

考量錯位充電容忍度與諧振補償最佳化之自主移動機器人感應充電系統開發

*李宗勳、廖峻宇、陳勇安、鄒孟彤、陳鈺翔

南臺科技大學電機工程系

*tslee@stust.edu.tw

摘要

本文提出一套考量錯位充電容忍度與諧振補償最佳化之自主移動機器人感應充電系統。此研究動機在於目前搬運車載採用無線充電時，常因線圈模組錯位而造成操作電壓變動，另諧振補償電容設計常依據線圈模組而進行阻抗匹配計算，此法存在諧振元件應力不足與諧振特性偏移問題。因此，本文提出整合藍芽模組、回授偵測調整技術、與控制器數位補償演算程序而發展一套閉回路控制策略，且輔以導通週期調變即可維持輸出電壓與提升錯位充電距離。此外，此研究再提出諧振補償優化方法，其可建立預期補償電容設計值而同步達成線圈模組設計、擬定諧振頻率、選定系統操作頻率、與評估電壓增益，並實踐高轉換效率與傳輸功率暨穩定輸出電源品質。經由模擬分析與硬體電路充電測試，實驗結果佐證此感應充電系統確實兼具長距離錯位充電能力與維持精緻電源輸出品質等功能，成果頗助益自主移動機器人與電動搬運車應用與設計參考。

關鍵詞：感應充電、諧振補償、錯位容忍度、鋰電池模組

Development of an Inductive Charging System for AMR with Resonance Compensation Optimization and Misalignment-Tolerating Considerations

Tsong-Shing Lee, Chun-Yu Liao, Yong-An Chen, Meng-Tong Zou, and Jeng-Siang Chen

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

Abstract

This study proposes an inductive charging system for autonomous mobile robots with resonance compensation optimization and misalignment-tolerating considerations. The motivation of the research lies in the fact that when the wireless power transfer is adapted in transport vehicles, the coil module misalignment often causes the operation voltage variation. The resonance compensation capacitor design is often based on the coil module, and then the impedance matching calculation is performed. This method has the problems of insufficient component stress and resonance characteristics deviation. To solve these problems, this study proposes to integrate the feedback detection technique, the digital compensation and judgment algorithm program, and the Bluetooth module into a closed-loop control strategy, supplemented by duty cycle adjustment to maintain the output voltage and improve the misalignment charging distance. In addition, this study also proposes a resonance compensation optimization method to estimate the expected design value of the compensation capacitor, simultaneously achieving coil module design, determining the resonance frequency, selecting the system operating frequency, and evaluating the voltage gain, so that the high conversion efficiency and stable output power can be practiced. Through the simulation analysis and the hardware circuit charging testing, the experimental results validate the performance of the presented inductive charging system, including long-distance misalignment charging capability and maintaining the elegant power output quality. The research achievements can be deemed as beneficial references for the AMR and electric transport vehicle application and design.

Keywords: Inductive charging, Resonant compensation, Misalignment-tolerating, Li-ion battery module.

Received: Aug. 22, 2023; first revised: Oct. 14, 2023; accepted: Oct. 2023.

Corresponding author: T.-S. Lee, Department of Electrical Engineering, Southern Taiwan University of Science and Technology, Tainan 710301, Taiwan.

壹、前言

感應充電 (inductive charging) 技術應用領域已廣域擴增，且開發研究建議嵌入無線電能傳輸 (wireless power transfer, WPT) 平台整合於電動車 (EV)、自動搬運載具 (AGV)、與自主移動機器人 (AMR) 等應用且實踐非接觸充電功能[1-2]。惟此類應用常受限於車載停置而與傳輸線圈產生錯位偏移、線圈模組之阻抗匹配補償特性變異、車載充電網絡需求精緻電源品質、與可傳輸功率與輸出電壓操作彈性不足等問題，其將導致車載充電功率低落與限制傳輸效率，以及無法滿足電池模組充電操作需求[2-3]。因此，如何強化錯位供電能力以及改善諧振參數配置方法與控制決策流程，實已列為研究改善策略。綜合上述技術探討，建置一套電動車載感應充電系統應用，且實現高錯位充電容忍力、提升轉換效率與可傳輸功率、彈性寬電壓操作應用暨穩定輸出特性、與非接觸閉迴路控制等前瞻技術，業已成為本文研究開發重點。

本文擬定開發一套感應充電系統，並審慎研擬錯位充電容忍強化技術與諧振補償優化程序，裨益適用於搬運車載領域。此研究參考習知技術，有文獻提出採用線圈模組整合被動元件作為諧振補償拓樸，並輔以參數調整以作為無線電力傳輸效能調整基礎[3]，另可依據諧振頻率選擇而使換流器功率開關元件具備零電壓切換[4]。此外，有文獻規劃採用微控制器 (Microcontroller Unit, MCU) 作為驅動基礎予以調整換流器操作電壓型態，並利用全橋相移脈波寬度調變及頻率追蹤控制技術達成線圈模組二次側輸出電壓調節[5]；另有研究針對傳輸側諧振網絡架構進行電路推導與特性分析，其包含 LLC、LCC、LC、與 LLCC 等諧振拓樸[6-7]；且有論文提出線圈模組繞製及線圈幾何規劃，並採多線圈模組予以強化錯位充電[8]，綜合上述說明，開發感應充電系統應用於電動載具確實已具備諧振拓樸設計方案、功率調整暨控制規劃、與錯位傳輸改善技術，惟文獻仍有優化技術與決策程序未完整說明與實踐。

因此，經由嚴謹探索國際期刊有關車載感應電充電與效能精進等技術[3-11]，若欲完成所提創新特點，其可審慎歸納目前技術核心尚欠缺：(一) 探討諧振參數對應線圈模組自感值之設計機制與分析成果，以及無提供操作頻率與諧振頻率決策方法，(二) 說明閉迴路控制器演算內容，且無非接觸通訊資料傳輸實踐例子，以及無探討偵測與數位補償技術，與(三) 評估輸出電壓彈性操作機制以及諧振拓樸頻率響應分析，以及轉換增益對應電池模組充電電壓設計方法。因此，本文依據研究動機及開發技術需求，且經由期刊文獻研讀與技術評估，此研究妥善規劃開發一套電動車載感應充電系統，並整合錯位供電精準度提升與新型參數決策程序，以確實補足目前產業技術缺口，預期建置 WPT 雛型系統可提升充電傳輸效能及產業應用價值。

本文提出一套考量錯位充電容忍度與諧振補償最佳化之自主移動機器人感應充電系統。此研究妥善建置閉迴路控制演算流程以及整合藍芽通訊模組與回授偵測機制，並輔以全橋換流器之導通週期調變而實踐系統彈性輸出操作，裨益提升車載錯位充電容忍能力[12]。另嚴謹規劃 LCC-S 諧振拓樸暨線圈模組之設計參數程序，並採用所提諧振補償優化決策流程，予以實踐高轉換效率與傳輸功率暨穩定輸出之無線充電系統。本文審慎完成軟體規劃及硬體實踐，且依據錯位偏移與動態移動情境而對鋰電池儲能模組進行充電驗證，且完整分析鋰電池在多種操作情境下之充電 V-I 特性以及探討充電功率應用與傳輸效能。依據所提技術與實驗結果檢視，本文研究已達成之創新應用特點與論文貢獻可臚列於下：

- 一、本文研擬 AMR 動態移動暨錯位操作情境，並完成一套感應充電系統架構，並適用於鋰電池模組大電流無線充電與實踐彈性寬輸出電壓控制暨調整技術。
- 二、提出諧振補償優化機制，並完成 LCC-S 拓樸網絡等效數學模型嚴謹推導，且建立一套補償參數與線圈模組之決策選用程序與實踐方法，以及輔以頻率響應分析暨評估技術予以佐證諧振補償優化效益。
- 三、提出強化錯位充電容忍度控制機制，且開發採用雙組控制器之無線資料通訊互動傳輸技術，並輔以回授電路硬體設計製作與控制演算軟體撰寫規劃，予以實踐系統非接觸閉迴路控制以維持輸出電源穩定操作。
- 四、審慎規劃感應充電系統於正對位與錯位偏移條件下，實踐系統對鋰電池模組進行大電流無線充電，且可依據電池規格與 V-I 特性完成預備定電流、定電流、與定電壓充電操作。

本論文章節組織如下：首先於第貳章節介紹系統架構以及感應充電平台開發，另於第參章節說明諧振補償優化設計及其參數決策程序暨頻率響應模擬分析，接續於第肆章節描述錯位容忍度強化機制以及閉迴路控制設計，另於第伍章節進行實體電路測試以及探討實驗結果與實踐貢獻，最後於第陸章節歸納本文開發成果與結論。

貳、系統架構

本文提出一套感應充電系統 (inductive charging systems, ICS) 開發, 並同時強化車載在錯位環境下之充電容忍能力以及輔以審慎規劃諧振參數選擇程序而予以優化諧振拓樸補償, 裨益提升無線傳輸效能以及可於自主移動機器人 (autonomous mobile robots, AMR) 之動態移動與錯位充電應用, 則圖 1 即為描繪自主移動機器人感應充電系統開發架構圖。在圖 1 中, 此架構委以電壓轉換電路提供 150 V 直流電源作為輸入電壓 V_{in} , 另規劃電源傳輸側 (transmitter side) 由全橋換流器、LCC 諧振濾波器、傳輸線圈 L_p 與傳輸側微控制器 (MCU_t) 及其周邊電路組成; 另 AMR 接收側 (receiver side) 由拾電線圈 L_s 、串聯諧振濾波器、整流濾波器、AMR 內部充電網絡 (R_{eq})、與拾電側微控制器 (MCU_r) 及其周邊電路組成。在系統開發架構上, 傳輸側 $L_r C_r C_p$ 諧振濾波器、拾電側串聯 C_s 諧振濾波器、與線圈模組 L_p 及 L_s 可整合建置一組 LCC-S 諧振拓樸網絡, 並經妥善設計網絡參數以達成諧振拓樸補償優化, 此頗助益提升無線電能傳遞功率與轉換效率。另在電源傳輸控制機制設計上, 接收側控制器 (MCU_r) 可主動偵測系統輸出電壓 V_o 與電流 I_o 且完成訊號回授, 並輔以藍芽模組 BT_r 與 BT_t 互動通訊而完成 MCU_r 與 MCU_t 間之閉迴路數位資料溝通, 且達成 MCU_t 對傳輸側電路調整控制, 即可協助傳輸側換流器執行驅動電壓 v_d 之導通過期 D_t 調變, 隨即控制接收側拾電感應電壓 v_s , 而委以調整與維持輸出電壓 V_o , 此有助於增強自主移動機器人 (AMR) 在錯位充電與動態移動充電操作時之輸出供電穩定性。藉由上述說明與圖 1 架構建置以及實踐所提特點, 本文規劃之感應充電系統即可輔助電動載具在動態移動中或處於錯位偏移狀態下皆具備充足與穩定之無線供電能力與高傳輸效能, 並兼具 kW 等級的輸出功率 P_o , 且助益可於 AMR 人車載電池模組充電應用。

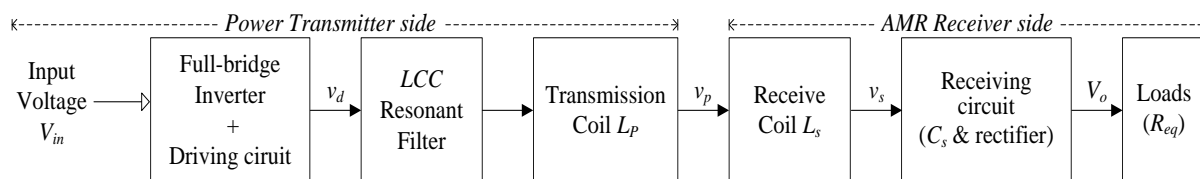


圖 1 本文所提自主移動機器人感應充電系統開發架構圖

一、感應充電平台電路開發

圖 2 為感應充電系統之電路結構圖, 其包括電源傳輸側與 AMR 接收側兩部分電路。其中, 電源傳輸側電路主要功能在於促使傳輸線圈 L_p 產生感應交替磁場, 另 AMR 接收側電路主要功能在於採用拾電線圈 L_s 感應傳輸側之交替磁場而產出穩定輸出電壓 V_o , 並達成 V_{in} 與 V_o 間之無線電能傳遞。在圖 2 中, L_r 及 C_r 分別為串聯諧振電感及並聯諧振電容, L_p 及 C_p 分別為傳輸側感應線圈及其串聯補償電容, 而 L_s 及 C_s 分別為接收側拾電線圈及其串聯補償電容, 且上述線圈、電感、與電容元件可整合建構為 LCC-S 諧振拓樸網絡。此外, 傳輸側控制區塊包含控制器 MCU_t、藍芽模組 BT_t、與閘極驅動電路 (gate driver) 等部分; 另 AMR 接收側控制區塊包含控制器 MCU_r、藍芽模組 BT_r、回授增益調整電路 (gain regulator) 等部分。其中, 閘極驅動電路以 HCPL-A3120 積體電路作為驅動核心, 並裨益電氣隔離與強化功率開關 $Q_1 \sim Q_4$ (IXFH44N50P, IXYS) 之驅動能力; 另回授增益調整電路可採用由運算放大器與周邊電路建構之差動放大器、非反向放大器、隨耦器、濾波器、與整流電路所組成, 頗助益實踐擷取訊號 V_o 與 I_o 轉換為回授訊號 V_{o-f} 與 I_{o-f} 應用。

此外, 本文於 AMR 側嵌入一組輔助繞組 L_{aw} , 且採並聯方式而耦合於線圈 L_s 端, 其低匝數設計不僅可減少與線圈模組間互感耦合, 且可透過電磁感應予以接收來自線圈 L_p 之耦合能量為 v_{aw} , 並經整流後為 V_{o-aw} 且再經線性電源調整器 (LDO regulator) 後, 即可提供低壓電源 V_{o-awdc} 給予 AMR 側之電子電路與控制器使用。在動作原理上, 電壓 V_{in} 透過換流器轉換為具高頻方波電壓 v_d , 續經由 LCC 諧振架構及線圈模組, 即可利用電磁感應而將傳輸線圈電壓 v_p 以無線傳輸耦合傳遞至接收側電路; 接續, 接收側拾電線圈 L_s 即可感應耦合磁場而建立跨壓 v_s , 並藉由串連諧振補償與全波整流濾波電路而建立輸出電壓 V_o , 且饋入至 AMR 車載內之後級充電網絡 (R_{eq}) 使用。此系統採用具定電壓輸出特性之 LCC-S 諧振架構予以實現無線電力傳輸, 且於接收側嵌入回授增益調整電路, 爾後由 MCU_r 偵測回授電壓 V_{o-f} 及電流 I_{o-f} 數值, 接續透過藍芽模組 BT_r 傳遞資料內容至 MCU_t,

端，使其協助調整閘極驅動訊號 $D_{g1} \sim D_{g4}$ ，並達成 D_t 調變，裨益線圈模組錯位充電或儲充電流調整時得以利用閉迴路控制予以維持電壓 V_o 及電流 I_o 於操作設計值。

在控制策略規劃上，本文控制器核心採用 dsPIC33CK256MP508 晶片，其 MCU_t 可輸出 0 V 至 3.3 V 變化之高頻方波訊號 $D_{g1} \sim D_{g4}$ ，並輔以閘極驅動電路將其轉換為 -5 V 至 10 V 之功率開關驅動電壓 $v_{g1} \sim v_{g4}$ ，並助益 MCU_t 所發送控制訊號得以達成隔離及加強導通或截止驅動能力。此外，本文亦於控制器模組融入導通週期 D_t 調變技術，以利充電系統可提升控制穩定度、調整輸出電壓、以及供應所需功率，則圖 3 即為描述全橋相位移控制之脈波寬度調變波形。在圖 3 設計規劃上， α 為相位移角，且驅動訊號 $v_{g1} \sim v_{g4}$ 採固定脈波寬度為 50%，並嵌入怠滯時間 (dead time) 以避免同臂導通，另 v_d 之導通寬度為 $\pi - \alpha$ 。因此，可定義導通週期 D_t 即為 $\pi - \alpha$ 與 π 的比值，則電壓 v_d 之操作振幅調整特性即可採用傅立葉級數分析表示如下：

$$v_d(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4V_{in}}{n\pi} \cos\left(\frac{n\alpha}{2}\right) \sin(n\omega_o t), \quad n = 1, 3, 5, 7, \dots, \quad \text{與} \quad v_{d-fund(rms)}(t) = \frac{2\sqrt{2}V_{in}}{\pi} \cos\frac{\alpha}{2} \quad (1)$$

其中， ω_o 為切換角頻率，且 $v_{d-fund(rms)}$ 即為電壓 v_d 基本波成分之方均根值。因此，控制器僅需控制驅動訊號 $v_{g1} \sim v_{g4}$ 間之 α 角，即可調整 v_d 之導通寬度 ($\pi - \alpha$)，此意謂藉由控制換流器輸出電壓 v_d 之導通週期 D_t ，即可調整饋入 LCC-S 諧振網路之操作電壓振幅 $v_{d-fund(rms)}$ ，並裨益調整感應線圈 L_p 之傳輸功率。

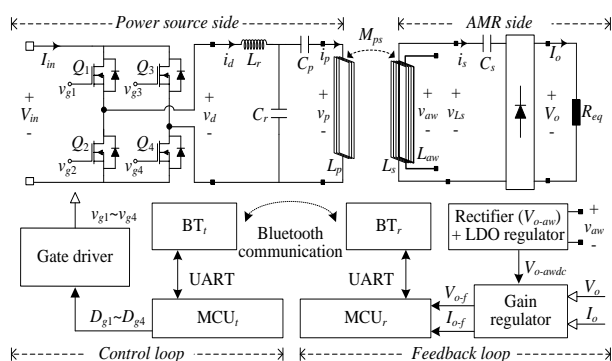


圖 2 感應充電系統之電路結構圖

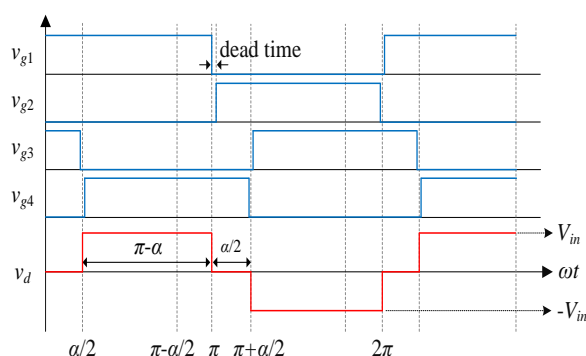


圖 3 全橋相位移控制之脈波寬度調變波形

二、充電系統與電池模組介面規格

表 1 為感應充電系統之電氣與介面規格。本文開發雛形採用 150 V 作為輸入電壓 V_{in} ，另訂定系統輸出操作電壓 V_o 範圍介於 60 V~30 V 間，且規劃輸出功率 P_o 需大於 1 kW，以及此條件下之系統轉換效率 η 需高於 85%。此外，透過感應線圈模組設計與系統諧振補償優化機制，且輔以頻率響應分析可得知此系統諧振頻率 f_r 可訂定在 31 kHz，並建議系統操作頻率 f_s 設定為 32 kHz。此外，本文規劃全橋換流器之導通週期 D_t 操作範圍為 100%~30%，此頗助益嚴謹驗證傳輸能力以及供電電壓調整能力。

另需一提的是，此系統線圈模組設計之傳輸空間間距為 5 公分，並訂定最大可執行穩定充電之錯位偏移距離為傳輸線圈 L_p 直徑 30 公分之 20%，後續實體測試將採用此規格證明本文系統具備調節輸出功率及穩定能力。此外，在儲能電池規劃上，本文採用鋰電池 (NCR 18650BD, Panasonic) 作為 AMR 側之電池模組核心，此電池標準額定電壓 (rated voltage) 為 3.6 V~3.7 V，其最低放電截止電壓 (discharge cutoff voltage) 與充電飽和截止電壓 (charge cutoff voltage) 分別為 2.5 V 與 4.2 V，另儲能容量與最大充電電流分別為 3000 mAh 與 10 A，而在充電耐熱溫度可達 45°C。在 AMR 應用中，本文使用 10 顆鋰電池串聯為鋰電池模組，且規劃充電平台對電池模組充電時之飽電截止電壓為 42 V，並擬定充電電流降低至 0.3 C 額定電流即停止充電。

在充電過程中，本文擬定 1C、2C、與 3C 充電 C-rate 予以對鋰電池模組充電，並搭配預備定電流 (Pre-CC)、定電流充電 (CC)、與定電壓操作 (CV) 等模式進行充電控制與調整，故鋰電池模組電壓達到飽電時，控制器即可輔助調整 D_t ，並將充電模式由 CC 切換為 CV 模式以確保充電時獲得最大續航力。

表 1 感應充電平台之系統傳輸暨介面規格

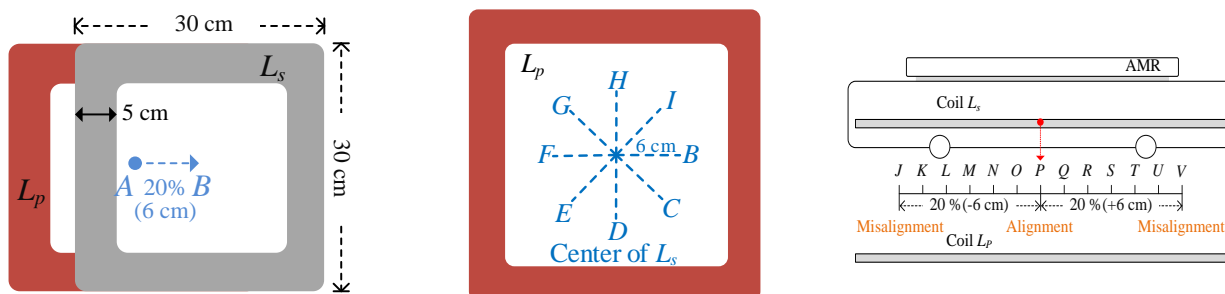
描述	符號	參數值
系統輸入電壓、輸出電壓範圍	V_{in} 、 V_o	150 V、60 V~30 V
諧振拓撲諧振頻率、系統操作頻率	f_r 、 f_s	31 kHz、32 kHz
導通週期調整範圍、輸出功率、轉換效率	D_t 、 P_o 、 η	100%~30%、大於 1 kW、高於 85%
拾電線圈可錯位距離、線圈模組傳輸空間距離	m_d 、 g_r	20%、5 cm

三、動態移動暨錯位情境操作說明

本文探討 AMR 在執行智慧工令搬運時之充電需求，並考量在動態移動與定點停等時之線圈模組操作情境，此研究隨即盤點線圈 L_p 與線圈 L_s 間之位移調整，並擬定三種 AMR 之充電情境，包含 1) 線圈 L_s 處於正對位線圈 L_p 時之定點大電流充電、2) 線圈 L_s 錯位偏移線圈 L_p 時之電壓維持充電、與 3) 線圈 L_s 伴隨 AMR 動態移動時之預備充電-強化充電-軟性充電等，則圖 4 即為操作情境示意圖。

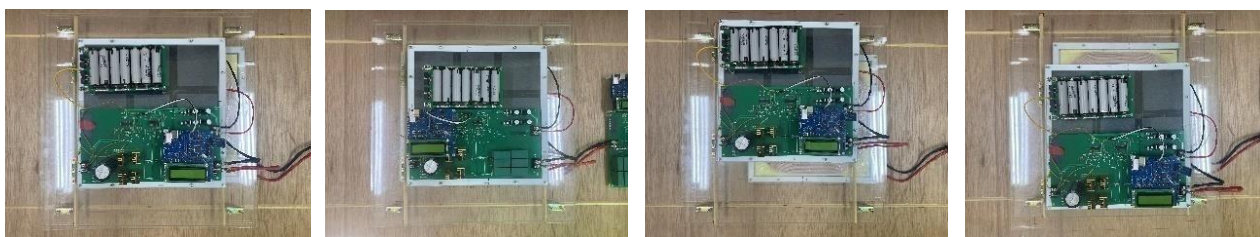
本文規劃線圈 L_p 與 L_s 之幾何外徑皆為 30 公分，且系統訂定當線圈 L_s 在錯位偏移線圈 L_p 直徑 20% 條件內，亦即偏移 6 公分條件下，皆能經由控制器回授調節而達成穩定 V_o 調整效益。因此，圖 4(a) 說明若線圈 L_s 中心點處於 A 點即代表正對位線圈 L_p ，其可執行定點大電流充電；另若處於 B 點即代表水平錯位偏移線圈 L_p 之右方 20%，其仍需維持穩定充電操作。此外，另線圈 L_s 隨著 AMR 移動時，其停等時可能處於線圈 L_p 之任意方向偏移，則此研究妥善規劃線圈 L_s 在偏移線圈 L_p 之八方向位置 (B~I) 錯位 20% 條件內，皆需達成穩定輸出與充電操作，即如圖 4(b) 所示。再者，圖 4(c) 為說明 AMR 在移動過程中之動態充電應用，其線圈 L_s 隨著 AMR 而由線圈 L_p 左方往右方逐漸移動時將會橫跨傳輸線圈 L_p ，此時時電線圈 L_s 中心點將會由位置 J 往位置 V 處移動，並依序執行預備充電-強化充電-軟性充電等。在此需解釋的是，其圖 4(a) 線圈 L_s 處於正對位時之定點大電流快充，此係指系統可達 1 kW 高功率充電；另線圈錯位時之穩定維持充電，此係指系統可穩定 V_o 於 48 V，且可依據電池模組充電狀態而調整 V_o 操作範圍於 30 V~60 V 間。另圖 4(c) 係指線圈 L_s 在移動時，其會從錯位偏離線圈 L_p 逐漸走近而呈現正對位，爾後又逐漸走遠而偏離線圈 L_p 。故其偏移線圈 L_p 直徑 20% 條件時，執行預備充電；另逐漸走近而使兩線圈正對位時，執行強化充電，裨益瞬間提供大電流充電；另逐漸走遠而使兩線圈再呈現偏離時，執行軟性充電，使其盡量達成延長輸出電壓 V_o 之穩定時間。

圖 5 為線圈模組操作於動態移動與錯位偏移之位置實體圖。圖 5(a) 與圖 5(b) 為研擬拾電線圈 L_p 於固定位置條件，其 AMR 側之線圈 L_s 逐漸由線圈 L_p 左側逐漸往右側移動之位置圖，其過程中含括如圖 5(a) 之左方 6 公分處，且邁向如圖 5(b) 之右方 3 公分處，再逐漸遠離傳輸線圈 L_p 。此外，圖 5(c) 與圖 5(d) 即為線圈模組於左上方與下方錯位 6 公分之位置實體圖，本文線圈模組實體雛形規劃建置可調整 X 與 Y 軸方向移動。經由圖 5 說明，此感應充電平台之線圈模組雛型設計，頗助益系統模擬 AMR 載具之動態移動測試，以及檢視三種移動充電情境與線圈錯位測試，其相關驗證結果則呈現於本論文第五章節。



(a) 線圈 L_s 正對位與錯位偏移 20% (b) 拾電線圈 L_s 之八方向錯位偏移 (c) AMR 動態移動充電應用

圖 4 考量 AMR 動態移動暨錯位偏移操作情境示意圖



(a) 移動於 L_p 左方 6 公分 (b) 平移於 L_p 右方 3 公分 (c) 模組左上錯位 6 公分 (d) 模組下方錯位 6 公分

圖 5 感應線圈模操作於動態移動與錯位偏移之位置實體圖

參、諧振補償優化設計

此章節旨在說明本文 LCC-S 諧振拓樸網絡之諧振參數計算方法與決策程序，此頗裨益提升無線傳輸功率與效率以及彈性達成輸出增益調整效益。在優化設計過程中，本文先針對諧振網絡進行拓樸分析，並推導此電路之輸入對輸出轉移函數、電流方程式、與諧振參數計算式，隨即委以本文所提諧振補償參數決策之優化設計流程進行整體補償元件規劃，並經線圈模組實體建置與頻率響應模擬分析，即可評估此諧振參數優化成果，並同步探討諧振拓樸網絡輸出電壓特性是否達到預期成效，其程序說明如下。

一、諧振拓樸分析與電路推導

圖 6 為本文所採用 LCC-S 諧振拓樸之互感等效模型，其包含感應線圈模組 L_p 及 L_s 、傳輸側補償電容 C_p 、接收側補償電容 C_s 、傳輸串聯電感 L_r 、與傳輸並聯電容 C_r ，且 v_d 及 v_o 分別為全橋換流器輸出電壓及諧振拓樸輸出電壓。諧振拓樸可透過 C_p 與 C_s 彌補虛功率以及藉由設計 L_r 及 C_r 操作於共振，則此時 v_d 與 v_o 間之轉換增益 G_v 即可透過調整 L_r 予以達成彈性輸出 V_o 操作。此 LCC-S 諧振拓樸可採用克希荷夫電壓定律列出迴路方程式，並推導相關數學式以裨益繪製頻率響應曲線。其電壓迴路列式可表示如下：

$$v_d = (j\omega L_r + \frac{1}{j\omega C_r})i_d - \frac{1}{j\omega C_r}i_p \quad (2)$$

$$0 = -\frac{1}{j\omega C_r}i_d + (j\omega L_p + \frac{1}{j\omega C_p} + \frac{1}{j\omega C_r})i_p + j\omega M_{ps}i_s \quad (3)$$

$$0 = j\omega M_{ps}i_p + (j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_s} + R_{eq})i_s \quad (4)$$

將(2)~(4)式採用阻抗參數表示，其可分別簡化成 Z_r 、 Z_{Cr} 、 Z_p 、與 Z_s ，則阻抗參數可表示如下：

$$Z_r = j\omega L_r + \frac{1}{j\omega C_r}, \quad Z_{Cr} = \frac{1}{j\omega C_r}, \quad Z_p = j\omega L_p + \frac{1}{j\omega C_p}, \quad \text{與} \quad Z_s = j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_s} + R_{eq} \quad (5)$$

藉由上述(2)~(4)式之三個電壓迴路方程式，接續可利用克拉瑪法則 (Cramer's rule) 整理予以獲得此諧振架構之等效輸入阻抗 Z_{in} 、電壓轉換增益 G_v 、與諧振拓樸輸出電流 i_s ，其計算結果將分別整理如下：

$$Z_{in} = \frac{Z_s}{Z_s(\omega^2 C_r^2 Z_p - j\omega C_r) + \omega^4 C_r^2 M_{ps}^2} + Z_r \quad (6)$$

$$G_v = \left| \frac{v_o(j\omega)}{v_d(j\omega)} \right| = \frac{\omega^2 M_{ps} C_r R_{eq}}{\omega^2 C_r^2 Z_r (Z_p Z_s + \omega^2 M_{ps}^2) - Z_s (j\omega C_r Z_r - 1)} \quad (7)$$

$$i_s = \frac{-j\omega Z_{Cr} M_{ps} v_d}{Z_r Z_p Z_s + \omega^2 Z_r M_{ps}^2 - Z_s Z_{Cr}^2} \quad (8)$$

其中， Z_{in} 可解釋為由諧振拓樸看入之總輸入阻抗， G_v 為 v_d 與 v_o 間之轉換倍率， i_s 為流經負載 R_{eq} 之電流。當系統操作頻率 f_s 與拓樸諧振頻率 f_r 相同時，其(6)式之虛部為零而裨益抵銷虛功率，此有助於(7)式之電壓增益 G_v 以及(8)式之輸出電流 i_s 設計參數便利性，則其計算式(7)與(8)可整理簡化如下：

$$|G_v(\omega_0)| = \frac{\omega^2 M_{ps} C_r R_{eq}}{\omega^2 C_r^2 Z_r (Z_p Z_s + \omega^2 M_{ps}^2) - Z_s (j\omega C_r Z_r - 1)} \cong \left| \frac{M_{ps}}{L_r} \right| \quad (9)$$

$$|i_s(\omega_0)| = \frac{-j\omega Z_{cr} M_{ps} v_d}{Z_r Z_p Z_s + \omega^2 Z_r M^2 - Z_s Z_{cr}^2} \cong \left| \frac{M_{ps} v_d}{L_r R_{eq}} \right| \quad (10)$$

由上述方程式得知，當 f_s 與 f_r 相等時，其 G_v 及 i_s 皆與 L_r 成反比，但 G_v 與 R_{eq} 無關而呈現定電壓特性，此有助於輸出電壓穩定與後級電池模組充電網絡設計應用。另為使(6)式之 Z_{in} 虛部為零而達成諧振補償阻抗匹配，即可推導出補償電容 C_r 、 C_p 、與 C_s 計算式如下：

$$C_r = \frac{1}{\omega_0^2 L_r}, \quad C_p = \frac{1}{\omega_0^2 (L_p - L_r)}, \quad \text{與} \quad C_s = \frac{1}{\omega_0^2 L_s} \quad (11)$$

由(11)式可知，此系統諧振架構圖中，補償電容 C_r 、 C_p 、 C_s 設計值與 R_{eq} 無關，此說明諧振電路之操作特性並不會受到電池模組在充電過程中之內部阻抗變動影響，頗助益諧振網絡達成理想穩定輸出目標。因此，基於(9)式之電壓轉換增益與(11)式之補償電容計算等推導結果與解釋說明，顯示本文所選定之 LCC-S 拓樸架構具備定電壓輸出特性，且不受 R_{eq} 變動影響，此即為本文選定 LCC-S 電路拓樸做為系統諧振架構主要因素。

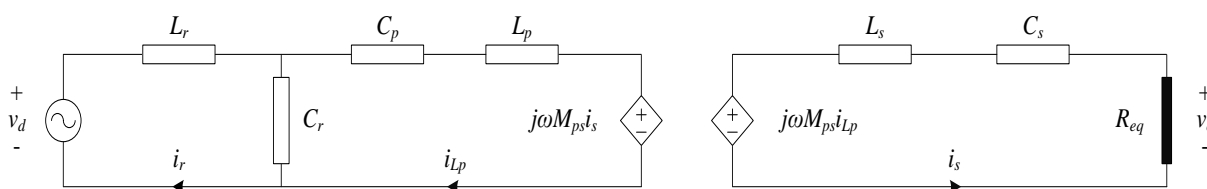


圖 6 LCC-S 諧振拓樸之互感等效模型

二、諧振補償參數擬定暨設計程序規劃

圖 7 為線圈模組與諧振補償參數決策優化流程。在電容參數擬定上，本文妥善採用 0.4 $\mu\text{F}/1000\text{ V}$ 或 0.3 $\mu\text{F}/1000\text{ V}$ 規格之高壓啟動電容作為補償電容，其在多模組電容串並聯下可彈性配置出 0.2 μF 與 0.3 μF 倍數之電容模組值，此不僅具高電壓耐受力與大電流操作餘裕度，而且不易受溫度影響而導致諧振特性偏移，更能便利建立補償參數對置表，以利妥善優化諧振參數設計。

在圖 7 設計程序中，本文先根據充電特性審慎規劃 V_{in} 及 V_o ，並計算達成預期 V_o 穩定所需求之電壓轉換倍率，且再依據(11)式計算諧振頻率 f_r 對應拾電線圈 L_s 與電容 C_s 參數值，與建立表 2 之 AMR 接收側參數對置表。在表 2 中，此表格說明 f_r 在 20 kHz~ 45 kHz 條件下，其電容 C_s 在 0.2 μF ~1.0 μF 條件下，其對應線圈 L_s 之理想值，例如：當 f_r 為 31 kHz 且 C_s 為 0.6 μF 時，則建議 L_s 理想值為 45.93 μH 。本文再依據線圈 L_p 與 L_s 之幾何邊長、線圈填滿度、與傳輸距離 g_r ，並依照擬定規格而實體繞製線圈 L_p 與 L_s ，且同步量測兩線圈自感值以及互感值 M_{ps} 。接續，再將 L_s 之自感值套用至表 2，並依據自感值選擇適當之 f_r ，此即完成 AMR 接收側之諧振參數設計。在此另需一提的是，本文研究經實際製作線圈模組後，可獲得線圈 L_p 與 L_s 之自感值分別為 155.4 μH 與 44.6 μH ，故參考表 2 對置結果，本文即據以擬定 f_r 為 31 kHz，與此同時則 C_s 參數值即可同步選定。

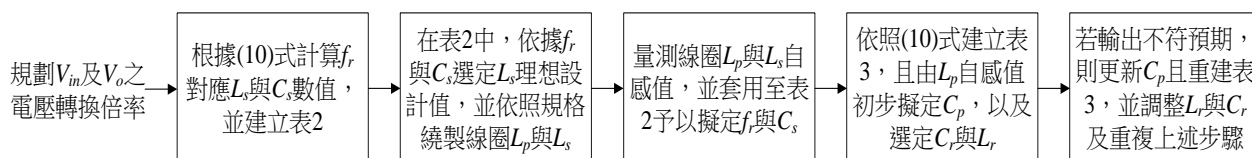


圖 7 本文所提感應線圈模組與諧振補償參數決策之優化設計流程

表2 AMR接收側之諧振元件參數及其操作頻率對置表

L_s 配置表	f_r (kHz)	20	25	30	31	40	45	
	0.2	316.63	202.64	140.72	131.79	79.160	62.540	
	0.4	158.31	101.32	70.360	65.900	39.580	31.270	
C_s (μF)	0.6	105.54	67.550	46.910	43.930	26.390	20.850	L_s (μH)
	0.8	79.160	50.660	35.180	32.950	19.790	15.640	
	1.0	63.330	40.530	28.140	26.360	15.830	12.510	

此程序再依據(11)式以及選用 f_r 為 31 kHz，並依據 L_p 參數值為 155.4 μH 而初步選定 C_p 為 0.4 μF ，隨即檢視 C_r 為 0.2 μF 、0.3 μF 、0.4 μF 、與 0.6 μF 條件下，而予以審慎計算所對應的 L_r 與 L_p 之理想參數值，隨即可擬定如表 3 之傳輸側參數對置表。其表 3 內容可舉例說明：當 C_p 為 0.4 μF 且 C_r 為 0.3 μF 條件下，則建議 L_p 與 L_r 設計值分別為 153.76 μH 與 87.86 μH 。因此，在諧振補償參數決策之優化設計中，主要在建置表 2 與表 3，並同步製作線圈模組自感值予以輔助，即可決定 C_p 、 C_r 、 C_s 、與 L_r 之初始設計值，並再採用頻率響應分析以評估 Z_{in} 特性、 Z_{in} 之相位、電壓轉換增益 G_v 、以及電流 i_s 能力是否符合需求，且再參考分析結果而決定系統操作頻率 f_s 。在分析中，若 G_v 不足，即可依據(9)式調降 L_r 值以及增加 C_r 值；反之，若 G_v 過高，即調升 L_r 值以及減少 C_r 值。此外，若電路無法操作於微電感特性，則可調整 C_p 之值，並重新建立表 3，以及檢視此新諧頻率響應結果是否達到預期。

在實際設計例子上，本文擬定穩定飽電壓為 42 V，同時線圈模組繞製後測得 L_p 及 L_s 之自感值與互感值 M_{ps} 分別為 155.4 μH 、44.6 μH 、與 45.8 μH 。接續，查閱表 2 即可決策 f_r 及 C_s 選定為 31 kHz 及 0.6 μF ，並藉由表 3 即可選定 L_r 與 C_r 分別為 87.8 μH 及 0.3 μF ，且經預設 C_p 為 0.4 μF 即可計算獲得 L_p 理想數值應為 153.76 μH 。但本文考慮線圈模組於動態充電情況仍需達成穩定功率輸出，則可隨即優化 L_r 參數為 76.4 μH 以及更新 C_p 為 0.3 μF ，此主因在於調整 L_r 可提升 G_v 以及 i_s ；另優化 C_p 可使 v_d 及 i_d 之相角關係呈微電感負載操作特性。經上述說明，線圈模組與諧振元件參數皆已取得，故本文依據圖 7 流程進行補償參數對置與諧振拓樸頻率響應分析，則表 4 為即為 LCC-S 諧振電路實際採用之參數設計規格。

表3 電源傳輸側之諧振元件參數對置表

元件符號	參數值			
C_r (μF)	0.6	0.4	0.3	0.2
L_r (μH)	43.93	65.9	87.86	131.79
L_p (μH)	109.83	131.79	153.76	197.69
C_p (μF)	0.4			

表4 諧振拓樸網絡之實際參數規格配置表

符號	描述	參數值
L_r 、 C_r	傳輸側共振電感、傳輸側共振電容	76.4 μH 、0.31 μF
L_p 、 L_s	傳輸線圈自感、拾電線圈自感	155.4 μH 、44.6 μH
C_p 、 C_s	傳輸補償電容、接收補償電容	0.3 μF 、0.6 μF

三、感應線圈模組暨供電平台建置

圖 8 為感應線圈模組與無線供電平台實體雛形，其圖 8(a)為傳輸線圈 L_p ；而圖 8(b)為拾電線圈 L_s ，且另於線圈 L_s 外圍繞製一組輔助繞組 L_{aw} ，以裨益經無線電能感應供電予以提供低壓電源 v_{aw} ；另圖 8(c)為本文無線電能傳輸平台實體雛形。在圖 8(a)與圖 8(b)中，其線圈 L_p 與線圈 L_s 在繞製上具有相同幾何外觀，且本文擬定線圈外徑與內徑分別為 30 cm×30 cm 與 20 cm×20 cm，而單邊繞線填滿度為 5 cm，另於線圈兩側各別加入 30 cm×30 cm 之導磁鐵氧體 (Ferrite core) 予以強化線圈模組磁場耦合。

在線圈 L_p 與 L_s 製作上，為了達到表 2 與表 3 計算之理想設計值，本文研擬線圈 L_p 與 L_s 之繞製層數分別為

雙層及單層，且兩線圈皆採用兩條絞線並聯繞製。在此需說明的是，此研究採用 500 股之 AWG 38 里茲絞線 (Litz wire) 作為線圈線材，其適合操作於高頻大電流環境且可降低集膚效應與鄰近效應影響，並經實際量測獲知線圈 L_p 與 L_s 感值分別為 155.4 μH 與 44.6 μH ，且於距離 g_r 為 5 cm 條件而測得線圈模組互感值 M_{ps} 為 45.88 μH ，另耦合係數 k 計算得出為 0.551。在圖 8(c)中，其傳輸側印刷電路板含括全橋換流器、LCC 諧振網絡、與閘極驅動電路，另 AMR 接收側印刷電路板含括補償電容、全波整流電路、LDO 線性調整電路、以及回授增益調整電路等，且架構中還包含有線圈 L_p 與 L_s 、微控制器與藍芽模組、與鋰電池模組等。

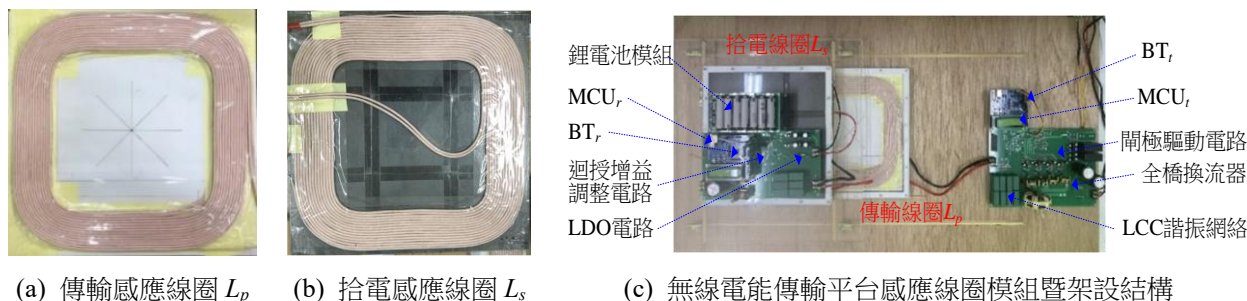


圖 8 感應線圈模組與無線供電平台實體雛形

四、頻率響應特性模擬分析

在頻率響應分析中，本文採用表 4 參數，並帶入(9)~(11)式以計算輸入阻抗 Z_{in} 、電壓轉換增益 G_v 、與電流 i_s ，並描繪在操作頻率 f_s 與等效負載阻抗 R_{eq} 變化下之頻率響應曲線，以檢視拓樸輸出特性與 G_v 確實符合充電規格，其圖 9 為頻率響應模擬結果。本文設計諧振拓樸之 f_r 為 31 kHz，另經分析頻率響應曲線後而擬定系統 f_s 為 32 kHz，以利諧振網絡在 R_{eq} 變動下仍具備充足的 G_v 與電感性操作特性。在圖 9(a)中，伴隨 R_{eq} 減小，其 Z_{in} 隨之降低，此說明當 AMR 側需求大電流充電時，其 i_d 將隨即增加以提供更高傳輸功率；在圖 9(b)中， Z_{in} 之相位代表 v_d 及 i_d 兩者之相位角，其在 32 kHz 條件下，伴隨 R_{eq} 變化則此相位關係皆可保持於微電感性。此外，在圖 9(c)中，結果顯示在 31 kHz 附近，其系統具恆定 G_v 之操作特性，且在 32 kHz 處之 G_v 約為 -5 dB，此時 V_o 理想值約為 78.2 V。在此需要說明的是，擬定 78 V 之 V_o 最大值規劃主要是考量線圈模組於動態移動或錯位偏移時，其 G_v 將受到 M_{ps} 影響而降低，故本文擬定於線圈模組正對位情況予以提高 G_v 值以助益錯位時之 V_o 仍可維持充電需求，而對於電池模組需求之 42 V 操作電壓，即可再經由調整 D_t 予以控制。在圖 9(d)中，結果說明 i_s 操作趨勢可隨 R_{eq} 減少而增加，以利應付大電流充電操作，例如：當 f_s 與 R_{eq} 分別為 32 kHz 及 3 Ω 情況下，其 i_s 為 27 A，確實符合快速充電及錯位穩定充電需求。

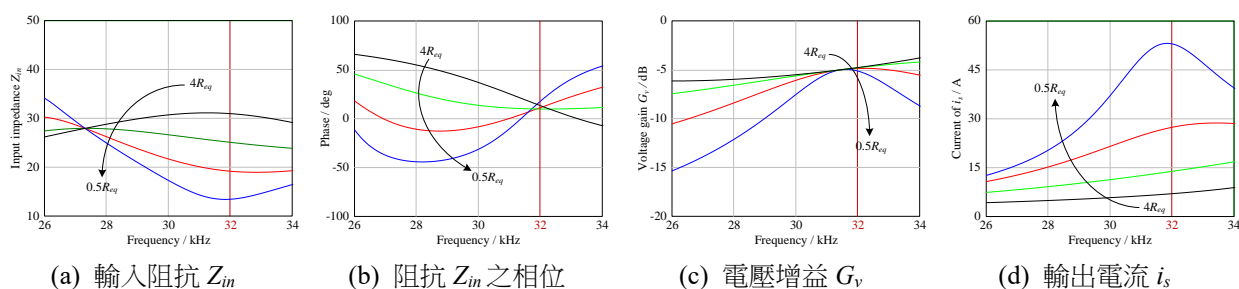


圖 9 LCC-S 諧振拓樸之頻率響應模擬曲線圖

肆、錯位容忍度強化設計

此章節旨在說明本文控制器規劃及其周邊電路實踐方法，此頗裨益 AMR 在動態移動或停置偏移充電過程中能獲得充足的操作電壓，並實踐無線充電之錯位容忍度強化。在設計過程中，本文先研擬控制器與回授機制及驅動訊號規劃，並於接收側與傳輸側分別實踐周邊訊號擷取電路以及驅動電路設計，並助益完成閉迴路操作與實踐輸出功率彈性調整。此外，本文控制核心規劃採用雙組微控制晶片 (MCU_t 與 MCU_r) 與藍芽模組 (BT_t 與 BT_r) 以達成非接觸傳遞訊號，且輔以類比數位轉換以及控制程式演算程序精進，進而達成回授命令判別、

系統保護、脈波寬度調變運算、與輸出訊號調控。其詳細程序說明如下。

一、控制演算方法與閉迴路控制

圖10為本文無線充電系統之控制流程架構圖，其分為圖10(b)之電源傳輸側及圖10(a)之 AMR 接收側兩部分，並經由藍芽模組（HC-05,CSR）進行兩控制器訊號傳輸鏈結，而完成實踐閉迴路控制應用。在控制方法與電路傳輸調控規劃中，傳輸側 MCU_t 可透過內部數位演算而傳遞驅動訊號 $D_{g1} \sim D_{g4}$ ，且饋入閘極驅動電路，並經轉換為驅動電壓 $v_{g1} \sim v_{g4}$ 後而送入傳輸側電路（Tx circuit）予以調整換流器導通週期 D_t ，並採用無線供電技術將電力傳輸至 AMR 接收側。與此同時，接收側電路（Rx circuit）接收到感應電力後，即可整流與濾波後而輸出 V_o 及 I_o ，再輔以增益調整電路轉換為回授訊號 V_{o-f} 及 I_{o-f} 後，隨即再饋入接收側 MCU_r 以及進行數值運算處理，接續可經由藍芽模組 BT_r 傳遞回授運算值至傳輸側 BT_t，最後透過 MCU_t 內部之充電演算法而再進行調控 $D_{g1} \sim D_{g4}$ ，並以此操作程序與演算方法持續循環偵測與控制，而完成閉迴路操作。

在控制原理中，圖10(a)之 MCU_r 主要功能在於擷取輸出端電壓與電流訊號，並經類比/數位轉換後而傳遞回授資料至 MCU_t 側。因此，MCU_r 擷取連續變動的回授類比訊號 V_{o-f} 及 I_{o-f} ，並透過內部 8 bit 類比/數位轉換器（ADC）予以轉換成微控制器可接收之二進位制離散數位訊號，並將此訊號輸出至轉換結果暫存器以供程式讀取，且透過雙組通用非同步接收傳輸模組（UART）將資料以串列方式逐一在通訊腳位產生數位訊號 D_{v-ft} 及 D_{i-ft} ，且饋入 BT_r 而將回授資料傳輸至 BT_t 與 MCU_t。接續，在圖10(b)之控制原理中，MCU_t 主要功能在於將回授資料進行命令誤差比較、數位補償控制、 D_t 調整控制、與脈波寬度輸出控制，且此 MCU_t 可含括定電壓或定電流控制以利電池充電操作。因此，當 MCU_t 接收到 MCU_r 的回授資料後，會先進行過電壓（OVP）與過電流（OCP）保護判定，且若連續出現過壓或過流狀態時，則 MCU_t 將即刻停止 PWM 訊號以確保系統安全；若處於正常操作狀態，則 D_{v-ft} 及 D_{i-ft} 將與參考電壓值 D_{v-ref} 及參考電流值 D_{i-ref} 進行比較，並執行回授命令判別以產生誤差訊號，接續由數位補償控制與 D_t 調整控制以調節所需之驅動訊號，則控制器內部輸出比較模組即可執行 PWM 控制，以及精確控制脈衝邊緣時間，並達成脈衝相位控制而輔助調節導通週期 D_t 。

經由上述說明，本文系統即是透過 MCU_r 確認操作模式及對應輸出數值，並經由藍芽模組傳輸訊息至 MCU_t，且由回授值 D_{v-ft} 及 D_{i-ft} 與參考值 D_{v-ref} 及 D_{i-ref} 進行比較判別，並依據 MCU_t 內部充電演算法調整輸出訊號 $D_{g1} \sim D_{g4}$ ，即可執行全橋相位移操作而將調整導通週期 D_t ，裨益系統可容忍線圈模組位置任意變化及負載阻抗隨時間變化，並助益電動載具動態移動充電傳輸穩定能力。

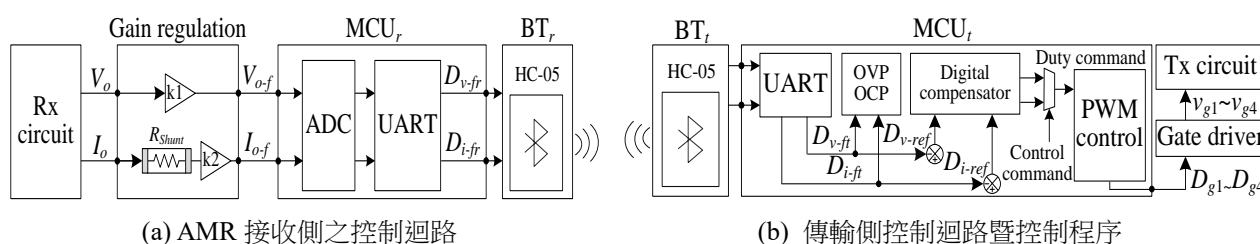
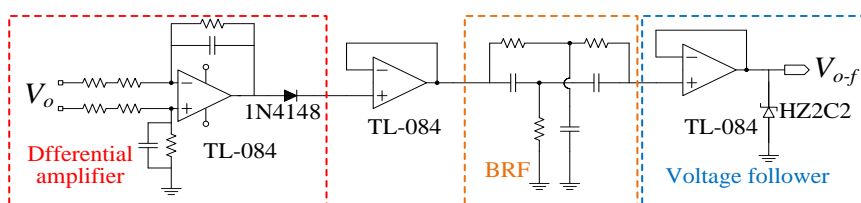


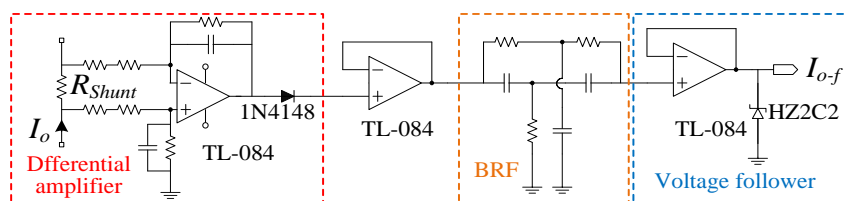
圖 10 控制流程架構圖

二、回授電路設計

圖 11 為 AMR 接收側之增益調整電路架構圖，此電路主要功能在於擷取電池模組之操作電壓 V_o 與電流 I_o ，並予以濾除雜訊干擾與倍率調整，使兩訊號振幅經倍率調整後而為兩組低於 2.5 V 之直流訊號 V_{o-f} 與 I_{o-f} 。此外，此電路架構僅需採用運算放大器與被動元件即可建置成差動放大器、電壓隨耦器、與帶拒濾波器，並予以實踐回授機制所需功能。圖 11(a) 即為說明電壓 V_o 迴路電路，其僅需採用差動放大器擷取輸出端跨壓值 V_o ，即可經電路降壓轉換為 V_{o-f} 訊號；另圖 11(b) 即為說明電流 I_o 迴路電路，其僅需採用差動放大器搭配分流取樣檢出電阻 R_{Shunt} ，即可擷取此電阻跨壓予以擬定輸出電流 I_o ，並經電路降壓轉換為 I_{o-f} 訊號。此外，電路中規劃電壓隨耦器串接於路徑上，其主要是憑藉其高輸入阻抗以及低輸出阻抗特性而用以隔離兩端負載效應以及強化驅動能力，另可由帶拒濾波器（Band-Reject Filter, BRF）濾除訊號中之特定頻率範圍內雜訊，此即可將其負載電壓與電流轉換為直流訊號 V_{o-f} 與 I_{o-f} ，益助後續供給微處理器 MCU 做控制運算應用。



(a) 電壓 V_o 回授電路 (V_o to V_{o-f})



(b) 電流 I_o 回授電路 (I_o to I_{o-f})

圖 11 增益調整電路架構圖

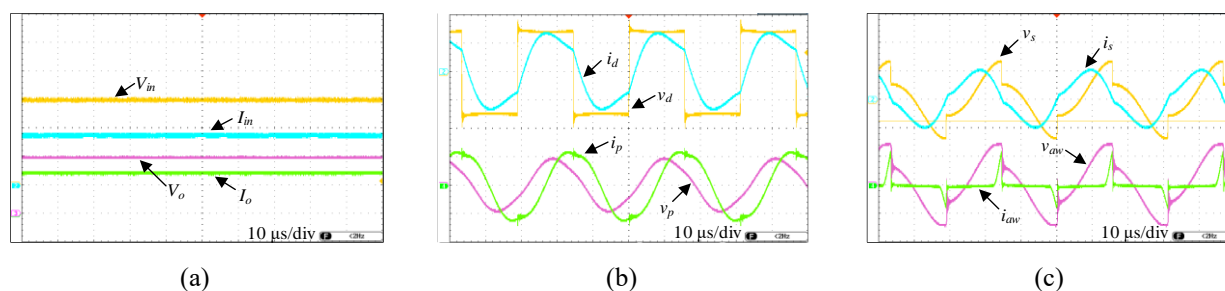
伍、實驗結果與討論

為了驗證感應充電系統 (ICS) 可行性，目前已完成模擬自主移動機器人 AMR 應用情境而建置一套可移動供電之無線電能傳輸電路，裨益檢視本文擬定三項驗證，其 1) 諧振補償優化之電能傳輸功能暨效能測試內容包含：正對位定點供電、錯位偏移供電、導通週期 D_t 調整測試、與系統燒機測試等部分，以檢視系統在開迴路操作時，確實已兼具電能傳輸穩定性以及高轉換效能；另 2) 錯位充電容忍度之控制策略暨傳輸穩定測試內容包含：動態移動供電、動態負載切換測試、與定電壓及定電流控制測試等部分，以檢視系統經閉迴路控制輔助後，其在錯位充電條件下，系統皆能達成輸出穩定控制；此外，3) 鋰電池模組之非接觸充電測試包含：正對位與錯位偏移對電池模組充電等部分，以檢視系統已具備高額定電流充電能力。上述檢測內容與實驗成果展示，已足以佐證所提 ICS 確實可協助 AMR 具充電功能完整性與傳輸效能改善利益。

一、諧振補償優化之電能傳輸功能暨效能測試

在諧振補償優化效能測試中，本文採用虛擬負載 R_{DL} 為 5.5Ω 進行無線電能傳輸測試，且設定控制器為開迴路操作，以及訂定操作頻率 f_s 固定為 32 kHz ，並同步探討與驗證 ICS 之拾電線圈 L_s 處於正對位定點與錯位偏移等兩種條件，以單純檢測此諧振拓樸電路經諧振補償參數優化後之無線電能傳輸功能與 V_{in} 到 V_o 間之轉換效率 η 。其中，圖 12~圖 14 以及表 5~表 6 即為線圈模組操作於正對位定點供電之測試結果，另圖 15~圖 17 以及表 7~表 8 即為線圈模組操作於錯位偏移供電之測試結果。

圖 12 為線圈 L_s 處於正對位且固定 D_t 為 100% 條件之電能傳輸實測波形。在圖 12(a) 中，波形呈現當 V_{in} 及 I_{in} 分別為 150 V 及 8.6 A 時，其可傳遞之 V_o 及 I_o 分別為 78.2 V 及 14.2 A ，則此時輸入功率 P_{in} 為 1.29 kW ，且輸出功率 P_o 為 1.11 kW ，可計算得傳輸效率 η 為 86%；另於圖 12(b) 同步檢知 v_d 為 145 V 、輸出電流 i_d 為 9.8 A_{rms} 、傳輸線圈電壓 v_p 為 253 V_{rms} 及其電流 i_p 為 9 A_{rms} ，且 v_d 相位領先 i_d 而呈現微電感性。另圖 12(c) 顯示拾電線圈電壓 v_s 及其電流 i_s 與輔助繞組跨壓 v_{aw} 及其電流 i_{aw} 分別為 152 V_{rms} 、 16.8 A_{rms} 、 17.3 V_{rms} 、與 0.2 A_{rms} 。



註： V_{in} : 50 V/div, I_{in} : 5 A/div, V_o : 40 V/div, I_o : 10 A/div, v_d : 100 V/div, i_d : 10 A/div, v_p : 400 V/div, i_p : 10 A/div, v_s : 200 V/div, i_s : 25 A/div, v_{aw} : 20 V/div, and i_{aw} : 1 A/div

圖 12 線圈模組操作於正對位定點供電之無線電能傳輸實測波形

圖 13 溫度顯像與紀錄曲線即為圖 12 正對位供電操作條件，且持續燒機 30 分鐘後之量測結果，其圖 13(a) 與圖 13(b) 分別為傳輸側及接收側印刷電路板之溫度顯像圖，且可觀察得知主要發熱元件為傳輸側之功率晶體 ($Q_1\sim Q_4$) 以及接收側之整流二極體 ($D_1\sim D_4$)，其操作溫度大約為 85.8°C 與 61.0°C ；另由圖 13(c) 溫度曲線得知，系統開始燒機時，功率晶體及整流二極體溫度逐漸提升，且經 3 分鐘後則呈現溫度穩定趨勢。表 5 為採用 $3\ \Omega$ 作為虛擬負載之系統燒機測量數據，其結果顯現在 30 分鐘燒機過程中， V_o 與 P_{in} 皆能維持穩定，且具備近似 88% 之 η 與 1.5 kW 之 P_o 。經上述說明，本文所提參數設計程序、計算方法、以及電容材料選用等方法經優化後，其圖 12 結果佐證此系統已具備 kW 級傳輸能力與高轉換效率，另由圖 13 曲線可佐證電容 C_r 、 C_p 、與 C_s 皆不易受溫度與操作大電流影響，且達成高傳輸穩定度。圖 14 為拾電線圈 L_s 處於正對位且加入 D_t 於 100%~30% 範圍間調變之無線電能傳輸實測波形。實測結果顯示電壓 v_d 及電流 i_d 之有效值將隨 D_t 降低而減少，並協助調整系統輸出 V_o 數值，另當 D_t 變化至 50% 以下時，其輔助繞組端之輸出直流電壓 V_{o-aw} 數值亦緩慢下降。在表 6 測試數據中，當 D_t 由 100% 調整至 30% 間，其 V_o 操作範圍介於 $78.2\text{ V}\sim 30.6\text{ V}$ ，另 V_{o-aw} 操作範圍介於 $29.7\text{ V}\sim 15.1\text{ V}$ ，此時 P_{in} 則介於 $1.29\text{ kW}\sim 0.22\text{ kW}$ 間，並仍可維持 87.5%~76% 以上之效率 η 。上述成果佐證此 ICS 在 D_t 調變輔助下，已具備傳輸功率與電壓輸出調整特性，裨益 AMR 之動力需求電源彈性充電應用。

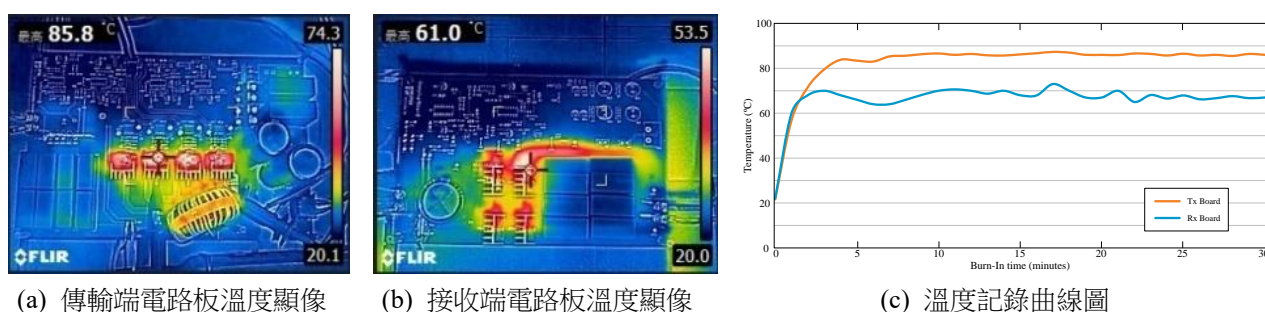
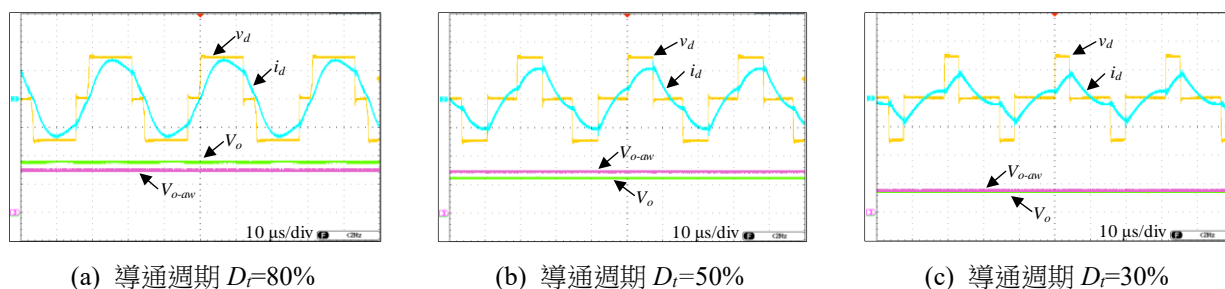


圖 13 線圈模組操作於正對位無線電能傳輸之電路雜形溫度顯像暨曲線圖



註： v_d : 100 V/div, i_d : 10 A/div, V_{o-aw} : 20 V/div, and V_o : 40 V/div

圖 14 線圈模組操作於正對位定點供電且加入 D_t 調變之無線電能傳輸實測波形

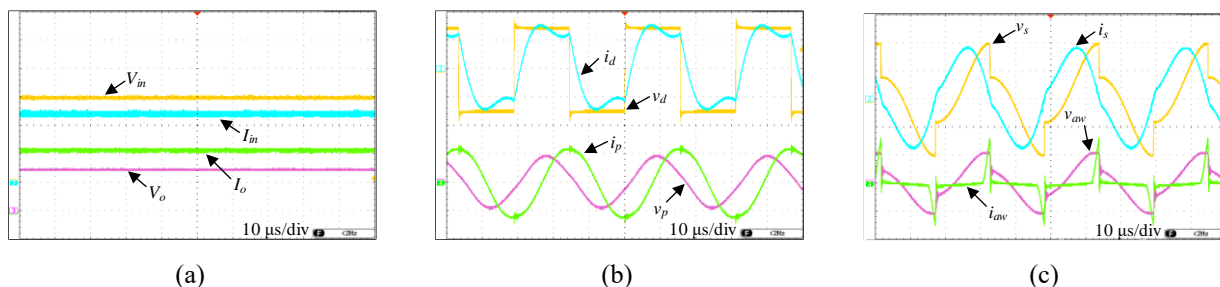
表 5 系統燒機測試之電能傳輸量測數據

持續燒機操作時間 (min)	5	10	15	20	25	30
系統輸出電壓 V_o (V)	66	66.1	66.2	66.2	66.2	66.2
系統輸入功率 P_{in} (W)	1660	1658	1661	1661	1662	1662
轉換效率 η (%)	87.5	87.8	87.9	87.9	88.0	87.9

表 6 線圈模組於正對位供電且含括導通週期 D_t 調變之測試結果

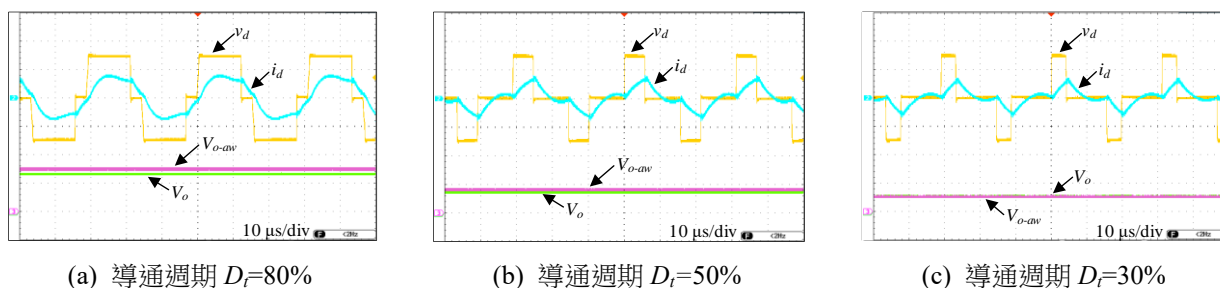
導通週期 D_t (%)	100	90	80	70	60	50	40	30
系統輸出電壓 V_o (V)	78.2	77.2	73.2	67.3	60.1	51.4	41.4	30.6
輔助繞組輸出電壓 V_{o-aw} (V)	29.7	29.5	29.5	29.6	29.7	28.9	22.7	15.1
系統輸入功率 P_{in} (W)	1290	1260	1137	974	784	584	387	220
轉換效率 η (%)	87.5	87.4	87.1	85.2	84.3	82.7	80.1	77.2

為了驗證 ICS 在線圈模組錯位偏離條件之無線電能傳輸效能，其圖 15~圖 16 即為線圈 L_s 處於上方偏移 20% 錯位條件之實測結果。在此需要說明的是，圖 15 與圖 17 之 D_t 設定為 100%，而圖 16 與表 7 即是調整 D_t 介於 100%~30% 間，另圖 17 與表 8 即為完整測試線圈 L_s 處於八個方向 20% 錯位之實測結果。在圖 15 中，其圖 15(a) 顯示當 V_{in} 為 150 V 時，其可測得 I_{in} 、 V_o 、與 I_o 分別為 4.88 A、58.4 V、與 10.63 A，此時 P_{in} 與 P_o 分別為 732 W 與 620.8 W，並計算得錯位時之傳輸效率 η 為 84.8%；另圖 15(b) 量測波形顯示 v_d 、 i_d 、 v_p 、與 i_p 分別為 146 V、5.6 A_{rms}、245 V_{rms}、及 8.9 A_{rms}，此量測結果呈現 i_d 之方均根值在對比正對位測試結果時，即如圖 12(b)，其稍微降低且含有較多諧波成分，另 v_d 、 v_p 、及 i_p 量測波形則與正對位供電結果相似；此外，圖 15(c) 顯示 v_s 與 i_s 以及 v_{aw} 與 i_s ，其分別為 111 V_{rms}、11.9 A_{rms}、13 V_{rms}、及 0.17 A_{rms}，且經比較圖 15 與圖 12 量測結果可知，因偏移條件下之線圈模組耦合係數降低，確實致使 v_s 、 i_s 、 v_{aw} 、與 i_{aw} 之量測值皆略微降低。圖 16 為線圈 L_s 操作於 20% 誤差錯位供電且加入 D_t 調變之實測波形，其顯示 v_d 及 i_d 之有效值將隨 D_t 降低而減少，並協助調整輸出 V_o 與 V_{o-aw} ，另 i_d 存在較明顯諧波成份。在表 7 測試數據中， D_t 由 100% 調整至 30%，則 V_o 之操作範圍則介於 58.4 V~22.9 V 間，且 V_{o-aw} 範圍介於 29.8 V~10.2 V 間，而功率 P_{in} 則介於 731 W~126 W，並維持 85.4%~75.6% 之效率 η 。經由上述說明，系統在錯位供電且加入 D_t 調變情境下，其仍具備彈性 P_o 與 V_o 調整特性以及電能傳輸穩定性，惟線圈模組在錯位時呈現較低互感耦合，故實驗結果顯示傳輸功率 P_o 與轉換效率 η 確實受到輕微影響而降低。



註： V_{in} : 50 V/div, I_{in} : 2 A/div, V_o : 40 V/div, I_o : 5 A/div, v_d : 100 V/div, i_d : 5 A/div, v_p : 400 V/div, i_p : 10 A/div, v_s : 100 V/div, i_s : 10 A/div, v_{aw} : 20 V/div, and i_{aw} : 0.5 A/div

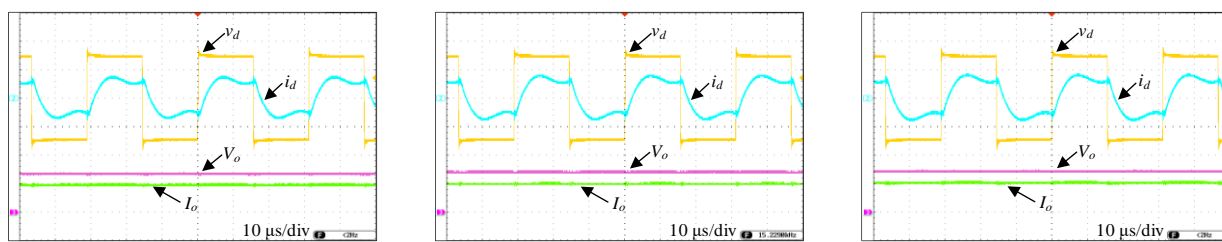
圖 15 線圈模組操作於 20% 誤差上方偏移錯位供電之無線電能傳輸實測波形



註： v_d : 100 V/div, i_d : 10 A/div, V_{o-aw} : 20 V/div, and V_o : 40 V/div

圖 16 線圈模組操作於 20% 誤差上方偏移錯位供電且加入導通週期 D_t 調變之無線電能傳輸實測波形

為了檢視 AMR 自主移動機器人在停等充電過程中而造成不可預期的多方向錯位偏離，則圖 17 與表 8 即為檢測線圈 L_s 處於誤差 20% 之八方向錯位且固定 D_t 為 100% 之實測結果。圖 17 顯示在下方、左方、與右方等錯位條件下之各項電壓與電流波形，其波形數據可說明此系統平台仍具備穩定傳輸電流 i_d 能力與 V_o 輸出穩定性。表 8 顯示效率 η 最高點為偏移上方之 84.8% 以及最低點為偏移左下方之 84%，另電壓 V_o 最高點為偏移上方之 58.4 V 以及最低點為偏移左下方之 52.2 V。其中，表 8 中呈現線圈模組在八方向錯存在電壓不均勻現象，此輸出特性些微誤差之主因在於此線圈模組採用方形幾何結構，且在不同錯位方向存在不相等的磁場強度與互感耦合差異等因素導致，此現象可藉由控制器嵌入閉迴路操作機制予以改善與穩定輸出電壓控制。此外，經由檢視表 8 之量測數據，其輸出電壓 V_o 在任意錯位下皆符合 ICS 需求之高於 42 V 電壓，裨益對 AMR 內部之儲能電池模組執行無線充電應用。



(a) 下方偏移錯位

(b) 左方偏移錯位

(c) 右方偏移錯位

註： v_d : 100 V/div, i_d : 10 A/div, V_o : 40 V/div, and I_o : 10 A/div

圖 17 線圈模組操作於 20% 誤差八方向偏移錯位時之電能傳輸實測波形

表 7 線圈模組於 20% 誤差上方偏移錯位且含導通過期 D_t 調變之測試結果

導通過期 D_t (%)	100	90	80	70	60	50	40	30
系統輸出電壓 V_o (V)	58.4	57.6	54.9	50.3	44.9	38.5	31	22.9
輔助繞組輸出電壓 V_{o-aw} (V)	29.8	29.6	29.6	29.1	25.6	21.2	15.9	10.2
系統輸入功率 P_{in} (W)	732	711	645	550	444	331	220	126
系統轉換效率 η (%)	85.4	85.3	85.1	84.1	82.9	81.7	79.3	75.6

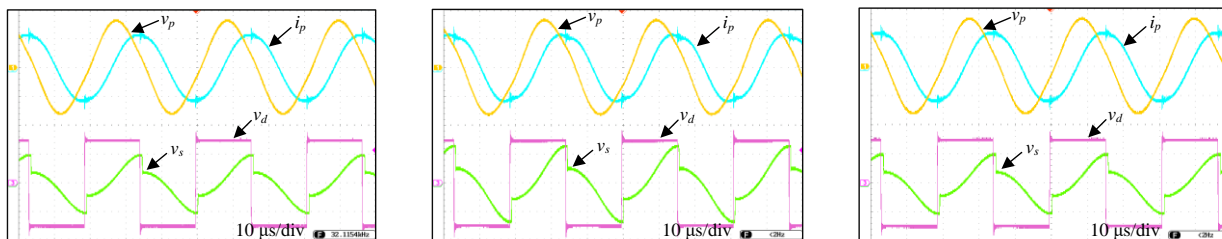
表 8 線圈模組於 20% 誤差八方向偏移錯位之測試結果

拾電線圈 20% 誤差錯位方向	上方	左上方	左方	左下方	下方	右下方	右方	右上方
系統輸出電壓 V_o (V)	58.4	57.2	56.3	52.2	54.3	54.1	57.5	55.8
系統輸入功率 P_{in} (W)	732	702	681	590	634	630	709	668
系統轉換效率 η (%)	84.8	84.7	84.6	84	84.6	84.5	84.8	84.7

二、錯位充電容忍度之控制策略暨傳輸穩定性測試

在錯位充電控制測試中，本文採 R_{DL} 為 5.5Ω 且訂定 f_s 為 32 kHz ，並比較 ICS 在開迴路與閉迴路條件下，同步檢定電壓與定電流操作之動態移動供電穩定性與錯位供電改善效果，並加入探討動態負載切換驗證以檢測系統經閉迴路修正補償後之輸出穩定性。在此小節測試中，本文 ICS 平台採用左與右兩方向 $\pm 20\%$ 平移錯位以模擬 AMR 在移動過程的動態充電行為。在此需要說明的是，圖 18 與圖 19 為開迴路操作測試結果，另圖 20~圖 21 以及圖 22~圖 23 分別為驗證閉迴路定電壓與定電流控制之測試結果，而圖 24 與圖 25 即為系統在正對位與錯位偏移兩條件且加入動態負載 R_{DL} 切換之閉迴路控制實質效果。

圖 18 為 ICS 平台於動態移動供電暨開迴路操作之實測波形，其圖 18(a) 說明 ICS 平台之拾電線圈 L_s 由位於左方 6 公分處，且逐漸平移經傳輸線圈 L_p 之左方 2 公分處，即如圖 18(b)，並再持續平移遠離線圈 L_p 而到達右方 6 公分處，即如圖 18(c)。由實測結果可知，ICS 平台在動態移動時，其傳輸線圈電壓 v_p 與電流 i_p 並無波形失真與諧波問題，惟礙於系統控制器操作於開迴路設定條件，其電壓 v_s 之振幅將隨著移動位置與對應耦合係數而改變，則圖 19 即為記錄線圈 L_s 於各位置之數據曲線。其中，圖 19(a) 為記錄各移動位置之 V_o 與 η ，且線圈 L_s 在遠離線圈 L_p 中心點時，其 V_o 將隨之下降，但 η 並未受到線圈位移而有重大影響；另圖 19(b) 為記錄各移動位置之電壓 v_p 、 v_d 、 v_s 及電流 i_p 數值，且根據曲線資訊顯示電流 i_p 並不隨移動位置而改變，另線圈電壓 v_p 與 v_s 將會伴隨拾電線圈 L_s 遠離傳輸線圈 L_p 中心點而逐漸下降。



(a) L_s 位於平移錯位座標 -6 公分處

(b) L_s 位於平移錯位座標 -2 公分處

(c) L_s 位於平移錯位座標 6 公分處

註： v_d : 100 V/div, i_p : 4 A/div, v_p : 200 V/div, and v_s : 200 V/div

圖 18 ICS 於動態移動供電暨開迴路操作之線圈模組電壓與電流實測波形圖

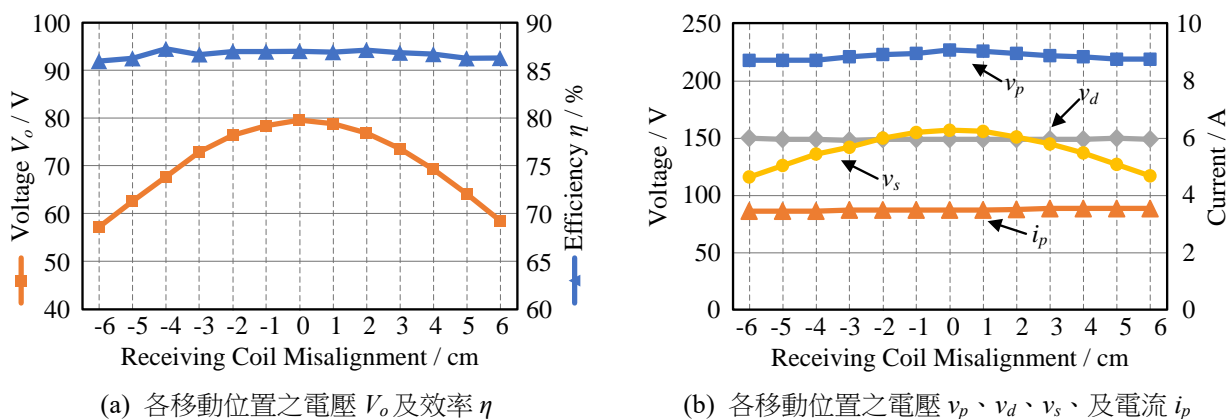
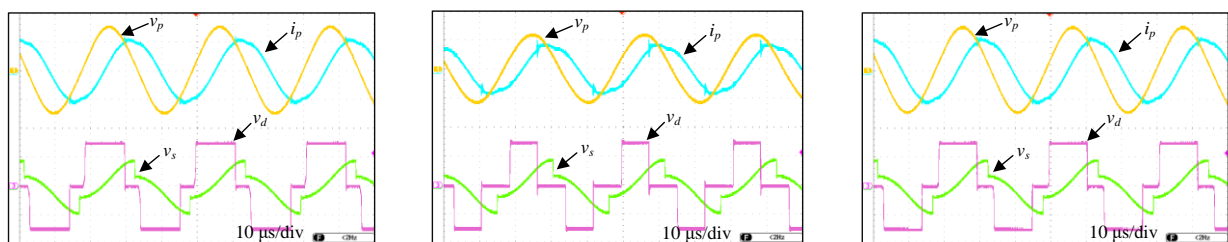


圖 19 拾電線圈 L_s 於各位置動態移動供電暨開迴路操作之實測曲線圖

圖 20 為感應充電系統 ICS 平台於動態移動供電暨輔以閉迴路定電壓控制之實測波形，且當 ICS 之線圈 L_s 移動至各座標時，其控制器將隨位置變化而調整導通週期 D_t 而控制換流器輸出電壓 v_d 之操作振幅，此時傳輸線圈電壓 v_p 將隨之改變而使拾電線圈電壓 v_s 呈現穩定，並裨益達成固定電壓 V_o 輸出。

圖 21 為紀錄拾電線圈 L_s 於位置移動之數據曲線，且由圖 21(a)可知，ICS 經閉迴路控制輔助後即可達成穩定輸出電壓 V_o 操作，而在受線圈位移影響時仍可維持 80%~87.3%之系統效率 η ；另圖 21(b)中，拾電線圈 L_s 在平移而遠離傳輸線圈 L_p 時，則控制器隨即調整導通週期 D_t 而增加 v_d 之操作振幅，並使傳輸線圈電壓 v_p 與電流 i_p 提升而協助穩定拾電線圈電壓 v_s 。再者，圖 22 為 ICS 平台於動態移動供電暨輔以閉迴路定電流控制之實測波形，且當拾電線圈 L_s 移動至各座標時，其 v_d 之操作振幅受控而改變，且隨之調整 i_p 而使 v_s 呈現穩定，並裨益在固定 R_{DL} 狀態下而達成定電流操作。



(a) L_s 位於平移错位座標-6 公分處 (b) L_s 位於平移错位座標-2 公分處 (c) L_s 位於平移错位座標 6 公分處

註： v_d : 100 V/div, i_p : 4 A/div, v_p : 200 V/div, and v_s : 200 V/div

圖 20 ICS 於動態移動供電暨嵌入閉迴路定電壓控制之線圈模組電壓與電流實測波形圖

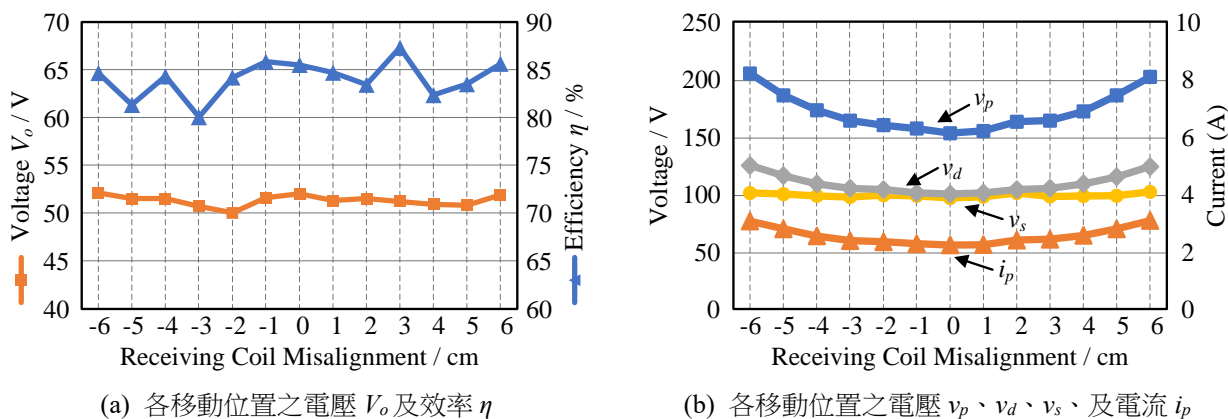
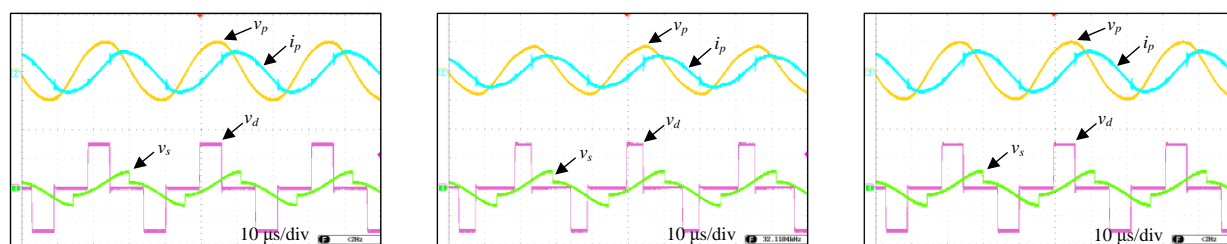


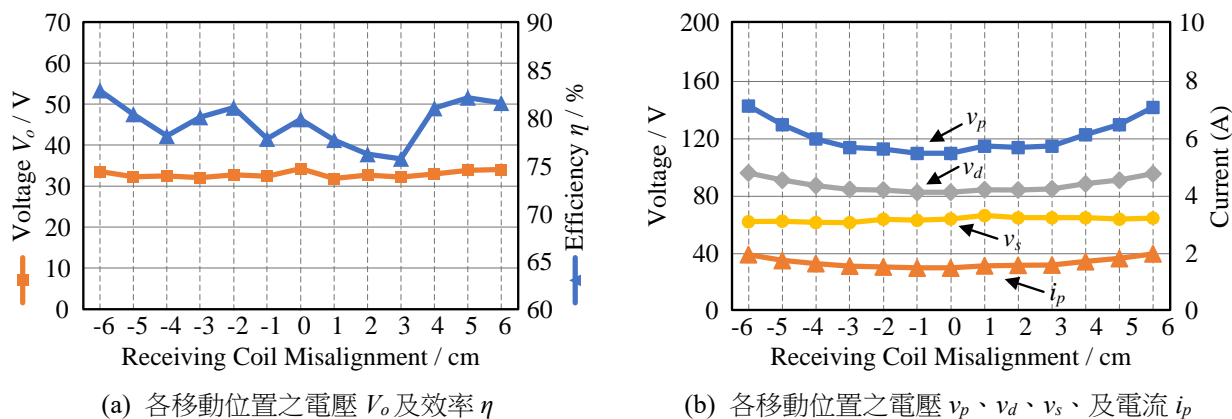
圖 21 拾電線圈 L_s 於各位置動態移動供電暨嵌入閉迴路定電壓控制之實測曲線圖



(a) L_s 位於平移錯位座標-6 公分處 (b) L_s 位於平移錯位座標-2 公分處 (c) L_s 位於平移錯位座標 6 公分處
註： v_d : 100 V/div, i_p : 4 A/div, v_p : 200 V/div, and v_s : 200 V/div

圖 22 ICS 於動態移動供電暨嵌入閉迴路定電壓與定電流控制之線圈模組電壓與電流實測波形圖

圖 23 為紀錄拾電線圈 L_s 於位置移動時之數據曲線，其圖 23(a)說明系統經由閉迴路控制後即可使輸出電壓 V_o 穩定而達成固定輸出電流 I_o 操作，且在由錯位位置-6 公分至 6 公分處之動態平移期間仍具有 75.7%~82.9% 之高轉換效率；另由圖 23(b)可得知拾電線圈 L_s 在動態平移過程中，其拾電線圈電壓 v_s 仍可維持穩定。因此，經由上述說明可知，本文感應充電系統 ICS 在嵌入閉迴路定電壓與定電流操作等兩種控制策略下，其伴隨著拾電線圈 L_s 動態平移，則系統皆可透過控制器輔助而予以調整換流器輸出電壓 v_d 之導通週期 D_t ，而改變傳輸線圈 L_p 之傳遞電壓 v_p 與電流 i_p ，促使拾電線圈之電壓 v_s 值可維持穩定，裨益達成固定輸出電壓 V_o 與輸出電流 I_o 穩定控制效益。

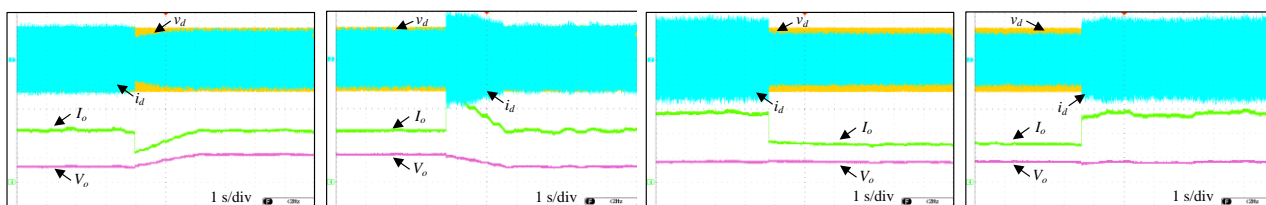


(a) 各移動位置之電壓 V_o 及效率 η

(b) 各移動位置之電壓 v_p 、 v_d 、 v_s 、及電流 i_p

圖 23 拾電線圈 L_s 於各位置動態移動供電暨嵌入閉迴路定電壓與定電流控制之實測曲線圖

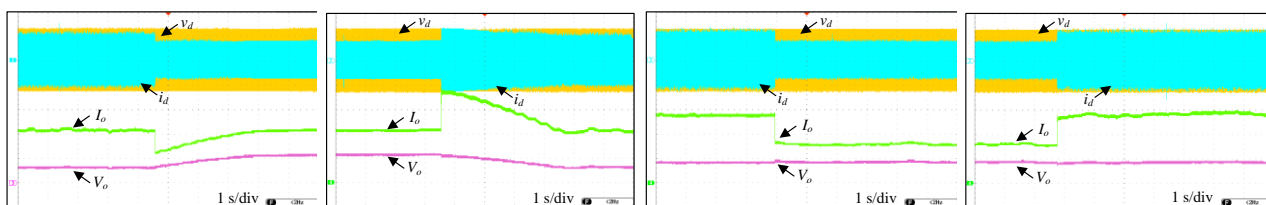
圖 24 與圖 25 分別為 ICS 處於正對位定點與錯位偏移供電，且加入虛擬負載 R_{DL} 動態切換之實測波形。在此測試中，本文擬定 R_{DL} 標準值為 5.5Ω ，另考量 ICS 變載運作而訂定切換重載後之 R_{DLC} 值為 3Ω ，以利檢視 ICS 在 R_{DL} 與 R_{DLC} 動態切換時之操作穩定性與快速響應狀態。在圖 24(a)與(b)之定電流控制條件且 I_o 設定為 10A，其圖 24(a)顯示當負載由 R_{DLC} 切為 R_{DL} 時，此時系統由輕載變為重載而使 i_d 與 I_o 峰值瞬間驟降，爾後經控制反應後而調升 D_t 寬度而使 v_d 及 i_d 隨之增加，則 I_o 短暫下降後又快速上升，且於 1.92 秒左右回復至原設定值 10 A，且 V_o 因受控於定電流操作而逐漸上升至穩定；另圖 24(b)顯示當負載由 R_{DL} 切為 R_{DLC} 時，此時系統屬於由重載變為輕載而使 i_d 與 I_o 峰值瞬間突昇，則控制器介入而調減 D_t 使 v_d 及 i_d 隨之減少，此 I_o 於 1.78 秒後回復至 10 A，且 V_o 則逐漸下降至穩定。此外，在圖 24(c)與(d)之定電壓控制條件且 V_o 設定為 42 V，其圖 24(c)顯示當負載由 R_{DLC} 切為 R_{DL} 時，則系統由重載變為輕載，並經控制器調降 D_t 使 v_d 及 i_d 減少，此時 i_d 與 I_o 快速降低，並於 0.014 秒後呈現穩定，且 V_o 因受控於定電壓操作仍維持穩定狀態；另圖 24(d)顯示當負載由 R_{DL} 切為 R_{DLC} 時，則系統由輕載變為重載，且 i_d 與 I_o 經調增 D_t 而提升且於 0.017 秒後呈現穩定，另 V_o 仍維持穩定操作於 42 V。接續驗證 ICS 平台處於上方 20% 之錯位偏移狀態，並量測執行負載動態切換操作波形。其中，圖 25 之測試負載條件與控制方法同圖 24，其皆訂定 I_o 為 10 A 以及 V_o 為 42 V。由圖 25(a)與(b)波形得知在錯位條件，其 I_o 仍維持穩定在 10 A，惟其需 2.72 至 3.58 秒左右之較長的恢復反應時間；另圖 25(c)與(d)顯示 V_o 可於極短暫 0.012 秒後快速反應而維持在 42 V。經由圖 24 與圖 25 實測結果說明，ICS 平台在正對位與錯位條件下之定電壓與定電流操作控制，其 V_o 與 I_o 值皆能達成回復與穩定操作，且定電壓控制具備快速反應控制能力。另由動態負載切換結果可佐證，此系統雛形已具瞬間大電流供電傳輸能力，頗助益 AMR 系統之電池模組快速充電效益。



(a) R_{DLC} 切為 R_{DL} (b) R_{DL} 切為 R_{DLC} (c) R_{DLC} 切為 R_{DL} (d) R_{DL} 切為 R_{DLC}

註： v_d : 100 V/div, i_d : 10 A/div, V_o : 50 V/div, and I_o : 5 A/div

圖 24 ICS 正對位定點且採用(a)與(b)定電流以及(c)與(d)定電壓供電暨動態負載切換之實測波形圖



(a) R_{DLC} 切為 R_{DL} (b) R_{DL} 切為 R_{DLC} (c) R_{DLC} 切為 R_{DL} (d) R_{DL} 切為 R_{DLC}

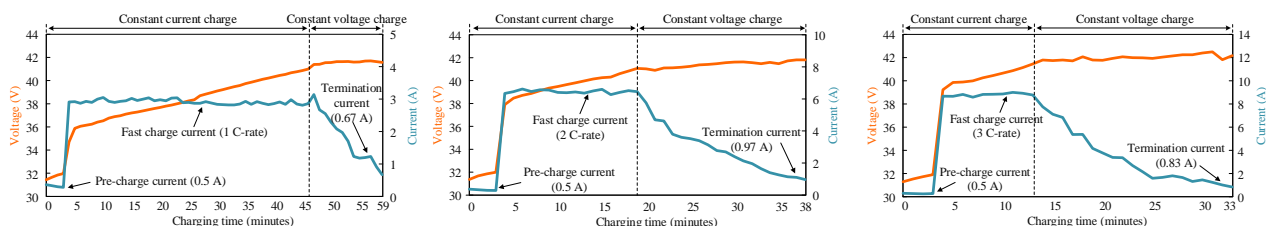
註： v_d : 100 V/div, i_d : 10 A/div, V_o : 50 V/div, and I_o : 5 A/div

圖 25 ICS 於錯位偏移且採用(a)與(b)定電流以及(c)與(d)定電壓供電暨動態負載切換之實測波形圖

三、鋰電池模組之非接觸充電測試

在鋰電池模組之非接觸充電測試中，本文採用 10 顆動力鋰離子電池（NCR 18650BD, Panasonic）串聯作為電池模組，且訂定飽電電壓為 42 V，並同步比較操作在 1C（3 A）、2C（6A）、與 3C（9 A）等三種額定電流之充電特性。此外，在充電演算執行過程中，此系統輔以調整導通週期 D_t 以控制 ICS 平台之輸出充電電壓 V_o 與電流 I_o ，並完成電池模組之預備定電流操作（Pre-Constant Current, Pre-CC）、定電流操作（Constant Current, CC）、與定電壓操作（Constant Voltage, CV）等三階段充電控制模式。另需一提的是，電池模組在充電初期採用 Pre-CC 模式，此時充電電流 I_o 被設定為 0.5 A，並待 Pre-CC 模式持續運作 3.5 分鐘後，控制器則轉為 CC 模式，並依據設定額定電流值充電，後續待偵測到充電電壓 V_o 達到 42 V 後則轉態為 CV 模式操作，待電池模組之充電電流 I_o 逐步降低至 0.3 倍的設定電流額定值即可停止充電。在測試期間，本文檢視鋰電池模組在正對位與偏移上方錯位 6 公分等兩狀態下之充電能力，其圖 26 與圖 27 即分別為 ICS 處於兩狀態條件之鋰電池模組充電電壓 V_o 與充電電流 I_o 實測 V-I 曲線。

在圖 26 中，ICS 平台分別對電池模組執行 1C~3C 額定電流之充電操作，其實測顯示電池模組由 CC 充電模式轉變為 CV 模式所需時間分別為：在 1C 額定電流充電條件需求 43 分鐘之 CC 充電時間；在 2C 充電條件則需求 24 分鐘之 CC 充電時間，另在 3C 條件則僅需求 9 分鐘之 CC 充電時間。後續，此三種額定電流持續充電至電池模組飽電電壓值為 42 V，則系統切換為 CV 模式且待充電電流 I_o 逐步降低至 0.3 倍的額定值後即停止充電，此時電池模組在 1C~3C 額定電流充電下，其由 Pre-CC 經 CC 且完成 CV 而達成飽電並停止充電所需時間分別為 59、38、與 33 分鐘。因此，上述實測說明佐證所提 ICS 平台已具彈性額定充電 I_o 調整能力，且可完成 Pre-CC、CC、CV 等三種模式充電，並可依鋰電池模組需求而執行大電流充電。



(a) 1C 額定之充電電流 (b) 2C 額定之充電電流 (c) 3C 額定之充電電流

圖 26 ICS 處於正對位定點供電之鋰電池模組充電 V-I 曲線

在圖 27 中，ICS 平台在錯位偏移狀態下分別對電池模組執行 1C~3C 額定電流充電操作，其結果顯示電池模組由 CC 模式轉變為 CV 模式所需時間分別為：在 1C 充電條件需求 39 分鐘的 CC 充電時間；在 2C 充電條件則需求 18 分鐘之 CC 充電時間，另在 3C 條件則需求 10 分鐘之 CC 充電時間。經由比較上述鋰離子電池模組於 1C~3C 額定電流之正對位與錯位充電時間狀態，其結果說明在錯位條件下並無顯著需求較長充電時間，此意謂本文所建置 ICS 平台在線圈模組處於任意位置下，其皆可提供充足的充電 V_o 與 I_o ，佐證系統已具高錯位充電容忍能力與優越的充電操作調適能力。在此需要說明的是，在圖 26 與圖 27 之實際充電測試過程中，其充電曲線顯示在 CC 控制區間存在 ± 0.12 A 充電電流誤差量與波動現象，此主要原因在於電池充電時之內部阻抗特性變化以及控制器回授暨控制穩定度不足等兩因素導致，在未來研究可強化控制器之比例、積分、與微分等三部分控制參數設計予以改善控制穩定度問題。

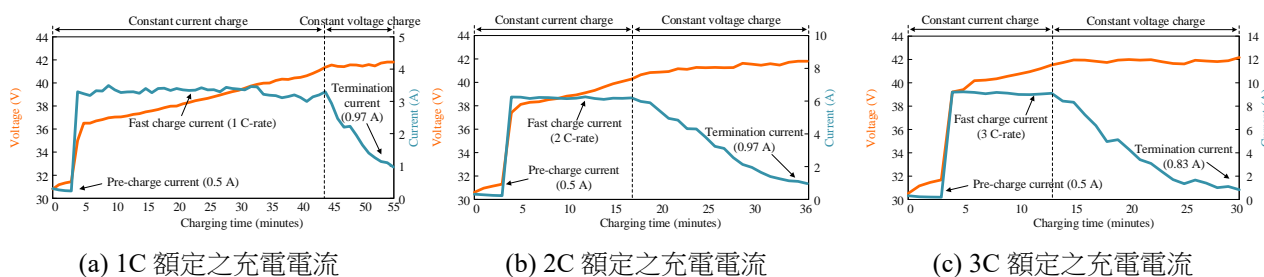


圖 27 ICS 處於錯位偏移供電之鋰電池模組充電 V-I 曲線

陸、結論

本文提出考量錯位充電容忍度與諧振補償最佳化之自主移動機器人感應充電系統開發，且擬定諧振參數決策程序予以優化諧振拓樸補償，以及嵌入控制器設計與整合充電演算法以強化錯位供電容忍能力，並已建置離型電路進行無線供電與電池充電驗證。實驗結果顯示感應充電系統於 1.5 kW 輸出功率下已具備 88% 轉換效率，並經燒機驗證可佐證系統不受溫度與操作應力影響，且兼具輸出功率與操作電壓彈性調整適應性。此外，在線圈模組多方向 20% 錯位偏移或是動態移動情境以及動態負載變動測試，此系統皆可經由閉迴路控制與導通週期調整輔助而維持輸出電壓穩定度。另經鋰電池模組充電測試，顯現此平台確實已兼具高額定大電流快速充電能力，且可適性電池特性而實踐預備定電流、定電流、與定電壓充電操作，並兼具寬廣的充電操作範圍。本文所提自主移動機器人感應充電系統，其實作成果兼具相關產業創新設計參考價值，開發成果豐碩可助益國內自動化搬運產業與無線充電領域務實開發應用需求。

參考文獻

- [1] A. Babaki, A., Vaez-Zadeh, S., & Zakerian, A. (2019). Performance optimization of dynamic wireless EV charger under varying driving conditions without resonant information. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 68(11), 10429–10438. <https://doi.org/10.1109/TVT.2019.2944153>
- [2] Wang, L., Madawala, U., & Wong, M.C. (2021). A wireless vehicle-to-grid-to-home power interface with an adaptive DC link. *IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, 9(2), 2373–2383. <http://dx.doi.org/10.1109/JESTPE.2020.2992776>
- [3] Huang, M., Lu, Y., & Martins, R.P. (2019). A reconfigurable bidirectional wireless power transceiver for battery-to-battery wireless charging. *IEEE Trans. Power Electron.*, 34(8), 7745–7753. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2018.2881285>
- [4] Zhang, Y., Pan, W., Wang, H., Shen, Z., Wu, Y., Dong, J., & Mao, X. (2022). Misalignment-tolerant dual-transmitter electric vehicle wireless charging system with reconfigurable topologies. *IEEE Trans. on Power Electron.*, 37(8),

8816–8819. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2022.3160868>

- [5] Wang, X., Xu, J., Leng, M., Ma, H., & He, S. (2021). A hybrid control strategy of LCC-S compensated wpt system for wide output voltage and ZVS range with minimized reactive current. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 68(9), 7908–7920. <https://doi.org/10.1109/TIE.2020.3013788>
- [6] Feng, J., Li, Q., Lee, F.C., & Fu, M. (2021). LCCL-LC resonant converter and its soft switching realization for omnidirectional wireless power transfer systems. *IEEE Trans. Power Electron.*, 36(4), 3828–3839. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2020.3024757>
- [7] Jou, H.-L., Wu, J.-C., Wu, K.-D., & Kuo, C.-Y. (2021). Bidirectional DC-DC wireless power transfer based on LCC-C resonant compensation. *IEEE Trans. Power Electron.*, 36(2), 2310–2319. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2020.3005804>
- [8] Wang, C., Zhu, C., Wei, G., Feng, J., Jiang, J., & Lu, R. (2020). Design of compact three-phase receiver for meander-type dynamic wireless power transfer system. *IEEE Trans. Power Electron.*, 35(7), 6854–6866. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2019.2955203>
- [9] Ke, G., Chen, Q., Gao, W., Wong, S.-C., Tse, C.K., & Zhang, Z. (2020). Research on IPT resonant converters with high misalignment tolerance using multicoil receiver set. *IEEE Trans. Power Electron.*, 35(4), 3697–3712. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2019.2936325>
- [10] Zaheer, A., Hao, H., Covic, G.A., Kacprzak, D. (2015). Investigation of multiple decoupled coil primary pad topologies in lumped ipt systems for interoperable electric vehicle charging. *IEEE Trans. Power Electron.*, 30(4), 1937–1955. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2014.2329693>
- [11] Budhia, M., Boys, J.T., Covic, G.A., & Huang, C.-Y. (2013). Development of a single-sided flux magnetic coupler for electric vehicle IPT charging systems. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 60(1), 318–328. <https://doi.org/10.1109/TIE.2011.2179274>
- [12] Wang, Z.M. (2022, Dec.). *Enhancement of wireless charging system with improved compensation capacitance decision mechanisms*. The 43th Symposium on Electrical Power Engineering, Taichung, Taiwan.