

自主補償無線供電機制及彈性模組化諧振策略於 電漿電源系統整合應用與開發

李宗勳

南臺科技大學電機工程系

tslee@stust.edu.tw

摘要

本文提出一套整合型諧振驅動電路及模組化功率擴充規劃之電漿電源系統，並整合無線電能傳輸技術作為系統電力來源。此研究動機乃有鑑於現有電漿設備並無容量擴充能力，且驅動電路無彈性調整諧振電壓增益之機制，另採用導線供電將限制電漿濺濺製程應用場域。因此，本文提出藉由整合混合式諧振槽、回授補償電路與電漿負載而建構一套新型的諧振驅動電路，且輔以諧振回授機制及操作頻率調整而彈性調整系統電壓轉換增益。此外，本文採單一變壓器與電漿負載阻抗作為容量擴充模組單元，以完成可多模組連接之功率擴充電漿系統。另輔以同軸 D-Pad 平面感應線圈之非對稱電能傳輸機制，實現雙迴路線圈傳遞電力以強化電漿電源應用彈性，同時達成自主諧振補償以穩定感應供電品質。為了證實本系統實務性，本文輔以硬體雛型實測以檢視此諧振驅動系統與模組化擴充設計搭配，且非接觸電力傳輸機制確實可提升電漿電源應用便利性，同時兼具相關產業之應用參考價值。

關鍵詞：電漿電源、無線電力傳輸、諧振網絡、模組化電路

Integrated Application and Development of Flexible Modular Resonance Strategies and Self-Compensated Wireless Power Transfer Mechanism for Plasma Power System

Tsong-Shing Lee

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

Abstract

This study proposes a plasma power system with integrated resonant driving circuit and modular power capacity expansion mechanism, which also uses the wireless power transfer technique as its power source. The research is advanced in view of the lack of capacity expansion capabilities and flexible resonant voltage gain adjustment mechanism in existing plasma-driven systems. As aforementioned, the applied field of plasma sputtering process is thus limited because of its cable. Hence, this study proposes a hybrid resonant tank, a feedback compensation circuit, and a plasma load to construct a new type of resonant driving circuit. This study can also flexibly adjust the voltage transfer gain of the system by regulating the operation frequency and resonance feedback method. In addition, this study adopts a single transformer and plasma impedance as a modular unit to complete the power capacity expansion through multi-module connection. The dual-loop primary coils which transfer power to enhance the applied flexibility of plasma power are achieved through the coaxial D-Pad plane induction coils asymmetric transfer mechanism. In the meantime, a self-compensated resonance strategy is achieved to stabilize the quality of inductive transfer power. In order to confirm the practicality of the proposed system, the hardware prototype can be used to check the compatibility of the resonant driving systems with the modular power capability expansion design. The contactless power transfer method can help improve the convenience and innovation of the plasma power system. Also, it comes with a high industrial potential for plasma application.

Keywords: Plasma Power, Wireless Power Transfer, Resonant Network, Modular Circuit.

Received: Nov. 1, 2021; first revised: Nov. 26, 2021; accepted: Dec. 2021.

Corresponding author: T.-S. Lee, Department of Electrical Engineering, Southern Taiwan University of Science and Technology, Tainan 710031, Taiwan.

壹、前言

電漿放電與濺濺常被應用於先進半導體製程產線，且電漿系統可衍生崩潰效應以激發微電絲放電以輔助製程增強化學反應與游離率[1-2]。為了提升電漿氣體輔助化學與物理氣相沉積被覆品質，以及強化電漿電源系統廣域製程設備市場接受度，其線性調整電漿放電與功率彈性調整方案已廣泛被提出建議及設計採用[2-3]。此外，規劃無線供電機制可避免真空艙體內之導線干擾與環境建構不便問題，若輔以無線傳輸機制提供非接觸電力予電漿電源端，此頗具半導體設備價創新穎性與重點發展突破[4]。綜合上述探討要點與需要解決的問題說明，建置一套可實現電漿電源系統驅動電路整合、提升高激發電壓、彈性擴充功率應用與採用無線雙迴路機制提供非接觸穩定電力等前瞻技術，業已成為本文研究開發之探討重點[5-6]。

本文擬定開發一套電漿電源系統之整合型諧振驅動機制及模組化功率擴充規劃，並整合非接觸感應電源供電應用策略，裨益穩定的系統與彈性操作機制可適用半導體市場設備領域。首先，本文參考習知文獻並分析目前電漿驅動技術，有期刊文獻採用諧振槽予以濾除諧波而提升電源轉換品質[7-8]，且同步實現電源開關柔性切換[9-10]。此外，擷取電漿負載端電流與電壓作為回授信號以實現閉迴路控制[11]，採用脈衝密度調變、相移脈波寬度調變與頻率追蹤控制之功率調整控制技術[12]，以及提出雙端驅動設計以增加系統電壓增益[13]等技術均有研究著墨。上述文獻提供建置電漿驅動電路所需基礎技術，惟對於驅動電路諧振網絡整合、彈性容量功率擴充、整合諧振與回授控制機制及其控制法則等策略皆鮮少有文獻提出探討。接續，本文再探討關於感應電力傳輸技術，有期刊文獻提出傳輸功率能藉由感應線圈設計隨之調整[14]，且有研究著重感應線圈鐵芯與結構設計規範[15]、動態磁場耦合分析程序[16]、傳輸功率提升方法[17]、以及提升錯位容忍度控制法則[18]等研究。上述文獻提供建置無線電能傳輸所需基礎技術，惟對於線圈模組諧振網絡彈性補償、多對一感應電力規劃、輸出穩定方法、標準化的線圈模組與諧振網路分析程序等策略鮮少有文獻提出探討。因此，經由嚴謹分析國際間有關電漿驅動電路與感應電能傳輸機制等技術文獻，若欲達成本文研究所提方案並予以整合，其可審慎歸納出現今電漿電源系統之技術核心能力尚欠缺含括有：(1) 高頻轉換器與諧振電路及其回授機制整合應用方法，(2) 整合型諧振電路伴隨可彈性調整參數而適用於不同電漿腔體以及改善阻抗差異問題之法則，(3) 實現彈性功率容量擴充應用與均勻化電漿激發放電之電路規劃，(4) 具備非接觸電能傳輸以提供耦合隔離電力以及具雙電源供電迴路設計方法，與(5) 可自主諧振補償之感應供電策略。因此，經由上述期刊文獻研讀與技術評估，本文致力開發電漿驅動與感應電源整合技術以確實補足目前產業技術缺口，預期建置雛型系統可提升電漿電源應用便利性及產業應用價值。

本文提出自主補償無線供電機制及彈性模組化諧振策略於電漿電源系統整合應用與開發，並實現模組化諧振驅動電路及感應傳輸供電平台之整合研究。本文研究完成分析電漿諧振驅動暨功率容量擴充方法，並開發模組化增加電漿負載及諧振變壓器模組之創新技術，且同步達成平衡驅動特性與諧振回授控制機制。此外，本文輔以感應電力傳輸技術應用達成無導引線連接電源供應，且提出採同軸 D-Pad 二對一傳輸線圈設計結構規劃，不僅實現非對稱諧振機制達自主諧振補償予以互補提供耦合電力，且更具雙迴路同時供電品質保證優勢及穩定輸出供電能力，頗能提高隔離電力安全便利性。本文硬體雛型實現有助於國內半導體產業電漿製程鍍膜與氣相沉積效益提升，且研究成果助益電漿電源系統設備產業應用與設計參考價值。依據所提技術與實驗結果檢視，本文研究達成之創新應用特點與論文貢獻可臚列於下：

- (一) 提出整合型諧振網絡，並適用模組化變壓器暨電漿負載功率容量擴充應用，另開發標準化變壓器模組設計暨諧振驅動電路頻率響應特性分析，達成彈性模組化容量擴充之諧振策略。
- (二) 提出採用微型變壓器於諧振網絡與回授應用，並規劃頻率控制方法以及完成回授功能與控制器設定整合，且予以對應多模組擴充驅動，裨益達到多模組電漿操作電流穩定能力。
- (三) 提出自主諧振補償機制，且開發傳輸線圈模組之非對稱諧振供電機制及其頻率響應分析方法，並可彈性調整傳輸線圈間之感應電力與傳輸功率比例，裨益雙線圈靈活傳輸電力調節應用。
- (四) 提出採用同軸 D-Pad 線圈結構，並建置二對一傳輸線圈模組以提供可靠的雙迴路供電策略，並整合頻率調整控制策略暨穩定輸出方法，裨益提升感應供電穩定度與轉換效能。

本論文章節組織架構說明如下：首先於第二章節介紹系統架構以及電路整合規劃，另於第三章節說明模組化電漿諧振驅動策略及其設計分析暨控制程序，接續於第四章節描述自主補償感應電力調節機制以及感應耦合特性分析，另於第五章節探討實驗結果及說明創新貢獻點，最後於第六章節歸納本文結論。

貳、系統架構

圖 1 為本文所提感應供電之電漿電源系統應用架構圖，此開發整合 (1) 同軸 D-Pad 二對一自主補償無線電能傳輸與 (2) 整合型諧振驅動暨彈性模組化功率容量擴充等兩技術策略。本文縝密構思一套可完成電漿功率擴充需求之混合式諧振電路，另提出雙迴路同軸 D-Pad 自主諧振補償之無線供電平台，並予以整合且嵌入電漿電源系統，裨益應用於真空腔體電漿感應電源激發環境，且確定所提技術策略暨系統架構能滿足目前產業技術缺口。在圖 1 中，非接觸電源供應電路建置於系統直流輸入電壓 V_{in} 與電漿匯流排電壓 V_{bus} 間，其主要功能在於提供感應耦合傳輸電力與非接觸隔離功能，裨益排除設備環境之空間障礙干擾問題，並提供穩定的輸出電壓 V_{bus} 。此外，電漿驅動電路旨在輔以整合型諧振電路及模組化變壓器與電漿負載而將直流電壓 V_{bus} 轉換為高頻高壓交流電源 v_o 以驅動多模組電漿激發應用，並同時兼具電漿模組功率擴充能力。表 1 為電漿電源系統介面規格，本文依據表內規格而達成彈性模組化擴充四組電漿容量。如表中說明，此套雛型電路已建置非接觸傳輸功率 P_{wpt} 與四組電漿負載容量擴充條件下之電漿驅動模組功率 P_{pm} 分別為 750 W 與 200 W，頗能驗證所提電漿功率擴充暨非接觸電源整合效益。

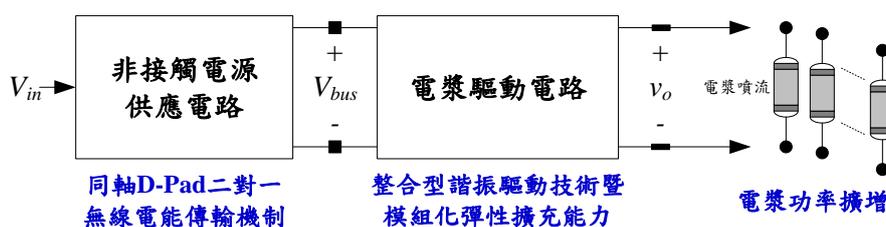


圖 1 本文所提感應供電式電漿電源系統之整合應用架構圖

表 1 電漿電源系統之介面操作規格

符號	描述	參數規格
V_{in} 、 V_{bus}	系統輸入電壓、電漿匯流排電壓	100 V _{dc} 、100 V _{dc}
v_o	電漿模組操作電壓	>2.4kV _{rms}
P_{wpt} 、 P_{pm}	非接觸供電功率、電漿模組功率	750 W、200 W
f_{pm}	電漿驅動電路之操作頻率	77 kHz~39 kHz
f_{wpt}	非接觸電源電路之操作頻率	67 kHz~54 kHz
D_{pm}	電漿驅動電路之換流器輸出電壓導通週期	100%
D_{wpt}	非接觸電源電路之換流器輸出電壓導通週期	20%~100%

圖 2 為整合型諧振驅動電路暨電漿模組化擴充之基礎架構，其採用微型諧振回授變壓器 T_m ，並與諧振電容 C_r 以及變壓器 T_w 之漏電感 L_k 及磁化電感 L_m 建構一套 LCL 諧振網絡，另可搭配電漿腔體等效電容而建構成 LCLC 混合諧振特性，並可依據電漿模組擴充數量而建置模組化諧振機制，裨益提供充足之輸出驅動電壓 v_o 以及均勻的操作電流 i_o 。另本文設計於諧振網絡同步整合回授機制，並利用 T_m 二次側繞組 N_2 偵測操作電流 i_r 以完成電漿驅動迴路控制，以利控制器可依據回授訊號 V_f 以判斷模組擴充數量而彈性調整換流器操作頻率 f_{pm} 。在圖 2 中，所提架構僅須採用一組 LCLC 混合諧振網絡，並輔以回授檢測電路即可在多模組數量之電漿擴充條件下主動調節系統操作以實現彈性模組化諧振擴充能力。本文接續於第參章分析模組化電漿諧振特性，並進行控制與回授機制探討。

圖 3 為電漿電源系統之無線感應供電結構圖，其感應接收端可輸出匯流排電壓 V_{bus} ，且連接饋電至電漿驅動電路。在圖中，直流輸入電源 V_{in} 供電至全橋換流器，並於兩傳輸線圈 L_{p1} 與 L_{p2} 及線圈 L_s 分別串接補償電容 C_{p1} 與 C_{p2} 及電容 C_s 而建構串聯-串聯諧振形式以提升傳輸效益。此電路結構係由單組換流器模組，並輔以電容 C_{p1} 與 C_{p2} 諧振補償而連結至傳輸線圈 L_{p1} 與 L_{p2} ，裨益同步提供雙迴路電力 v_{Lp1} 與 v_{Lp2} 給接收端線圈 L_s 及其後級電路，且達到電氣耦合隔離效益。此外，本文規劃兩傳輸線圈補償機制為不平衡諧振特性以達成自主補償調節效益，以意謂著傳輸端線圈 L_{p1} 與 L_{p2} 分別與電容 C_{p1} 與 C_{p2} 設計之諧振頻率點不相等，故僅需嚴謹計算補償電容 C_{p1} 與 C_{p2} 參數值，即能裨益在系統參數受溫度或外在條件影響下皆可輔助輸出端達到定電壓轉換增益效果。另需一提的是，本文線圈模組採用 D 型繞線結構，並規劃同軸面對面供電空間之對稱排列，而建構一套同軸 D-Pad 雙線圈迴路供電機制，此應用在於雙端同時提供接收線圈同向之耦合感應電壓，此有助於提升供電穩定度與可靠性，且規劃採

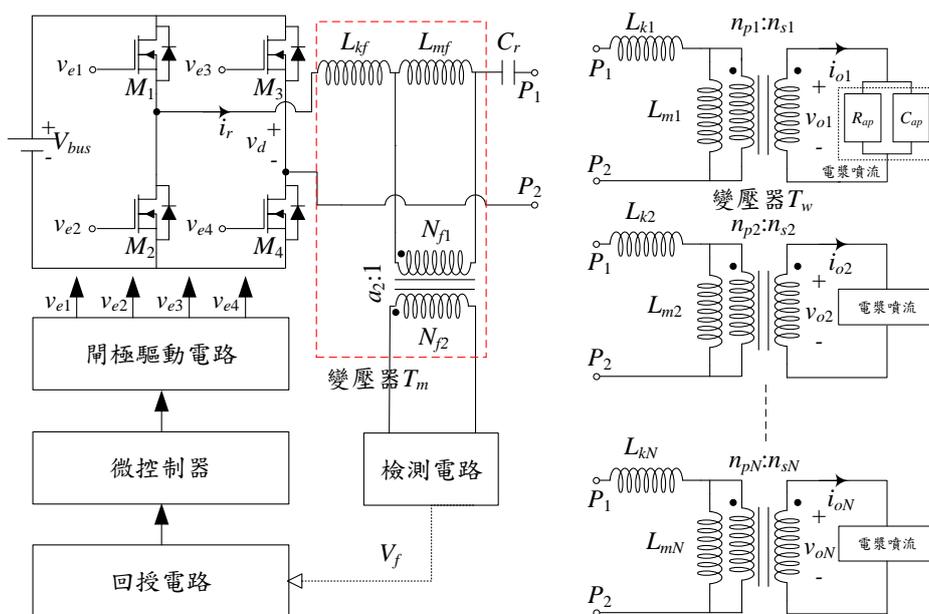


圖2應用於多模組電漿擴充驅動之整合型諧振電路架構圖

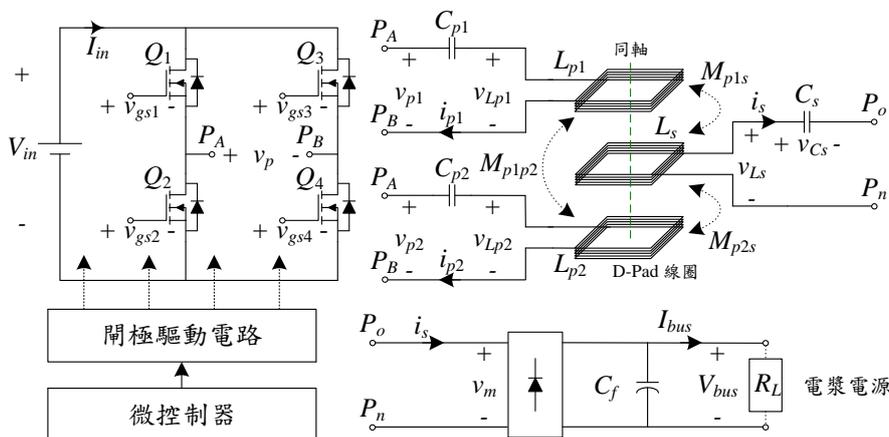


圖3 同軸 D-Pad 雙感應線圈傳輸電路架構圖

用鐵氧體導磁鐵芯建置傳輸線圈兩端以屏蔽線圈磁場，確實可助益於感應耦合效能與提升轉換效率。本文接續於第肆章節分析傳輸與系統諧振特性，並規劃主動補償之電力調節機制探討。此外，在圖 2 與圖 3 的電路架構中，控制晶片皆採用 Microchip 公司所開發之 dsPIC30F4011 微晶片開發平台做為微控制器核心 (microcontroller)，其演算機制與控制程序規劃頗適應實現兩組系統頻率 f_{pm} 與 f_{wpt} 調變控制應用；另採用 Avago 公司開發之 HCPL-A3120 光耦合積體電路作為閘極驅動基礎 (gate driver)，此有助於隔離與強化高頻數位訊號 v_{e1} - v_{e4} 及 v_{g1} - v_{g4} 而分別驅動兩全橋電路之功率晶體 M_1 - M_4 以及 Q_1 - Q_4 (IXFH44N50P, IXYS)，以提升操作穩定性與系統所提功能。此外，另需一提的是，電漿電源系統所涵括之諧振驅動電路與感應供電電路係分別採用變動操作頻率 f_{pm} 與導通週期 D_{wpt} 之調節機制以個別控制操作功率 P_{pm} 與 P_{wpt} ，故本文即可規劃兩組控制器之換流器輸出電壓 v_d 與 v_p 之導通週期 D_{pm} 與 D_{wpt} 分別設定為 100% 完全導通與 20%~100% 調變即可，頗具簡化控制器設計效益。

圖 4 為感應供電之電漿電源系統實體圖，其包含圖 4 (a) 之模組化電漿驅動電路與圖 4 (b) 之感應電力傳輸電路兩部分，此硬體實現頗助益波形量測、探討技術完整度、及佐證所提分析理論正確性與功能可行性。在圖 4 (a) 中，此雛形已實現四組電漿負載整合變壓器模組達容量擴充，另於圖 4 (b) 中，感應線圈平台採用 D 型線圈結構建置二對一架構，且傳輸線圈對接收線圈間之耦合隔離距離皆為 12 公分，此空間距離頗能符合電漿製程環境及設備空間需求。經由實體雛形描述，隨即審慎探討諧振驅動電路，並解釋回授控制功能及建構具諧振與閉迴路控制能力，接續分析模組化擴充機制以及電漿平衡放電機制。最後，嚴謹設計同軸 D-Pad 雙線圈非接觸電能傳輸電源，以及探討 D 型線圈結構與其轉換特性，助益解決電漿真空腔體非接觸耦合電力需求。

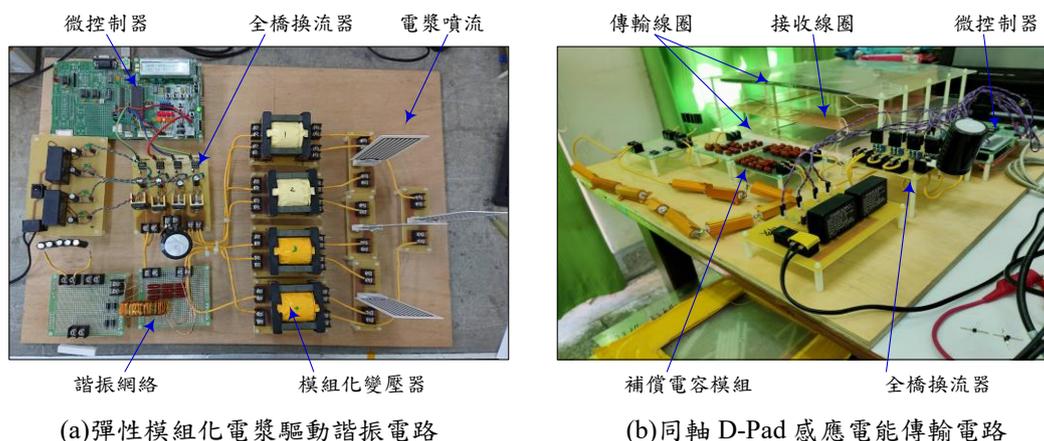


圖 4 電漿電源系統之電漿驅動電路與感應電力傳輸電路硬體雛型

參、模組化電漿諧振驅動策略分析：

一、模組化變壓器建置

本文採用變壓器 T_w 等效參數與電漿負載等效電阻 R_{ap} 及電容 C_{ap} 作為諧振元件，並規劃錳鋅鐵氧體以進行模組化變壓器繞製，以助益降低鐵芯損失與提升轉換功率。此研究選用飛磁公司 Ferroxcube3C90 鐵芯規格，其飽和磁通密度 B_s 為 0.33 T，剩餘磁通密度 B_r 為 0.05T，且定義 B_s 與 B_r 差值為磁通密度變化量 ΔB ，另為了防止鐵芯產生飽和現象而設計安全餘溢度為 0.75，即可求得磁通密度變化量 ΔB 為 0.21 T，隨即再計算所需鐵芯面積乘積 A_p 。其磁通密度變化量 ΔB 與鐵芯面積乘積 A_p 計算式如下

$$\Delta B = 0.75 \cdot (B_s - B_r) \tag{1}$$

$$A_p = \frac{P_o \left(1 + \frac{1}{\eta}\right) \cdot 10^6}{2 \cdot \Delta B \cdot f_s \cdot K_j \cdot K_f \cdot K_w} \tag{2}$$

其中， K_w 為繞線因數， K_j 為電流密度， K_f 為波形因數，而系統轉換效率 η 假設為 90%，隨之計算可求得所需鐵芯面積乘積 A_p 為 26784 mm⁴。另外，鐵芯有效截面積 A_e 與繞線窗口面積 A_w 之乘積必須大於 A_p ，故選用變壓器繞線框架型號為 ETD 59，其有效截面積與窗口面積之乘積 A_p 為 135000 mm⁴，確實符合設計規格。表 2 與表 3 即分別列出所使用之 Ferroxcube 3C90 變壓器鐵芯與 ETD 59 繞線框架規格。

表 2 飛磁 Ferroxcube 之 3C90 變壓器鐵芯規格

符號	描述	參數規格
A_L	電感係數	6000±25% nH
μ_e	相對磁導率	1800
B_s	飽和磁通密度	0.33 T
B_r	剩餘磁通密度	0.05 T
ΔB	磁通密度變化量	0.21 T

表 3 ETD 59 繞線框架規格

符號	描述	參數規格
V_e	有效體積	51200 mm ³
l_e	有效長度	139 mm
A_e	鐵芯有效截面積	368 mm ²
A_w	繞線窗口面積	237 mm ²
A_p	鐵芯面積乘積	87216 mm ⁴

再者，關於線圈匝數規劃，其變壓器 T_w 之匝數比值 a 與一次側匝數 n_p 及二次側匝數 n_s 計算式可表示如下

$$a = \frac{v_{o,rms} \cdot \pi}{2 \cdot V_{bus} \sqrt{1 - \cos(2\pi D)}} \quad (3)$$

$$n_p = \frac{V_{bus} \sqrt{1 - \cos(2\pi D)} \cdot 10^6}{\Delta B \cdot A_e \cdot f_s \cdot \pi} \quad (4)$$

$$n_s = a \cdot n_p \quad (5)$$

系統規劃匯流排直流電壓 V_{bus} 為 100 V，且導通週期 D 設定為 0.49，故基於系統需求 2.4 kV_{rms} 之驅動電壓以激發電漿負載，即可求得計算匝數比 a 為 26.67。另於實際繞製選用匝數比 a 為 27，並進一步求得一次側匝數 n_p 為 23.289，則在實際繞製選用 24 匝作為一次側匝數 n_p ，接續求得變壓器二次側匝數 n_s 為 648 匝。此外，關於線徑選擇規劃，為了避免繞線空間不足或變壓器散熱功能不佳，其可藉由審慎考量線材操作額定功率 P_{pm} ，並於選擇程序再確認流經變壓器一次側繞線之電流之均方根值 $I_{p,rms}$ ，其計算式可表示如下 (6) 式

$$I_{p,rms} = \frac{P_{pm} / \eta}{\frac{2\sqrt{2}V_{bus}}{\pi} \sqrt{1 - \cos(2\pi D)}} \quad (6)$$

經由 (6) 式可得知變壓器 T_w 一次側電流 $I_{p,rms}$ 為 0.982 A_{rms}，接著計算出變壓器一次側繞線截面積 $A_{wire,p}$ 與線徑 $d_{wire,p}$ 尺寸。其中，繞線截面積取決於電流密度 K_j ，則繞線截面積 $A_{wire,p}$ 與線徑尺寸 $d_{wire,p}$ 間之關係計算式可表示如下

$$A_{wire,p} = \frac{I_{p,rms}}{K_j} \quad (7)$$

$$d_{wire,p} = 2 \cdot \sqrt{\frac{A_{wire,p}}{\pi}} \quad (8)$$

由上述計算過程可得知一次側之繞線截面積 $A_{wire,p}$ 為 0.246 mm²，一次側線徑尺寸 $d_{wire,p}$ 為 0.559 mm。此研究隨即選用 UEW Class 3 之導線規格，其單股導線截面積為 0.031mm²、且線徑為 0.2mm 之導線，並使用 14 股並聯繞線方式進行一次側繞組 n_p 繞製。根據 (6) 式- (8) 式之設計程序，同理可適用於二次側繞組 n_s 分析設計，其電流之均方根值 $I_{s,rms}$ 、繞線截面積 $A_{wire,s}$ 與線徑尺寸 $d_{wire,s}$ 計算式可表示如下

$$I_{s,rms} = \frac{P_o}{v_{o,rms}} \quad (9)$$

$$A_{wire,s} = \frac{I_{s,rms}}{K_j} \quad (10)$$

$$d_{wire,s} = 2 \cdot \sqrt{\frac{A_{wire,s}}{\pi}} \quad (11)$$

經由 (9) 式- (11) 式之計算過程，可算得二次側電流均方根值 $I_{s,rms}$ 為 0.021A、變壓器二次側繞線之截面積 $A_{wire,s}$ 、與二次側線徑尺寸 $d_{wire,s}$ 分別為 0.005mm² 與 0.081mm。因此，此設計亦同步選用 UEW Class 3 之導線規格，並使用 5 股並聯繞線方式進行導線繞製。透過上述設計方法說明，即可完成模組化變壓器 T_w 實體繞製，並經由 LCR 阻抗分析儀 (HIOKI 3522-50) 進行磁化電感 L_m 與漏電感 L_k 參數量測，隨即將量測結果整理如表 4 之參數表。

表 4 模組化升壓變壓器 T_w 之實體雛型量測參數

符號	描述	參數規格
L_m	一次側磁化電感	1.3 mH
L_k	一次側漏電感	15 μ H
n_p	一次側繞線匝數	24
n_s	二次側繞線匝數	648
a	線圈匝數比例	27

二、整合型諧振驅動電路評估

圖5為單一電漿模組情境之等效電路。首先針對整合型諧振網絡之諧振電容 L_r 與諧振電容 C_r 進行規劃評估，此助於輔助系統參數設計、諧振回授變壓器 T_m 規劃、與升壓變壓器 T_w 規格繞製選用。其中， R_a 與 C_a 即為電漿負載等效電阻 R_{ap} 及電容 C_{ap} 映射到變壓器 T_w 一次側之等效阻抗與容抗值，另諧振電感 L_r 即由升壓變壓器 T_w 之漏電感值 L_k 與回授變壓器 T_m 之磁化電感 L_{mf} 及漏電感 L_{kf} 共同組成。由圖5可推導出諧振網絡端看入之電壓轉換增益 $G_{vB}(j\omega_s)$ 與輸入總阻抗 $Z_{in}(j\omega_s)$ 數學式分別表示如下：

$$G_{vB}(j\omega_s) = \left| \frac{v_{o,rms}}{v_{d,rms}} \right| = \left| \frac{a \cdot \left(j\omega_s L_m // R_a // \frac{1}{j\omega_s C_a} \right)}{j\omega_s L_r + \frac{1}{j\omega_s C_r} + \left(j\omega_s L_m // R_a // \frac{1}{j\omega_s C_a} \right)} \right| \quad (12)$$

$$Z_{in}(j\omega_s) = j\omega_s L_r + \frac{1}{j\omega_s C_r} + \left(j\omega_s L_m // R_a // \frac{1}{j\omega_s C_a} \right) \quad (13)$$

參考表4之升壓變壓器 T_w 設計與實體測試參數，其由(12)式之電壓增益 $G_{vB}(j\omega_s)$ 計算式與(13)式之輸入阻抗 $Z_{in}(j\omega_s)$ 計算式即可繪製出如圖6與圖7之電壓增益 $G_{vB}(j\omega_s)$ 之頻率響應曲線圖與阻抗 $Z_{in}(j\omega_s)$ 之相位角度曲線圖，且藉由調整諧振網絡參數 L_r 與 C_r 規劃值即可分析曲線特性以確切選擇符合系統之參數值。依據訂定之輸入電壓 $v_{d,rms}$ 與輸出電壓 $v_{o,rms}$ 轉換需求，其增益值29 dB值確實可提供充足的28.2倍升壓效益而達輸出電壓2.4 kV_{rms}以上，並隨之比較諧振元件 L_r 與 C_r 設計值。由圖6與圖7可知，本文建議 C_r 與 L_r 參數選定47 nF與437 μH以作為諧振電路規劃。另參考諧振電感 L_r 參數選定值，即可依據貳(一)節方法審慎規劃回授變壓器 T_m 之 L_{mf} 及 L_{kf} 設計參數值。

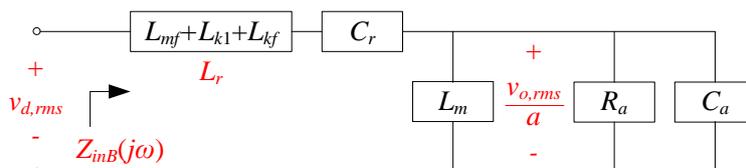


圖5 單一電漿模組之等效諧振網絡圖

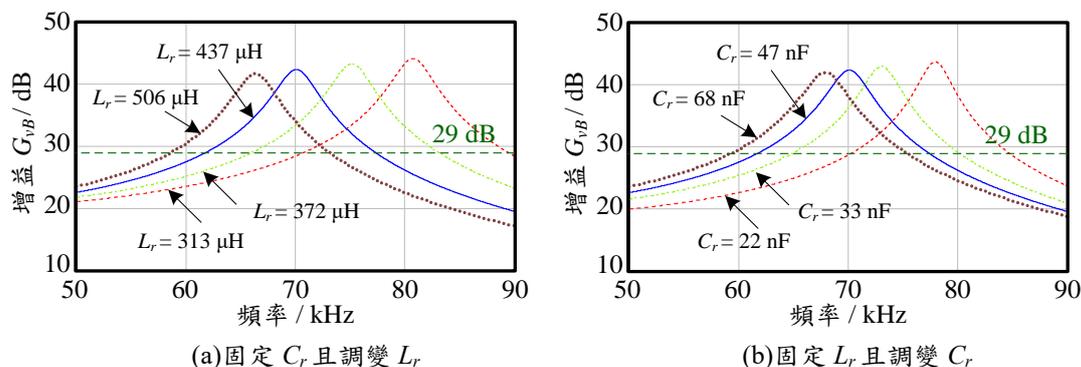


圖6 電壓增益 $G_{vB}(j\omega_s)$ 之頻率響應曲線圖

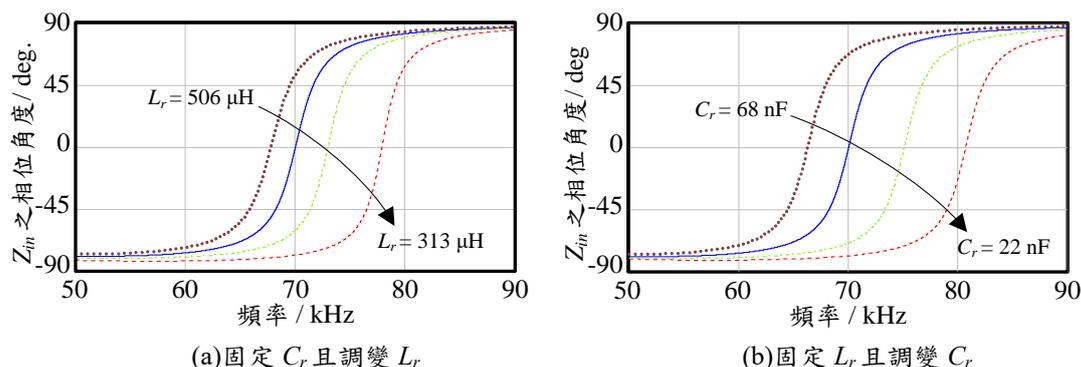


圖7 輸入阻抗 $Z_{in}(j\omega_s)$ 之相位角度曲線圖彈性模組化容量擴充規劃

本節針對彈性電漿功率容量操作進行設計分析，隨之參考圖 2 之電漿模組化擴充電路架構可觀察到，此架構僅採用一組全橋轉換器，且與諧振元件 L_r 與 C_r 以及整合回授元件 T_m 連接，並搭配多組模組化升壓變壓 T_w 與電漿負載，即可完成彈性電漿模組容量擴充，且裨益電漿模組間之操作電流 i_o 平衡以及提高彈性容量操作之穩定性。另需一提的是，本文規劃彈性模組擴充方法有別於習知技術需採用電漿負載大迴路循環電流操作方法而達到操作平衡，此設計僅需審慎規劃模組化變壓器設計等效阻抗大於電漿負載阻抗即可達成操作電流被動均流效果，此意謂著圖 2 之電漿負載電流 i_{o1} 、 i_{o2} 、至 i_{oN} 可簡易達到平衡效果。因此，在 n 組變壓器 T_w 與 n 組電漿負載採模組化擴充條件下，其諧振網絡之電壓轉換增益 $G_{vB,n}(j\omega)$ 與看入之總輸入阻抗 $Z_{in,n}(j\omega)$ 可分別表示如下

$$G_{vB,n}(j\omega) = \left| \frac{v_{o,rms}}{v_{d,rms}} \right| = \frac{a \cdot \left(\frac{j\omega L_m // R_{ap}}{n} // \frac{1}{j\omega n C_{ap} a^2} \right)}{j\omega L_r + \frac{j\omega L_k}{n} + \frac{1}{j\omega C_r} + \left(\frac{j\omega L_m // R_{ap}}{n} // \frac{1}{j\omega n C_{ap} a^2} \right)} \quad (14)$$

$$Z_{in,n}(j\omega) = j\omega L_r + \frac{j\omega L_k}{n} + \frac{1}{j\omega C_r} + \left(\frac{j\omega L_m // R_{ap}}{n} // \frac{1}{j\omega n C_{ap} a^2} \right) \quad (15)$$

本文於實測平台採用四組電漿模組作為擴充分析，則由 (14) 式與 (15) 式隨即可繪製出四組模組擴充條件下之頻率增益與阻抗相位曲線圖，其特性曲線模擬結果即如圖 8 所示。由圖 8 (a) 可得知，當連接一組電漿模組時，則建議系統操作頻率 f_{pm} 可工作於模擬獲得之頻率點 77 kHz，此即說明為了獲得充足之 29 dB 電壓增益，其單模組與多模組擴充時之最佳適合操作頻率 f_{pm} 則可分別可選定頻率點為 77 kHz ($n=1$)、62 kHz ($n=2$)、56 kHz ($n=3$)、與 52 kHz ($n=4$)。上述分析頗適合做為控制器實現操作頻率 f_{pm} 追蹤控制設定參考，助益達到穩定驅動電漿負載與彈性容量操作。另由圖 8 (b) 可知，當連接不同電漿模組數量時，控制器在透過頻率追蹤控制下，其由驅動電路看入阻抗與相位皆能保持在電感性負載特性操作，裨益減少切換損耗而提升驅動電路整體轉換效率。此外，為了評估此整合型諧振網絡可極大化之擴充模組數量，即可依據 (14) 與 (15) 兩式審慎進行繪製多模組擴充之頻率響應曲線，其模擬結果即如圖 9 所示。由圖 9 可知，當在擴充連接 30 組電漿模組時($n=30$)，圖中呈現在 39 kHz 工作頻率條件，其電壓轉換增益 $G_{vB,n}(j\omega)$ 仍具有 29 dB 增益值與電感性負載特性，此意謂著整合型諧振電路仍具有 28.2 倍的升壓倍率，仍可提供高於 2.4 kV_{rms} 的驅動電壓 v_o 而激發多組擴充之電漿負載，顯示本文設計擴充機制與諧振電路規劃可相容於最大 30 組電漿負載模組化容量擴充，頗具佐證此研究之電漿模組彈性容量擴充應用效益。

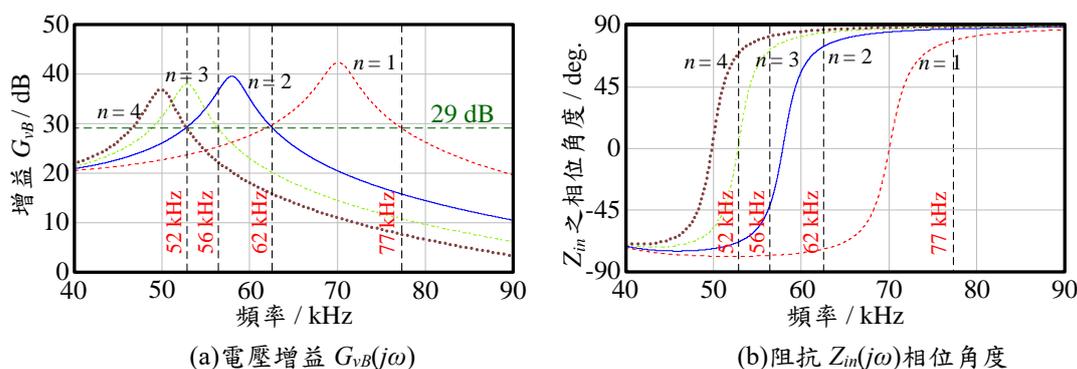


圖 8 四組電漿模組容量擴充時之頻率響應圖

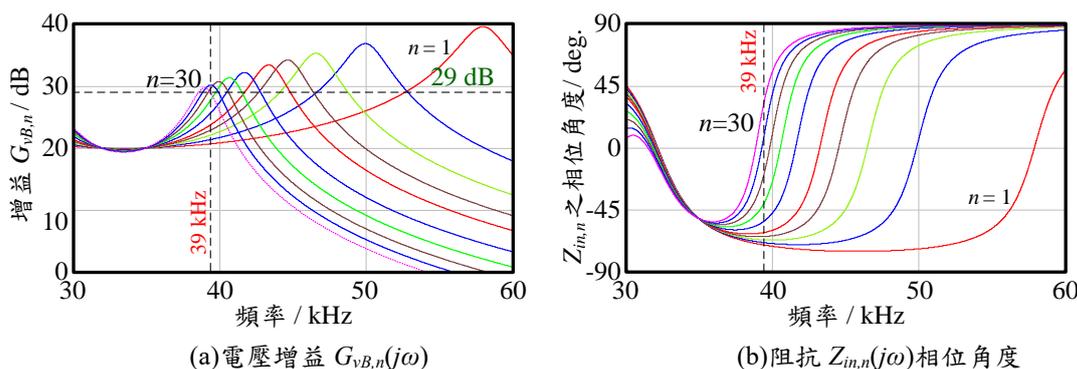


圖 9 多模組電漿容量擴充情境之頻率響應圖

三、回授與控制規劃

圖 10 為電漿諧振驅動之回授控制規劃架構圖。本研究輔以整合型 LCLC 諧振槽及微型變壓器 T_m 建構一回授電路，並採二次側繞組 N_2 與取樣電路產出偵測電壓 V_f 且饋入回授電路與控制器以執行運算，裨益完成工作頻率 f_{pm} 調變。此設計規劃藉由偵測取樣電壓 V_f 即可予以控制流入諧振網絡之電流 i_r ，進而裨益控制整體電漿模組之操作電流 i_o 。其回授檢測電壓 V_f 與諧振電流 i_r 兩者之增益倍率關係式可推導如下：

$$i_r = V_f \sqrt{\left[\left(\frac{8R_f}{\pi^2} \cdot \frac{1}{a_2^2} \right) // j\omega L_{mf} \right]} \cdot a_2 = K \cdot V_f \tag{16}$$

其中， R_f 即為回授電路與取樣電路等效負載阻抗。另由 (16) 式可描繪出 V_f 與 i_r 間之增益關係曲線，即如圖 11 所示。由圖 11 可知，當系統連接電漿負載數 n 分別為 1、2、3、與 4 組時，且由圖 8 分析結果建議操作頻率 f_{pm} 可設定於 77 kHz、62 kHz、56 kHz 與 52 kHz 條件下，則其回授電壓 V_f 與諧振電流 i_r 間之倍率常數 K 分別可審慎計算獲得為 -26.8 dB、-24.7 dB、-23.8 dB 與 -23.1 dB，若將增益值 (dB) 換算為衰減倍率 (K) 則分別計算為 0.0457 倍、0.0582 倍、0.0646 倍與 0.07 倍。此倍率常數 K 之計算結果頗具回授電路與控制器內部命令值設計參考，裨益控制迴路穩定模組擴充時之電漿電流 i_o 目的。在此需要舉例說明的是，若於四組電漿模組擴充條件下，其控制器將可設定操作頻率 f_{pm} 為 52 kHz，此時之倍率常數 K 為衰減 0.07 倍，此意謂著若欲將諧振電流 i_r 控制於 4.5 A_{rms}，則可設定饋入回授電路前之檢測訊號 V_f 被穩定為 65 V。同理，若於兩組電漿模組擴充條件下，其控制器將可設定頻率 f_{pm} 於 62 kHz，此時之倍率常數 K 為衰減 0.0582 倍，若控制器穩定饋入回授電路前之檢測訊號 V_f 為 65 V，則此時之諧振電流 i_r 即可被控制於 3.78 A_{rms}。因此，本文採用微型變壓器 T_m 設計，其不僅可整合諧振應用而輔助建構 LCLC 諧振網絡，而且可同時達成回授暨控制之閉迴路控制，並輔以彈性設定 V_f 值命令訊號，頗能助益控制器實現多模組擴充之電漿電流 i_o 振幅調節操作與穩定控制。

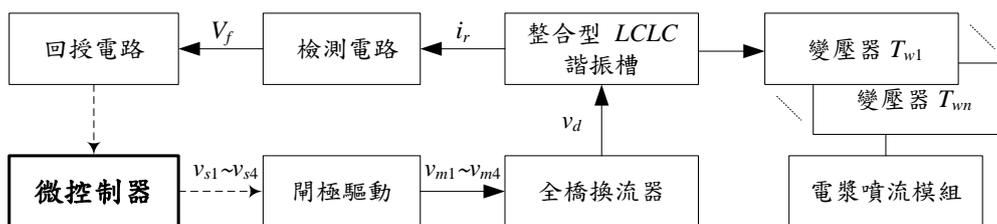


圖 10 電漿諧振驅動電路之控制架構圖

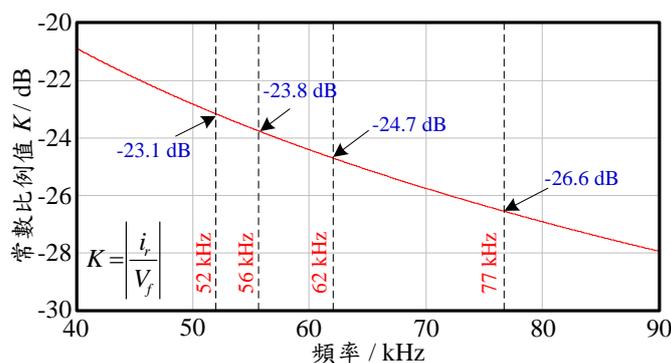


圖 11 諧振電流 i_r 與回授電壓 V_f 之頻率增益關係曲線圖

肆、自主補償感應電力調節機制分析

一、感應耦合諧振補償特性

圖 12 為同軸 D-Pad 二對一傳輸架構之感應線圈互感耦合等效模型，其兩組一次側感應線圈 L_{p1} 與 L_{p2} 及二次側感應線圈 L_s 分別串接補償電容 C_{p1} 與 C_{p2} 及電容 C_s 而建構串聯-串聯諧振形式以提升傳輸效益。其中， M_{p1s} 與 M_{p2s} 即代表兩傳輸端線圈 L_{p1} 與 L_{p2} 對應接收線圈 L_s 之互感值，而 M_{p1p2} 即為兩傳輸線圈間之互感值，另阻抗 R_m 即為接收端整流濾波電路及其後級電漿驅動電路負載 R_L 映射到整流器前端之負載阻抗。另接續輔以感應線圈之等效互感與耦合係數分析，並進行頻率響應之傳輸轉換特性與阻抗及其相位角度特性探討。

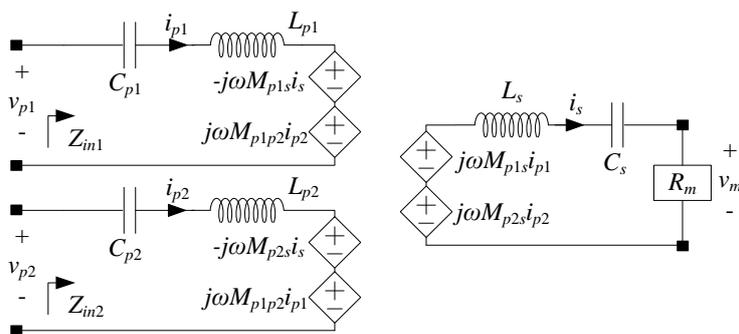


圖 12 二對一感應線圈諧振電路之相依電壓源等效模型

由圖 12 可推得兩組傳輸端看入之輸入總阻抗 Z_{in1} 與 Z_{in2} 及其電壓轉換增益 G_{v1} 與 G_{v2} ，其分別表示如下

$$Z_{in1} = \frac{1 - \omega^2 C_{p1} (L_{p1} + M_{p1p2})}{j\omega C_{p1}} + \frac{2j\omega^3 C_s M_{p1s}^2}{1 - \omega C_s (\omega L_s - jR_m)} \quad (17)$$

$$Z_{in2} = \frac{1 - \omega^2 C_{p2} (L_{p2} + M_{p1p2})}{j\omega C_{p2}} + \frac{2j\omega^3 C_s M_{p2s}^2}{1 - \omega C_s (\omega L_s - jR_m)} \quad (18)$$

$$G_{v1} = \left| \frac{v_m}{v_{p1}} \right| = \left| \frac{1}{Z_{in1}} \frac{2j\omega M_{p1s} R_m}{(j\omega L_s + 1/j\omega C_s + R_m)} \right| \quad (19)$$

$$G_{v2} = \left| \frac{v_m}{v_{p2}} \right| = \left| \frac{1}{Z_{in2}} \frac{2j\omega M_{p2s} R_m}{(j\omega L_s + 1/j\omega C_s + R_m)} \right| \quad (20)$$

當電容 C_p 及 C_s 分別與線圈 L_p 及 L_s 在諧振頻率點到阻抗匹配而消除虛部成分時，即可推導 C_p 與 C_s 設計值如下：

$$C_p = 1/\omega^2 (L_p + M_{p1p2}) \quad (21)$$

$$C_s = 1/\omega^2 L_s \quad (22)$$

圖 13 至圖 15 即為由 (17) 式與 (20) 式帶入軟體模擬，且於變動負載 R_m 條件下所獲得之輸入阻抗、阻抗之相位角度、與電壓轉換增益之頻率響應曲線圖。在圖中，此設計規劃諧振頻率點 f_{wr} 為 60 kHz，且當等效負載值 R_m 變化時，圖 15 顯示電壓轉換增益值將會隨著 R_m 值上升跟著升高，反之，則下降；另圖 13 顯示阻抗會隨著 R_m 值上升跟著下降，而圖 14 顯示在諧振頻率點時阻抗之相位角度維持零度。此分析結果有助於控制器執行操作頻率 f_{wpt} 調變參考，以維持負載供電電壓 V_{bus} 穩定效益。此外，感應線圈傳輸端與接收端之操作電流 i_p 與 i_s 可分別表示如下：

$$i_p = \frac{v_p}{Z_{in}} \quad (23)$$

$$i_s = \frac{1}{Z_{in}} \cdot \frac{-2v_p j\omega M_{ps}}{[j\omega L_s + (1/j\omega C_s) + R_m]} \quad (24)$$

圖 16 即為說明 D-Pad 線圈模組之兩端電流變化特性。在圖 16 中，隨著負載值 R_m 變化轉態為輕載，則傳輸端電流 i_p 卻隨之增加，此特性務須注意負載操作狀態以避免產生低轉換效率；反之，接收端電流 i_s 因使用串聯-串聯諧振補償機制，因此在諧振頻率點 f_{wr} 產生了恆定電流特性，其特性有助電漿驅動電路功率控制應用。

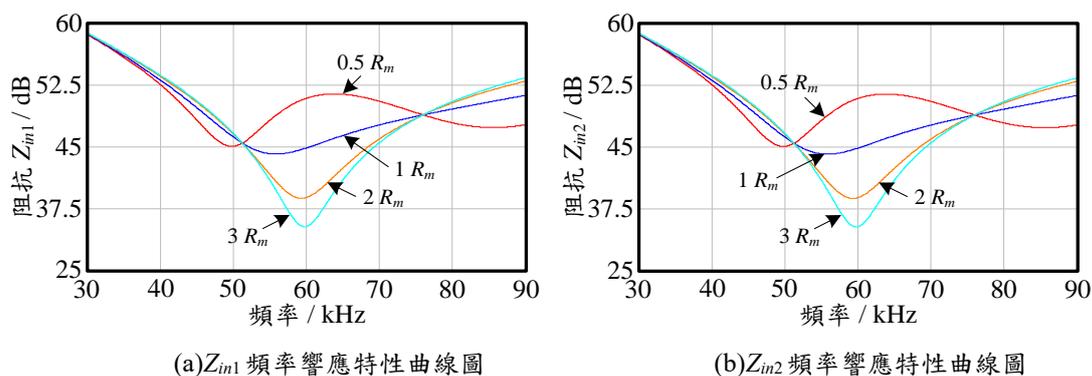


圖 13 傳輸端看入之輸入阻抗頻率響應特性曲線圖

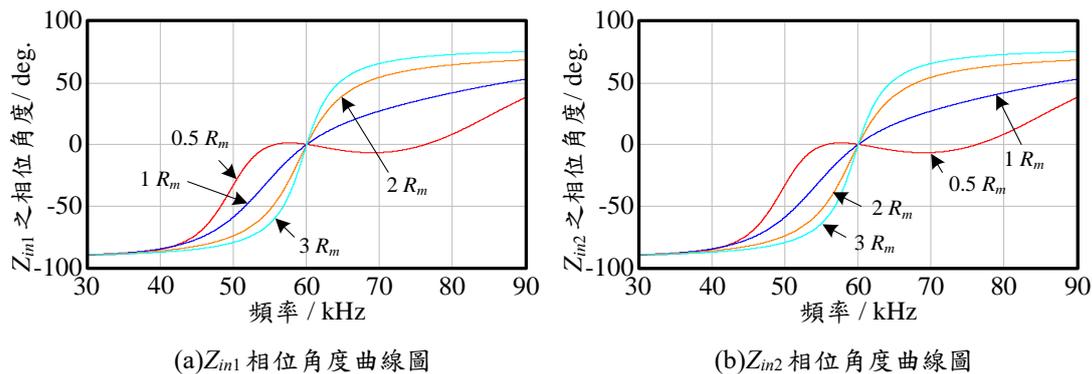


圖 14 傳輸端看入之輸入阻抗相位角度曲線圖

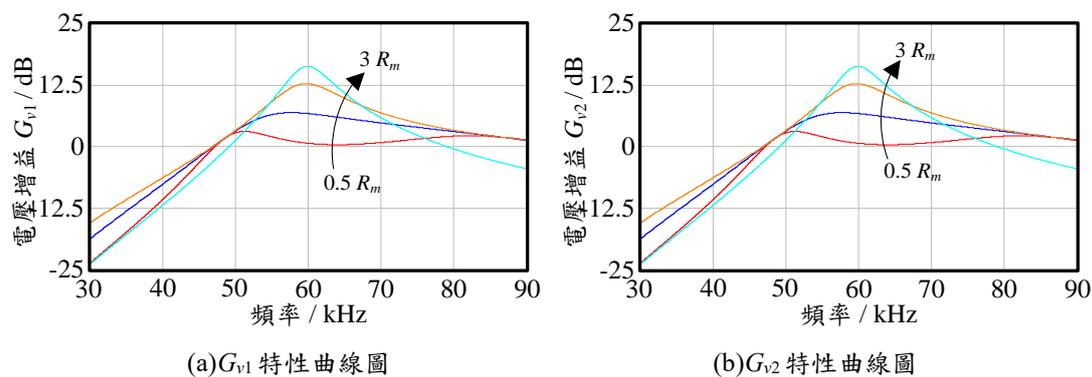


圖 15 感應線圈模組之電壓轉換增益特性曲線圖

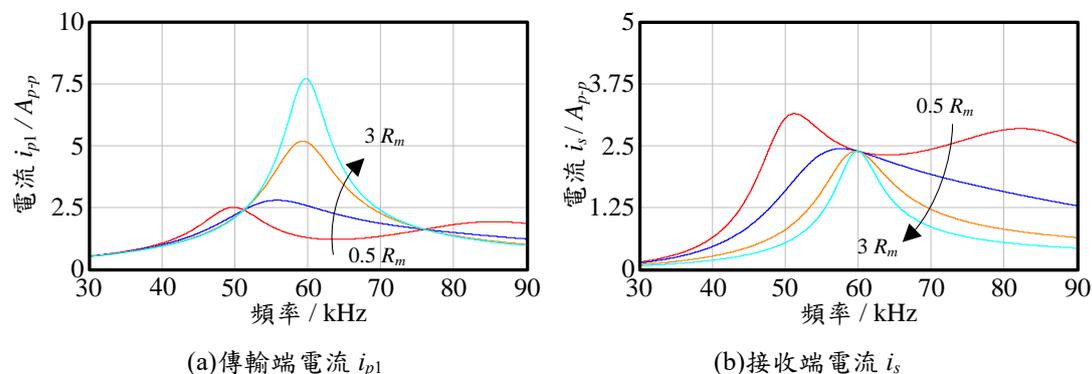


圖 16 感應線圈之電流變動特性曲線圖

二、自主諧振補償傳輸特性

本文規劃自主諧振補償傳輸技術，並輔以不對稱傳輸電力調節機制以建置穩定的系統電壓傳輸增益，此自主諧振補償規劃之主要目的在於考量諧振參數偏移問題、恆定電壓輸出能力、與調節兩線圈傳輸功率等三部

分。因此，本文所設計不對稱諧振補償機制，即可改善諧振偏移問題，且透過頻率調整控制，即可調節兩線圈傳輸比例，另系統僅需在兩傳輸線圈迴路之不對稱諧振頻率點 f_{wr1} 與 f_{wr2} 範圍內操作，皆可由傳輸互補而達到恆定電壓輸出效果。經由研究分析一次側補償電容參數 C_p 調變時之諧振特性，即可實現不對稱傳輸電力調節技術，則透過改變電容 C_{p1} 與 C_{p2} 參數，使其與兩組傳輸端線圈 L_{p1} 與 L_{p2} 產生諧振頻率點偏移，即由共同的 60 kHz 之諧振頻率點 f_{wr} 而分別偏移置 f_{wr1} 與 f_{wr2} ，隨即再分析兩傳輸端看入之輸入阻抗與其相位角度變化、電壓轉換增益曲線以及電流特性，以佐證此自主補償機制。

圖 17 即為探討電壓增益 G_v 與阻抗 Z_{in} 及其相位角度特性之頻率響應圖。由圖 17 可觀察，當改變 C_p 參數時，其整體諧振點進行偏移，故再予以觀察諧振增益 G_v 變動量，並選定不對稱補償電容 C_{p1} 與 C_{p2} 可設計之參數值。圖 18 與圖 19 即為分析在調整補償電容 C_p 參數下，其傳輸端與接收端線圈 L_{p1} 、 L_{p2} 、與 L_s 之操作電壓 v_{Lp} 與 v_{Ls} 及其補償電容 C_p 與 C_s 之操作電壓 v_{Cp} 與 v_{Cs} ，以判別當下之諧振元件應力，另圖 20 為分析傳輸端與接收端之線圈電流 i_p 與 i_s 操作應力，此結果說明伴隨諧振電容 C_{p1} 與 C_{p2} 調整與操作頻率 f_{wpt} 調變，其元件操作應力將隨時變化，此完整的頻率響應曲線特性分析，頗助益元件規劃操作耐電壓與耐電流值，以及擬定線圈品質因素設計參考。舉例說明，當 C_p 設計值越高 ($1.2C_p$)，其諧振頻率點 f_{wr} 之低頻處 (f_{wr2})，呈現較高的電壓增益且伴隨元件存在高操作應力，反之往高頻處 (f_{wr1})，皆隨之下降；此外，當 C_p 設計值越低 ($0.8C_p$)，其諧振頻率點 f_{wr} 之低頻處 (f_{wr2})，呈現較低的電壓增益以及低操作應力，反之往高頻處 (f_{wr1})，皆隨之上升。

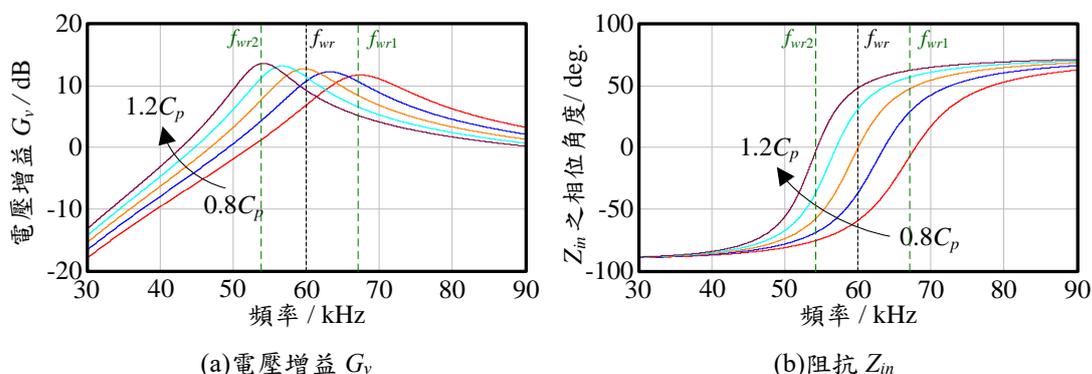


圖 17 變動補償電容 C_p 條件下之特性曲線圖

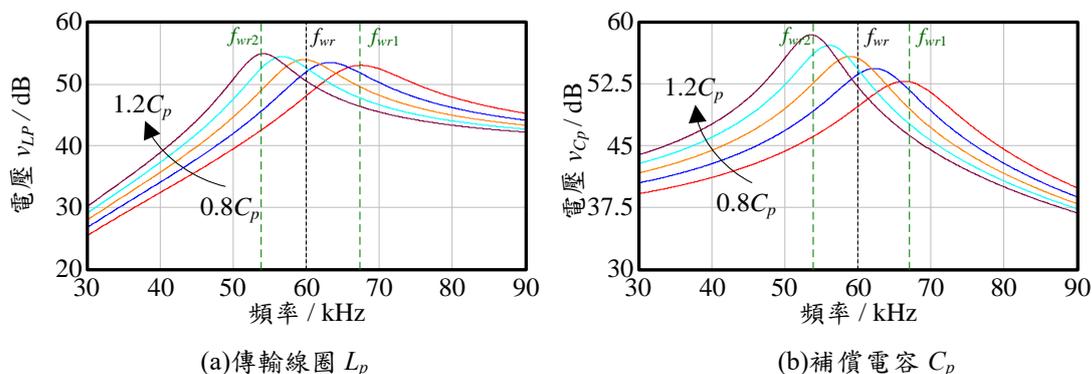


圖 18 變動補償電容 C_p 條件下之操作電壓特性曲線圖

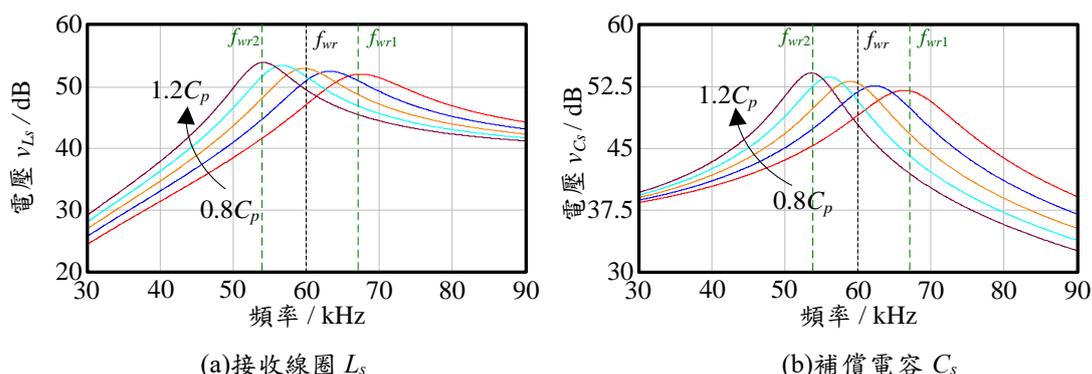


圖 19 變動補償電容 C_p 條件下之操作電壓特性曲線圖

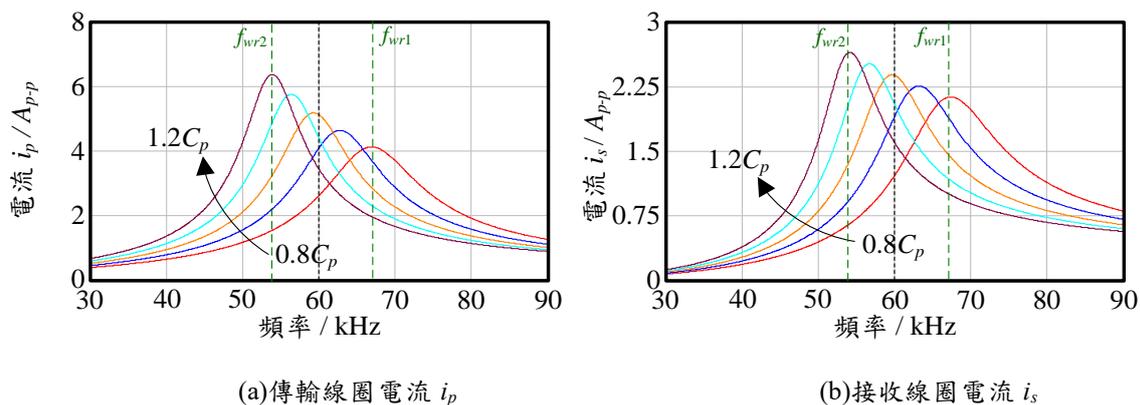


圖 20 變動補償電容 C_p 條件下之電流應力曲線圖

由上述圖 17 至圖 20 分析結果，本文規劃兩傳輸端之諧振補償機制分別採用 0.8 倍 C_p 與 1.2 倍 C_p 以作為不對稱諧振基礎，裨益第一組線圈 L_{p1} 迴路與第二組線圈 L_{p2} 迴路之諧振頻率點分別為 f_{wr1} 與 f_{wr2} ，以建置不對稱增益特性，另再模擬探討由換流器端看入之總阻抗特性確實達電感性負載需求。圖 21 與圖 22 即為討論此不對稱條件下，兩傳輸線圈 L_{p1} 與 L_{p2} 之操作電流 i_{p1} 與 i_{p2} 以及接收線圈 L_s 之操作電流 i_s 於負載阻抗 R_m 調整時之應力變化特性，其說明兩諧振頻率點 f_{wr1} 與 f_{wr2} 已達成偏離原始規劃之 60 kHz (f_{wr})，且分別位於 67 kHz (f_{wr1}) 與 54 kHz (f_{wr2})，此意謂著控制器僅須規劃操作頻率 f_{wpi} 介於兩諧振頻率點間，其互補的傳輸特性可改善諧振偏移問題與具備互動的電流增益調整，助益兩傳輸功率達成自主諧振補償調整以裨益穩定輸出。上述完整說明推導設計過程，並透過頻率響應曲線規劃與特性分析即可選定實體雛型之元件參數，得以實現自主補償傳輸電力調節技術，同時完成硬體電路實體製作。茲將非接觸感應供電系統之線圈模組暨諧振補償參數值規劃於表 5。

表 5 感應線圈模組暨諧振補償參數表

符號	描述	參數規格
L_{p1}	第一組傳輸端線圈感值	1.282mH
L_{p2}	第二組傳輸端線圈感值	1.292 mH
L_s	接收端線圈感值	1.145 mH
M_{p1s}	第一組傳輸端線圈與接收端線圈間之互感值	500.8 μ H
M_{p2s}	第二組傳輸端線圈與接收端線圈間之互感值	513.2 μ H
M_{p1p2}	兩組傳輸端線圈間之互感值	273.7 μ H
C_{p1}	第一組傳輸端之補償電容值	3.57 nF
C_{p2}	第二組傳輸端之補償電容值	5.35 nF
C_s	接收端之補償電容值	6.145 nF
f_{wr1}	第一組傳輸線圈迴路之諧振頻率	67 kHz
f_{wr2}	第二組傳輸線圈迴路之諧振頻率	54 kHz

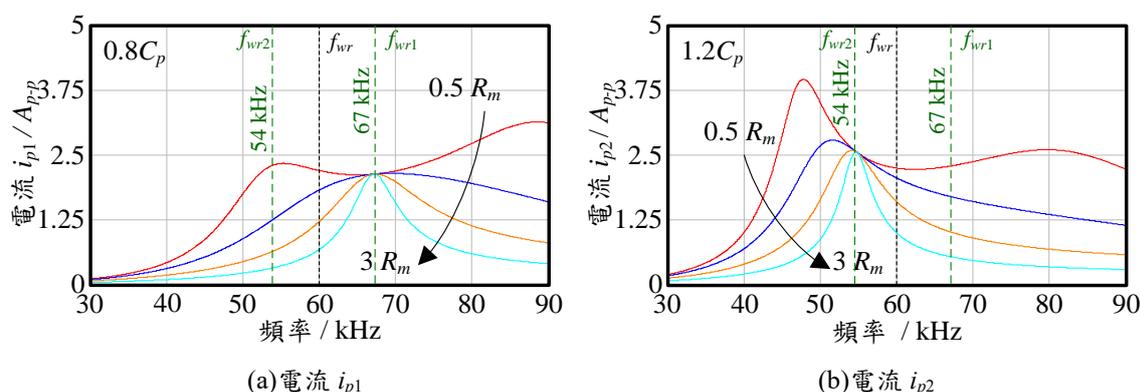


圖 21 不對稱諧振條件下之兩傳輸線圈電流操作應力曲線圖

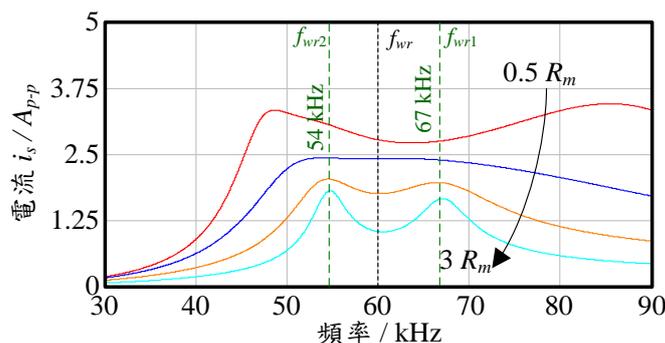


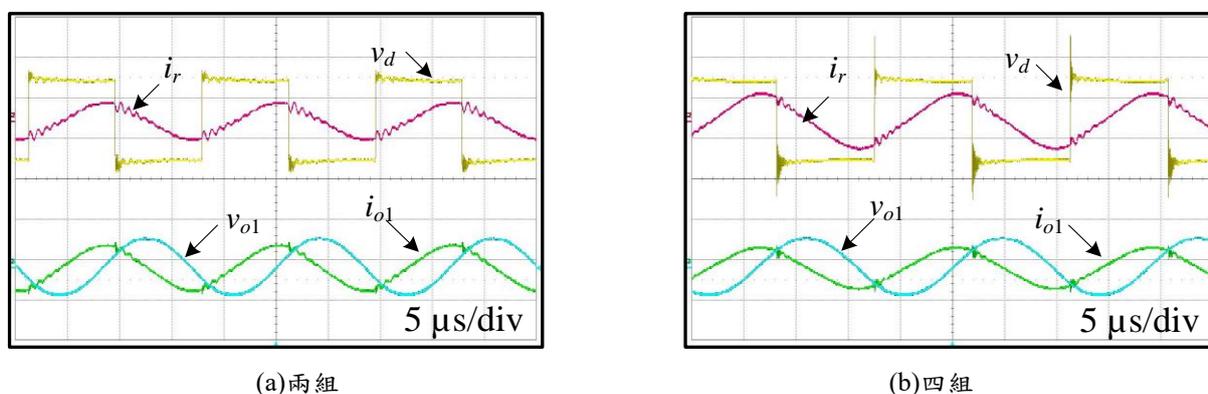
圖 22 不對稱諧振條件下之接收線圈電流 i_s 操作應力曲線圖

伍、實驗成果與討論

為了驗證所提感應式電漿電源系統可行性，目前於實驗室建置一套電漿驅動電路與同軸 D-Pad 二對一無線電能傳輸系統雛形，並予以系統整合及驅動功能驗證。其中，在整合型諧振驅動電路暨模組化擴充機制測試中，檢測項目包含有多模組電漿負載擴充測試、模組均流能力測試、回授控制規劃測試、以及驅動電路之功率開關柔性切換測試等。此外，在自主諧振補償感應供電機制暨電力調節傳輸測試中，檢測項目包含有不對稱傳輸測試、平衡傳輸暨輕重載測試、自主補償能力測試、與輸出電壓穩定度測試等。上述檢測內容說明，預期可佐證所提系統確實具備功能完整性與可靠實用性，其詳細測試結果說明如下。

一、整合型諧振驅動電路暨模組化擴充機制測試

本文採用虛擬負載 (Dummy) 檢測此電漿驅動電路之整體轉換效率，並於 $5\text{ k}\Omega$ 負載阻抗條件下，驅動電路具備 94.1% 轉換效率 η_{pm} (V_{bus} 至 v_o)，頗具提升電漿驅動激發效益。此外，接續驗證在虛擬負載組數 n 擴充為兩組、三組、與四組情境下，其 η_{pm} 確實分別具備 93.8% 、 94.1% 、與 93.9% 高轉換效率。另針對所提彈性容量擴充操作能力進行實際驗證，圖 23 即為檢測電漿模組化彈性擴充機制成果。在圖 23 (a) 中，當兩電漿模組擴充操作時，其控制器已主動調變操作頻率 f_{pm} 而工作於 62 kHz 頻率點，並使驅動電路可提供足夠之啟動電壓增益，此時電漿模組之穩態操作電流 i_{o1} 為 220 mA_{rms} ，且操作電壓 v_{o1} 為 2.52 kV_{rms} 。另當電漿擴充為四組時，其檢測結果如圖 23 (b) 所示，此時控制器則主動完成頻率調整而操作於 52 kHz 頻率點，此時電漿負載之穩態電流 i_{o1} 與電壓 v_{o1} 已穩定於 218 mA_{rms} 與 2.53 kV_{rms} ，且諧振電流 i_r 已經由 3.08 A_{rms} 增加至 4.52 A_{rms} 。上述實驗可證實驅動電路具有彈性電漿容量操作能力，且由諧振網絡看入之方波驅動電壓 v_d 相位呈現超前電流 i_r 相位，頗助益功率晶體開關 M_1 - M_4 達柔性切換。圖 24 即為檢視多組電漿模組擴充時之操作電流均勻特性，由實測波形可得知當四組電漿模組 ($n=4$) 擴充連接時，其四組電漿模組間之操作電流 i_{o1} 、 i_{o2} 、 i_{o3} 與 i_{o4} 分別測得為 211 mA_{rms} 、 208 mA_{rms} 、 210 mA_{rms} 與 207 mA_{rms} ，此結果顯示電漿模組間確實具備操作電流均勻平衡效益，證實輔以模組化變壓器設計及整合諧振網絡確實可達成所提擴充機制，並在彈性模組延伸時確實具備均勻電流能力，裨益提升電漿電源於製程應用均勻度。

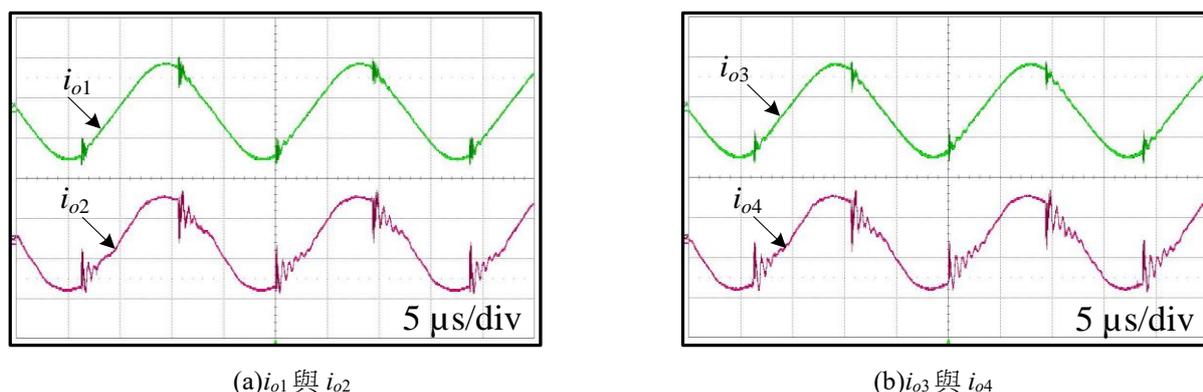


(a) 兩組

(b) 四組

註： v_d : 100 V/div , i_r : 10 A/div , v_{o1} : 5 kV/div , and i_{o1} : 500 mA/div

圖 23 電漿模組擴充之諧振網絡與電漿負載實測電壓 v_d 與 v_o 及電流 i_r 與 i_o 波形



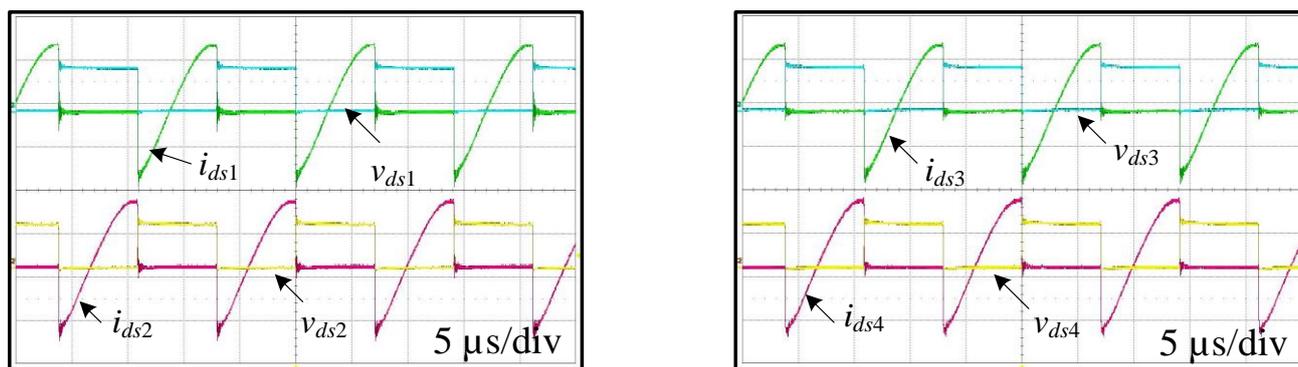
(a) i_{o1} 與 i_{o2}

(b) i_{o3} 與 i_{o4}

註： i_{o1} - i_{o4} : 200 mA/div

圖 24 電漿負載多模組擴充時之輸出電流均流平衡操作波形

圖 25 即為全橋換流器之功率晶體開關 M_1 - M_4 零電壓切換實測波形圖。當開關 M_1 導通時，其跨壓 v_{ds1} 具有低準位，且電流 i_{ds1} 由負準位流經 M_1 之旁路二極體，而後流經開關本體並轉為正準位，此結果可證實本系統具有零電壓切換之能力；同理，開關 M_2 、 M_3 、 M_4 亦有相同效果，此波形測量結果證實驅動電路確實可達到柔性切換以降低切換損失而提升整體效率。圖 26 即為檢視回授電路控制能力之實測結果，如圖 26 (a) 所示，當單組電漿模組操作時，其可檢測得取樣電壓訊號 V_f 已被穩定控制於 45 V，此意謂控制器藉由主動調整工作頻率 f_{pm} 為 77 kHz 以提供充足之驅動電壓，並迫使諧振電流 i_r 操作於 2.12 A_{rms}，另因 i_r 與 V_f 之計算倍率常數 k 為 -26.6 dB，故可偵測獲得 V_f 為 45 V。在圖 26 (b) 中，當電漿負載採用兩模組、三模組、與四模組時連接擴充時，其諧振電流 i_r 分別測得為 3.08 A_{rms}、3.81 A_{rms}、與 4.52 A_{rms}，其控制器計算倍率常數 k 分別為 -24.7 dB、-23.8 dB、與 -23.1 dB，故其回授取樣電壓 V_f 則可分別量測獲得 52 V、59 V、65 V。故於圖 26 (b) 之四組模組條件下，確實量測獲得回授訊號 V_f 與諧振電流 i_r 分別為 65 V 與 4.52 A_{rms}。表 6 即為列出此整合型諧振驅動電路暨在依序擴充電漿模組條件下之測試數據，由此實驗結果可知，伴隨著彈性多模組擴充，其控制器僅需動態規劃 V_f 回授值命令設定，即可隨之控制調整諧振電流 i_r ，證實本研究具有頻率追蹤控制予以穩定操作電流能力。本文所提回授控制方法相比較於傳統直接偵測電漿電流機制，其設計貢獻有：1) 僅需回授諧振網絡之電流即可預知電漿電流值、2) 採用微型變壓器回授可省去霍爾元件使用、3) 回授控制機制可依據倍率常數而計算擴充模組數量與命令設定值。此外，關於成本效益比較，本文所提電漿驅動電路較目前商用電漿電源產品之優勢在於：1) 僅需採用單一組換流器驅動電路，即可依據設備需求彈性擴充多模組電漿噴流，2) 模組間不需額外的控制迴路與電流平衡機制，與 3) 整合型諧振機制可依據系統規格彈性調整。顯示系統創新已優於商用產品，其研發成果有助於提升國內半導體產業電漿製程設備之效益。

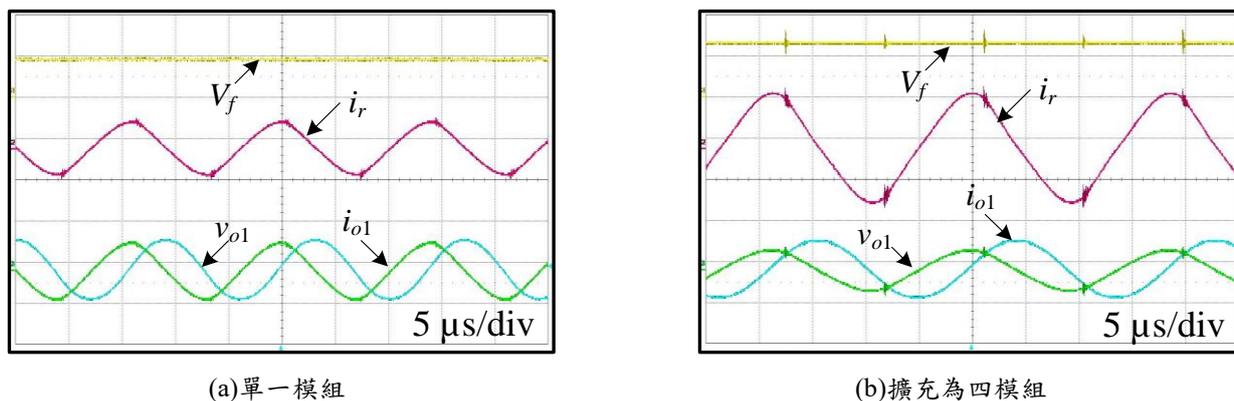


(a) M_1 與 M_2

(b) M_3 與 M_4

註： v_{ds1} - v_{ds4} : 100 V/div and i_{ds1} - i_{ds4} : 2 A/div

圖 25 功率晶體開關 M_1 - M_4 達成零電壓切換之實測電壓 v_{ds} 與電流 i_{ds} 波形



註： V_f : 50 V/div, i_r : 5 A/div, v_{o1} : 5 kV/div, and i_{o1} : 500 mA/div

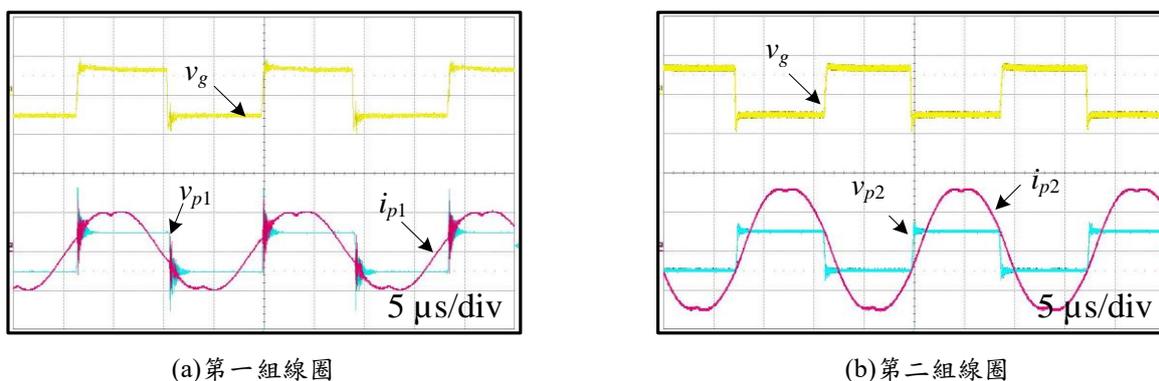
圖 26 電漿模組之操作電壓 v_o 與電流 i_o 及回授訊號 V_f 實測波形

表 6 擴充電漿模組之驅動電路測試數據

擴充組數 n	f_{pm} (kHz)	i_{o1} (mA _{rms})	v_{o1} (kV _{rms})	i_r (A _{rms})	V_f (V)
1	77.1	222	2.51	2.12	45.2
2	62.2	220	2.52	3.08	52.1
3	56.1	219	2.52	3.81	59.3
4	52.3	218	2.53	4.52	65.1

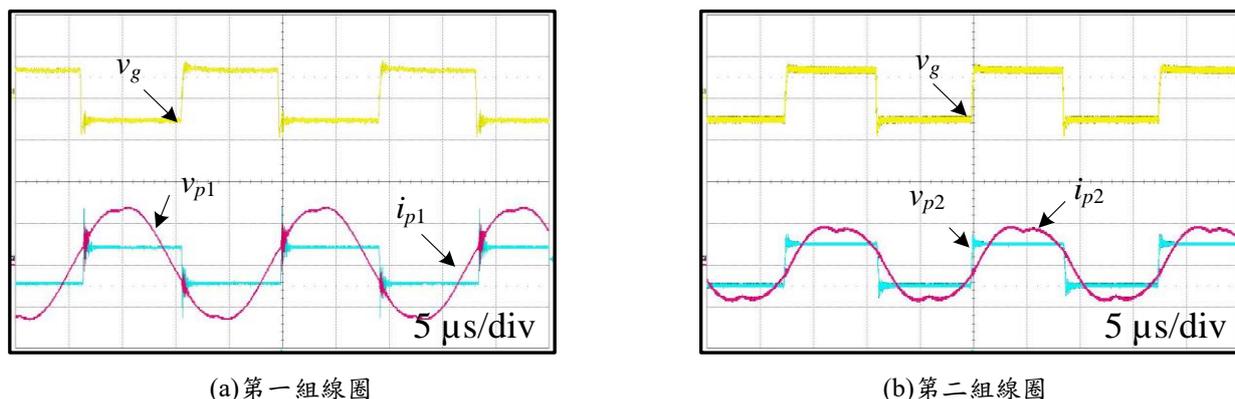
二、自主補償感應供電機制暨電力調節傳輸測試

本文採用虛擬負載檢測 D-Pad 感應線圈傳輸電路之整體轉換效率，並於 750 W 輸出功率條件具備 89.6% 轉換效率 η_{wpt} (V_{in} 至 V_{bus})，另分別於 600 W、450 W、300 W、與 200 W 條件下，其轉換效率 η_{wpt} 仍具有 86.7%、86.1%、85.6%、與 85.1%。接續針對全橋換流器輸出電壓 v_p 與電流 i_p 進行檢視，並探討不同操作頻率 f_{wpt} 條件之兩傳輸電路操作電流特性。圖 27 與圖 28 即為頻率 f_{wpt} 分別操作在 57 kHz 與 65 kHz 之實測波形，其顯示兩傳輸電流在諧振頻率 f_{wr1} 與 f_{wr2} 不對稱條件時，可確知兩傳輸迴路之輸入電流 i_{p1} 與 i_{p2} 將隨著操作頻率 f_{wpt} 調整而改變，且彼此間具備互補特性；另可觀察得雖然電流 i_{p1} 呈現相位超前，而 i_{p2} 呈現相位落後，此乃不對稱諧振機制特性，然而在換流器總輸入電流 i_p 特性仍呈相位落後電感性，助益達開關柔性切換。另需說明的是，本文規劃第一傳輸線圈迴路諧振頻率 f_{wr1} 為 67 kHz，故由圖 27 (a) 可得知電流 i_{p1} 確實呈現低電流特性，另圖 28 (a) 之電流 i_{p1} 確實呈現高電流特性。同理，第二傳輸線圈迴路諧振頻率 f_{wr2} 為 54 kHz，亦可由圖 27 (b) 與圖 28 (b) 之電流 i_{p2} 獲得電流特性相反結果。



註： v_{p1} - v_{p2} : 200 V/div, v_g : 20 V/div, and i_{p1} - i_{p2} : 5 A/div

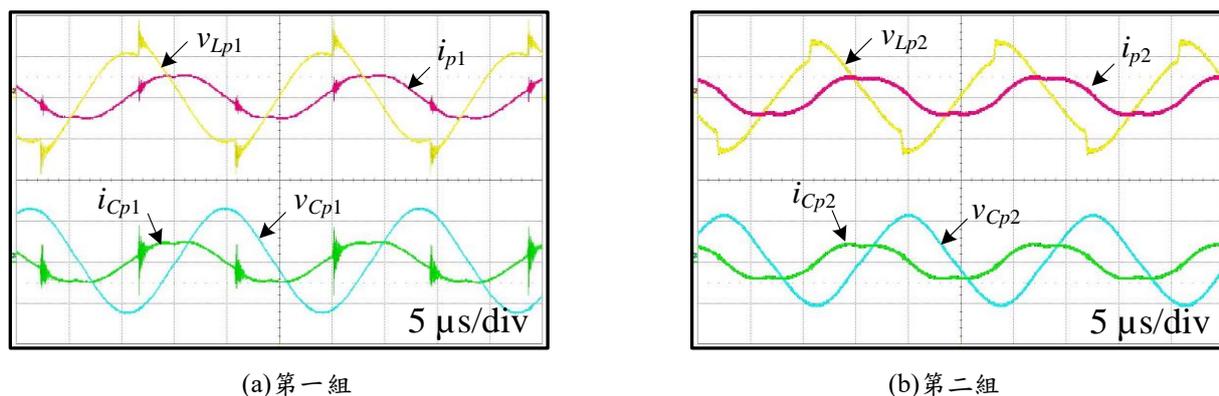
圖 27 感應供電端於 57 kHz 操作時之電壓 v_p 與電流 i_p 實測波形



註： v_{p1} - v_{p2} : 200 V/div, v_g : 20 V/div, and i_{p1} - i_{p2} : 5 A/div

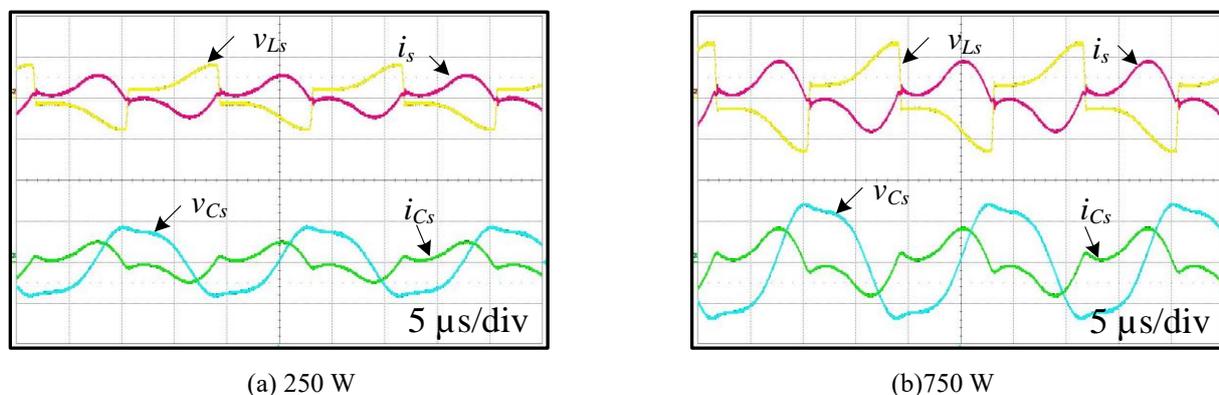
圖 28 感應供電端於 65 kHz 操作時之電壓 v_p 與電流 i_p 實測波形

圖 29 即為探討兩傳輸線圈平衡輸出之實測結果，在圖中，當系統頻率 f_{wpt} 操作於 61 kHz 時，其兩線圈 L_{p1} 與 L_{p2} 之操作電壓 v_{Lp} 與電流 i_{Lp} 趨近相同，此意謂著兩傳輸線圈可提供相同傳輸功率至接收線圈線圈 L_s 。另觀察感應線圈操作電壓 v_{Lp1} 與 v_{Lp2} ，其彼此間頗具平衡特性；而觀察兩諧振電容操作電壓 v_{Cp1} 與 v_{Cp2} ，其彼此間存在微小電壓振幅差異，其主要原因係採用不對稱諧振參數設計緣故。圖 30 即為探討接收線圈 L_s 操作於 750 W 與 250 W 接收功率 P_{wpt} 之實測波形。在圖 30 中，伴隨著電漿電路之負載阻抗條件改變，其線圈電流 i_s 將隨之變化，此實測波形與圖 22 模擬結果相符。上述實驗結果說明，本文所提同軸 D-Pad 自主補償雙感應線圈供電結構，其擬定輔以不對稱諧振機制設計，其可依據操作頻率 f_{wpt} 調整而改變兩傳輸線圈之輸出功率與電流增益，並使兩傳輸電路具有互補特性，此結果頗助益兩傳輸線圈相互間之功率調節效益與穩定接收端輸出功率操作能力。



註： v_{Lp1} - v_{Lp2} : 500 V/div, v_{Cp1} - v_{Cp2} : 500 V/div, i_{Lp1} - i_{Lp2} : 10 A/div, and i_{Cp1} - i_{Cp2} : 10 A/div

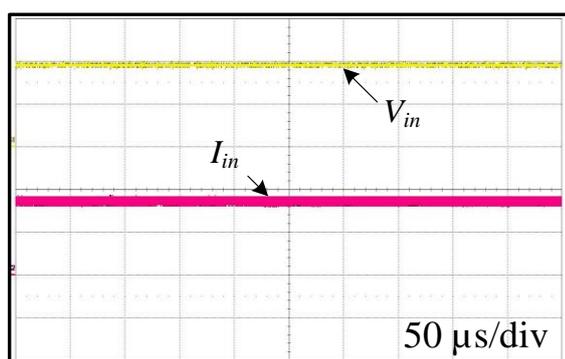
圖 29 兩傳輸線圈模組於 61 kHz 操作時之電壓 v_{Lp} 與 v_{Cp} 及電流 i_p 與 i_{Cp} 實測波形



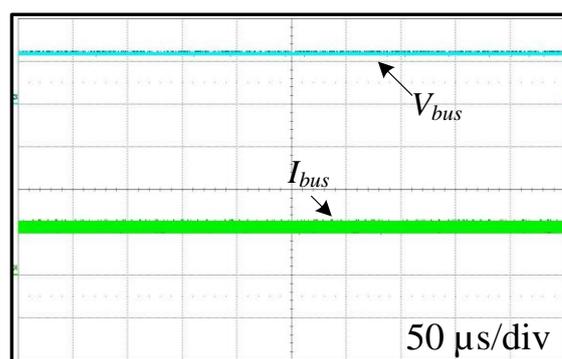
註： v_{Ls} : 500 V/div, v_{Cs} : 200 V/div, i_{Ls} : 5 A/div, and i_{Cs} : 5A/div

圖 30 接收線圈於 61 kHz 條件且於不同操作功率之電壓 v_{Ls} 與 v_{Cs} 及電流 i_s 與 i_{Cs} 實測波形

圖 31 與圖 32 為實測無線供電機制之輸出電壓 V_{bus} 與電流 I_{bus} 穩定特性。在此系統中， V_{bus} 與 I_{bus} 將供應給電漿驅動電路，裨益作為系統非接觸電力來源。在圖中，其電壓 V_{bus} 與電流 I_{bus} 皆能呈現直流穩態特性，且不受負載影響。另圖 31 中，系統操作於 57.3 kHz 時，輸出電壓 V_{bus} 與功率 P_{wpt} 約為 99.8V 與 623 W，系統效率 η_{wpt} 為 86.4 %；另圖 32 中，系統操作於 64.5 kHz 時，其 V_{bus} 與 P_{wpt} 約為 100.2V 與 638 W，且 η_{wpt} 為 86.7%。上述結果說明 f_{wpt} 調變於 57.3 kHz 與 64.5 kHz 兩條件下，兩傳輸線圈迴路均能互補耦合輸出而維持功率與效率穩定，佐證所提自主諧振補償優越效益。表 7 即為檢測不同操作頻率 f_{wpt} 之量測結果，其數據顯示在 67 kHz (f_{wr1}) 與 54 kHz (f_{wr2}) 範圍間，皆能達成傳輸功率自主補償及穩定輸出。此外，本文已完成系統不同輸出功率條件測試，其在 200 W 至 750 W 間，此 η_{wpt} 皆可維持在 85.1% 以上，得此驗證系統之能量傳遞為高效率傳輸。比較習知單一傳輸線圈方法，所提 D-Pad 二對一架構創新貢獻包含：1) 可達成自主諧振補償使輸出維持穩定、2) 建置不對稱諧振機制可改善參數偏移問題、3) 可輔以頻率 f_{wpt} 調變而調整兩線圈 L_{p1} 與 L_{p2} 輸出比例、與 4) 在兩諧振頻率 f_{wr1} 與 f_{wr2} 範圍內皆具有高轉換效率與低輸出電壓變動量。



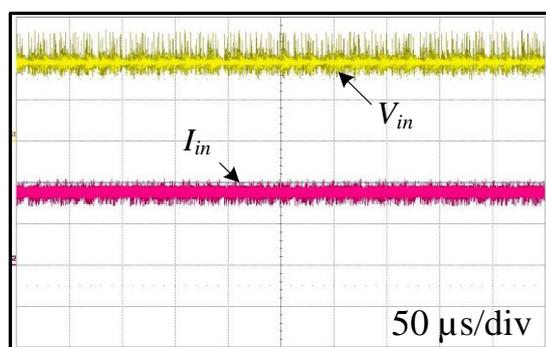
(a) 輸入電壓 V_{in} 與電流 I_{in}



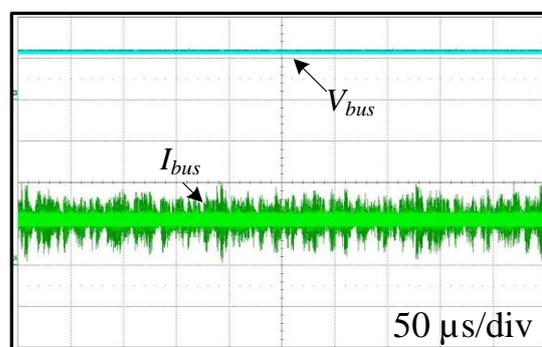
(b) 輸出電壓 V_{bus} 與電流 I_{bus}

註： V_{in} : 50 V/div, I_{in} : 5 A/div, V_{bus} : 100 V/div, and I_{bus} : 5 A/div

圖 31 系統操作於 57.3 kHz 時之實測波形



(a) 輸入電壓 V_{in} 與電流 I_{in}



(b) 輸出電壓 V_{bus} 與電流 I_{bus}

註： V_{in} : 50 V/div, I_{in} : 5 A/div, V_{bus} : 100 V/div, and I_{bus} : 5 A/div

圖 32 系統操作於 64.5 kHz 時之實測波形

表 7 無線供電機制於不同操作頻率點之測試數據

f_{wpt} (kHz)	V_{bus} (V)	I_{bus} (A)	P_{wpt} (W)	η_{wpt} (%)
54.1	98.5	6.28	619	85.9
57.3	99.8	6.24	623	86.4
59.4	98.7	6.29	621	86.3
61.8	99.5	6.32	629	86.7
64.5	100.2	6.32	638	86.7
69.8	101.1	6.32	640	86.5

陸、結論

本文提出自主補償無線供電機制及彈性模組化諧振策略於電漿電源系統整合應用與開發，並於實驗室建置實體電路，且予以整合模組化擴充機制及不對稱電力調節傳輸技術而進行功能測試。實驗結果顯示電漿驅動電路與無線傳輸電路具有 94.1%與 89.6%最高轉換效率，另驅動電路之彈性模組化擴充能力與操作電流均勻化特性頗助益電漿製程應用，且回授控制機制與頻率調整操作頗能助益多模組擴充應用。另無線傳輸電路實現不對稱電力調節技術，確實具穩定輸出功率與調節兩傳輸電路互補能力，達成自主諧振補償功能以減少輸出變動量與改善諧振參數偏移等問題，此頗裨益提升供電品質與可靠度。本文所提電漿電源系統整合應用開發，其實作成果兼具相關產業設計參考價值，並助於國內半導體產業電漿製程設備效益提升。

誌謝

本文研究經費承蒙科技部專題研究計畫(計畫編號: MOST 108-2221-E-218-011)補助，謹此致謝。

參考文獻

- [1] X. Dezhi, C. Cheng, G. Ni, J. Shen, Y. Meng, Y. Lan, and P.K. Chu. (2016). Effects of atmospheric-pressure nonthermal nitrogen and air plasma on bacteria inactivation. *IEEE Trans. Plasma Sci.*, 44(11), 2699–2707.
- [2] F. Mitsugi, T. Abiru, T. Ikegami, K. Ebihara, and K. Nagahama. (2017). Treatment of nematode in soil using surface barrier discharge ozone generator. *IEEE Trans. Plasma Sci.*, 45(12), 3076–3081.
- [3] J.-W. Kim, J.-K. Han, and J.-S. Lai. (2017). APWM adapted half-bridge LLC converter with voltage doubler rectifier for improving light load efficiency. *Electronics Letters*, 53(5), 339–341. <https://doi.org/10.1049/el.2016.4203>
- [4] A. Zaheer, G.A. Covic, and D. Kacprzak. (2014). A bipolar pad in a 10-kHz 300-W distributed IPT system for AGV applications. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 61(7), 3288–301. <https://doi.org/10.1109/TIE.2013.2281167>
- [5] S.A. Saleh, B. Allen, E. Ozkop, and B.G. Colpitts.(2018). Multistage and multilevel power electronic converter-based power supply for plasma DBD devices. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 65(7), 5466–5475.
- [6] T.S. Lee, S.J. Huang, K.C. Huang, and P.J. Chiang. (2018).Modular design and analysis of plasma-driven system with integrated resonant circuit and capacity expansion mechanism. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 64(2), 1226–1234.
- [7] M. Ponce-Silva, J.A. Aqui, V.H. Olivares-Peregrino, and M.A. Oliver-Salazar. (2016). Assessment of the current-source, full-bridge inverter as power supply for ozone generators with high power factor in a single stage. *IEEE Trans. Power Electron.*, 31(12), 8195–8204. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2016.2520925>
- [8] M. Kim, H. Jeong, B. Han, and S. Choi. (2018). New parallel loaded resonant converter with wide output voltage range. *IEEE Trans. Power Electron.*, 33(4), 3106–3114. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2017.2706360>
- [9] S.H. Lee, H.J. Choe, and B. Kang. (2018). Quasi-resonant passive snubber for improving power conversion efficiency of a DC-DC step-down converter. *IEEE Trans. Power Electron.*,33(9), 2026–2034.
- [10] S. Zhong, J. Xu, and X. Zhou. (2018). High-efficiency zero-voltage switching single-stage switching amplifier with half-bridge active clamping circuit. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 65(11), 8574–8584.
- [11] Z. Fang, J. Wang, S. Duan, K. Liu, and T. Cai. (2018). Control of an LLC resonant converter using load feedback linearization. *IEEE Trans. Power Electron.*,33(1), 887–898.
- [12] S.J. Huang, T.S. Lee, and T.H. Huang. (2014). Inductive power transfer systems for PT-based ozone-driven circuit with flexible capacity operation and frequency-tracking mechanism. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 61(12), 6691–6699.
- [13] K.H. Park and K.H. Yi (2015). A wide load range ZVS dual half-bridge converters for large-sized PDP sustaining power

- modules. *J. Display Technol.*, 11(1), 86–96. <https://doi.org/10.1109/JDT.2014.2362128>
- [14] C. Badowich and L. Markley. (2018). Idle power loss suppression in magnetic resonance coupling wireless power transfer. *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, 65(11), 8605–8612. <https://doi.org/10.1109/TIE.2018.2813958>
- [15] J.P.K. Sampath, D. Mahinda Vilathgamuwa, and A. Alphones. (2016). Efficiency enhancement for dynamic wireless power transfer system with segmented transmitter array. *IEEE Trans. Transp. Electrification*, 2(1), 76–85.
- [16] W. Zhang and C.C. Mi. (2015). Compensation topologies of high-power wireless power transfer systems. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 65(6), 4768–4778. <https://doi.org/10.1109/TVT.2015.2454292>
- [17] A. Zaheer, H. Hao, G.A. Covic, and D. Kacprzak. (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>
- [18] M. Budhia, J.T. Boys, G.A. Covic, and C.Y. Huang. (2011). 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>