

# 考量 E 型磁芯輔助取電線圈與雙向傳輸之軌道式導引車 非接觸電能傳輸系統開發

唐國源、李宗勳\*、王子維、洪得峻、黃冠傑

南臺科技大學電機工程系

\*tslee@stust.edu.tw

## 摘要

本文發展一套考量 E 型磁芯輔助取電線圈與雙向傳輸之軌道式導引車非接觸電能傳輸系統。此研究動機在於搬運載具常採用平面線圈做為取電機制，且多數僅限於單向電能傳輸應用，另對於諧振拓樸與參數設計並無優化程序而易造成電能供電不穩定。因此，本文提出整合 LCC-CCL 諧振拓樸、諧振參數設計、與頻率響應分析而發展一套優化程序，並完成一套軌道式線圈模組，且系統嵌入雙向傳輸技術予以實踐電網與車間之電能互動能力。此外，此研究再於微控制器妥善規劃閉迴路控制與整合脈波調變技術，裨益實踐彈性輸出電流調節與電池模組充電管理。本文輔以模擬分析與設計程序規劃以及硬體雛形電路測試，實驗結果佐證此系統與架構確實已具備定電流操作特性、雙向電能調節能力、穩定電源操作品質、與提升車載電池模組充電穩定性，此成果頗助益運輸電氣化與軌道式導引車發展與應用參考。

**關鍵詞：**雙向非接觸電能傳輸、諧振拓樸、拾電線圈、有軌制導車

## Development of a Rail-Type Contactless Power Transfer System for Guided Vehicles Considering E-Core-Aided Pickup Coils and Bi-Directional Transmission

Guo-Yuan Tang, Tsong-Shing Lee\*, Zi-Wei Wang, Te-Chun Hung, Kuan-Chieh Huang

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

## Abstract

This paper presents a rail-type contactless power transfer system for guided vehicles incorporating E-core-aided pickup coils and bi-directional transmission. This study is motivated by the widespread use of planar coils as power pickup mechanisms in transportation vehicles, which are typically limited to one-way power transmission. Additionally, the lack of an optimization procedure for resonant topology and parameter design can easily lead to an unstable power supply. To address these challenges, this study proposes to develop an optimization procedure through integrating LCC-CCL resonance topology, resonance parameter design, and frequency response analysis, enabling the development of a set of rail-type coil modules. Then, the power interactive transfer capabilities between grid and vehicle are implemented via the system embedded with bi-directional transmission technology. In addition, this research properly plans a closed-loop control and integrates pulse modulation technology within a microcontroller to facilitate the implementation of flexible output current regulation and battery module charging management. This study is supported by simulation analysis and design programming as well as hardware prototype testing. The experimental results prove that the proposed system and architecture exhibit constant-current operating characteristics, bi-directional power regulation capabilities, stable power supply operation quality, and improved charging stability of vehicle battery modules. These findings serve as valuable references for transportation electrification and RGV development and application.

**Keywords:** Bi-directional contactless power transfer (BCPT), Resonant topology, Pickup coils, Rail guided vehicles (RGVs).

Received: Nov. 14, 2024; first revised: Dec. 10, 2024; accepted: Dec. 2024.

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

## 壹、前言

非接觸電能傳輸 (Contactless Power Transfer, CPT) 於充電系統應用已逐年擴大接納採用, 且部分研究機構開發無線電能轉換 (Wireless Power Transfer, WPT) 系統且整合至自動搬運載具 (AGV)、電動車 (EV)、軌道式搬運車 (RGV)、以及自動位移機器人 (AMR) 等電力傳輸應用, 且實踐運具電氣化之無線充電功能[1-4]。有鑑於工業 4.0 智慧製造興起, 搬運車載整合無線充電予以達成 24 小時持續運作已成常規需求, 惟此類應用常受限於感應傳輸結構與取電線圈設計而影響持續供電效能, 且無線電能系統多數為單向傳輸而無法使車載與電網共享車載儲能, 另諧振拓撲操作特性與充電管理機制無法匹配, 以及搬運車充電網絡要求穩定供電品質, 並存在輸出電流與傳輸功率調整操作範圍不足等問題。有鑑於上述問題將影響 WPT 系統傳輸效率與限制電源可靠度, 以及無法滿足儲能模組充電管理需求[5-6], 故如何建置一套可持續供電之軌道式非接觸電能傳輸平台, 且整合 RGV 充電應用與含括精緻取電能力, 並確實改善上述技術缺口與嚴謹提供設計方針為此論文發展重點。

本論文研擬發展一套整合 E 型鐵芯取電線圈之軌道式非接觸電能傳輸系統, 並審慎研擬雙向傳輸技術與諧振拓撲決策以及開發諧振補償設計程序。此研究參考習知文獻技術, 其電網到電車 (G2V)、電車到電網 (V2G)、與電車到電車 (V2V) 等架構之雙向非接觸電力傳輸 (BCPT) 技術已逐步發展與受到重視[7-8], 且有文獻針對傳輸功率互動規格與應用場域予以分析而提出感應電能諧振拓撲適性選用方法[6, 9-11], 另透過調整逆變器操作時序以達成雙向供電系統彈性功率輸出亦被深入討論[3, 12-13]。此外, 在諧振電路規劃中, 有研究基於 WPT 系統之四種諧振補償架構而提出新穎性拓撲結構, 例如: LCC-S、LC-LC、與 LLC-LLC 等網絡[14-15]。綜合上述文獻涵括技術探討, 目前確實可用於規劃一套以 BCPT 架構為基礎之軌道式無線充電系統, 惟上述文獻對於實踐本文提案技術內容與設計方法, 仍有部分發展內容尚未完整說明與提出實踐策略[7-15]。因此, 此研究經由審慎分析可歸納出現有技術核心尚欠缺: 1) 諧振網絡操作特性造成雙向傳輸穩定度無解決方案, 2) 無頻率響應分析與針對動態負載變動影響予以探討, 3) 補償電路參數設計無彈性調整程序而限制可操作範圍, 4) 對於軌道式感應供電結構之取電線圈設計無完整方案, 與 5) 雙向電壓暨電流轉換增益與數學式推導無完整分析程序。本文委以文獻技術評估, 並依據研究動機及提案發展需求, 規劃開發一套可兼容雙向電能傳輸之 RGV 車載非接觸充電系統, 預期可助益軌道式導引車智能供電發展與充電應用參考。

本文提出一套考量 E 型磁芯輔助取電線圈與雙向傳輸之軌道式導引車非接觸電能傳輸系統。此研究妥完成閉迴路控制與嵌入充電演算管理流程, 以及採取雙向藍芽模組通訊與回授偵測方案, 且採納全橋逆變器輸出脈波寬度調變機制, 並經整合歸納而予以實踐 BCPT 系統之輸出功率與電流彈性調節, 裨益達成電網電源與 RGV 車載間之雙向電能調度能力。此外, 本文規劃諧振網絡整合磁芯線圈模組, 並輔以諧振參數決策流程, 予以實踐一套高轉換效率與轉換功率暨精緻電源輸出品質之無線充電系統。本文透過模擬分析與硬體實踐, 且依據 G2V 與 V2G 之雙向傳輸情境與研擬負載切換需求而對車載電池儲能模組進行充電管理與逆向饋電等行為驗證, 並完整探討電池模組在多種電流額定下之充電特性。依據提案技術與實驗成果檢視, 此研究目前完成應用創新特點與技術貢獻臚列如下:

- 一、此研究探討 RGV 與電網電源間之雙向 G2V 與 V2G 操作情境, 且委以規劃控制策略與閉迴路控制程序, 並完成建置一套雙向非接觸電能傳輸系統, 以及實踐雙向操作電流與傳輸功率彈性控制與調整技術。
- 二、本文評估選用 LCC-CCL 諧振拓撲, 且提出輔以諧振補償參數計算方法與頻率響應分析之決策程序與優化機制, 並審慎完成諧振網絡之等效模型與數學式推導, 予以估算諧振拓撲之電壓與電流轉換增益特性。
- 三、此研究建置一套軌道式非接觸電能傳輸系統, 且擬定採用 E 型鐵芯體磁芯輔助設計取電線圈設計, 裨益 RGV 在軌道操作時具備穩定的互感耦合特性, 並強化輸出電流操作穩定度與提升精緻電源輸出品質。
- 四、嚴謹完成驗證提案系統於雙向電能互動與動態負載操作條件之電流與功率傳輸特性, 且實踐系統對車載儲能電池進行高額定電流充電手法, 且依據儲能規格與 V-I 曲線完成定電流與定電壓非接觸充電操作。

本論文章節架構與組織如下: 此研究首先於第貳章節簡介系統架構以及非接觸電能傳輸平台暨系統規格說明, 另於第參章節說明諧振特性分析及其參數決策流程暨頻率響應分析, 並說明實驗平台建置, 接續於第肆章節描述閉迴路控制機制以及回授迴路設計, 另於第伍章節執行電路雛形功能測試以及探討此研究之實驗結果與達成之實踐貢獻, 最後於第陸章節予以歸納本文開發成果與結論說明。

## 貳、系統架構

本文提出一套應用於軌道式無人搬運車(RGV)之雙向非接觸電能傳輸系統(Bi-directional Contactless Power Transfer, BCPT)開發,並強化相容於電網(Grid)以及車載(Vehicle)間之雙向電能傳輸能力,且採用傳輸側LCC架構與接收側CCL架構之LCC-CCL諧振補償拓樸而予以構建一套軌道耦合式感應供電系統。本文審慎制定諧振參數選定流程,且藉由頻率響應分析輔助而繼以調整諧振補償,預期可助益提升非接觸電能傳輸性能以及可於軌道式無人搬運車(RGV)應用。此研究依照所提貢獻與特點而據以發展一種採用E型鐵氧體磁芯(Ferrite core)輔助之車載側取電線圈模組,便以協助RGV電動載具在軌道移動中具有充足與穩定之非接觸感應耦合能力,有助於RGV車載儲能電池模組充電與反面對電網供電等電力調節應用,其完整系統架構與設計規劃如下兩小節說明。

### 一、非接觸電能傳輸平台開發

圖1為本文所提兼具雙向電力傳輸能力之軌道式非接觸電能供電系統架構圖。此結構委以前級功率因數修正電路(PFC)供應直流150V電源作為系統輸入電壓 $V_{in}$ ,另制定電源傳輸側(Power transmitter side)由橋式逆變器(Full-bridge inverter)、LCC諧振電路、感應線圈 $L_p$ 、與微控制器(MCU-I)及其周邊驅動電路模塊組成;另RGV車載接收側(RGV receiver side)由感應線圈 $L_s$ 、CCL諧振濾波器、橋式逆變器、RGV內部充電網絡( $R_{eq}$ )、與微控制器(MCU-II)及其附屬電路組成。另在系統架構上,電源端與車載端之兩側諧振電路以及線圈模組 $L_p$ 與 $L_s$ 可整合建構為一組LCC-CCL諧振拓樸,並裨益雙向電源傳輸平衡穩定應用。此外,在電源傳輸測之調節與管理機制上,車載側控制器MCU-II可自動檢測BCPT平台之輸出電壓 $V_o$ 與電流 $I_o$ 並且達成訊號回授,且採用藍芽模組BT-I與BT-II雙向通訊溝通而完成MCU-I與MCU-II之間閉迴路之資料傳輸,予以達到MCU-II對電源側電路平台之逆變器輸出操作調節與電源管理,即可助益電源側逆變器執行輸出方波電壓 $v_r$ 之導通週期 $D_i$ 調變,此有助鞏固RGV側充電模組與軌道供電時之傳輸電壓穩定性。

在線圈模組設計方面,本研究規劃傳輸感應線圈 $L_p$ 鋪設於RGV搬運載具之行駛路線下方,另接收感應線圈 $L_s$ 則整合E型鐵磁芯輔助而嵌入系統移動載具下方,以確保搬運車移動過程中可持續接收感應電能 $v_{L_s}$ 。圖2為RGV側接收感應線圈 $L_s$ 結構示意圖,其本文傳輸線圈 $L_p$ 以長導線形式做為非接觸電能傳輸系統之磁場發射端,有利於整合於長距離運輸軌道上,另接收線圈 $L_s$ 則規劃接收線圈之多股導線繞組予以繞至在E型鐵磁芯磁通路徑上,且將來自傳輸線圈 $L_p$ 之磁通量引導並限制於E型鐵磁芯之磁通路徑上,以利形成傳輸線圈與接收線圈之磁通共構於鐵芯上之無線電能磁場耦合傳輸,裨益提升軌道式無線供電系統之磁場屏蔽而提升傳輸效率暨強化電壓轉換增益正確性。

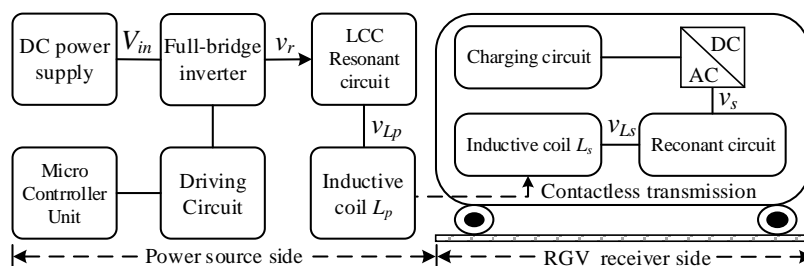


圖1 本文提案之軌道式BCPT系統開發架構

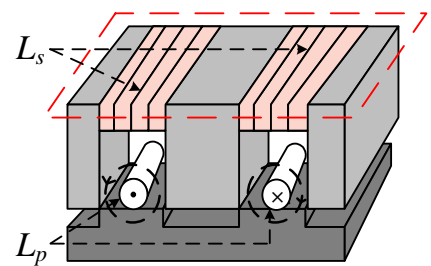


圖2 E型磁芯感應線圈模組示意圖

圖3為實踐本文軌道式BCPT系統之電路結構,其包含電源側電路(Power side)與車載側電路(Vehicle side)及其偵測電路迴路(Detection loop)與回授電路迴路(Feedback loop)等部分。其中, $L_p$ 與 $L_s$ 分別是傳輸側與接收側之感應線圈,且 $C_p$ 與 $C_s$ 即分別為其串聯補償電容,而 $L_{rp}$ 與 $C_{rp}$ 分別為傳輸端之串聯電感與並聯電容,另 $L_{rs}$ 與 $C_{rs}$ 分別為接收端之串聯電感與並聯電容。在系統電路中,感應線圈 $L_p$ 與 $L_s$ 、電容 $C_p$ 與 $C_s$ 以及前級 $L_{rp}$ 與 $C_{rp}$ 及後級 $L_{rs}$ 與 $C_{rs}$ 等諧振元件可整合建構成一組LCC-CCL諧振拓樸,裨益調節雙向傳輸時之電壓與電流轉換增益。此外,本文規劃兩組全橋逆變器模組,其分別包含有功率開關模組 $S_1$ - $S_4$ 與 $S_5$ - $S_8$ ,且可依時序操作而彈性作為交/直流轉換器應用。因此,在動作說明上,當電源端傳能至車載端之G2V操作應用時,由全橋

逆變器之開關模組  $S_1$ - $S_4$  操作，而將電網直流輸入電壓  $V_{in}$  轉換成交流方波訊號  $v_r$  且饋入雙向 LCC-CCL 諧振網絡，而接收端則利用功率開關  $S_5$ - $S_8$  中之寄生二極體構成全波整流電路，並提供車載直流輸出電壓  $V_o$ ；反之，若當車載端反向饋電傳能至電源端之 V2G 操作應用時，則全橋逆變器之開關模組  $S_5$ - $S_8$  操作而逆向饋電，並經功率開關  $S_1$ - $S_4$  整流後而提供直流電壓  $V_{in}$  至電網端以達成反向供電至電網電源側直流匯流排。

在控制策略上，此研究輔以 Microchip 公司應用開發之 dsPIC33CK256MP508 單晶片暨整合藍芽模組（HC-05）予以開發一套閉迴路控制系統，且輔以單晶片輸出比較模組之雙輸出比較模式中之連續相移脈衝所產生出方波驅動訊號  $D_{g1}$ - $D_{g4}$  與  $D_{g5}$ - $D_{g8}$ ，並經過光耦隔離積體電路以增強其驅動信號，取得正電壓 9.8 V 及負電壓 5.2 V 之閘級驅動電壓  $v_{g1}$ - $v_{g4}$  與  $v_{g5}$ - $v_{g8}$ ，且據以驅動功率晶體開關模組  $S_1$ - $S_4$  與  $S_5$ - $S_8$ ，此時逆變器得以將  $V_{in}$  轉換為高頻方波電壓  $v_r$  作為無線電能傳輸應用。

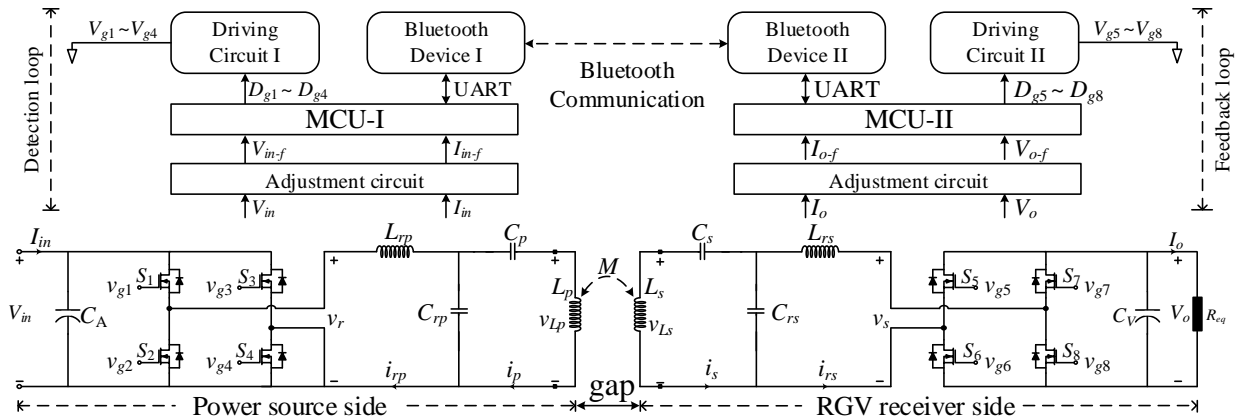


圖 3 本文雙向非接觸電能傳輸系統之電路結構圖

## 二、系統介面規格

表 1 為本文非接觸電能傳輸系統擬定之電氣規格。在研發雛形中，此研究採用直流 150 V 電源作為輸入電壓  $V_{in}$ ，另制定充電平台之輸出操作電流  $I_o$  範圍至少具備 9 A 操作能力，同時策劃輸出功率  $P_o$  需大於 300 W，並採用頻率響應分析可得悉此系統諧振頻率  $f_r$  可制定於 86.9 kHz，並且倡議系統操作頻率  $f_s$  設定同於 86.9 kHz 以獲得較佳的傳輸功率與轉換效率。另此研究研擬全橋逆變器輸出電壓之導通週期  $D_t$  操作調整範圍為 100%~20%，並予以印證傳輸能力以及供電電流調適能力。

本文在儲能元件選用上，此研究選擇 Panasonic 公司所製造之鋰電池（NCR 18650BD）作為車載側之電池模組，此電池之標準額定電壓為 3.6 V~3.7 V，而放電截止電壓以及充電飽和截止電壓分別訂定為 2.5 V 與 4.2 V，且容量儲能與最大可充電之電流分別為 3000 mAh 與 10 A，以及充電過程之耐熱溫度可高達 60°C。

另在儲能模組規劃上，此研究擬定採用 6 顆鋰電池串聯作為儲能模組，故即可擬定供電系統對儲能模組充電時之飽電截止電壓為 25.2 V，且此研究制定 1C 與 2C 之電池充電率（C-rate）而對儲能模組充電，並輔以微控制器調適  $D_t$  而達成固定電流充電（Constant-current）與固定電壓操作（Constant-voltage）等模式予以進行控制管理，另待電池模組電壓達飽電時，則系統隨即將充電模式由 CC 切換至 CV 模式以確保充電時獲得最佳續航性能。

表 1 非接觸電能傳輸系統之電氣規格

敘述	符號	擬定值
系統電源側之輸入操作電壓	$V_{in}$	150 V
系統車載側之輸出操作電流	$I_o$	0 A~9 A
諧振拓樸之諧振頻率	$f_r$	86.9 kHz
系統操作頻率	$f_s$	86.9 kHz
導通週期之調整範圍	$D_t$	100%~20%
系統車載側之輸出操作功率	$P_o$	$\geq 300$ W

## 參、諧振特性分析及其參數決策流程暨模擬分析

第參節旨在敘述 LCC-CCL 諧振網絡拓樸之參數擬定方法以及決策流程，裨益精進非接觸無線傳輸功率及達成輸出增益彈性調節效益。在設計程序中，本文先對 LCC-CCL 諧振網絡執行拓樸電路分析，同時輔以等效模型建置而推算該諧振電路之轉移函數、電流公式、與諧振設計參數計算式，接續委以本文所提諧振補償擬定值決策步驟循序漸進規劃，並採用頻率響應模擬分析輔助與實踐線圈模組實體建置，並比較諧振特性以及參數最佳化成果，且同步並行探究諧振拓樸網絡之輸出電流特性是否達到預估效果，其詳細分析流程闡述如下。

### 一、諧振拓樸分析及其電路等效模型推導

圖 4 為 LCC-CCL 諧振網絡拓樸操作於 G2V 模式之等效互感模型，其  $R_{eqG}$  為車載側儲能端等效負載  $R_{eq}$  等效至全橋逆變器電路前之等效負載阻抗，且  $v_r$ 、 $v_s$ 、與  $i_{rsG}$  分別為輸出電壓及諧振拓樸輸出電壓與輸出電流。其中， $R_{eqG}$  與  $R_{eq}$  間之轉換關係式如下：

$$R_{eqG} = \frac{8}{\pi^2} R_{eq} \quad (1)$$

依據 KVL 定律，則可由圖 4 獲得 G2V 操作模式下，其傳輸端及接收端兩側之電壓迴路與電流關係式如下：

$$i_{rpG}(j\omega L_{rp} + \frac{1}{j\omega C_{rp}}) - i_{pG} \frac{1}{j\omega C_{rp}} = v_r \quad (2)$$

$$-i_{rpG}(\frac{1}{j\omega C_{rp}}) + i_{pG}(j\omega L_p + \frac{1}{j\omega C_p} + \frac{1}{j\omega C_{rp}}) + j\omega M i_{sG} = 0 \quad (3)$$

$$j\omega M i_{pG} + i_{sG}(j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_s} + \frac{1}{j\omega C_{rs}}) - i_{rsG}(\frac{1}{j\omega C_{rs}}) = 0 \quad (4)$$

$$-i_{sG}(\frac{1}{j\omega C_{rs}}) + i_{rsG}(j\omega L_{rs} + \frac{1}{j\omega C_{rs}} + R_{eqG}) = 0 \quad (5)$$

另為了簡化計算，可由(2)-(5)之阻抗參數所示，其可區別簡單化成  $Z_{r1}$ 、 $Z_{r2}$ 、 $Z_p$ 、 $Z_s$ 、 $Z_m$ 、 $Z_{crp}$ 、與  $Z_{crs}$ ，則阻抗參數可以下列代數表示：

$$Z_{r1} = j\omega L_{rp} + \frac{1}{j\omega C_{rp}}, Z_{r2} = j\omega L_{rs} + \frac{1}{j\omega C_{rs}} + R_{eqG}, Z_p = j\omega L_p + \frac{1}{j\omega C_p} + \frac{1}{j\omega C_{rp}}, Z_s = j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_s} + \frac{1}{j\omega C_{rs}},$$

$$Z_{crp} = \frac{1}{j\omega C_{rp}}, Z_{crs} = \frac{1}{j\omega C_{rs}}, \text{ 與 } Z_m = j\omega M \quad (6)$$

由(2)-(5)式電壓迴路方程式即可推導出傳輸側及接收側之操作電流  $i_{rpG}$ 、 $i_{pG}$ 、 $i_{sG}$ 、與  $i_{rsG}$ ，且分別表示如下：

$$i_{rpG} = \frac{v_r [(Z_p Z_s Z_{r2}) - (Z_{crs}^2 Z_p + Z_m^2 Z_{r2})]}{Z_{r1} (Z_p Z_s Z_{r2} - Z_{crs}^2 Z_p - Z_m^2 Z_{r2}) + Z_{crp} (-Z_{crp} Z_s Z_{r2} + Z_{crs}^2 Z_{crp})} \quad (7)$$

$$i_{pG} = \frac{-v_r [(-Z_{crp} Z_s Z_{r2}) + (Z_{crs}^2 Z_{crp})]}{Z_{r1} (Z_p Z_s Z_{r2} - Z_{crs}^2 Z_p - Z_m^2 Z_{r2}) + Z_{crp} (-Z_{crp} Z_s Z_{r2} + Z_{crs}^2 Z_{crp})} \quad (8)$$

$$i_{sG} = \frac{v_r (-Z_{crp} Z_m Z_{r2})}{Z_{r1} (Z_p Z_s Z_{r2} - Z_{crs}^2 Z_p - Z_m^2 Z_{r2}) + Z_{crp} (-Z_{crp} Z_s Z_{r2} + Z_{crs}^2 Z_{crp})} \quad (9)$$

$$i_{rsG} = \frac{-v_r (-Z_{crp} Z_m Z_{crs})}{Z_{r1} (Z_p Z_s Z_{r2} - Z_{crs}^2 Z_p - Z_m^2 Z_{r2}) + Z_{crp} (-Z_{crp} Z_s Z_{r2} + Z_{crs}^2 Z_{crp})} \quad (10)$$

假設，當系統頻率  $f_s$  操作於網絡拓樸之諧振頻率  $f_r$  時，則(10)式可簡化如下：

$$i_{rsG}(\omega_r) = \left| \frac{v_r \cdot M}{\omega_r L_p L_{rs}} \right| \quad (11)$$

透過(7)-(10)式之電流方程式，可繼續整理而獲知此諧振拓樸之輸入阻抗值  $Z_{inG}$  與電壓轉換增益值  $G_{vG}$ 。其中，

電壓增益  $G_{vG}$  即為  $v_r$  與  $v_s$  間之轉換倍率，其  $Z_{inG}$  與  $G_{vG}$  分別可整理簡化如下：

$$Z_{inG} = Z_{r1} + \frac{-Z_{crp}^2 Z_s Z_{r2} + Z_{crs}^2 Z_{crp}^2}{Z_p Z_s Z_{r2} - Z_{crs}^2 Z_p - Z_m^2 Z_{r2}} \quad (12)$$

$$G_{vG}(\omega_r) = \left| \frac{v_s}{v_r} \right| = \frac{-R_{eqG} Z_{crp} Z_{crs} Z_m}{-Z_{crp}^2 Z_{crs}^2 + Z_{r2} Z_s Z_{crp}^2 + Z_p Z_{r1} Z_{crs}^2 + Z_{r1} Z_{r2} Z_m^2 - Z_p Z_{r1} Z_{r2} Z_s} \quad (13)$$

為了達成諧振網路阻抗匹配，並使阻抗  $Z_{inG}$  虛部為零，即可推得電容  $C_{rp}$ 、 $C_{rs}$ 、 $C_p$ 、與  $C_s$  之計算如下：

$$C_{rp} = \frac{1}{\omega_r^2 L_{rp}}, \quad C_{rs} = \frac{1}{\omega_r^2 L_{rs}}, \quad C_p = \frac{1}{\omega_r^2 (L_p - L_{rp})}, \quad \text{與} \quad C_s = \frac{1}{\omega_r^2 (L_s - L_{rs})} \quad (14)$$

經由(14)式可推論此電路諧振架構之補償電容  $C_{rp}$ 、 $C_{rs}$ 、 $C_p$ 、與  $C_s$  與  $R_{eqG}$  並無關聯，闡明諧振電路之操作特性並不因儲能模組在充電期間受內部阻抗波動或是充電電流變動而影響，促使諧振網路可達成最理想之均衡輸出。基於(11)式之電流轉換增益與(14)式之諧振補償電容之推論結果，此意味著本文採用之 LCC-CCL 拓樸結構具有定電流輸出特性，且不因  $R_{eqG}$  改變受到影響而頗適用於儲能模組充電應用，此即為本文建議選用 LCC-CCL 拓樸網路做為諧振架構因素。

圖 5 為 LCC-CCL 諧振拓樸操作於 V2G 模式之等效互感模型，且由克希荷夫電壓定律 (KVL) 即可擬定傳輸端及接收端兩側之電壓迴路與電流關係式如下：

$$i_{r3V} = \frac{v_s \left[ (Z_p Z_s Z_{r4}) - (Z_{crp}^2 Z_s + Z_m^2 Z_{r4}) \right]}{Z_{r3} (Z_p Z_s Z_{r4} - Z_{crp}^2 Z_s - Z_m^2 Z_{r4}) + Z_{crs} (-Z_{crs} Z_p Z_{r4} + Z_{crp}^2 Z_{crs})} \quad (15)$$

$$i_{sV} = \frac{-v_s \left[ (-Z_{crs} Z_p Z_{r4}) + (Z_{crp}^2 Z_{crs}) \right]}{Z_{r3} (Z_p Z_s Z_{r4} - Z_{crp}^2 Z_s - Z_m^2 Z_{r4}) + Z_{crs} (-Z_{crs} Z_p Z_{r4} + Z_{crp}^2 Z_{crs})} \quad (16)$$

$$i_{pV} = \frac{v_s (-Z_{crs} Z_m Z_{r4})}{Z_{r3} (Z_p Z_s Z_{r4} - Z_{crp}^2 Z_s - Z_m^2 Z_{r4}) + Z_{crs} (-Z_{crs} Z_p Z_{r4} + Z_{crp}^2 Z_{crs})} \quad (17)$$

$$i_{rpV} = \frac{-v_s (Z_{crs} Z_m Z_{crp})}{Z_{r3} (Z_p Z_s Z_{r4} - Z_{crp}^2 Z_s - Z_m^2 Z_{r4}) + Z_{crs} (-Z_{crs} Z_p Z_{r4} + Z_{crp}^2 Z_{crs})} \quad (18)$$

其中，阻抗參數  $Z_s$ 、 $Z_p$ 、 $Z_m$ 、 $Z_{crs}$ 、與  $Z_{crp}$  數學式同(6)式，另  $Z_{r3}$  與  $Z_{r4}$  則可分別表示如下：

$$Z_{r3} = j\omega L_{rp} + \frac{1}{j\omega C_{rp}} \quad \text{與} \quad Z_{r4} = j\omega L_{rs} + \frac{1}{j\omega C_{rs}} + R_{eqV} \quad (19)$$

接續，透過(15)-(18)式即可推導出 V2G 操作模式下，其由車載側看入之輸入阻抗  $Z_{inV}$  及電壓增益  $G_{vV}$  分別為：

$$Z_{inV} = Z_{r3} + \frac{-Z_{crs}^2 Z_p Z_{r4} + Z_{crp}^2 Z_{crs}^2}{Z_p Z_s Z_{r4} - Z_{crp}^2 Z_s - Z_m^2 Z_{r4}} \quad (20)$$

$$G_{vV}(\omega_r) = \left| \frac{v_r}{v_s} \right| = \frac{-R_{eqV} Z_{crp} Z_{crs} Z_m}{Z_p Z_{r3} Z_{r4} Z_s - Z_{r3} Z_s Z_{crp}^2 - Z_p Z_{r4} Z_{crs}^2 - Z_{r3} Z_{r4} Z_m^2 + Z_{crp}^2 Z_{crs}^2} \quad (21)$$

當系統頻率  $f_s$  操作於諧振頻率  $f_r$  時，其(18)式可簡化表示如下：

$$i_{rpV}(\omega_r) = \left| \frac{v_s \cdot M}{\omega_r L_{rp} L_{rs}} \right| \quad (22)$$

因此，經由上述說明可以得知，此 LCC-CCL 諧振拓樸在 G2V 與 V2G 兩模式之操作條件下，其具有相同的阻抗特性與傳輸增益特性，此結果頗適合電網電源與 RGV 車載間之雙向互動電能傳輸應用。

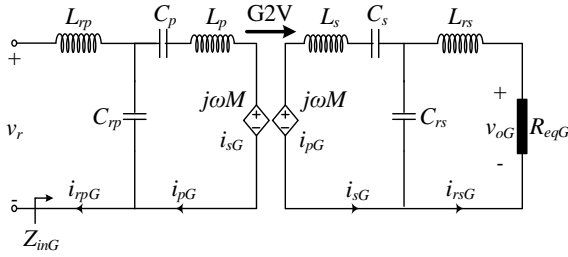


圖 4 基於 G2V 模式之 LCC-CCL 等效模型

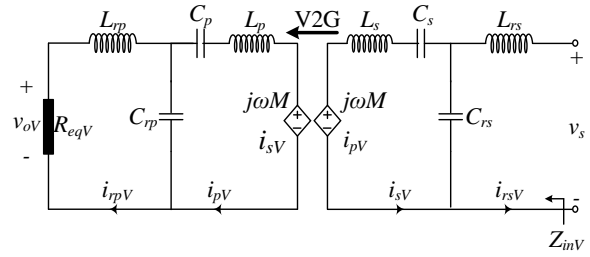


圖 5 基於 V2G 模式之 LCC-CCL 等效模型

## 二、諧振網絡之補償參數設計與配置

本文選用金屬化聚丙烯薄膜電容器作為系統諧振補償元件，此主因在於此電容材料介質為聚丙烯薄膜（Polypropylene film），其具備較低等效串聯電阻（ESR）與較高電壓電壓承載能力，且不易受操作溫度影響而產生電容值飄移問題。因此，本文諧振補償電容選用耐壓規格為 1000 V 作為諧振補償參數配置基礎，其多組電容器於串並聯條件下可彈性配置總電容值，裨益提升 LCC-CCL 諧振設計在高電流與高電壓應力操作之輸出穩定性。圖 6 為諧振網絡之參數決策流程圖，其首先規劃系統電網電源側與車載側之電壓、電流、與傳輸功率操作規格，且依據 RGV 運作實施場域與軌道長度規劃而繞製長距離傳輸感應線圈與 E 型磁芯取電線圈模組。爾後，再依據(13)與(21)式之雙向電壓轉換增益  $G_V$  需求而分別擬定兩側外部串聯諧振電感  $L_{rp}$  與  $L_{rs}$ ，並接續選定諧振頻率  $f_r$  以及依據(11)式與(22)式之電流操作增益以達成所需輸出電流，接續即可依據諧振頻率且搭配(14)電容計算式而予以配置兩側諧振電容  $C_p$ 、 $C_s$ 、 $C_{rp}$  與  $C_{rs}$ ，最後即可依據系統平台實際量測電壓與電流轉換值再細部調整與優化諧振參數值，此即可完成系統諧振參數配置。

本文已於第一小節完成雙向 LCC-CCL 設計之操作電流、阻抗  $Z_{in}$ 、與電壓增益  $G_V$  之數學式推導以及補償電容計算，接續將依據上述推導結果執行諧振參數設計，其表 2 即為此 BCPT 系統之諧振參數設計值，且電容  $C_{rp}$ 、 $C_p$ 、 $C_{rs}$  與  $C_s$  之實際採用值僅與表 2 理論計算值存在小於 1% 的極微小誤差量，並不影響諧振增益與相位操作特性。在表 2 中，此研究為了避免導線銅損過大與電流因素考量，本文以嚴謹規劃諧振電感  $L_{rp}$  與  $L_{rs}$  皆為 12.5  $\mu\text{H}$ ，以及系統諧振頻率  $f_r$  擬定為 86.9 kHz，另電容  $C_{rp}$ 、 $C_p$ 、 $C_{rs}$  與  $C_s$  可依據(14)式帶入計算而可得電容參數值分別為 26.8  $\mu\text{F}$ 、26.3  $\mu\text{F}$ 、26.8  $\mu\text{F}$  與 26.3  $\mu\text{F}$ 。因此，此研究即可依據表 2 之參數設計結果，並於後續小節分別針對 G2V 操作模式與 V2G 操作模式進行頻率響應模擬分析，此裨益決策系統操作頻率  $f_r$  選定以及了解此 LCC-CCL 諧振拓樸之輸出轉換操作特性，且此分析結果有助於後續車載側儲能模組充電管理設定參考。

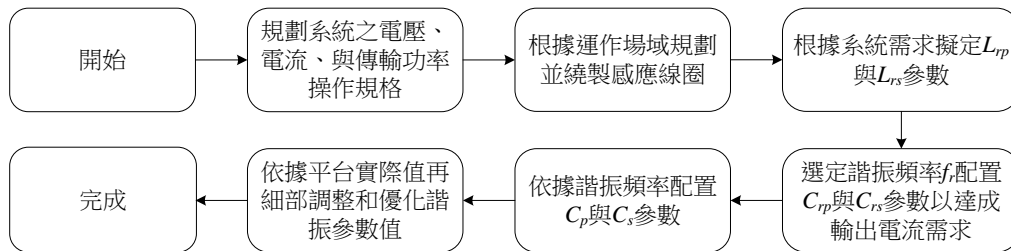


圖 6 本文 LCC-CCL 諧振網絡之參數決策流程圖

表 2 系統諧振補償電容暨線圈模組之參數設計值

描述	符號	參數值
諧振網絡之諧振頻率	$f_r$	86.9 kHz
電源側串聯諧振電感與並聯諧振電容	$L_{rp}$ 、 $C_{rp}$	12.5 $\mu\text{H}$ 、26.8 $\mu\text{F}$
電源側串聯諧振補償電容與感應線圈自感	$C_p$ 、 $L_p$	26.3 $\mu\text{F}$ 、25.2 $\mu\text{H}$
車載側串聯諧振補償電容與感應線圈自感	$C_s$ 、 $L_s$	26.3 $\mu\text{F}$ 、25.2 $\mu\text{H}$
車載側串聯諧振電感與並聯諧振電容	$L_{rs}$ 、 $C_{rs}$	12.5 $\mu\text{H}$ 、26.8 $\mu\text{F}$
感應線圈模組之互感值與耦合係數	$M$ 、 $k$	6.67 $\mu\text{H}$ 、0.216
G2V 模式與 V2G 模式之虛擬負載	$R_{L(G2V)}$ 、 $R_{L(V2G)}$	3.5 $\Omega$ 、150 $\Omega$



### 三、耦合線圈模組與非接觸電能平台建立

圖 7 與圖 8 分別為軌道式感應線圈模組結構整合示意圖及其實體雛形，其電源側線圈  $L_p$  以長導線形式做為非接觸電能傳輸系統之磁場發射基礎，並擬定電源側長距離線圈採 4 匝繞製設計，此有利於整合於 RGV 運輸軌道支架中。此外，本文規劃採用 E 型鐵芯作為車載側感應線圈  $L_s$  之導線繞組框架，此有助於將來自電源側線圈的發射磁場引導於 E 型鐵氧體磁芯上而產生磁通流動，以利形成傳輸線圈與接收線圈之磁通皆共構於一鐵芯上之無線電能傳輸暨耦合形式，裨益減少漏磁而提升磁場屏蔽性以及增加電磁傳輸效率。在線圈模組設計製作中，此研究擬定採用 500 股暨 AWG 38 線徑規格之里茲絞線（Litz wire）作為耦合線圈導線，並經實際量測獲知感應線圈  $L_p$  與  $L_s$  之感值分別為  $25.2\ \mu\text{H}$  與  $25.2\ \mu\text{H}$ ，以及線圈模組量測互感值  $M$  為  $6.67\ \mu\text{H}$ ，另耦合係數  $k$  可計算得出為 0.216。圖 9 為本文 BCPT 平台實體雛形，其電源側與車載側之印刷電路板上電路功能包括橋式逆變器、LCC-CCL 諧振網絡、閘極驅動電路、與增益調整與回授反饋電路等，且結構中還包含有線圈  $L_p$  與  $L_s$ 、微控制器、藍芽通訊模組、與電池儲能模組等。此外，本文研究考慮軌道式傳輸線圈  $L_p$  於實際應用之繞線長度擴增時將增加導線內阻，故基於佈局規劃 4 匝傳輸線圈數下，並同步研擬軌道雛型總長為 100 cm 以模擬並驗證此軌道式無線供電系統之電能傳輸與雙向轉換性能。另於車載側感應線圈  $L_s$  之取電機制設計，此研究在實體製作採用美台磁材公司生產之 AT3K EE8040A 鐵芯，並考量 E 型鐵氧體磁芯（Ferrite core）之開口端與線圈  $L_p$  感應耦合將存在較大的磁場洩漏損失，則規劃線圈  $L_s$  繞製於 E 型鐵芯之兩方向磁通路徑上，並設計線圈匝數為 12 匝，以裨益提升接收線圈自感值與車載側感應耦合取電能力。

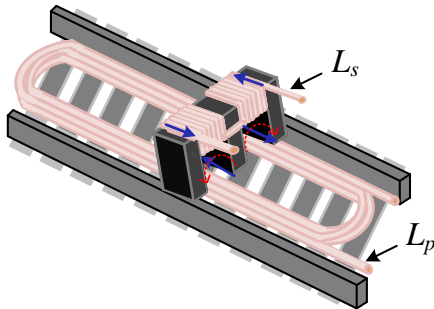


圖 7 軌道式感應線圈模組之整合示意圖

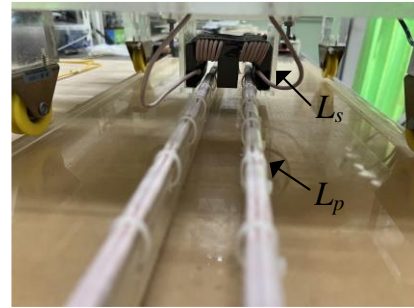


圖 8 軌道式感應線圈模組之實體雛形

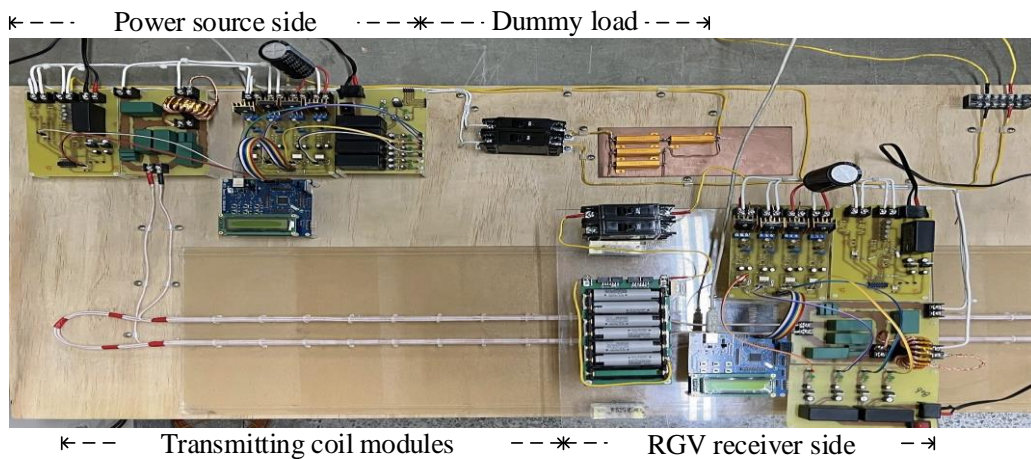


圖 9 本文所提 BCPT 系統平台之硬體電路雛形

### 四、頻率響應分析暨操作特性研究

此研究根據推導電網電源對應 RGV 車載正向傳輸之 G2V 操作模式，且委以參數決策結果以及擬定諧振頻率  $f_r$  為 86.9 kHz，此研究隨之採用數學模擬軟體分析予以描繪出 LCC-CCL 諧振拓樸各諧振參數之阻抗增益  $Z_{inG}$ 、阻抗  $Z_{inG}$  之相位、電壓增益  $G_{vG}$ 、電源側線圈  $L_p$  之迴路電流  $i_{pG}$ 、車載側線圈  $L_s$  之迴路電流  $i_{sG}$ 、與輸出電流  $i_{rsG}$  等頻率響應分析曲線圖，其模擬分析結果即如圖 10 所示。此研究隨即檢視諧振頻率點（86.9 kHz）之模擬分析曲線，其在圖 10(a)與 10(b)之阻抗增益  $Z_{inG}$  及其相位曲線分析中，其阻抗增益  $Z_{inG}$  隨著負載  $R_{eqG}$  參數值增加而



降低，且相位角則維持零度；另圖 10(c) 曲線顯示，伴隨  $R_{eqG}$  變動而其電壓增益  $G_{vG}$  隨之產生改變，且隨著負載  $R_{eqG}$  參數值增加而提升輸出增益；而圖 10(d) 曲線顯示伴隨著  $R_{eqG}$  變動則其電源側線圈迴路電流  $i_{pG}$  呈現為穩定值；在圖 10(e) 之車載側線圈迴路電流  $i_{sG}$  曲線顯示，伴隨  $R_{eqG}$  變動而其  $i_{sG}$  隨之產生些微改變；另圖 10(f) 之輸出電流  $i_{rsG}$  曲線顯示，伴隨  $R_{eqG}$  變動則其  $i_{rsG}$  呈現為穩定值，且在靠近諧振頻率點附近，其  $i_{rsG}$  變動量不大，即說明此系統具備定電流輸出特性，非常適合應用在儲能電池之定電流 CC 操作模式充電。

此研究接續進行 RGV 車載對應電網電源反向饋電之 V2G 操作模式之頻率響應分析，其圖 11 即為描繪 LCC-CCL 諧振拓樸各諧振參數之阻抗增益  $Z_{inV}$ 、阻抗增益  $Z_{inV}$  之相位、電壓增益  $G_{vV}$ 、電源側線圈  $L_p$  之迴路電流  $i_{pV}$ 、車載側線圈  $L_s$  之迴路電流  $i_{sV}$ 、與輸出電流  $i_{rpV}$  等頻率響應分析曲線。觀察圖 11 之曲線圖可得知 G2V 模式與 V2G 模式兩種操作模式之諧振特性相同，且圖 11(c) 曲線說明隨著負載  $R_{eqV}$  參數值增加而提升輸出增益，另圖 11(f) 呈現輸出電流  $i_{rpV}$  仍具備定電流操作特性，此模擬結果頗助益提升系統諧振參數配置彈性度與雙向電能供應穩定度。因此，經由上述圖 10 與圖 11 之頻率響應模擬分析，可以證實 LCC-CCL 諧振拓樸在 G2V 和 V2G 模式下均具備優異的電壓轉換增益表現以及定電流操作特性，此為未來電動車與電網間之高效能雙向能量傳輸提供了有力的技術支持。預期此章節分析流程與模擬程序以及研究結果不僅有助於提升了系統設計的靈活性，而且對於提高電動車充電效率和電網能量管理方面確實具有顯著的實用參考價值。

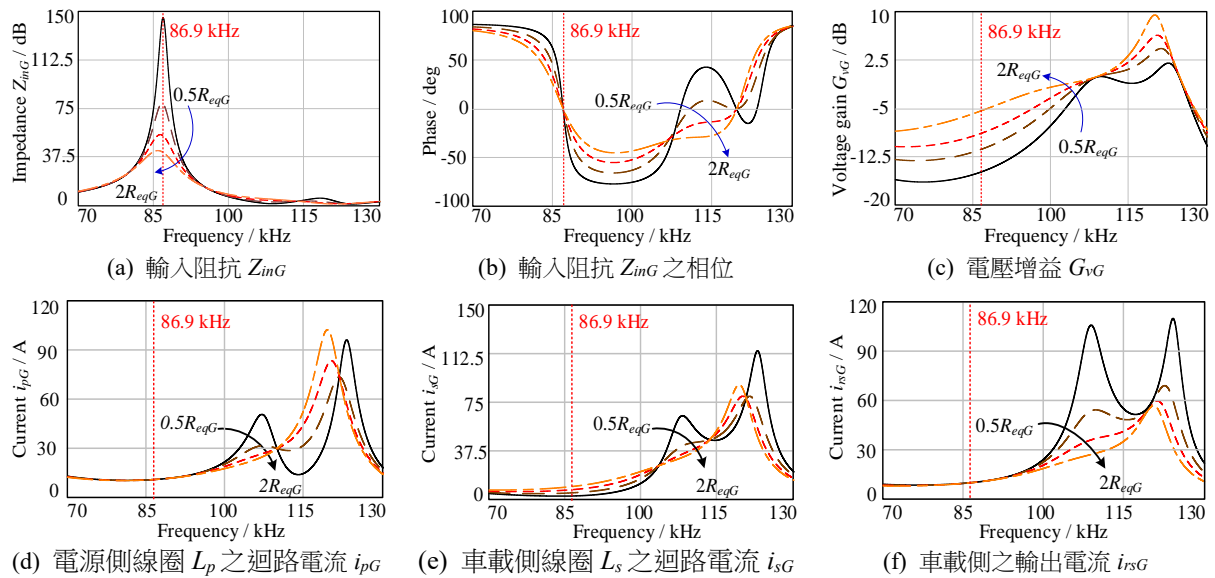


圖 10 評估系統於 G2V 模式之 LCC-CCL 諧振拓樸頻率響應曲線圖

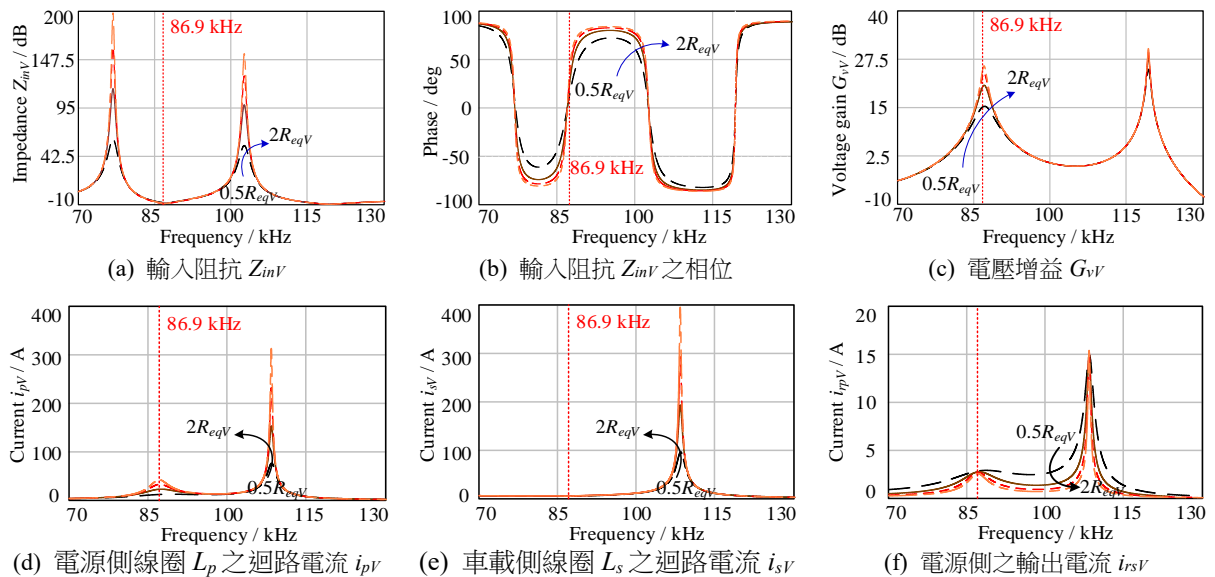


圖 11 評估系統於 V2G 模式之 LCC-CCL 諧振拓樸頻率響應曲線圖

## 肆、控制機制暨回授規劃

第肆章節主要在說明微控制器規劃與回授設計方法，此有助益 RGV 在軌道上取電過程中具備獲取充裕之操作電流能力，且實踐暨改善非接觸感應傳輸之充電穩定性。本文先擬定微控制器輸出操作調整機制以及回授與驅動訊號，並於電網電源側與車載側分別妥善研擬回授電路與驅動電路設計，予以完善閉迴路控制與落實輸出功率彈性調整。再者，本文控制核心架構包括兩組控制晶片（MCU-I 與 MCU-II）與藍芽通訊模組（BT-I 與 BT-II）以達成無線遠程訊號命令傳遞，且輔助類比數位轉換器（ADC）和控制算，即可完成回授命令識別、脈波寬度調變運算（Pulse-Width Modulation, PWM）、與輸出信號調節等功能，其詳細設計方法與程序說明即為：在閉迴路控制暨演算程序之控制策略設計中，本文微控制器核心選用 dsPIC33CK256MP508 晶片，此 MCU 具備 0 V 與 3.3 V 之高頻方波訊號輸出  $D_{g1} \sim D_{g4}$  與  $D_{g5} \sim D_{g8}$  能力，且可經閘極驅動器（Gate driver）而轉換為 -5.2 V 至 9.8 V 之功率開關驅動電壓  $v_{g1} \sim v_{g4}$  與  $v_{g5} \sim v_{g8}$ ，並促進 MCU 控制訊號得以達成隔離及其導通和截止驅動效能。

圖 12 即為本文 BCPT 系統說明 G2V 操作模式之控制流程架構圖，其包含電源側與車載側兩部分控制器 MCU-I 與 MCU-II 暨其所屬周邊控制迴路，且藉由藍芽通訊模組 BT-I 與 BT-II 進行微控制器訊號互動傳輸而落實回授控制應用。當系統處於 G2V 操作模式時，圖 12(a)主要說明車載接收側 MCU-II 主要功能在於擷取 RGV 之主電力電路端輸出電壓  $V_o$  與電流  $I_o$  之回授訊號，MCU-II 持續擷取經由外部增益調節電路轉換倍率後之類比回授訊號  $V_{o-f}$  與  $I_{o-f}$ ，且藉由內部類比/數位轉換器給予轉為微控制器可讀取之二進位制數位信號，將此信號傳遞至處理結果暫存器以供軟體存取，另再透過兩組通用非同步之接收傳輸模組（UART）將數據以列表方式逐步存於通訊腳位予以產生數位訊號  $D_{v-fr}$  及  $D_{i-fr}$ ，接續即可將此回授資料饋入 BT-II 從而將回授數據傳輸至電源側之 BT-I 與 MCU-I。另圖 12(b)主要說明電源側 MCU-I 主要功能在於對回授數據  $D_{v-fr}$  與  $D_{i-fr}$  而予以調整  $D_i$  控制，故當 MCU-I 接獲到 MCU-II 的回授資料後，隨即優先執行過電壓（OVP）與過電流（OCP）保護判斷，若連續出現過壓或過流狀態，則 MCU I 將立即停止 PWM 訊號以確保系統安全運行；若系統正常運行條件下，則回授訊號  $D_{v-fr}$  及  $D_{i-fr}$  將與參考電流與電壓值  $D_{i-ref}$  與  $D_{v-ref}$  進行進行誤差比較與數位修正補償，並將控制命令產出之誤差訊號爾後執行數位補償暨控制與  $D_i$  調節控制而達到所需之驅動訊號，此時控制器內部之輸出比較模組決策執行 PWM 控制，並精準地調整脈衝邊緣時間予以實現脈衝相位控制從而調節導通週期  $D_t$ ，與此同時即可輔以驅動訊號  $D_{g1} \sim D_{g4}$  送入閘極驅動電路，且轉換為驅動電壓  $v_{g1} \sim v_{g4}$  後，隨即進行主電力電路之輸出端執行定電壓或定電流控制而達成電池模組充電管理。

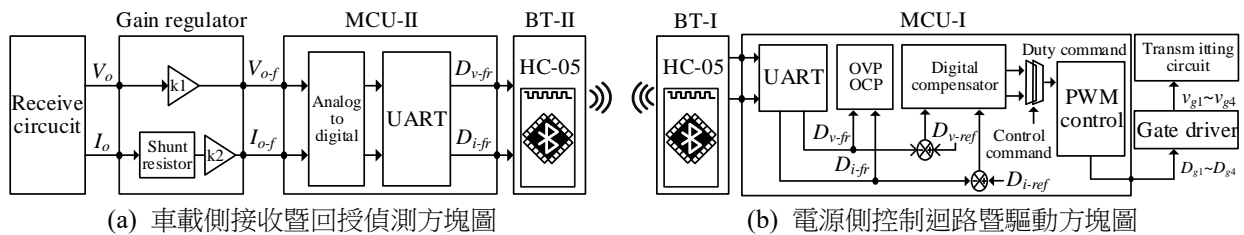


圖 12 本文 BCPT 系統於 G2V 操作模式之控制流程架構

綜合上述控制程序描述，其系統於 G2V 操作即是藉由 MCU-II 核對操作模式與其輸出數據，並藉由藍芽通訊模組傳遞資料至 MCU-I，並比較回授值  $D_{v-fr}$  及  $D_{i-fr}$  及參考值  $D_{v-ref}$  及  $D_{i-ref}$  進行識別，並依據 MCU-I 內部充電演算法調整輸出訊號  $D_{g1} \sim D_{g4}$ ，從而執行全橋相位移操作以調節導通週期  $D_t$ ，有助於系統適應線圈模組位置的任意變化並提高無人搬運載具的移動充電傳輸穩定性。同理，當系統處於 V2G 操作模式時，其動作原理即是透過 MCU-I 擷取電源側電壓  $V_m$  與電流  $I_m$  之回授訊號，並透過控制器內部類比/數位轉換後而進行傳輸回授資料  $D_{v-fr}$  與  $D_{i-fr}$  至 MCU-II 側，隨即於車載側 MCU-II 對回授數據  $D_{v-fr}$  與  $D_{i-fr}$  進行誤差比較、數位修正、與脈波寬度調節（PWM）而予以調整  $D_i$  控制，與此同時再進行車載側逆變器之定電壓或定電流控制而適用於電網電源反向饋電管理。另需要說明的是，此研究將導通週期  $D_t$  調變技術嵌入至控制器模組，以提升 BCPT 充電系統之電流控制穩定性以及調節電壓輸出予以達到所需功率，其圖 13 即為敘述全橋相位移控制下之脈波寬度調變波形。在圖中， $v_{g1} \sim v_{g4}$  為功率晶體開關  $S_1 \sim S_4$  之驅動訊號，並嵌入微量怠置時間（Dead Time）防範  $S_1$  與  $S_2$  以及  $S_3$  與  $S_4$  引發上下臂同時導通；另  $D_t$  與  $v_{r1(rms)}$  分別為  $v_r$  之相位移控制導通比例與均方根值之基本波成分，且藉由調節  $D_t$

即可改變基本波  $v_{r1(rms)}$  之操作振幅而隨之具備調整輸出操作電流  $I_o$ 。此意味著輔以  $D_t$  調變即為調整互補訊號  $S_1$  與  $S_2$  以及  $S_3$  與  $S_4$  的相位角範圍 ( $\alpha$ )，且彼此間交錯位移時間範圍 ( $\pi-\alpha$ ) 即為  $D_t$ 。因此，基於界定導通週期  $D_t$  即為  $\pi-\alpha$  與  $\pi$  的相對值，從而電壓  $v_r$  之操作振幅調節特性即可藉由傅立葉級數分析表示如下：

$$v_r(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4V_{in}}{n\pi} \cos\left(\frac{n\alpha}{2}\right) \sin(n\omega_o t), n = 1, 3, 5, 7.. \quad (23)$$

$$v_{r1(rms)}(t) = \frac{2\sqrt{2}V_{in}}{\pi} \cos \frac{\alpha}{2} \quad (24)$$

在增益調整電路 (Gain regulator) 規劃上，此電路主要擷取 RGV 車載儲能模組端之操作電壓  $V_o$  和電流  $I_o$ ，並進行雜訊濾除與干擾抑制以及轉換增益調整，其經倍率調整後之兩組訊號振幅將被轉換為低於 2.5 V 之直流低壓訊號  $V_{o-f}$  與  $I_{o-f}$  以符合 MCU 訊號偵測相容需求，且由於該電路架構系採運算放大器與電阻電容元件予以規劃為差動放大器、二階低通濾波器、與電壓隨耦器，裨益實現回授機制所需功能。其中，在電流  $I_o$  回授偵測設計，本文採用差動放大器與分流取樣電阻  $R_{shunt}$  偵測電流量，並擷取電阻  $R_{shunt}$  兩端電壓予以擬定輸出電流  $I_o$ ，且藉由降壓轉換為  $I_{o-f}$  訊號；另在電壓  $V_o$  回授偵測設計，本文採用差動放大器擷取電壓  $V_o$  且隨即降壓轉換為  $V_{o-f}$  訊號。再者，本文電路設計建置多組電壓隨耦器且串聯連接於路徑上，此主要是憑藉其高輸入阻抗與低輸出阻抗特性，並予以隔離負載與訊號源互相干擾並強化驅動能力，且同時使用二階低通濾波器濾除訊號上之所選定頻率範圍內雜訊，並將負載電壓與電流透過整流與濾波處理，隨即可轉換為穩定的直流訊號  $V_{o-f}$  與  $I_{o-f}$ ，裨益饋入 MCU 端執行控制運算應用。

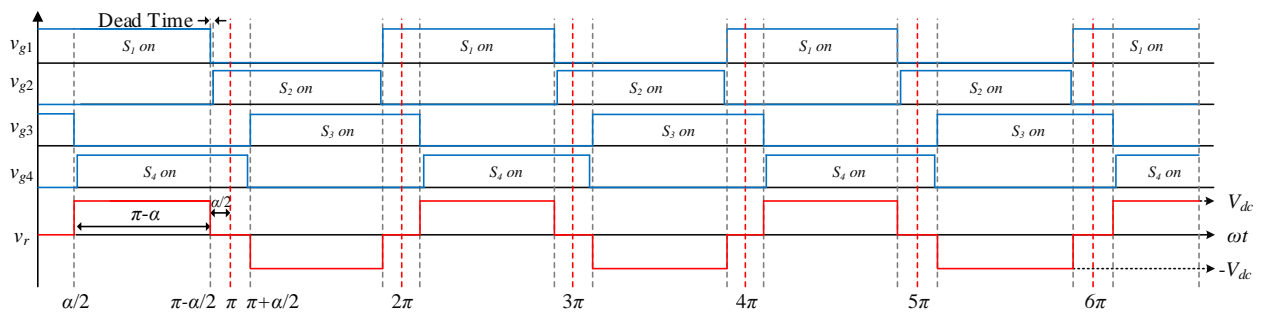


圖13 全橋逆變器之相位移控制時序及其 PWM 調變波形示意圖

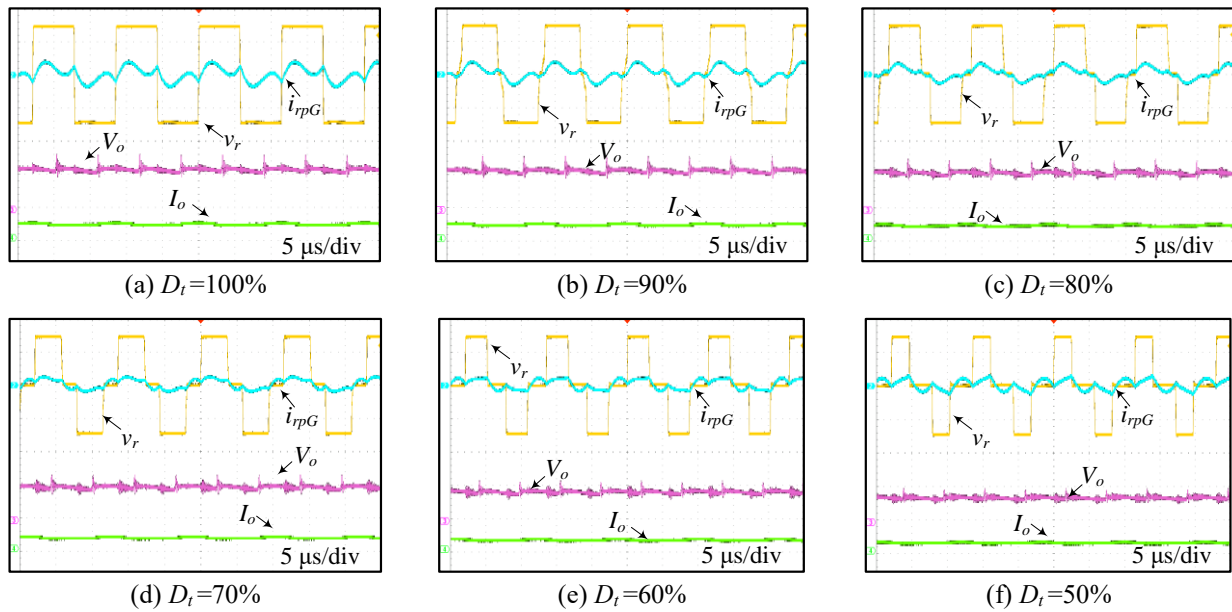
## 伍、實驗結果與討論

本文為了驗證軌道式車載之雙向非接觸電能傳輸可行性，此研究已完成設計暨模擬分析以及建立一套具移動能力之軌道式 BCPT 無線電能傳輸電路，且檢視驗證項目包含有：1) 諧振網絡優化之電力傳輸功能性與效能測試，其涵蓋正向供電與反向饋電且整合導通週期  $D_t$  調整等測試，以驗證系統在開迴路操作之電能傳輸穩定性以及電壓與電流轉換能力；2) 嵌入控制器演算控制測試，其藉由虛擬負載加減載切換予以測試定電壓控制與定電流控制能力，以檢視系統在閉迴路控制下之輸出穩定性與控制效果；3) 整合電池儲能模組之非接觸充電測試，以檢驗系統定電流與定電壓充電管理效能。在硬體電路測試中，此研究採用直流 150 V 電源作為 BCPT 系統之輸入電壓  $V_{in}$ ，且規劃 G2V 操作測試時之全載虛擬負載  $R_{L(G2V)}$  為 3.5 Ω，另規劃 V2G 操作測試時之全載虛擬負載  $R_{L(V2G)}$  為 150 Ω，並研擬系統操作頻率  $f_s$  設定為 86.9 kHz，檢測結果頗能充分佐證所提 BCPT 系統可有效支持 RGV 非接觸雙向供電暨充電功能完整性，並為無線傳輸效益帶來顯著改善與應用貢獻。

### 一、諧振網絡優化之電力傳輸功能及其轉換特性驗證

此測試主要在於驗證諧振補償優化之電力傳輸功能，則此研究先採用開迴路操作且同步檢視 BCPT 系統於 G2V 與 V2G 等兩種操作模式之電能傳輸特性以及輸出電壓  $V_o$  與電流  $I_o$  操作範圍。圖 14 為系統操作於 G2V 模式且採用虛擬負載  $R_{L(G2V)}$  為 3.5 Ω，並經調整導通週期  $D_t$  之  $v_r$ 、 $i_{rpG}$ 、 $V_o$  與  $I_o$  實測波形，其圖 14(a)說明當  $D_t$  為 100%時，此時可測得 RGV 車載側之  $V_o$  與  $I_o$  操作於 33.6 V 與 9.62 A，並具備 323 W 之輸出功率  $P_o$ ，且此時電壓轉換倍率約為 0.224，其與圖 10(c)之轉換增益模擬結果相似；另在圖 14(b)中，當  $D_t$  為 90%時，其  $P_o$  降至 302

W，且  $I_o$  穩定於 9.29 A；在圖 14(c)與圖 14(d)中，當  $D_t$  分別操作於 80%與 70%時，其  $P_o$  分別為 273 W 與 226 W，此時  $I_o$  分別為 8.84 A 與 8.05 A；在圖 14(e)與圖 14(f)中，當  $D_t$  分別操作於 60%與 50%時，其  $P_o$  分別為 178 W 與 134 W，此時  $I_o$  分別為 7.13 A 與 6.19 A。另需一提的是，圖 14 輔以調整  $D_t$  由 100%至 50%予以控制  $I_o$ ，則此時  $V_o$  基於  $R_{L(G2V)}$  為  $3.5\ \Omega$  條件下而隨之變動且分別操作於 33.6 V、32.5 V、30.9 V、28.1 V、24.9 V、與 21.6 V，且此時在  $D_t$  為 100%操作時可測得 BCPT 系統具備 87.7%正向供電傳輸效率（由  $V_{in}$  至  $V_o$ ）。綜合上述驗證結果，此系統輔以  $D_t$  調整即可彈性調整  $I_o$  操作範圍，且輸出電流值及電壓轉換特性與(11)及(13)式計算結果相符，佐證系統藉由控制逆變器（ $S_1$ - $S_4$ ）之電壓  $v_r$  確實兼具彈性車載側之  $I_o$  與  $P_o$  調節輸出能力。圖 15 即為記錄此 BCPT 系統於 G2V 模式且  $D_t$  於 100%~20%調變時之車載側  $I_o$  與  $P_o$  操作數據曲線，其當  $D_t$  操作於 100%至 20%時，則  $I_o$  可操作範圍介於 9.62 A 至 2.89 A 間，且  $P_o$  伴隨  $D_t$  調降而逐漸減少，並具 323 W 至 29 W 之功率操作範圍。



註：  $v_r$ : 100V/div,  $i_{rpG}$ : 2A/div,  $V_o$ : 25V/div, 與  $I_o$ : 20A/div

圖 14 系統操作於 G2V 模式且輔以導通過期  $D_t$  調節之實際測試波形

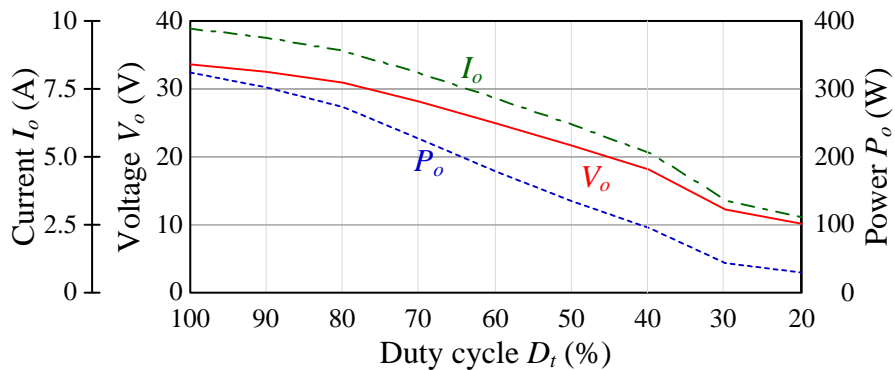


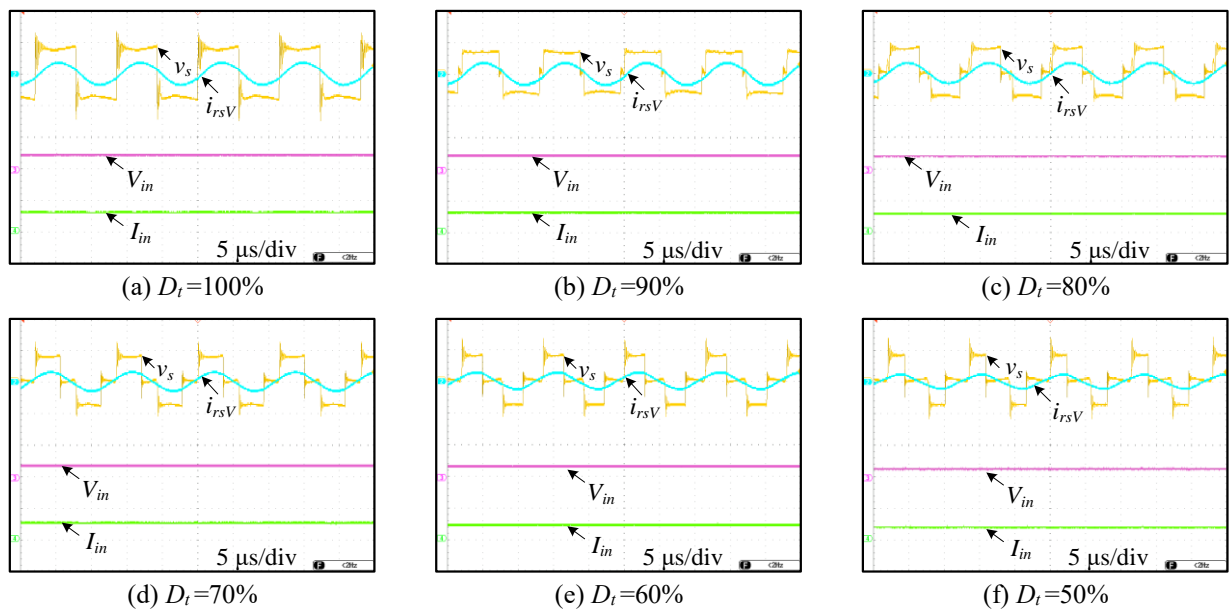
圖 15 本文 BCPT 操作於 G2V 模式且  $D_t$  調變之車載側正向供電量測曲線

圖 16 為系統操作於 V2G 模式且採用虛擬負載  $R_{L(V2G)}$  為  $150\ \Omega$  掛置於電源側匯流排電壓（ $V_{in}$ ）端點上，另車載側採用最大可擴充 8 串電池之儲能模組電壓 33.6 V 作為反向饋電之供電電壓，並經調整  $D_t$  之  $v_s$ 、 $i_{rsV}$ 、 $V_{in}$  與  $I_{in}$  實測波形，其圖 16 說明當  $D_t$  分別為 100%至 50%時，此時電源側逆向電流  $I_{in}$  則分別操作於 1.27 A、1.21 A、1.15 A、1.01 A、0.9 A、與 0.75 A，另電源側匯流排電壓  $V_{in}$  則分別操作於 190 V、181 V、173 V、152 V、135 V、與 113 V，此時 BCPT 系統分別具備 242 W、220 W、200 W、154 W、122 W、與 85 W 之反饋傳輸功率，且同步可測得在  $D_t$  為 100%操作時，其 BCPT 系統具備 86.2%逆向饋電傳輸效率（由  $V_o$  至  $V_{in}$ ）。此驗證結果同



步證實本文系統在 V2G 模式亦可達成輔以  $D_t$  調整而彈性調節電源側反饋電流  $I_{in}$  與反饋功率  $P_{in}$  能力，且電壓與電流轉換特性與(21)式及(22)式之推導結果相符，佐證此系統藉由控制車載側逆變器 ( $S_5$ - $S_8$ ) 之輸出電壓  $v_s$  確實已兼具彈性調節電源側之電流操作與反向饋電能力。圖 17 即為記錄此 BCPT 系統於 V2G 模式且  $D_t$  於 100%~20% 調變時之電源側反饋電流  $I_{in}$  與反饋功率  $P_{in}$  操作數據曲線，其數據顯示當  $D_t$  操作於 100% 至 20% 時，其  $I_{in}$  可操作範圍介於 1.27 A 至 0.26 A 間，且  $P_{in}$  將伴隨  $D_t$  調降而逐漸減少，並具 242 W 至 10.2 W 之反饋功率操作範圍。

經由上述諧振補償優化說明以及電力傳輸功能暨轉換特性檢測可探討得知，本文所採用之 LCC-CCL 諧振拓樸之參數設計與轉換特性分析確實具可實行性，且兩側輸出電壓與操作電流調整皆可符合數學理論計算基礎，並經由觀察圖 14 與圖 16 實測波形可得知，此 BCPT 系統無論在 G2V 模式或 V2G 模式等兩種操作條件下，皆可彈性調整供電電流與逆饋電流操作值，並具備滿意的系統傳輸轉換效率。此外，藉由檢視波形以及圖 15 與圖 17 數據可得知，此 BCPT 系統具備定電流操作控制特性，頗助益於提升車載側儲能模組與電網電源間之正向電能傳輸充電與逆向饋電等互動操作能力，此檢測成果可為 RGV 軌道式無線傳輸效益帶來顯著改善與應用貢獻。



註：  $v_s$ : 40 V/div,  $i_{rsV}$ : 50 A/div,  $V_{in}$ : 400 V/div, 與  $I_{in}$ : 2 A/div

圖 16 系統操作於 V2G 模式且輔以導通過期  $D_t$  調節之實際測試波形

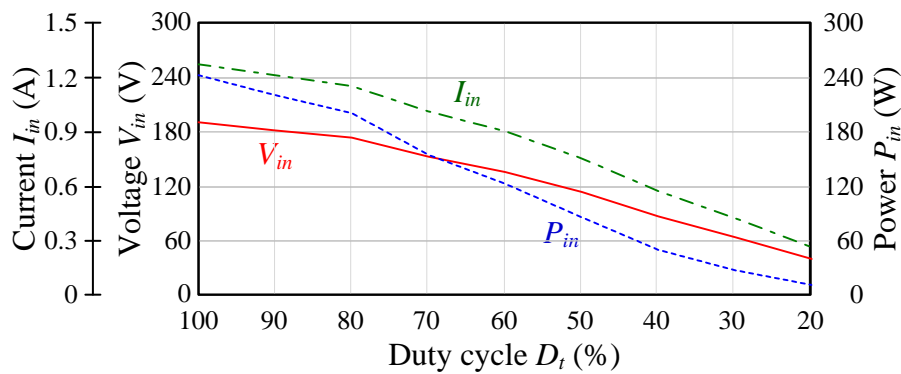


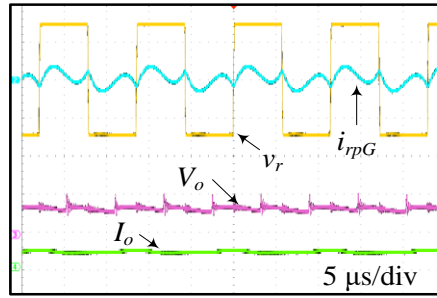
圖 17 本文 BCPT 操作於 V2G 模式且  $D_t$  調變之電源側反向饋電量測曲線

## 二、控制機制與傳輸動態穩定度驗證

圖 18 為系統操作於 G2V 模式且檢視負載  $R_L$  調變之實測波形，此測是有助於佐證此 BCPT 系統暨 LCC-CCL 諧振拓樸確實具備定電流輸出特性。在圖 18 中，當 BCPT 系統操作於 G2V 模式且虛擬負載  $R_{L(G2V)}$  擬訂於半載之  $1.75 \Omega$  測試條件時，其可量得車載側電流  $I_o$  操作於 9.71 A，且此時輸出電壓為 17 V。此研究將上述量測結果分別與圖 14(a) 進行比較可知，在 G2V 模式下，伴隨著負載  $R_{L(G2V)}$  由  $3.5 \Omega$  變動至  $1.75 \Omega$  時，其電流  $I_o$  頗



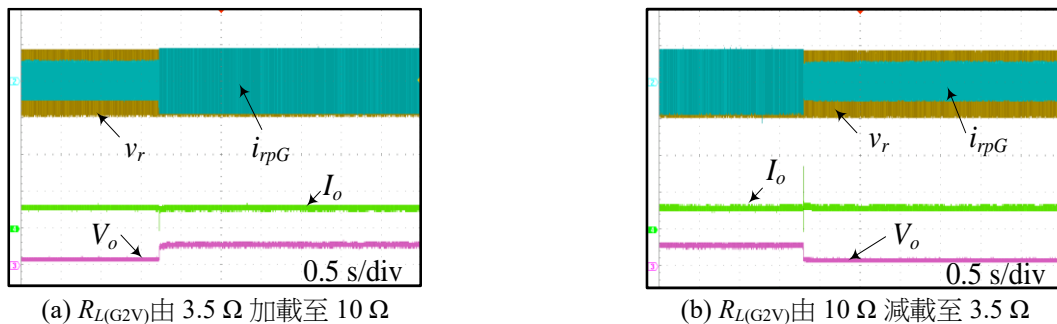
為近似且僅有 0.09 A 誤差量。上述結果討論佐證 LCC-CCL 架構確實具定電流特性，裨益系統提供穩定操作電流於電池充電以及對電網反向饋電應用。



註： $v_r$ : 100V/div,  $i_{rpG}$ : 2A/div,  $V_o$ : 25V/div, 與  $I_o$ : 20A/div

圖 18 系統操作於 G2V 模式且檢視虛擬負載 RL 調節之實際測試波形

圖 19 與圖 20 分別為系統操作於 G2V 傳輸供電且輔以定電流與訂電壓控制以及虛擬負載  $R_{L(G2V)}$  執行動態加減載操作之實測波形。在此測試中，此研究設定  $R_{L(G2V)}$  標準值為 3.5  $\Omega$ ，另考量變動負載運作而擬定加載後之  $R_{L(G2V)}$  值為 10  $\Omega$ ，以助益審慎檢視此 BCPT 系統整合閉迴路控制在  $R_{L(G2V)}$  動態切換時之工作電壓與電流穩定性及其快速響應特性。圖 19 說明系統採用定電流控制機制且設定  $I_o$  控制命令為 6 A（2 C-rate），其圖 19(a) 顯示此負載  $R_{L(G2V)}$  由 3.5  $\Omega$  切換為 10  $\Omega$  時，此時系統由輕載變為重載操作而使  $I_o$  峰值暫態驟降，爾後經控制快速反應後而調升  $D_t$  而使電流  $i_{rpG}$  振幅快速提升，則  $I_o$  在極短暫時間內快速上升達到穩定，且於 0.01 秒恢復反應至設定值 6 A，且  $V_o$  因受控於定電流操作而由 21 V 快速上升穩定至 60 V。另圖 19(b) 顯示當負載  $R_{L(G2V)}$  由 10  $\Omega$  切換為 3.5  $\Omega$  時，此時系統由重載變為輕載操作而使  $i_{rpG}$  峰值瞬間降低且  $I_o$  峰值瞬間突升，此時控制器介入調減  $D_t$  使  $v_r$  基本波成分與電流  $i_{rpG}$  快速調降，則  $I_o$  即於 0.03 秒內快速恢復至 6 A 操作，且  $V_o$  則降低且穩於 21 V。

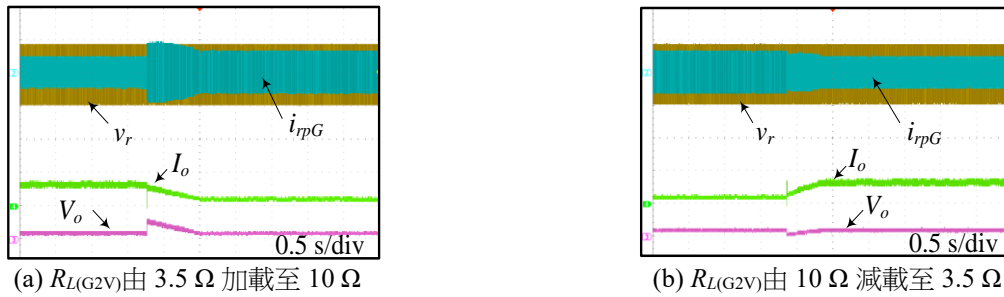


註： $v_r$ : 100 V/div,  $i_{rpG}$ : 10 A/div,  $V_o$ : 100 V/div, 與  $I_o$ : 10 A/div

圖 19 系統採用定電流控制且檢視負載  $R_{L(G2V)}$  於動態(a)加載與(b)減載之實際測試波形圖

圖 20 說明系統採用定電壓控制且設定  $V_o$  控制命令為 25.2 V，此電壓規格符合電池模組充電飽電值。在圖 20(a) 中，當  $R_{L(G2V)}$  由 3.5  $\Omega$  切換為 10  $\Omega$  時，此時 BCPT 由重載變為輕載而使  $V_o$  產生突升現象，隨即控制器介入而調降  $D_t$  迫使  $v_r$  與  $i_{rpG}$  減少而予以降低暨穩定  $V_o$ ，其結果顯示  $V_o$  與  $I_o$  於 0.75 秒後呈現穩定，此時  $V_o$  因受控於定電壓操作而維持穩定於 25.2 V，另電流  $I_o$  則由 7.2 A 降低至 2.5 A。在圖 20(b) 中，當  $R_{L(G2V)}$  由 10  $\Omega$  切換為 3.5  $\Omega$  時，則 BCPT 由輕載變為重載而使  $V_o$  產生驟降現象，則控制器予以調增  $D_t$  而使  $v_r$  與  $i_{rpG}$  增加，並裨益  $V_o$  快速恢復，其結果顯示  $V_o$  與  $I_o$  於 0.42 秒後呈現穩定，且  $V_o$  仍維持於 25.2 V，另  $I_o$  則由 2.5 A 提升至 7.2 A。

透過圖 19 與圖 20 之測試結果說明，本文 BCPT 系統在動態加減載條件下之定電壓以及定電流操作，其  $V_o$  與  $I_o$  值皆可達恢復反應以及穩定操作，且定電流控制具備極短暫時間之快速反應能力，另藉由動態負載切換測試結果可佐證，此系統雛形已經具備可瞬間電流供電能力，研究成果應可助益 RGV 系統之電池模組實踐快速充電能力，對於 RGV 車載儲能模組高功率快速充電具極佳潛力。



註： $v_r$ : 100V/div,  $i_{rpG}$ : 10A/div,  $V_o$ : 100V/div, 與  $I_o$ : 10A/div

圖 20 系統採用定電流控制且檢視負載  $R_L(G2V)$  於動態(a)加載與(b)減載之實際測試波形圖

### 三、儲能電池模組之無線充電管理驗證

在 RGV 車載側之鋰電池儲能模組之無線充電檢測中，此研究擬定利用 6 顆鋰電池予以串聯作為電池儲能模組，且擬定飽電操作電壓為 25.2V，且同時比較系統操作在 3A（1C）與 6A（2C）等兩種額定電流而檢視充電特性。在執行充電與演算排程中，本文研究輔以調整  $D_i$  以利控制 BCPT 系統之輸出側充電管理電壓  $V_o$  以及電流  $I_o$ ，並妥善完成電池模組之固定電流操作（CC）與固定電壓操作（CV）等兩個階段之充電控制模式。此外，此研究研擬電池模組在充電初期時予以採用 CC 模式，且可依據控制器設定額定電流值充電，另待系統偵測到充電電壓  $V_o$  達到 25.2 V 後，其即可轉態為 CV 模式操作，並待電池模組之充電電流  $I_o$  逐步降低至 0.6 A（當採用 1C 額定電流充電）與 0.9 A（當採用 2C 額定電流充電）設定電流值即可停止充電，則圖 21 即為 RGV 處於在 1C（3 A）與 2C（6A）狀態條件之充電電壓  $V_o$  與充電電流  $I_o$  實測 V-I 曲線。另需一提的是，觀察圖 21 之充電電流曲線，其在定電流充電歷程中存在些微的電流振幅波動現象，此主要是受到 1）藍芽回授與閉迴路控制器之響應速度存在時間延遲、2）回授電路存在雜訊與些微誤差量、3）非接觸耦合之電力動態傳輸反應不足等三部分影響，故此問題已被列為未來研究開發實務需克服解決之任務改善重點。

在圖 21 之充電測試中，其 BCPT 系統分別對電池儲能模組執行 1C 與 2C 額定電流之充電管理操作，其實際測試顯示此電池模組由 CC 充電轉變為 CV 模式所需要之時間分別說明為：圖 21(a)顯示在 1C 額定充電電流之操作條件下，其需求 43.4 分鐘之定電流充電時間；另圖 21(b)顯示在 2C 額定電流之充電條件下，則僅需求 19 分鐘之固定電流充電時間。接續，待此 BCPT 系統轉換操作為 CV 模式且待充電電流  $I_o$  分別逐步降低至 0.6 A 與 0.9 A 電流值後即可停止充電，則此刻之電池模組在 1C 與 2C 額定電流充電管理狀態下，其由 CC 模式且完成 CV 模式，而達成飽電並停止充電其需求時間分別可檢視獲得為 60 與 35 分鐘。

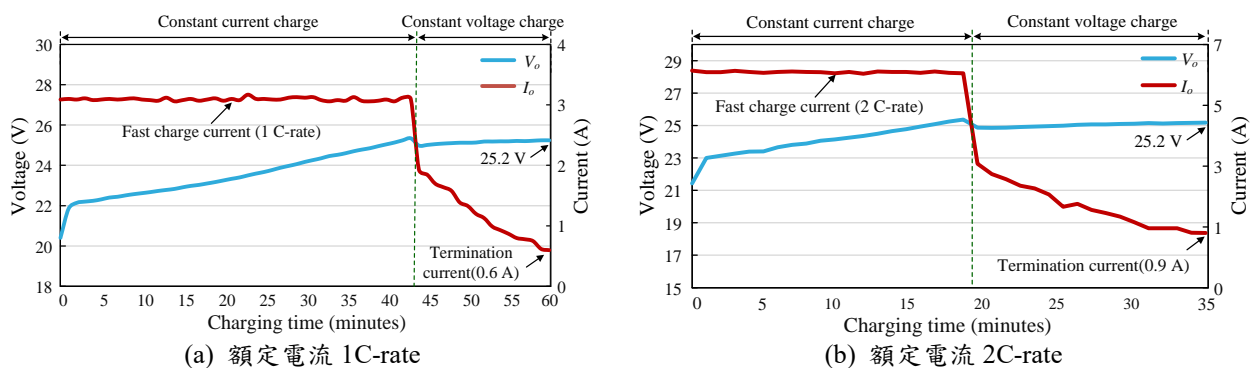


圖 21 車載側鋰電池模組採用(a)1C 與(b)2C 額定電流之非接觸充電 V-I 曲線

經由上述實際測試說明可佐證所提 BCPT 系統已具調整額定充電電流  $I_o$  以及定電壓操作調節能力，且控制演算機制可協助完成 CC 與 CV 兩種模式充電，並預期可依據電池模組之彈性擴充需求而執行高電流充電。另需一提的是，在 CC 充電過程中因電池模組內部等效阻抗變動而導致充電電流  $I_o$  變動影響，此系統皆能快速調節  $D_i$  予以控制電流值穩定，且在 CC 與 CV 切換判斷點（25.2 V）產生的充電電壓  $V_o$  超調（Overshoot）現象，此系統亦能快速恢復穩定，預期此測試結果與設計機制能有助於 RGV 車載在長時間運行工作仍具備穩定電力來源。

## 陸、結論

本文提出一套考量鐵氧體磁芯輔助取電線圈與雙向傳輸之軌道式導引車非接觸電能傳輸系統雛形開發，其研擬諧振參數設計與選擇程序予以優化諧振拓樸架構與補償機制，且整合控制器閉迴路設計與嵌入充電演算以及雙向電能傳輸能力，並完成雛型電路建置與非接觸供電與電池充電管理驗證。實測成果顯示，此 BCPT 採用 E 型鐵芯取電線圈以及軌道式雙向非接觸電能傳輸機制，其可於 323 W 傳輸功率具備 87.7%轉換效率，且兼具 G2V 與 V2G 雙向供電能力及其傳輸功率與輸出電流彈性調整適應性。此外，當系統操作於動態負載變動狀態下，BCPT 系統皆可輔以閉迴路控制與輸出脈波調整輔助而控制輸出電壓與電流穩定度，且佐證 LCC-CCL 諧振拓樸確實具備定電流輸出操作特性。再者，藉由電池模組充電測試，探討研究成果確實已兼具穩定充電電源管理能力，且可應用電池特性而實踐定電流與定電壓充電操作，並具有寬廣充電之調整操作範圍。此論文透過理論分析與實驗結果呈現，確實可佐證系統開發正確與可行性，且實踐方法與設計程序可貢獻於供搬運載具開發與非接觸電源應用設計參考。

## 參考文獻

- [1] Zhang, Z., Pang, H., Georgiadis, A., & Cecati, C. (2019). Wireless power transfer—an overview. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 66(2), 1044–1058. <https://doi.org/10.1109/TIE.2018.2835378>
- [2] Mohammad, M., Anwar, S., Onar, O., Pries, J., Galigekere, V.P., & Asa, E. (2019). Sensitivity analysis of an LCC-LCC compensated 20-kW bidirectional wireless charging system for medium-duty vehicles. *2019 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo*, Detroit, MI, USA.
- [3] Zhang, J., He, Z., Luo, A., Liu, Y., Hu, G., Feng, X., & Wang, L. (2020). Total harmonic distortion and output current optimization method of inductive power transfer system for power loss reduction. *IEEE Access*, 8, 4724–4736.
- [4] Fang, Y., & Pong, B.M.H. (2019). Multiple harmonics analysis for variable frequency asymmetrical pulse width-modulated wireless power transfer systems. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 66(5), 4023–4030. <https://doi.org/10.1109/TIE.2018.2850015>
- [5] Mao, Q., Deng, J., Wang, S., & Wang, Z. (2020). A detuned LCC-LCC compensation topology with coupling variation resisting for EV wireless charger. *2020 IEEE 9th International Power Electronics and Motion Control Conference*, Nanjing, China.
- [6] Liao, Z.J., Sun, Y., Ye, Z.H., Tang, C.S., & Wang, P.Y. (2019). Resonant analysis of magnetic coupling wireless power transfer systems. *IEEE Trans. Power Electron.*, 34(6), 5513–5523.
- [7] Yang, L., Li, X., Liu, S., Xu, Z., & Cai, C. (2021). Analysis and design of an LCCC/S-compensated WPT system with constant output characteristics for battery charging applications. *IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, 9(1), 1169–1180. <https://doi.org/10.1109/JESTPE.2020.2971583>
- [8] Feng, J., Li, A., 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.
- [9] Wu, L., Zhang, B., & Zhou, J. (2020). Efficiency improvement of the parity-time-symmetric wireless power transfer system for electric vehicle charging. *IEEE Trans. Power Electron.*, 35(11), 12497–12508.
- [10] Chen, C., Lu, F., Zhou, Z., Li, W., Deng, Z., Li, F., & Mi, C. (2020). A load-independent LCC-compensated wireless power transfer system for multiple loads with a compact coupler design. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 67(6), 4507–4515. <https://doi.org/10.1109/TIE.2019.2931260>
- [11] Cheng, C., Zhou, Z., Li, W., Zhu, C., Deng, Z., & Mi, C.C. (2019). A multi-load wireless power transfer system

- with series-parallel-series compensation. *IEEE Trans. Power Electron.*, 34(8), 7126–7130.
- [12] Fang, Y., Pong, B.M.H., & Hui, R.S.Y. (2020). An enhanced multiple harmonics analysis method for wireless power transfer systems. *IEEE Trans. Power Electron.*, 35(2), 1205–1216.
- [13] Lu, F., Zhang, Y., Zhang, H., Zhu, C., Diao, L., & Gong, M. (2019). A low-voltage and high-current inductive power transfer system with low harmonics for automatic guided vehicles. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 68(4), 3351–3360. <https://doi.org/10.1109/TIE.2019.2931260>
- [14] Lee, T.S., Huang, S.J., & Wu, M.J. (2023). Enhancement of wireless power transfer for automated guided vehicles considering disturbance suppression. *IEEE Access*, 11, 21508–21518.
- [15] Xu, W., Chan, K.W., Or, S.W., Ho, S.L., & Liu, M. (2020). A low-harmonic control method of bidirectional three-phase Z-source converters for vehicle-to-grid applications. *IEEE Trans. Transp. Electrification*, 6(2), 464–477. <https://doi.org/10.1109/TTE.2020.2984420>