

嵌入煞車能量回收之電動載具於非接觸式多模態饋電方向電力傳輸控制系統應用

*黃冠傑、葉秀築、吳絃愷

南臺科技大學電機工程系

*kchuang07@stust.edu.tw

摘要

本文提出一套嵌入煞車能量回收之電動載具於非接觸式多模態饋電方向電力傳輸控制系統應用。此研究動機乃鑑於電動載具成為科技發展之主要趨勢，然而其續航力問題常造成使用者購買意願降低，另充電站建置亦為關鍵指標，如何有效利用空間與能源將成為一項重要課題。因此，本文提出一套電動載具行車慢速充電暨充電站快速感應充電系統，並予以審慎分析硬體電路架構與晶片模組原理且設計演算法程序。透過三相橋式換流器搭配馬達霍爾訊號偵測，並輔以微控制器回授機制控制功率晶體開關時序，另同步彈性調節系統回充增益以達成再生煞車功能。此外，本文所提之無線充電站系統可依據 G2V、V2G 與 V2V 三種充電模式選擇饋電方向，其應用無線通訊模組傳輸電網端及車載端資訊，提升充電便利性。依據實驗結果證明，此研究確實有效提高電動載具儲能裝置能量使用率及充電站電力彈性調度作用。

關鍵詞：無線充電站、煞車回充、人機介面、微控制器

Application of an Electric Vehicle with Embedded Brake Energy Recovery in a Multi-Directional Wireless Power Transmission Control System

*Kuan-Chieh Huang, Xiu-Jie Ye, Xian-Kai Wu

Department of Electrical Engineering, Southern Taiwan University of Science and Technology

Abstract

This study proposes the application of an electric vehicle with embedded regenerative braking in a multi-directional wireless power transmission control system. It employs a slow-charging system for electric vehicles while driving and a fast inductive charging system at charging stations, carefully analyzing the hardware circuit architecture and chip module principles, and designing algorithmic procedures. By using a three-phase bridge inverter combined with motor Hall signal detection, and supplemented by a microcontroller feedback mechanism to control the timing of power transistor switches, the system synchronously adjusts the regenerative gain to achieve regenerative braking functionality. Moreover, the wireless charging station system proposed in this study can select the appropriate feeding direction based on three charging modes—G2V, V2G, and V2V—using wireless communication modules to transmit information between the power grid and the vehicle, thereby enhancing the convenience of charging. According to experimental results, this study effectively improves the energy utilization rate of the energy storage device in electric vehicles and the flexible scheduling capabilities of the charging station's electricity supply.

Keywords: Wireless Charging Station, Regenerative Braking, Human-Machine Interface, Microcontroller

Received: Jun. 17, 2024; first revised: Jul. 28, 2024; accepted: Sep. 2024.

Corresponding author: K.-C. Huang, Department of Electrical Engineering, Southern Taiwan University of Science and Technology, Tainan 710301, Taiwan.

壹、前言

近年來，各國為減少化石燃料開採及溫室氣體（GHG）排放，漸接影響市場對內燃機汽車到電動汽車（EV）之轉變，使得全球電動載具迅速普及並在許多國家採用。此外，替代能源技術之研究亦獲得顯著進展，提高電動車於日常生活中應用之可行性，其蓬勃發展逐漸為燃油時代劃上句點，令全球邁向永續未來。然而，電動車需求快速成長隨之帶來充電基礎設施不足、分佈不均、成本高及充電站缺乏等問題，其設施有限性阻礙電動車之廣泛使用，包含電池技術、安裝成本、電網容量及未來需求，導致安全性與穩定性不足等問題產生[1-2]。因此，如何彈性應用潔淨能源並提升充電效率使得電動載具實現低污染、低消耗及高方便性已成為一項重點開發主題。另針對充電站電力調度與車輛充電問題提出多種控制策略及演算法，其商用充電站相較家用充電站兼具先進技術、資源集中等優勢，提供電網輔助服務與附載係數並實現社會福利最大化、減少系統損耗及降低成本[3]。此外，快速充電將導致電動載具充電曲線多樣化、電池管理系統之不確定因素造成充電調度演算法精確協調控制能力無法有效發揮。基於此，開發具充電曲線最佳化能力之智慧充電演算法亦成為研究目標[4]。

本文提出一套電動載具暨無線充電站之節能控制策略且予以嚴謹分析硬體電路特性及設計單晶片演算法實現方案，並輔以動態視覺資訊全彩液晶觸控螢幕以優化操作方便性，達成電動載具儲能裝置之非接觸式快速充電，強化能源利用暨傳輸效率。此研究已參閱相關文獻並習其技術，有文獻提出多車輛互動快速動態響應策略，其藉由電動載具觀點建立負載空間轉移方案模型[5]；另有文獻提出於充電站屋頂設置太陽能光伏轉換器並饋入輸電網路用以提高電源輸出穩定性，且規劃預計充電量指標搭配演算法分析以保持系統負載恆定[6]。此外，考慮距離、能源消耗及電動載具流量因素使得充電時極大化減少等待時間之充電調度演算法亦有文獻著墨[7-8]。而於電動載具部分，有文獻提出考慮總能量損耗之功率追蹤控制策略，用於儲能裝置快速充放電，實現快速開關並減少能量損失，優化能量回收率[9]；另根據文獻表明，透過優化前後軸馬達煞車扭矩之分配以提高車輛瞬間煞車回收能量，而緊急煞車則僅採用液壓制動，其複合式煞車方式有助於增加車輛安全性及獵能效果[10]。此外，亦有文獻提出利用載具飛輪動能傳遞使得車輛於加速或減速期間其電池耗電量趨近於零，極大化提升動力系統效率[11-12]。

回顧上述文獻探討，開發電動載具暨充電站控制策略已具備系統動態響應演算法作為基礎，並同步平衡負載電源穩定輸出功率；而電動載具亦兼具總能量控制策略、煞車扭矩分配及飛輪動能回收能量等節能方法，惟對非接觸式無線傳能充電設施與馬達動力系統之單晶片控制演算法尚欠缺探討。因此，本文提出一套嵌入煞車能量回收之電動載具於非接觸式多方向電力傳輸控制系統應用。於充電站部分，此研究透過微控制器晶片模組予以充電站之換流器驅動訊號來源，並經由諧振網絡、感應線圈與升降壓電路達成多方向電能傳輸，且輔以擴充模組進行系統間通訊傳遞路徑；於電動載具部分，亦同步嵌入晶片作為控制系統核心，並輸出數位訊號作為馬達換流器之導通週期調變基礎，另利用霍爾感測元件回授訊號判別馬達相位。此外，整體電路皆透過回授補償控制機制實現電動載具進站快速充電暨離站節能慢速充電之閉迴路演算法，頗助益系統彈性調節輸出供電並有效利用潔淨能源，實踐產業永續發展目標。

基於上述所提之技術創新與應用，本文開發特點可臚列於下：

- 一、本文提出一套基於單晶片控制之無線充電站多方向傳輸控制策略，並輔以擴充模組及回授偵測機制達成非接觸式通訊與傳能特性，且嵌入全彩液晶觸控面板針對資訊進行視覺化處理，實現創新應用亮點。
- 二、本文提出一套電動載具之儲能電池慢速充電策略，透過三相橋式換流器時序控制完成馬達煞車及滑行之發電機狀態電能回收處理作用，並同步捕捉霍爾訊號進行閉迴路轉速偵測調變，助於提高系統響應。

貳、系統架構

本文提出一套電動載具充電暨節能演算法開發，建立車輛駛入充電站進行無線充電之電源彈性調節策略，亦於載具上設定能量回收控制系統，裨益實現儲能電池利用效率與車輛里程最大化。圖 1(a)為本文所提之無線充電站及電動載具系統架構圖，其中可分為車載端 (vehicle) 與電網端 (grid) 兩部分。在此架構中係透過車載端微控制器 (MCU_{vehicle}) 輸出數位方波訊號 $v_{s1} \sim v_{s6}$ 且同步嵌入節能演算法 (energy-efficient algorithm) 予以光耦合隔離閘極驅動器 (gate driver) 使其放大開關驅動訊號 $v_{g1} \sim v_{g6}$ 進入三相橋式換流器 (six-step inverter)，並轉換為具相位差之交流電源驅動馬達；另換流器整體系統電壓由儲能電池 (battery) 提供，當直流無刷馬達驅動意即車輛處於行駛狀態，則利用磁場切割特性回授馬達電壓、電流及三相霍爾訊號至車載端微控制器判斷回授誤差與馬達當前相位，且於車輛煞車狀態執行驅動訊號調整將多餘動能轉化回收，實現整體系統閉迴路控制。然而值得一提的是，駕駛可透過液晶儀表板 (3.5-inch TFT) 操作及檢視車輛行駛狀態並視當前情境需求即時調整控制策略，強化電動載具整體安全性。

此外，當儲能電池電量不足時，須駛入充電站進行充電，因此駕駛可藉由觸控液晶儀表板匹配本文所提之無線充電電網進行感應充電，利用電磁感應原理使電網端傳輸線圈 (WPT transmission coil) 以非接觸式傳能至車載端接收線圈 (WPT Receive coil) 且同步回授輸出訊號予以車載端微控制器令其接收誤差並透過無線通訊模組 (ZigBee) 向電網端傳輸命令；另電網端微控制器 (MCU_{power grid}) 將以此誤差作為電源調整基礎，達成電動載具彈性電壓調節之閉迴路穩定無線充電控制策略。基於上述說明及所提特點，本文研究之充電暨節能演算法具備極大化利用電能特性並可於電動載具行駛期間透過煞車動能轉換為電能回充至儲能電池，有效延長行駛里程減少電池充電次數；而當車輛未行駛時，亦可利用控制演算法使其進行電網尖峰/離峰之電力彈性調度，兼具全新商業模式發展及完善環境永續並帶動潔淨能源應用。

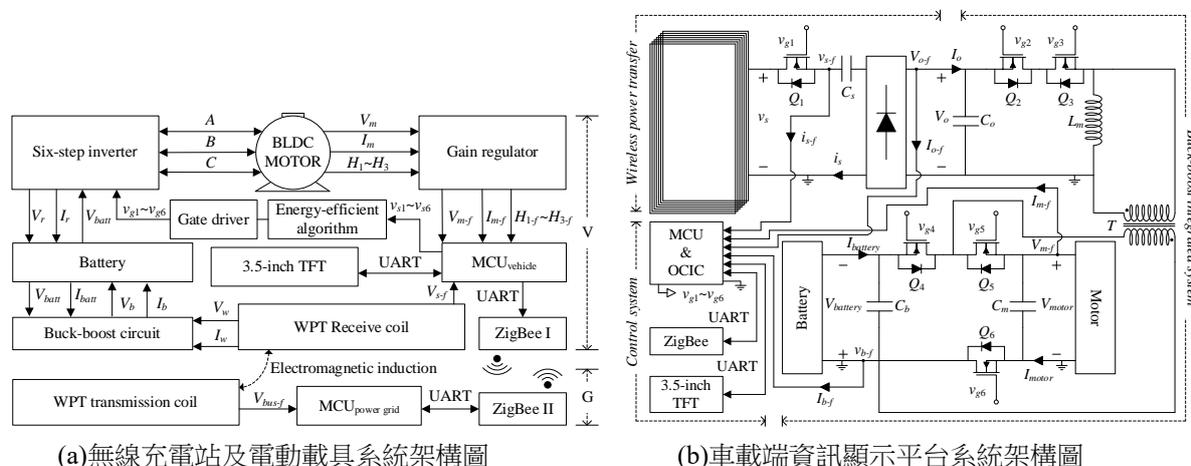


圖 1 系統架構圖

一、充電站系統架構

考慮電動載具系統操作模式及彈性調度儲能裝置與充電站電能，本文所提之充電控制策略包含車載端資訊顯示平台及電網端電能管理平台硬體裝置，兩平台皆應用液晶觸控面板操作與控制後台微控制器，藉由其內部所嵌入之演算法調整實際電路功率，兼具人機溝通及視覺化資訊檢視功能。爰此，本節將針對資訊顯示平台與電能管理平台進行說明，其中包含各系統使用之模組介紹、系統跨平台連線方式、各平台系統負責事項、使用者或管理者運用角度等，初步建立並規劃整體系統架構。

(一) 車載端資訊顯示平台

圖 1(b)為車載端資訊顯示平台之系統架構圖，其平台包含無線電能傳輸系統接收端電路 (wireless power transfer)、升降壓整合式電路 (buck-boost integrated system) 及微控制器暨光耦合隔離積體電路電

路 (control system)，藉由三區域系統整合為電動載具之充電/供電暨動力輸出裝置且同步委以單晶片作為核心控制設備，助益提升平台完整及穩定性並邁向產品化。首先，當電動載具駛入無線充電站充電時，裝設於車體上之接收端感應線圈將接收電網端電磁感應能量並輸出交流電壓 v_s 予以諧振補償電容 C_s 與橋式整流電路供給電源令其轉換為直流電壓/電流傳輸至後級升降壓電路，其中功率晶體開關 Q_1 接收微控制器直流電壓訊號 v_{g1} 而驅動為恆導通狀態，使得系統建構環狀迴路通過能量。另整合式電路以前級電路之輸出電壓 V_o 及輸出電流 I_o 供電作為整體系統電源，藉由微控制器傳輸數位方波訊號與直流電壓訊號 $v_{g2} \sim v_{g3}$ 驅動功率晶體 Q_2 切換及 Q_3 恆導通形成功率且流向變壓器 T 及其激磁電感 L_m 進行增益變動並供應能量充電至儲能電池完成非接觸式感應充電，其中功率晶體開關 Q_4 接收微控制器數位方波訊號 v_{g4} 進行同步整流，提升整體系統效率並減少功率損失。

考慮電網處於尖峰用電時段且電動載具閒置未使用時，可透過載具車體之儲能電池反向傳輸至電網以彌補供電不足等情況，利用儲能電池所存電量輸出電池電壓 $V_{battery}$ 及電池電流 $I_{battery}$ 予以系統作為電源，經由功率晶體開關 Q_4 切換輸出功率至變壓器升壓，並藉由功率晶體開關 Q_2 同步整流及 Q_3 恆導通使能量進入無線電能傳輸系統，然而與電動載具處於充電之狀態不同的是，此模式由車載端感應線圈作為傳輸端供給電能至電網端感應線圈，實現雙向無線傳能作用。

此外，微控制器輸出數位方波訊號與直流電壓訊號 $v_{g1} \sim v_{g6}$ 驅動功率晶體開關完成模式切換及控制電路穩定供應電能。其次，車輛處於行駛狀態時，將由儲能電池作為整體系統之電力來源，透過功率晶體開關 Q_1 、 Q_4 、 Q_5 接收微控制器數位方波訊號與直流電壓訊號 v_{g1} 、 $v_{g4} \sim v_{g5}$ 進行切換並輔以同步整流及開關恆導通建立馬達所需電壓、電流以驅動馬達令載具移動；而當車輛遇到緊急情況需要煞車亦或是處於長時間滑行時，駕駛可切換行車模式至回充模式，利用馬達作為發動機提供電壓 v_{motor} 及電流 i_{motor} ，且經由功率晶體開關 Q_4 進行切換達成能量輸出，並透過功率晶體開關 Q_1 建立系統同步整流功能，而功率晶體開關 Q_5 則為恆導通狀態，微控制器於此模式亦輸出數位方波訊號與直流電壓訊號 $v_{g1} \sim v_{g6}$ 用以驅動電路。最後值得一提的是，整體系統藉由控制晶片接收無線電能傳輸系統線圈回授電壓 v_{s-f} 、線圈回授電流 i_{s-f} 、輸出回授電壓 V_{o-f} 、輸出回授電流 I_{o-f} ，與負載端電池回授電壓 $V_{battery-f}$ 、電池回授電流 $I_{battery-f}$ 、馬達回授電壓 $v_{motor-f}$ 、馬達回授電流 $i_{motor-f}$ 予以相應電路誤差判斷且同步調節系統功率，強化輸出電源品質。

另晶片額外擴充無線通訊模組及液晶顯示觸控螢幕，其利用通用非同步接收傳輸模組 UART 串列傳輸資料，減少匯流排資料線與操作難度，而前者用於監控及傳輸電路訊號，後者則用於選擇及變更系統設定。此外，電動載具搭載之螢幕可將車輛動態資訊集中顯示，實現快速操作、提升行動效率，有效強化整體車輛穩定暨方便性。

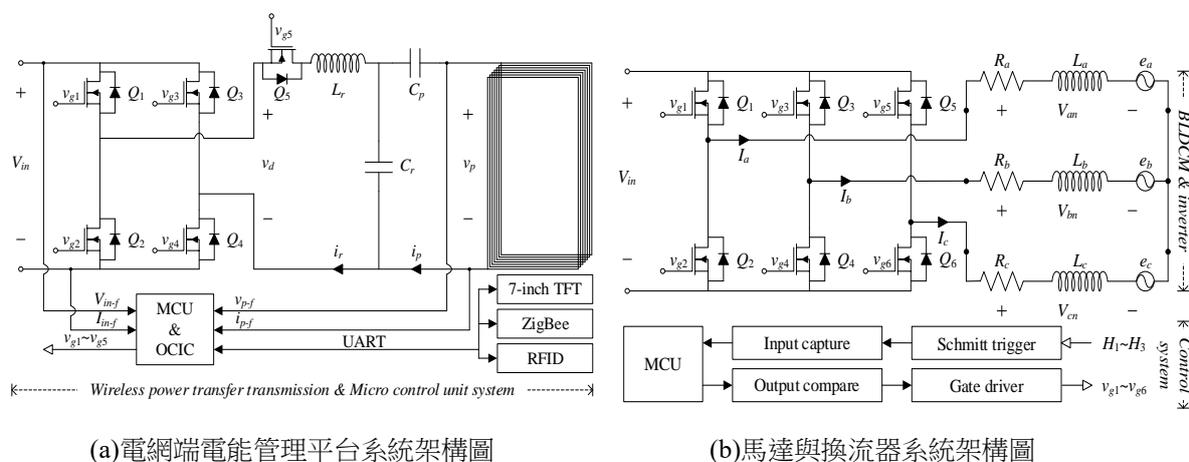
(二) 電網端電能管理平台

圖 2(a) 為電網端電能管理平台之系統架構圖，其中包含無線電能傳輸系統傳輸端電路 (wireless power transfer transmission) 及微控制器系統 (micro control unit system)，另輔以液晶觸控顯示螢幕與無線通訊擴充模組以實現人機溝通並完成閉迴路系統響應。當電動載具進入充電站對儲能電池進行充電時，藉由微控制器偵測且輸出數位訊號方波 $v_{g1} \sim v_{g5}$ 經光耦合隔離積體電路 (OCIC) 放大訊號以驅動全橋換流器之功率晶體開關 $Q_1 \sim Q_5$ ，並透過直流輸入電壓 V_{in} 及開關切換操作輸出交流電壓 v_d 至一次側線圈諧振電路，其中元件包含串聯諧振電感 L_r 、並聯諧振電容 C_r 與串聯補償電容 C_p ，透過系統共振特性建立線圈電壓 v_p 、線圈電流 i_p 及諧振電流 i_r 傳輸能量令接收端感應線圈進行磁場耦合完成無線傳能作用。

另微控制器接收系統輸入回授電壓 V_{in-f} 、輸入回授電流 I_{in-f} 及線圈回授電壓 v_{p-f} 、線圈回授電流 i_{p-f} 予以判斷誤差信號並同步調節系統輸出功率，而線圈回授訊號則作為系統過電壓與過電流保護之判斷參考，綜合上述分析可實現閉迴路控制且穩定輸出電源。

此外，微控制器應用通用非同步接收傳輸模組操作擴充之通訊模組 ZigBee、無線射頻辨識模組 RFID 及 TFT 全彩液晶觸控螢幕，完成系統通訊功能。考慮電網系統處於尖峰用電時段時，管理者可透過操作觸控螢幕設定充電站模式，將其由電網對車載充電變更為電動載具所屬之儲能電池對輸電網路供給電能，此模式利用車輛傳輸線圈感應磁場耦合至充電站感應線圈以提供系統交流電壓及電流，並經由換流器之

旁路二極體轉換為直流功率饋入電網，達成雙向非接觸式電能傳輸；另需注意的是，全橋換流器於此模式接收微控制器輸出之直流電位訊號而驅動為恆截止狀態，因此即視為一橋式整流電路，且功率將流向其餘導通迴路完成整流。



(a) 電網端電能管理平台系統架構圖

(b) 馬達與換流器系統架構圖

圖 2 系統架構圖

二、電動載具系統架構

(一) 馬達與換流器電路開發

圖 2(b)為本文所提之直流無刷馬達與換流器系統架構圖，其中包含無刷直流馬達與三相橋式換流器 (BLDCM & inverter) 及控制迴路 (Control system) 組成電動載具之動力來源。由圖中可知，直流無刷馬達將等效為三相電路，且每相皆由一個等效串聯阻抗 R_a 、 R_b 、 R_c 及一個等效串聯電感 L_a 、 L_b 、 L_c 所組成，並於車輛行駛時藉由馬達磁場切割產生線電壓 e_a 、 e_b 、 e_c 、相電壓 V_{an} 、 V_{bn} 、 V_{cn} 與線電流 I_a 、 I_b 、 I_c 形成三相系統。另微控制器產生方波訊號並經由光耦開極驅動電路 (Gate driver) 輸出強化訊號 $v_{g1} \sim v_{g6}$ 驅動三相橋式換流器之功率晶體開關 $Q_1 \sim Q_6$ ，並藉由系統輸入電壓 V_{in} 形成三相交流方波使馬達轉動。此外，微控制器亦接收馬達驅動產生之三相霍爾訊號 $H_1 \sim H_3$ ，且同步判斷馬達轉速並調節功率開關導通週期實現閉迴路穩定控制，其中以施密特觸發電路 (Schmitt trigger) 作為雜訊干擾優化基礎，透過雙穩態多諧振特性使得系統將類比訊號整流為數位方波訊號進入微控制器，裨益穩定整體控制迴路並提升系統效率。

(二) 兩種能量回收模式分析

1. 煞車回充模式

(1) 馬達轉子角度於 0~60 度區間：

圖 3 與圖 4 為馬達煞車回充模式之電路時序波形圖及其電路工作原理圖，於此模式下上臂開關 $Q_1 \sim Q_6$ 皆為高頻切換，且根據轉子旋轉產生之霍爾訊號進行換相，其中可分為 0~360 度六個轉子角度區間並對三相橋式換流器進行開關驅動訊號分析。由圖 4(a)中可知，當轉子角度處於 0~60 度時，功率晶體開關 Q_3 及 Q_6 接收微控制器之數位方波訊號 v_{g3} 及 v_{g6} 進行切換且同步調整開關導通週期，使得電流經由馬達 B 相其等效串聯電阻 R_b 及等效串聯電感 L_b 流至 C 相之等效串聯電感 L_c 與等效串聯電阻 R_c 產生線電壓 e_{bc} ，並形成封閉迴路進入電源 V_{in} ；而當功率晶體開關 Q_3 及 Q_6 截止時，電流則經由馬達 B 相其等效串聯電阻 R_b 及等效串聯電感 L_b 流至 C 相之等效串聯電感 L_c 與等效串聯電阻 R_c 且透過功率晶體開關 Q_4 及 Q_5 之旁路二極體回充電能至電源 V_{in} 並進入下個轉子角度區間。

(2) 馬達轉子角度於 60~120 度區間：

於此區間之電路工作時序由圖 4(b)所示，當轉子角度處於 60~120 度時，功率晶體開關 Q_2 及 Q_3 接收微控制器之數位方波訊號 v_{g2} 及 v_{g3} 進行切換且同步調整開關導通週期，使得電流經由馬達 B 相其等效串聯電阻 R_b 及等效串聯電感 L_b 流至 A 相之等效串聯電感 L_a 與等效串聯電阻 R_a 產生線電壓 e_{ab} ，並形成封

閉迴路進入電源 V_{in} ；而當功率晶體開關 Q_2 及 Q_3 截止時，電流則經由 B 相其等效串聯電阻 R_b 及等效串聯電感 L_b 流至 A 相之等效串聯電感 L_a 與等效串聯電阻 R_a 且透過功率晶體開關 Q_1 及 Q_4 之旁路二極體回充電能至電源 V_{in} 並進入下個轉子角度區間。

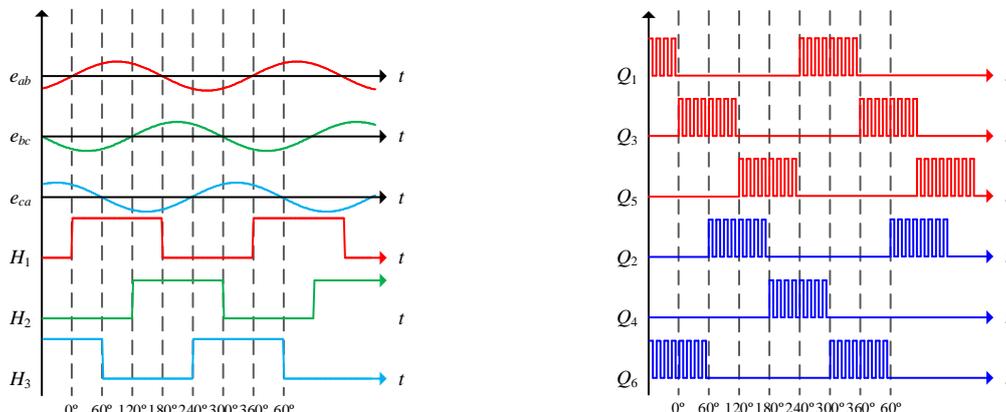


圖 3 馬達煞車回充模式之電路時序波型圖

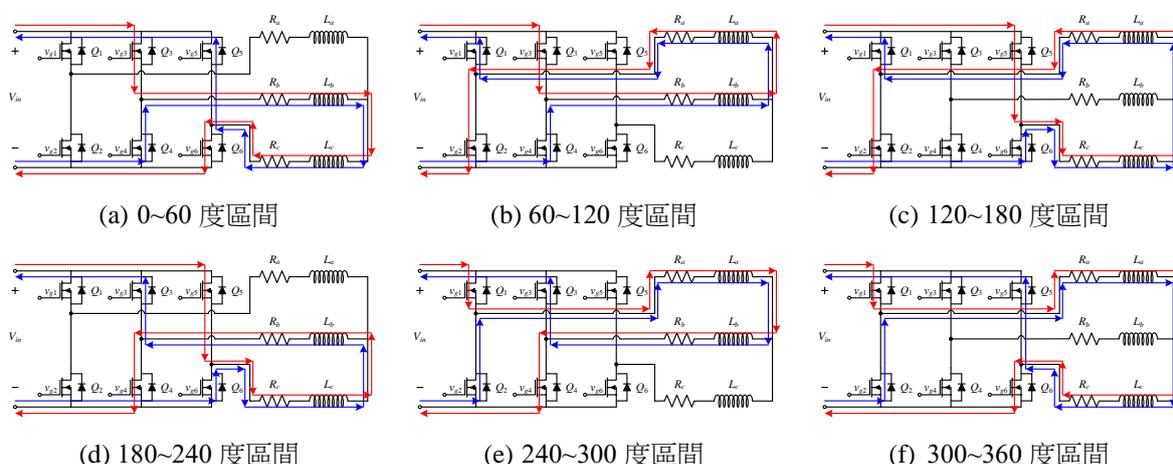


圖 4 馬達煞車回充模式之電路動作原理圖

(3) 馬達轉子角度於 120~180 度區間：

於此區間之電路工作時序由圖 4(c) 所示，當轉子角度處於 120~180 度時，功率晶體開關 Q_2 及 Q_3 接收微控制器之數位方波訊號 v_{g2} 及 v_{g5} 進行切換且同步調整開關導通週期，使得電流經由馬達 C 相其等效串聯電阻 R_c 及等效串聯電感 L_c 流至 A 相之等效串聯電感 L_a 與等效串聯電阻 R_a 產生線電壓 e_{ac} ，並形成封閉迴路進入電源 V_{in} ；而當功率晶體開關 Q_2 及 Q_3 截止時，電流則經由 C 相其等效串聯電阻 R_c 及等效串聯電感 L_c 流至 A 相之等效串聯電感 L_a 與等效串聯電阻 R_a 且透過功率晶體開關 Q_1 及 Q_6 之旁路二極體回充電能至電源 V_{in} 並進入下個轉子角度區間。

(4) 馬達轉子角度於 180~240 度區間：

於此區間之電路工作時序由圖 4(d) 所示，當轉子角度處於 180~240 度時，功率晶體開關 Q_4 及 Q_5 接收微控制器之數位方波訊號 v_{g4} 及 v_{g5} 進行切換且同步調整開關導通週期，使得電流經由馬達 C 相其等效串聯電阻 R_c 及等效串聯電感 L_c 流至 B 相之等效串聯電感 L_b 與等效串聯電阻 R_b 產生線電壓 e_{bc} ，並形成封閉迴路進入電源 V_{in} ；而當功率晶體開關 Q_4 及 Q_5 截止時，電流則經由 C 相其等效串聯電阻 R_c 及等效串聯電感 L_c 流至 B 相之等效串聯電感 L_b 與等效串聯電阻 R_b 且透過功率晶體開關 Q_3 及 Q_6 之旁路二極體回充電能至電源 V_{in} 並進入下個轉子角度區間。

(5) 馬達轉子角度於 240~300 度區間：

於此區間之電路工作時序由圖 4(e) 所示，當轉子角度處於 240~300 度時，功率晶體開關 Q_1 及 Q_4 接

收微控制器之數位方波訊號 v_{g1} 及 v_{g4} 進行切換且同步調整開關導通週期，使得電流經由馬達 A 相其等效串聯電阻 R_a 及等效串聯電感 L_a 流至 B 相之等效串聯電感 L_b 與等效串聯電阻 R_b 產生線電壓 e_{ab} ，並形成封閉迴路進入電源 V_{in} ；而當功率晶體開關 Q_1 及 Q_4 截止時，電流則經由 A 相其等效串聯電阻 R_a 及等效串聯電感 L_a 流至 B 相之等效串聯電感 L_b 與等效串聯電阻 R_b 且透過功率晶體開關 Q_2 及 Q_3 之旁路二極體回充電能至電源 V_{in} 並進入下個轉子角度區間。

(6) 馬達轉子角度於 300~360 度區間：

於此區間之電路工作時序由圖 4(f)所示，當轉子角度處於 300~360 度時，功率晶體開關 Q_1 及 Q_6 接收微控制器之數位方波訊號 v_{g1} 及 v_{g6} 進行切換且同步調整開關導通週期，使得電流經由馬達 A 相其等效串聯電阻 R_a 及等效串聯電感 L_a 流至 C 相之等效串聯電感 L_c 與等效串聯電阻 R_c 產生線電壓 e_{ac} ，並形成封閉迴路進入電源 V_{in} ；而當功率晶體開關 Q_1 及 Q_6 截止時，電流則經由 A 相其等效串聯電阻 R_a 及等效串聯電感 L_a 流至 C 相之等效串聯電感 L_c 與等效串聯電阻 R_c 且透過功率晶體開關 Q_2 及 Q_5 之旁路二極體回充電能至電源 V_{in} 並進入下個轉子角度區間。

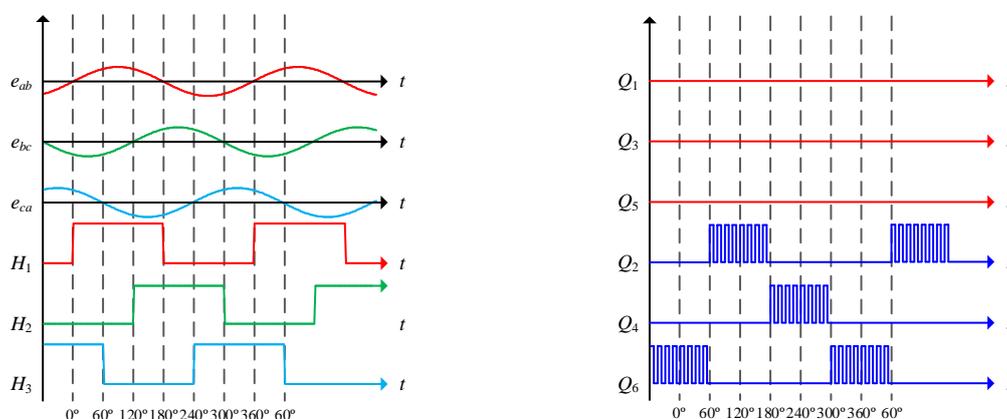


圖 5 馬達動態回充模式之電路時序波形圖

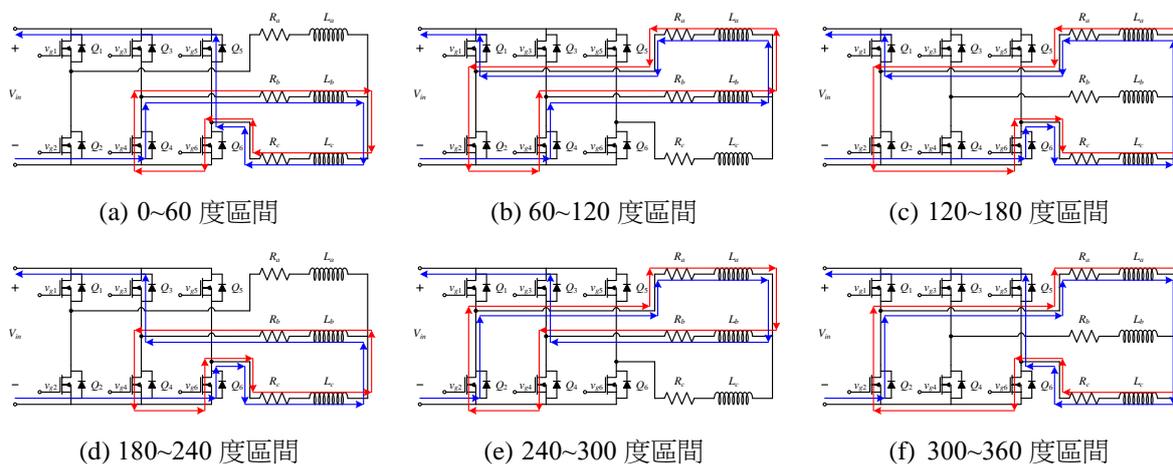


圖 6 馬達動態回充模式之電路動作原理圖

2. 動態回充模式

(1) 馬達轉子角度於 0~60 度區間

圖 5 與圖 6 為馬達正常行駛模式之電路時序波形圖及其電路工作原理圖，於此模式下上臂開關 Q_1 、 Q_3 、 Q_5 為恆截止狀態，而下臂開關 Q_2 、 Q_4 、 Q_6 則為高頻切換，且根據轉子旋轉產生之霍爾訊號進行換相，其中可分為 0~360 度六個轉子角度區間並對三相橋式換流器進行開關驅動訊號分析。由圖 6(a)中可

知，當轉子角度處於 0~60 度時，功率晶體開關 Q_6 接收微控制器之數位方波訊號 v_{g6} 進行切換且同步調整開關導通週期；此外，考慮馬達旋轉產生線電壓 e_{bc} ，因此感應電流經由馬達 B 相其等效串聯電阻 R_b 及等效串聯電感 L_b 流至 C 相之等效串聯電感 L_c 與等效串聯電阻 R_c ，並透過功率晶體開關 Q_4 其旁路二極體形成續流狀態；而當功率晶體開關 Q_6 截止時，感應電流則經由馬達 B 相其等效串聯電阻 R_b 及等效串聯電感 L_b 流至 C 相之等效串聯電感 L_c 與等效串聯電阻 R_c 且透過功率晶體開關 Q_4 及 Q_5 之旁路二極體回充電能至電源 V_m 並進入下個轉子角度區間。

(2) 馬達轉子角度於 60~120 度區間

於此區間之電路工作時序由圖 6(b)中可知，當轉子角度處於 60~120 度時，功率晶體開關 Q_2 接收微控制器之數位方波訊號 v_{g6} 進行切換且同步調整開關導通週期；此外，考慮馬達旋轉產生線電壓 e_{ab} ，因此感應電流經由馬達 B 相其等效串聯電阻 R_b 及等效串聯電感 L_b 流至 A 相之等效串聯電感 L_a 與等效串聯電阻 R_a ，並透過功率晶體開關 Q_4 其旁路二極體形成續流狀態；而當功率晶體開關 Q_6 截止時，感應電流則經由馬達 B 相其等效串聯電阻 R_b 及等效串聯電感 L_b 流至 A 相之等效串聯電感 L_a 與等效串聯電阻 R_a 且透過功率晶體開關 Q_1 及 Q_4 之旁路二極體回充電能至電源 V_m 並進入下個轉子角度區間。

(3) 馬達轉子角度於 120~180 度區間

於此區間之電路工作時序由圖 6(c)中可知，當轉子角度處於 120~180 度時，功率晶體開關 Q_2 接收微控制器之數位方波訊號 v_{g2} 進行切換且同步調整開關導通週期；然而與前一角度區間不同的是，此區間馬達旋轉產生線電壓 e_{ac} ，因此感應電流經由馬達 C 相其等效串聯電阻 R_c 及等效串聯電感 L_c 流至 A 相之等效串聯電感 L_a 與等效串聯電阻 R_a ，並透過功率晶體開關 Q_6 其旁路二極體形成續流狀態；而當功率晶體開關 Q_2 截止時，感應電流則經由馬達 C 相其等效串聯電阻 R_c 及等效串聯電感 L_c 流至 A 相之等效串聯電感 L_a 與等效串聯電阻 R_a 且透過功率晶體開關 Q_1 及 Q_6 之旁路二極體回充電能至電源 V_m 並進入下個轉子角度區間。

(4) 馬達轉子角度於 180~240 度區間

於此區間之電路工作時序由圖 6(d)中可知，當轉子角度處於 180~240 度時，功率晶體開關 Q_4 接收微控制器之數位方波訊號 v_{g4} 進行切換且同步調整開關導通週期；此外，考慮馬達旋轉產生線電壓 e_{bc} ，因此感應電流經由馬達 C 相其等效串聯電阻 R_c 及等效串聯電感 L_c 流至 B 相之等效串聯電感 L_b 與等效串聯電阻 R_b ，並透過功率晶體開關 Q_6 其旁路二極體形成續流狀態；而當功率晶體開關 Q_4 截止時，感應電流則經由馬達 C 相其等效串聯電阻 R_c 及等效串聯電感 L_c 流至 B 相之等效串聯電感 L_b 與等效串聯電阻 R_b 且透過功率晶體開關 Q_3 及 Q_6 之旁路二極體回充電能至電源 V_m 並進入下個轉子角度區間。

(5) 馬達轉子角度於 240~300 度區間

於此區間之電路工作時序由圖 6(e)中可知，當轉子角度處於 240~300 度時，功率晶體開關 Q_4 接收微控制器之數位方波訊號 v_{g4} 進行切換且同步調整開關導通週期；然而與前一角度區間不同的是，此區間馬達旋轉產生線電壓 e_{ab} ，因此感應電流經由馬達 A 相其等效串聯電阻 R_a 及等效串聯電感 L_a 流至 B 相之等效串聯電感 L_b 與等效串聯電阻 R_b ，並透過功率晶體開關 Q_2 其旁路二極體形成續流狀態；而當功率晶體開關 Q_4 截止時，感應電流則經由馬達 A 相其等效串聯電阻 R_a 及等效串聯電感 L_a 流至 B 相之等效串聯電感 L_b 與等效串聯電阻 R_b 且透過功率晶體開關 Q_2 及 Q_3 之旁路二極體回充電能至電源 V_m 並進入下個轉子角度區間。

(6) 馬達轉子角度於 300~360 度區間

於此區間之電路工作時序由圖 6(f)中可知，當轉子角度處於 300~360 度時，功率晶體開關 Q_6 接收微控制器之數位方波訊號 v_{g6} 進行切換且同步調整開關導通週期；此外，考慮馬達旋轉產生線電壓 e_{ac} ，因此感應電流經由馬達 A 相其等效串聯電阻 R_a 及等效串聯電感 L_a 流至 C 相之等效串聯電感 L_c 與等效串聯電阻 R_c ，並透過功率晶體開關 Q_2 其旁路二極體形成續流狀態；而當功率晶體開關 Q_6 截止時，感應電流則經由馬達 A 相其等效串聯電阻 R_a 及等效串聯電感 L_a 流至 C 相之等效串聯電感 L_c 與等效串聯電阻 R_c 。

輸出功率晶體開關驅動訊號予以電網端全橋換流器，並經由微控制器偵測任意中斷旗標進入目標執行程式，其中當液晶觸控螢幕受到點擊且觸發控制訊號將使得系統進入 UART1 接收中斷副程式，且讀取模式切換及設定電網輸入電壓上限 OVP 與電流上限 OCP 之命令完成此中斷旗標任務；而當車載端平台傳送回授訊號或是儲能電池電量資訊時將觸發 UART2 接收中斷副程式，並讀取其內容匯入電網端微控制器記憶體儲存；UART3 接收中斷副程式則作為車輛駛入充電站之判斷基礎，透過讀取其感應識別號碼實踐管理策略；另當 Timer 計時器模組設定之計數暫存器遞增至週期暫存器將觸發其中斷副程式，且藉由回授採樣電路同步捕捉電網端全橋換流器之回授輸入電壓、回授輸入電流、感應線圈電壓及感應線圈電流，整體回授訊號透過計時器模組中斷副程式定時觸發 UART2 傳輸中斷副程式傳輸至通訊模組，其中 UART1 傳輸中斷副程式用以顯示液晶觸控面板資訊。此外，當計時器模組中斷副程式內之傳輸中斷副程式結束時，系統將繼續偵測饋電模式並判斷模式予以彈性調節功率晶體開關導通週期。此系統提供多模態饋電方向電力傳輸控制的面板選擇，採用半自動化切換方式，於車輛進站時其預設為一般 G2V 模式，此時使用者可依照需求進行手動切換至其他電能傳輸模式。

首先於 G2V 模式方面，若車載端輸出電壓高於電路額定電壓 200 V 則降低 OC 模組導通週期訊號，而若車載端輸出電壓低於電路額定電壓 200 V 則增加 OC 模組導通週期訊號，此頗助益穩定系統輸出功率。另值得一提的是，計時器模組中斷副程式亦藉由回授採樣電路同步偵測輸入電壓及輸入電流並與系統設定上限做比較，並提供其過電壓/過電流判別依據，裨益實踐整體電路保護作用。其次於 V2G 模式方面，電網端全橋換流器之功率晶體開關為非高電位驅動訊號，利用其旁路二極體作為整流器轉換交流電至直流電消除負半週波而傳遞能量供應負載；最後於 V2V 模式方面，透過模式切換開關截止條件使得換流器及諧振元件不參與功率傳輸，僅由感應線圈作為電能轉移路徑，因此控制迴路於 V2G 及 V2V 模式之方波訊號為非調節狀態。

(二) 車載端資訊顯示平台

圖 8 為無線充電站系統車載端資訊顯示平台閉迴路簡易控制流程圖，由圖中可知，微控制器系統啟動後將根據饋電模式令輸出比較模組予以功率晶體開關驅動訊號並同步偵測任意中斷旗標，當 UART1 接收中斷觸發使得進入其中斷副程式讀取液晶觸控螢幕指令且消除中斷旗標饋入偵測迴圈；而當 UART2 接收中斷觸發則讀取傳輸端藉由通訊模組發送之回授訊號；另輸入捕捉模組讀取馬達霍爾訊號以調控車輛動力。此外，Timer 模組定時觸發其中斷旗標進入副程式，並經由採樣電路讀取無線電能傳輸系統之感應線圈電壓、線圈電流、輸出電壓、輸出電流及升降壓電路之輸入電壓、輸入電流、馬達端電壓、電流與電池端電壓、電流作為調變控制依據，且同步觸發 UART1 傳輸中斷將資訊顯示至液晶觸控面板，並於結束中斷副程式時觸發 UART2 傳輸中斷令其進入傳輸中斷副程式執行模式判斷、指令資訊傳送及 ADC 腳位訊號；整體控制迴路於 Timer 副程式結束前予以開關導通週期調變策略，此頗助益穩定系統輸出功率。

首先於 G2V 模式方面，控制迴路利用採樣電路回授之電池電壓判別系統負載端是否符合額定輸出並給予輸出比較模組方波訊號增加或是減少命令；其次於 V2G 模式方面，因以儲能電池作為反向饋電來源，故第一階段將控制升降壓電路開關導通週期使得無線電能傳輸系統車載端輸出穩定於額定電壓 200 V，並啟動第二階段控制策略予以電網端輸出電壓調節至 200 V，其中輔以通訊擴充模組接收電網端回授訊號作為車載端全橋換流器之控制依據；最後於 V2G 模式方面，若車載端電壓大於額定電壓則降低升降壓電路之導通週期；而若車載端電壓小於額定電壓則增加導通週期；另當電壓穩定於 200 V 即藉由全橋換流器調整電網端輸出功率。此外值得一提的是，Timer 中斷副程式亦同步偵測線圈電壓及線圈電流予以超越設定值之系統過電壓/過電流保護，實踐整體電路保護與安全性。

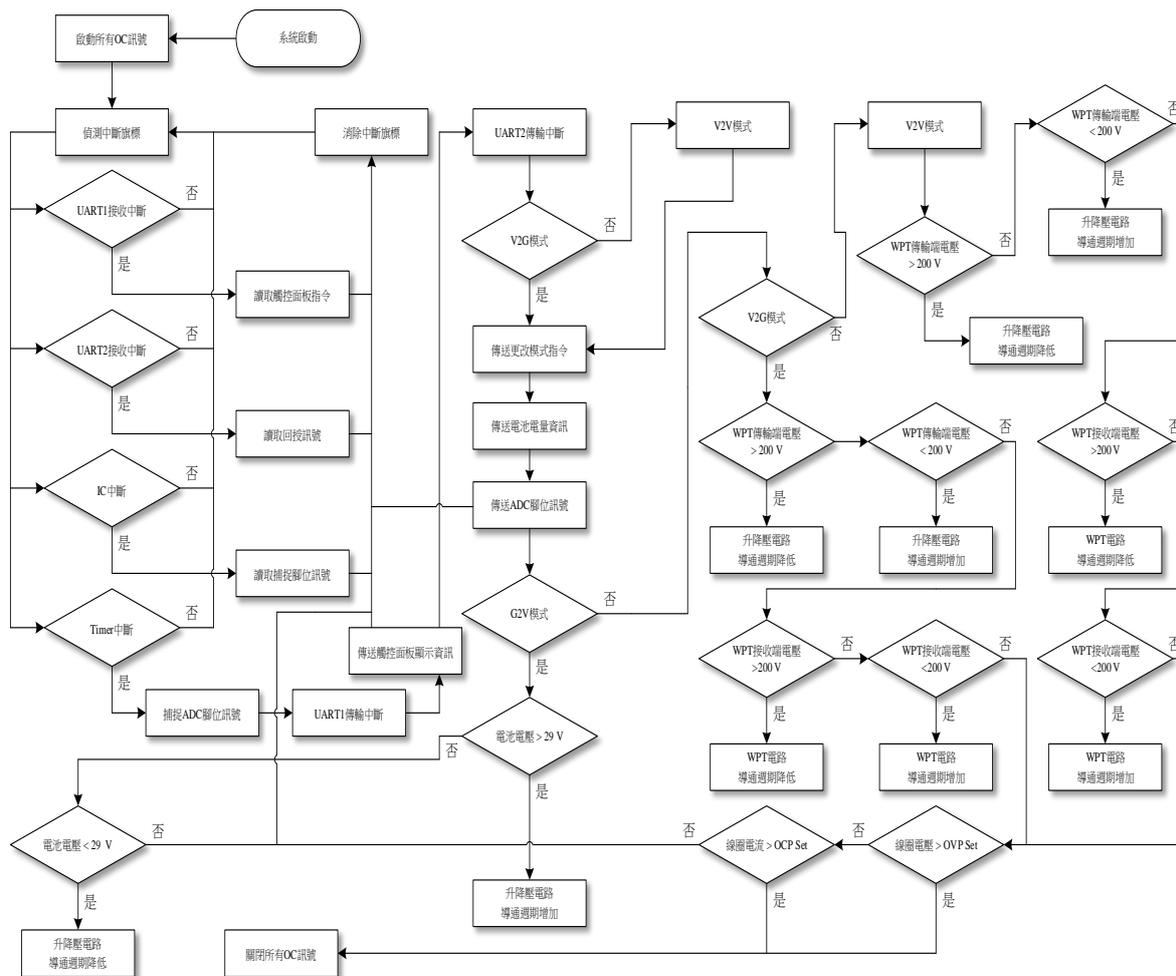


圖 8 無線充電站系統車載端資訊顯示平台閉迴路簡易控制流程圖

二、電動載具控制原理分析

圖 9 為電動載具閉迴路簡易控制流程圖，其中當系統電源啟動後微控制器將利用輸出比較模組提供數位方波訊號予以三相橋式換流器驅動功率晶體開關且持續偵測馬達回授電流，並同步判斷系統是否處於待機狀態與過電流保護設定，接續經由輸入捕捉模組接收霍爾元件訊號使得微控制器計算馬達相位實現轉速偵測調節控制，此時電動載具之馬達正常運轉；另當車輛進入煞車狀態將控制方式切換為煞車回充模式，同步達成電子輔助煞車及動能回收作用；而當車輛進入滑行時，則將控制方式切換為動態回充模式，其藉由法拉第電磁感應定律 (Faraday's law of electromagnetic induction) 令馬達作為發電機裝置，並透過車輛滑行之動能饋入換流器回充至儲能電池完成節能演算程序。此外於三種動力模式中，皆以電流回授值作為調變導通週期依據，此頗助益馬達閉迴路轉速彈性調節機制。

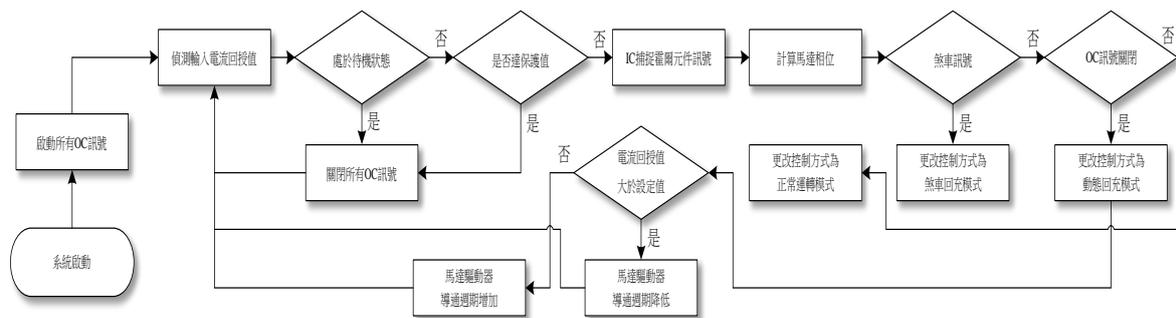


圖 9 電動載具閉迴路簡易控制流程圖

肆、實驗結果

此章節旨在說明無線充電站暨電動載具控制策略之可行性，為驗證本文所提充電站已具備非接觸式多方向饋電傳輸控制應用及資訊顯示效能；另亦同步驗證電動載具轉速追蹤閉迴路節能演算法確實達成行車里程最大化及電能回收作用，此研究已於實驗室建立一套硬體電路雛形，並實踐嚴謹測試以審視完整功能。其中，本文針對無線充電站進行測試，包含 G2V、V2G 及 V2V 饋電模式其功率晶體開關驅動訊號與閉迴路控制響應，目的為檢視充電演算法已具備多方向快速穩定饋電成果；接續亦同步測試電動載具電能回收系統效能，其中包含三種不同動力模式之馬達換流器波形、霍爾元件訊號及儲能電池波形，以檢視電路達成節能慢速充電功能；此外，擴充模組功能測試包含車輛 ID 讀取、通訊模組連線及液晶觸控面板設計暨接收傳輸等部分，以檢視系統實踐外掛輔助應用能力。基於上述測試與驗證，將佐證本文所提無線充電站及電動載具控制系統之高度能源利用效益及創新技術亮點。

一、無線充電站測試

(一) 無線傳能電路

1. G to V 模式

圖 10 為無線電能傳輸電路端至車載端模式之實測畫面，於此模式下，系統將讀取車載端之充電電壓，並輔以閉迴路控制策略調變充電端電路相移量使車載端之充電電壓穩定於 200 V；其中最低相移量預設為 4%，最高為 100%。圖 10(a)至圖 10(c)為車載端充電電壓大於 200 V 時，於此情形下，圖中可見無論是車載端 1 亦或是車載端 2 之充電電壓回授值皆大於 200 V，車載端將會透過 Zigbee 模組將該回授值回傳至充電端，系統之相移量將不斷遞減直至達到預設最低相移量，如圖 10(a)所示其相移量已達到最小相移量 4%。圖 10(d)至圖 10(f)為車載端充電電壓小於 200 V 之情況，如圖 10(e)及圖 10(f)所示，其充電電壓低於 200 V，車載端透過 Zigbee 模組將其回授值回傳至充電端，充電端系統將會遞增其相移量直至到達最大相移量，如圖 10(d)所示其相移量已達到最大相移量 100%。實驗至此足以驗證輔以閉迴路控制機制調變充電端電路相移量，使充電線圈端電壓可穩定輸出 200 V 至車載端。

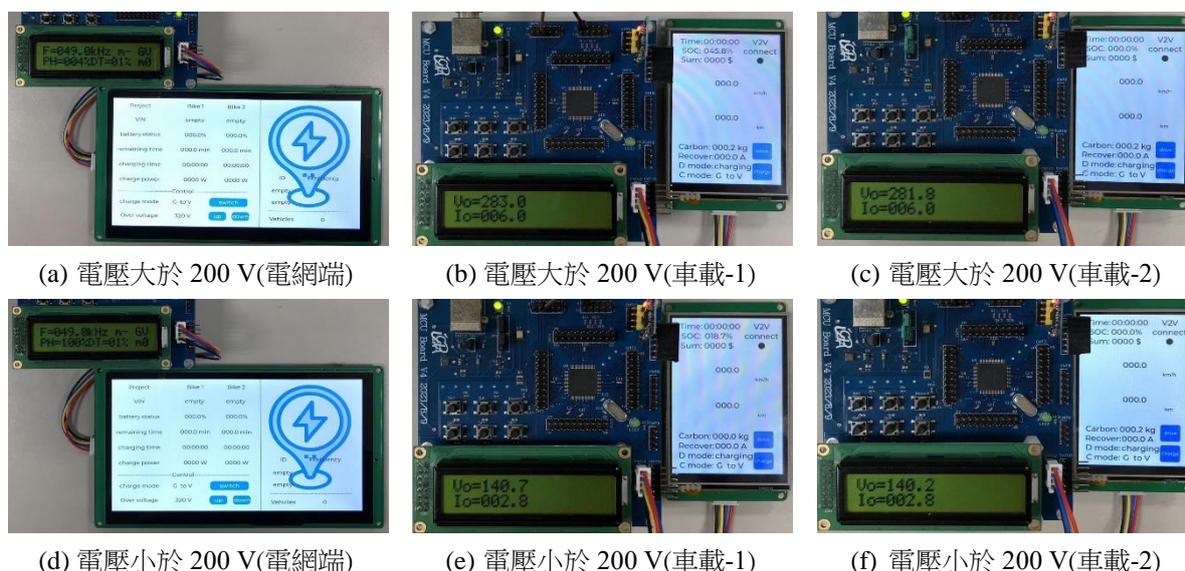


圖 10 無線電能傳輸系統 G2V 模式閉迴路實測畫面

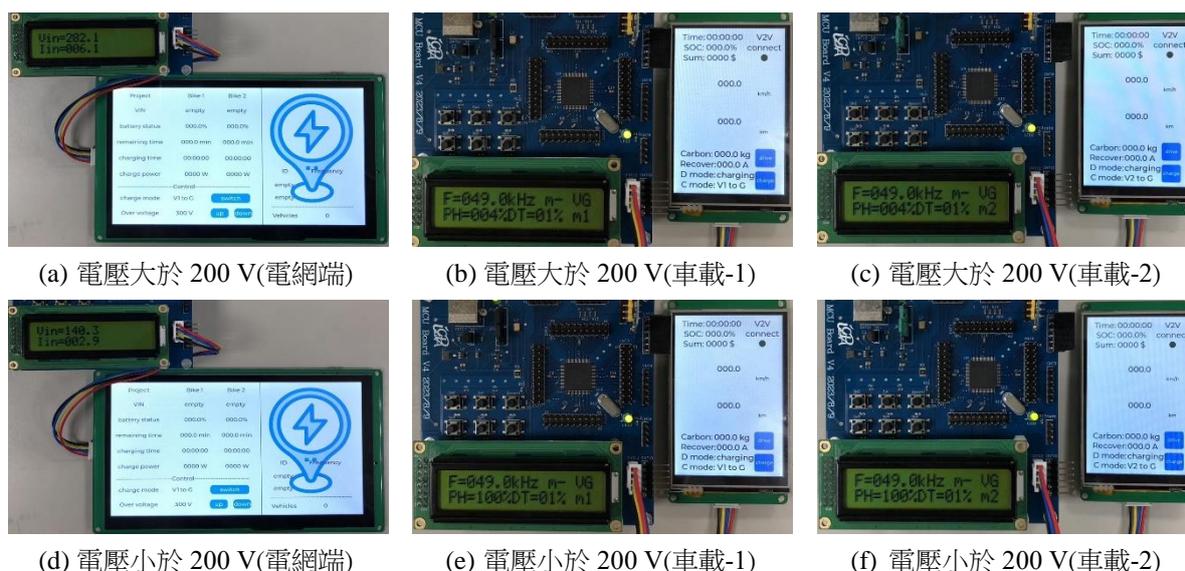


圖 11 無線電能傳輸系統 V2G 模式閉迴路實測畫面

2. V to G 模式

圖 11 為車載端至無線電能傳輸電路端模式之實測畫面，在該模式下，又分成車載端 1 至無線電能傳輸電路端及車載端 2 至無線電能傳輸電路端，充電端電路將會讀取充電線圈端電壓回授值，並藉由閉迴路調變機制對電路之相移量進行調節，其中最高相移量為 100%，最低相移量為 4%。圖 11(a)至圖 11(c) 為大於 200 V 時，如圖 11(a)所示，其回授值為大於 200 V，且該值藉由 Zigbee 模組將該回授值回傳至車載端 1，若當前處於車載端 2 至無線電能傳輸電路端，則將其回授值回傳至車載端 2，車載端接收到該值後判斷需將相移量遞減，其量將遞減至最低相移量為止。圖 11(d)至圖 11(f) 為小於 200 V 之情況，由圖 11(a)得知當前系統截取之充電端線圈電壓回授值為小於 200 V，並將該值藉由 Zigbee 模組回傳至對應傳輸模式之車載端，車載端將會遞增其相移量直至最高相移量為止。試驗至此以佐證以調變充電端電路相移量並輔以閉迴路控制策略，可使車載端可穩定輸出 200 V 至充電端。

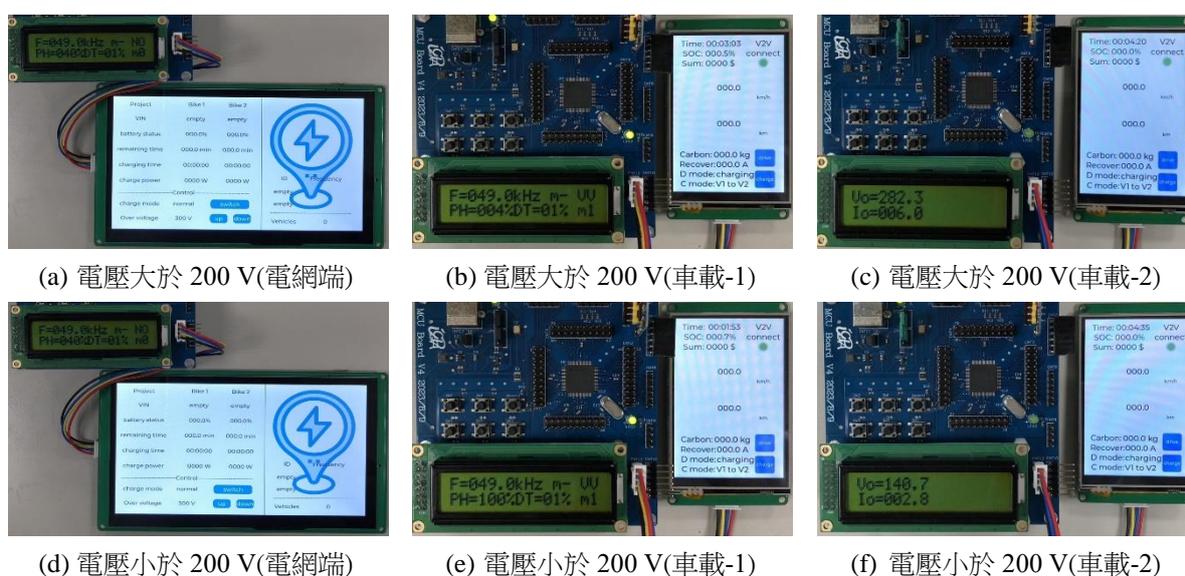


圖 12 無線電能傳輸系統 V2V 模式閉迴路實測畫面

3. V to V 模式

圖 12 為車載端至車載端模式，於此模式下，被充電之車載端將會讀取被充電線圈端電壓之回授值，並藉由 Zigbee 模組將該回授值回傳至充電之車載端，並嵌入閉迴路調變機制控制系統相移量，以穩定輸

出 200 V 至被充電車載端之充電線圈端，其中最低相移量預設為 4%，最高相移量則預設為 100%。由圖 12(a)至圖 12(c)可知，車載端 1 至車載端 2 之充電電壓大於 200 V，車載端 2 將截取之充電線圈電壓回授值，並透過 Zigbee 模組將其回傳至車載端 1，車載端 1 將遞減相移量直至最低相移量為止。由圖 12(d)至圖 12(f)可得知，車載端 1 至車載端 2 之充電電壓小於 200 V，車載端 2 將於讀取充電線圈端電壓後藉由 Zigbee 模組回傳該值至車載端 1，其後將遞增其電路相移量以提升充電電壓，直至該量遞增至最高相移量為止。此實驗證明了車載端至車載端模式下，令充電車載端以 200 V 穩定輸出至被充電車載端，並輔以閉迴路調變機制之可行性。

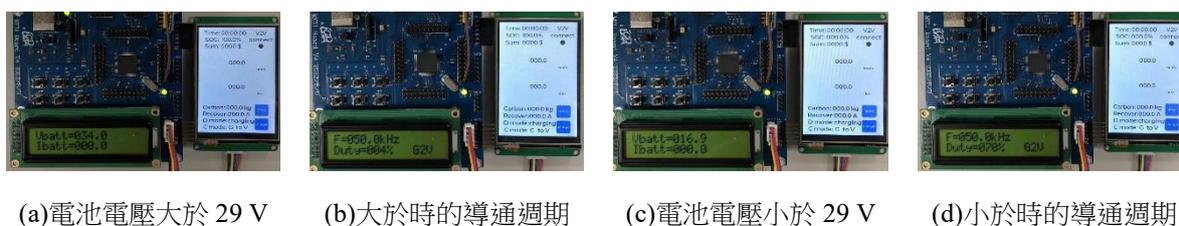


圖 13 升降壓電路儲能電池充電模式閉迴路實測畫面

(二) 升降壓電路

1. 儲能電池充電模式

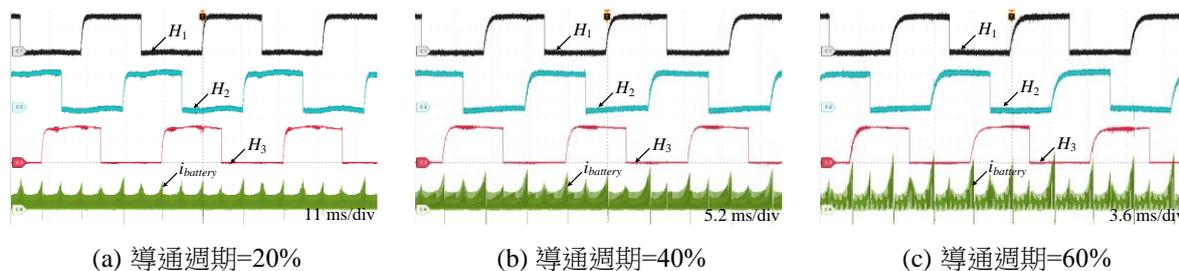
圖 13 為儲能電池充電模式實測，於此模式下，車載端充電線圈將電能經過降壓後傳輸至電池端，系統會讀取儲能電池端之充電電壓，並嵌入閉迴路控制策略調變功率晶體導通週期以穩定充電線圈端輸出 29 V 至儲能電池端，其中，首先為避免電池因過度充放電，以造成電池壽命縮短及健康度下降。其次為避免過大的輸出功率會對驅動電路及馬達造成不可逆的損壞，故以下無論系統於電池充電或供電模式中，其功率晶體之導通週期最大值为 70%，且最小導通週期為 4%。如圖 13(a)及圖 13(b)所示，於大於 29 V 的情況下，系統讀取電池端充電電壓後將遞減功率晶體導通週期，直至電壓趨於 29 V 亦或是導通週期遞減至最小導通週期。又如圖 13(c)及圖 13(d)所示，在小於 29 V 之情形下，系統讀取電池端充電電壓後將遞增功率晶體導通週期，直至儲能電池端充電電壓趨於 29 V 亦或是導通週期遞增至最大導通週期。此實驗驗證了透過調變功率晶體導通週期並輔以閉迴路控制，以穩定輸出 29 V 至儲能電池端之可行性。

2. 儲能電池供電模式

圖 14 為儲能電池供電模式實測，在此模式下將儲能電池電能經過升壓後傳輸至車載充電線圈端，系統將讀取車載充電線圈端電壓，並輔以閉迴路調變機制更調整導通週期使儲能電池端穩定輸出 200 V 至車載端充電線圈端電壓，其中最高導通週期為 70%，最低導通週期為 4%。由圖 14(a)及圖 14(b)可得知，當車載充電線圈端電壓大於 200 V 時，系統在截取車載端充電線圈電壓回授值後，遞減導通週期直至充電線圈端電壓趨於 200 V 亦或是導通週期遞減至最低導通週期。由圖 14(c)及圖 14(d)可得知，當車載充電線圈端電壓小於 200 V 時，系統在截取車載端充電線圈電壓回授值後，遞增導通週期直至充電線圈端電壓趨於 200 V 亦或是導通週期遞增至最高導通週期。此實驗佐證了藉由閉迴路調變機制改變功率晶體導通週期使儲能電池端電壓經過升壓後可穩定輸出 200 V 至車載端充電線圈端，裨益於將車載端能量回充至充電站或另一車載端以提升整體能源利用率。



圖 14 升降壓電路儲能電池供電模式閉迴路實測畫面



註： H_1 :3 V/div, H_2 :3 V/div, H_3 :3 V/div, $i_{battery}$:1 A/div

圖 15 馬達正常行駛模式實測波形

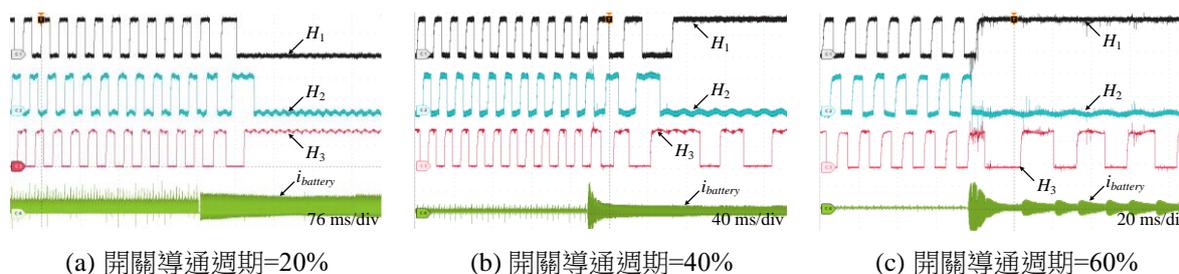
二、電動載具測試

(一) 正常行駛模式

圖 15 為馬達正常行駛模式之實測波形。由圖中可知，功率晶體開關導通週期於 20%~60%範圍間進行調節且產生不同轉速變化。在此測試中，本研究採用空載條件進行測試且藉由捕捉三相霍爾元件訊號完成馬達轉子相位感知並追蹤其轉速饋入微控制器使其控制功率晶體開關驅動訊號實現閉迴路回授偵測機制；另儲能電池作為整體系統供電電源，透過觀察電池電流驗證嵌入演算法之能量回收系統其電力使用效率。圖 15(a)為馬達正常行駛模式且功率晶體開關導通週期為 20%之實測波形。在圖中，當馬達驅動時將產生以 0 度為基準之 5 V 霍爾換相訊號 H_1 ；另亦同步產生+120 度及-120 度之 5 V 霍爾換相訊號 H_2 ~ H_3 以實踐 120 度梯形波控制策略，並於每 60 度輸出換相訊號予以微控制器捕捉。此外，儲能電池電流 $i_{battery}$ 峰值及平均值由波形實測結果得知其分別為 1.43 A 與 0.13 A；而當功率晶體開關導通週期調整至 40%時，由圖 15(b)可知其儲能電池電流 $i_{battery}$ 峰值及平均值將提升至 1.79 A 與 0.21 A；另功率晶體開關導通週期為 60%時，其儲能電池電流 $i_{battery}$ 峰值及平均值分別達到 2.23 A 與 0.31 A 如圖 15(c)所示。由上述結果可檢視電動載具動力馬達不同轉速所消耗之電池功率並以此作為判別電能回充之基準，頗助益後續所提相關結果驗證。

(二) 煞車回充模式

圖 16 為馬達煞車回充模式之實測波形且功率晶體開關導通週期於 20%~60%範圍間進行調節，另亦採用空載條件進行測試。在圖 16(a)中，包含馬達三相霍爾訊號 H_1 ~ H_3 及儲能電池電流 $i_{battery}$ ，當電動載具由正常行駛狀態進入煞車狀態時，馬達轉速開始下降產生煞車力矩且微控制器同步切換動力模式觸發電子輔助煞車及電能回充作用，並由波形圖得知電池電流 $i_{battery}$ 之波形存在正半週期與負半週期，前者藉由電池釋能產生反向煞車力道，而後者則輔以開關切換控制使得馬達煞車動能轉換為回充電流，其峰值、平均值及最大回充量分別為 1.4 A、0.04 A 與 0.72 A；另圖 16(b)將功率晶體開關導通週期調整至 40%進行煞車測試，由圖中可知電池回充電流相較前一測試條件成正比上升，其峰值、平均值及最大回充量分別為 7.68 A、0.11 A 與 5.84 A，即表示功率晶體開關導通週期提高令回充電流增加；此外，圖 16(c)為功率晶體開關導通週期 60%煞車測試波形，其峰值、平均值及最大回充量分別為 26.4 A、1.12 A 與 24 A。透過此實驗結果可驗證煞車回充可行性並最大化提升電動載具制動性能及電能回充效益。

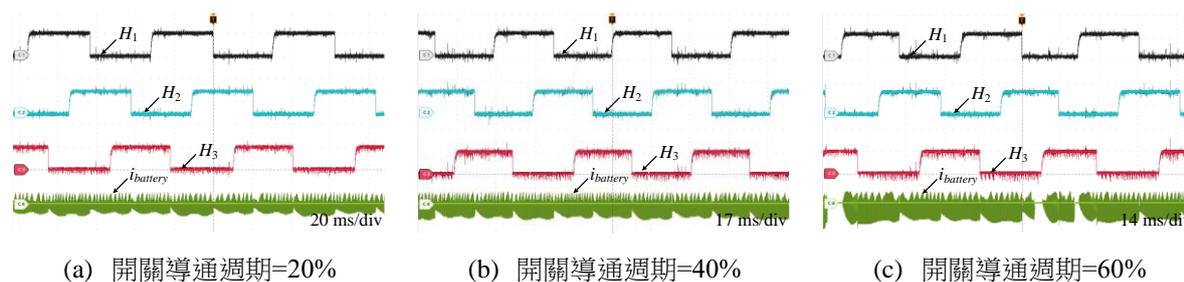


註： H_1 :3 V/div, H_2 :3 V/div, H_3 :3 V/div, $i_{battery}$ (a):1 A/div、 $i_{battery}$ (b):5 A/div、 $i_{battery}$ (c):20 A/div

圖 16 馬達煞車回充模式實測波形

(三) 動態回充模式

圖 17 為馬達動態回充模式之實測波形且嵌入輔助動力馬達模擬電動載具滑行，並於功率晶體開關導通週期 20%~40%區間進行驅動測試。圖 17(a)為輔助動力馬達之功率晶體開關導通週期為 20%時，其電動載具馬達三相霍爾訊號 $H_1\sim H_3$ 及儲能電池電流 $i_{battery}$ 波形。在此測試中，當車輛由正常行駛狀態或煞車回充狀態切換至動態回充狀態即表示載具無須驅動動力及煞車制動力，其經由馬達旋轉動能作為發電機並透過三相橋式換流器回充電流至儲能電池 $i_{battery}$ ，其電流平均值為 61.5 mA；另當輔助動力馬達之功率晶體開關導通週期增加為 30%時，其平均值為 166.4 mA 如圖 17(b)所示；而圖 17(c)為輔助動力馬達之功率晶體開關導通週期處於 40%時，其平均值為 457 mA。此外與煞車回充不同的是，動態回充之能量會跟隨馬達轉速產生差異，且當轉速越高系統所回收之能量越多，並持續對電池進行充電。根據測試結果可證明此模式下之電能利用率將有效提升，裨益電動載具離站行駛慢速充電功能。



註： H_1 :3 V/div, H_2 :3 V/div, H_3 :3 V/div, $i_{battery}$:10 A/div

圖 17 馬達動態回充模式實測波形

最後本文整理能量回收比較表如表 1 所示，於下表中，本文系統於正常行駛及動態回充的模式下，分別整理於 20%、30%及 40%的情況下運轉之情形；首先於功率晶體之導通週期為 20%時，正常行駛模式下運轉電流之平均值為 0.130 A，動態回充模式下則回充至電池端之電流平均值為 0.066 A，而此時煞車回充電流平均值為 0.040 A；將導通週期調整至 30%時，正常行駛模式下運轉電流之平均值為 0.163 A，動態回充模式下則回充至電池端之電流平均值為 0.146 A，而此時煞車回充電流平均值為 0.106 A；最後將導通週期調整至 40%時，正常行駛模式下運轉電流之平均值為 0.208 A，動態回充模式下則回充至電池端之電流平均值為 0.193 A，而此時煞車回充電流平均值為 0.141 A。由表可知馬達回收之能量會隨著功率晶體之導通週期提升而增加，亦表示提升馬達速度將增加馬達回收之能量。

表 1 馬達正常行駛模式與動態回充模式比較

導通週期	模式		
	正常行駛	煞車回充	動態回充
20%	0.130 A	0.040 A	0.066 A
30%	0.163 A	0.106 A	0.146 A
40%	0.208 A	0.141 A	0.193 A

伍、結論

本文提出一套嵌入煞車能量回收之電動載具於非接觸式多方向電力傳輸控制系統應用，並審慎分析充電站及電動載具動力系統硬體電路架構與微控制器晶片模組原理，且同步設計演算法程序予以電動載具進站快速感應充電及離站行駛慢速節能充電功能，另輔以擴充模組完成多方向饋電調節控制機制。經實驗結果驗證，無線充電站系統確實具備非接觸式閉迴路彈性電力調度功能，且液晶觸控螢幕亦達成視覺化資訊操作檢視效益。此外，電動載具系統經馬達驅動與回充測試，根據實驗結果得知此系統確實可藉由微控制器實踐馬達轉速精確控制，並同步嵌入閉迴路轉速追蹤控制策略更改車輛行駛模式以強化電

能回收效果。此研究成果佐證所提技術其方案及可行性，頗助益提供相關產業設計與參考價值，且創造前所未有之全新商業模式，並完善綠色能源科技領域實現永續未來發展。

參考文獻

- [1] Yuvaraj, T., Devabalaji, K.R., Kumar, J.A., Thanikanti, S.B., & Nwulu, N.I. (2024). A comprehensive review and analysis of the allocation of electric vehicle charging stations in distribution networks. *IEEE Access*, 12, 5404–5461.
- [2] Yousuf, A.K.M., Wang, Z., Paranjape, R., & Tang, Y. (2024). An in-depth exploration of electric vehicle charging station infrastructure: A comprehensive review of challenges, mitigation approaches, and optimization strategies. *IEEE Access*, 12, 51570–51589.
- [3] Qureshi, U., Ghosh, A., & Panigrahi, B.K. (2022). Scheduling and routing of mobile charging stations with stochastic travel times to service heterogeneous spatiotemporal electric vehicle charging requests with time windows. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 58(5), 6546–6556.
- [4] Saner, C.B., Saha, J., & Srinivasan, D. (2023). A charge curve and battery management system aware optimal charging scheduling framework for electric vehicle fast charging stations with heterogeneous customer mix. *IEEE Trans. Intell. Transp. Syst.*, 24(12), 14890–14902.
- [5] Liu, X. (2020). Dynamic response characteristics of fast charging station-EVs on interaction of multiple vehicles. *IEEE Access*, 8, 42404–42421.
- [6] Reddy, G.H., Depuru, S.R., Gope, S., Narayana, B.V., & Bhukya, M.N. (2023). Simultaneous placement of multiple rooftop solar PV integrated electric vehicle charging stations for reliability benefits. *IEEE Access*, 11, 130788–130801.
- [7] Kumar, V.M., Chokkalingam, B., & Mihet-Popa, L. (2023). Mitigation of complexity in charging station allocation for EVs using chaotic harris hawks optimization charge scheduling algorithm. *IEEE Access*, 11, 130466–130482.
- [8] Yan, D., & Chen, Y. (2023). A distributed online algorithm for promoting energy sharing between EV charging stations. *IEEE Trans. Smart Grid*, 14(2), 1158–1172.
- [9] Wang, X., Zhang, H., Sun, S., Gao, Y., & Jin, B. (2022). Energy recovery and utilization efficiency improvement for motor-driven system using dynamic energy distribution method. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 71(10), 10327–10336.
- [10] Xu, S., Li, J., Zhang, X., Song, J., & Zeng, X. (2023). Research on composite braking control strategy of four-wheel-drive electric vehicles with multiple motors based on braking energy recovery optimization. *IEEE Access*, 11, 110151–110163.
- [11] Farrokhzad Ershad, N., Tafazzoli Mehrjardi, R., & Ehsani, M. (2021). Efficient flywheel-based all-wheel-drive electric powertrain. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 68(7), 5661–5671.
- [12] Farrokhzad Ershad, N., Tafazzoli Mehrjardi, R., & Ehsani, M. (2021). High-performance 4WD electric powertrain with flywheel kinetic energy recovery. *IEEE Trans. Power Electron.*, 36(1), 772–784.