

融入增強複合功率調節技術之整合型諧振驅動電路於電漿放電應用研究

*李宗勳、張峻嘉、陳羿帆、張羽霖、黃紹恩

南臺科技大學電機工程系

*tslee@stust.edu.tw

摘要

本文提出一套融入增強複合功率調節技術之整合型諧振驅動電路於電漿放電應用研究。此動機在於目前電漿驅動常採改變電流振幅調整功率，此方式造成低電流時致使電漿噴發品質與功率不穩定，且驅動電路無法補償電漿本體諧振特性，以及存在電路與控制設計複雜等問題。因此，本文研擬整合諧振電路與回授電路，並加入彈性諧振補償功能與線圈繞組回授偵測能力，以節省電流感測元件使用與提升系統轉換效益。此外，此研究再提出一套增強複合功率調節技術，其可同步調變電漿電流振幅與噴發時間寬度，達到高精密與線性化調整電漿操作功率，並改善低功率電漿噴發不穩定問題。經由模擬分析與硬體電路測試，實驗結果佐證此整合型電路確實兼具有效驅動電漿放電與功率操作線性化等功能，成果頗助電漿濺濺製程應用與設計參考。

關鍵詞：整合型諧振電路、電漿、回授電路、複合功率調變

Investigation of Integrated Resonant Driving Circuit with an Enhanced Hybrid Power Modulation Technique for Plasma Discharging Application

Tsong-Shing Lee, Chun-Chia Chang, Yi-Fan Chen, Yu-Lin Chang, Shao-En Huang

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

Abstract

This paper proposes an integrated resonant driving circuit with an enhanced hybrid power modulation technique for plasma discharging application. The motivation of the research lies in the demerits of power regulation by adjusting current amplitude commonly in plasma driving. This conventional method causes the instability of plasma splashing quality and output capability under low current condition, the unsatisfactory compensation of plasma resonant characteristic by the driving circuit and the increasing complexity of circuit and control design. Consequently, this research aims to integrate the resonant circuit and the feedback circuit with both additional capability of flexible resonant compensation and the feedback detection of coil signals in order to reduce current sensing components and reinforce conversion behavior of the whole system. In addition, the enhanced hybrid power regulation technique is also proposed in this study featuring the synchronous modulation of plasma current amplitude and its erupting time interval. By means of the aforementioned technique, high accuracy and linearization adjustment of plasma operating power can be achieved while the low-power plasma eruption instability can therefore be improved. Through the simulation analysis and the hardware circuit testing, the experimental results validate the well performance including plasma discharging and power adjusting linearity of the presented integrated circuit. The researching achievements are deemed as beneficial references for the plasma splashing process application and design.

Keywords: Integrated Resonance Circuit, Plasma, Feedback Circuit, Hybrid Power Modulation

Received: Jul. 24, 2018; first revised: Sep. 2, 2018; accepted: Sep., 2018.

Corresponding author: T.-S. Lee, Department of Electrical Engineering, Southern Taiwan University of Science and Technology, Tainan 71005, Taiwan.

壹、前言

電漿濺鍍(sputtering)在半導體製程已廣泛被應用，例如：被覆、蝕刻、表面改質、以及清潔與光阻去除等[1–2]。電漿載子經高壓電場耦合即可在兩電極間產生激發氣體原子游離，以及加速游離電子而與其他粒子產生碰撞，並造成崩潰效應以產生電漿激發微電絲放電[3–4]。因此，如何開發具高電漿密度與穩定電漿噴發品質之電源驅動系統，業已成為半導體設計開發商與相關研究人員的探討重點[5–6]。

為了提升電漿蝕刻與氣相沉積被覆品質，以及強化製程良率與廣域的市場接受度，電漿驅動電源設計必須含括有高壓電場輸出能力、操作穩定性、精密功率調節技術與低設計成本等特點。綜觀目前電源驅動技術，有文獻建議採用半橋式與全橋式換流器架構搭配高昇壓比變壓器模組作為電源驅動電路基礎，予以提供高壓電場[7–8]。另採用電感器與電容器組成之 LC、LCC 與 LLC 諧振槽予以濾除諧波成分而提升驅動電源品質等技術也被討論[9–11]，且同步實現電源開關柔性切換[12–14]。此外，擷取負載端電流與電壓作為回授信號以實現閉迴路控制亦有文獻研究著墨[15–17]；另有技術採用脈衝密度調變(pulse density modulation, PDM)、相移脈波寬度調變(phase-shifted pulse width modulation, PSPWM)與頻率追蹤控制(frequency-tracking)之功率調整控制技術[18–19]。上述文獻探討技術確實已具電漿電源設計能力，以及執行電漿驅動與實現閉迴路控制穩定度，惟尚有部分技術缺口並無法被改善，其包含有：(1)諧振槽電路無法彈性補償電漿負載間的諧振差異，(2)回授電路需採用高單價之比流器或比壓器感測元件，(3)驅動電源體積龐大而無任何整合及縮小體積機制，(4)功率調整機制將造成電漿源於低功率時產生不穩定問題，與(5)無法提供標準化的製作程序與設計指導方針等。因此，本文輔以增強複合功率調節技術與整合型諧振驅動電路設計一套電漿驅動電源系統，並同時探討彈性諧振特性調整方法，以及變壓器與諧振槽設計程序，預期能進一步確保電漿濺鍍噴發品質。

此研究採半橋式架構為轉換器基礎，並輔以 LCL 諧振槽搭配電漿等效電容與補償電容建構整合型諧振驅動電路，此可兼具 LCLC 諧振特性與彈性諧振補償效益，裨益於提供高電壓增益與諧波濾除能力。另變壓器輔以第三繞組連接補償電容設計，頗具達成閉迴路偵測機制功能，並有助於系統電路精簡與降低製作成本。此外，本文提出一種低頻脈寬功率調整機制(Low Frequency Pulse Width Modulation, LFPWM)[20]，並整合非對稱脈波寬調變方法(Asymmetrical Pulse Width Modulation, APWM)[21–22]而為一種增強複合功率調節技術，此得以精細的調整輸出功率與線性改變電漿濺鍍能量。再者，本文同步提出標準化變壓器製作程序與諧振槽模擬分析手法，其驅動電路設計參數得以完成，並同步實現一套硬體電路做為測試雛形，而有助於佐證所提驅動電路之高轉換效能。本文成果特點與技術貢獻臚列於下：

- (一)本文提出一套整合型諧振電路，並兼具電漿驅動迴路與回授補償迴路規劃，此有助於縮減元件設計體積與彈性補償諧振特性效益。
- (二)提出增強複合式的電漿功率操作戰略，整合 APWM 與 LFPWM 脈寬調整機制，裨益於線性調整電漿放電量與提升電漿濺鍍穩定性。
- (三)採變壓器第三繞組回授與補償諧振分析，此創新概念有助於系統電路精簡化與穩定控制。
- (四)完成變壓器與諧振電路設計指導方針，並完成多繞組變壓器標準化製作，以及諧振參數設計與分析。

此研究所提融入增強複合功率調節技術之整合型諧振驅動電路確實可強化驅動電漿激發與濺鍍應用能力，且本文審慎完成系統分析與整合諧振補償與回授機制於單一電路，此有助於均勻電漿放電品質與縮減電路設計成本。此外，此研究創新增強複合式功率調整技術，其可改善習知電漿微電絲噴發量不穩問題。此類成果可延伸到半導體製程電漿潔淨應用，且研究內容頗具電漿工業設計參考價值。

貳、系統架構與控制電路分析

圖 1 說明本文所提之電漿驅動系統基礎架構，其電路含括有準諧振式半橋換流器(quasi-resonance half-bridge inverter)、LCL 諧振槽、三繞組變壓器 T_w 、電漿載子(plasma cell)與閘極驅動器(gate driver)。其中，外部諧振電感 L_r 及電容 C_r 與三繞組變壓器 T_w 之漏電感 L_k 及磁化電感 L_m 構成 LCL 諧振槽。另電漿

載子可視為電阻 R_z 與電容 C_z 並聯之等效特性，其可與 LCL 諧振槽建構 LCLC 諧振特性，此有助於濾除換流器輸出端電壓 v_d 之諧波成分及調整變壓器端電壓 v_p 之頻率諧振增益。此外，此研究於諧振電路同步整合嵌入回授機制，故於變壓器二次側加入第三繞組 N_{s2} ，作為偵測電漿載子操作電流回授用途，以有效簡化電路設計與降低硬體製作成本。因此，變壓器 T_w 之二次側繞組 N_{s1} 及 N_{s2} 分別連接電漿載子及回授調整電路以完成電漿驅動迴路(plasma driving loop)及回授補償迴路(feedback compensation loop)。再者，電漿驅動迴路及回授補償迴路將與 LCL 諧振槽及變壓器 T_w 構成本文所提之整合型驅動電路，此類規劃有助於換流器藉由此整合型電路而分別提供輸出電壓 v_o 達成電漿放電噴發，並能同時實現諧振電容 C_s 補償及閉迴路穩定控制。另需一提的是，由於電漿載子為 R_z 與 C_z 並聯之非線性負載，且系統諧振增益亦會受此非線性阻抗影響，故此研究採用變壓器 T_w 之第三繞組 N_{s2} 串聯電容 C_s 作為回授擷取與諧振補償機制，並於諧振電路參數設計中同步考慮，以確保增益準確度與回授訊號之穩定度。此類規劃不僅可省略比流器使用以及濾除回授訊號 v_c 與 i_c 之直流成分與雜訊，而且更可採調整 C_s 參數對應 C_z 值補償，頗有助於達到電漿驅動時之 LCLC 電路諧振增益調節與改善轉換效能。

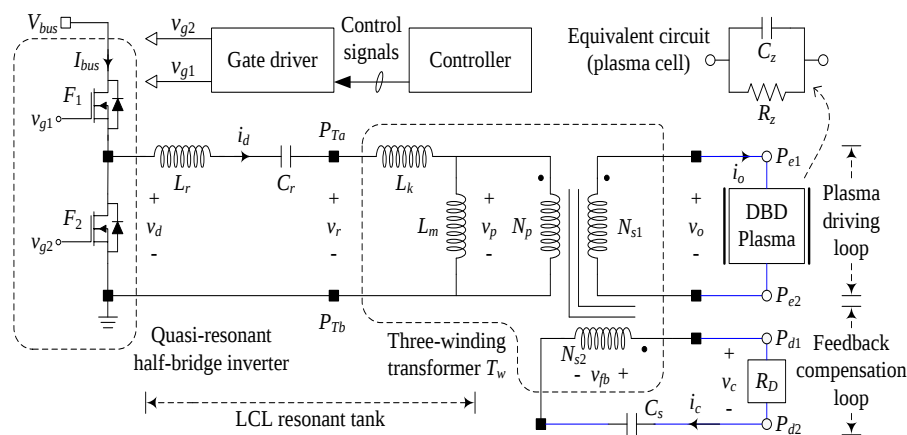


圖 1 整合型電漿驅動系統基礎架構

在圖 1 中，本文採用直流電源 72 V 作為輸入端匯流排電壓 V_{bus} ，其可藉由市電電源降壓與整流而獲得，亦或採用功率因數修正電路(Power factor correction, PFC)提供直流電源，頗具系統商品化與完整性應用效益。另閘極驅動器可接收控制器的控制訊號，並產生功率晶體開關 F_1 及 F_2 所需之驅動訊號 v_{g1} 及 v_{g2} ，此將協助換流器將匯流排電壓 V_{bus} 轉換為交流方波電壓 v_d ，並經 LCL 諧振槽濾除諧波成分後為交流電壓 v_r ，並饋入 T_w 以提升準位為電漿載子驅動電壓 v_o ；另同時間，第三繞組 N_{s2} 將由偵測電阻 R_D 建立輸出回授訊號 v_c 且回饋至控制迴路內之回授與調整電路以實現閉迴路操作。此外，另於操作功率控制機制上，此研究整合非對稱脈波寬度調變(APWM)與低頻脈波寬度調變(LFPWM)之複合控制方法，其不僅可完成電漿放電噴發量調整，而且可線性與精準的實現操作功率調變。此整合型驅動電路與線性功率調變技術等詳細研究說明將如下列小節所述。

(一) 電漿載子驅動特性

本文採用常壓式非熱電漿作為電漿載子，其優點在於僅需採常壓下施以高電場，即可促使電子快速增加位能以獲得充足能量，並與中性粒子碰撞達到氣體解離而生成電漿絲噴發。此研究採高電壓介電質放電(Dielectric barrier discharge, DBD)技術以產生高能量電子，其介電質放電主要由高壓電極、接地電極與介電質屏蔽結構所組成，且於兩電極間分布介電質之結構特性頗具提升電漿放電均勻度。介電質放電具備放電均勻及高電漿生成效率等優勢，其通常採用高電壓交流電源驅動，且驅使解離氣體在每個驅動週期中將會經歷絕緣、崩潰與放電等三個階段，而使電場正常釋放電荷以達到穩定電漿微電絲噴發目的。圖 2 所示即為介電質放電之電漿載子實體圖與等效參數測量曲線圖，在圖 2(a)中， P_{e1} 與 P_{e2} 即分別為高壓電極與接地電極之導體連接端子，另圖中網格狀走線即為高壓電極佈置。因此，當施加於高壓電極與

接地電極間一高頻率交流電源時，若此電源高於氣體崩潰激發電壓時，即會產生湯森雪崩(Townsend avalanche)之放電現象，此時大量微電流細絲將通過介電質放電間隙，而產生可見之電漿噴發且無規則性地分布在整個放電空間；另在圖 2(b)中，其包括有等效電阻 R_z 與等效電容 C_z 之量測值，此測試主要是針對尚未產生介電質放電之電漿載子進行分析，此有助於協助整合型驅動電路規劃激發電壓值。另由圖中頻率變動時之阻抗特性了解，其於低頻時呈現高阻抗特性，此代表電漿載子將需求更高的激發電壓，且阻抗曲線陡峭特性將不易於控制器設計；另高頻時之低阻抗特性頗有助於常態的激發高電壓操作，且曲線變化平緩而有助於控制器穩定控制。故上述說明可知電漿載子之等效電阻與電容值將隨頻率增加而減少。因此，參考圖 2(b)之曲線特性，其 60–80 kHz 間具線性特性確實為適合的操作範圍，故選擇 70 kHz 作為驅動電路之操作頻率點，且接續之整合型驅動電路將針對操作點進行電路參數設計。本文研究規劃整合型驅動電路，並研擬提出 LCL 諧振電路驅動架構整合電漿載子等效 $R_z C_z$ 以建構整合性 LCLC 諧振槽，並促使提升輸出電壓達激發電漿目的。另需一提的是，本文為了達成驅動電路設計與實現電漿放電噴發控制，此研究已擬定系統規格如表 1 所示，接續將依此規格進行三繞組變壓器 T_w 設計、控制迴路規劃與諧振電路參數設計等分析。

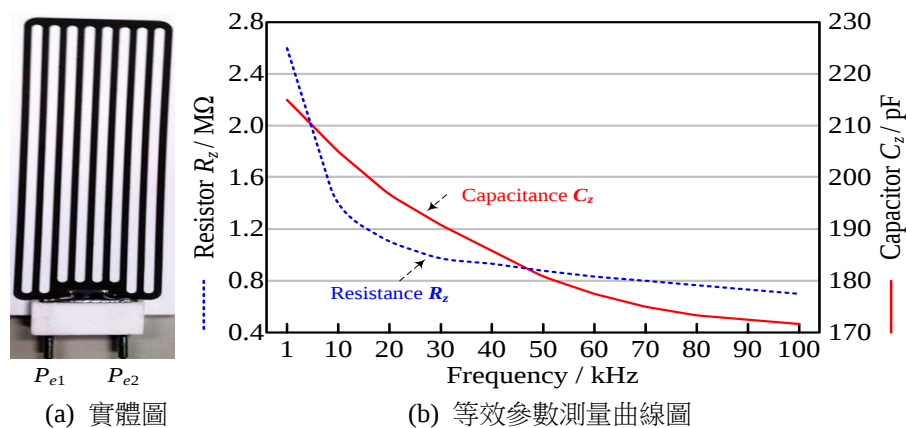


圖 2 介電質放電之電漿載子實體圖與等效參數測量曲線圖

表 1 電漿驅動電路之系統規格

描述	符號	參數值
輸入匯流排直流電壓	V_{bus}	72 V
電漿操作電壓	v_o	2.0 kV _{rms}
操作頻率	f_s	70 kHz
電漿載子等效電阻	R_z	0.78 MΩ
電漿載子等效電容	C_z	175 pF

(二) 三繞組變壓器設計

本文在變壓器 T_w 設計程序規劃，首先考量電漿驅動迴路及回授補償迴路之二次側繞組設計，另顧及變壓器之漏電感 L_k 及磁化電感 L_m 將與外部諧振元件(L_r 與 C_r)、第三繞組端補償電容 C_s 、電漿載子等效電容 C_z 建構整合型諧振驅動電路以實現電漿放電與執行回授控制。因此，為了含括上述設計條件與確實變壓器兼具高飽和磁通密度 B_{sat} 、高導磁係數 μ_r 與低鐵芯損失，故此研究研擬採用錳鋅鐵氧體導磁材料(Ferrite)作為變壓器鐵芯基礎，且訂定變壓器設計程序。其詳述說明可描繪如下：第一，首先選擇鐵芯材料規格與變壓器繞線框架型式；第二，審慎計算一次側與二次側之線圈比值以及繞線匝數值；第三，嚴謹評估線圈繞線面積與導線直徑；第四，選擇繞線規格與進行變壓器實體參數測量。此研究已先擬定三繞組變壓器 T_w 設計需求與系統規格如下：電漿驅動電壓之均方根值 $v_{o,rms}$ 為 2 kV_{rms}，電漿放電功率 P_o 為 100 W，而另回授路徑之變壓器二次側電壓 $v_{fb,rms}$ 訂定為 60 V_{rms}，且補償迴路消耗功率 P_c 為 1 W。隨之，此三繞組變壓器 T_w 之實體設計指導方針可描述如下：首先，此研究選用型號為 Ferroxcube PC40 之鐵芯，

其飽和磁通密度 B_{sat} 為 380 mT。接續，為了避免磁通密度變化量 ΔB 超過預期而導致鐵芯損失增加與產生磁場飽和現象，故本文審慎定義安全餘裕度為 0.5，則其 ΔB 可計算求得為 190 mT。隨後，變壓器框架需求預期值 A_p 即可由下式計算獲得

$$A_p = \frac{(P_o + P_c)(1+1/\eta) \cdot 10^4}{2 \cdot VB \cdot f_{sD, \min} \cdot J \cdot k_u} \quad (1)$$

其中，能量轉換效率 η 假設為 90%，繞線係數 k_u 為 0.2，且電流密度 J 為 400 A/cm²，故可以計算出 A_p 為 1.006 cm⁴。另探討變壓器鐵芯選擇程序，其所選用鐵芯型號之有效面積 A_e 與窗口面積 A_w 乘積值需大於所計算 A_p 值。因此，此研究即選用型號為 PQ3220 之變壓器繞線框架，其面積乘積為 2.624 cm⁴ 以足以應用於此操作條件。接續，分析線圈匝數比 n_1 與 n_2 以及一次側繞線匝數值 N_p ，其數學式可分別表示如下：

$$n_1 = \frac{N_{s1}}{N_p} = \frac{v_o}{\frac{2V_{bus}}{\pi} \sqrt{1 - \cos(2\pi D_t)}} \quad (2)$$

$$n_2 = \frac{N_{s2}}{N_p} = \frac{v_c}{\frac{2V_{bus}}{\pi} \sqrt{1 - \cos(2\pi D_t)}} \quad (3)$$

$$N_p = \frac{\frac{2V_{bus}}{\pi} \sqrt{1 - \cos(2\pi D_t)}}{A_e \cdot VB \cdot f_{sD, \min}} \quad (4)$$

在此，責任導通週期 D_t 與 A_e 分別為 0.49 與 169 mm²。藉由(2)~(4)，即可獲得 n_1 與 n_2 以及 N_p 分別為 30.869、0.926 與 28.825。本文採用 N_p 實際繞線圈值為 30 匝繞線，即可同步計算出二次側線圈實際繞線匝數 N_{s1} 與 N_{s2} 分別為 930 匝與 30 匝。因此，回授路徑實際需求的電流比例與回授電壓值即可藉由後級回授調整電路進行調整，此有益於改變饋入控制器之電壓準位與避免過高的回授訊號電壓危害控制晶片。接續計算變壓器兩端線圈之導線直徑，其一次側與二次側電流之均方根值 $i_{d,rms}$ 、 $i_{o,rms}$ 與 $i_{c,rms}$ 可分別表示如下：

$$i_{d,rms} = \frac{(P_o + P_c)/\eta}{\frac{\sqrt{2}V_{bus}}{\pi} \sqrt{1 - \cos(2\pi D_t)}} \quad (5)$$

$$i_{o,rms} = P_o / v_{o,rms} \quad (6)$$

$$i_{c,rms} = P_c / v_{fb,rms} \quad (7)$$

經由(5)~(7)式即可獲得 $i_{d,rms}$ 、 $i_{o,rms}$ 與 $i_{c,rms}$ 分別為 2.46 Arms、0.05 Arms 與 0.024 Arms。因此，一次側與二次側之線圈繞線面積 A_{wp} 、 A_{ws1} 與 A_{ws2} 以及其導線之線徑 d_{wp} 、 d_{ws1} 與 d_{ws2} 即可分別表示如下：

$$A_{wp} = \frac{i_{d,rms}}{J}, \quad A_{ws1} = \frac{i_{o,rms}}{J}, \quad \text{與} \quad A_{ws2} = \frac{i_{c,rms}}{J} \quad (8)$$

$$d_{wp} = 2\sqrt{\frac{A_{wp}}{\pi}}, \quad d_{ws1} = 2\sqrt{\frac{A_{ws1}}{\pi}}, \quad \text{與} \quad d_{ws2} = 2\sqrt{\frac{A_{ws2}}{\pi}} \quad (9)$$

經由(8)與(9)式，其繞線線圈面積 A_{wp} 、 A_{ws1} 與 A_{ws2} 可分別計算獲得 0.615 mm²、0.013 mm² 與 0.006 mm²，另線徑 d_{wp} 、 d_{ws1} 與 d_{ws2} 則分別計算獲得 0.885 mm、0.126 mm 與 0.087 mm。依據 UEW Class 0 標準規格，此研究選用銅質導線作為一次側與二次側線圈材料，且採導線直徑 1.0 mm 作為一次側 N_p 線圈繞組，另分別採導線直徑 0.15 mm 與 1.0 mm 作為二次側繞組 N_{s1} 與 N_{s2} 。經由上述設計程序說明，此研究已完成變壓器實體製作，另輔以 LCR 阻抗分析儀(LCR MT4090, Motech)進行參數量測，其測試結果即如表 2 所列。

表2 變壓器 Tw 繞製實體成品之量測參數值

描述	符號	參數值
磁化感值	L_m	2.575 mH
洩漏感值	L_k	4.052 μ H
一次側實際繞線匝數	N_p	30
二次側實際繞線匝數	N_{s1}, N_{s2}	930, 30
線圈匝數比值	n_1, n_2	30.869, 0.926

(三) 增強複合功率調節技術分析

本文所提之增強型複合功率調節技術即是在非對稱脈波寬調變方法上嵌入低頻脈寬功率調整機制，此研究整合兩類技術即有助於達成線性化調整輸出功率與穩定電漿濺濺能量。圖3即為分析非對稱脈波寬度調變原理，且在圖中， v_{g1} 與 v_{g2} 為功率晶體開關 F_1 與 F_2 的驅動訊號，並嵌入怠置時間(dead time)以防止 F_1 與 F_2 產生同臂導通；另 D_t 與 $v_{d1(rms)}$ 為 v_d 之導通週期(duty cycle)與基本波成分，且藉由調整 v_d 之導通週期即可改變基本波 $v_{d1(rms)}$ 振幅，頗具功率控制能力。因此，非對稱脈波寬度調變的控制方式即是利用互補性調整 F_1 與 F_2 的導通時間，且使導通與截止時間不同而達到非對稱問題。故其相關原理可採數學理論分析，並令 v_d 的振幅如下：

$$v_d(\omega t) = \begin{cases} V_{bus}, & 0 < \omega t \leq 2\pi \cdot D_t \\ 0, & 2\pi \cdot D_t < \omega t \leq 2\pi \end{cases} \quad (10)$$

其傅立葉級數表示如下：

$$v_d(t) = D_t \cdot V_{bus} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sqrt{2}V_{bus}}{n\pi} \sqrt{1 - \cos 2n\pi(1 - D_t)} \cdot \sin(n\omega_0 t + \pi + \theta_n) \quad (11)$$

其中， θ_n 與基本波成分($n=1$)之均方根值 $v_{d1(rms)}$ 表示如下：

$$\theta_n = \tan^{-1} \frac{\sin 2n\pi(1 - D_t)}{1 - \cos 2n\pi(1 - D_t)} \quad (12)$$

$$v_{d1(rms)} = \frac{V_{bus}}{\pi} \sqrt{1 - \cos 2\pi(1 - D_t)} \quad (13)$$

由(13)可得知，調整 D_t 可改變 $v_{d1(rms)}$ 振幅。由上述推導與說明即為輔助採用非對稱脈波寬度調變技術理論與可行性，此研究藉由操作 F_1 與 F_2 於非對稱導通時間而改變 $v_{d1(rms)}$ ，此有助於調整電漿驅動電壓之均方根值 $v_{o,rms}$ ，其結果頗具控制電漿放電操作功率 P_o 之效益。因此，非對稱脈波寬度調變(APWM)之主要功能在於以調整高頻矩形方波信號之導通週期，使 v_d 之基本波 $v_{d1(rms)}$ 振幅大小改變，以達輸出功率調整。

圖4即為分析低頻脈波寬度調變原理，且在圖中， v_{s1} 與 v_{s2} 為饋入閘極驅動器之控制信號，另 V_{LFPWM} 為控制低頻脈波致動與截止之命令訊號，其制動時間(t_{on})與週期 T_{LF} 之比值即為低頻制動週期 D_{LF} 。因此，當控制器持續送出 v_{s1} 與 v_{s2} 訊號期間，若 V_{LFPWM} 命令訊號為截止狀態，則 v_{s1} 與 v_{s2} 訊號將被停止且為低準位，此時 $v_{d1(rms)}$ 停止輸出，即如圖4之 t_1 – t_2 與 t_3 – t_4 期間；反之，若 V_{LFPWM} 命令訊號為制動狀態，此時 $v_{d1(rms)}$ 持續輸出，即如圖4之 t_0 – t_1 與 t_2 – t_3 期間。經由上述說明，此研究僅需調整 V_{LFPWM} 訊號之 D_{LF} 週期比例，即可控制 $v_{d1(rms)}$ 的週期電壓平均值 $v_{d1(rms)-avg}$ ，即如下式：

$$v_{d1(rms)-avg} = \frac{V_{bus}}{\pi} \cdot D_{LF} \quad (14)$$

由(14)可知，當調整 D_{LF} 時，其 $v_{d1(rms)-avg}$ 振幅值變動頗具控制 $v_{o,rms}$ 與 P_o 效益。舉例說明，在 t_0 – t_2 期間， D_{LF} 為70%，則 $v_{d1(rms)-avg}$ 的電壓振幅為 $v_{d1(rms)}$ 的0.7倍，此即可降低電漿操作功率 P_o ；另在 t_2 – t_4 期間， D_{LF} 為50%，則 $v_{d1(rms)-avg}$ 的電壓振幅即為 $v_{d1(rms)}$ 的0.5倍。因此低頻脈波寬度調變(LFPWM)主要功能在於當 $v_{d1(rms)}$ 振幅大小不變的條件下，藉由調整 D_{LF} 導通時間以達穩定線性化調整輸出功率與改變電漿噴發量。

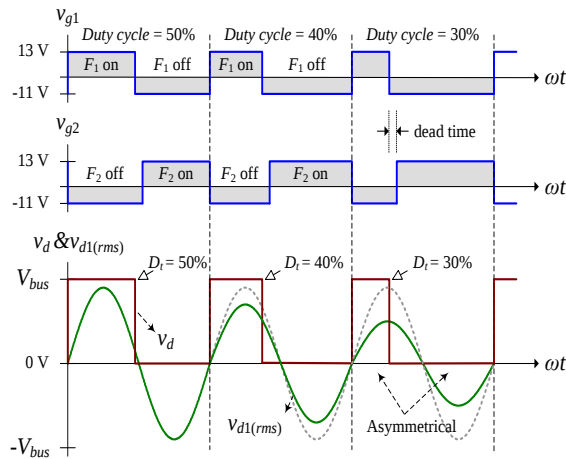


圖3 非對稱脈波寬度調變原理

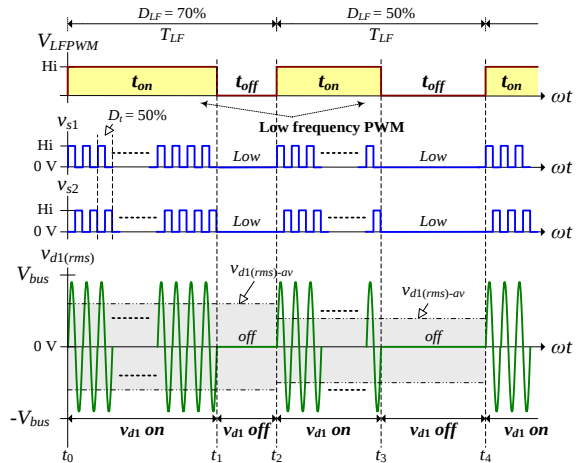


圖4 低頻脈波寬度調變原理

此研究嵌入低頻脈寬調變(LFPWM)機制於非對稱脈寬調變(APWM)技術中，且整合為一種增強型之複合控制方法，其頗具高精密線性化調整電漿放電功率與精準控制電漿微電絲噴發量效益。因此，經整合嵌入上述兩類調變技術為複合式調變後，其換流器輸出電壓基本波 $v_{d1(rms)-ehb}$ 可表示如下

$$v_{d1(rms)-ehb} = v_{d1(rms)} \cdot D_{LF} = \frac{V_{bus}}{\pi} \sqrt{1 - \cos 2\pi(1 - D_t)} \cdot D_{LF} \quad (15)$$

由(15)可知，此研究具備同步調整導通週期 D_t 與低頻制動週期 D_{LF} 之增強複合調整能力，其有助於線性化與精準性的調整 $v_{d1(rms)-h}$ 電壓振幅與導通時間寬度，以改變電漿驅動電壓 $v_{o,rms}$ 與控制電漿放電功率 P_o 。

(四) 控制器設計

圖5所示即為閉迴路系統與控制機制架構圖。本文採用 Microchip 公司所開發之晶片(dsPIC30F4011)做為控制器核心，其晶片功能含括有計時模組、中斷控制模組、輸出比較模組與類比/數位模組等大項。此研究採用上述模組規劃控制程序，並輔以程式撰寫與整合函數運算及控制決策，其有助於實現兼具線性功率調控制之複合式調變方式。在圖中，此研究採用光耦合隔離積體電路(HCPL-A3120, Avago)作為功率晶體開關之閘極驅動器基礎，其可將 3.3 V 的低準位數位訊號 v_{s1} 與 v_{s2} 轉換為具備正電壓+13 V 及負電壓-11 V 的電壓驅動訊號 v_{g1} 與 v_{g2} ，並強化驅動能力以有效致動半橋換流器之功率電晶體 F_1 與 F_2 ，此頗具將直流匯流排電源 V_{bus} 切換成高頻方波 v_d ，並饋入 LCL 諧振電路以產生弦波電壓 v_p 效益。因此，本文即是藉由變壓器繞組 N_{s1} 提供電漿載子激發電壓 v_o ；另採繞組 N_{s2} 經補償電容 C_s 於偵測電阻 R_D 建立回授電流之感應電壓訊號 v_c ，且饋入回授與調整電路。圖6所示即為回授與調整電路方塊圖，且此研究採用低成本之運算放大器、電阻、電容與二極體作為此電路基礎，並規劃出差動放大器、帶拒濾波器、與直流準位保護與調整電路，此不僅有助於調整感應電壓 v_c 振幅與轉換為直流訊號壓 V_{c-fb} ，而且可提供電壓抑制保護以避免過高的電壓衝擊控制器而造成損壞。

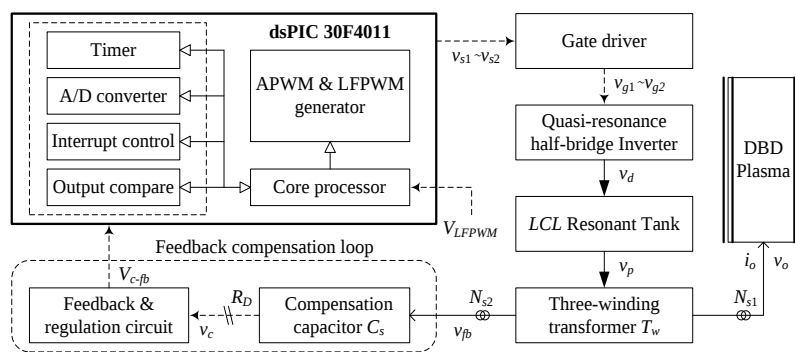


圖5 閉迴路系統與控制機制架構圖

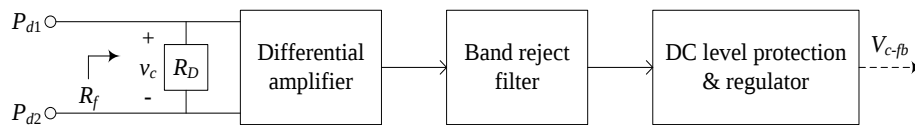


圖 6 回授與調整電路方塊圖

圖 7 為嵌入控制晶片之演算技術流程圖，此控制流程具備提升控制器執行閉迴路運作能力，並裨益於換流器執行穩定電漿激發電流。其動作原理為：當系統啟動時，微處理單元即刻初始化內部功能模組，並設定啟動導通週期 D_t 為 35%，以及設定回授參考訊號 V_{c-reg} 與放大倍率函數 k_p 。接續，控制器於低頻脈波控制訊號 V_{LFPWM} 為高準位時，同步擷取回授訊號 V_{c-fb} 以作為比較依據與執行控制判斷。因此，當 V_{c-fb} 等於 V_{c-reg} 時，則維持 D_t ，另當 V_{c-fb} 大於 V_{c-reg} 時，則縮減 D_t ；反之，則增加 D_t ，此有助控制電漿載子微電流細絲噴發量。另需一提的是，在導通週期 D_t 之收斂調整機制中， $k_p|E_D|$ 為誤差運算函數， E_D 為 $D_{t(old)}$ 與 $D_{t(old-1)}$ 的差值，另放大倍率函數 k_p 的設定有助於快速達到穩定、提升響應速度與減少穩態誤差。

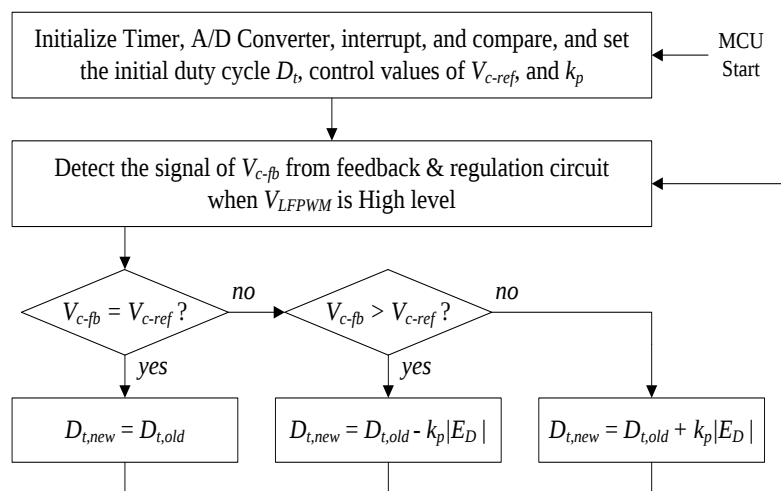


圖 7 控制流程圖

(五) 電路原理與時序分析

圖 8 所示即為整合型驅動電路之等效架構圖，其可由圖 1 之電漿驅動系統基礎架構簡化而獲得，另圖 9 即為執行功率晶體開關 F_1 與 F_2 於高頻切換時之時序波形。其中， i_{ds1} 與 i_{ds2} 以及 v_{ds1} 與 v_{ds2} 分別為開關 F_1 與 F_2 之通過電流與汲極及源極間跨壓，且分析此類波形的操作特性與能量潮流方向頗有助於瞭解系統操作原理。

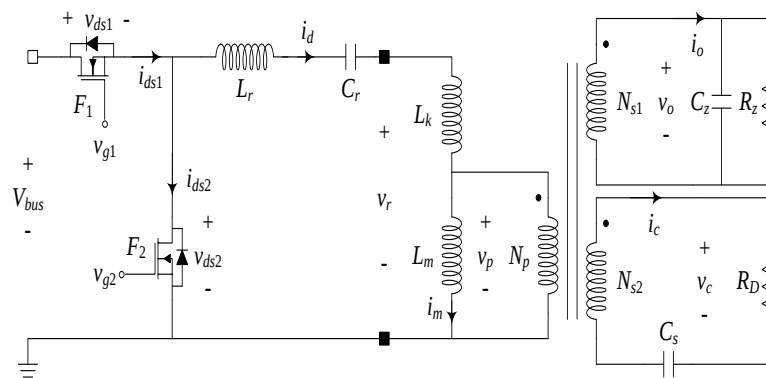


圖 8 整合型驅動電路之等效架構圖

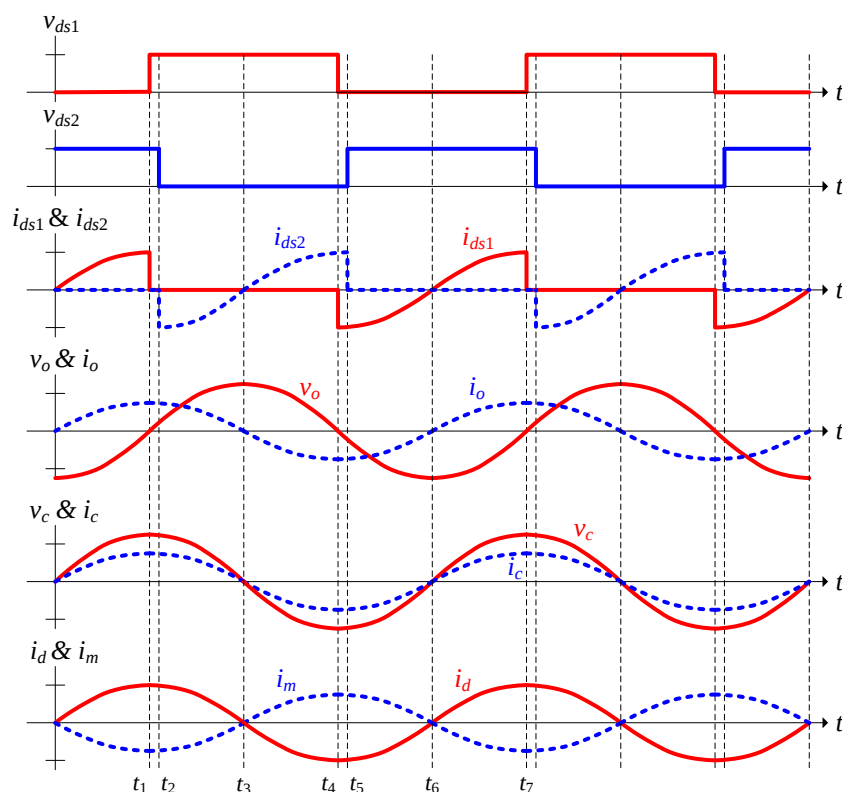


圖 9 電路時序波形圖

為了說明電路操作原理與分析開關動作時序，故可將開關晶體切換工作週期區分為六個操作模式進行解析，則圖 10 即為等效架構之操作模式時序圖，且其電路工作週期說明如下

1. 工作模式一，即如圖 9 之 $t_1 \sim t_2$ 區間與 10(a) 電路所示：在怠滯時間區間時，上臂開關 F_1 與下臂開關 F_2 皆為截止狀態，其電流 i_{ds2} 流經 F_2 之旁路二極體。此時，儲存於 L_m 之電能則提供到變壓器二次側之電漿載子，直到開關 F_2 導通後進入到工作模式二。
2. 工作模式二，即如圖 9 之 $t_2 \sim t_3$ 區間與圖 10(b) 電路所示：上臂開關 F_1 維持截止，另下臂開關 F_2 轉為導通，其電流 i_{ds2} 則由負逐漸上升。此時，電流 i_{ds2} 由原本流經 F_2 之旁路二極體則轉為流經開關 F_2 ，此有助於開關 F_2 達到柔性切換。另 L_m 持續釋能直到電流 i_m 為零後進入到工作模式三。
3. 工作模式三，即如圖 9 之 $t_3 \sim t_4$ 區間與圖 10(c) 電路所示：上臂開關 F_1 截止，下臂開關 F_2 維持導通，其電流 i_{ds2} 為正且流經開關 F_2 。此時，諧振電流 i_d 轉為負，且電流 i_m 轉為正而持續提供能量，直到 F_2 截止後進入到工作模式四。
4. 工作模式四，即如圖 9 之 $t_4 \sim t_5$ 區間與圖 10(d) 電路所示：在怠滯時間區間時，上臂開關 F_1 與下臂開關 F_2 皆為截止狀態，其電流 i_{ds1} 流經 F_1 之旁路二極體。此時，儲存於 L_m 電能則提供到變壓器二次側之電漿載子，直到開關 F_1 導通後回歸到工作模式五。
5. 工作模式五，即如圖 9 之 $t_5 \sim t_6$ 區間與圖 10(e) 電路所示：上臂開關 F_1 導通，另下臂開關 F_2 截止，其電流 i_{ds1} 為負且逐漸上升。此時，電流 i_{ds1} 流經 F_1 之旁路二極體，此有助於開關 F_1 達到柔性切換。另磁化電感 L_m 則持續釋放能量，且直到電流 i_m 為零後進入到工作模式六。
6. 工作模式六，即如圖 9 之 $t_6 \sim t_7$ 區間與 10(f) 電路所示：上臂開關 F_1 維持導通，且下臂開關 F_2 持續截止，其電流 i_{ds1} 為正且逐漸上升。此時，電流 i_{ds1} 流經開關 F_1 ，另 V_{bus} 提供電能到變壓器二次側之電漿載子，直到 F_1 截止後進入怠滯時間，並回歸工作模式一，且持續循環模式一至模式六的操作動作。

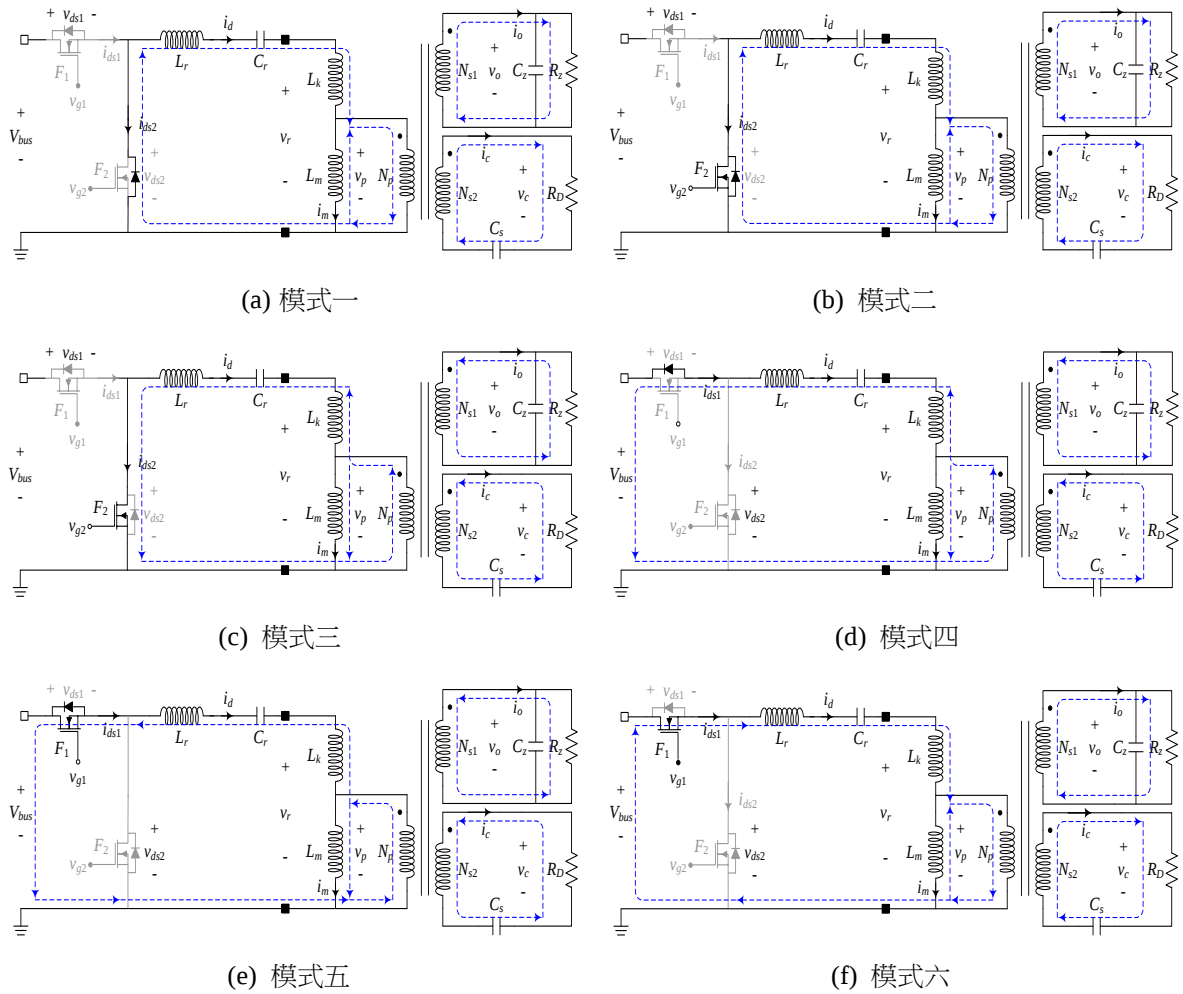


圖 10 等效電路於工作模式之操作圖

參、諧振特性分析

本文系統含括電漿驅動迴路及回授補償迴路，且藉由三繞組變壓器之二次側繞組 N_{s1} 及 N_{s2} 分別連接電漿載子及回授調整電路以完成整合型諧振電路。另為了有效控制電漿載子之驅動電流與調整諧振增益特性，此研究已完成變壓器設計，且接續執行諧振參數規劃，並輔以數學模擬軟體協助分析，此設計程序有助於規劃出兩迴路之諧振電壓增益曲線，且裨益於控制設計。因此，可藉由圖 1 之驅動架構，將二次側負載端與回授端等效映射到變壓器一次側，即可簡化規劃出如圖 11 之系統諧振電路架構圖。接續，其整合型電路、諧振增益特性、阻抗與相位、與控制增益將逐步分析說明。

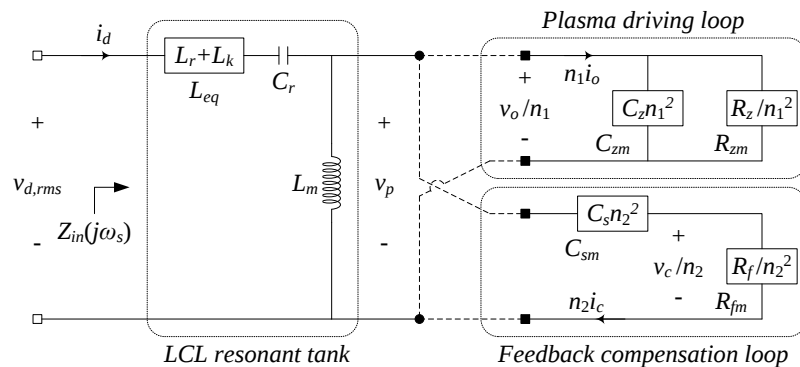


圖 11 系統諧振電路架構圖

(一) 整合型諧振電路

在圖 11 中， $v_{d,rms}$ 為換流器輸出方波電壓之均方根植， R_{zm} 與 C_{zm} 分別表示電漿載子等效阻抗映射到一次側的參數值，另 R_{fm} 即為回授電路阻抗映射到一次側的參數值。另需一提的是，整合型諧振電路之 L_{eq} 、 C_r 、 L_m 與 C_{zm} 可建構成 LCLC 諧振槽特性，可使參數調整機制更為完整以準確調整電壓增益，另輔以 C_{sm} 並聯輔助即可改善 C_{zm} 補償不足等問題，另具備電漿負載更換、變動、或擴增時達到調整諧振效益。因此，此整合型諧振電路將可藉由分析 C_{sm} 補償以達成彈性調整電壓轉換增益特性，並使其適用於驅動電漿載子與實現閉迴路控制。此即說明，本文整合諧振電路與回授電路，並加入彈性諧振補償功能與線圈繞組回授偵測能力，以節省電流感測元件使用與提升系統轉換效益。此研究將著手分析 L_{eq} 、 C_r 與 C_s 參數，並嚴謹規劃設計值，其詳細分析說明如下：首先，此研究採用電漿驅動迴路提升輸出電壓 v_o ，故整合型驅動電路在不考慮回授補償迴路 C_{sm} 與 R_{fm} 影響時之基本電壓轉移函數 $G_{vD_base}(j\omega)$ 可表示如下：

$$G_{vD_base}(j\omega) = \left| \frac{v_o(j\omega)}{v_d(j\omega)} \right| = \left| \frac{[j\omega L_m // (\frac{R_{zm}}{1 + j\omega C_{zm} R_{zm}})] \cdot n_1}{j\omega(L_{eq} + \frac{1}{C_r}) + [j\omega L_m // (\frac{R_{zm}}{1 + j\omega C_{zm} R_{zm}})]} \right| \quad (16)$$

當系統考慮回授補償迴路 C_{sm} 與 R_{fm} 影響，並輔以回授補償迴路產生回授電壓 v_c ，其兩迴路之電壓轉移函數 $G_{vD}(j\omega)$ 與 $G_{vf}(j\omega)$ 可分別表示如下：

$$G_{vD}(j\omega) = \left| \frac{v_o(j\omega)}{v_d(j\omega)} \right| = \left| \frac{[j\omega L_m // (\frac{R_{zm}}{1 + j\omega C_{zm} R_{zm}})] // (R_{fm} + \frac{1}{j\omega C_{sm}}) \cdot n_1}{j\omega(L_{eq} + \frac{1}{C_r}) + [j\omega L_m // (\frac{R_{zm}}{1 + j\omega C_{zm} R_{zm}})] // (R_{fm} + \frac{1}{j\omega C_{sm}})} \right| \quad (17)$$

$$G_{vf}(j\omega) = \left| \frac{v_c(j\omega)}{v_d(j\omega)} \right| = \left| \frac{[j\omega L_m // (\frac{R_{zm}}{1 + j\omega C_{zm} R_{zm}})] // (R_{fm} + \frac{1}{j\omega C_{sm}}) \cdot (\frac{j\omega C_{sm} R_{fm}}{1 + j\omega C_{sm} R_{fm}}) \cdot n_2}{j\omega(L_{eq} + \frac{1}{C_r}) + [j\omega L_m // (\frac{R_{zm}}{1 + j\omega C_{zm} R_{zm}})] // (R_{fm} + \frac{1}{j\omega C_{sm}})} \right| \quad (18)$$

分析(17)式可得知，參數 L_r 、 C_r 與 C_{sm} 將影響驅動電路之電壓轉移函數 $G_{vD}(j\omega)$ 。另分析(18)式，此研究僅需調整回授補償電容 C_{sm} 與回授阻抗 R_{fm} 即可改變回授電壓值 v_c ，此頗具閉迴路回授控制精準度提升效益。因此，在參數設計規劃上，當電漿載子選定與三繞組變壓器 T_w 設計完成後，其參數 L_k 、 L_m 、 R_{zm} 與 C_{zm} 已被決定，故此設計程序將先依據(16)式謹慎規劃 L_r 與 C_r 參數，以裨益於實現高壓電場 v_o 供電漿微電絲放電，並依據(17)與(18)式所妥善分析 C_s 參數對高壓電場 v_o 與回授電壓 v_c 的補償效果與回授能力。

(二) 電壓轉換增益

為了分析整合型諧振電路之電漿驅動迴路確實可產生高壓電場 v_o ，本文輔以數學模擬軟體 Mathcad 進行(16)式之基本電壓轉移函數 $G_{vD_base}(j\omega)$ 增益運算，並代入表 1 與表 2 決策之系統參數，以及先排除回授補償電容 C_{sm} 與回授阻抗 R_{fm} 影響，則圖 12 即為所描繪之頻率增益圖。另在分析時，本文分別假設 L_{eq} 與 C_r 為變數，進行確認增益曲線以謹慎選擇參數值，因此，圖 12(a)即假設 L_{eq} 固定為 152 μH ，以及改變 C_r 時所算獲得之頻率對應增益 $G_{vD_base}(j\omega)$ 曲線圖；另圖 12(b)即設定 L_{eq} 為變數，以及假設 C_r 固定為 47 nF 時之頻率對應增益 $G_{vD_base}(j\omega)$ 曲線圖。在圖 12(a)中，經由觀察曲線對應之轉換增益值可確知，當 C_r 由 39 nF 逐漸增大到 68 nF 時，其共振頻率將由 72.7 kHz 往低頻移動，且轉換增益逐漸減少。另當 L_{eq} 為 152 μH 以及 C_r 為 47 nF 時，其 70 kHz 操作頻率在諧振頻率(67.6 kHz)右半平面以及具有 39 dB 的增益倍率，此已足夠產生 2 kV 以上的輸出電壓。在圖 12(b)中，經由觀察曲線對應之轉換增益值可確知，當 L_{eq} 參數值由 142 μH 逐漸增加到 172 μH 時，其共振頻率點將由 69.8 kHz 往低頻移動，且在 70 kHz 頻率點之轉換增益逐漸減少。另當 L_{eq} 分別為 142 μH 與 162 μH 時，其在 70 kHz 頻率點之轉換增益分別為 63 dB 與 33.5 dB，此兩增益值代表將會分別產生過高與過低的輸出電壓 v_o 。因此，經由分析圖 12 之電壓轉移函數 $G_{vD_base}(j\omega)$

增益，此研究擬定採用 L_r 為 152 μH 與 C_r 為 47 nF 進行後續之系統參數設計與分析。

基於上述分析說明，參數 L_r (152 μH) 與 C_r (47 nF) 已妥善選定，此研究接續分析整合型諧振電路在考慮回授補償電容 C_{sm} 條件下，確實兼具可彈性調整電壓轉換增益特性，以及穩定回授電壓 v_c 而提升控制精準度。本文隨即分析(17)式與(18)式之轉移函數，並同步驗證調整 C_{sm} 參數後之頻率增益改變特性，其圖 13 與圖 14 即分別為電壓轉移函數 $G_{vD}(j\omega)$ 與 $G_{vF}(j\omega)$ 於加入調整補償電容 C_{sm} 之頻率增益曲線圖。在圖 13 中，當驅動迴路加入補償電容 C_s 後，其 $G_{vD}(j\omega)$ 增益值即可隨之彈性調整；當 C_s 介於 20 nF 與 5 nF 間時，其在 70 kHz 條件下之轉換增益介於 36 dB 與 39 dB 間，此意味著彈性調整 C_s 值即可使此整合型諧振電路可彈性應用於多種負載特性之電漿載子。在圖 14 中，諧振補償迴路之回授電壓增益 $G_{vF}(j\omega)$ 亦可隨 C_s 變化而彈性調整，確實兼具諧振補償與訊號回授穩定功能。因此，經由上述增益特性分析，此研究擬採用 C_s 為 20 nF 進行參數設計，此時回授電壓增益 $G_{vF}(j\omega)$ 為 -26.5 dB，此有助於將饋入控制迴路之回授電壓 v_c 控制於 5 V 以下以避免危害後級之積體電路。

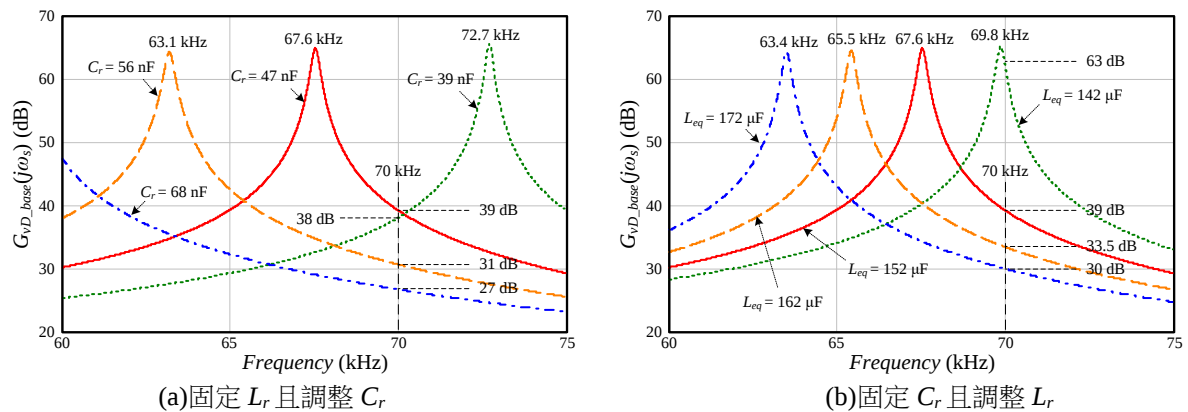


圖 12 基本電壓轉移函數 $G_{vD_base}(j\omega)$ 之頻率增益曲線圖

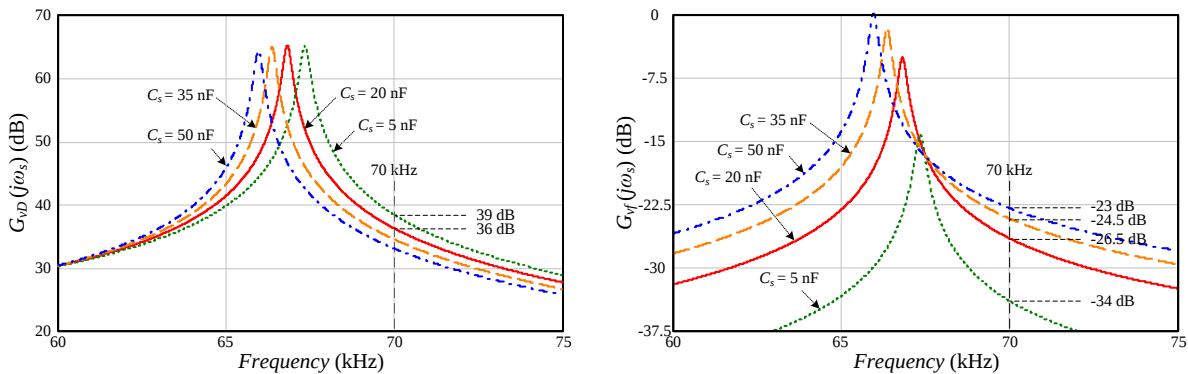


圖 13 電漿驅動迴路之電壓轉移函數 $G_{vD}(j\omega)$ 頻率增益曲線圖

圖 14 回授補償迴路之電壓轉移函數 $G_{vF}(j\omega)$ 頻率增益曲線圖

經由上述說明，此研究已完成分析(16)~(18)式之轉移函數特性與諧振增益，則其諧振元件參數 L_r 、 C_r 與 C_s 已謹慎選定，且增益曲線佐證此整合型諧振電路已具備產生充足的輸出電壓 v_o ，以及提供穩定精準的回授電壓 v_c ，則表 3 即為此諧振電路之元件參數規格。

表 3 諧振電路之元件參數規格

描述	符號	參數值
串聯諧振電感	L_r	152 μH
串聯諧振電容	C_r	47 nF
回授補償電容	C_s	20 nF
回授偵測電阻	R_D	1 Ω

(三) 輸入阻抗與相位分析

在圖 15 中，此整合型諧振電路之總輸入阻抗 $Z_{in}(j\omega)$ 可推導如下：

$$Z_{in}(j\omega) = j\omega(L_{eq} + \frac{1}{C_r}) + [j\omega L_m // (\frac{R_{zm}}{1 + j\omega C_{zm} R_{zm}}) // (R_{fm} + \frac{1}{j\omega C_{sm}})] \quad (19)$$

圖 15 即為採用(19)式所描繪出之總輸入阻抗 $Z_{in}(j\omega)$ 與相位角 θ 曲線圖，此曲線有助於協助分析此系統是否可達成柔性切換。在圖 15 中，當系統頻率操作於 70 kHz 時，其處於諧振頻率點 f_r 之右半平面，確實具有電感性負載操作特性，並使輸入電流 i_d 落後輸入電壓 v_d 一個相位差，此有利於達到零電壓切換 (Zero-Voltage Switching, ZVS)，並減少功率開關之切換損失。

(四) 電流回授控制增益

在圖 16 中，驅動電路可藉由偵測 v_c 電壓以控制電漿驅動電流 i_o ，其 v_c 與 i_o 間之關係式可推導如下：

$$i_o = \frac{R_{fm} + \frac{C_{zm} R_{zm}}{C_{sm}} + \frac{1 - \omega^2 C_{zm} C_{sm} R_{zm} R_{fm}}{j\omega C_{sm}}}{n_1 n_2 R_{fm} R_{zm}} \cdot v_c = k_1 \cdot v_c \quad (20)$$

由(20)式可知，當系統操作角頻率 ω 固定時，其 k_1 可定義為定值，故本文控制器僅需控制回授電壓 v_c 即可精準控制電漿載子操作電流 i_o ，此頗具精簡控制迴路設計之效益性。此研究輔以(20)式進行分析電漿載子操作電流 i_o 與控制迴路電壓 v_c 間之關係特性，圖 16 即為 i_o 與 v_c 控制關係值 k_1 之操作頻率對應轉換增益關係曲線圖。在圖 16 中，當系統頻率操作於 70 kHz 條件下，其 v_c 與 i_o 間之倍率常數 k_1 可經由計算獲得為 -10.68 dB，此參數有助於控制迴路中，回授與調整電路(feedback & regulation circuit)之回授訊號 V_{c-fb} 設計調整，以及控制器內部命令訊號 V_{c-reg} 設定參考。舉例說明：若預期電漿電流 i_o 為 100 mA 時，僅需由控制器設定 v_c 被控制為 340 mV 即可，此機制頗具精簡電路效益。

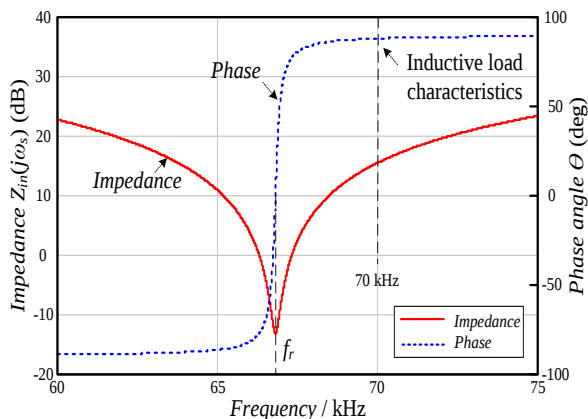


圖 15 總輸入阻抗 $Z_{in}(j\omega)$ 與相位之模擬曲線圖

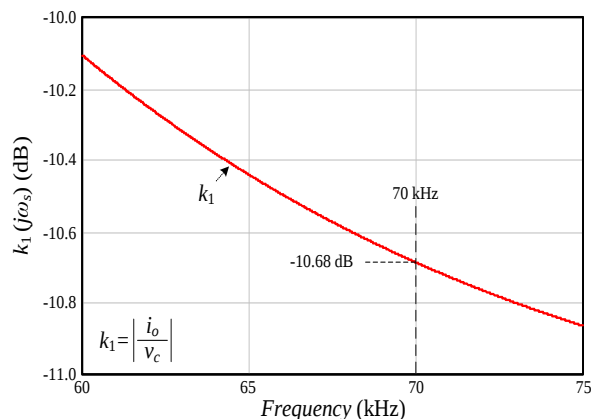


圖 16 i_o 與 v_c 控制關係值 k_1 之頻率增益曲線圖

肆、實驗結果

為了驗證所提整合型諧振電路與複合功率調整控制技術之可行性，此研究已經於實驗室建置一套硬體持雛型系統進行驗證，其測試項目包含有系統轉換效率、控制迴路、零電壓切換、增強型複合功率調節能力、與實際電漿噴發檢視，此結果有助於佐證系統的電漿驅動能力與諧振補償回授功能。圖 17 即為融入增強複合功率調節技術之整合型諧振驅動電路實體圖，其包含有主電力電路、諧振電路、三繞組變壓器、電漿載子、回授電路、與控制器單元，且此類硬體電路規劃，確實具備電漿驅動迴路與回授補償迴路，並助益於縮減元件設計體積與彈性補償諧振特性效益。另需一提的是，此系統採用直流電源模組提供 72 V 之輸入電壓 V_{bus} ，且設定控制器操作於 70 kHz，其詳細實測結果與量測波形如下列所描述。

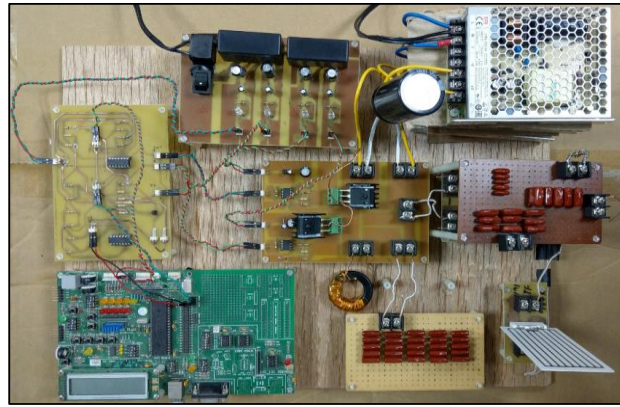
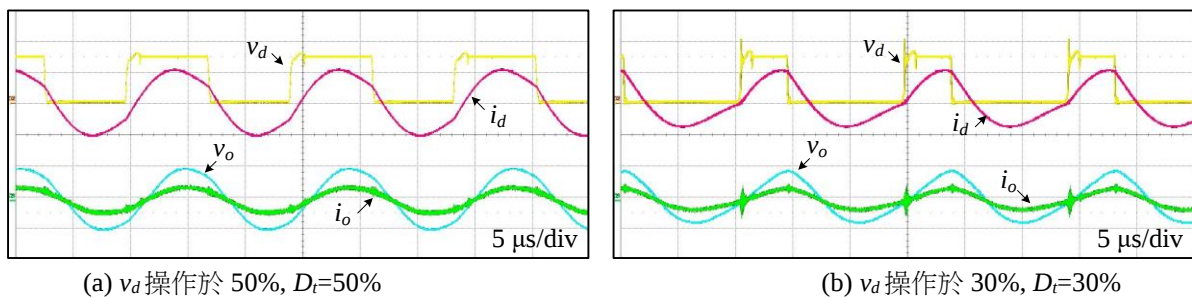


圖 17 整合型諧振電漿驅動電路實體圖

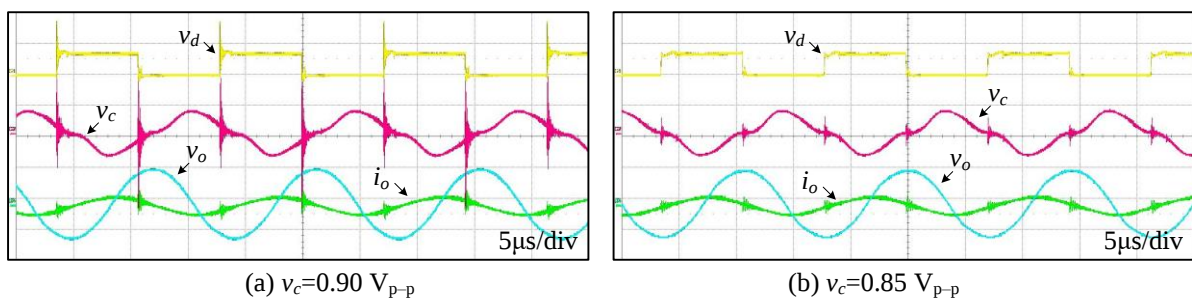
本文首先驗證整合型電路之驅動能力，此研究採用電阻負載(Dummy load)進行測試輸出功率與轉換效率，其圖 18 即為實測波形圖。在圖 18(a)中，當 v_d 操作於 50% 導通週期時，其輸出端 v_o 與 i_o 分別約為 1.432 kV_{rms} 與 58 mA，此時輸入功率為 93 W，即可算出轉換效率為 89.3%；另在圖 18(b)中，當 v_d 操作於 30% 導通週期時，其 v_o 與 i_o 分別為 1.31 kV_{rms} 與 45 mA，此時輸入功率為 68 W，則其轉換效率為 86%。因此，經由圖 18 可知，此整合型電路確實可提升輸出電壓達 kV 等級，且經電阻性負載(Dummy load)測試後，佐證確實具備 89.3% 的最高轉換效率，並於導通週期 30% 以上時仍可達到 86% 以上之轉換效率，確實佐證系統採調整 D_t 以改變操作功率能力，以及證實本文整合型驅動電路之效能。



註: v_d : 50 V/div, i_d : 2 A/div, v_o : 2 kV/div, and i_o : 200 mA/div

圖 18 整合型電路驅動電阻負載之實測波形圖

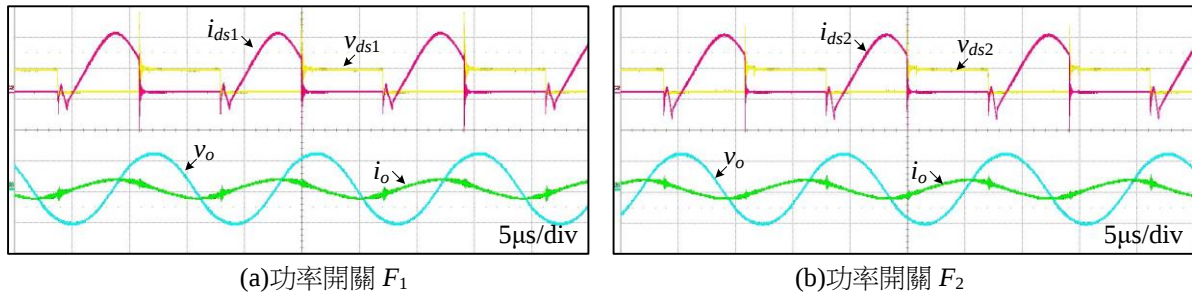
此研究接續採用電漿載子進行驅動測試，並同步確認控制迴路之可行性，圖 19 即為量測波形圖。在圖 19(a)中，當諧振迴路之回授電壓 v_c 被控制於 0.9 V_{p-p} 時，其操作電流 i_o 隨即被穩定控制於 273 mA_{p-p}，且此時之操作電壓 v_o 與輸入電壓 v_d 之導通週期 D_t 分別為 2.41 kV_{rms} 與 48%；另在圖 19(b)中，當 v_c 設定控制於 0.85 V_{p-p} 時，其電流 i_o 則被控制於 242 mA_{p-p}，而電壓 v_o 與導通週期 D_t 則分別為 2.34 kV_{rms} 與 45%。另觀察圖 19 的控制結果，其 v_c 與 i_o 間之操作倍率增益關係確實與(20)式與圖 16 之計算結果(-10.68 dB)相符，佐證此回授控制之優越性以及倍率常數 k_1 正確性。此即說明，本文整合型諧振電路，加入彈性諧振補償功能與線圈繞組回授偵測能力，確實可節省電流感測元件使用與提升系統轉換控制效益。



註: v_d : 100 V/div, v_c : 1 V/div, v_o : 3 kV/div, and i_o : 1 A/div

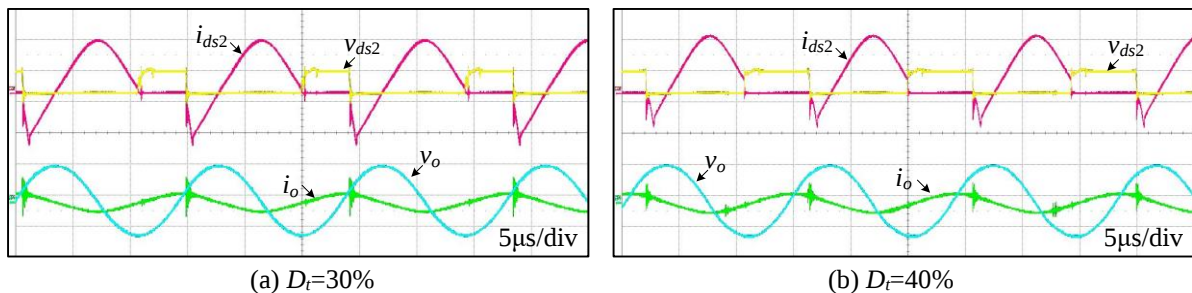
圖 19 當控制電壓 v_c 設定之驅動電漿負載實測圖

圖 20 與圖 21 即為檢視系統達成零電壓切換之實測波形，其可經由觀察功率晶體開關 F_1 與開關 F_2 之導通電壓 v_{ds1} 及 v_{ds2} 與通過電流 i_{ds1} 及 i_{ds2} 進行判斷，以確認當導通電壓 v_{ds1} 與 v_{ds2} 為零時，電流 i_{ds1} 及 i_{ds2} 方能流通過開關 F_1 與開關 F_2 。在圖 20 中，當系統操作在滿載時($D_t=50\%$)，確實達成 F_1 與 F_2 導通時，其 v_{ds1} 與 v_{ds2} 為低準位，且電流 i_{ds1} 及 i_{ds2} 由負準位流經背接二極體而轉為正準位與流經開關本體，此可佐證系統實現零電壓切換；另在圖 21 中，當系統分別操作在 $D_t=30\%$ 與 $D_t=40\%$ ，亦可由開關 F_2 測得相同結果，佐證系統實現零電壓切換。



註： v_{ds1} : 100 V/div, v_{ds2} : 100 V/div, i_{ds1} : 5 A/div, i_{ds2} : 5 A/div, v_o : 3 kV/div, and i_o : 1 A/div

圖 20 系統滿載時之零電壓切換實測圖

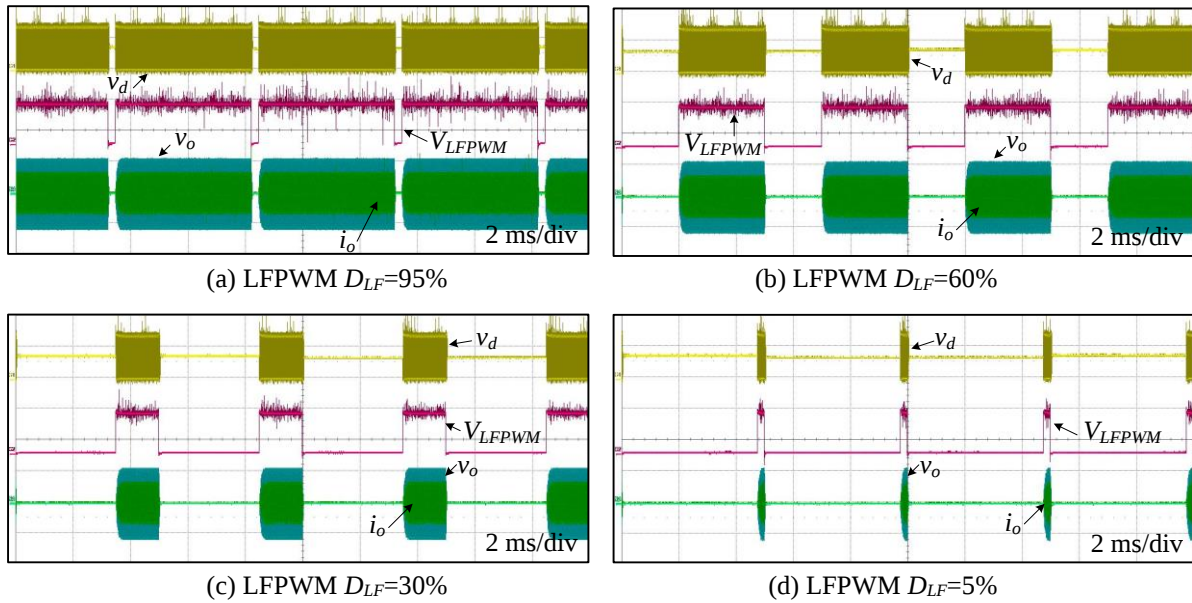


註： v_{ds2} : 100 V/div, i_{ds2} : 5 A/div, v_o : 3 kV/div, and i_o : 1 A/div

圖 21 功率開關 F_2 之零電壓切換實測圖

此研究著手驗證於 D_t 調變時同步嵌入低頻制動週期 D_{LF} ，以證實此增強型複合功率調節技術確實可達成線性化調整輸出功率能力。圖 22 所示即為固定 D_t 為 50% 條件時，系統控制器分別加入低頻(200 Hz)制動訊號 V_{PWM} ，且其週期 D_{LF} 為 95%、60%、30%、與 5% 之實測結果。在圖中，當制動訊號 V_{LFPWM} 為低準位時，此時之電壓 v_d 已被控制於低準位而停止運作，其 v_o 與 i_o 為零，此時電漿載子將停止放電；另當 V_{LFPWM} 為高準位時，其 v_o 與 i_o 則輸出電源驅動電漿載子。觀察圖 22 可知，當 V_{LFPWM} 為高準位時，其 v_o 與 i_o 波形振幅皆可維持最大值以避免低振幅導致電漿載子噴發不均勻與不穩定。上述即說明此研究確實具備同步調整導通週期 D_t 與低頻制動週期 D_{LF} 之增強複合調整能力，並改變電漿驅動電壓 v_o 之導通時間以控制電漿放電功率 P_o ，裨益於線性調整電漿放電量與提升電漿濺濺穩定性。

圖 23 所示即為 D_t 與 D_{LF} 分別調變寬度時之輸出操作電流曲線圖，其中，水平軸代表脈寬導通寬度，另垂直軸即為電流振幅。由圖可知，當採用 D_{LF} 調變時，其輸出電流 i_o 呈現線性變化；另當採用 D_t 調變時，其輸出電流為非線性變化，且電流呈現衰減現象，此將造成電漿放電濺濺不穩定。因此，當採用如(15)式之增強複合功率調節技術，其可同步由 D_t 調變電漿電流振幅與 D_{LF} 調變噴發時間寬度，並配合彈性導通比例而達到高精密與線性化調整電漿操作功率，並改善低導通週期時之低功率電漿噴發不穩定問題。另須說明的是，觀察圖 23 調變 D_t 寬度時之輸出操作電流 i_o ，其 D_t 寬度在 11% 以下時逐漸呈現電流趨緩變化狀態，此即說明電漿載子已無法被激發而停止產生微電絲放電，則微弱電流 i_o 可視為載子損耗，且此時之操作電壓 v_o 為 1.77 kV_{rms}，已不足以驅動電漿載子。



註： v_d : 50 V/div, V_{PWM} : 5 V/div, v_o : 3 kV/div, and i_o : 500 mA/div

圖 22 低頻脈寬 D_{LF} 調整之實測波形圖

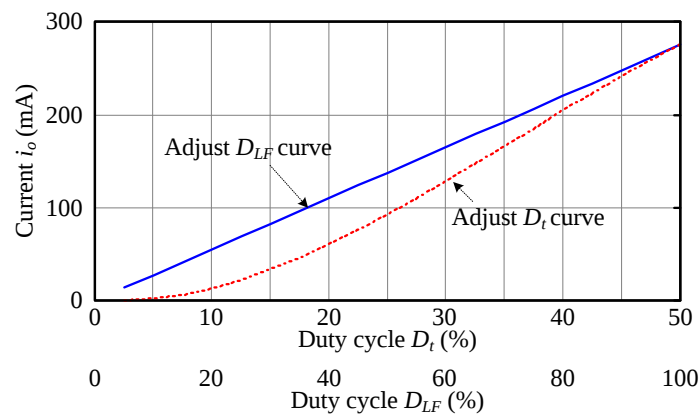


圖 23 脈寬 D_t 與 D_{LF} 調變時之輸出電流 i_o 曲線圖

圖 24 即為系統全載操作時之電漿噴發狀態圖，且由圖可觀察電漿載子確實達成微電絲放電，其穩定噴發特性頗助於半導體製程電漿潔淨應用。另圖 25 即為系統分別採用加入非對稱脈波寬度 D_t 調變(圖 25(a))與低頻脈波寬度 D_{LF} 調變(圖 25(b))操作之電漿噴發狀態圖。在圖 25(a)中，當採脈寬 D_t 操作在半載情況下，其微電絲放電情況顯現低於半載功率操作；另圖 25(b)中，當採脈寬 D_{LF} 操作在半載情況下，其微電絲放電情況顯現穩定半載功率操作，此結果說明採用低頻脈波寬度 D_{LF} 調整功率時，確實可達到線性操作與提升穩定度。本文所提之增強型複合功率調節技術即是在非對稱脈波寬調變方法上嵌入低頻脈寬功率調整機制，此研究整合兩類技術有助於達成線性化調整輸出功率與穩定電漿濺發能量。

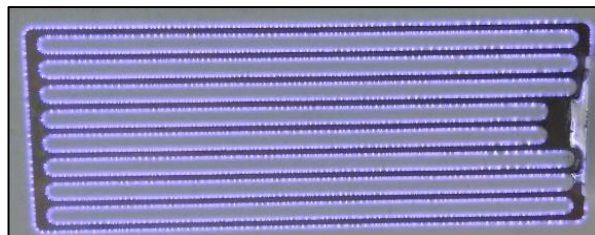


圖 24 系統全載操作時之電漿放電噴發狀態圖

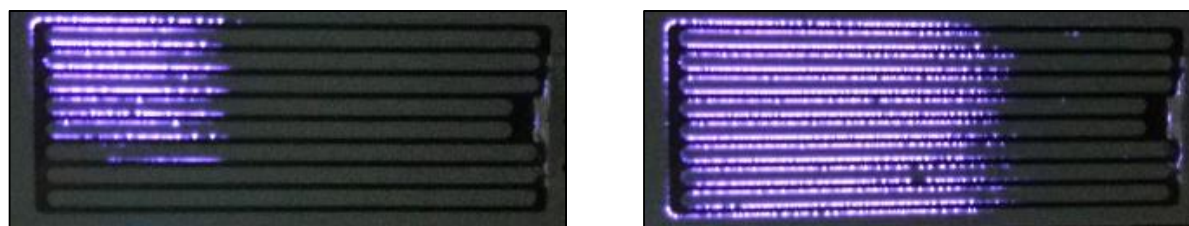
(a)脈寬 D_t 調變(b)脈寬 D_{LF} 調變

圖 25 輔以脈寬調變於系統半載操作時之電漿放電噴發狀態圖

伍、結論

本文所提整合型驅動電路含括複合功率調節技術，且第三繞組設計兼具彈性諧振補償與回授偵測機制，確實具備精巧體積與驅動電漿放電效益。另所提變壓器與諧振電路設計指導方針，可完成多繞組變壓器標準化製作，以及諧振參數設計與特性分析。經電路分析與系統模擬以及硬體電路實測，驅動電路確實可達到零電壓切換與 89.3%最高效率，並實現驅動電漿穩定放電，以及複合功率調整能力。此研究成果佐證所提架構與調節機制之可行性，有助於工業製作與相關產業之參考價值。

參考文獻

- [1] S. Mori, K. Ogawa, H. Oishi, T. Suzuki, M. Tomita, M. Bairo, Y. Fukuzaki, and H. Ohnuma. (2016). Monitoring test structure for plasma process-induced charging damage using charge-based capacitance measurements, *IEEE Transactions on Semiconductor Manufacturing*, 29(3), 185–192.
- [2] T. Tsutsumi, Y. Fukunaga, K. Ishikawa, K. Takeda, H. Kondo, T. Ohta, M. Ito, M. Sekine, and M. Hori. (2015). Feedback control system of wafer temperature for advanced plasma processing and its application to organic film etching, *IEEE Transactions on Semiconductor Manufacturing*, 28(4), 515–520.
- [3] D. Xiao, C. Cheng, Y. Lan, G. H. Ni, J. Shen, Y. D. Meng, and P. K. Chu. (2016). Effects of atmospheric-pressure nonthermal nitrogen and air plasma on bacteria inactivation, *IEEE Transactions on Plasma Science*, 44(11), 2699–2707.
- [4] F. Mitsugi, T. Abiru, T. Ikegami, K. Ebihara, and K. Nagahama. (2017). Treatment of nematode in soil using surface barrier discharge ozone generator, *IEEE Transactions on Plasma Science*, 45(12), 3076–3081.
- [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 Transactions on Industrial Electronics*, 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 Transactions on Industrial Electronics*, 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 Transactions on Power Electronics*, 31(12), 8195–8204.
- [8] K. H. Park and K. H. Yi. (2015). A wide load range ZVS dual half-bridge converters for large-sized PDP sustaining power modules, *Journal of Display Technology*, 11(1), 86–96.
- [9] M. Amjad and Z. Salam. (2014). Design and implementation of a high-frequency lc-based half-bridge resonant converter for dielectric barrier discharge ozone generator, *IET Power Electronics*, 7(9), 2403–2411.

- [10] D. G. Bandeira, T. B. Lazzarin, and I. Barbi. (2018). High voltage power supply using T - type parallel resonant DC - DC converter, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 54(3), 2459–2470.
- [11] M. Kim, H. Jeong, B. Han, and S. Choi. (2018). New parallel loaded resonant converter with wide output voltage range, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33(4), 3106–3114.
- [12] 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 Transactions on Power Electronics*, 33(9), 2026–2034.
- [13] Y. Yamada, T. Nagashima, Y. Ibuki, Y. Fukumoto, T. Ikenari and, H. Sekiya. (2015). Design of a DC–DC converter with phase–controlled class–D ZVS inverter, *IEEE Journal on Emerging and Selected Topics in Circuits and Systems*, 5(3), 354–363.
- [14] S. Zhong, J. Xu, and X. Zhou. (2018). High–efficiency zero–voltage switching single–stage switching amplifier with half–bridge active clamping circuit, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 65(11), 8574–8584.
- [15] Y. Du and A. K. S. Bhat. (2016). Analysis and design of a high–frequency isolated dual–Tank LCL resonant AC–DC converter, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 52(2), 1566–1576.
- [16] N. Marati and D. Prasad. (2018). A modified feedback scheme suitable for repetitive control of inverter with nonlinear load, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33(3), 2588–2600.
- [17] Z. Fang, J. Wang, S. Duan, K. Liu, and T. Cai. (2018). Control of an LLC resonant converter using load feedback linearization, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33(1), 887–898.
- [18] 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 Transactions on Industrial Electronics*, 61(12), 6691–6699.
- [19] H. Yu, B. Chen, W. Yao, and Z. Lu. (2018). Hybrid seven–level converter based on T–type converter and H–bridge cascaded under SPWM and SVM, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33(1), 689–702.
- [20] Y. N. Chang, H. L. Cheng, C. A. Cheng, C. H. Chang, and Y. H. Lin. (2015). An LFPWM dimmed LED driver featuring high power factor, IEEE International Conference on Industrial Technology, Seville, Spain.
- [21] X. Wei, H. Sekiya, T. Nagashima, M. Kazimierczuk, and T. Suetsugu. (2016). Steady–state analysis and design of class–D ZVS inverter at any duty ratio, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 31(1), 394–405.
- [22] 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.