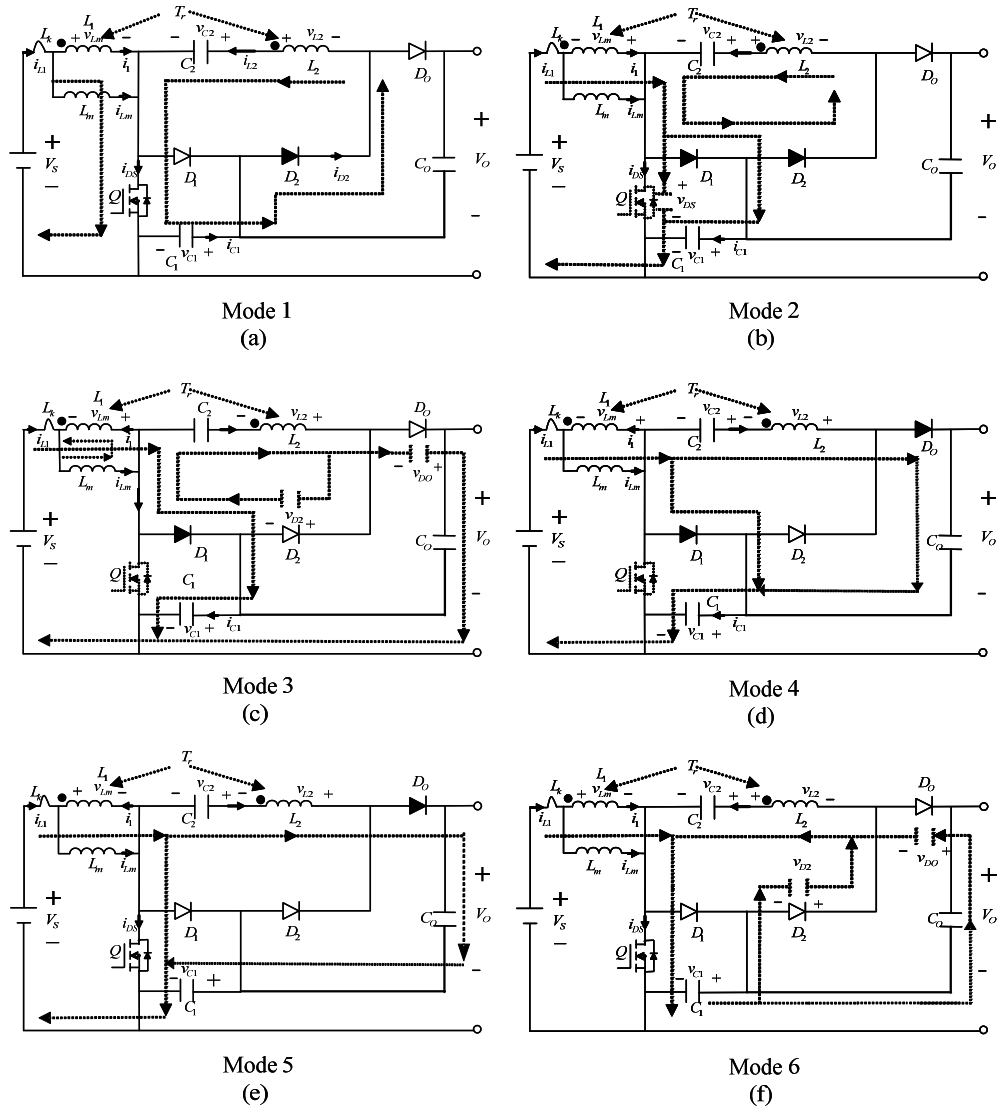


圖 5 高效率昇壓轉換裝置電路工作模式

6. 模式六：時間($t_5 - t_0$)；二次側電流 i_{L2} 轉向

漏感能量釋放後($t = t_5$)，耦合電感 T_r 之二次側電流 i_{L2} 轉向，流入開關 Q ，以小電流對濾波電路之整流二極體 D_0 施以逆向恢復電流，並同時導引放電二極體 D_2 導通。當放電二極體 D_2 導通瞬間($t = t_0$)，完成一切換週期(Switching Cycle)，接下來工作模式則回到模式一的情形。

(四) 電路原理推導

令耦合電感 T_r 之一次繞組 L_1 與二次繞組 L_2 之匝數比 $n = N_2 / N_1$ ，耦合係數 k 定義為

$$k = L_m / (L_k + L_m) \quad (1)$$

其中 L_m 為激磁電感（又稱互感）， L_k 為一次側繞組 L_1 漏感。功率半導體開關 Q 導通時，一次側激磁電感 L_m 之等效電壓 v_{Lm} 為

$$v_{Lm} = kV_{IN} \quad (2)$$

且二次側繞組 L_2 感應在極性點為正之電壓 v_{L2} 為

$$v_{L2} = nv_{L1} = nkV_{IN} \quad (3)$$

此時，二次側繞組感應之電壓 v_{L2} 串聯一再生被動式緩震電路之箝制電容 C_1 之電壓 v_{C1} ，對二次側電路高壓電容 C_2 充電，因此高壓電容 C_2 之電壓 v_{C2} 為

$$v_{C2} = nkV_{IN} + v_{C1} \quad (4)$$

開關 Q 截止時，一次側電路之漏感 L_k 維持續流至再生被動式緩震電路之箝制電容 C_1 ，一直到二次側電流反應激磁電感 L_m 能量，依據一次側漏感 L_k 電壓平衡理論[4]，其所佔週期 D_L 為

$$D_L = t_L / T_S = 2(1-D)/(n+1) \quad t_L = t_3 - t_1 \quad (5)$$

其中 T_S 為開關切換週期， D 為開關責任週期， t_L 為模式二與模式三時間之和，換言之，為一次側繞組漏感 L_k 釋放能量所需要之時間，因此漏感 L_k 釋放能量之電壓 v_{Lk} (靠近開關 Q 接點之電壓為正)

$$v_{Lk} = \frac{D(n+1)(1-k)}{2(1-D)} V_{IN} \quad (6)$$

激磁電感 L_m 之電壓 v_{Lm} (靠近開關 Q 接點為正) 等於

$$v_{Lm} = DkV_{IN} / (1-D) \quad (7)$$

因此箝制電容 C_1 之電壓 v_{C1} 可以表示如下：

$$\begin{aligned} v_{C1} &= v_{Lk} + v_{Lm} + V_{IN} \\ &= \frac{V_{IN}}{1-D} + \frac{D(1-k)(n-1)}{2(1-D)} V_{IN} = v_{DS} \end{aligned} \quad (8)$$

同時電壓 v_{C1} 亦為開關 Q 所承受之電壓。因此方程式(4)可以重新改寫成為

$$v_{C2} = \left[nk + \frac{2 + D(1-k)(n-1)}{2(1-D)} \right] V_{IN} \quad (9)$$

當開關 Q 截止時，耦合電感 T_r 二次側繞組 L_2 在非極性點處，電壓為正，其值為

$$v_{L2} = nv_{Lm} = DknV_{IN} / (1-D) \quad (10)$$

此時電壓 v_{C1} 、 v_{C2} 及 v_{L2} 三者，對濾波電容 C_o 與負載 R_o 放電，輸出直流電壓 V_o 為

$$V_o = v_{C1} + v_{C2} + v_{L2} = \frac{2+nk}{1-D}V_{IN} + \frac{D(1-k)(n-1)}{1-D}V_{IN} \quad (11)$$

因此，轉換器電壓增益可表示為

$$G_{V1} = \frac{V_o}{V_{IN}} = \frac{2+nk}{1-D} + \frac{D(1-k)(n-1)}{1-D} \quad (12)$$

令耦合係數 k 等於 1 時，方程式(12)第二項為零，轉換器電壓增益可以簡化成

$$G_{V1} = \frac{V_o}{V_{IN}} = \frac{2+n}{1-D} \quad (13)$$

倘若設定責任週期 D 為 0.5 時，將方程式(13)除以與參考文獻[4]及[5]電壓增益方程式，恰巧為二，表示本計畫所發展之電路其電壓增益將高出參考文獻[4]及[5]一倍，且其昇壓比高於習用耦合電感電路及參考文獻，尤其是責任週期 D 越小之處，其差距越大，證明本計畫所發展之電路有更寬裕的責任週期調整空間。例如 $n = 6$ 及 $D = 0.8$ 代入方程式(13)，可以得到 40 倍電壓增益輸出。

將耦合係數 k 等於 1 代入方程式(8)，可簡化成

$$v_{C1} = V_{IN} / (1-D) = v_{DS} \quad (14)$$

再代入方程式(13)可以得到開關所承受之電壓值如下：

$$v_{DS} = V_o / (n+2) \quad (15)$$

觀察方程式(15)，將輸出電壓 V_o 及匝數比 n 固定，開關 Q 所承受電壓與輸入電壓 V_{IN} 及責任週期 D 無關，因此可以確保功率半導體開關元件之所承受最高電壓為定值。只要輸入電壓不高於開關 Q 耐壓，依據方程式(15)所設計之轉換器，配合原本高電壓增益比之特性，可接受高、低電壓大範圍變動之輸入電壓，除適用於本計畫之燃料電池與全並聯鋰鐵電池模組混合供電行動載具之高效率電源轉換控制裝置，也相當適合應用於如太陽能低電壓輸出之再生能源使用。

肆、主要發現與結論

(一) 數值模擬

為進一步驗證本計畫所研製燃料電池與全並聯鋰鐵電池模組混合供電行動載具之高效率電源轉換控制裝置，本計畫以 PSpice 進行電路模擬，數值模擬中輸入電源採用 3.2V 及 12V 直流電源仿效鋰鐵電池與燃料電池輸出電壓，並將其提昇至 48V 輸出電壓。根據電路推導理論並適當選取功率半導體開關及二極體，低壓開關 Q 選用 IRFP250，而箝制電路中箝制二極體 D_1 、放電二極體 D_2 及整流二極體 D_o 則選用 MUR1650CT、箝制電容 C_1 選用 $20\mu\text{F}$ ，主要是吸收耦合電感之漏感能量，保護功率半導體開關 Q ，並將吸收之能量釋放於輸出端；耦合電感 L_1 及 L_2 分別選用 $23\mu\text{H}$ 與 $53\mu\text{H}$ ，負責釋放高壓電容 C_2 之放電迴路，本計畫所研製之數值模擬所使用元件參數整理如表 3 所示。

表 3 高效率電源轉換控制裝置電路數值模擬元件規格

| 元件 | 元件代號 | 參數 |
|-------|-------|---|
| 耦合電感 | T_r | $L_1 = 23\mu\text{H}$ $L_2 = 53\mu\text{H}$ |
| 低壓開關 | Q | IRFP250 |
| 箝制二極體 | D_1 | MUR1605CT |
| 放電二極體 | D_2 | MUR1605CT |
| 整流二極體 | D_o | MUR1605CT |
| 箝制電容 | C_1 | $20\mu\text{F}$ |
| 高壓電容 | C_2 | $10\mu\text{F}$ |
| 濾波電容 | C_o | $20\mu\text{F}$ |

圖 6 及圖 7 分別表示高效率電源轉換控制裝置電路於輸出負載功率 50W 與 100W 時之電路模擬波形響應：(a)與(b)為高效率高昇壓直流/直流轉換器處於 50W 與 100W 時之輸入電壓與輸出電壓波形，設定輸入電壓為 12V 及 3.2V，經由電源轉換器進行轉換，由圖 6 及圖 7 中可觀看出，其電源轉換器輸出電壓皆穩定於 48V；(c)與(d)為低壓開關 Q 之電壓電流波形，由圖 6 及圖 7 中可得知，當開關電壓 v_{DS} 進入電壓箝制之一環，可進而壓低開關所需承受之電壓，而不必擔心電壓過大導致開關損壞，於圖 6 與圖 7 中其電壓箝制為 15V，符合理論推導。

圖 8 及圖 9 分別表示高效率電源轉換控制裝置電路之數值模擬轉換效率，輸入電壓為仿效燃料電池與鋰鐵電池輸出電壓 12V 及 3.2V 且轉換器輸出電壓為 48V，此操

作狀態下兩者最高轉換效率於 50W 時各為 93.5% 和 90%，因此由圖 8 及圖 9 可驗證本計畫所提轉換器具有高電源轉換效率之特性。

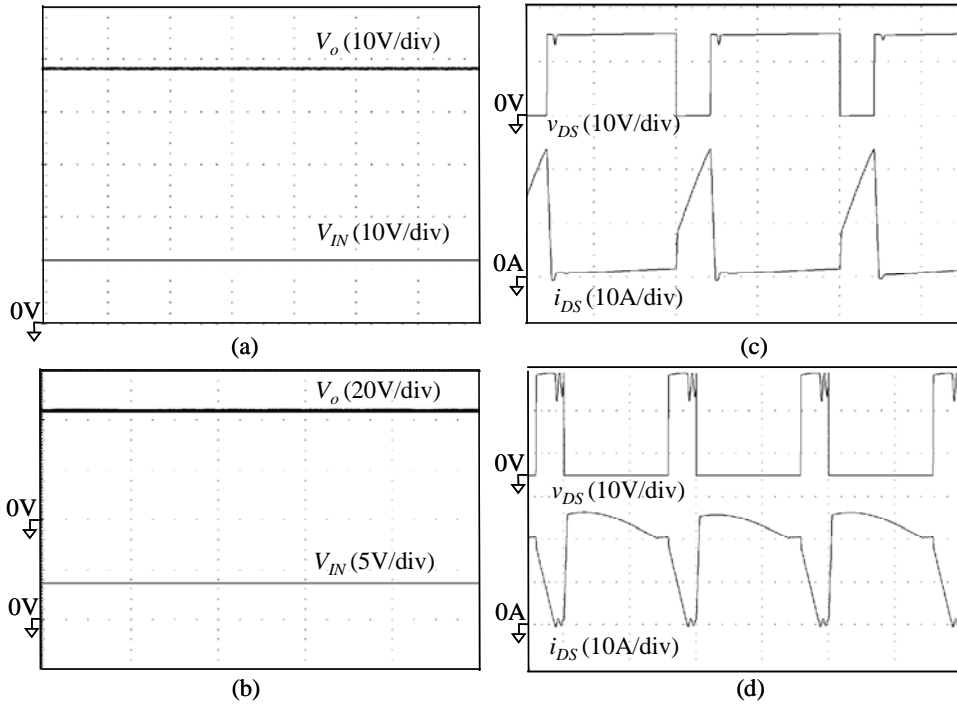


圖 6 高效率電源轉換控制裝置電路於輸入電壓為 12V 與 3.2V 時且輸出負載功率 50W 之數值模擬響應

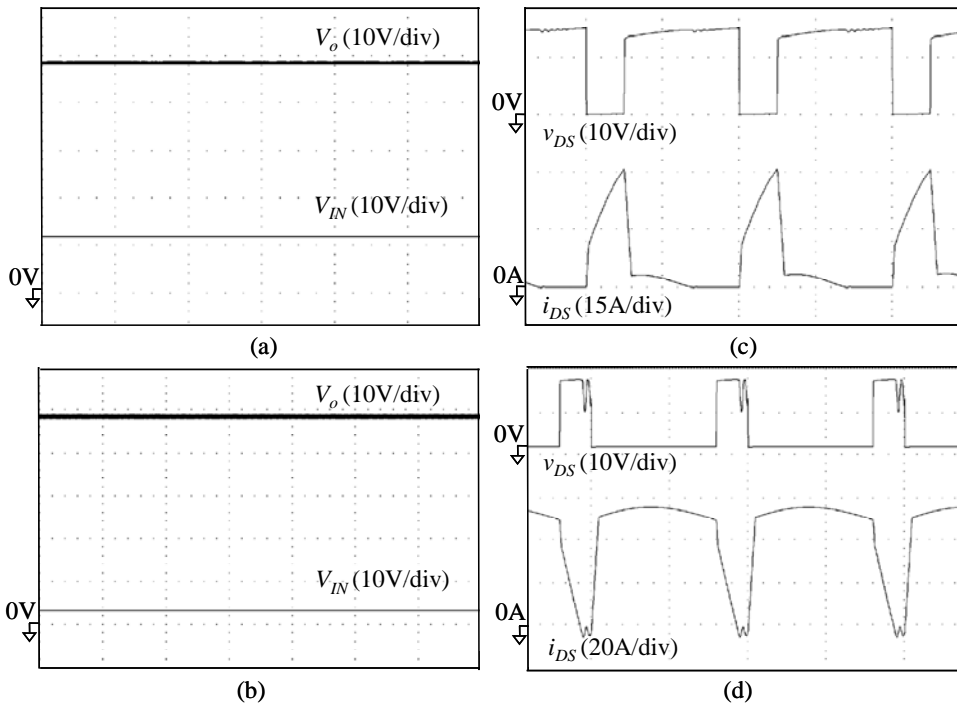


圖 7 高效率電源轉換控制裝置電路於輸入電壓為 12V 與 3.2V 時且輸出負載功率 100W 之數值模擬響應

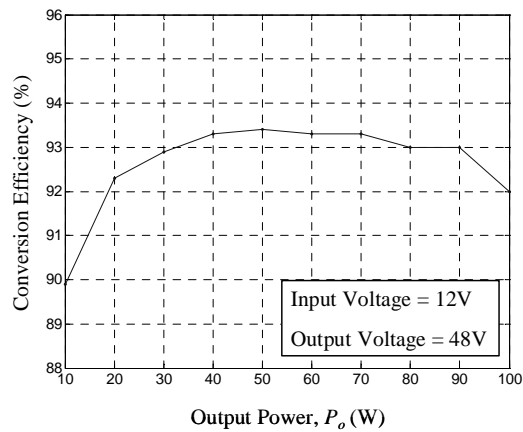


圖 8 高效率電源轉換控制裝置電路於輸入電壓 12V 且輸出電壓 48V 時之數值模擬轉換效率

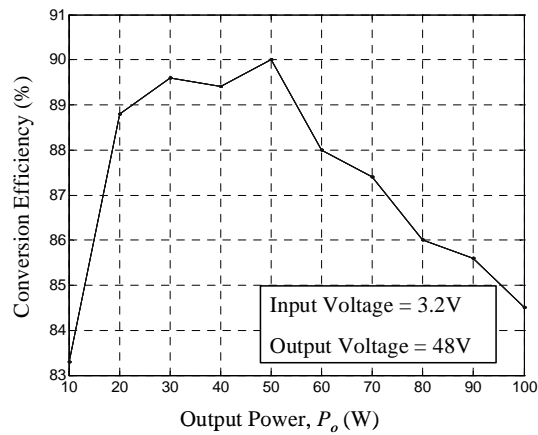


圖 9 高效率電源轉換控制裝置電路於輸入電壓 3.2V 且輸出電壓 48V 時之數值模擬轉換效率

經由圖 6 至圖 9 可得知，其數值模擬結果皆滿足本計畫所定技術指標，高效率電源轉換控制裝置電路輸入電壓範圍為 3.2V 至 12V 且輸出電壓為 48V 時，單位模組最大輸出功率 100W 且最高轉換效率 90% 之要求。

(二) 實作結果

圖 10 為本計畫所研製之高效率電源轉換控制裝置電路原型機實體照片，其中驅動訊號經由驅動板輸出，將脈波寬度調變訊號送入主電路以驅動開關，並根據電路推導理論適當選取功率半導體開關及二極體，低壓開關 Q 選用 IRFPS3815，而箝制電路中箝制二極體 D_1 、放電二極體 D_2 及整流二極體 D_o 則選用 SB20200CT，箝制電容 C_1 選用 $10\mu\text{F}$ ，主要是吸收耦合電感之漏感能量，保護功率半導體開關 Q ，並將吸收之能

量釋放於輸出端；耦合電感 L_1 及 L_2 分別選用 $23\mu\text{H}$ 與 $53\mu\text{H}$ ，負責釋放高壓電容 C_2 之放電迴路，本計畫所使用電路實作元件參數整理如表 4 所示。

表 4 高效率電源轉換控制裝置電路實作元件規格

| 元件 | 元件代號 | 參數 |
|-------|-------|---|
| 耦合電感 | T_r | $L_1 = 23\mu\text{H}$ $L_2 = 53\mu\text{H}$ |
| 低壓開關 | Q | IRFPS3815 |
| 箝制二極體 | D_1 | SB20200CT |
| 放電二極體 | D_2 | SB20200CT |
| 整流二極體 | D_o | SB20200CT |
| 箝制電容 | C_1 | $10\mu\text{F}$ |
| 高壓電容 | C_2 | $10\mu\text{F}$ |
| 濾波電容 | C_o | $10\mu\text{F}$ |

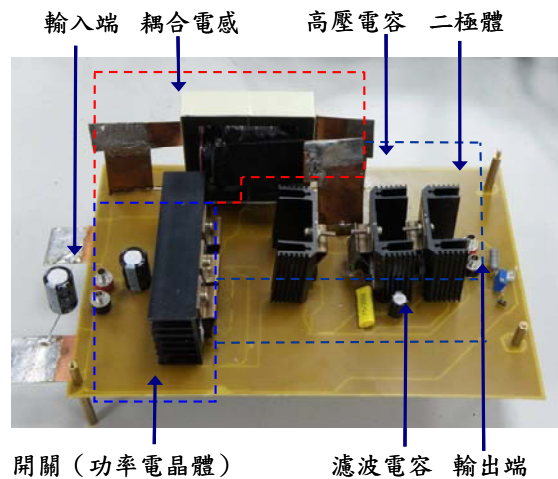


圖 10 高效率電源轉換控制裝置電路原型機實體照片

圖 11 表示高效率電源轉換控制裝置電路於輸入電壓 12V 及輸出電壓 48V 時之輸出負載功率 100W 實作響應：(a)為高效率電源轉換控制裝置電路處於 100W 時之輸入電壓與輸出電壓波形，設定輸入電壓為 12V，經由電源轉換器進行轉換，其電源轉換器輸出電壓穩定於 48V；(b)為低壓開關 Q 之電壓電流波形。觀察圖 11 可得知，當開關電壓 v_{DS} 進入電壓箝制之一環，可進而壓低開關所需承受之電壓，而不必擔心電壓過大導致開關損壞，其中 v_{DS} 電壓箝制在 15V。

圖 12 表示高效率電源轉換控制裝置電路於輸入電壓為 12V 及 3.2V 且輸出電壓 48V 時之輸出負載功率 10W 實作響應(最高轉換效率點)：(a)與(b)為高效率電源轉換控制裝置電路處於 10W 時之輸入電壓與輸出電壓波形，設定輸入電壓為 12V 及

3.2V，經由電源轉換器進行轉換，其電源轉換器輸出電壓穩定於 48V；(c)與(d)為低壓開關 Q 之電壓電流波形。觀察圖 12 可得知，當開關電壓 v_{DS} 進入電壓箝制之一環，可進而壓低開關所需承受之電壓，而不必擔心電壓過大導致開關損壞，其中 v_{DS} 電壓箝制在 15V。

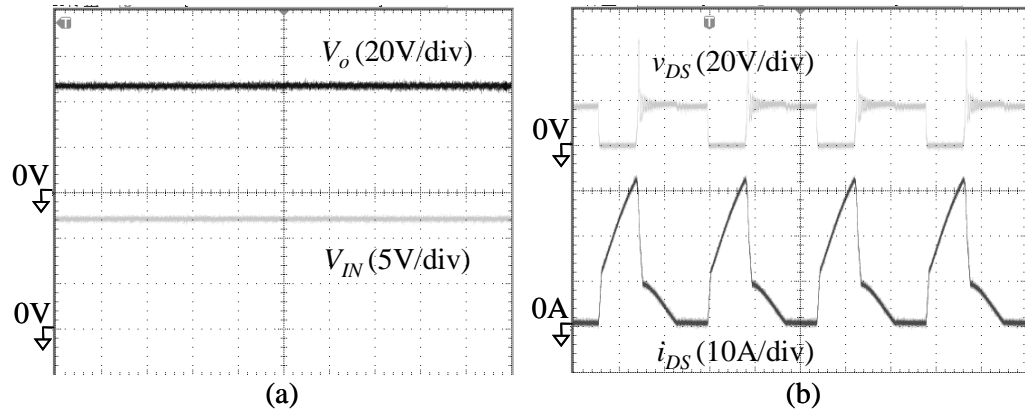


圖 11 高效率電源轉換控制裝置電路於輸入電壓 12V 及輸出電壓 48V 時之輸出負載功率 100W 實作響應

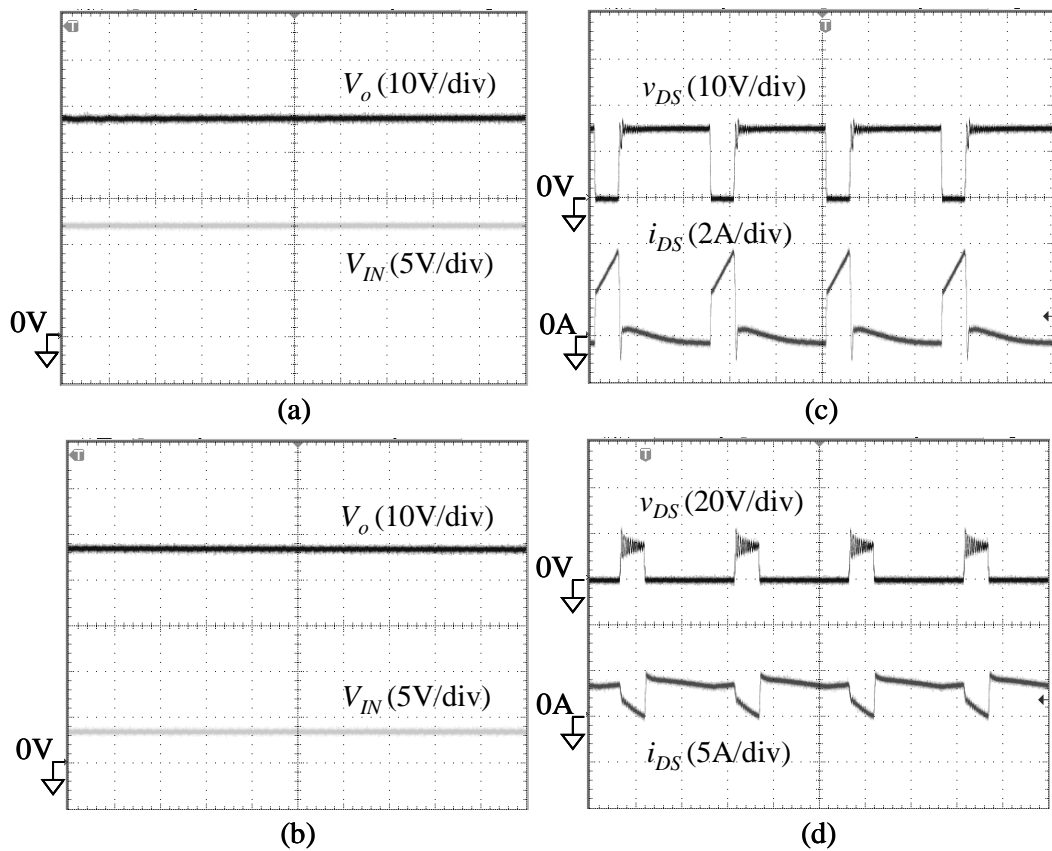


圖 12 高效率電源轉換控制裝置電路於輸入電壓為 12V 及 3.2V 且輸出電壓 48V 時之輸出負載功率 10W 實作響應(最高轉換效率點)

圖 13 與圖 14 分別表示高效率電源轉換控制裝置電路之實作轉換效率，輸入電壓為仿效燃料電池與鋰鐵電池 12V 及 3.2V 且轉換器輸出電壓為 48V，此操作狀態下最高轉換效率可高於 90%，滿足本計畫所定義之技術指標(最高輸出轉換效率 $\geq 90\%$)。

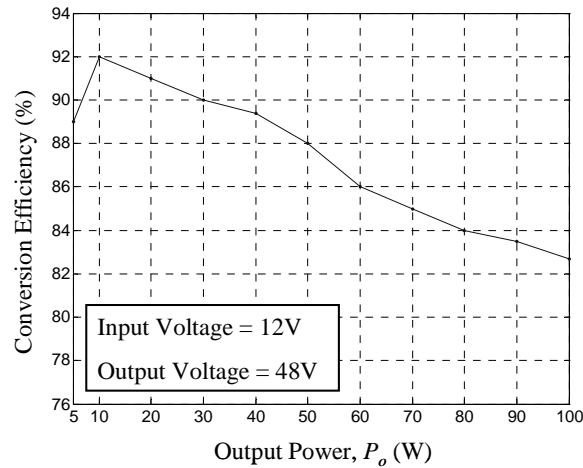


圖 13 高效率電源轉換控制裝置電路於輸入電壓 12V 且輸出電壓 48V 時之實作轉換效率

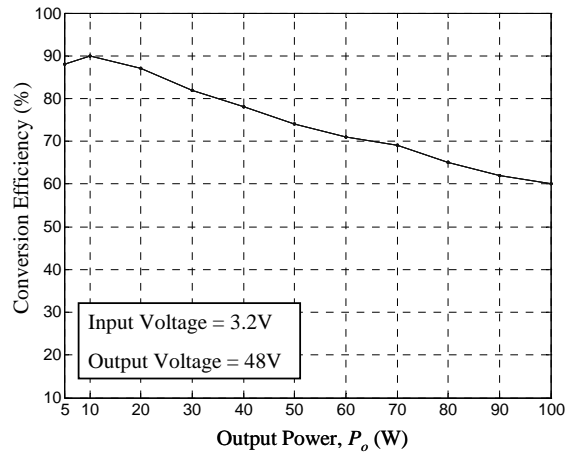


圖 14 高效率電源轉換控制裝置電路於輸入電壓 3.2V 且輸出電壓 48V 時之實作轉換效率

本計畫「燃料電池與全並聯鋰鐵電池模組混合供電行動載具之高效率電源轉換控制裝置」符合下列規格：(1)單位模組最大輸出功率 100W；(2)鋰鐵電池與燃料電池 3.2V~12V；(3)輸出電壓 48V；(4)最高轉換效率 90%。本計畫提出之燃料電池與全並聯鋰鐵電池模組混合供電行動載具之高效率電源轉換控制裝置，不僅具有架構簡單，元件少，成本低廉且具高壓差比，低壓電源選擇性高等優點，並且本裝置擁有昇壓比率可達十五倍以上之特點，進而達到高效率昇壓直流/直流轉換之目的。對實務應用方面，本計畫研究成果之相關技術可直接轉移至工業界，合作廠商可掌握解決高效

率電源轉換之核心技術，可將其產品提供潔淨能源業者以生產低成本、高能源使用率之電源供應器、混合式能源供應系統、等產品，同時可提升合作廠商開發技術力，進而提升企業競爭力，相當具有工業價值。

伍、參考文獻

- [1] D. C. Lu, D. K. W. Cheng, and Y. S. Lee, "A single-switch continuous-conduction-mode boost converter with reduced reverse-recovery and switching losses," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 50, pp. 767-776, 2003.
- [2] C. M. C. Duarte, and I. Barbi, "An improved family of ZVS-PWM active-clamping DC-to-DC converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 17, pp. 1-7, 2002.
- [3] E. S. da Silva, L. dos Reis Barbosa, J. B. Vieira, Jr., L. C. de Freitas, and V. J. Farias, "An improved boost PWM soft-single-switched converter with low voltage and current stresses," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 48, pp. 1174-1179, 2001.
- [4] Q. Zhao, and F. C. Lee, "High-efficiency, high step-up DC-DC converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, pp. 65-73, 2003.
- [5] K. C. Tseng, and T. J. Liang, "Novel high-efficiency step-up converter," *IEE Proceedings Electric Power Applications*, vol. 151, pp. 182-190, 2004.
- [6] I. Barbi, and R. Gules, "Isolated DC-DC converters with high-output voltage for TWTA telecommunication satellite applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, pp. 975-984, 2003.
- [7] S. K. Changchien, T. J. Liang, J. F. Chen, and L. S. Yang, "Novel high step-up DC-DC converter for fuel cell energy conversion systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, pp. 2007-2017, 2010.
- [8] Y. Wensong, Q. Hao, and L. J. Sheng, "Design of high-efficiency bidirectional DC-DC converter and high-precision efficiency measurement," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, pp. 650-658, 2010.