

輔以增強型不對稱諧振調變技術之壓電換能器 驅動電路於超音波離合器開發

李宗勳、廖韋評、*洪得峻

南臺科技大學電機工程系

*tchung@stust.edu.tw

摘要

本文提出一套輔以增強型不對稱諧振調變技術之壓電換能器驅動電路於超音波離合器應用開發。此研究動機在於超音波離合器常採大電流驅動而達成切離與接合功能，此法造成離合器快速接合致使轉軸承受極大旋轉扭力與輻射平面磨損問題，且無緩啟動機制以及存在電路與控制設計複雜問題。因此，本文研擬採用不對稱諧振驅動迴路，並彈性整合雙諧振槽與變壓器設計規劃，以節省諧振元件使用與建立不平衡驅動電壓供應壓電換能器。此外，此研究再提出一種增強諧振調變技術，其可同步調變換能器之操作電流振幅與頻率，裨益控制換能器位移振幅以利達成離合器調整與旋轉軸緩啟動，並改善離合器投入接合之摩擦問題。經模擬分析與硬體電路測試，實驗結果佐證此不對稱諧振調變技術確實兼具驅動壓電換能器振動與線性化位移等功能，成果頗助超音波離合器系統設計參考。

關鍵詞：壓電換能器、不對稱諧振、調變技術、超音波離合器

Development of Piezoelectric Transducers Driving Circuit with an Enhanced Asymmetric Resonance Modulation Mechanism for Ultrasonic Clutch

Tsong-Shing Lee, Wei-Ping Liao, Te-Chun Hung

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

Abstract

This paper proposes a piezoelectric transducers driving circuit with an enhanced asymmetric resonance modulation mechanism for ultrasonic clutch application. The motivation of the research lies in the engagement functions of ultrasonic clutch which often achieved by using high current in transducer driving. This method causes the rotary bearing subject extreme rotational torque and radiated plane friction during the fast clutch engagement. It also failed to provide the mechanism of soft start, and increased complexity of circuit and control design. Consequently, this research aims to adopt an asymmetric resonance driving loop with both additional flexible dual resonant tank and the transformers design procedure in order to save the use of resonance components and establish an unbalanced drive voltage supply for the transducer. In addition, the enhanced resonance modulation technique is also proposed in this study featuring the synchronous regulation of the current amplitude and its frequency in transducers. By means of the aforementioned technique, the adjustment and rotary soft start can be achieved by controlling the displacement amplitude of clutch while the plane friction can be improved. Through the simulation analysis and the hardware circuit testing, the experimental results have validated this good performance including transducer vibration and displacement linearity of the presented asymmetric resonance modulation mechanism. The researching achievements are deemed as beneficial references for the ultrasonic clutch system design.

Keywords: Piezoelectric Transducers, Asymmetric Resonance, Modulation Technique, Ultrasonic Clutch

Received: Apr. 6, 2020; first revised: May 5, 2020; accepted: May, 2020.

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

壹、前言

超音波離合器 (ultrasonic clutch) 已廣泛於機械旋轉結構接合應用，其具電子式驅動以產生機械應力位移接合優勢，以及無齒輪結構磨損等問題[1-2]。目前超音波離合器系統結構基礎乃採用超音波壓電換能器 (ultrasonic piezoelectric transducer) 作為機械振動位移核心，並輔以電子電路之高頻高壓激勵以裨益達到機構耦合平面彈性離合與控制轉矩投入。此外，有研究投入超音波換能器之振動行為暫態電氣特性分析[3]，以及探討可寬頻率範圍操作之超音波材料疊構層間特性[4]，故由換能器基礎結構理論深入著墨，隨即開發一套具彈性控制離合器接合與智能控制轉矩之換能器驅動系統，業已成為本文研究開發重點[5]。

本文以提升離合器之正確旋轉接合與切離效益優化為目標，且預期開發之驅動系統可達成離合器轉矩彈性控制與緩啟動做為開發準則。為了實現上述機制，本文已先期了解超音波換能器之單體機械結構及其等效電氣特性與線性振動模式[1-2, 6]，且分析換能器非線性機械動能最佳化與驅動電壓間之轉換技術[7]。另有文獻針對換能器致動之控制法則進行分析研究[8]，並探討機械結構之等效拓樸與驅動電路間之阻抗匹配方法與設計程序[9-12]，且文獻[13-15]著重說明與計算諧振驅動迴路之阻抗補償機制與諧振電路均勻方法。上述文獻已說明換能器之基礎振動行為與驅動特性，另對於驅動系統規劃與迴授控制機制，文獻[16-17]建議採脈波寬度調變技術整合 LLC 諧振作為驅動控制基礎，另提出 LLC 諧振效能優化設計程序及探討電壓與電流調變以控制換能器致動[18-19]。此外，文獻[20-23]提出控制策略以裨益換能器提升暫態穩定與改善等效電路參數偏移問題，其中[20]審慎分析溫度效應對於電能與機械能間之電能轉換振動影響。上述技術已具換能器驅動電路設計能力，以及執行離合器轉矩離合與實現提升控制穩定度，惟尚有部分技術缺口並無法被改善，其包含有：(1) 諧振驅動迴路無電路整合機制與提供彈性電壓調節能力，(2) 離合器系統之兩組超音波換能器無法實現獨立驅動策略，(3) 系統無探討彈性轉矩投入控制方法，(4) 控制系統無法實現彈性諧振調變驅動技術，與 (5) 無法提供標準化的驅動電路製作程序與設計指導方針等。因此，本文輔以增強型不對稱諧振迴路與驅動調變技術設計一套驅動電路，並同時探討操作電壓調變技術，以及不對稱變壓器與諧振槽設計程序，預期優化離合器之離合效益以及彈性控制振動位移。

本文採全橋式換流架構做為驅動基礎，並輔以不對稱諧振槽搭配非平衡設計變壓器規劃以建構整合型雙迴路諧振驅動機制，此可兼具雙 LLC 諧振特性與共構諧振電容之彈性諧振補償與阻抗匹配效益，裨益於提供兩組不平衡電源予以超音波換能器。此外，本文再提出一種增強型諧振調變技術，並整合相位移脈波寬調變與頻率追蹤調變，此得以精密的獨立調整兩組驅動電壓與線性化離合器振動位移。再者，本文所提不對等變壓器製作程序與諧振槽模擬分析手法，頗助於完成兩諧振驅動電路設計參數，另同步建構一套硬體電路做為測試雛形，助益佐證所提驅動電路效能。本文研究特點與技術貢獻臚列於下：

- (一) 提出一套不對稱諧振驅動機制，並整合非平衡變壓器設計規劃，此有助於獨立提供兩組驅動電壓予以換能器，且有助於縮減元件設計體積與提升諧振轉換效益及阻抗匹配特性。
- (二) 提出一種增強型諧振頻率與脈寬調變技術，並輔以諧振迴路轉換增益計算，裨益實現線性化控制超音波換能器之振動位移量，此有助於離合器彈性旋轉轉矩緩啟動投入與離合控制應用。
- (三) 完成不對稱諧振迴路與變壓器與之參數設計指導方針及其分析方法，並建置轉換增益模擬環境規劃。本文所提輔以增強型不對稱諧振調變技術之壓電換能器驅動電路，實驗結果佐證此電路確實可強化驅動超音波離合器接合與切離應用能力，且縝密完成系統特性分析與不對稱諧振驅動迴路規劃以及調變機制研究，有助於彈性離合器控制應用與縮減拓樸設計成本。此外，此研究創新改良不對稱諧振調變技術，頗助控制超音波換能器振動位移量與頻率，此成果助益自動化旋轉機械產業應用與設計參考價值。

貳、系統架構

圖 1 為本文所提超音波離合器應用之壓電換能器驅動系統拓樸。此離合器機構規劃係採用兩組超音波換能器 PT_M 與 PT_S 採取水平同軸對臥排列，並藉由超音波機械振動以達成耦合輻射平面相互位移達接

合連結，裨益傳動端之主動軸 (main drive shaft) 旋轉接合且帶動從動軸 (driven shaft) 而產生旋轉轉矩，以建構超音波離合器系統之分離斷開與接合連結；另於驅動機制規劃，本文輔以不對稱諧振技術以建構雙驅動迴路 (resonant driving loop 1 與 loop 2)，並分別藉兩獨立迴路之諧振電壓增益 G_{v1} 與 G_{v2} ，而供應不對等之兩組高頻高壓 v_{o1} 與 v_{o2} 予以換能器 PT_M 與 PT_S 。本文應用全橋式換流器 (full-bridge inverter) 建立單一輸出驅動電壓 v_r ，並嚴謹整合相位移導通週期調變與操作頻率追蹤調變技術，以達成超音波離合器具備有分離與接合能力以及含括主動軸與從動軸間之調整能力，並兼具離合器轉軸旋轉緩啟動接合功能，此設計擬定頗助益延伸超音波離合器應用場域與改善耦合平面磨損與滑脫等問題。另需一提的是，此系統拓樸採用功率因數修正電路 (PFC) 做為直流電壓 V_{dc} 供應來源，且採用 Microchip 公司所開發之 dsPIC30F4011 微晶片以及 Avago 公司所開發之 HCPL-A3120 光耦合隔離積體電路做為控制器核心 (controller) 與閘極驅動電路 (gate driver)，此有助於離合器系統提升操作穩定性與換流器晶體開關驅動能力。

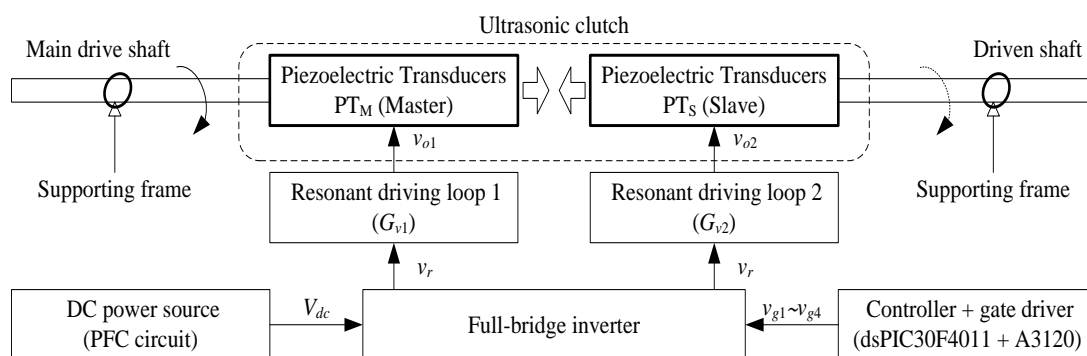


圖 1 超音波離合系統應用之壓電換能器驅動系統拓樸

(一) 不對稱諧振驅動電路

圖 2 為增強型不對稱諧振驅動電路架構圖，其設計含括超音波離合器驅動迴路 (ultrasonic clutch driving loop) 與迴授控制迴路 (Feedback control loop) 兩部分。其中，驅動迴路包含有全橋驅動電路、諧振槽、不對稱升壓變壓器 T_{w1} 與 T_{w2} 、以及超音波壓電換能器 PT_M 與 PT_S 等；另控制迴路包含有閘極驅動器 (Gate driver)、微控制器 (Microcontroller)、與取樣電路 (Sampling circuit) 等。在圖中，諧振電容 C_r 分別與諧振電感 L_{r1} 與 L_{r2} 以及變壓器 T_{w1} 與 T_{w2} 之磁化電感 L_{m1} 與 L_{m2} 建構成兩組不對稱 LLC 諧振電路，且 C_r 、 L_{r1} 與變壓器 T_{w1} 可視為第一組諧振驅動迴路 (Loop 1)，另 C_r 、 L_{r2} 與變壓器 T_{w2} 可視為第二組諧振驅動迴路 (Loop 2)，故兩迴路可接收驅動電壓 v_r 而分別共振產出不對等輸出電壓 v_{o1} 與 v_{o2} ，裨益獨立控制超音波壓電換能器 PT_M 與 PT_S 之振動位移。因此，基於電容 C_r 為兩迴路之諧振共同元件，故本文僅需審慎設計兩驅動迴路之諧振參數值 L_{r1} 與 L_{r2} 以及嚴謹規劃不對稱變壓器設計即可獨立控制兩迴路之諧振增益 G_{v1} 與 G_{v2} 昇壓值，以符合 PT_M 與 PT_S 之振動需求，頗具精簡電路設計與簡化分析程序效益。在迴授控制迴路規劃，本文研擬取樣電路可擷取迴授訊號電流 i_{o1} 、 i_{o2} 與 i_r ，並調整其振幅倍率且為直流型式以做為取樣訊號，並饋入微控制器進行演算程序運算，接續產出驅動訊號 $v_{s1} \sim v_{s4}$ 且經閘極驅動器增強訊號電流強度與電壓準位，以供全橋驅動電路之功率開關 $T_1 \sim T_4$ 切換運作應用。在驅動原理說明，全橋驅動電路產出彈性頻率與導通週期變化之方波驅動訊號 v_r ，並經電容 C_r 而饋入兩組 LLC 諧振電路與變壓器 T_{w1} 與 T_{w2} 以修正諧波成分與提升電壓準位，即可提供電壓 v_{o1} 與 v_{o2} 供應超音波換能器。另需說明的是，本文驅動電壓 v_r 含括整合導通週期調變與操作頻率追蹤調變技術，嚴謹實現所提增強型不對稱諧振調變技術，且實踐不對稱之輸出電壓 v_{o1} 與 v_{o2} 建置，此有助於超音波壓電換能器 PT_M 與 PT_S 產生耦合輻射平面接合差速，以實現離合器具備調整能力；而導通週期調變主要是控制超音波壓電換能器之位移狀態，以利執行離合器在差速操作時之切離斷開與接合連結應用。因此，輔以所提增強型不對稱諧振調變技術即可達成主動軸接合從動軸在高轉速差時投入接合，即可使旋轉轉矩緩啟動而裨益從動軸轉速可由低轉速緩升而追隨主動軸轉速，以減少平面摩擦與離合器滑脫問題產生。此外，另可輔以變壓器之二次側漏感值 L_{k1} 與 L_{k2} 參

數規劃即可有效補償超音波壓電換能器之操作諧振電流 i_{o1} 與 i_{o2} ，此有助於修正波形峰值因數而提升操作效率。

在圖 2 中，本文擬定直流輸入電壓 V_{dc} 為 48 V，其藉由功率因數校正電路提供直流電源或是使用市電電源降壓後整流而獲得之所需直流電源，頗具系統完整性與商品化實際效益。另規劃功率晶體開關 $T_1 \sim T_4$ 之閘極驅動器設計，此可將微控制器產出之 3.3 V 低準位訊號 $v_{s1} \sim v_{s4}$ 轉換為具有正電壓 19 V 和負電壓 -5 V 供給之驅動訊號 $v_{g1} \sim v_{g4}$ ，此效益能增強驅動電流予以執行功率開關導通與截止運作，且其光耦隔離機制亦能防止高頻切換雜訊影響系統主電力電路及控制錯誤等問題。另需說明的是，本文選用 IXYS 公司所開發之 IXFH44N50P 金屬氧化物半導體場效電晶體作為主驅動電路切換開關晶體核心，其具備高電壓阻抗、高速頻率切換能力、高電壓額定、與低導通阻抗 (R_{ds-on}) 等特性，確實適合於此驅動電路與諧振調整技術應用。表 1 為本文系統參數規格，此增強型不對稱諧振驅動電路設計分析與諧振調變技術等詳細說明於下列幾個小節所述。

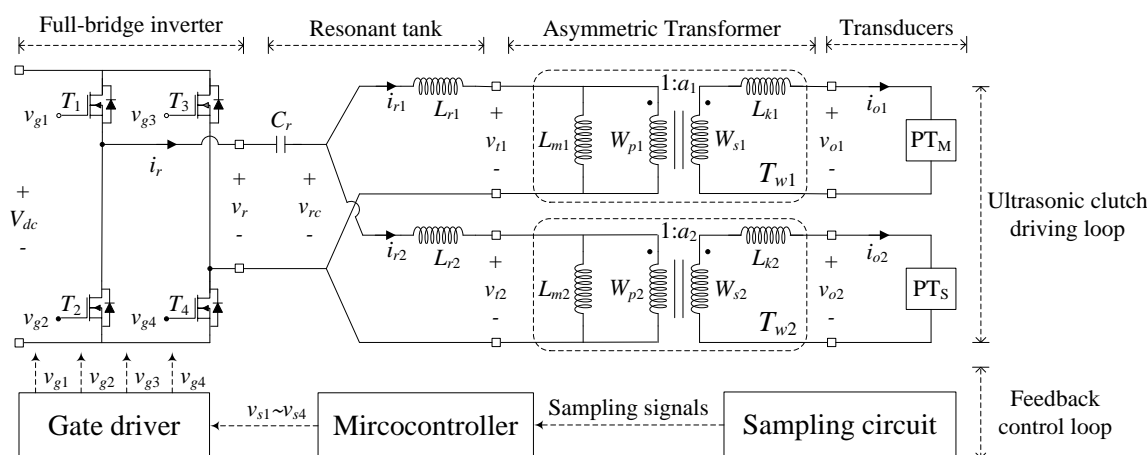


圖 2 增強型不對稱諧振驅動電路架構圖

表 1 超音波離合器驅動應用之系統規格

Symbols	Specifications	Values
V_{dc}	Input voltage	48 V
$f_{o,min} \sim f_{o,max}$	Range of operation frequency f_o	42.5 ~ 45.3 kHz
v_{o1}	Operation voltage of transducer PT_M	0.8 kV _{rms}
v_{o2}	Operation voltage of transducer PT_S	0.45 kV _{rms}

(二) 超音波壓電換能器特性說明

圖 3 為超音波壓電換能器之機械結構與內部等效電路架構，此超音波壓電換能器為一種利用壓電陶瓷材料產生壓電效應與機械諧振之元件，且其本體受高頻高壓驅動後即可實踐電能轉換為機械能之超音波振動型式，故可研擬作為超音波離合器之切離與接合核心裝置，並控制驅動電路之電源型態即可轉換調整此換能器之機械位移能量，即可實現離合與轉差調整功能。在圖 3 (a) 中，超音波壓電換能器外觀描繪包含金屬轉軸柱體、壓電陶瓷材料與金屬轉軸振動器等三部分，另圖 3 (b) 說明超音波壓電換能器等效電路可由串聯電感 L_s 、串聯電容 C_s 、串聯電阻 R_s 三個參數串聯為一組 RLC 諧振路徑，並且與等效靜態電容 C_p 並聯而構成 RLC/C 型態之諧振電路，另由兩端電極 P_1 與 P_2 看入之等效阻抗為 $Z_{PT}(s)$ ，其可表示如下：

$$Z_{PT}(s) = \left(\frac{1}{sC_s} + sL_s + R_s \right) \left/ \left[\left(\frac{1}{sC_s} + sL_s + R_s + \frac{1}{sC_p} \right) \cdot sC_p \right] \right. \quad (1)$$

在此， s 定義為 $j2\pi f_s$ ，且由 (1) 式可得知此等效阻抗與換能器振動行為將隨著操作頻率 f_s 改變而變動，故透過選定操作頻率以使等效阻抗 $Z_{PT}(s)$ 達到電阻負載特性，則可分別求得 $Z_{PT}(s)$ 最大阻抗之反諧振頻率

點 f_{ar} 與最小阻抗之諧振頻率點 f_r ，其分別表示如下：

$$f_r = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{1}{L_s C_s}}, \quad f_{ar} = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{1}{L_s C_s} + \frac{L_s - R_s^2 C_p}{2L_s C_p}}, \quad Q_m = \frac{2\pi f_r L_s}{R_s} \quad (2)$$

其中， Q_m 為超音波壓電換能器品質因數，當品質因數越大時，其在共振頻率點附近之振幅增益隨之提升，但可操作頻寬範圍將更狹窄，且超音波壓電換能器亦會受到操作溫度影響而產生諧振點偏移等問題。另於實體裝置上，本文採用田村公司 (Tamura) 所製造之超音波換能器裝置 (TBL4535D-40HB)，其等效參數值可以透過阻抗分析儀 (HP4194A, Hewlett Packard) 進行測量，其測量結果如表 2 之所示。圖 4 為採用 (1) 式描繪出等效阻抗 $Z_{PT}(s)$ 之阻抗增益與相位曲線。在圖中，其 37.68 kHz 處具有最小等效阻抗 $Z_{pt,min}$ ，且值為 58.2 dB；另 38.73 kHz 處具有最大等效阻抗 $Z_{pt,max}$ ，且值為 63.7 dB。觀察圖 4 之曲線，由於超音波壓電換能器可由高壓驅動本體而建立電流源以產生機械振動行為，且電流值將與振動強度有關，故可由分析阻抗增益值與相位以求得適合的操作頻率點。因此，由圖可知在 $Z_{pt,min}$ 與 $Z_{pt,max}$ 間有一頻率區段具線性阻抗變化特性，惟礙於此區段可操作之頻寬範圍狹窄，勢必影響控制器設計穩定問題。因此，本文研究建議設計操作頻率範圍位於最大等效阻抗 $Z_{pt,max}$ 點 (38.73 kHz) 之右半平面，且輔以頻率追蹤調變控制將助益協調換能器振動位移，並使離合器具備有分離與接合能力以及主動軸與從動軸間緩啟動功能。

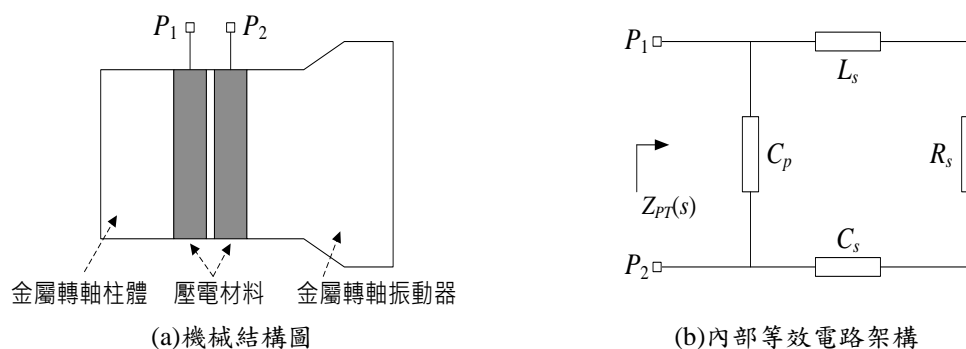


圖 3 超音波壓電換能器

表 2 超音波壓電換能器之機械結構等效參數值

Symbols	Specifications	Values
R_s	Equivalent series resistance	1.75 kΩ
L_s	Equivalent series inductance	272.9 mH
C_s	Equivalent series capacitance	64.25 pF
C_p	Equivalent parallel capacitance	3.73 nF

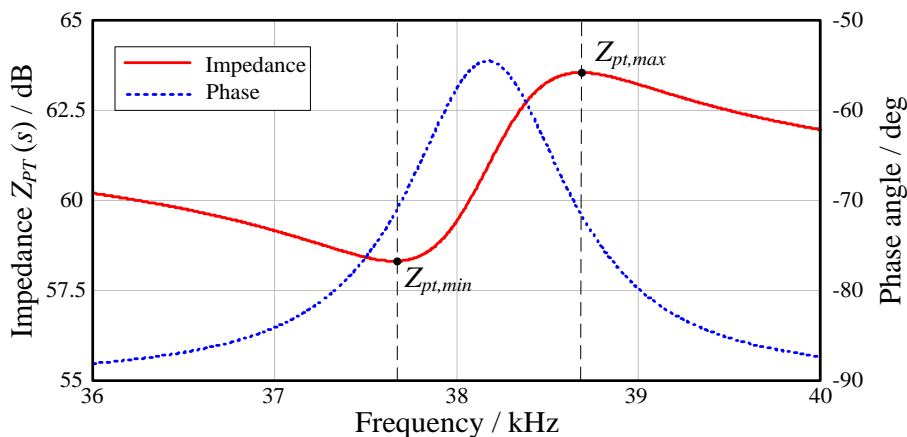


圖 4 超音波壓電換能器等效阻抗 $Z_{PT}(s)$ 之阻抗增益與相位曲線圖

(三) 高頻昇壓變壓器設計製作

本文在高頻諧振變壓器 T_w 程序設計規劃，首先考量不對稱諧振驅動迴路之電壓增益值，此將與二次側繞組 W_s 設計相關，另顧及變壓器之二次側漏電感 L_k 及一次側磁化電感 L_m 將與外部諧振元件 (L_r 與 C_r) 所建構的迴路，其等效轉移函數 $G_{v1}(s)$ 與 $G_{v2}(s)$ 計算必須符合不對稱雙諧振驅動需求，以實現超音波離合器接合與轉差率控制。故在變壓器 T_w 實體製作，首先規劃 T_{w1} 與 T_{w2} 使用相同體積型號之鐵芯結構、與繞線框架及相同製作方法，然仍需考量超音波壓電換能器之等效串聯電感 L_s 、等效串聯電容 C_s 與等效並聯電容 C_p 將參與諧振。因此，為了達成上述驅動迴路之轉換增益設計條件與實現變壓器具低損失，其設計程序包含 1) 審慎選擇變壓器繞線框架與適當鐵芯材料，2) 嚴謹計算一次側與二次側之線圈匝數與線圈比值，3) 評估計算一與二次側電流數值，以及 4) 謹慎選擇繞線材料規格與進行實體變壓器製作測試。本文於設計初期已先擬定兩驅動迴路電壓規格，並先探討兩離合器 PT_M 與 PT_S 尚未接合時的工作情境，故 T_{w1} 與 T_{w2} 設計提供未接合時之驅動電壓 v_{o1} 與 v_{o2} 且分別定義為 $0.8 \text{ kV}_{\text{rms}}$ 與 $0.45 \text{ kV}_{\text{rms}}$ ，另依據規格書而審慎規劃兩變壓器之操作功率 P_o 分別為 50 W 與 30 W 。本文選用型號 Ferroxcube PC40 之鐵芯，其飽和磁通密度 B_{sat} 為 330 mT ，而為了避開最大磁通密度變化量 B_{max} 超過飽和磁通密度規格而導致鐵芯損失，甚至發生磁場飽和現象，因此本文定義最大磁通密度變化量之安全餘裕度為 0.5 ，故其 B_{max} 經計算得為 165 mT 。可由算數求出預期值變壓器鐵芯面積乘積 A_p ，其計算式與製作需求規範如下：

$$A_p = \frac{P_o \cdot [1+(1/\eta)] \cdot 10^6}{k_u \cdot k_f \cdot F_s \cdot k_j \cdot B_{\text{max}}} \quad , \quad A_e \cdot A_w > A_p \quad (3)$$

其中，轉換效率 η 假設為 90% ， k_u 為繞線係數， k_f 為波形因數，且 k_j 為電流密度，隨之可以由上述計算出 A_p 為 22870 mm^4 。由 (3) 式規範可知，鐵芯型號之有效截面積 A_e 與窗口面積 A_w 乘積值需要大於變壓器鐵芯乘積面積 A_p 值，以獲得較佳之磁通量與避免磁飽和。因此，本文選用 ETD59 之變壓器繞線框架，其面積乘積為 87427 mm^4 足以應用。另線圈比值 a 及一與二次側繞線匝數 W_p 與 W_s 可表示如下：

$$a = \frac{W_s}{W_p} = \frac{\pi \cdot v_o}{2\sqrt{2}V_{dc}\sqrt{1-\cos(2\pi D_t)}} \quad (4)$$

$$W_p = \frac{2\sqrt{2}V_{dc}\sqrt{1-\cos(2\pi D_t)}}{\pi \cdot F_s \cdot A_e \cdot B_{\text{max}}} \quad , \quad W_p \cdot a = W_s \quad (5)$$

本文研擬全橋換流器之初始責任導通週期 D_t 與鐵芯有效截面積 A_e 分別為 60% 與 368 mm^2 。因此，藉由 (4)-(5) 式可獲得變壓器 T_{w1} 設計之比值 a_1 與匝數 W_{p1} 以及變壓器 T_{w2} 設計之 a_2 與 W_{p2} 分別為 19.462 與 33.095 匝以及 10.947 與 33.095 匝。本文擬定 W_{p1} 與 W_{p2} 實際繞線圈數分別為 34 匝與 34 匝，故可透過 (5) 式計算出二次側線圈 W_{s1} 與 W_{s2} 實際繞線分別採用 680 匝與 374 匝線圈。接續計算變壓器 T_{w1} 與 T_{w2} 兩端線圈之導線直徑，其一次側與二次側電流之有效值 $i_{r,rms}$ 與 $i_{o,rms}$ 可分別表示如下

$$i_{r,rms} = \frac{\pi \cdot P_o}{\eta \cdot \sqrt{2}V_{dc}\sqrt{1-\cos(2\pi D_t)}} \quad , \quad i_{o,rms} = \frac{P_o}{v_{o,rms}} \quad (6)$$

由 (6) 式可獲得兩諧振迴路之 $i_{r1,rms}$ 與 $i_{r2,rms}$ 以及 $i_{o1,rms}$ 與 $i_{o2,rms}$ 分別為 0.956 A 與 0.573 A 以及 0.063 A 與 0.067 A 。因此，隨即規劃一與二次側之線圈繞線面積為 A_{wp} 與 A_{ws} ，及導線線徑 d_{wp} 與 d_{ws} 可分別如下

$$A_{wp} = \frac{i_{d,\text{max}}}{k_j} \quad , \quad A_{ws} = \frac{i_{o,rms}}{k_j} \quad (7)$$

$$d_{wp} = 2\sqrt{\frac{A_{wp}}{\pi}} \quad , \quad d_{ws} = 2\sqrt{\frac{A_{ws}}{\pi}} \quad (8)$$

由 (7) 與 (8) 式可知，兩迴路之線圈繞線面積 A_{wp1} 、 A_{ws1} 、 A_{wp2} 與 A_{ws2} 分別為 0.239 mm^2 、 0.016 mm^2 、 0.143 mm^2 與 0.017 mm^2 ，另線徑 d_{wp1} 、 d_{ws1} 、 d_{wp2} 與 d_{ws2} 則分別計算獲得 0.552 mm 、 0.143 mm 、 0.427 mm 與 0.147 mm 。因此參考 UEW Class 0 之標準規格，本文審慎選用銅質導線作為變壓器線圈材料，且繞組 W_p 皆採用導線直徑為 1.0 mm ，另 W_s 繞組皆採用導線直徑為 0.20 mm 。本文務實完成變壓器雛形製作，另透過阻抗分析儀 (LCR MT4090, Motech) 進行變壓器等效參數測量，其實體量測參數如表 3 所示。

表 3 變壓器 T_{w1} 與 T_{w2} 之實體雛形量測參數值

Symbols	Specifications	Values
L_{m1}, L_{m2}	Magnetizing inductance	6.42 mH, 6.39 mH
L_{k1}, L_{k2}	Leakage inductance	11.21 μ H, 10.9 μ H
W_{p1}, W_{p2}	Number of turns at primary side	34, 34
W_{s1}, W_{s2}	Number of turns at secondary side	680, 374
a_1, a_2	Turn ration of transformer	20, 11

(四) 電路原理與時序分析

在開關元件之切換週期，為了說明電路操作原理與分析開關動作時序，其驅動電路之操作模式可依時間條件細分為六種時序操作，其圖 5 即為驅動電路之等效架構圖，另圖 6 即為執行功率晶體開關 $T_1 \sim T_4$ 於高頻切換時之時序波形。其中， $i_{ds1} \sim i_{ds4}$ 即為開關 $T_1 \sim T_4$ 之通過電流，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特性與實現柔性切換效益。

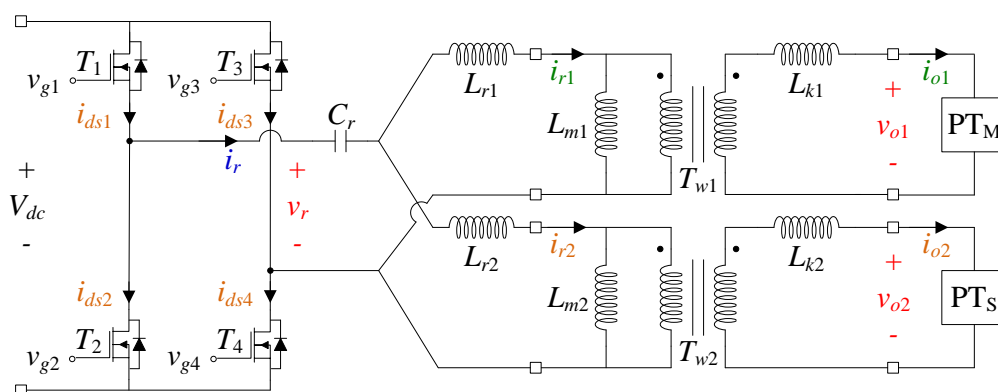


圖 5 驅動電路之等效架構圖

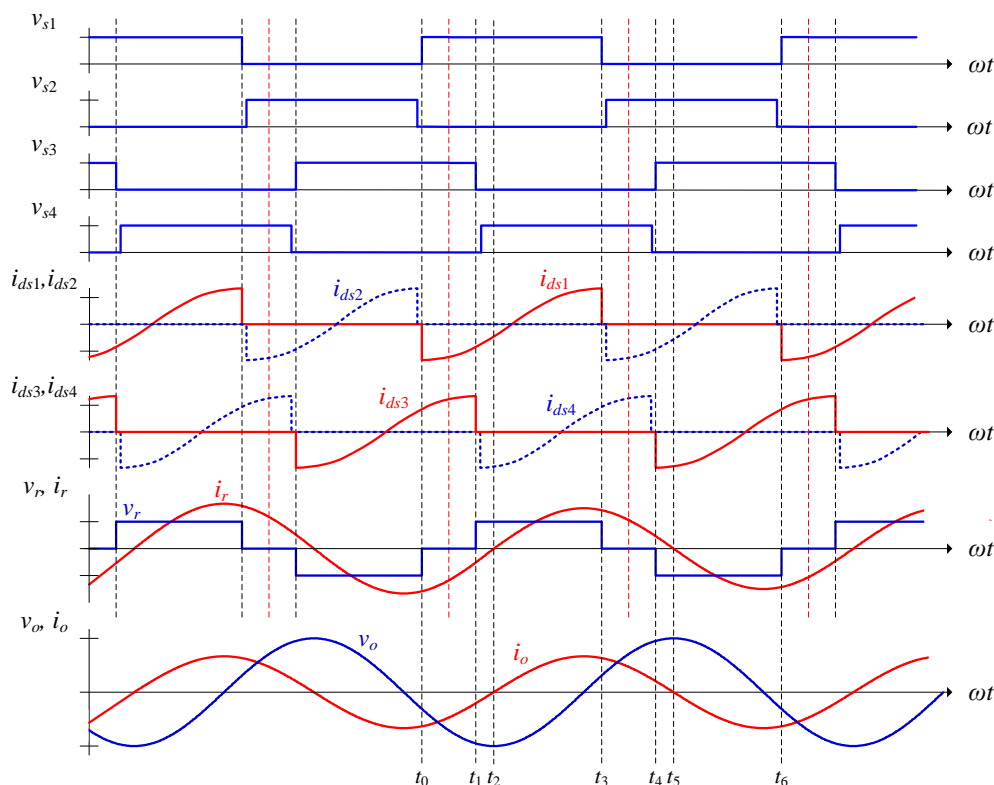


圖 6 開關訊號與操作時序波形圖

圖 6 為開關訊號與操作時序波形圖，透過操作模式分析與時序波形圖說明，有助明確了解開關之導通狀態與電路運作模式，且驅動訊號 $v_{s1} \sim v_{s4}$ 為低準位時，即代表功率晶體開關 $T_1 \sim T_4$ 為截止且於開關上將建立 v_{ds} 跨壓，此時電流訊號 $i_{ds1} \sim i_{ds4}$ 皆為零，確實達成零電壓切換功能。電路工作週期說明如下：

1. 模式一[$t_0 \sim t_1$]： T_2 與 T_4 截止， T_1 與 T_3 導通，其電流 i_r 反向放電，且 i_{d1} 與 i_{d3} 分別流經 T_1 之背接二極體與 T_3 ，並持續提供反向能量至 T_{w1} 與 T_{w2} 二次側之換能器端，此時之操作電流 i_{o1} 與 i_{o2} 逐漸減小。
2. 模式二[$t_1 \sim t_2$]： T_2 與 T_3 為截止，另 T_1 與 T_4 導通，其 i_r 仍持續反向放電直到歸為零，此時 i_{d1} 與 i_{d4} 分別流經 T_1 與 T_4 之背接二極體且逐漸變小，而換能器端操作電流 i_{o1} 與 i_{o2} 由負準位逐漸變小直到為零。
3. 模式三[$t_2 \sim t_3$]： T_2 與 T_3 仍為截止， T_1 與 T_4 仍導通，其 i_r 轉為正向供電且持續線性上升，而 i_{d1} 流經 T_1 且轉為正準位且逐漸變大，另 i_{d4} 流經 T_4 且由負準位轉變為正準位，且輸入功率可經由 T_{w1} 與 T_{w2} 而傳至二次側換能器端，而 i_{o1} 與 i_{o2} 轉為正準位且持續線性上升。
4. 模式四[$t_3 \sim t_4$]： T_1 與 T_3 轉為截止， T_2 與 T_4 轉為導通，其 i_r 為正向放電而持續減小，此時 i_{d2} 與 i_{d4} 分別流經 T_2 之背接二極體與 T_4 ，其傳至換能器端之功率逐漸減小，而 i_{o1} 與 i_{o2} 仍為正準位且持續減小。
5. 模式五[$t_4 \sim t_5$]： T_1 與 T_4 截止， T_2 與 T_3 導通，其 i_r 持續放電直到歸零，而 i_{d2} 與 i_{d3} 分別流經 T_2 與 T_3 之背接二極體，另二次側 i_{o1} 與 i_{o2} 仍為正準位且持續減小直到歸為零。
6. 模式六[$t_5 \sim t_6$]： T_1 與 T_4 截止， T_2 與 T_3 導通，其諧振電流 i_r 轉為負向供電且持續線性增加，而 i_{d2} 與 i_{d3} 分別流經 T_2 與 T_3 ，且由負轉位轉換為正準位而逐漸增大，此時 i_{o1} 與 i_{o2} 轉為負準位且持續上升，並回歸到模式一，且持續循環模式一至六的操作情境。

參、控制策略

一、控制機制規劃

圖 7 為本文所提超音波離合器振幅位移之控制機制圖，此原理即在說明離合器接合 (close) 與切離 (open)，以及旋轉速緩啟動方法。在圖 7 (a) 中，此曲線說明電壓增益 G_v 與操作頻率 f_o 之關係，且增益曲線 G_{v1} 與 G_{v2} 分別為輸入驅動電壓 v_r 對應到輸出電壓 v_{o1} 與 v_{o2} 之電壓轉換增益，其伴隨著操作頻率變化即可調整增益曲線 G_{v1} 與 G_{v2} 之昇壓倍率。其中，當系統操作於低頻率處 (例如：頻率點 $f_{o,L}$)，則 G_{v1} 與 G_{v2} 之增益倍率漸增，即代表超音波離合器 PT_M 與 PT_S 具有較大之轉差；反之，若系統操作於高頻率處 (例如：頻率點 $f_{o,H}$)，則 G_{v1} 與 G_{v2} 之增益倍率漸小，即代表 PT_M 與 PT_S 間之轉差相對減少。因此，本文僅需嚴謹調整系統操作頻率 f_o ，即可有效控制主動軸 (PT_M) 與從動軸 (PT_S) 間之旋轉差速，裨益離合器系統之轉速排程應用。在圖 7 (b) 中，此曲線說明輸出電壓 v_o 與導通週期 D_t 及操作頻率 f_o 之關係，且電壓曲線 v_{o1-0} 與 v_{o2-0} 分別為超音波換能器切離時的操作電壓，而電壓曲線 v_{o1-c} 與 v_{o2-c} 分別為超音波換能器接合時的操作電壓，此類操作電壓即為 v_r 之與 D_t 以及迴路增益 G_v 之乘積，其分別表示如下：

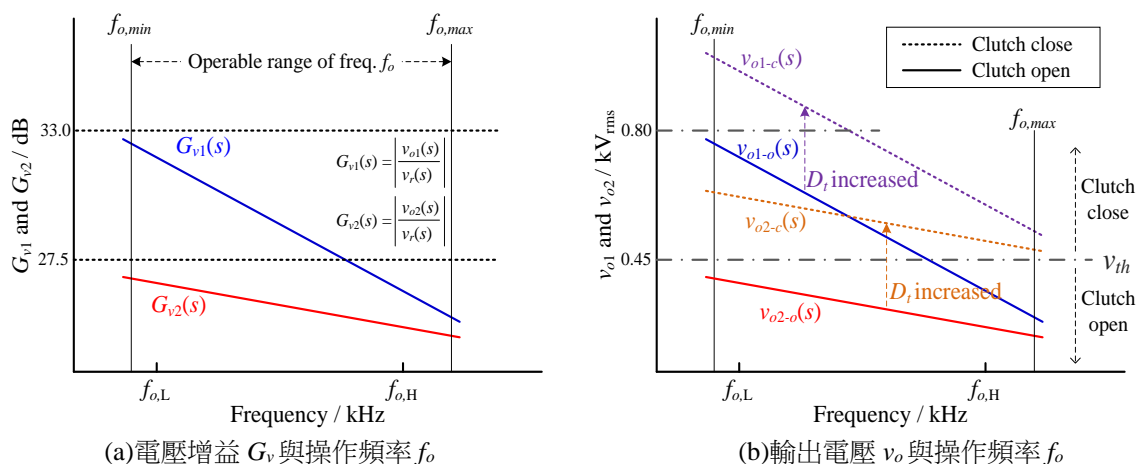


圖 7 超音波離合器振幅位移之控制機制驅動示意圖

$$v_{o1-o}(s) = v_r(s) \cdot D_{t(60\%)} \cdot G_{v1}(s), \quad v_{o2-o}(s) = v_r(s) \cdot D_{t(60\%)} \cdot G_{v2}(s) \quad (9)$$

$$v_{o1-c}(s) = v_r(s) \cdot D_{t(60\%+\Delta)} \cdot G_{v1}(s), \quad v_{o2-c}(s) = v_r(s) \cdot D_{t(60\%+\Delta)} \cdot G_{v2}(s) \quad (10)$$

其中，(9)式電壓曲線 v_{o1-o} 與 v_{o2-o} 之電壓值係操作在 D_t 為 60% 條件，此時離合器處於切離狀態；另當 D_t 增加 Δ 值時，其操作電壓值將由切離時之 v_{o1-o} 與 v_{o2-o} 提升為 v_{o1-c} 與 v_{o2-c} ，即如 (10) 式所示，此時曲線 v_{o2-c} 將完全高於接合臨界操作電壓 v_{th} ，而提升從動端換能器 PT_s 的振動位移量，並使離合器接合。舉例說明：當操作於頻率點 $f_{o,L}$ 條件，系統僅需些微提升 Δ 值，即可使 v_{o2} 高於 v_{th} ，使離合器接合；另若操作於頻率點 $f_{o,H}$ 條件，系統則需大幅增加 Δ 值，將可使 v_{o2} 高於 v_{th} ，使離合器接合。因此，本文僅需審慎提升或降低 D_t 之導通比例，即可調整電壓曲線 v_{o2} 之電壓值，以裨益控制主動軸 (PT_M) 與從動軸 (PT_s) 接合或切離。另需一提的是，本文規劃之離合器 PT_s 之接合 v_{th} 為 0.45 kV_{rms}，此即說明當 PT_M 與 PT_s 之操作電壓分別高於 0.8 kV_{rms} 與 0.45 kV_{rms} 時，即可助益離合器產生接合應用，此類電壓選定主要是依據換能器規格書之單位電壓之振動強度與離合器接合間隙決定。關於本文離合器轉差接合之緩啟動機制說明如下：本文控制器係採用先採操作於低頻情境之高轉差啟動且接合，接續逐漸調高操作頻率以降低轉速差，以利從動軸 (PT_s) 可由低旋轉速率逐漸提升為高轉速，以降低離合器耦合平面磨損與轉速滑脫問題。此外，本文另控制規劃操作頻率下限值 $f_{o,min}$ ，此有助於預防離合器轉速差過大而產生異常滑脫切離問題；另設定操作頻率上限值 $f_{o,max}$ ，此有助於預防超音波離合器操作電壓不足而產生無法接合問題。

本文所提增強型諧振調變技術，即是整合相位移導通週期調變與操作頻率追蹤調變機制，此研究整合兩類技術，有助於達成線性化調整輸出端操作電流與控制操作頻率。圖 8 即為分析諧振調變技術原理，且在圖中， $v_{s1} \sim v_{s4}$ 為晶體開關 $T_1 \sim T_4$ 之驅動訊號，並嵌入怠置時間 (dead time) 以防止 T_1 與 T_2 以及 T_3 與 T_4 產生上與下臂導通；另 D_t 與 $v_{r1(rms)}$ 為 v_r 之相位移導通週期比例與均方根值基本波成分，且藉由調整 D_t 即可改變基本波 $v_{r1(rms)}$ 振幅，頗具控制輸出端操作電流 i_o 能力。因此， D_t 調變控制方式即是調整互補訊號 T_1 與 T_2 以及 T_3 與 T_4 間的相位移角寬度 (α)，其彼此間的交錯位移寬度時間 ($\pi - \alpha$) 即為 D_t 。故 v_r 可表示如下：

$$v_r(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4V_{dc}}{n\pi} \cos\left(\frac{n\alpha}{2}\right) \sin(n\omega_o t), \quad n = 1, 3, 5, 7.. \quad (11)$$

其中， ω_o 為切換角頻率，則驅動電壓 v_r 之均方根值基本波成分可表示如下：

$$v_{r1(rms)}(t) = \frac{2\sqrt{2}V_{dc}}{\pi} \cos\frac{\alpha}{2} \quad (12)$$

由 (12) 可得知，調整 α 即可控制 D_t 與改變 $v_{r1(rms)}$ 振幅。舉例說明：在圖 8 中，由 mode I 與 mode II 之 D_t 操作模式可知，當 α 較小時即可獲得較大之 D_t ，裨益提高 i_o 強度以及調整超音波換能器之振動位移。另關於操作頻率調變機制，依據圖 7 與圖 8 的原理與操作情境說明，本文僅需審慎輔以頻率追蹤控制，並配合不對稱諧振迴路 G_{v1} 與 G_{v2} 即可經由迴路增益調整輸出電流 i_o 強度。採用圖 8 舉例說明：當操作於 mode III 時，其操作頻率提升且由 f_o 調整為 f_{o+1} ，此時諧振迴路轉換增益將會降低，致使輸出電流 i_o 減小；當操作於 mode IV 時，其操作頻率降低且由 f_o 調整為 f_{o-1} ，此時諧振迴路轉換增益將會提高，致使輸出電流 i_o 增加。因此，操作頻率追蹤調變主要在於調整驅動電壓 v_r 之操作頻率，並配合諧振迴路之轉換增益 G_{v1} 與 G_{v2} 規劃，使 v_r 之基本波 $v_{r1(rms)}$ 振幅在不改變情境下，得以控制輸出電流 i_o 調整。此研究嵌入整合相位移導通週期調變與操作頻率追蹤調變技術，且整合為一種增強型諧振調變控制方法，其頗具高精密線性化調整換能器振動位移與協助離合器緩啟動接合效益，裨益離合器採電子式驅動應用延伸。

二、控制器設計

圖 9 為控制演算與迴授機制方塊圖。本文控制演算核心採用 dsPIC30F4011 晶片內嵌之計時模組、中斷控制模組、與輸出比較模組，另搭配輸入捕捉模組 (capture module) 與類比/數位模組等功能即可實現迴授訊號演算以及輸出驅動訊號 $v_{s1} \sim v_{s4}$ 。在圖 9 中，取樣與調整迴授電路 (Sampling & regulator feedback circuit) 首先擷取兩組超音波換能器之操作電流 i_{o1} 與 i_{o2} 以及全橋換流器輸出之諧振電流 i_r 作為迴授訊號，

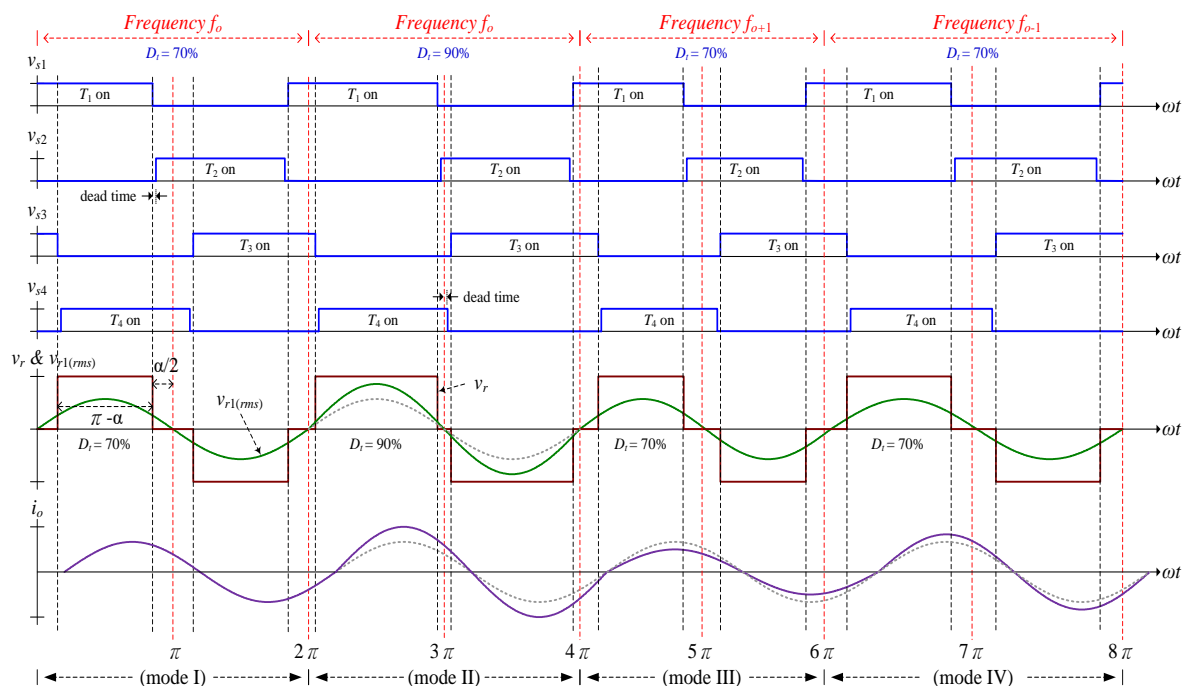


圖 8 諧振調變技術之操作示意圖

並經調整衰減比例與轉換為直流型態之訊號 i_{o-fb1} 與 i_{o-fb2} 以及 i_{r-fb} 後即可饋入控制晶片。其中， i_{o-fb1} 與 i_{o-fb2} 可經由輸入捕捉模組進行振幅差值單位計算比較，且提供兩差值訊號 S_{ds1} 與 S_{ds2} 訊號，此有助於後續之操作頻率追蹤訊號 f_{com} 調整參考，裨益實現離合器之轉速控制與實現轉速緩啟動；另 i_{r-fb} 可經偵測器判斷其振幅量，且提供振幅訊號 A_{ds} ，此有助於後續之導通週期訊號 d_{com} 調整參考，裨益實現超音波離合器之投入接合連接與切離等功能。上述訊號經規劃控制程序與初始設定，並輔以演算撰寫與整合函數運算及控制決策，並與預期的設定值 M_{set} 執行誤差比較，即可提供頻率調變 f_{com} 與導通週期調變 d_{com} 命令機制，隨之由調變模組（Frequency modulation 與 Duty modulation）與脈波寬度產生模組（Phase-shifted PWM generator）提供驅動訊號 $v_{s1} \sim v_{s4}$ ，助益實現離合器接合與轉差調整以及緩啟動控制之複合式調變操作情境。另需說明的是，控制器核心於啟動時將先提供初始操作頻率與導通週期設定值 f_{set} 與 d_{set} ，此可以依據換能器振動位移規格進行調整與規劃初始值，頗具彈性互動調整效益。此外， M_{set} 訊號即為用以規劃離合器在接合時之轉差與緩啟動規劃之設定值，此有助於控制器經由先期優先調整操作頻率 f_o 與後期接續控制導通週期 D_i 以追隨此 M_{set} 命令值，裨益嚴謹實現本文所提離合器功能。另需一提的是，本文控制器之初始導通週期與操作頻率點分別假設為 60% 與 44 kHz，隨即可依據超音波離合器應用需求而彈性追頻控制與週期調變。基於上述說明，本文控制器可彈性選用不同功率類別之超音波換能器元件，並經審慎分析換能器元件與不對稱諧振電路之諧振特性，以及規劃操作電壓 v_{o1} 與 v_{o2} 振幅與操作頻率範圍，隨即可調整圖 9 之迴授訊號 (i_{o1} , i_{o2} , i_r) 與控制參數，頗裨益實現閉迴路迴授控制與彈性擴增應用場域效益。

肆、諧振特性分析

圖 10 為不對稱諧振結構之等效電路圖，其可由圖 2 電路架構之二次側等效映射到一次側端而獲得。在圖中，此等效電路包括兩組諧振驅動迴路（loop 1 與 loop 2），且基於共構補償電容 C_r 整合應用條件，即可藉由不平衡的諧振 L_{r1} 與 L_{r2} 參數設計與不對等的變壓器 T_{w1} 與 T_{w2} 規劃以完成不對稱諧振結構。另為了有效控制超音波換能器之驅動電流 i_o 與調整諧振增益符合離合器運作，本文研究已先完成變壓器 T_{w1} 與 T_{w2} 設計，且接續執行不對稱諧振參數規劃，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 loop 1 與 loop 2 之諧振電壓增益曲線 G_{v1} 與 G_{v2} ，且裨益於實現控制策略。接續，其不對稱諧振電路之增益與阻抗推導、諧振增益特性模擬分析、阻抗與相位特性說明、與分析程序將逐步分析於下小節。

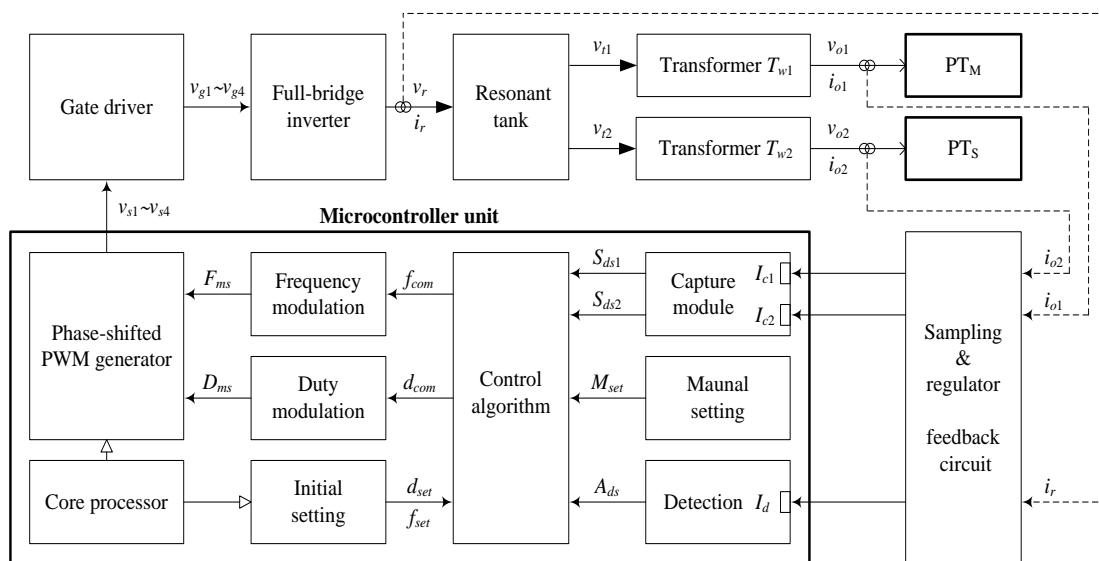


圖 9 控制演算與迴授機制之方塊圖

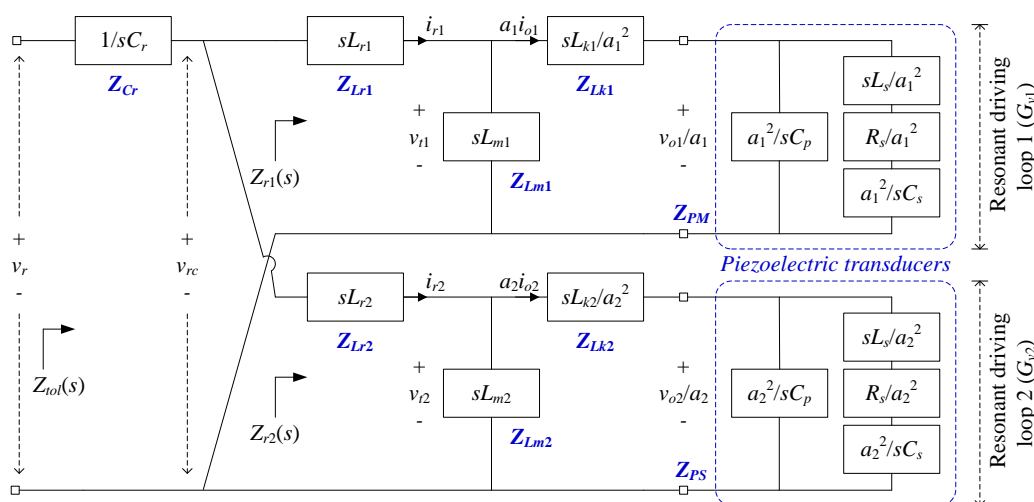


圖 10 系統不對稱諧振結構之等效電路圖

(一) 不對稱諧振電路

在圖 10 中， v_r 為全橋換流器輸出之方波驅動電壓， Z_{PM} 與 Z_{PS} 分別表示兩組超音波換能器等效映射到一次側之阻抗值，另 Z_{Lk1} 與 Z_{Lk2} 即為漏電感映射到一次側之阻抗值。此外， C_r 為共同諧振電容，且與兩迴路之 L_{r1} 與 L_{r2} 以及磁化電感 L_{m1} 與 L_{m2} 建構成 LLC 諧振槽特性，並整合 L_{k1} 與 L_{k2} 可使參數調整機制更為完整以準確調整兩迴路電壓增益。因此，此不對稱諧振結構已完成變壓器 T_{w1} 與 T_{w2} 設計，另可再藉由分析諧振電容 C_r 以及 L_{r1} 與 L_{r2} 之參數值，即可補償以達成彈性調整兩迴路之電壓轉換增益 G_{v1} 與 G_{v2} ，並藉其不平衡特性以適用於驅動超音波離合器與實現切離與接合控制。此研究將著手分析 C_r 以及 L_{r1} 與 L_{r2} 參數與諧振增益值之關係數學式，並接續嚴謹規劃設計值，其詳細分析說明：首先，兩迴路之電壓增益轉移函數 $G_{v1}(s)$ 與 $G_{v2}(s)$ ，以及諧振電路看入之總輸入阻抗 $Z_{io1}(s)$ 可分別表示如下：

$$G_{v1}(s) = \left| \frac{v_{o1}(s)}{v_r(s)} \right| = \left| \frac{Z_{r1} \cdot Z_{r2} \cdot Z_{Lm1} \cdot (Z_{Lk1} + Z_{PM}) \cdot Z_{PM} \cdot a_1}{Z_{io1} \cdot (Z_{r1} + Z_{r2}) \cdot [Z_{Lr1} + \frac{Z_{Lm1} \cdot (Z_{Lk1} + Z_{PM})}{Z_{Lm1} + Z_{Lk1} + Z_{PM}}] \cdot (Z_{Lm1} + Z_{Lk1} + Z_{PM}) \cdot (Z_{Lk1} + Z_{PM})} \right| \quad (13)$$

$$G_{v2}(s) = \left| \frac{v_{o2}(s)}{v_r(s)} \right| = \left| \frac{Z_{r1} \cdot Z_{r2} \cdot Z_{Lm2} \cdot (Z_{Lk2} + Z_{PS}) \cdot Z_{PS} \cdot a_2}{Z_{tol} \cdot (Z_{r1} + Z_{r2}) \cdot [Z_{Lr2} + \frac{Z_{Lm2} \cdot (Z_{Lk2} + Z_{PS})}{Z_{Lm2} + Z_{Lk2} + Z_{PS}}]} \right| \quad (14)$$

$$Z_{tol}(s) = Z_{Cr} + \frac{[Z_{Lr1} + \frac{(Z_{Lk1} + Z_{PM}) \cdot Z_{Lm1}}{Z_{Lm1} + Z_{Lk1} + Z_{PM}}] \cdot [Z_{r2} + \frac{(Z_{Lk2} + Z_{PS}) \cdot Z_{Lm2}}{Z_{Lm2} + Z_{Lk2} + Z_{PS}}]}{Z_{Lr1} + Z_{r2} + \frac{(Z_{Lk1} + Z_{PM}) \cdot Z_{Lm1}}{Z_{Lm1} + Z_{Lk1} + Z_{PM}} + \frac{(Z_{Lk2} + Z_{PS}) \cdot Z_{Lm2}}{Z_{Lm2} + Z_{Lk2} + Z_{PS}}} \quad (15)$$

$$Z_{r1}(s) = Z_{Lr1} + \frac{(Z_{Lk1} + Z_{PM}) \cdot Z_{Lm1}}{Z_{Lm1} + Z_{Lk1} + Z_{PM}}, \quad Z_{Lr2}(s) = Z_{r2} + \frac{(Z_{Lk2} + Z_{PS}) \cdot Z_{Lm2}}{Z_{Lm2} + Z_{Lk2} + Z_{PS}} \quad (16)$$

分析 (13) 與 (14) 式可得知，在變壓器設計參數為定值情境下，調整參數 C_r 、 L_{r1} 與 L_{r2} 將可改變兩驅動迴路之電壓轉移函數 $G_{v1}(s)$ 與 $G_{v2}(s)$ 。此外，另由 (13) 至 (16) 式，即可計算求得諧振電流 i_r 、 i_{r1} 與 i_{r2} 以及輸出電流 i_{o1} 與 i_{o2} ，其可分別表示如下

$$i_r(s) = \frac{v_r(s)}{Z_{tol}(s)}, \quad i_{r1}(s) = \frac{i_r(s) \cdot Z_{r2}(s)}{Z_{r1}(s) + Z_{r2}(s)}, \quad i_{r2}(s) = \frac{i_r(s) \cdot Z_{r1}(s)}{Z_{r1}(s) + Z_{r2}(s)} \quad (17)$$

$$i_{o1}(s) = \frac{v_r(s) \cdot G_{v1}(s)}{Z_{PM}(s)}, \quad i_{o2}(s) = \frac{v_r(s) \cdot G_{v2}(s)}{Z_{PS}(s)} \quad (18)$$

分析 (17) 與 (18) 式可得知，諧振電流 i_r 以及輸出電流 i_{o1} 與 i_{o2} 將與輸入驅動電壓 $v_r(s)$ 有關，輔以佐證本文採用頻率 f_o 追蹤與導通週期 D_t 調變策略，確實可控制超音波離合器完成所提功能。再者，在參數設計規劃上，當超音波換能器選定與兩變壓器 T_{w1} 與 T_{w2} 設計設計完成後，其參數 L_k 、 L_m 、 Z_{PM} 與 Z_{PS} 已被決定，故此設計程序即可依據 (13) 與 (14) 式而謹慎規劃 L_r 與 C_r 參數，以裨益於實現高壓電場 v_o 供電予以超音波離合器應用，且審慎分析諧振曲線特性以選擇最佳之 L_r 與 C_r 參數值。

(二) 諧振參數設計與程序分析

本文縝密分析諧振電路確實足以產生高壓電場 v_{o1} 與 v_{o2} 以驅動超音波換能器，此研究輔以數學軟體 Mathcad 進行迴路轉移函數 G_v 之電壓增益運算，並將表 2 與表 3 之等效電路與變壓器設計參數值帶入 (13) 與 (14) 式，裨益解析 C_r 與 L_{r1} 及 L_{r2} 參數值對應諧振增益之關係。圖 11 與圖 12 分別為兩迴路電壓轉移函數 $G_{v1}(s)$ 與 $G_{v2}(s)$ 之頻率增益曲線圖，其分別經由嚴謹調整 C_r 、 L_{r1} 與 L_{r2} 參數值，同步探討諧振增益倍率以符合輸出電壓需求。另需一提的是，本文審慎定義兩換能器 PT_M 與 PT_S 在初始條件為未接合情境，且換流器操作導通週期 D_t 假設為 60%，另驅動電壓 v_{o1} 與 v_{o2} 分別定義為 0.8 kV_{rms} 與 0.45 kV_{rms}。本文首先探討圖 11 轉移函數 $G_{v1}(s)$ 之頻率增益特性，其說明如下：在圖 11 (a) 中，假設 L_{r1} 為定值 (130 μH) 且 C_r 為變數，當 C_r 由 120 nF 增加至 180 nF 時，此諧振迴路 loop1 之共振頻率點將由 44.9 kHz 往 39.7 kHz 逐漸遞減。此外，在換能器最大阻抗機械頻率點 $f_{Zpt,max}$ 之右半平面，可獲知隨著操作頻率 f_o 增加而其轉換增益 $G_{v1}(s)$ 將隨之遞減，且均含括在 33dB 至 28.5dB 的電壓增益範圍內，例如：當 C_r 為 150 nF 時，其在諧振頻率 43.2 kHz 至 46.8 kHz 範圍間之 33dB 至 28.5dB 的電壓增益值，此滿足 D_t 在 60% 至 100% 條件皆可產生 0.8 kV_{rms} 以上之輸出電壓 v_{o1} 。在圖 11 (b)，假設 C_r 為定值 (150 nF) 且 L_{r1} 為變數，當 L_{r1} 由 100 μH 調整至 160 μH，其共振頻率點亦逐漸遞減且均含括 33dB 至 28.5dB 的電壓增益值，例如：假設 L_{r1} 為 130 μH 時，其電壓增益仍滿足 D_t 在 60% 至 100% 條件可達輸出電壓 v_{o1} 為 0.8 kV_{rms} 以上。本文接續再探討圖 12 轉移函數 $G_{v2}(s)$ 之頻率增益特性，其說明如下：在圖 12 (a) 中，假設 L_{r2} 為定值 (160 μH) 且 C_r 為變數，當 C_r 由 120 nF 逐漸增加到 180 nF 時，此諧振迴路 loop2 之共振頻率點將由 41.2 kHz 往 38.9 kHz 逐漸遞減。此外，在換能器最大阻抗機械頻率點 $f_{Zpt,max}$ 之右半平面，其隨著操作頻率 f_o 增加而轉換增益將隨之遞減，例如：當 C_r 為 150 nF 時，其在諧振頻率 42.5 kHz 至 45.3 kHz 範圍區間具有 27.5 至 23.8 dB 的電壓增益，此滿足 D_t 在 60% 至 100% 條件可產生 0.45 kV_{rms} 以上之輸出電壓 v_{o2} 。在圖 12 (b)，假設 C_r

為定值 (150 nF) 且 L_{r2} 為變數, 當 L_{r2} 由 130 μH 逐漸增加到 190 μH 時, 此諧振迴路之共振頻率點亦將逐漸遞減, 惟當 L_{r2} 為 190 μH 且操作頻率於 40 kHz 以下時, 將導致電壓增益不足問題。此外, 當 L_{r2} 為 160 μH 時, 其電壓增益亦可滿足 D_i 在 60% 至 100% 條件可產生 0.45 kV_{rms} 以上之輸出電壓 v_{o2} 。

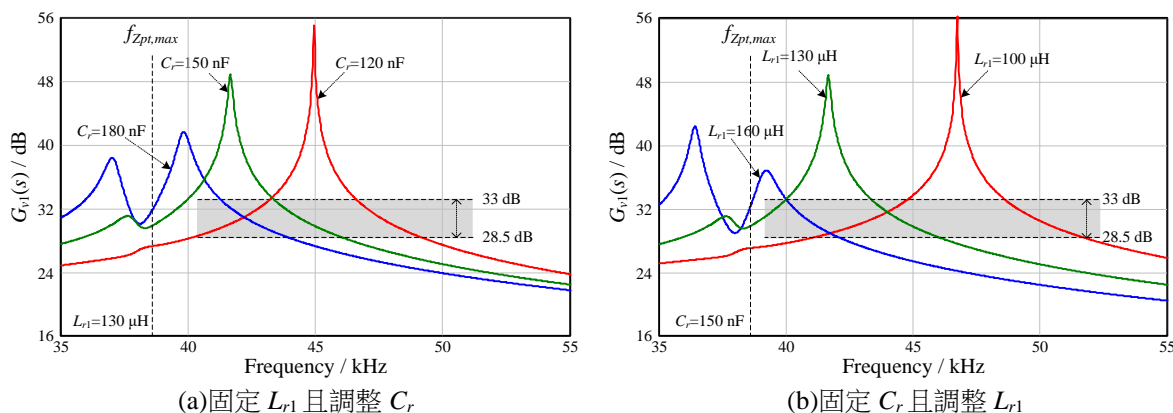


圖 11 電壓轉移函數 $G_{v1}(s)$ 之頻率增益曲線圖

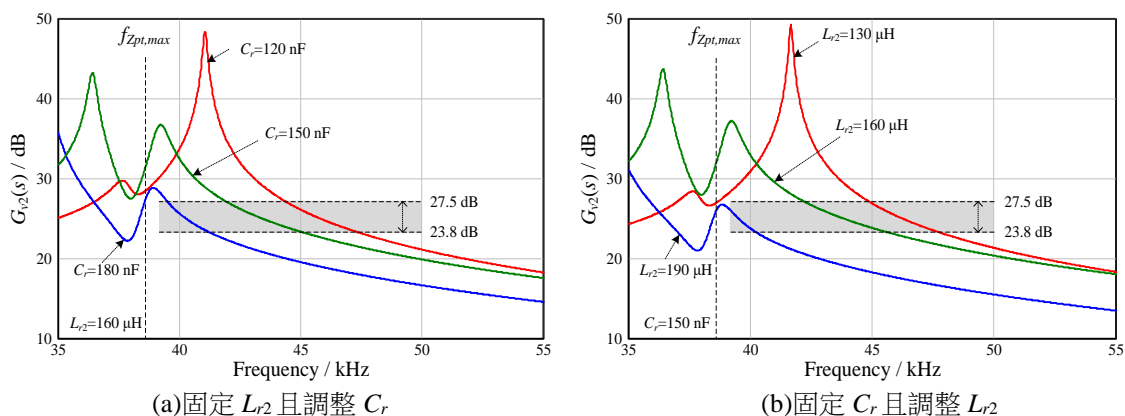


圖 12 電壓轉移函數 $G_{v2}(s)$ 之頻率增益曲線圖

綜觀圖 11 與圖 12 模擬曲線與分析結果, 且審慎考量可操作頻率範圍 f_{oper} 及兩迴路電壓轉移函數 $G_{v1}(s)$ 與 $G_{v2}(s)$ 之頻率增益特性, 並探討導通週期 D_i 在初始值 60% 與提升導通週期後確實可使超音波離合器接合應用, 其結果可確知, 位於 40 kHz 附近頻帶將導致轉移函數 $G_{v2}(s)$ 頻率增益不足, 另高於 45.3 kHz 頻帶將存在操作區間狹窄等疑慮。因此, 本文嚴謹考慮可操作頻帶範圍 f_{oper} 且審慎選擇諧振電感 L_{r1} 與 L_{r2} 以及共同整合電容 C_r 之元件參數, 並審慎選定操作頻率上限 $f_{o,max}$ 與下限點 $f_{o,min}$ 以彈性規劃增益倍率, 裨益增益曲線佐證兩諧振電路已具備產生高輸出電壓 v_{o1} 與 v_{o2} 以驅動超音波壓電換能器, 則表 4 即為此諧振電路之參數表, 另所規劃之不對稱諧振迴路之 $G_v(s)$ 頻率增益則與下小節說明。

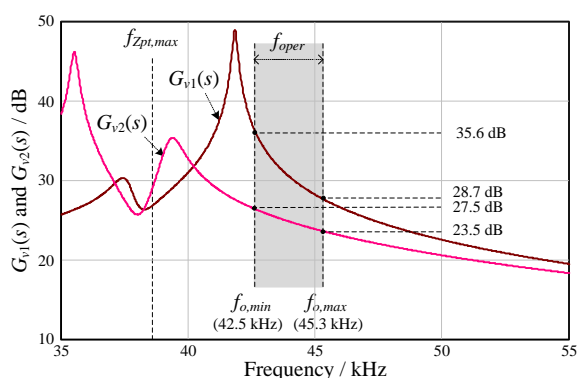
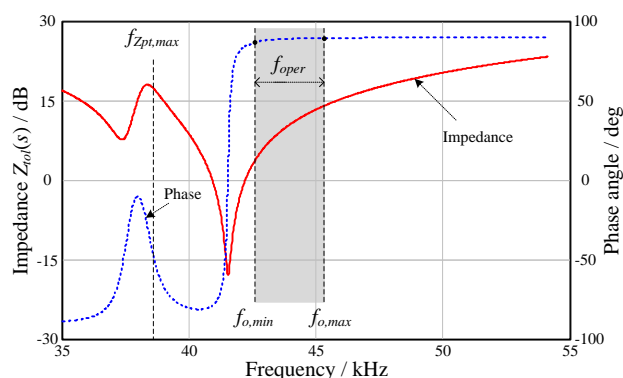
表 4 諧振迴路設計參數值

Symbols	Specifications	Values
C_r	Integrated resonance capacitance	150 nF
L_{r1}	Resonance inductance of loop 1	130 μH
L_{r2}	Resonance inductance of loop 2	160 μH

(三) 不對稱諧振增益與阻抗分析

此節持續分析不對稱諧振電路之電壓轉換增益與總阻抗及相位特性, 裨益確認換能器之操作頻率範圍確實兼具離合器功能運作, 以及阻抗特性符合驅動電路操作柔性切換情境, 則其圖 13 與圖 14 分別為

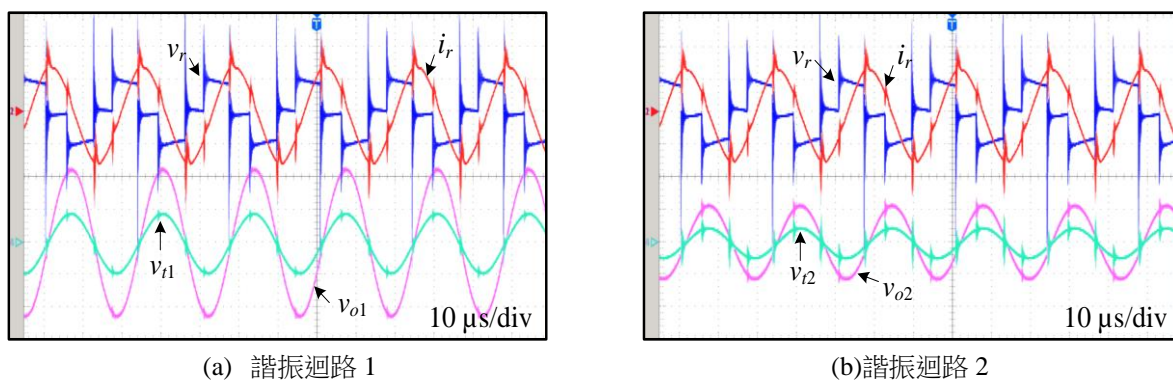
諧振迴路之電壓 $G_v(s)$ 頻率增益曲線圖以及總輸入阻抗 $Z_{tot}(s)$ 與相位曲線圖。本文依據圖 11 與圖 12 之分析結果彙整兩迴路之頻率增益曲線，即如圖 13 所示，此頗助於分析驅動電路與控制器之可操作區間。在圖 13 中， $G_{v1}(s)$ 與 $G_{v2}(s)$ 分別代表兩迴路之電壓增益，其可提供不對稱電壓 v_{o1} 與 v_{o2} 以供應予換能器 PT_M 與 PT_S ，且分別訂定可操作頻率範圍之下限值 $f_{o,min}$ (42.5 kHz) 與上限值 $f_{o,max}$ (45.3 kHz)，此有助於控制器規劃設計以避免於離合應用時產生滑脫問題。另輔以諧振調變技術控制操作頻率 f_o 與導通週期 D_t ，並搭配曲線增益倍率頗助益彈性調整離合器之振動位移，裨益協助轉差與緩啟動應用控制機制。此外，本文依據 (15) 式即可描繪出圖 14 之總輸入阻抗 $Z_{tot}(s)$ 與相位模擬曲線，此曲線有助於協助分析驅動電路是否可達成柔性切換。在圖 14 中，當系統可操作頻率範圍 f_{oper} 介於 42.5 kHz 至 45.3 kHz 區間時，其皆處於諧振頻率點之右半平面，確實具有電感性負載操作特性，頗助益換流器使諧振電路之輸入電流 i_r 落後輸入電壓 v_r 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。

圖 13 不對稱諧振迴路之 $G_v(s)$ 頻率增益曲線圖圖 14 總輸入阻抗 $Z_{tot}(s)$ 與相位之模擬曲線圖

伍、實驗結果

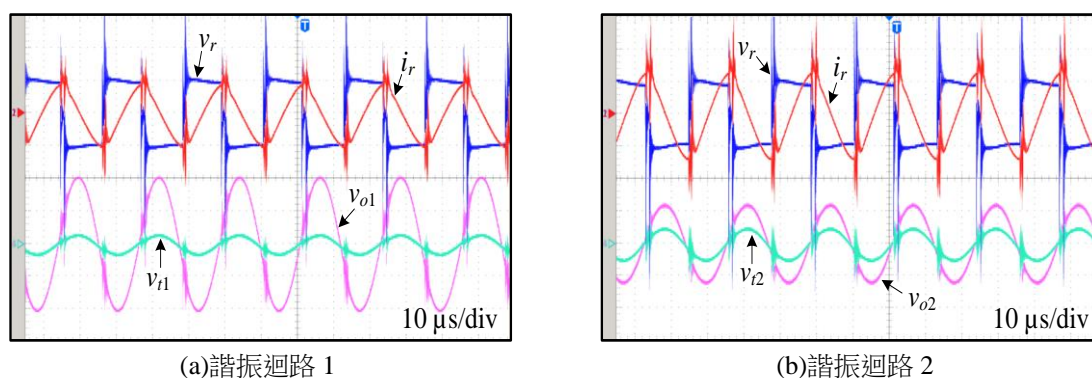
為了驗證所提不對稱諧振驅動迴路與諧振調變控制技術之可行性，本文研究已經於實驗室縝密建置一套超音波換能器之硬體雛形驅動系統進行驗證，其測試項目含括有：諧振驅動迴路、系統轉換效率、零電壓切換、與不對稱諧振調變技術，此有助佐證所提系統的超音波換能器驅動能力與諧振調變功能。

圖 15 與圖 16 為檢視不對稱諧振迴路之實測波形圖，另圖 17 即為換能器之操作電壓 v_o 與電流 i_o 波形圖。在圖 15 中，當換能器 PT_M 於操作頻率 f_o 與導通週期 D_t 分別為下限頻率點 $f_{o,min}$ (42.5 kHz) 與 60% 時，其圖 15 (a) 顯示迴路 1 之諧振槽與變壓器 T_{w1} 輸出電壓 v_{i1} 與 v_{o1} 分別為 76 V_{p-p} 與 1.16 kV_{p-p}，另圖 15 (b) 顯示 PT_S 之迴路 2 中，其諧振槽與變壓器 T_{w2} 輸出電壓 v_{i2} 與 v_{o2} 分別為 43 V_{p-p} 與 0.62 kV_{p-p}。在圖 16 中，當 PT_M 操作於 $f_{o,max}$ 為 45.3 kHz 與 D_t 為 90% 時，其圖 16 (a) 顯示迴路 1 之諧振槽與 T_{w1} 輸出電壓 v_{i1} 與 v_{o1} 分別為 69 V_{p-p} 與 1.03 kV_{p-p}，另圖 16 (b) 顯示 PT_S 之迴路 2 中，其諧振槽與 T_{w2} 輸出電壓 v_{i2} 與 v_{o2} 分別為 41 V_{p-p} 與 0.61 kV_{p-p}。此實測數據說明所提諧振迴路確實可依據操作頻率之電壓增益 $G_{v1}(s)$ 與 $G_{v2}(s)$ 及 D_t 輔助，實現調整 v_o 與 i_o 振幅，助益 PT_M 與 PT_S 達成離合器應用。另波形揭示所提諧振迴路不僅可濾除諧波成分，且可提升不對稱諧振電壓振幅予以換能器，並達電感性負載特性，頗助達成柔性切換，且電壓增益倍率符合圖 14 之模擬結果，佐證所提電路正確可行性。在圖 17 兩測試條件下，其 PT_M 與 PT_S 之操作電流 i_{o1} 與 i_{o2} 分別似近於 0.85~0.94 A_{p-p} 與 0.53~0.64 A_{p-p}，顯示系統迴路與控制器規劃確實具廣域之操作頻率範圍 f_{oper} 與可靠的換能器振動強度調整與控制能力。另需一提的是，在圖 15 至 18 中，其實測波形皆含有大量電壓突波成份，此主要是換能器在高頻機械共振震動所產生之脈衝干擾行為，實測結果說明此現象並無影響換能器振動行為及衝擊控制器穩定度，確實顯示控制器設計與諧振迴路具有高穩定度。



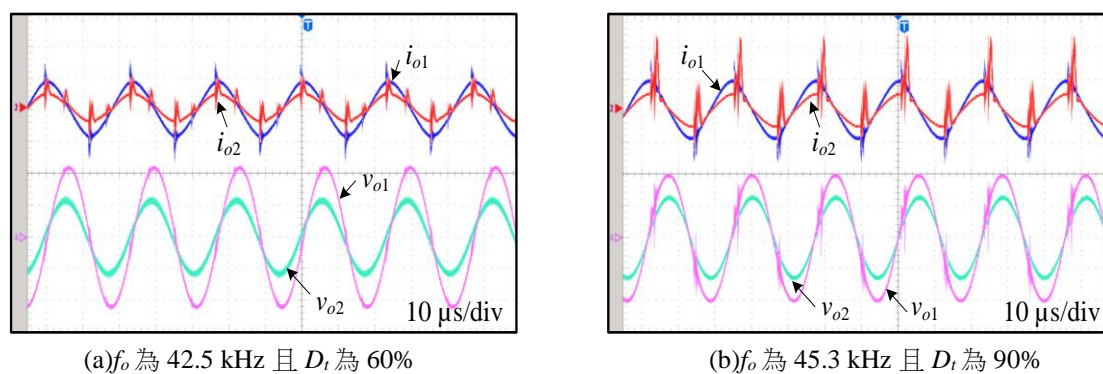
(a) 諧振迴路 1 (b)諧振迴路 2
 註： v_r : 50 V/div, i_r : 10 V/div, v_{i1} : 100 V/div, v_{i2} : 100 V/div, v_{o1} : 500 V/div, and v_{o2} : 500 V/div

圖 15 不對稱諧振迴路操作於頻率點 $f_{o,min}$ 之實測波形



(a)諧振迴路 1 (b)諧振迴路 2
 註： v_r : 50 V/div, i_r : 10 V/div, v_{i1} : 200 V/div, v_{i2} : 100V/div, v_{o1} : 500 V/div, and v_{o2} : 500 V/div

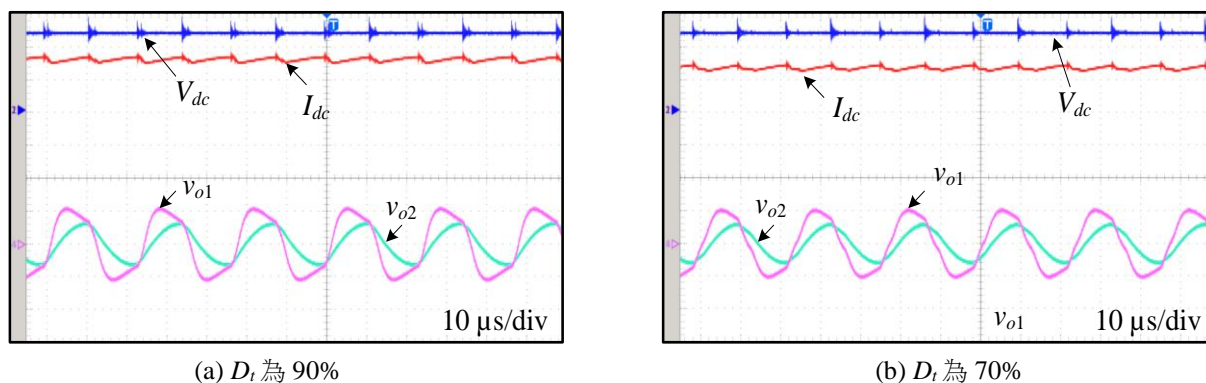
圖 16 不對稱諧振迴路操作於頻率點 $f_{o,max}$ 之實測波形



(a) f_o 為 42.5 kHz 且 D_t 為 60% (b) f_o 為 45.3 kHz 且 D_t 為 90%
 註： i_{o1} : 1 A/div, i_{o2} : 1 A/div, v_{o1} : 500 V/div, and v_{o2} : 500 V/div

圖 17 超音波換能器之操作電壓與電流波形圖

本文接續嚴謹驗證驅動電路之轉換效率，此研究分別採用 3 k Ω 與 2 k Ω 之虛擬電阻負載 (Dummy load) 安置於兩迴路輸出端，以及進行整體轉換效率實測，其圖 18 即為量測波形圖。在圖 18 (a) 中，當換流器輸出電壓 v_r 操作於 90% 導通週期時，其輸出電壓 v_{o1} 與 v_{o2} 分別約為 0.52 kV_{p-p} 與 0.33 kV_{p-p}，此時輸入功率為 81 W，可計算轉換效率為 89.24%；另在圖 18 (b) 中，當 v_r 操作於 70% 導通週期時，其 v_{o1} 與 v_{o2} 分別約為 0.48 kV_{p-p} 與 0.30 kV_{p-p}，此時輸入功率為 69 W，則其轉換效率為 88.4%。因此，經由圖 18 可知，此驅動電路確實可提供兩組不對稱電壓，且經虛擬負載測試後，確實達成 88.4%~89.3% 的高轉換效率，顯示系統效率在導通週期 D_t 調變情境下仍可維持高效率穩定度，輔以說明系統之諧振迴路設計方法正確性，以及證實本文增強型驅動電路之優化效能。

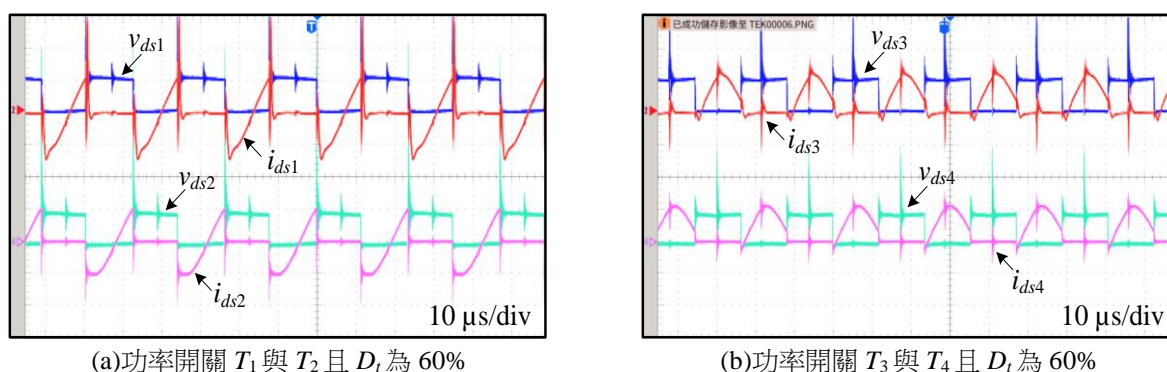


註： V_{dc} : 20 V/div, I_{dc} : 1 A/div, v_{o1} : 500 V/div, and v_{o2} : 500 V/div

圖 18 驅動電路轉換效率之實測波形圖

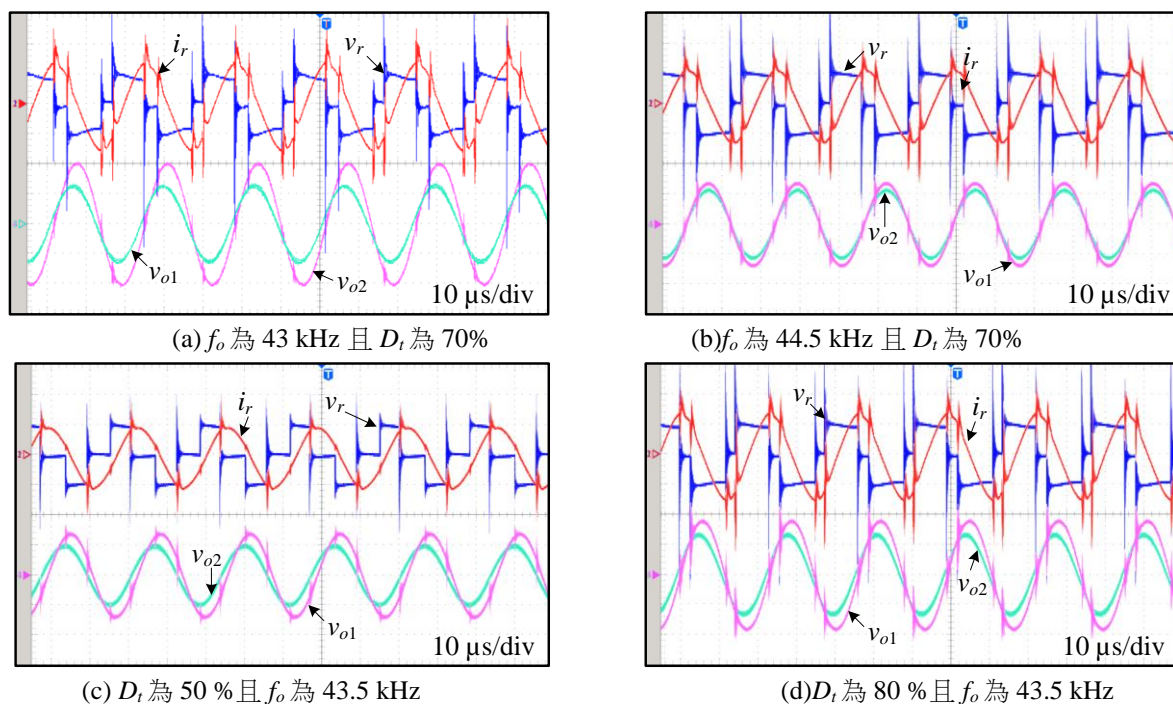
圖 19 為換流器開關元件之零電壓操作 (Zero-voltage-switching, ZVS) 實測波形圖，可經由觀察開關 $T_1 \sim T_4$ 之汲源極間導通電壓 v_{ds} 與電流 i_{ds} 進行分析，以確認 $v_{ds1} \sim v_{ds4}$ 為零準位時，其 $i_{ds1} \sim i_{ds4}$ 方能流通經過 $T_1 \sim T_4$ 。在圖 19 (a) 中，當系統操作在嚴峻條件時 ($D_t=60\%$)，確實達成第一臂之 T_1 與 T_2 導通時，其 v_{ds1} 與 v_{ds2} 呈現低電壓準位，且 i_{ds1} 及 i_{ds2} 則由負準位流經開關之背接二極體，並待轉為正準位而流經 T_1 與 T_2 本體，此可佐證實現零電壓切換；另在圖 19 (b) 中，亦可由第二臂之 T_3 與 T_4 導通時之實測而獲得相同結果，當 v_{ds3} 與 v_{ds4} 為高準位時，其 i_{ds3} 及 i_{ds4} 為低準，顯示零電壓切換確實達成，助益提升轉換效率。

圖 20 為檢視不對稱諧調變控制技術之實測波形圖，其圖 20 (a) 與 (b) 為檢視操作頻率 f_o 追蹤效益，另圖 20 (c) 與 (d) 即為檢視導通週期 D_t 調變效益。本文首先擬定控制器之導通週期 D_t 固定為 70%，並輔以頻率調變以檢視換能器操作電壓 v_{o1} 與 v_{o2} 變化特性，其實測結果如圖 20 (a) 與 (b) 所示。在圖中，當操作頻率 f_o 由圖 20 (a) 之 43 kHz 逐漸調變至圖 20 (b) 顯示之 44.5 kHz 時，其操作電壓 v_{o1} 將由 0.99 kV_{p-p} 逐漸降低至 0.69 kV_{p-p}；另電壓 v_{o2} 將由 0.62 kV_{p-p} 調降至 0.51 kV_{p-p}，此特性頗助益超音波換能器於離合器切離應用。另圖 20 (a) 與 (b) 實測結果顯示迴路 1 之電壓 v_{o1} 相較於迴路 2 之電壓 v_{o2} 衰減倍率確實具較陡斜率之非線性變化，此特性相符於圖 14 模擬之曲線 $G_{v1}(s)$ 與 $G_{v2}(s)$ 結果，且具備電壓振幅調整控制能力，佐證頻率追蹤控制機制可實施性。本文接續規劃控制器之操作頻率 f_o 固定為 43.5 kHz，並輔以導通週期調變以檢視換時，則操作電壓 v_{o1} 與 v_{o2} 亦可呈現不對稱特性以及達到振幅調整控制效益，此特性頗助益超音波換能器於離合器接合應用，此意謂導通週期控制機制確實具可行性。上述說明與實驗結果顯示本文所提不對稱諧振驅動迴路與諧振調變控制技術之優化效益，且可以彈性操作頻率與導通週期調整控制，皆能達成離合器切離與接合應用。另頻率調變可使離合器兼具有轉差效益，此結果有助於佐證所提系統的超音波換能器驅動能力與諧振調變功能確實適合於超音波離合器採用開發。



註： $v_{ds1} \sim v_{ds4}$: 50 V/div and $i_{ds1} \sim i_{ds4}$: 10 A/div

圖 19 換流器開關之零電壓切換實測圖



註： v_r : 50 V/div, i_r : 10 A/div, v_{o1} : 500 V/div, and v_{o2} : 500 V/div

圖 20 不對稱諧振調變控制之實測圖

陸、結論

本文輔以增強型不對稱諧振調變技術，並整合雙諧振槽與變壓器設計以建置兩驅動迴路，確實可提供不平衡電壓予以超音波換能器。另所提諧振調變技術與控制策略，可完成操作頻率與導通週期調變控制，助益離合器具備轉軸接合與切離以與旋轉緩啟動應用。經電路分析、設計程序說明、系統模擬以及硬體電路實測，諧振驅動電路確實可達到零電壓切換與 89.24% 高轉換效率，並實現不對稱電壓激勵超音波離合器規劃，以及離合控制調整能力。此研究成果佐證所提諧振結構與調控策略之可行性，有助於相關產業製作設計參考與應用價值。

參考文獻

- [1] Y. Liu, J. Yan, L. Wang, and W. Chen. (2019). A two-DOF ultrasonic motor using a longitudinal-bending hybrid sandwich transducer. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 66(4), 3041–3050.
- [2] Y. Liu, W. Chen, J. Liu, and X. Yang. (2013). A high-power linear ultrasonic motor using bending vibration transducer. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 60(11), 5160–5166.
- [3] K. Chang and H. Chiang. (2008). Investigation of electrical transient behavior for ultrasonic transducer in on/off cycles. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 55(3), 1394–1403.
- [4] Z. Wu, K. Xi, B. Zhu, H. Zheng, and Y. Tan. (2013). Theoretical and experimental investigation of ultrasonic transducers with dual oppositely polarized PMN-PT layers in wide frequency range. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 63(4), 2313–2319.
- [5] H. Cheng, C. Cheng, C. Fang, and H. Yen. (2011). Single-switch high-power-factor inverter driving piezoelectric ceramic transducer for ultrasonic cleaner. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 58(7), 2898–2905.
- [6] F. Wang, H. Zhang, C. Liang, Y. Tian, X. Zhao, and D. Zhang, (2016). Design of high-frequency ultrasonic

- transducers with flexure decoupling flanges for thermosonic bonding. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 63(4), 2304–2312.
- [7] B. Ducharme, L. Garbuio, M. Lallart, D. Guyomar, G. Sebald, and J. Y. Gauthier. (2013). Nonlinear technique for energy exchange optimization in piezoelectric actuators. *IEEE Trans. Power Electron.*, 28(8), 3941–3948.
- [8] S. Ghenna, F. Giraud, C. Giraud-Audine, and M. Amberg. (2018). Vector control of piezoelectric transducers and ultrasonic actuators. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 65(6), 4880–4888.
- [9] X. Jiang, X. Zhu, C. Y. Wong, D. Zhang, and D. Geng. (2019). Theory of series inductance matching to transducer at premechanical resonance zone in ultrasonic vibration cutting. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 66(4), 3019–3029.
- [10] Z. Jin, L. Huo, T. Long, X. Guo, J. Tu, and D. Zhang. (2019). An online impedance analysis and matching system for ultrasonic transducers. *IEEE Trans. Ultrason., Ferroelectr., Freq. Control*, 66(3), 591–599.
- [11] H. Huang and D. Paramo. (2011). Broadband electrical impedance matching for piezoelectric ultrasound transducers. *IEEE Trans. Ultrason., Ferroelectr., Freq. Control*, 58(12), 2699–2707.
- [12] K. T. Son and C. C. Lee. (2010). Input impedance matching of acoustic transducers operating at off-resonant frequencies. *IEEE Trans. Ultrason., Ferroelectr., Freq. Control*, 57(12), 2784–2794.
- [13] X. Dai, X. Li, Y. Li, and A. P. Hu. (2018). Impedance-matching range extension method for maximum power transfer tracking in IPT system. *IEEE Trans. Power Electron.*, 33(5), 4419–4428.
- [14] Y. Lim, H. Tang, S. Lim, and J. Park. (2014). An adaptive impedance-matching network based on a novel capacitor matrix for wireless power transfer. *IEEE Trans. Power Electron.*, 29(8), 4403–4413.
- [15] H. Wang, Y. Chen, and Y. Liu. (2017). A passive-impedance-matching technology to achieve automatic current sharing for a multiphase resonant converter. *IEEE Trans. Power Electron.*, 32(12), 9191–9209.
- [16] B. C. Kim, K. B. Park, and G. W. Moon. (2012). Asymmetric PWM control scheme during hold-up time for LLC resonant converter. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 59(7), 2992–2997.
- [17] S. Chudjuarjeen, A. Sangswang, and C. Koompai. (2011). An improved LLC resonant inverter for induction-heating applications with asymmetrical control. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 58(7), 2915–2925.
- [18] R. Beiranvand, B. Rashidian, M. R. Zolghadri, and S. M. H. Alavi. (2012). A design procedure for optimizing the LLC resonant converter as a wide output range voltage source. *IEEE Trans. Power Electron.*, 27(8), 3749–3763.
- [19] P. Ronkanen, P. Kallio, M. Vikko, and H. N. Koivo. (2011). Displacement control of piezoelectric actuators using current and voltage. *IEEE Trans. Mechatron.*, 16(1), 160–166.
- [20] P. M. Weaver, M. G. Gain, T. M. Correia, and M. Stewart. (2011). Electromechanical coupling and temperature-dependent polarization reversal in piezoelectric ceramics. *IEEE Trans. Ultrason., Ferroelectr., Freq. Control*, 58(9), 1730–1736.
- [21] P. A. Sente, F. M. Labrique, and P. J. Alexabdre. (2012). Efficient control of a piezoelectric linear actuator embedded into a servo-valve for aeronautic applications. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 59(4), 1971–1979.
- [22] J. M. R. Fortun, J. Orus, J. Alfonso, F. B. Gimeno, and J. A. Castellanos. (2013). Flatness-based active vibration control for piezoelectric actuators. *IEEE Trans. Mechatron.*, 18(1), 221–229.
- [23] S. Huang, K. K. Tan, and T. H. Lee. (2009). Adaptive sliding-mode control of piezoelectric actuators. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 56(9), 3514–3522.