

國立臺灣大學電機資訊學院電機工程學研究所

碩士論文

Graduate Institute of Electrical Engineering

College of Electrical Engineering and Computer Science

National Taiwan University

Master's Thesis



基於現場可程式化邏輯閘陣列控制之高功率驅動系統  
設計應用於高強度聚焦式超音波

FPGA-Controlled High-Power Driving Design for High  
Intensity Focused Ultrasound Application

陳均懋

Chun-Mao Chen

指導教授：劉浩澧 博士

Advisor: Hao-Li Liu Ph.D.

中華民國 112 年 12 月

December 2023



# 致謝

在我兩年的碩士學習旅程中，首先要表達我對我的導師劉浩澧教授深深的感激之情。在研究的道路上，他不僅給予了無私的指導，也為我提供了豐富的學習資源和諮詢幫助。每週與教授的會議都是我知識增長的寶貴時刻，他的指點使我能夠及時調整研究方向，並完善細節。我非常感激教授的鼓勵和支持，他是我在追求學術目標道路上的重要引導者。我還要特別感謝莊家慶學長，在研究的早期階段給予我寶貴的意見和幫助，讓我在遇到困難時能夠找到解決之道。

此外，我非常感激實驗室的同窗們，與他們的相遇是我碩士生涯中的一大祝福。我們共同的努力和歡笑是我寶貴的回憶。在思考陷入僵局時，與他們的討論往往能激發新的靈感；在疲憊之時，彼此的陪伴是我堅持下去的動力。這段學習旅程因為有他們的存在而更加豐富多彩。



## 摘要

近年來，高強度聚焦超音波（HIFU）治療因其非侵入性治療方式和優異的臨床成效，受到廣泛的關注，已成為臨床實踐中不可或缺的關鍵因素。隨著 HIFU 技術的不斷發展和改進，對於驅動電路的要求也越來越高，以確保治療過程的安全和有效。相較於單通道聚焦式超音波驅動系統的固定聚焦位置以及深度，多通道相位控制的聚焦式超音波系統擁有可調式聚焦深度及位置更加靈活，也越來越多研究致力研究於多通道聚焦式超音波系統中。然而傳統的非線性驅動電路除了在輸出上擁有高次諧波，造成聲場的旁瓣效應進而影響治療效果外，在阻抗匹配上也因通道數的增多而變得更加難以調整。在這項研究中，我們設計了一種用於 HIFU 治療的四通道聚焦式超音波驅動系統，包含現場可程式化邏輯閘陣列（FPGA）、高速數模轉換器（DAC）、推挽式的驅動電路以及簡單的阻抗匹配。避免了輸出擁有高次諧波的問題，並且也能產生足夠的聲壓，這項進展為設計用於未來腦部治療的便攜式多通道經顱 FUS 系統提供了可能性。另外系統提供 Chirp 模式，為治療式超音波提供一種具有潛力的訊號模式。

**關鍵字：**高強度聚焦式超音波、驅動系統、現場可程式化邏輯閘陣列、功率放大器



# Abstract

In recent years, the non-invasive nature and clinical effectiveness of High-Intensity Focused Ultrasound (HIFU) therapy have made it a crucial element in clinical practice, leading to a need for more advanced driving circuits to enhance treatment safety and efficacy. Multi-channel phase-controlled focused ultrasound systems, offering adjustable focal depths and positions, provide greater flexibility over traditional single-channel systems with fixed focal points. However, traditional nonlinear driving circuits often generate higher-order harmonics, creating sidelobe effects and challenges in impedance matching when more channels are added.

To address these issues, our study introduces a four-channel focused ultrasound driving system designed for HIFU treatments. It includes a Field-Programmable Gate Array (FPGA), high-speed Digital-to-Analog Converters (DACs), push-pull driving circuits, and a simplified impedance matching approach. This system effectively eliminates higher-order harmonic output while producing adequate acoustic pressure, paving the way for portable, multi-channel transcranial FUS systems suitable for brain treatments. Additionally, it features a Chirp mode, promising for various therapeutic ultrasound applications.

**Keywords:** high intensity focused ultrasound, drive system, field programmable logic gate array, power amplifier



# 目錄

	Page
致謝	i
摘要	ii
<b>Abstract</b>	<b>iii</b>
圖目錄	vii
表目錄	xi
<b>第一章 緒論</b>	<b>1</b>
1.1 醫學用超音波 . . . . .	1
1.2 聚焦式超音波的治療應用 . . . . .	3
1.3 自聚焦式凹形超音波探頭 (Self-focusing Concave Ultrasonic Transducer) . . . . .	4
1.4 啟聲訊號 (Chirp) . . . . .	6
1.5 射頻功率放大器 (RF Amplifier) . . . . .	8
1.6 高強度聚焦式超音波驅動系統之文獻回顧 . . . . .	13
1.6.1 相位控制技術之文獻回顧 . . . . .	14
1.6.2 高強度聚焦式超音波放大級之現有設計 . . . . .	17
1.6.3 高次諧波 . . . . .	21
1.7 研究目的與貢獻 . . . . .	25



## 第二章 方法與理論

2.1 系統總覽 . . . . .	26
2.2 電腦級設計 . . . . .	27
2.2.1 使用者介面 . . . . .	28
2.2.2 數位訊號演算法 . . . . .	31
2.3 訊號產生級設計 . . . . .	36
2.3.1 USB3.0 模組 . . . . .	37
2.3.2 FPGA 演算法 . . . . .	38
2.3.3 DAC 模組 . . . . .	41
2.4 驅動電路設計 . . . . .	43
2.4.1 電壓放大級 . . . . .	44
2.4.2 訊號耦合級 . . . . .	46
2.4.3 電流放大級 . . . . .	48
2.4.4 驅動電路 PCB 板 . . . . .	51
2.5 超音波探頭及阻抗匹配 . . . . .	52
2.6 聲場實驗設計 . . . . .	56

## 第三章 實驗設置與結果

3.1 實驗目的 . . . . .	59
3.2 電訊號分析 . . . . .	59
3.2.1 輸出波形 . . . . .	59
3.2.2 頻譜分析 . . . . .	62
3.2.3 輸出功率分析 . . . . .	68
3.3 聲壓及聲場分析 . . . . .	69



3.3.1 聲壓分析	69
3.3.2 頻寬分析	71
3.3.3 脈衝模式聲場分析	72
3.3.4 Chirp 模式聲場分析	76
<b>第四章 實驗結果討論</b>	<b>78</b>
4.1 HIFU 驅動系統高次諧波之文獻比較	78
4.2 阻抗匹配方法及結果討論	80
4.3 驅動電路對於 Chirp 訊號之限制	81
4.4 研究限制與優勢	82
<b>第五章 結論與未來展望</b>	<b>86</b>
5.1 結論	86
5.2 未來展望	87
<b>參考文獻</b>	<b>88</b>



# 圖目錄

圖 1.1 診斷式超音波成像模式 [1] . . . . .	2
圖 1.2 聚焦式超音波治療原理 [2] . . . . .	3
圖 1.3 等分扇形四通道探頭示意圖 . . . . .	5
圖 1.4 單點聚焦 (0,0,0,0) [3] . . . . .	6
圖 1.5 動態聚焦 (0,90,180,270) [3] . . . . .	6
圖 1.6 遲增啾聲 (Chirp) 訊號 . . . . .	8
圖 1.7 正弦波成像 (左) 及透過 Chirp 的成像改善 (右) [4] . . . . .	9
圖 1.8 A 類功率放大器 . . . . .	9
圖 1.9 B 類功率放大器 . . . . .	10
圖 1.10 AB 類功率放大器 . . . . .	10
圖 1.11 C 類功率放大器 . . . . .	11
圖 1.12 D 類功率放大器的基本原理圖。 . . . . .	12
圖 1.13 (a)E 類功率放大器的基本原理圖 (b) 理想 E 類放大器的汲極電壓波形 (c) 調整 E 類放大器輸出匹配元件的效果 . . . . .	12
圖 1.14 傳統多通道系統架構 [5] . . . . .	15
圖 1.15 256 通道雙頻超音波相位控制陣列系統 [6] . . . . .	16
圖 1.16 FPGA 相位控制系統架構 [7] . . . . .	16
圖 1.17 MCU 相位控制系統架構 [8] . . . . .	17
圖 1.18 切換式激勵功率放大器示意圖 [9] . . . . .	18
圖 1.19 脈衝寬度原理 . . . . .	19
圖 1.20 諧振電路之頻譜 . . . . .	19
圖 1.21 具有鎖定模式功能的差分 E 類功率放大器 [5] . . . . .	20
圖 1.22 單通道功率放大器原理圖 [10] . . . . .	21



圖 1.23 電氣調諧網絡原理圖 [10] . . . . .	21
圖 1.24 含有抵銷高次諧波之切換式激勵功率放大器 [11] . . . . .	22
圖 1.25 含有抵銷高次諧波之切換式激勵功率放大器 [12] . . . . .	23
圖 1.26 不同放大器之聚焦效果 (a)RF 線性放大器 (b) 含有抵銷高次諧波 的切換式激勵功率放大器 (c) 切換式激勵功率放大器 [12] . . . . .	23
圖 1.27 超音波探頭接收之波形 [11] . . . . .	23
圖 2.1 系統架構 . . . . .	27
圖 2.2 電腦級架構方塊圖 . . . . .	27
圖 2.3 脈衝模式 . . . . .	29
圖 2.4 Chirp 模式 . . . . .	29
圖 2.5 使用者介面使用流程 . . . . .	30
圖 2.6 脈衝模式波形及各項參數 . . . . .	31
圖 2.7 Chirp 模式波形及各項參數 . . . . .	33
圖 2.8 脈衝模式封包排序 . . . . .	35
圖 2.9 Chirp 模式封包排序 . . . . .	36
圖 2.10 訊號產生方塊圖 . . . . .	37
圖 2.11 USB3.0 傳輸方塊圖 . . . . .	37
圖 2.12 EZ-USB™ FX3 USB3.0 模組 . . . . .	38
圖 2.13 DE2-115 FPGA 開發板 . . . . .	39
圖 2.14 有限狀態機 . . . . .	39
圖 2.15 mode0(0,0,0,0) . . . . .	40
圖 2.16 mode1(0,90,180,270) . . . . .	40
圖 2.17 Chirp 訊號 . . . . .	40
圖 2.18 DAC908 開發板 . . . . .	42
圖 2.19 DAC 硬體架構圖 . . . . .	42
圖 2.20 驅動電路架構 . . . . .	43
圖 2.21 驅動電路圖 . . . . .	43
圖 2.22 輸入負半周放大原理圖 . . . . .	45
圖 2.23 輸入正半周放大原理圖 . . . . .	46
圖 2.24 訊號耦合電路 . . . . .	47

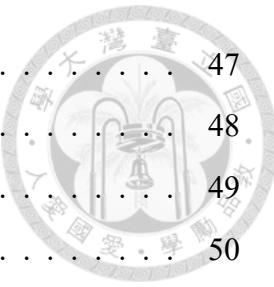


圖 2.25 直流等效電路	47
圖 2.26 交流等效電路	48
圖 2.27 電流放大級電路	49
圖 2.28 正半周電流放大電路原理圖	50
圖 2.29 負半周電流放大電路原理圖	50
圖 2.30 手作驅動電路	51
圖 2.31 驅動電路 PCB 板	52
圖 2.32 本研究使用之探頭之凸面(左)及凹面(右)	53
圖 2.33 探頭頻率響應圖	54
圖 2.34 探頭等效電路	54
圖 2.35 變壓器匹配	55
圖 2.36 變壓器並聯電感匹配	55
圖 2.37 實驗設置示意圖	56
圖 2.38 訊號產生級實際圖	57
圖 2.39 驅動電路實際圖	57
圖 2.40 阻抗匹配板	58
圖 2.41 封裝之超音波探頭	58
圖 3.1 mode0	60
圖 3.2 mode1	60
圖 3.3 chirp 波形	61
圖 3.4 PSPICE 模擬驅動電路輸出頻譜	62
圖 3.5 脈衝模式未匹配之輸出波形及主頻(500kHz)之大小	63
圖 3.6 脈衝模式未匹配之輸出波形及第三諧波(1.5MHz)之大小	63
圖 3.7 脈衝模式已匹配之輸出波形及主頻(500kHz)之大小	64
圖 3.8 脈衝模式已匹配之輸出波形及第三諧波(1.5MHz)之大小	64
圖 3.9 chirp 訊號輸出之頻譜	66
圖 3.10 chirp 訊號 300k 時之頻譜	66
圖 3.11 chirp 訊號 500k 時之頻譜	67
圖 3.12 chirp 訊號 700k 時之頻譜	67
圖 3.13 探頭輸出功率波形	68

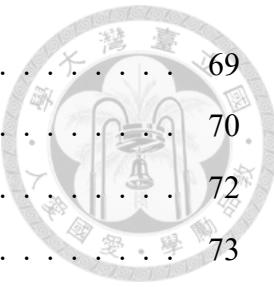


圖 3.14 同匹配下不同頻率聲壓曲線圖	69
圖 3.15 同頻率下不同匹配之聲壓曲線圖	70
圖 3.16 頻寬曲線圖	72
圖 3.17 脈衝模式聲場模擬圖	73
圖 3.18 脈衝模式 mode 0 之聲場圖	74
圖 3.19 脈衝模式 mode 1 之聲場圖	75
圖 3.20 300kHz 聲場模擬圖 (左) 及實際量測圖 (右)	76
圖 3.21 400kHz 聲場模擬圖 (左) 及實際量測圖 (右)	76
圖 3.22 500kHz 聲場模擬圖 (左) 及實際量測圖 (右)	77
圖 3.23 600kHz 聲場模擬圖 (左) 及實際量測圖 (右)	77
圖 3.24 700kHz 聲場模擬圖 (左) 及實際量測圖 (右)	77
圖 4.1 未修正之 Chirp 波形	81
圖 4.2 修正後之 Chirp 波形	82
圖 4.3 Tucky 包絡	84
圖 4.4 本研究 Tucky 包絡實際輸出	84
圖 4.5 本研究矩形包絡實際輸出	85



## 表目錄

表 1.1 功率放大器比較表 . . . . .	13
表 1.2 各文獻 HIFU 系統之比較 . . . . .	24
表 2.1 各變數之意義 . . . . .	35
表 2.2 探頭規格 . . . . .	52
表 2.3 各通道之阻抗 . . . . .	55
表 2.4 各匹配比較表 . . . . .	55
表 3.1 頻率分析比較表 . . . . .	65
表 3.2 各匹配比較表 . . . . .	70
表 4.1 文獻、市售與本研究之驅動系統輸出比較表 . . . . .	79



# 第一章 緒論

## 1.1 醫學用超音波

超音波（Ultrasound）是一種聲波，其頻率高於人類耳朵可感知的上限，通常超過 20kHz。這種聲波屬於機械波，需要透過介質進行傳播，無法在真空中傳播。超音波的應用範圍廣泛，包括工業、地質學、環境監測，以及醫學領域等。在醫學方面，超音波可根據發射的頻率不同，可分為診斷式超音波（Diagnostic ultrasound）和治療式超音波（Therapeutic ultrasound）兩種不同用途。診斷式超音波主要透過由人體皮膚表面向人體內發射超音波後，藉由超音波在人體內的反射及吸收，透過超音波探頭接收反射訊號並由電子儀器繪製出影像，顯示出內部組織的輪廓、結構和血流情況。其工作頻率通常較高，介於 2MHz~15MHz 之間，當頻率愈高，解析度愈高，影像的品質較高，但穿透能力較差，相反地，當頻率愈低，解析度愈低，影像品質較差，穿透能力則較好。診斷式超音波的成像方式又可分為四種模式:Amplitude mode(A-mode)、Brightness mode(B-mode)、Motion mode(M-mode) 和 Doppler mode。A-mode 是通過振幅變化呈現一維回波信號，主要用於定位深層組織的位置和反射程度。B-mode 則以亮度方式展示二維組織分佈，提供器官和組織的形態和結構資訊，經常在診斷疾病時使用，是最常見的超音波影像顯示方式。M-mode 使用 A-mode 的一維形式，通過亮度顯示不同時間點的組織運動，主要用於評估器官或結構的運動狀態，特別適用於心臟超音波檢查，能夠提供即時的心臟運動資訊。Doppler mode 則呈現血流速度和流向，用



於評估血管狀態、心血管功能和血流阻塞等。這種模式的計算和原理基於 Doppler effect，而 Doppler mode 根據呈現方式分為幾種不同類型。Color Doppler 顯示流向和流速，強調在影像中用顏色表示血流的不同速度和方向。Power Doppler 僅顯示流速，不過強調在訊號強度方面，可幫助觀察微弱血流情況。Spectral Doppler 則呈現特定目標點的流速和時間關係，為血流速度的頻譜圖，通常用於更精確地評估血流速度的變化情況。治療式超音波則主要是利用其聲波產生的能量，可以在特定部位產生熱量或振動效應，以達到治療的效果。治療式超音波較注重超音波能量的穿透性，因此頻率較診斷式超音波較低，通常介於 0.5MHz 至 5MHz 之間，場件的治療方始有導入治療和聚焦治療。導入治療涉及使用治療式超音波將藥物或凝膠等媒介引入特定的組織區域進行治療。而聚焦治療則運用聚焦超音波技術，透過對不同通道進行相位控制，如圖 1.2 所示，將能量聚焦於特定組織區域進行治療。這種治療方式不會對周圍組織造成損傷，其微小的聚焦點能夠在組織中以非侵入性的方式產生高能量。這種方法可實現熱療法、熱消融或熱切割等機械效應治療。其中因聚焦式超音波治療具有高精確性、高可控性及非侵入性等特點，近年來聚焦式超音波的應用成為研究的熱門主題。

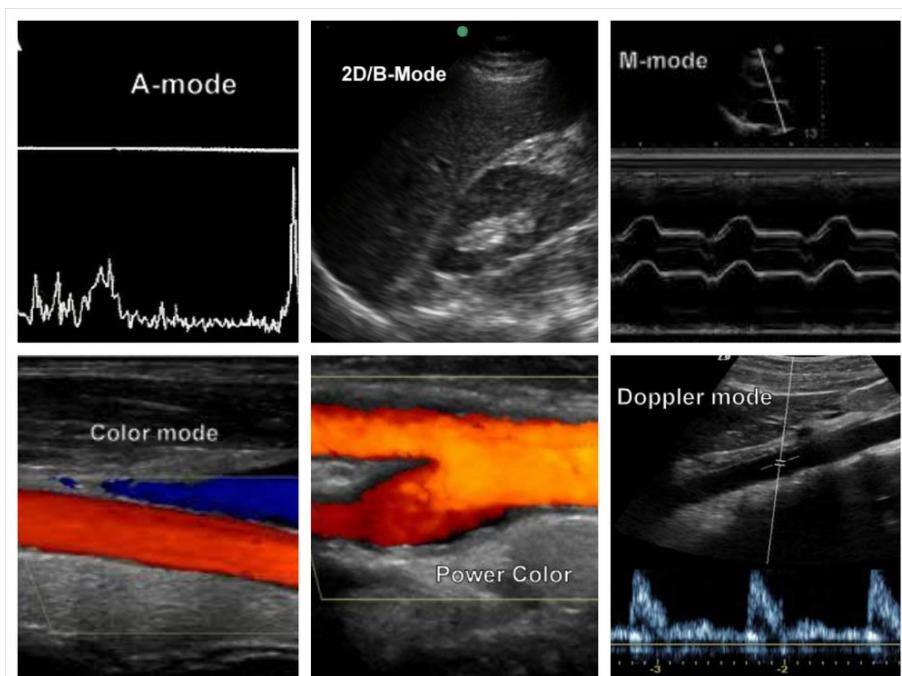


圖 1.1 診斷式超音波成像模式 [1]

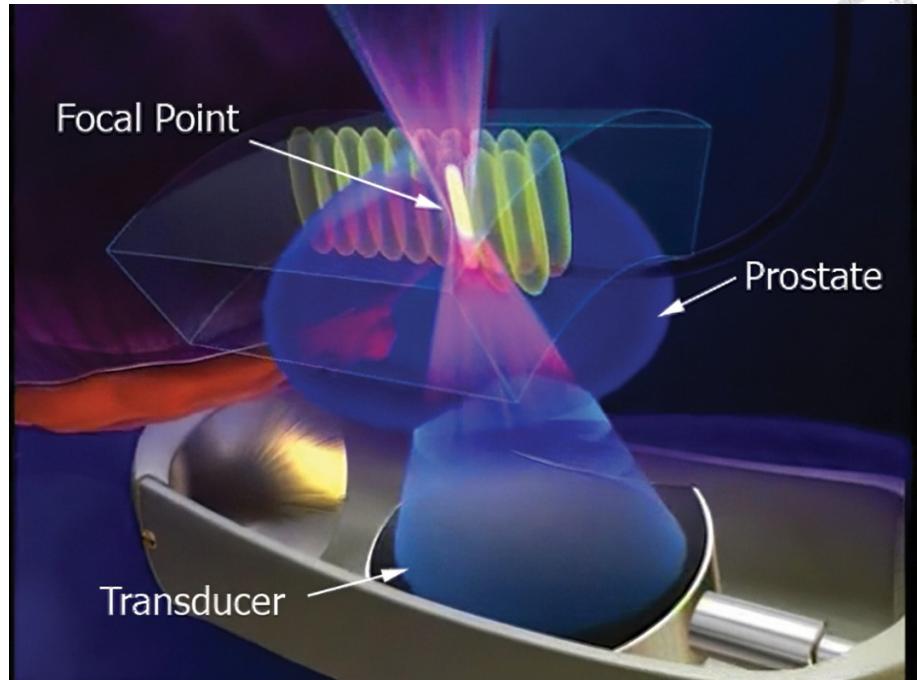


圖 1.2 聚焦式超音波治療原理 [2]

## 1.2 聚焦式超音波的治療應用

聚焦式超音波 (FUS)，根據能量強度的差異，主要有高強度和低強度兩大類別，分別稱為高強度聚焦式超音波 (High Intensity Focused Ultrasound,HIFU) 和低強度聚焦式超音波 (Low Intensity Focused Ultrasound,LIFU)。這項技術通過集中超音波能量於特定點位，進行組織治療，同時確保周邊組織不受影響。其主要優勢在於，它是一種無創的技術，不產生離子輻射，而且具有高度的精確性和可調節能力。聚焦式超音波可以精準地針對身體深部進行治療，對微小目標進行干預，而患者在手術後可以迅速恢復，不會留有手術痕跡或需要麻醉。其在醫學領域的應用極為廣泛，尤其在腦部治療中，例如用於神經消融 (Nerve Ablation)、神經調控 (Neuromodulation) 以及血腦屏障的開啟 (Blood-brain barrier disruption, BBBD) 等 [13]。

神經消融其工作原理主要是通過熱效應，將超音波能量高度聚焦於體內的特定區域，迅速提高該區域的溫度，從而使目標神經組織壞死，而周邊的正常組織則不受影響。這一特點使 HIFU 成為治療特定神經疾病，如帕金森氏症、顫抖性



震顫等的有效選擇 [2] [14]。神經調控 [15] 的原理主要建立在其能夠精確、非侵入地施加機械和熱效應於特定的神經區域，而不直接損傷周邊組織。當超音波波束被聚焦到腦部的特定部位時，它可以改變該區域的細胞膜電位，從而調節神經細胞的興奮性。神經調控應用包括但不限於治療抑鬱症 [16]、焦慮症 [17]、帕金森氏症 [18]、以及癲癇 [19] [20] 等神經性疾病。開啟血腦屏障的原理主要建立在其非侵入性地產生微小氣泡或微泡的能力。這些微泡在 FUS 的作用下可以輕微擴張和收縮，從而使得血腦屏障的緊密連接暫時分離，允許藥物透過屏障進入腦部。此技術的主要應用在於增強藥物傳遞到腦部。例如，對於腦腫瘤的治療，FUS 可以使化療藥物更容易進入腫瘤區域，提高治療的效果 [21]。

### 1.3 自聚焦式凹形超音波探頭 (Self-focusing Concave Ultrasonic Transducer)

自聚焦式凹形超音波探頭是一種特殊設計的超音波換能器，它利用凹面結構來自然聚焦超音波。這種換能器的設計包括一個凹形的發射面，超音波沿著這個凹面傳播並在其焦點處自然匯聚，形成高能量密度的區域。在 HIFU 治療中，自聚焦凹面超音波探頭可以精確地將能量聚焦到目標組織，例如腫瘤，同時盡量減少對周圍健康組織的損傷。由於其凹面設計，這種換能器在沒有額外聚焦機制的情況下，可以實現能量的有效聚焦。自聚焦凹面超音波換能器的優點包括其結構簡單、能量聚焦效率高以及使用方便。然而，自聚焦式凹形超音波探頭聚焦區域相對較小，考慮到大於 1 公分直徑的腫瘤遠大於 HIFU 的聚焦聲束範圍（橫向 1-3 毫米 × 軸向 8-15 毫米）[22]，在治療過程中需要對整個目標區域進行覆蓋，並且還需確保適當的重疊，這一情況無疑延長了治療時間。因此，針對需要在不同深度進行治療的情況，可能需要使用其他額外的聚焦技術來補充。

J.Hoffelne 等人將自聚焦式超音波探頭分割成等分的四個扇形通道，稱為



Deltasec-Array，如圖1.3所示。聚焦點的範圍具有顯著提升（焦點軸向 20 mm，橫向 5mm），憑藉其簡單的基本結構和一個電子通道，產生了一個定義明確的聲學焦點擴展 [3]。Andrey N. Rybyanets 提出利用一個碗形的超音波聚焦探頭的背面做十字切割，使原本單通道的探頭被等分為四個形狀相同的扇形通道，但彼此之間並沒有完整分離。並分別對於四個通道施加不同的相位的訊號，其聲場分布如圖1.4與1.5所示，證實此動態聚焦模式提供不均勻的焦點區域結構，增強了壓力梯度、微流動和不均勻的機械應力（剪切、扭轉和彎曲），從而達到增強空化裂解的效果 [23]。

自聚焦凹面換能器的設計自然而然地產生了一個清晰且高度集中的焦點區域，且能量分布均勻、更深的穿透深度及簡單的治療配置以及操作方法，大大提高了治療的安全性和有效性，為患者帶來了更好的治療體驗和結果，在此基礎上若能補足其聚焦範圍的劣勢，對於 HIFU 治療的療程會有更進一步的進展。

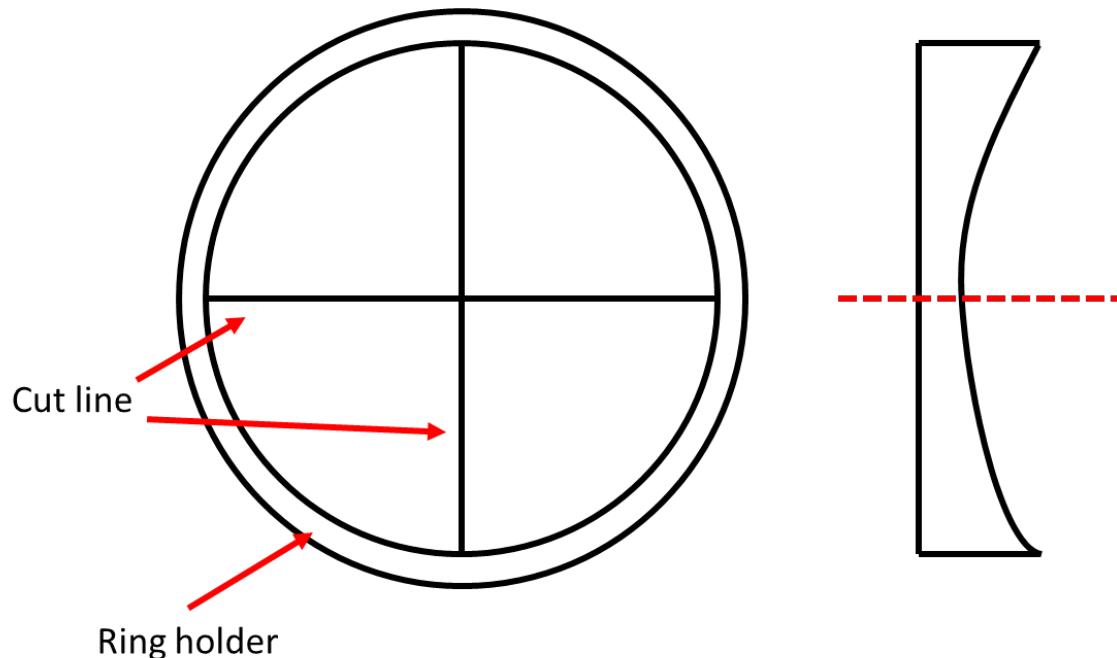


圖 1.3 等分扇形四通道探頭示意圖

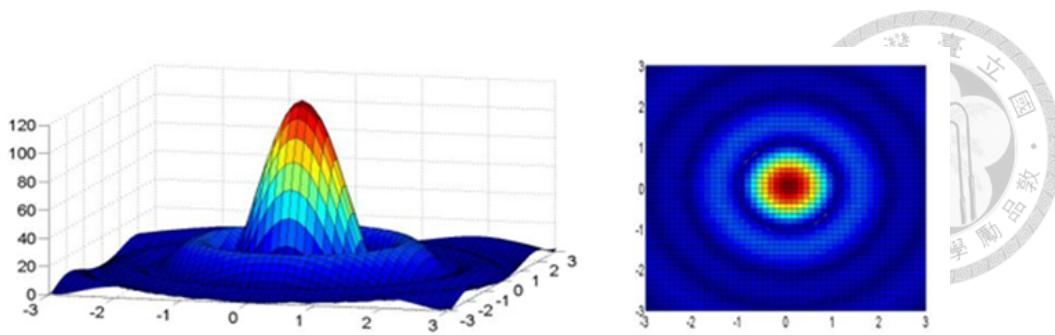


圖 1.4 單點聚焦 (0,0,0,0) [3]

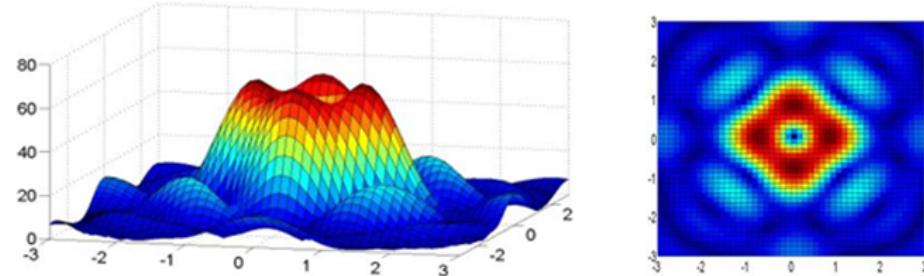


圖 1.5 動態聚焦 (0,90,180,270) [3]

## 1.4 啾聲訊號 (Chirp)

啾聲 (Chirp) 訊號是一種其頻率隨時間變化的特殊訊號，廣泛應用於雷達和聲納系統。這類訊號具有獨特的頻率能力，能從一個值變化到另一個值，並且這種變化可以是線性的，也可能是指數的或其他形式的。Chirp 訊號的一大特點是它的出色自相關性，這使得訊號在接收端能夠通過匹配濾波器進行有效的檢測和參數估計。此外，由於其頻寬特性，Chirp 訊號在穿透介質時能夠更好地保持其結構，使其適用於聲納和醫學成像等領域。同時，Chirp 訊號對噪聲和開啟具有較強的抵抗力，這有助於在噪聲環境中維持訊號的完整性。這些特性共同使 Chirp 訊號成為在各種應用中極為有效的工具。

由於上述的特性，使得 Chirp 訊號在超音波成像應用中得到廣泛應用。它的工作原理基於超音波的發射、反射和接收。當超音波發射器向身體內部發射高頻聲波時，這些聲波會在不同組織界面處發生反射，反射回來的聲波被接收器捕捉並轉換成電信號。這些電信號隨後被處理並轉換成圖像，從而可以觀察到身體內部的結構和功能。然而，傳統的正弦波激勵超音波成像也存在一些局限性，如圖像



分辨率和穿透深度的限制。這是因為超音波的衰減（即信號強度的減弱）和信噪比（SNR）的降低 [24]。然而使用 Chirp 訊號激勵（CCE）一個顯著優點是其訊號長度的靈活性。與傳統的短脈衝超音波訊號相比，Chirp 訊號可以在保持較低峰值功率的同時延長訊號長度，這有助於提升訊號的穿透深度和提高信噪比，因為長訊號可以增加能量輸出而不會增加對組織的熱影響。頻譜可以根據超音波探頭的脈衝響應來控制，而且這種信號的長度是靈活的 [4] [25]。在血管內超音波成像（Intravascular Ultrasound, IVUS）[26] 和內視鏡超音波（Endoscopic Ultrasound, EUS）[27] 等應用中，CCE 的這些特性特別有價值。這些技術要求訊號能夠深入組織中，以提供更清晰的影像。CCE 透過其可調頻率和較長的訊號，能夠深入組織中，從而改善影像品質和穿透深度。這對於檢測和評估血管壁、器官界面以及某些病理情況至關重要。

Chirp 訊號在診斷式超音波領域已經應用廣泛，尤其是在成像領域特別突出。而近年來，陸續有研究指出 Chirp 訊號對於治療式超音波的治療效果有所影響。目前的治療式超音波大多由正弦波驅動，會產生稱為柵瓣 (grating lobe) 的次要極。這些柵瓣在壓力或強度上有時會超過主瓣 (main lobe)，這可能會在治療期間對組織造成不良影響 [28] [29]。此外，腫瘤的大小和其需要的超聲覆蓋範圍也是一大挑戰。尤其是當腫瘤的直徑大於 1cm，而聚焦的聲波束相對較小時，需要確保整個腫瘤區域都受到足夠的超音波能量 [22] [30]。為了克服這些困難，學者和工程師採取了多種策略。優化掃描路徑 [31]、調整連續步驟的間距 [32]、以及加入長時間的延遲等手段，都被證明可以有效地減少焦前加熱 (pre-focal heating) 和柵瓣的不良影響。然而上述方法隨著元件數量的增加，製造和控制的成本和複雜性顯著增加。除了這些物理和結構上的改變，Chirp 訊號被視為是一種有潛力的解決方法。Chirp 訊號的頻率特性能夠減少特定區域長時間受到高強度超音波的影響，避免在非焦點區域的加熱，且頻率變化性質可以在較短的時間內提供多個頻率，進而減少冷卻時間和加速整體的治療過程 [33]。因此 Chirp 訊號不僅能夠提高治療式超音波的治療品質，還可以增加治療的安全性，在治療式超音波的領域中逐漸



受到重視。

Chirp 訊號的引入顯著提升了診斷型超音波影像技術的影像品質。目前也逐漸應用於治療式超音波。基於 Chirp 訊號固有的高頻頻寬以及卓越的穿透力，它在治療型超音波應用中展現出潛在的獨特優勢。特別是與傳統正弦波驅動相比，在高強度聚焦超音波（HIFU）系統等治療技術中，Chirp 訊號可能提供改善現有技術限制的可能性。因此，探討 Chirp 訊號在治療型超音波領域的整合與應用，是一個值得研究的方向。

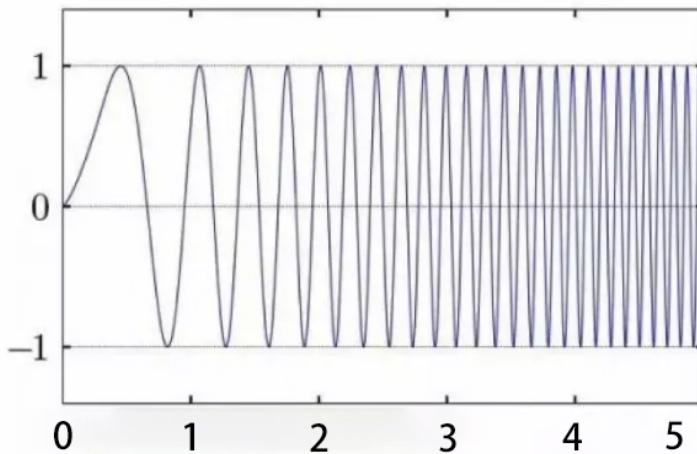


圖 1.6 遞增啾聲 (Chirp) 訊號

## 1.5 射頻功率放大器 (RF Amplifier)

在高強度聚焦超聲（HIFU）的驅動系統設計中，功率放大器扮演了核心角色。其主要職責是轉換輸入信號為足以激活超聲換能器的高電壓輸出，同時確保信號傳輸過程中的準確性與完整性得以維持。功率放大器按工作特性大致可劃分為線性放大器與非線性放大器兩大類，由 BJT 或 MOSFET 等主動元件為核心組成。線性放大器以保真度高、失真小為特點，而非線性放大器則以高效率、小體積著稱。在接下來的章節中，我們將對這些功率放大器的工作原理進行系統性地剖析，並對其各自的優勢與局限性進行比較評估。

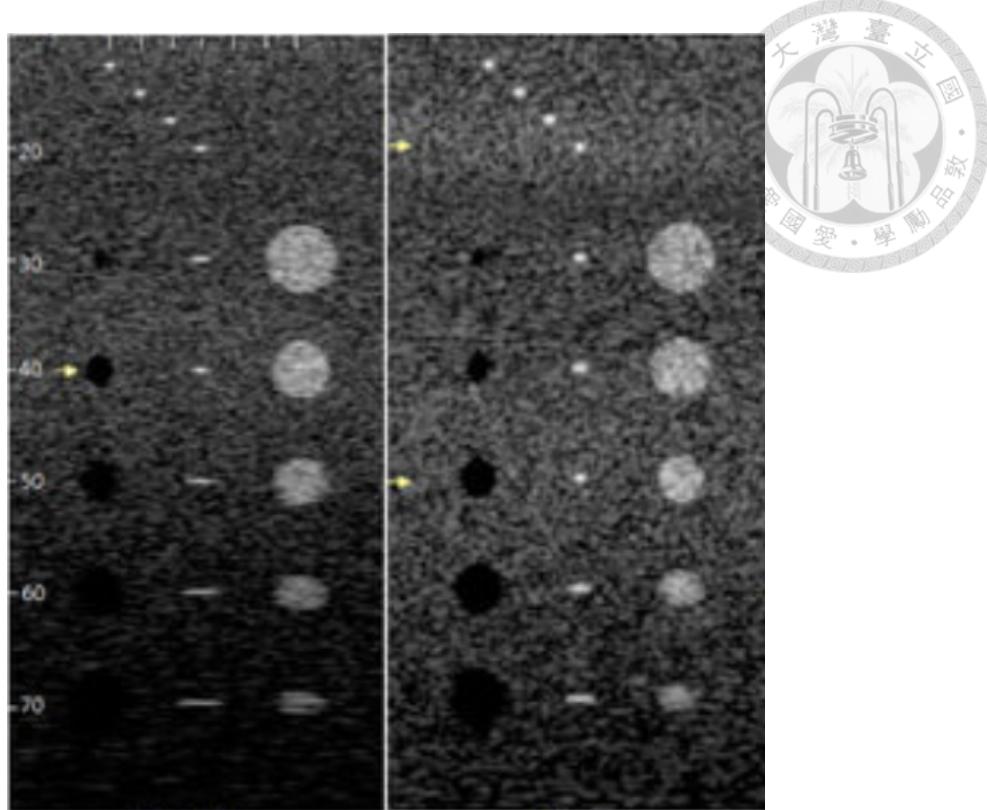


圖 1.7 正弦波成像(左)及透過 Chirp 的成像改善(右)[4]

### 1. A 類功率放大器

在 A 類功率放大器中，電晶體在整個輸入信號周期內都處於導通狀態，這導致輸出信號非常線性，即幾乎不產生失真。此外，電晶體的偏置點被設置在其線性放大區的中心。因此能夠以極高的保真度重現輸入信號。然而，A 類功率放大器最大的問題是效率極低。因為電晶體即使在沒有輸入信號的情況下也會消耗電能，導致大量的能量以熱的形式消耗掉。

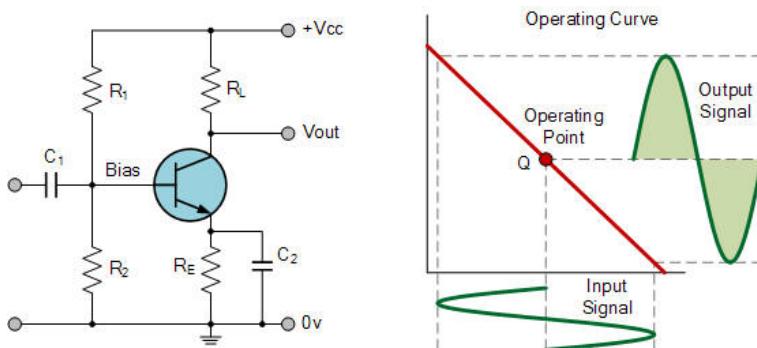


圖 1.8 A 類功率放大器

### 2. B 類功率放大器



B 類功率放大器是一種推挽放大器，其設計理念是克服 A 類功率放大器中存在的效率問題。在 B 類功率放大器中，兩個互補的電晶體被用於分別放大輸入信號的正半週期和負半週期。理想情況下，每個電晶體僅在其相應的半週期內導通，這樣做的目的是減少電晶體在空閒狀態下的功耗，從而提高整體的效率。不過會產生交越失真，不適用於低功率或對高保真輸出要求嚴格的應用場景。

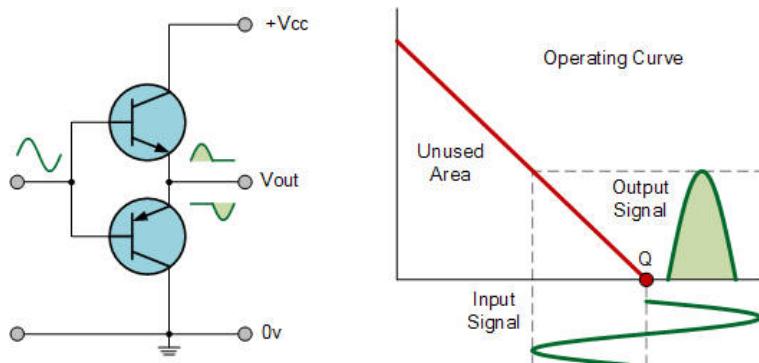


圖 1.9 B 類功率放大器

### 3. AB 類功率放大器

AB 類功率放大器融合了 A 類和 B 類功率放大器的特點。它採用推挽(Push-Pull)配置，類似於 Class B，但電晶體的偏置設置使得它們在信號波形的交越點附近都略微導通。這樣，即使在沒有信號的情況下，電晶體也會消耗少量的電流。這個微妙的改變顯著減少了 B 類放大器嚴重的交越失真，同時保持了相對較 A 類放大器較高的效率。

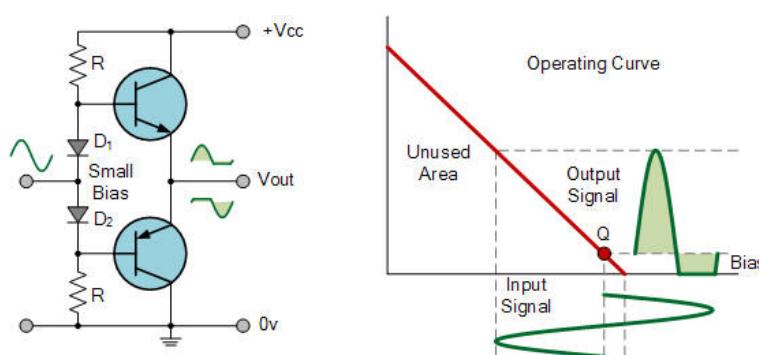


圖 1.10 AB 類功率放大器

### 4. C 類功率放大器



C 類功率放大器的設計是為了在特定的頻率下工作，例如無線電傳輸。這類放大器中的電晶體僅在輸入訊號週期的一小部分內導通。偏壓點設定在電晶體的截止區，這表示電晶體只有在輸入訊號達到一定閾值時才開始導通。這導致電晶體只在訊號的一個非常小的部分被驅動，大大提高了放大器的效率。C 類功率放大器的效率可達 70% 至 90%，然而由於電晶體僅在輸入信號周期的一小部分內導通，導致信號失真非常高，因此不適用於音頻應用。

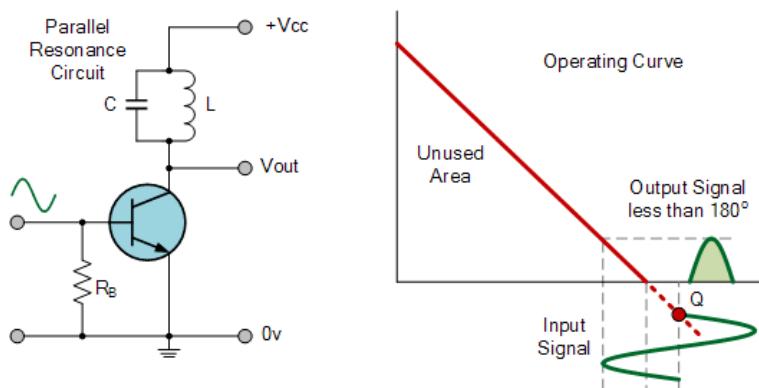


圖 1.11 C 類功率放大器

## 5. D 類功率放大器

D 類功率放大器採用了開關技術，通過將模擬信號轉換為脈衝寬度調製 (PWM) 信號來工作。在這種設計中，電晶體不是線性放大，而是以高頻率進行開關操作。D 類功率放大器這種開關操作生成的是一個高頻率的脈衝序列，通過濾波後可以重建出類似於原始模擬信號的波形。其效率可以達到 90% 以上，這是因為電晶體在開或關的狀態下幾乎不消耗功率。然而 PWM 信號的生成和濾波過程可能導致失真和噪音，且高頻開關可能產生 EMI。

## 6. E 類功率放大器

與 D 類功率放大器類似，E 類功率放大器也採用了脈衝寬度調製 (Pulse-width modulation,PWM) 或脈衝頻率調製 (Pulse frequency modulation,PFM) 技術。但它們的獨特之處在於設計中包含了一個諧振迴路，這個諧振迴路被用來控制電晶體的開關時間，確保在電晶體關閉時電壓和電流同時為零，從而減少開關損耗。諧振迴路的設計有助於最小化開關時的損耗，然而 E 類放

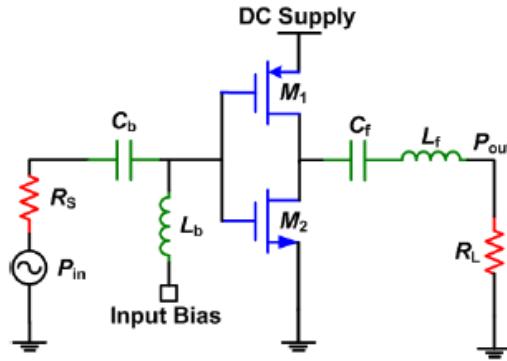


圖 1.12 D 類功率放大器的基本原理圖。

大器再進行類比訊號放大會有非線性的問題，設計也較複雜。

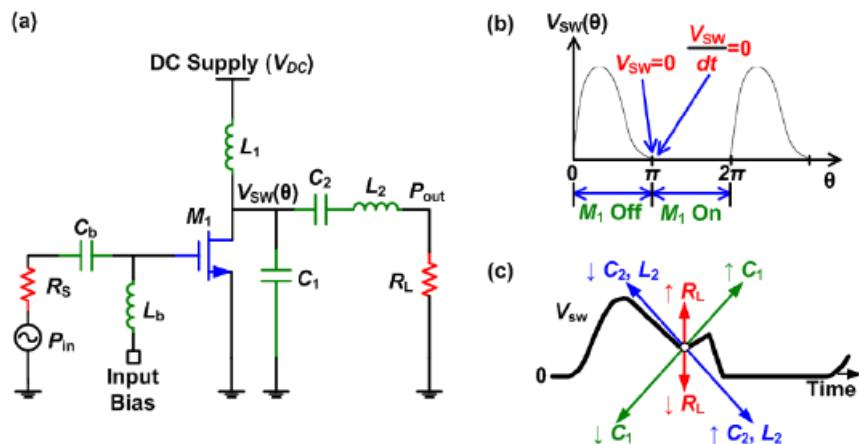


圖 1.13 (a)E 類功率放大器的基本原理圖 (b) 理想 E 類放大器的汲極電壓波形 (c) 調整 E 類放大器輸出匹配元件的效果

表2.1為各類功率放大器之比較表。在線性放大器的範疇中，A、B、AB 類放大器因其出色的高保真度和極低的訊號失真而在音頻放大和精密儀器測量等領域中佔據重要位置。A 類放大器雖然效率較低，但其無與倫比的線性輸出使它成為了高階音響系統的理想選擇。B 類和 AB 類放大器則在保持相對較高線性的同時，提高了能效，更適用於需要折衷處理保真度和能耗的場合。而非線性放大器，如 C、D、E 類，雖然可能會在放大過程中引入更多的失真，但其高轉換效率和緊湊的設計讓它們在便攜式設備和無線通訊領域得到了廣泛應用。C 類放大器通常用於 RF 應用，其中的諧振迴路可以選擇性地放大所需頻率。D 類和 E 類放大器則以其出色的能源效率和小型化特點，在數位音訊和行動通訊等技術中發揮了關鍵



作用。

在高強度聚焦式超音波（High Intensity Focus Ultrasound,HIFU）治療應用中，要求超音波探頭接收的信號為完整且不失真的正弦波。這樣做是為了確保能量能夠精確地聚焦於治療區域。雖然非線性放大器可以通過諧振電路和匹配電路來修正輸出的失真，但這通常需要使用多個被動元件進行精密設計。這樣的設計和調整過程不僅複雜，而且過多的被動元件也可能降低系統原有的轉換效率。與此相反，AB 類放大器作為一種線性放大器，不僅能夠保持信號的高保真度，而且其線性放大的特性使得可以省略諧振電路，同時也簡化了匹配電路的元件數量。這樣的設計在靈活性上更為優越，且能夠適應更廣泛的頻寬。因此，在 HIFU 驅動電路的設計中，AB 類放大器具有其獨特的優勢。

表 1.1 功率放大器比較表

放大器名稱	放大器類別	訊號還原度	理論轉換效率
A 類	線性放大器	高	30%
B 類	線性放大器	中	78.5%
AB 類	線性放大器	高	70%
C 類	非線性放大器	非常低	80% 以上
D 類	非線性放大器	低	90% 以上
E 類	非線性放大器	低	90% 以上

## 1.6 高強度聚焦式超音波驅動系統之文獻回顧

隨著高強度聚焦式超音波（HIFU）在醫學治療領域的應用日益多元化，相應的驅動系統的設計和研發也逐漸成為學界和產業界的研究焦點。回顧早期的 HIFU 驅動技術，傳統的單通道系統多以簡單的組成為主，主要由個人電腦、訊號產生器以及功率放大器構成。但時至今日，隨著多通道相位陣列技術的蓬勃發展，其所帶來的系統複雜度也相對增加。面對新技術的挑戰，設計師和研究者們致力於追求一個更為精簡、高效的驅動系統。如何在保持系統複雜度的同時，既能夠縮小整體的體積、又能提供更高的可控性和靈活性，成為了 HIFU 系統研發的重要

課題。這不僅僅是對硬體設計的一項要求，更是對於整體治療效果和患者安全性  
的追求。為了更深入地了解 HIFU 系統的最新發展，接下來我們將進行一次詳盡。  
的回顧，專注於 HIFU 系統的相位控制單元以及驅動電路的技術進展和趨勢。



### 1.6.1 相位控制技術之文獻回顧

傳統的多通道相位控制高強度聚焦式超音波系統架構如圖1.14所示，由電腦  
端、訊號產生器、移相器、功率放大器、阻抗匹配電路以及超音波探頭組成。使  
用者透過個人電腦控制訊號產生器以及移相器產生小訊號弦波，接著小訊號弦波  
經過驅動電路進行放大並透過阻抗匹配電路將電功率匹配至超音波探頭，透過逆  
壓電效應而產生聲波。雖然訊號產生器及移相器的組成達到了控制各個通道相位  
的功能，然而隨著系統的通道數持續增長，移相器的數目呈倍數增加，使成本及  
體積變得非常龐大的。因此如何降低系統的成本、重量和尺寸以及提升相位解析  
度以達到更廣泛的應用和便攜性，研究人員持續努力改善現有的相位控制技術。

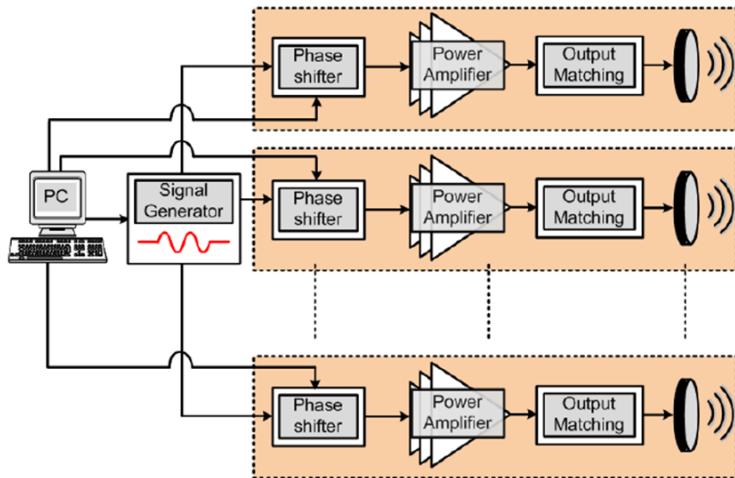


圖 1.14 傳統多通道系統架構 [5]

2014 年，劉浩澧博士帶領其團隊提出了一種 256 通道超音波相控陣系統的原型設計，其相位控制系統如圖 1.15 所示，用於實現局部血腦屏障（BBB）開啟 [6]。系統由三個主要部分組成：控制核心、多通道射頻（RF）驅動器和多通道高速功率感測器回饋模組。控制核心利用基於 MCU/FPGA 的嵌入式系統結構，能夠產生 256 通道的相位電晶體-電晶體邏輯（TTL）訊號。控制核心包含兩個主 MCU 和四個從 MCU，其中主 MCU-M1 負責與 PC 的通訊和功率輸出調節，而主 MCU-M2 用於從各驅動通道收集功率回饋。為了實現快速的焦點波束掃描，系統在 FPGA 中記錄多組相位訊息，並透過 MCU-M1 的觸發訊號進行同步切換。系統能夠產生具有可控脈衝長度（0.1 至 999.9 毫秒）、脈衝重複頻率、總脈衝次數和總曝光時間的射頻輸出。系統設計具有可調諧的操作頻率，並且能夠同時產生雙頻輸出。利用鎖相迴路（PLL）/壓控振盪器（VCO）積體電路，系統能夠在 200 kHz 到 1.2 MHz 的範圍內產生 TTL 相位訊號，並具有 6 位元相位解析度。這使得 256 通道控制核心可以同時產生兩個不同操作頻率的 TTL 訊號，形成一個獨特的 256 通道雙頻超音波相位控制陣列系統。這項研究將為一個先進的、多功能的超音波相控陣系統設計的例證，特別是在實現血腦屏障開啟和藥物輸送應用。

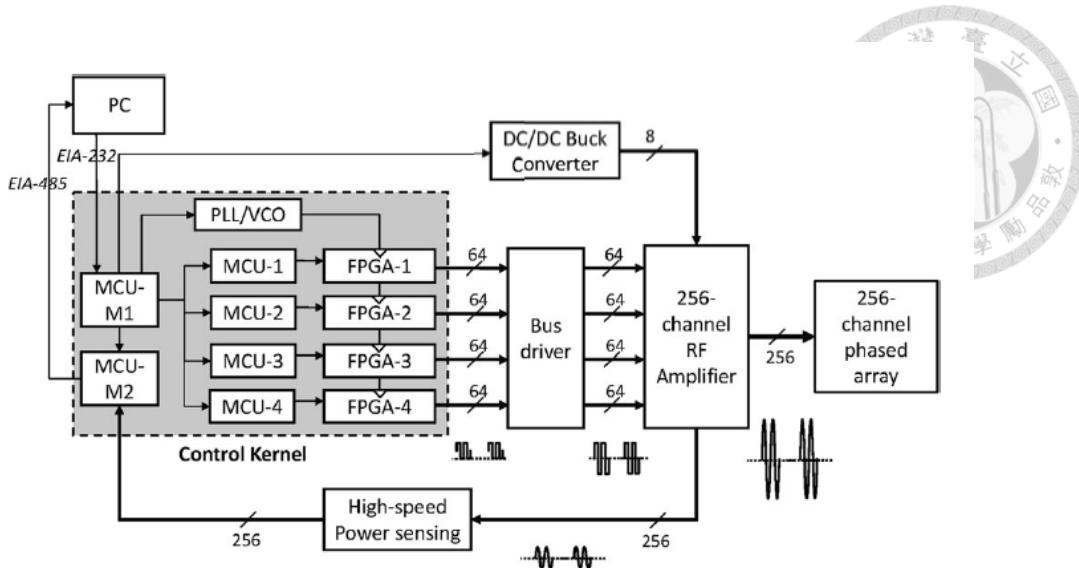


圖 1.15 256 通道雙頻超音波相位控制陣列系統 [6]

2019 年，Zhang Hao 等人則利用了現場可程式化邏輯閘陣列 (Field Programmable Gate Array, FPGA) 作為訊號控制的單元，將使用者輸入的參數轉化為數位訊存入暫存器中，利用內部計數器去控制發射給每一個通道的脈衝寬度調變 (Pulse-width modulation,PWM) 訊號，傳送至各通道的 E 型功率放大器中，形成一個能夠控制 256 通道相位控制系統，而 FPGA 高頻寬的輸出腳位以及能平行處理的特色使通道間的相位差解析度可至 10ns [7]。

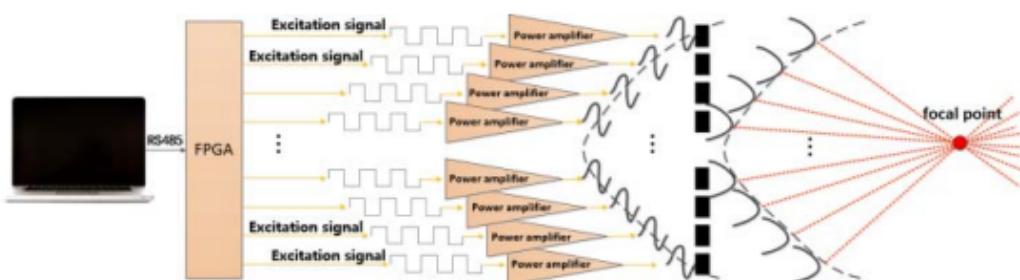


圖 1.16 FPGA 相位控制系統架構 [7]

2021 年，Jianfeng Zheng 等人提出利用微控制器 (Micro Controller Unit,MCU)、直接數位合成 (Direct Digital Synthesis,DDS) 晶片，作為整個 FUS 驅動系統的訊號控制核心 [8]。DDS 的核心是相位累加器，它由一個加法器和一個相位寄存器組成。根據每個參考時鐘，相位寄存器增加步長，其輸出加到相位控制上，然後輸入到存有正弦波相位的地址中進行查表。查表內容包含了正弦波一週期的數位幅



度信息，每個地址對應於正弦波的 0 到 360 度的一個相位點。查表將輸入地址的相位信息映射為正弦波幅度的數位信號，並驅動數位類比轉換器 (Digital to Analog Converter,DAC) 輸出模擬信號。透過共享 MCU 的時鐘，DDS 晶片的高分辨率和良好的相位連續性使每個通道間的相位差解析度可至 0.087。

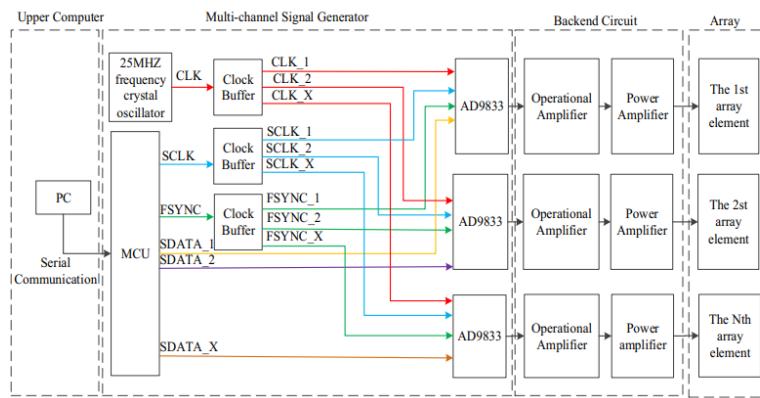


圖 1.17 MCU 相位控制系統架構 [8]

在這些方法中我們可以發現，與傳統訊號產生器方法相比，MCU 和 FPGA 的採用為我們帶來了顯著的優勢。首先，MCU 和 FPGA 提供了更高的彈性和可程式性，使得設計更加靈活且可以針對特定的應用需求進行最佳化。此外，這些系統能夠實現更精確的相位控制，從而提高超音波的聚焦質量和精確度。MCU 和 FPGA 的整合也可能帶來更高效的資源利用和更低的系統延遲。

### 1.6.2 高強度聚焦式超音波放大級之現有設計

輸出驅動級是高強度聚焦超音波 (HIFU) 系統中最後一個環節，也是最重要的環節之一。這主要是由於其大功率和高效率的要求。輸出級的主要功能是在透過換能器傳輸之前，以高效率的方式提升無線電頻率訊號到所需水準。功率放大器的設計考慮了輸入和輸出阻抗的匹配，以滿足不同的放大需求。線性放大器 (如 A 類、B 類或 AB 類功率放大器) 提供高線性，但效率相對較低。非線性功率放大器 (如 C 類、D 類或 E 類功率放大器) 則在犧牲一些線性的同時提供更高的效率，使其更適合功率傳輸。非線性功率放大器作為低阻抗開關運行，易實現高效

率但犧牲線性。這種功率放大器沒有直接的輸入輸出振幅關係，而是依賴相位和頻率匹配來放大訊號。由於其高效率，D 類和 E 類的功率放大器在目前 HIFU 系統應用中較常被用 D 類以及 E 類放大器。



2006 年 Tim Hall 及 Charles Cain 提出擁有 512 通道的聚焦式超音波系統 [9]，其中切換式激勵 (Switched-excitation) 就是以 E 類放大器為基礎的功率放大器及諧振濾波電路組成，如圖 1.18 所示。切換式激勵功率放大器由功率型 NMOS 及 PMOS 進行快速的開啟和關閉操作，利用脈衝寬度調製 (Pulse Width Modulation, PWM) 的方式來控制輸入電源的部分能量轉移到輸出，如圖 1.19。根據輸出電壓和所需的設定點調整開關元件的開啟和關閉時間（或脈衝寬度）。當需要更多能量時，脈衝會變寬；當需要較少能量時，脈衝會變窄。藉由 PWM 調製能輸出不同佔空比 (Duty cycle) 的高電壓方波，進入 LC 諧振電路進行諧波濾除。而 LC 諧振電路由大功率電感及電容組成，其諧振的頻率響應如圖 1.20，位於諧振頻率的波會視為短路，其他頻率的會被視為開路。當來自切換式激勵的方波通過這些濾波器時高頻成分（方波的邊緣）會被刪減，只留下平滑的輸出。這樣的設計方式使原本複雜且繁多功率元件大幅減少、提供了系統又更好的集成性，並且擁有非常高的轉換效率 (>90%)，因此這種被廣泛應用在多通道相位控制高強度聚焦式超音波的系統中 [34] [35]。

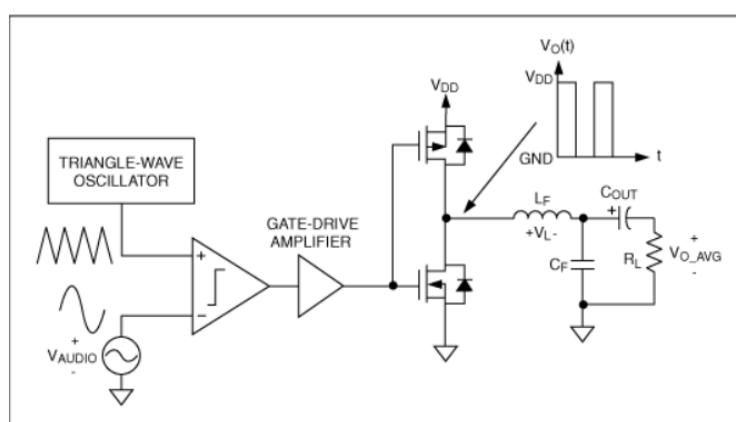


圖 1.18 切換式激勵功率放大器示意圖 [9]

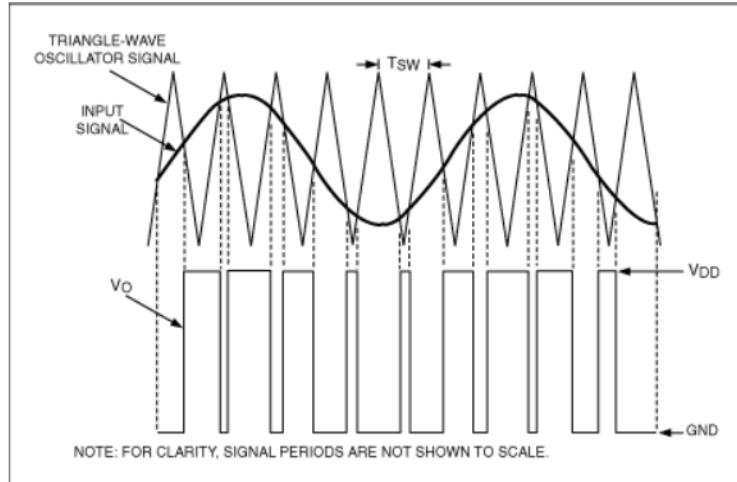


圖 1.19 脈衝寬度原理

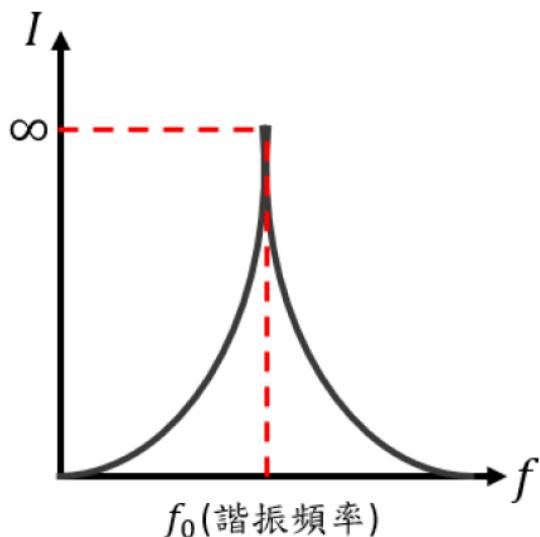


圖 1.20 諧振電路之頻譜

2011 年 Munir M.El-Desouki 與 Kullervo Hynynen 提出了一種基於差分超諧波注入鎖定頻率分頻器（Injection-Locked Frequency Divider，ILFD）的鎖定模式功率放大器。此設計利用注入鎖定振盪器（Injection Locked Oscillators，ILOs），如圖1.21所示 [5]，在功率消耗上表現出高效率，能夠實現單級超過 30 dB 的功率增益，效率達到 50%。電路主要由一個負跨導互耦對振盪器和電壓控制變容器組成，可輸出高達 50 毫瓦的功率。透過將 PVCO 集成為鎖相迴路（PLL）的一部分，可以更好地追蹤和控制自由運行的輸出頻率。採用 E 類電源壓控振盪器（Power Voltage Controlled Oscillator，PVCO）設計，進一步提升了系統效率。與傳



統的開關模式功率放大器相比，鎖定模式功率放大器在減少輸入驅動要求方面表現出色。它將功率放大器視為一種振盪器，其輸出的相位和頻率跟隨輸入訊號，降低了影響現有訊號所需的輸入功率，成為中等功率 HIFU 應用中理想的功率放大器解決方案。

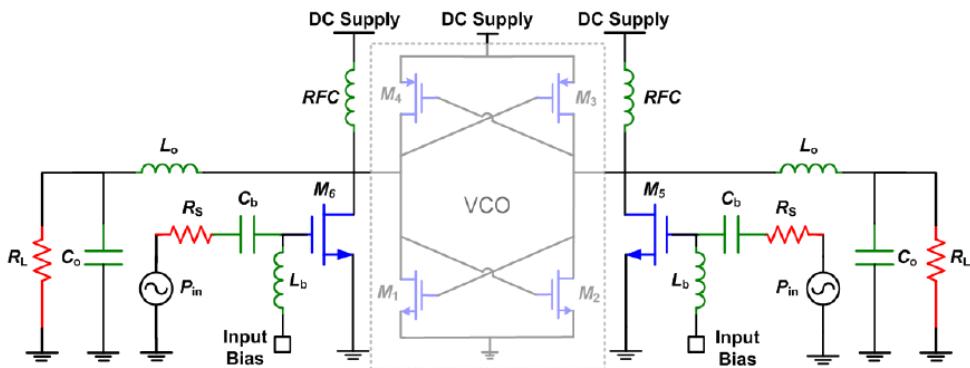


圖 1.21 具有鎖定模式功能的差分 E 類功率放大器 [5]

2017 年，密西西根大學的組織解剖學團隊提出了一套基於切換式激勵功率放大器的透皮沸騰組織碎石術 (Boiling Histotripsy, BH) 的原型治療系統 [10]。沸騰組織碎石術是一種聚焦超音波手術方法，它非侵入性地應用毫秒長度、高振幅衝擊波前來在組織中產生液化病變。與聚焦超音波熱療設備相比，這種技術需要獨特的輸出，特別是要透過介入組織來實現高位壓力水平。以 FPGA 為核心，負責產生所需的低壓數位方波輸入至定制的放大器板，將低電壓 FPGA 訊號轉換為高達 400V 的高壓輸出。最後送至升壓調諧網絡，以配合超音波探頭的阻抗特性。其中放大器為基於 [9] 所提出的功率放大器架構的商用放大器板，架構如圖 1.22 所示，而升壓調諧網絡如圖 1.23 所示，該陣列連接在高電壓 ( $V_{dc}$ ) 和地線之間。每個串聯 RLC (電阻-電感-電容電路) 上方的乘數表示在完整陣列中使用的並聯單元數量。在此配置下，電氣驅動系統能夠在  $V_{dc}=400V$  的最高電壓水平下運作，能夠產生高達  $1kv_{pp}$  的電壓以及 25.9 kW 的脈衝平均電力。由於高功率水平下的電流需求，電源在脈衝期間的電壓會有所下降，對於本實驗中的換能器，這種下降約為 14%。放大器輸出的電壓波形呈現單極性方波，但在阻抗轉換網絡作用下，探頭輸入處的波形幾乎呈正弦波。

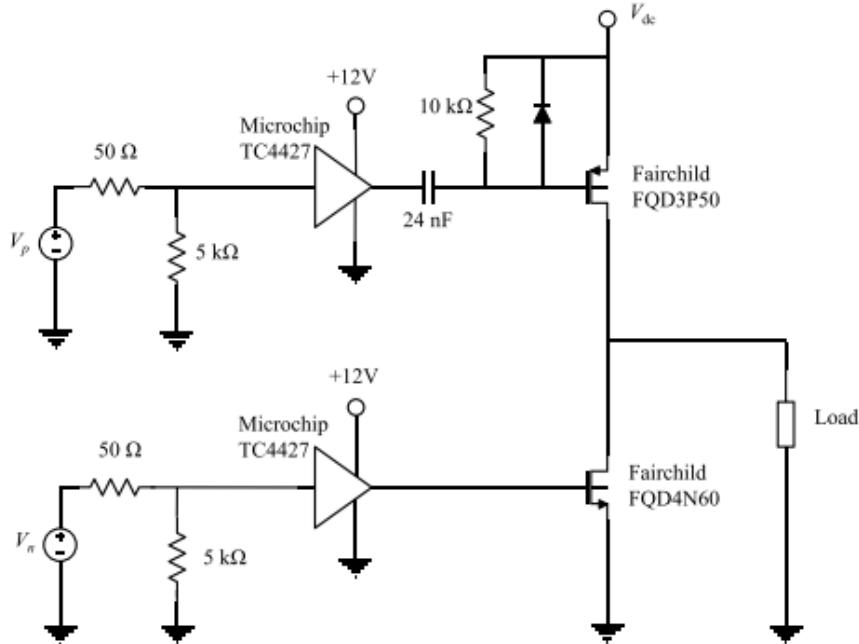


圖 1.22 單通道功率放大器原理圖 [10]

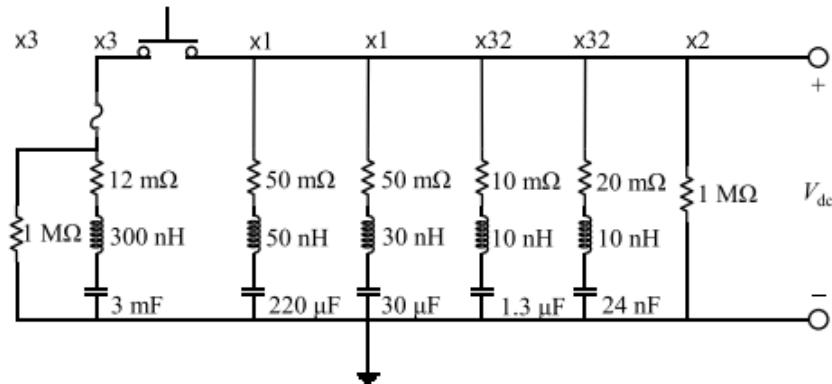


圖 1.23 電氣調諧網絡原理圖 [10]

### 1.6.3 高次諧波

D 類以及 E 類功率放大器搭配諧振濾波電路的方式擁有高頻寬且高轉換效率的特點，然而對於聚焦式超音波的應用來說仍然有些限制。切換式激勵的功率放大器利用脈衝寬度調製的方式使輸出是許多不同寬度的方波組成，而方波本身可視為由許多不同頻率的弦波組成，及使經過諧振濾波電路進行濾波，其輸出波形也會與弦波有相當大的差異，如圖1.27所示。除了諧振頻率外，仍然有許多能量分散在高次諧波 (High-Order Harmonic) 中。高次諧波會在超音波的聲場中產生旁



瓣效應 (Sidelobe effect)，可能導致能量在非預期的位置沉積，從而對組織產生不希望的熱效應，如圖 1.26 所示，如果不適當地控制，高次諧波的能量沉積可能會導致組織過熱或其他不良反應，因此在許多研究中針對高次諦波的問題進行電路的改良。2008 年，Sai Chun Tang 等人在輸出端利用一顆大功率的變壓器取代了諦振電路，如圖 1.24 所示，抵銷了輸出的第三諦波成分的，使含有高次諦波抵銷的聚焦點處測得的聲學三次諦波與基波之比 ( $-48\text{dB}$ ) 遠小於一般的切換式激勵功率放大器 ( $-20\text{dB}$ ) [11]。2018 年，Chris Adams 則是改良原本的切換式激勵功率放大器，如圖 1.25，在電路中加入額外的濾波電容與電感，同樣降低了第三諦波的成分，促進驅動電路的效率、實用性和成本的改進 [12]。然而，上述方法導致每個通道的元件數量增加，從而增加了系統的複雜性。此外，這些諦波電路主要針對特定頻率進行濾波。當需要更換不同的超音波探頭時，相應地，所有的電容和電感值都必須重新校準和調整，這使得整個過程變得非常繁瑣 [36]。因此基於 D 類 E 類的功率放大器如何在消除高次諦波的同時，將其融入相位陣列控制系統中並保持體積小且易於設計的特點，是目前 HIFU 驅動電路的優化方向。

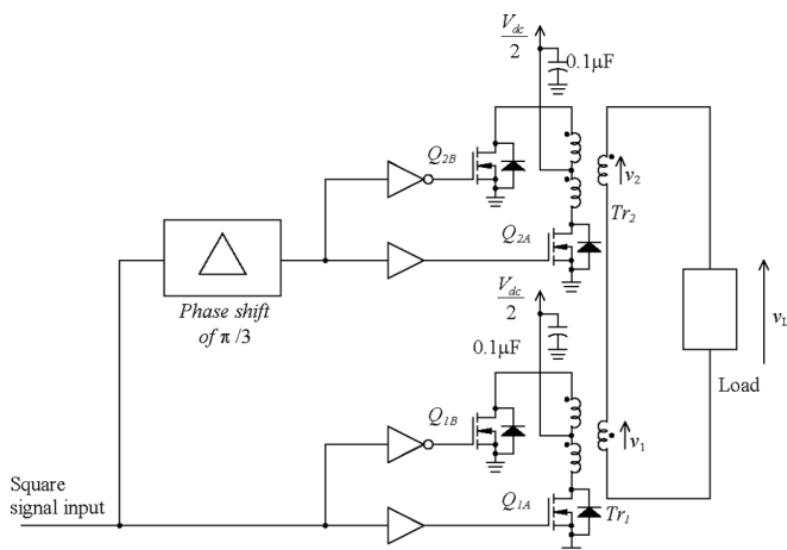


圖 1.24 含有抵銷高次諦波之切換式激勵功率放大器 [11]

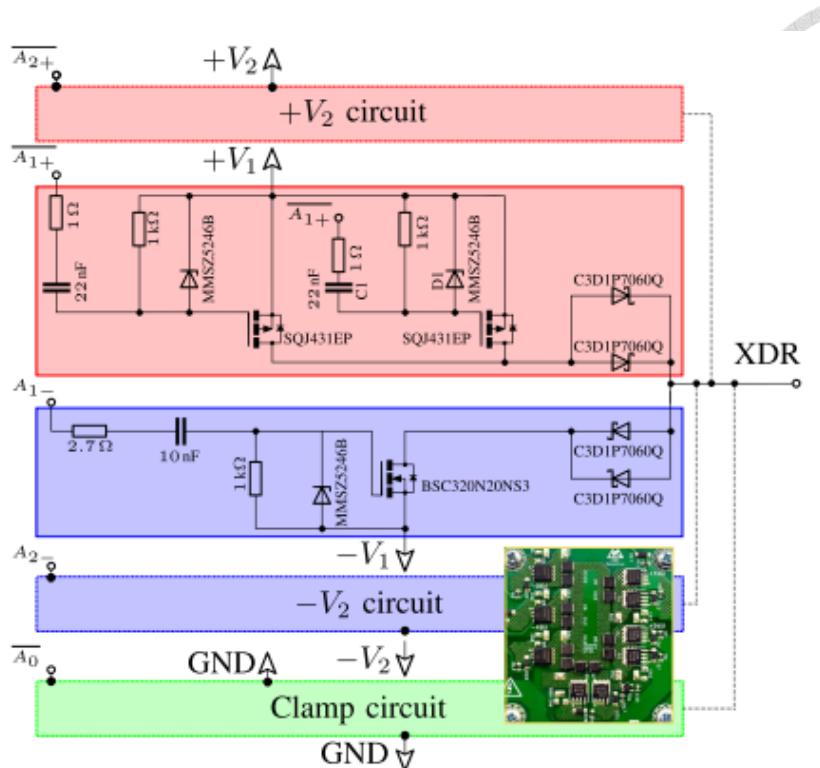


圖 1.25 含有抵銷高次諧波之切換式激勵功率放大器 [12]

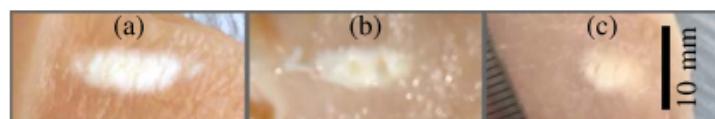


圖 1.26 不同放大器之聚焦效果 (a)RF 線性放大器 (b) 含有抵銷高次諧波的切換式激勵功率放大器 (c) 切換式激勵功率放大器 [12]

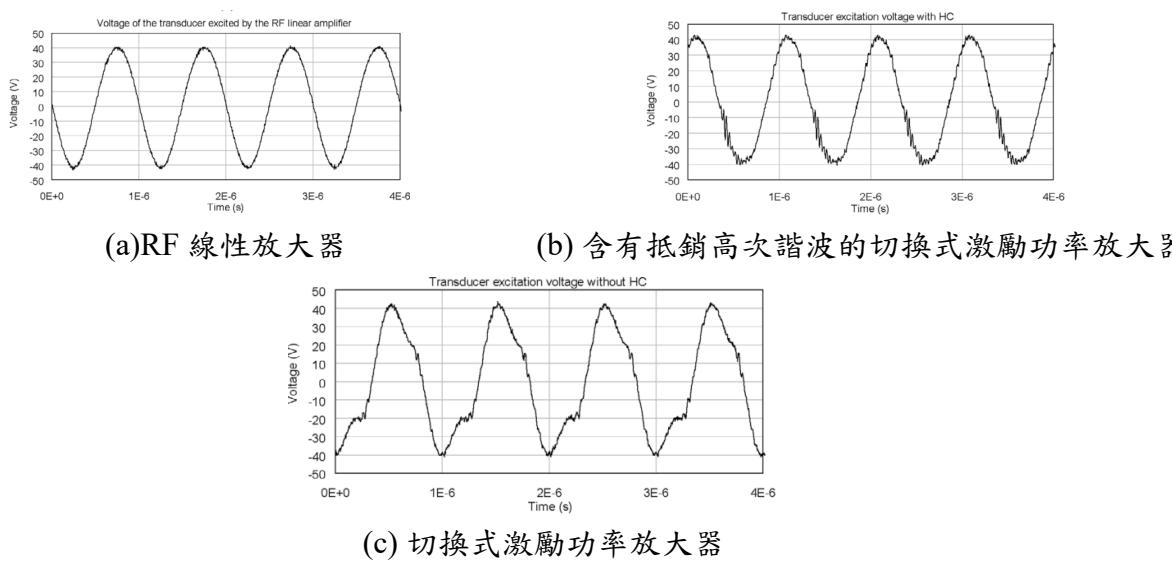


圖 1.27 超音波探頭接收之波形 [11]



表1.2為各文獻之系統比較。在對現有文獻進行深入分析後，我們可以觀察到當前的研究焦點主要集中在利用微控制器（MCU）和現場可程式化邏輯閘（FPGA）實現的系統集成上，尤其是在相位控制技術方面取得了顯著的進展。然而，在超音波驅動電路設計和聲場特性研究方面，這些研究顯示出較為有限的深入探討。特別是在驅動電路方面，儘管已有研究針對諧波抵銷技術進行了探索，但這些研究在系統集成層面上仍顯不足，多數仍依賴於傳統的訊號產生器作為主要訊號源。此外，這些研究在聲場量測的詳細性與深入性方面也較為缺乏。在訊號模式的研究方面，迄今為止尚未有治療是超音波系統將 Chirp 訊號整合至系統之中。因此開發一套具有 Chirp 訊號的 HIFU 系統無疑是未來研究中值得深入探討和發展的一個領域。

表 1.2 各文獻 HIFU 系統之比較

通道數	相位控制核心	訊號模式	放大器類型	電功率	聚焦聲壓	文獻
256 通道	FPGA、MCU	方波	E 類放大器	20W	2MPa	[6]
256 通道	FPGA	方波	E 類放大器	-	-	[7]
9 通道	MCU	弦波、方波	運算放大器	-	-	[8]
512 通道	FPGA	方波	E 類放大器	20W	4MPa	[9]
-	FPGA	方波	E 類放大器	-	-	[5]
7 通道	FPGA	方波	D 類放大器與特殊升壓電路	3.7kW	75Mpa	[10]
單通道	訊號產生器	任意波形	諧波抵銷 E 類放大器	-	-	[11]
單通道	訊號產生器	任意波形	諧波抵銷 E 類放大器	-	-	[12]



## 1.7 研究目的與貢獻

本研究旨在開發一套創新的基於現場可程式化邏輯閘（FPGA）的高強度聚焦超音波（HIFU）驅動系統。通過對信號模式及驅動電路進行系統性的改進，本系統不僅支持傳統的脈衝模式，更首次引入了 Chirp 信號模式。該模式的創新設計為研究人員提供了便利，使其能夠更加精確地探究 Chirp 信號在治療性超音波應用中的潛在影響。在驅動電路的設計上，本研究開發了一種基於 AB 類放大器的推挽型功率放大器，該設計能有效輸出低諧波、低失真之正弦波信號。線性放大的特性有助於降低高次諧波生成，進而減少不希望的旁瓣效應，對提升 HIFU 治療的質量具有重要意義。在超音波探頭上，我們的系統採用了一種創新的四通道自聚焦式碗型超音波探頭，該探頭具有十字切割設計，能夠通過精確控制信號相位來調整聚焦模式。這不僅優化了聚焦效果，還克服了傳統自聚焦碗型探頭在聚焦區域的局限性。

總結來說，本研究所開發的 HIFU 驅動系統具備前瞻性的信號處理功能與創新的驅動電路設計，將為臨床治療提供更精細和可控的超音波應用，從而有望在未來的醫療實踐中發揮顯著的作用。



## 第二章 方法與理論

### 2.1 系統總覽

本章將詳細介紹基於 FPGA 的四通道高強度聚焦式超音波驅動系統的設計，系統架構如圖2.1所示。在本系統中，使用者直接地透過 PC 介面與系統互動，根據選擇的模式需求輸入超音波參數。這些輸入參數經過系統內部的自訂演算法處理，隨後轉換為數位訊號，透過 USB3.0 模組送至 FPGA 的暫存器中。FPGA 作為核心運算單元，內部嵌入了自行開發的演算法以及狀態機，用於即時控制四個獨立通道的超音波訊號。這些演算法包括波形產生、聚焦控制和訊號處理等，具有高度並行性和即時性。經過 FPGA 內部演算法處理的數位訊號經過高效能的數位類比轉換器（DAC）轉換為高品質的類比正弦波訊號。這些類比訊號的頻率、振幅和相位等參數受到精確控制，以確保訊號的精確性和穩定性。最終，類比訊號進入驅動電路，經過適當的放大和匹配電路後，送入背面做十字切割的自聚焦式碗型探頭。四個扇形的通道能夠將超音波能量精確地聚焦到目標區域，實現高強度聚焦式超音波。系統可以分為電腦端的使用者介面及演算法、訊號產生模組、驅動電路、阻抗匹配以及自聚焦式碗型超音波探頭。

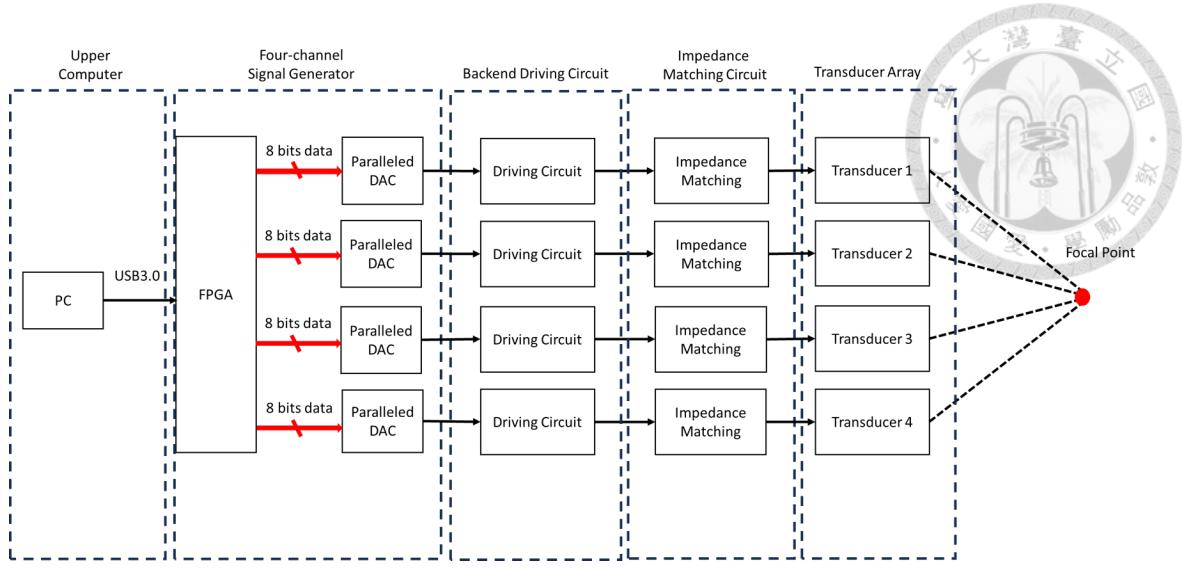


圖 2.1 系統架構

## 2.2 電腦級設計

在本研究中，電腦級設計包含使用者介面 (GUI) 的設計和數位訊號演算法開發。其架構如圖2.2所示。使用者介面的設計著重於提供一個直覺的參數輸入系統，讓使用者以自然的方式與設備進行互動。數位訊號演算法負責將使用者的輸入轉換為適合現場可程式化邏輯閘 (FPGA) 處理的訊號，確保訊號產生過程的高效與準確。此外，該演算法還對資料流進行排序和最佳化，以便透過 USB 3.0 介面進行高速資料傳輸。

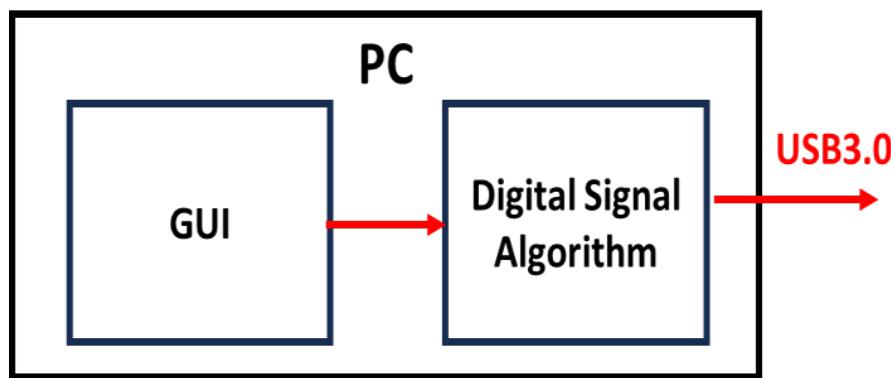


圖 2.2 電腦級架構方塊圖



## 2.2.1 使用者介面

本研究中，系統的使用者介面是基於 C# 語言開發的，介面可以明確分為兩部分。上半部展示了個人電腦 (PC) 與 USB3.0 的互動狀態，這包括了與 USB3.0 模組的連接狀況、資料的傳出與傳入地址，以及傳送與接收的封包數量。在介面的下半部，我們提供了聚焦式超音波的各項參數設定，使用流程如圖2.5所示。在「Mode Select」選項中，我們提供了「脈衝模式」與「Chirp 模式」供使用者選擇。基於所選的模式，相對應的參數設置介面將會呈現給使用者。當使用者完成所需的參數輸入後，可以回到主頁面，並按下「Apply」按鈕。此動作除了將使用者輸入的資訊顯示在主頁中，也會激活內建的專用演算法，將使用者的參數選擇轉換為數位資料格式並透過 USB3.0 傳送。此外，「Start」和「Stop」按鈕則明確地提供系統的啟動和停止功能，按下後會分別傳送專屬的啟動訊號以及停止訊號來控制系統的啟動與否。在「脈衝模式」的設定中，使用者波形上可以設定輸入訊號的振幅、頻率、脈衝長度、脈衝週期、工作週期、靜止週期以及總操作時間，在相位設定上則可以輸入四個通道的角度，如圖2.3。相對地，在「Chirp 模式」中，使用者則可以設定起始頻率、截止頻率，以及總操作時間，如圖2.4。

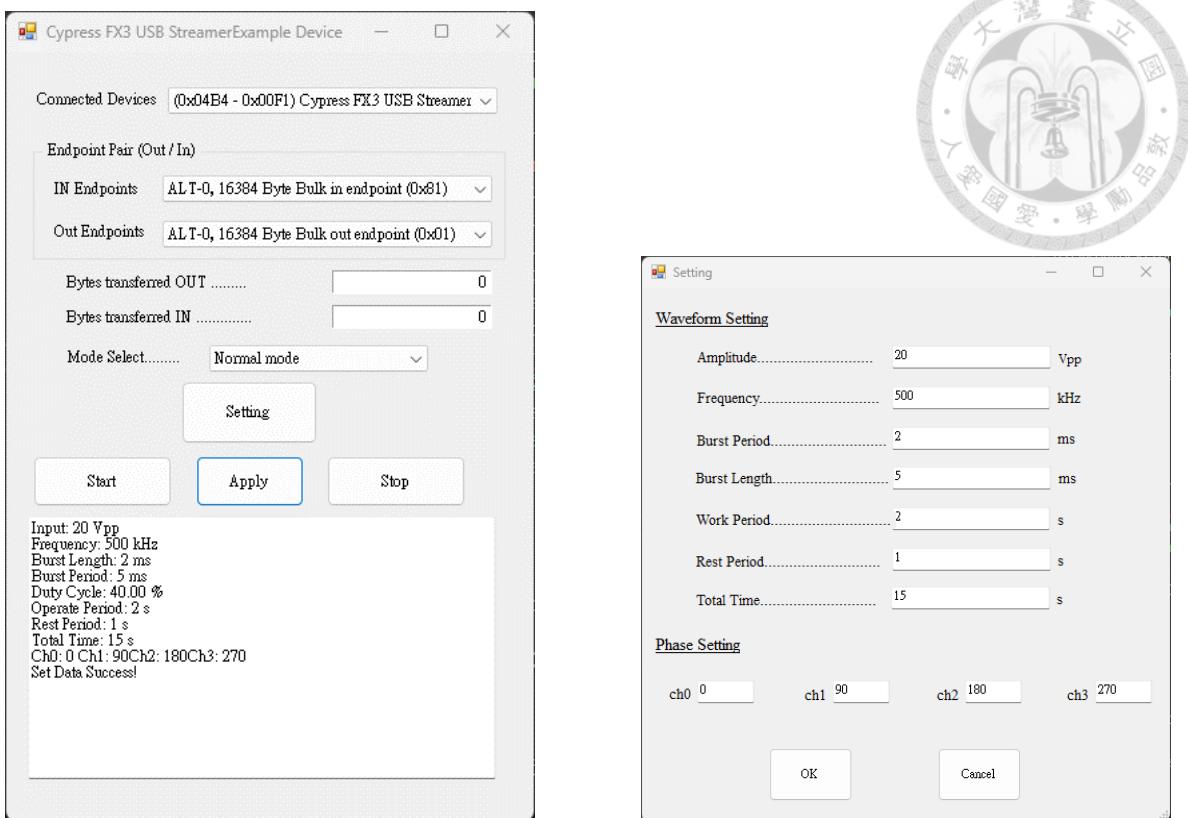


圖 2.3 脈衝模式

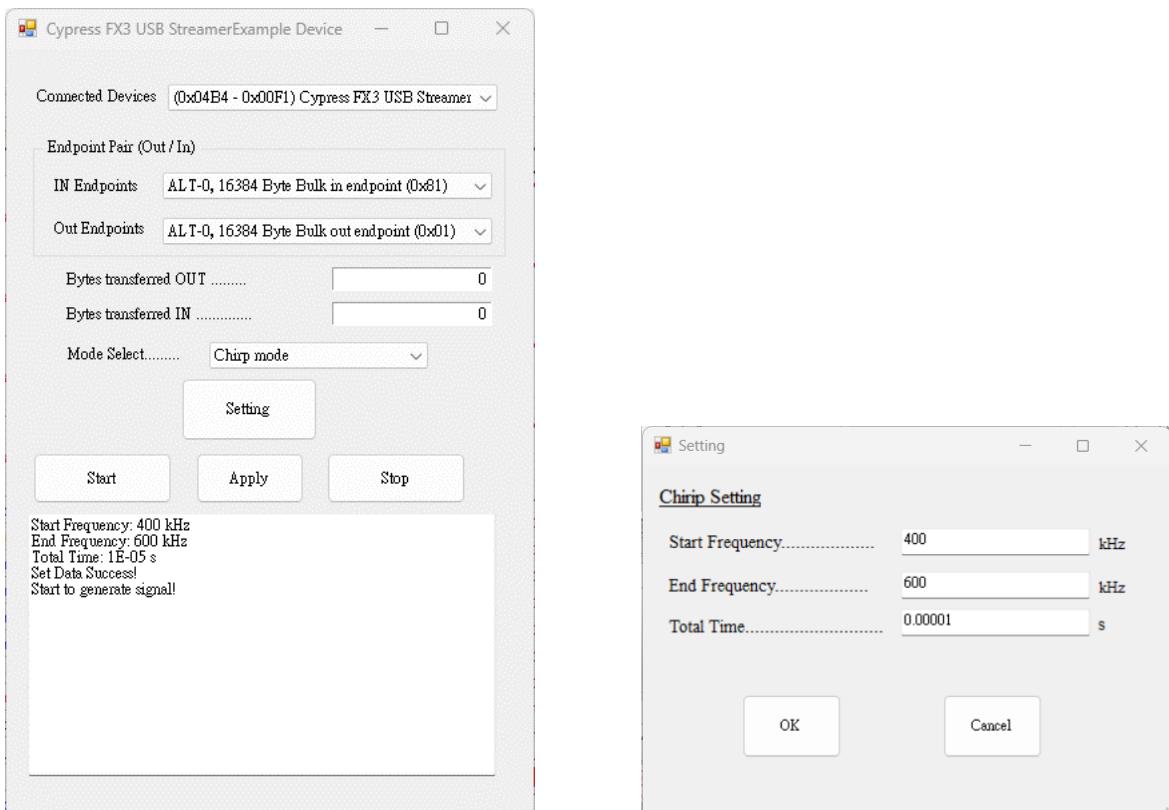


圖 2.4 Chirp 模式

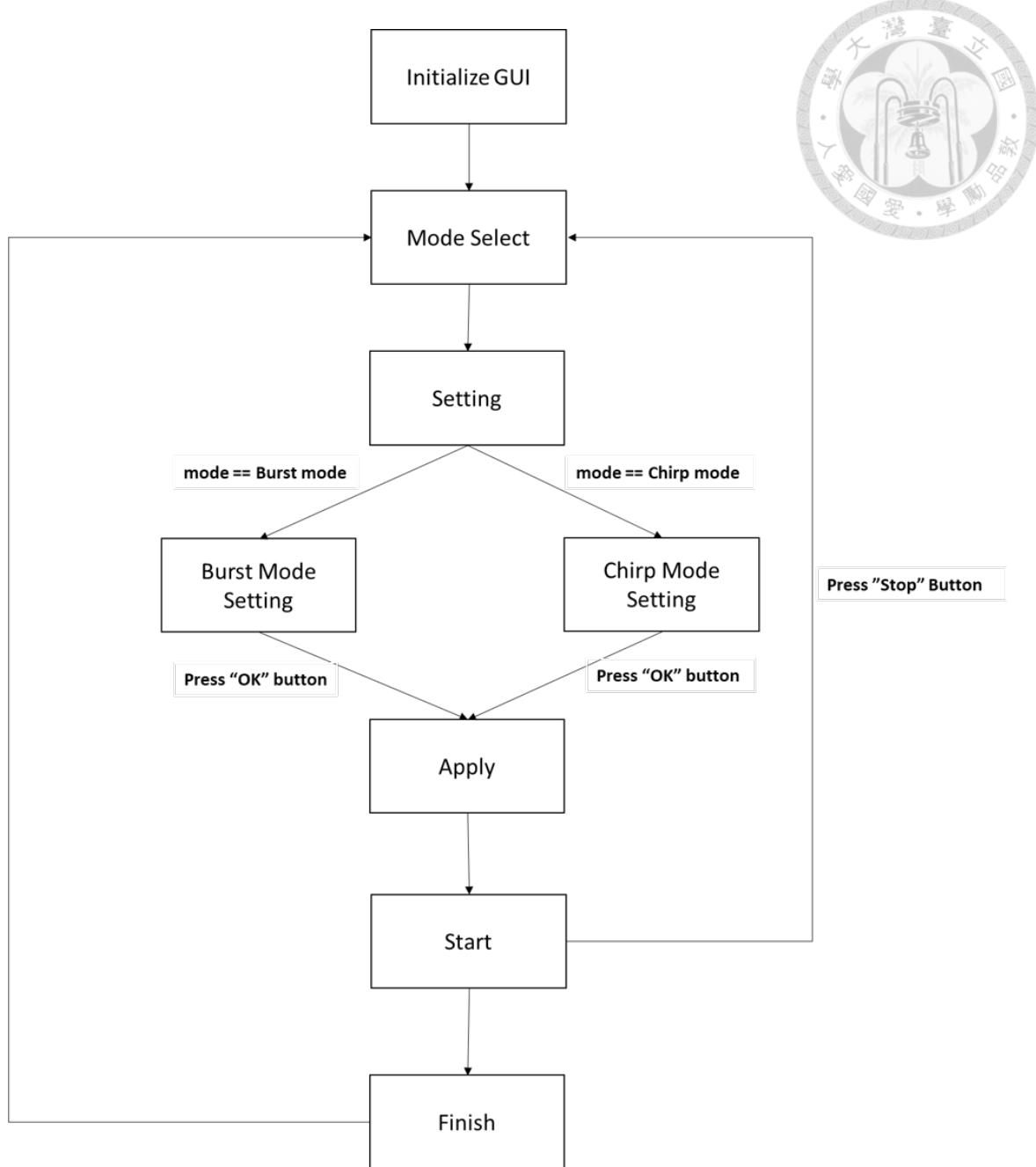


圖 2.5 使用者介面使用流程



## 2.2.2 數位訊號演算法

在使用者確定了所選模式及相關參數並按下「Apply」按鈕之後，一個專門設計的數位信號處理演算法將會被調用以將這些參數轉換成適當的數位信號格式。此過程對於後續的 FPGA 設計至關重要，因為它簡化了 FPGA 端的設計要求。典型的 FPGA 開發過程中，開發者會傾向於利用內置時鐘進行計數操作以控制信號的產生（這將在「訊號產生模組」章節中進行更詳細的討論）。因此，在電腦端，將使用者輸入的時間信息轉換成 FPGA 內部時鐘的相應計數值變得至關重要。數位信號處理演算法主要由兩個核心步驟組成：資料的數位化和資料排序。數位化過程負責將模擬參數轉換為數位形式，而資料排序則確保所有數位數據按照後級 USB3.0 模組所接受的格式進行封包化，以便於之後的 FPGA 處理。通過這一系列精細的操作，確保了 FPGA 能夠接收並準確地處理從電腦端發送的信號指令。

在脈衝模式中的波形及參數如圖2.6所示，參數分別有振幅、頻率、脈衝長度、脈衝週期、工作週期、靜止週期以及總時間。其中工作週期與靜止週期可視為範圍較大脈衝重複頻率 (PRF)，工作週期中包含了所有的脈衝週期，而靜止週期則是完全靜止不產生任何訊號的。以下是針對脈衝模式中不同參數利用不同的轉換公式將參數轉換成數位資料：

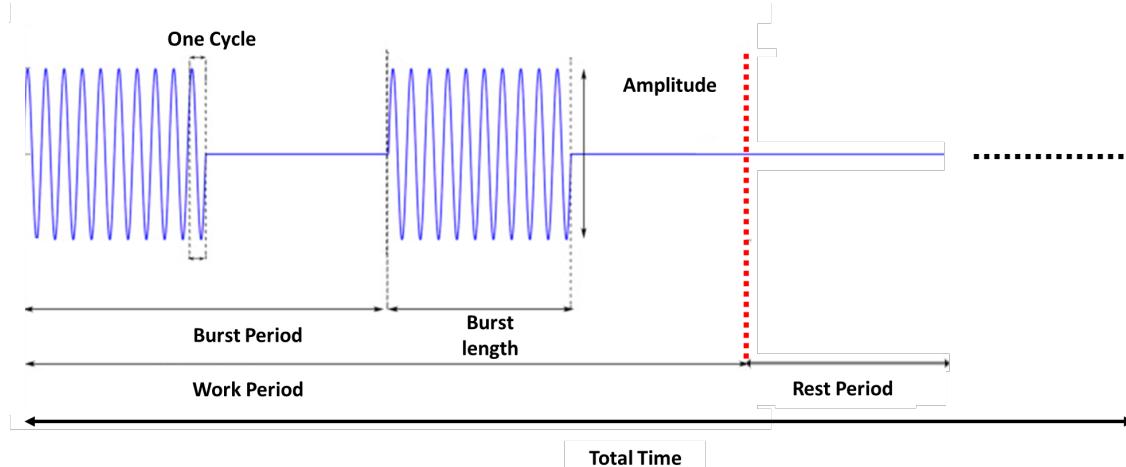


圖 2.6 脈衝模式波形及各項參數



## 1. 正弦波資料點個數

我們需要將一正弦波分割成符合頻率的資料點個數，其公式如 (2.1) 所示，其中  $n_{data}$  為單個正弦波所需之資料點個數  $f_{FPGA}$  為 FPGA 之工作頻率， $f$  為使用者輸入之頻率。

$$n_{data} = \frac{f_{FPGA}}{f} \quad (2.1)$$

## 2. 脈衝長度與脈衝週期之轉換

透過公式 (2.2) 可將脈衝長度轉換為單個脈衝長度所需的正弦波的個數，公式 (2.3) 可將脈衝周期轉換為單個脈衝周期所需的正弦波的個數。得到了單個脈衝週期所需的正弦波個數後，便可以以此為單位做為工作週期與靜止週期參數轉換。

$$n_{burst} = burst\ period \times f \quad (2.2)$$

$$n_{length} = burst\ length \times f \quad (2.3)$$

## 3. 工作週期、靜止週期及總時間之轉換

透過公式 (2.4) 可將工作週期轉換為脈衝週期的個數，公式 (2.5) 可將靜止週期轉換為脈衝週期的個數。

$$n_{work} = \frac{work\ period}{burst\ period} \times 1000 \quad (2.4)$$

$$n_{rest} = \frac{rest\ period}{burst\ period} \times 1000 \quad (2.5)$$

$$n_{tt} = \frac{total\ time}{burst\ period} \times 1000 \quad (2.6)$$

## 4. 資料點轉換

當資料點個數決定後，便可以在 C# 中透過公式及矩陣將正弦波切成  $n_{data}$  等分，並存入矩陣中，公式 (2.7) 中的  $D[i]$  為資料點矩陣中的第  $i$  個資料值， $t[i]$  為對應的第  $i$  個資料點， $bit_{DAC}$  則是後級之 DAC-bits 數， $V_{amp}$  則是使用

者輸入之振幅值， $V_{max}$  則是系統設定之最大振幅值。我們需要將原本基準點為 0 之正弦波投影至 DAC 的基準座標中，並且根據使用者期望之振幅大小進行線性的比例調整。



$$D_{burst}[i] = \sin(2\pi f \times t[i]) \times (2^{bit_{DAC}}) \times \frac{V_{amp}}{V_{max}} \quad (2.7)$$

## 5. 相位轉換

透過公式 (2.8) 可將相位角轉換至起始資料點。在預設中若相位角為 0，則會從第 1 個資料點作為起始值，因此只要將相位角轉換為正弦波資料點中的第幾個資料點作為起始值，就能利用同一組在  $data[n]$ ，做到不同相位的輸出， $i$  為四通道中的任一通道。

$$ph_i = \frac{ch_i}{360} \times n_{data} \quad (2.8)$$

在 Chirp 模式中的波形如圖2.7所示，參數分別有起始頻率、截止頻率與總時間。數位演算法將這些參數轉換為波形個數以及以下針對 Chirp 模式的不同參數利用不同的轉換公式將參數轉換成數位資料：

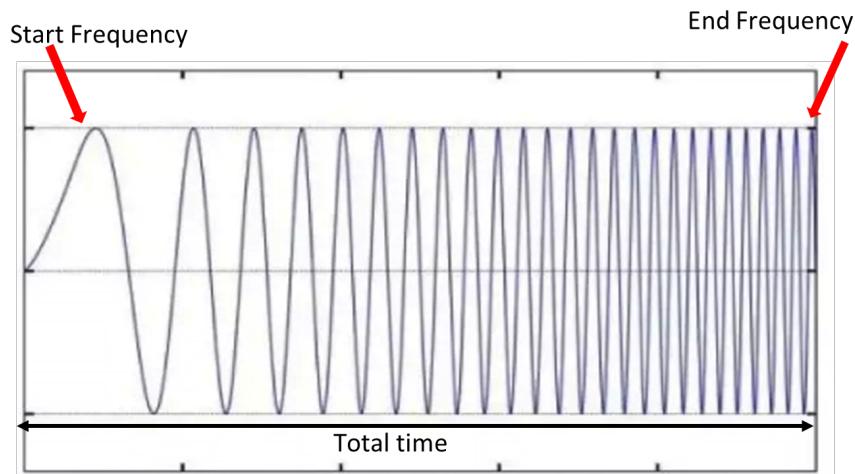


圖 2.7 Chirp 模式波形及各項參數



### 1. 頻率區間數

由於 Chirp 訊號包含了許多頻率，因此我們要先將頻率切分成一格一格的區間，其公式如下，區間個數取決於區間長度，此處我們設定頻率步長為 10kHz。

$$n_{step} = \frac{f_{end} - f_{start}}{step} \quad (2.9)$$

### 2. 每個頻率區段的波形數

公式如所示。根據切好的頻率區間數，將總時間平均分配至每個區間，決定每個區間需要執行的波形次數， $f_{center}$  為起始頻率至截止頻率之中心頻率。

$$n_{chirp} = \frac{total\ time}{n_{step}} \times f_{center} \quad (2.10)$$

$$f_{center} = \frac{f_{start} + f_{end}}{2} \quad (2.11)$$

### 3. 資料點轉換

當頻率區間確定後，就能夠針對每個區間的頻率做資料點的切割。與正弦波不同的是，Chirp 訊號每個區間因為頻率不同，資料點的個數也不同，因此需要切割許多不同區間的資料點，其公式如公式所示，與脈衝模式資料點轉換不同的是，需要用一個二維陣列去做儲存。其中  $i$  的意義為第幾個頻率區間， $j$  為第幾個資料點。

$$D_{chirp}[i][j] = \sin(2\pi f[i] \times t[i][j]) \times (2^{bit_{DAC}}) \quad (2.12)$$

在將使用者輸入的參數轉換為數位資料格式之後，這些數位數據必須進行精確的排序，以確保其能夠與 FPGA 內部演算法的處理流程相匹配。考慮到 USB 3.0 模組與 FPGA 之間的通信機制是以每次傳輸四個字節（32-bits）為單位，我們需要首先進行-bits 數的對齊操作，如圖2.8及2.9所示。作為傳輸的開端，前四個-bits 組被賦予一組特殊的確認信號，脈衝模式為 CCCC\_CCCC，Chirp 模式為



表 2.1 各變數之意義

變數名稱	適用模式	意義
$n_{data}$	脈衝模式	一個正弦波含有的資料點個數
$n_{burst}$	脈衝模式	一個脈衝長度含有的正弦波個數
$n_{length}$	脈衝模式	一個脈衝週期含有的正弦波個數
$n_{work}$	脈衝模式	一個工作週期含有的脈衝週期個數
$n_{rest}$	脈衝模式	一個靜止週期含有的脈衝週期個數
$n_{tt}$	脈衝模式	總共有多少個脈衝週期
$D_{burst}$	脈衝模式	正弦波的數位資料點值，包含振幅資訊，為 8-bits
$ph_0 - ph_3$	脈衝模式	四個通道之資料起始點
$n_{step}$	Chirp 模式	總共有多少個頻率區間
$n_{chirp}$	Chirp 模式	一個區間內含有多少個該頻率的正弦波
$D_{Chirp}$	Chirp 模式	Chirp 波的數位資料點值，為 8-bits

DDDD\_DDDD。FPGA 會根據接收到不同的確認信號，執行不同模式的演算法，啟動後續數位數據的儲存過程。接下來的四個封包則攜帶所有必要的數位信息，這些信息已經被格式化為 16-bits 的數據格式，並且進一步分解為兩組 8-bits，以實現資料的對齊。隨後，其餘的封包會將每個數據點轉換為 8-bits 形式，並按照既定順序進行排列。整理好的數據會通過 USB 3.0 模組進行傳輸，暫時儲存在內部緩存中，直至 FPGA 發出指令，要求將數據從內部緩存傳輸至 FPGA 中以供進一步處理。

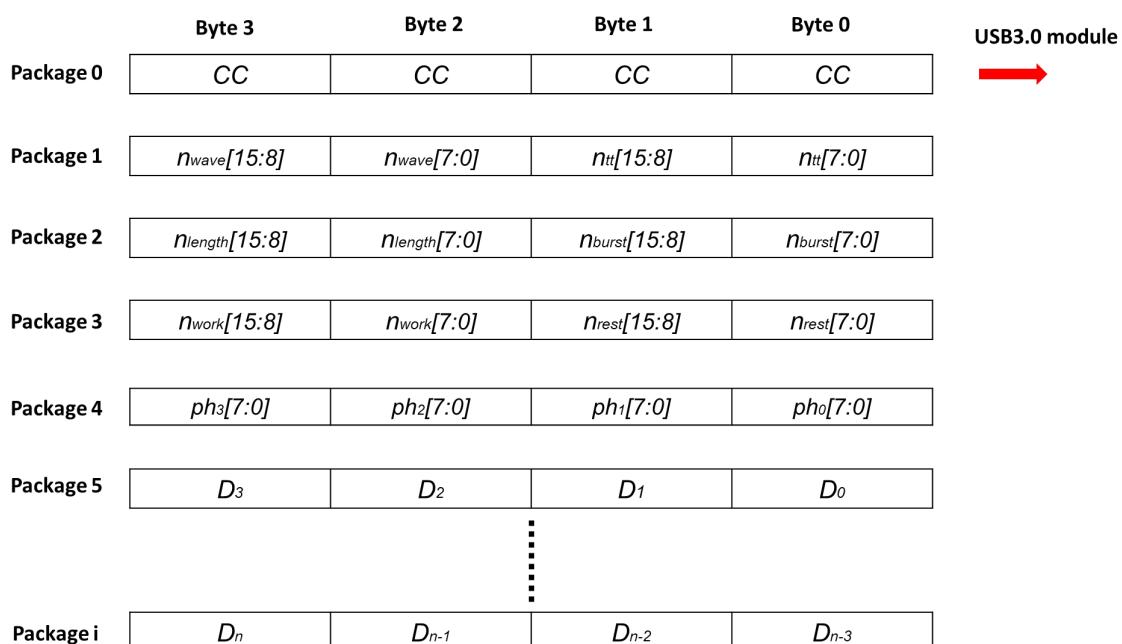


圖 2.8 脈衝模式封包排序

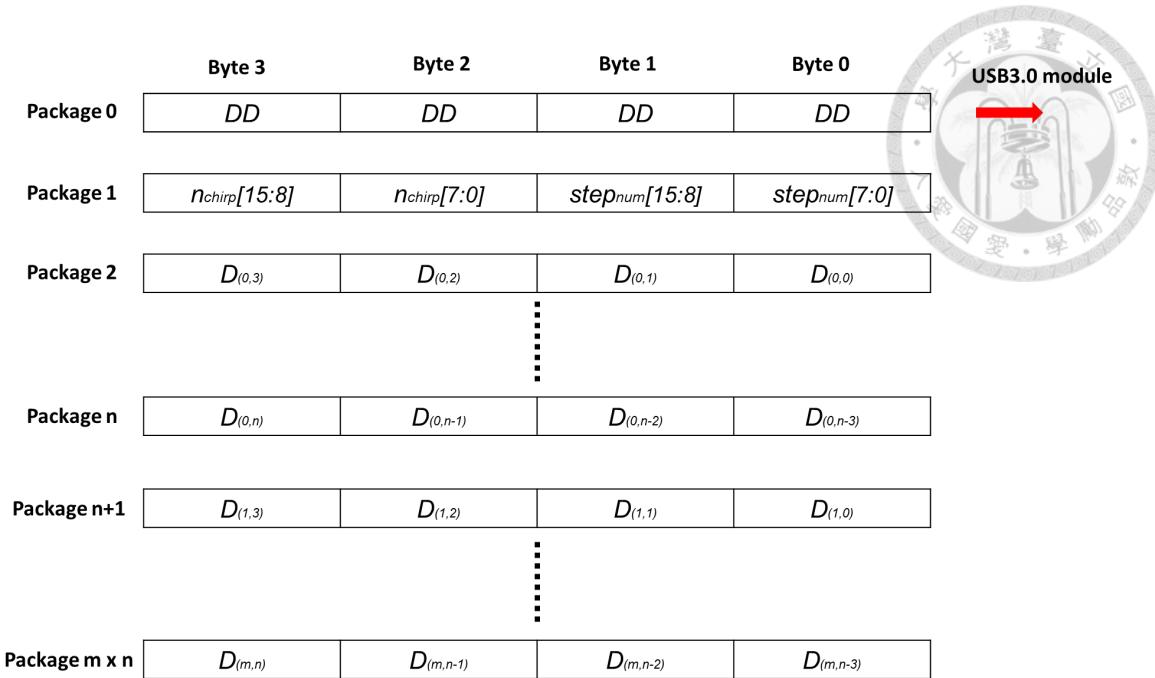


圖 2.9 Chirp 模式封包排序

## 2.3 訊號產生級設計

本研究之訊號產生級架構如圖2.10所示。由 USB3.0 模組、現場可程式化邏輯閘陣列（FPGA）和數位類比轉換器（DAC）模組所組成。USB 3.0 模組負責實現個人電腦與 FPGA 之間的資料通信，它透過 FPGA 內部的主頻實中整合並管理雙方的硬體通訊方式，並負責數位資料的快取和管理。FPGA 是訊號產生和控制的中樞，他在左方利用接收訊號「Flag\_c」及「Flag\_d」控制 USB3.0 模組的資料傳輸。另一方面，它根據電腦級數位演算法提供的指令，執行狀態機操作，進而將訊號調整至 DAC 所需的格式，並將資料並行導入四個 DAC 模組。DAC 模組接著將數位訊號轉換成類比訊號，依據所執行的模式，產生脈衝訊號或 Chirp 訊號。

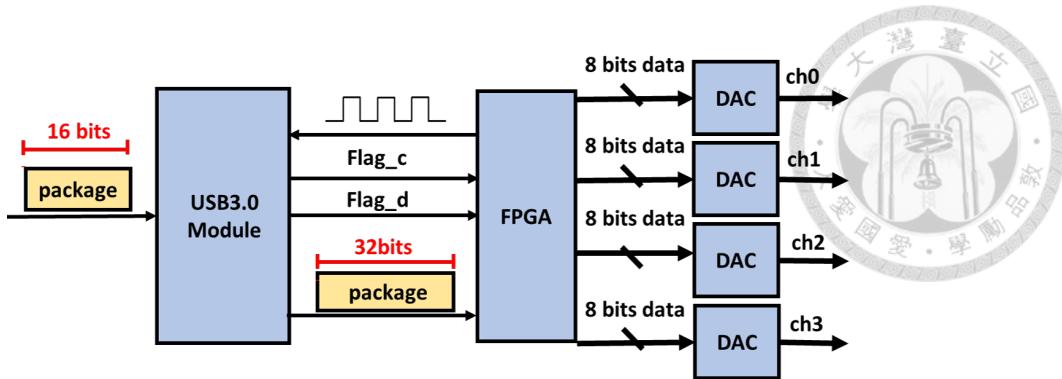


圖 2.10 訊號產生方塊圖

### 2.3.1 USB3.0 模組

在本研究中，由於電腦系統和我們所選用的 FPGA 之間無法直接進行資料通訊，必須藉助特定的通訊協定來橋接二者。過程中，我們選用了英飛凌科技推出的 EZ-USB™ FX3 模組，此模組具備一套完整的資料傳輸機制，有效協調電腦與 FPGA 之間的資訊流動，如圖2.11所示，USB3.0 模組負責從電腦接收數位數據，並透過預定位址將其暫存於內建的緩存之中。接著，內部的同步 FIFO（先進先出佇列）控制器將根據快取狀態，決策資料是保持在緩存區待命還是轉送至 FPGA 進行下一步處理。當緩存區接近滿載時，FIFO 控制器會指示資料向 FPGA 流動，以防止緩存溢出；反之，如果緩存區即將空閒，FIFO 則會中斷資料流向 FPGA，避免不必要的資料傳輸。透過這種靈活且有效率的控制策略，EZ-USB™ FX3 模組簡化了電腦與 FPGA 之間複雜的通訊過程，確保了資料交換的穩定性與高效率。

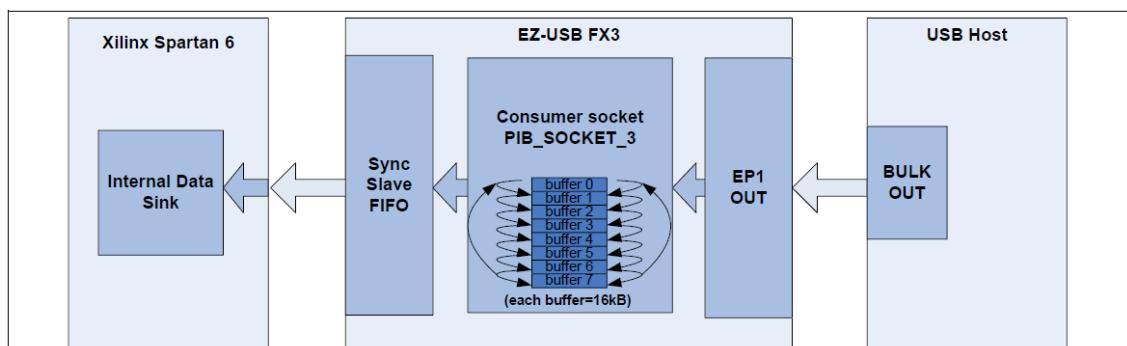


圖 2.11 USB3.0 傳輸方塊圖



圖 2.12 EZ-USB™ FX3 USB3.0 模組

### 2.3.2 FPGA 演算法

我們選擇 Altera 的 DE2-115 FPGA 開發板作為本研究系統之訊號控制核心，FPGA 的主頻率為 100MHz，這樣的主頻率能夠滿足 USB3.0 模組的時序要求，也能提供後級的波形輸出足夠的解析度。在訊號產生及控制演算法中，我們設計了一個有限狀態機 (FSM)，如圖2.14所示。「IDLE」為初始狀態，當 FPGA 接收到来自電腦端的確認訊號，會分別進行兩種模式，CCCC\_CCCC 為脈衝模式，DDDD\_DDDD 則為 Chirp 模式。確認模式後，FPGA 會將先將所有數位資料存進 Block RAM 中，並進到「WAIT」的狀態，等待電腦級的開始指令。收到開始指令後，就會進行該模式的訊號產生。

在脈衝模式中的，會根據四個通道的相位做起始資料點的設定，並開始由各個參數的計數器進行訊號的產生。透過先前儲存在 Block RAM 中的數位資訊來決定各個計數器該數到多少的數值，來進行資料的輸出。當資料點的數量達到  $n_{data}$  的值時，表示此時完成的一個正弦波的輸出，當正弦波數達到  $n_{burst}$  的值時，即代表一個脈衝長度已經輸出完畢，此時狀態機會進入「OUTPUT\_NULL」的狀態，直到波形數達到  $n_{length}$ ，此時代表一個脈衝週期已經輸出完成，重複著此步驟，便可以達到脈衝波形第一組 PRF 的輸出。當脈衝周期數達到  $n_{work}$  時，代表一組工作週期已經被完成，接著進入靜止周期。而當脈衝周期數達到  $n_{rest}$  時，代表一

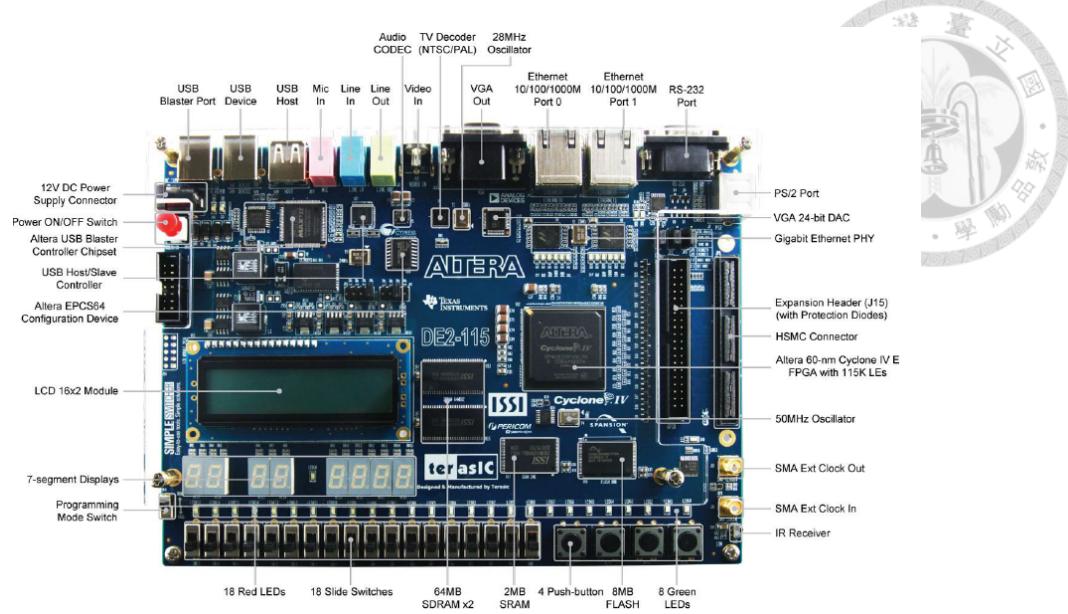


圖 2.13 DE2-115 FPGA 開發板

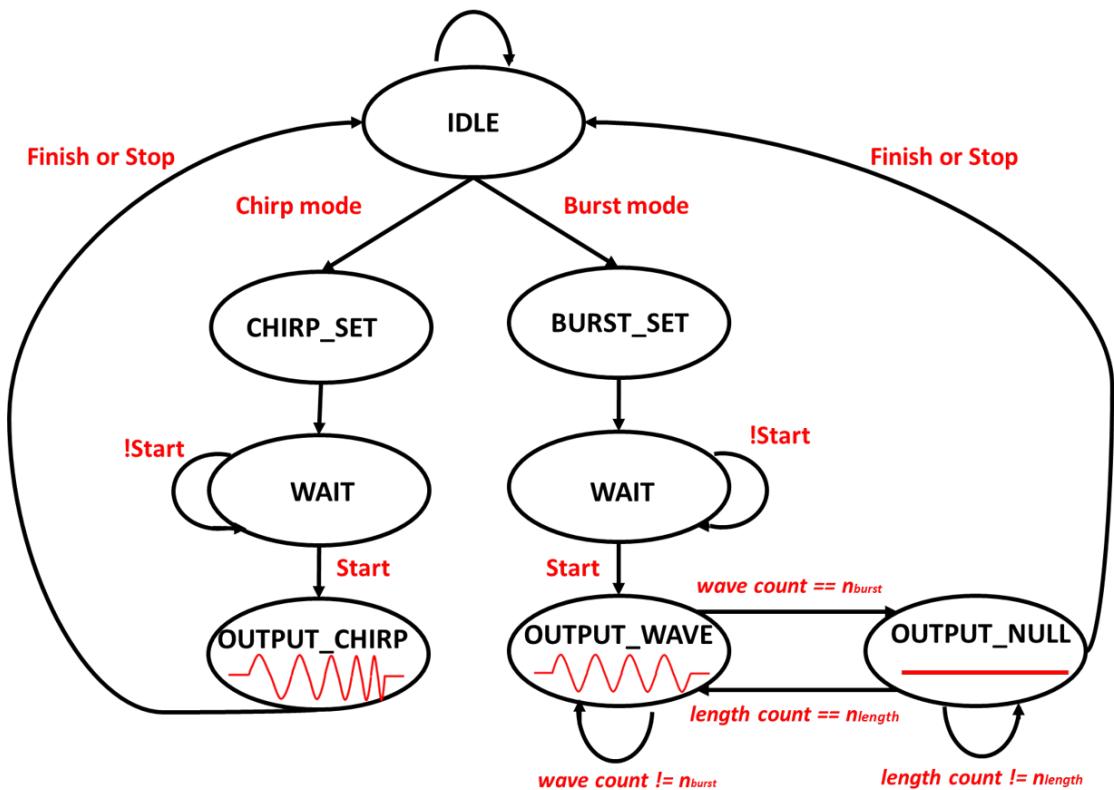


圖 2.14 有限狀態機

組靜止週期已經被完成，接著再回到工作週期，重複此循環直到脈衝周期數直到計數器達到  $n_{tt}$ ，代表總時間已結束，完整的脈衝波形已經輸出完畢。此時狀態機會回到「IDLE」狀態，並等待使用者再次使用。

在 Chirp 模式中，Block RAM 中儲存的是各個頻率區間的資料點， $n_{chirp}$  代表



每個區間需要輸出波形數量，與脈衝模式類似，當一個頻率區間的輸出波形數量達到  $n_{chirp}$ ，此時會接著輸出下個個頻率區段的資料點。而  $n_{step}$  則代表總共有幾個區間，因此當執行至最後一個區間並且波形數量也輸出完畢時，代表一組 Chirp 訊號已經被輸出完畢，同樣回到「IDLE」狀態，並等待使用者再次使用。

經過上述的數位訊號演算法以及 FPGA 狀態機的設計，本研究之系統之訊號產生以及訊號控制模組已經完成。我們利用 FPGA 開發板內部的輸出檢測器觀察輸出結果，如圖 3.19 至 2.17 所示。

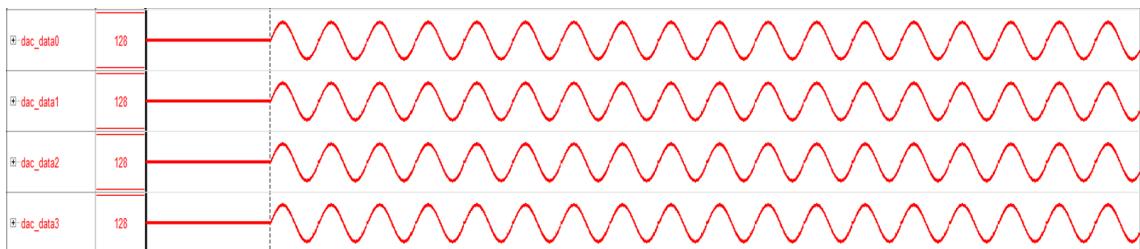


圖 2.15 mode0(0,0,0,0)

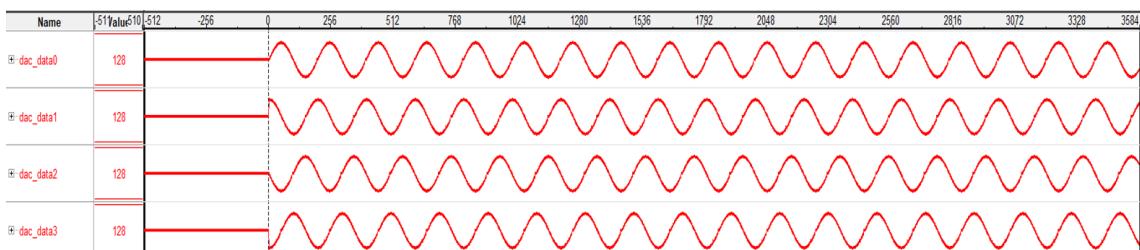


圖 2.16 mode1(0,90,180,270)

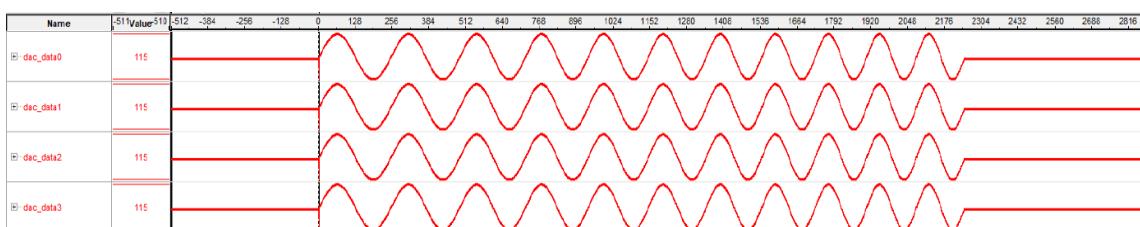


圖 2.17 Chirp 訊號



### 2.3.3 DAC 模組

在這個階段，我們的目標是將 FPGA 輸出的離散數位資料點轉換成連續的類比輸出。為了實現這一轉換，我們在 FPGA 的輸出端接入了四個數位類比轉換器 (DAC)，負責將數位信號轉換為類比信號。具體使用的是德州儀器 (TI) 生產的 DAC908 開發板，其硬體架構圖如圖2.19所示。DAC908 的時鐘採用 FPGA 的主時鐘，且在每個時鐘的上源觸發時，FPGA 輸出的 8 位數據點將平行輸入 DAC 進行轉換。根據設定的模式，DAC 輸出類比脈衝信號和 Chirp 信號。

DAC908 是一款 8 位並行輸入的 DAC。它的工作原理基於每一個位元位對應一個加權的電流源，這些電流源根據接收到的位元值（0 或 1）進行輸出決策。如果接收到的是 0，則對應的電流源不輸出；如果是 1，則電流源進行輸出。內部 8 個電流源是否輸出的決定之後，通過一個加權計算模組將這些輸出進行加權計算，從而得到最終的輸出電流值。這個電流值經過開發板上的輸出電阻轉換成電壓輸出，其最大輸出值為  $\pm 1V$ 。例如，當 FPGA 的數位信號為 1111\_1111 時，所有電流源都開啟，經加權後可獲得最大輸出  $+1V$ 。反之，如果收到的信號為 0000\_0000，所有電流源反向工作，輸出最小值  $-1V$ 。FPGA 通過調控這 8 位位元，能夠輸出不同的電位，從而形成連續的類比信號。通過這種方式，DAC908 能夠高效地將數位信號轉換為精確的類比信號。

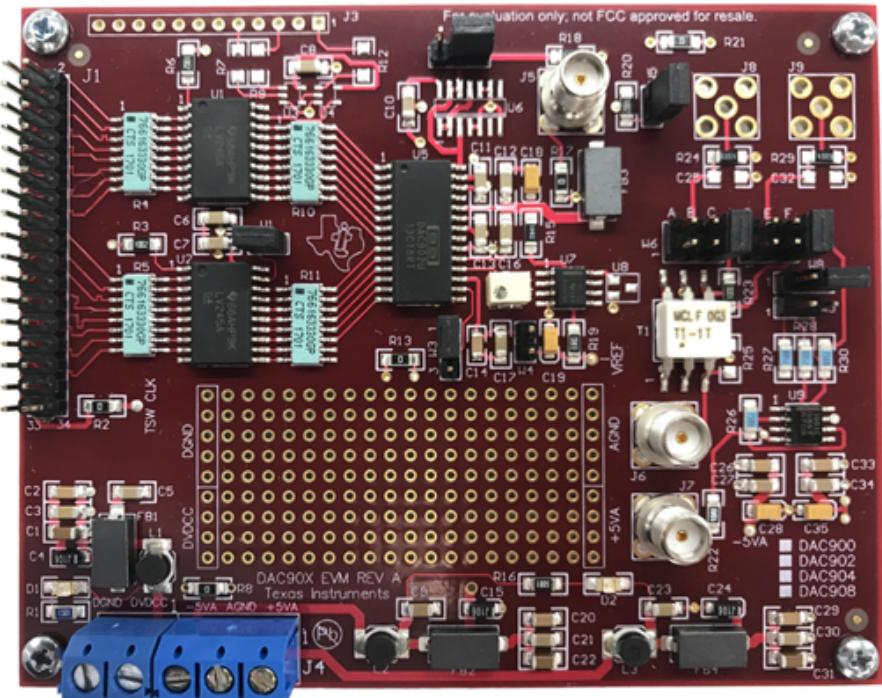


圖 2.18 DAC908 開發板

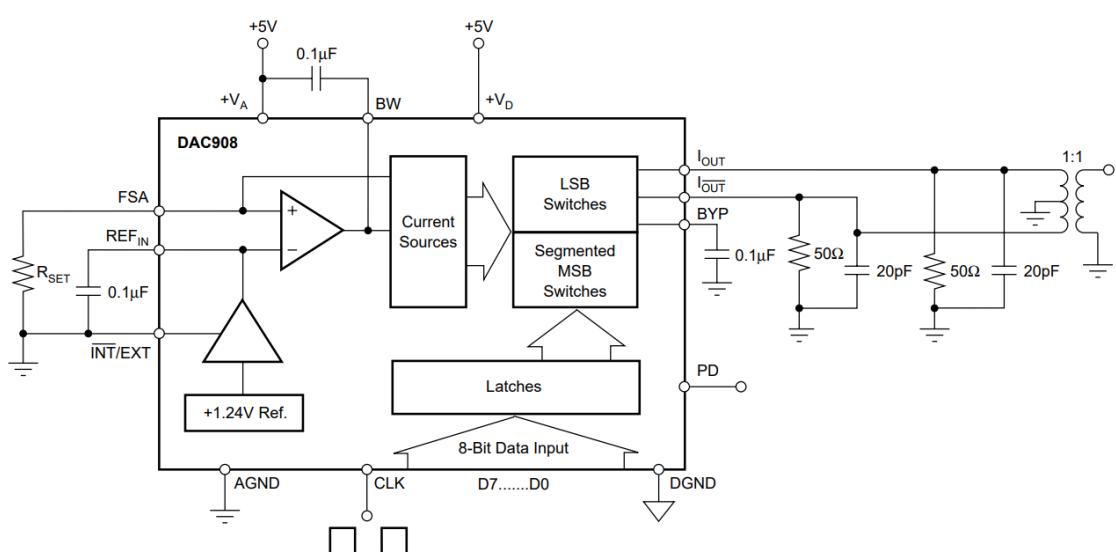


圖 2.19 DAC 硬體架構圖



## 2.4 驅動電路設計

為了降低高次諧波的生成且避免複雜的匹配電路，在先前的研究中對D類和E類功率放大器進行了改進，但是增加的電容和電感等被動元件提升了電路的複雜度。本研究提出了一種基於AB類功率放大器的新型驅動電路設計，如圖2.20所示的方塊圖展示了其線性信號放大過程，而整體的電路圖如圖2.21所示。由於這一過程保持了信號的線性增強，因此在理論上，輸出端的信號完整度將得到顯著提升。驅動電路設計中架構中分別包含電壓放大級、訊號耦合級以及電流放大級，透過此架構能夠使系統輸出足夠大的功率驅動後級的超音波探頭並保持良好的訊號完整度。

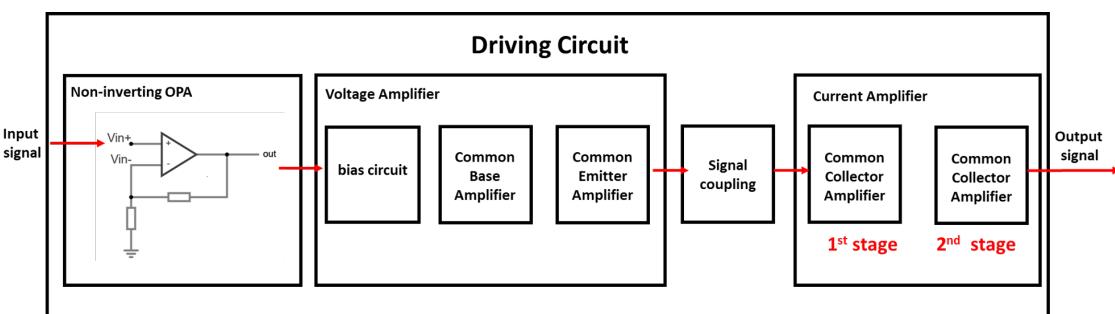


圖 2.20 驅動電路架構

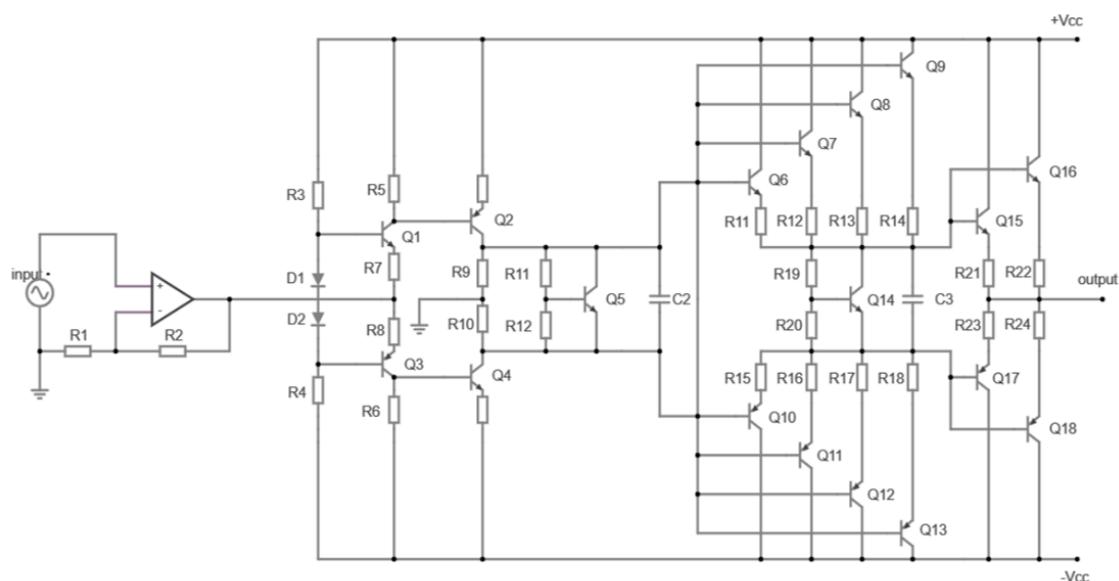


圖 2.21 驅動電路圖



## 2.4.1 電壓放大級

從 DAC 輸入的最大振幅為  $\pm 1V$ ，若是直接進入電壓放大級，會使電壓放大級的增益要求變得非常嚴苛，增益至少要達 50 倍以上，而要滿足 RF 的頻率的同時又需要如此高的增益，大大的增加了設計上的難度，因此我們在 DAC 輸入與電壓放大級之間設置了一個非反向放大器。非反向放大器具有高輸入阻抗、穩定增益、低輸出阻抗以及高頻寬的特性，高輸入阻抗使得非反向放大器對輸入信號的加載非常小，不會影響原始信號源的訊號。基於上述非反向放大器的好處，經由上一級 DAC 輸出的類比小訊號首先會進入一個非反向放大器中，維持了輸入端與輸出端的訊號穩定。除此之外，非反向放大器的輸出增益為 15 倍，作為訊號的初級電壓放大，使原本 DAC 最大  $\pm 1V$  的輸出經過非反向放大器能夠被放大到  $\pm 15V$ ，對於下一級的電壓放大級減輕了增益上的負擔。

電壓放大級主要利用 BJT 來進行電壓的線性放大，由偏壓電路、共基級電路以及共射級電路組成。偏壓電路提供了適當的直流偏壓，保證 BJT 能夠工作在主動區，保持線性放大的特性，而共基級電路則主要改善 BJT 高頻響應的頻寬，在高頻應用中，BJT 本身的寄生電容對於電路的頻率響應有很大的影響，由寄生電容造成的米勒效應 (Miller Effect) 較為嚴重。而共基級電路的設置能夠將輸入端看進去的等效電容較少，從而降低了米勒效應的影響。共射級電路則為電壓進行主要的放大，透過調整射級的電阻，可以線性的控制電壓的大小。電壓放大級作為驅動電路的第一級，為後級提高了高頻響應外，也保持了足夠大且不失真的電壓訊號。

電壓放大級電路為上下對稱設計。圖2.22為訊號輸入為負半周時的訊號放大原理圖，圖2.23為訊號輸入為正半周時的訊號放大原理圖。其中  $Q_1$  與  $Q_3$  構成共基級電路， $Q_2$  與  $Q_4$  構成共射級放大電路。首先，偏壓電路  $D_1$  與  $D_2$  分別為  $Q_1$  與  $Q_3$  的基級電壓提供  $\pm 0.7V$  的直流偏壓，使其保持工作在主動區。前級非反向



放大器的輸出從共基級放大器的射級輸入時，訊號在負半周且小於 $-0.7V$ 時，此時對於 $Q_3$ 來說其 $V_{EB3} < 0$ ，因此下半部的電路處於截止狀態不會導通，由上半部電路進行電壓放大。此時 $Q_1$ 導通，使的 $V_{C1}$ 不再是截止時 $+V_{CC}$ ，其電壓透過 $R_5$ 產生壓降，隨著訊號越負，電壓也跟著線性從 $+V_{CC}$ 往下降，當電壓下降至 $+V_{CC} - 0.7V$ 時，此時 $Q_2$ 的 $V_{EB2} > 0$ 所以開始導通，此時共射級放大器 $Q_2$ 將訊號進放大，電壓放大倍率由 $R_9$ 決定，阻值與電壓成正比但方向相反，因此將負半周的輸入訊號轉換成放大的正半周訊號 $V_{C2}$ ，完成了電壓的放大。同理，若輸入訊號大於 $+0.7V$ 時，此時對於 $Q_1$ 來說其 $V_{BE1} < 0$ ，因此上半部的電路處於截止狀態不會導通，由下半部電路進行電壓放大。此時 $Q_3$ 導通，使的 $V_{C3}$ 不再是截止時 $-V_{CC}$ ，其電壓透過 $R_6$ 產生壓降，隨著訊號越正，電壓也跟著線性從 $-V_{CC}$ 往上升，當電壓上升至 $-V_{CC} + 0.7V$ 時，此時 $Q_4$ 的 $V_{BE4} > 0$ 所以開始導通，此時共射級放大器 $Q_2$ 將訊號進放大，電壓放大倍率由 $R_{10}$ 決定，阻值與電壓成正比但方向相反，因此將正半周的輸入訊號轉換成放大的負半周訊號 $V_{C4}$ 。

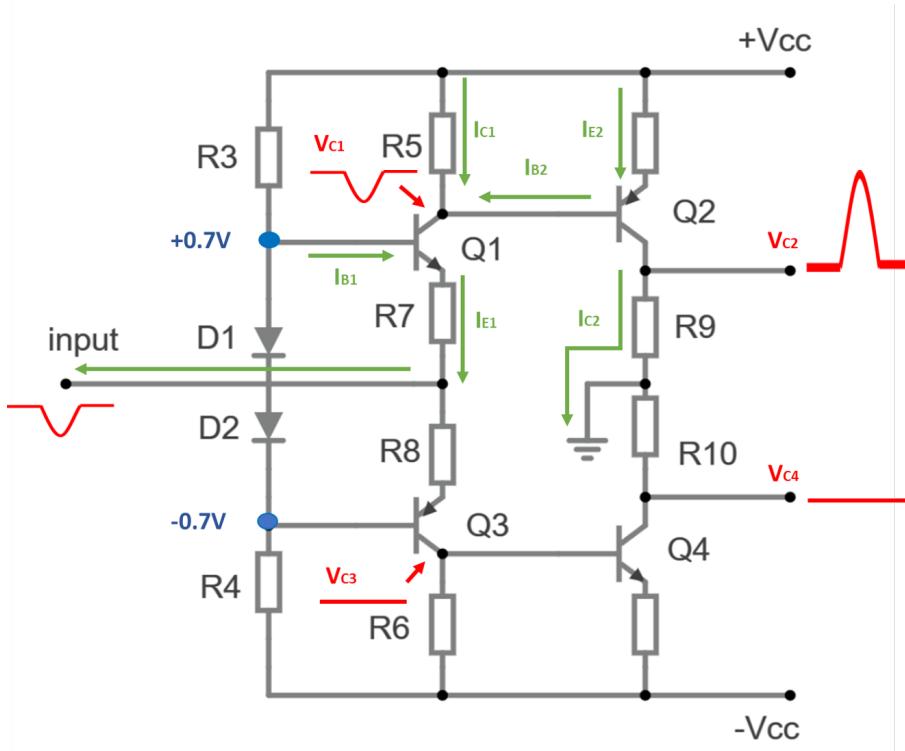


圖 2.22 輸入負半周放大原理圖

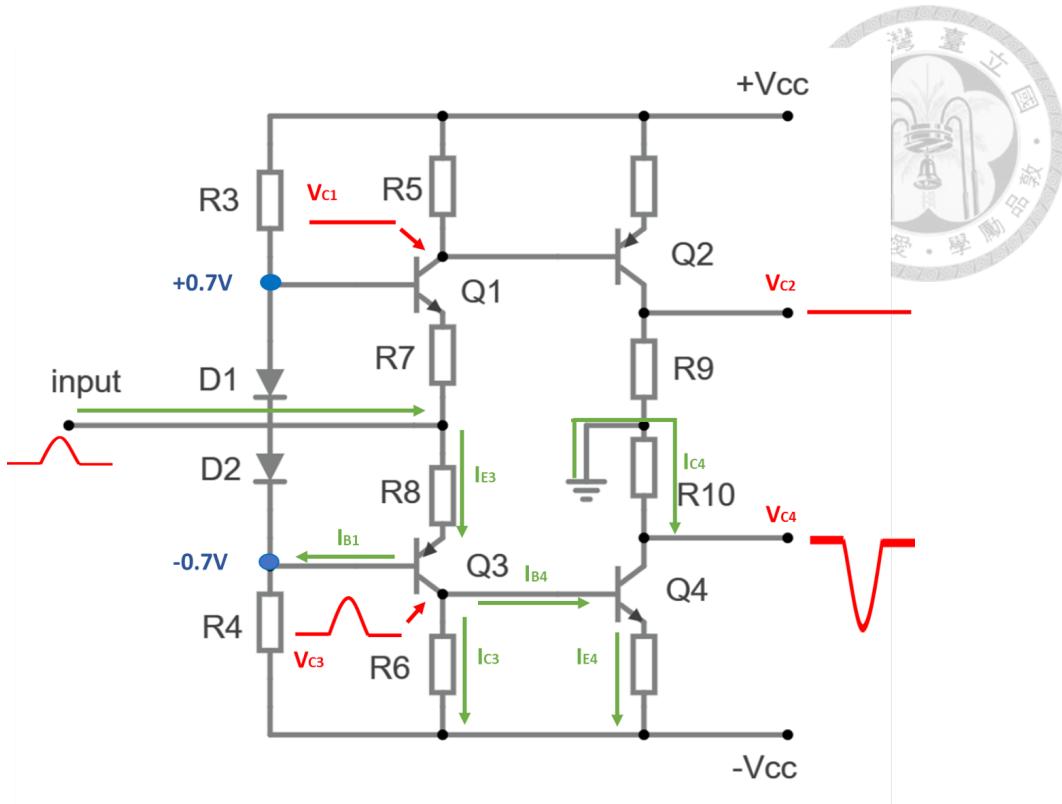


圖 2.23 輸入正半周放大原理圖

#### 2.4.2 訊號耦合級

經由電壓放大級放大之訊號如圖2.22及圖2.23中的  $V_{C2}$  與  $V_{C4}$ ，此時正半周與負半周為分開兩個點，因此我們需要將分開的訊號耦合在一起，形成一個大電壓的正弦波，為後級的電流放大級提供一個完整且穩定的大電壓正弦波訊號源。訊號耦合級電路圖如圖2.24所示。

在直流部分，如圖2.25，耦合電容視為開路。由於下一級電流放大級為共射級組態，直流的流向可以被分為  $I_1$ 、 $I_2$ 、 $I_3$ 、 $I_4$  四條路徑，其中  $I_4$  為流入後級電流放大級的電流。後級放大級的主要方式為共集極放大器， $I_4$  作為共集極放大電路的輸入電流，若電流太大，則在後級在電流增益上會過大，超出元件可額定的數值。因此  $I_4$  的直流電流需要越小越好，因此在這邊放上  $Q_5$  並給予偏壓電阻  $R_{11}$ 、 $R_{12}$  進行適當偏壓，保持  $Q_5$ ，導通，這樣流入後級的  $I_4$  就會大幅減少，維持了前後級的平衡。

在交流部分，如圖2.26，耦合電容視為短路，經由電壓放大級放大後的正負半周訊號會被耦合在一起，實現了大電壓訊號的耦合，為後級提供了穩定的大電壓訊號源。

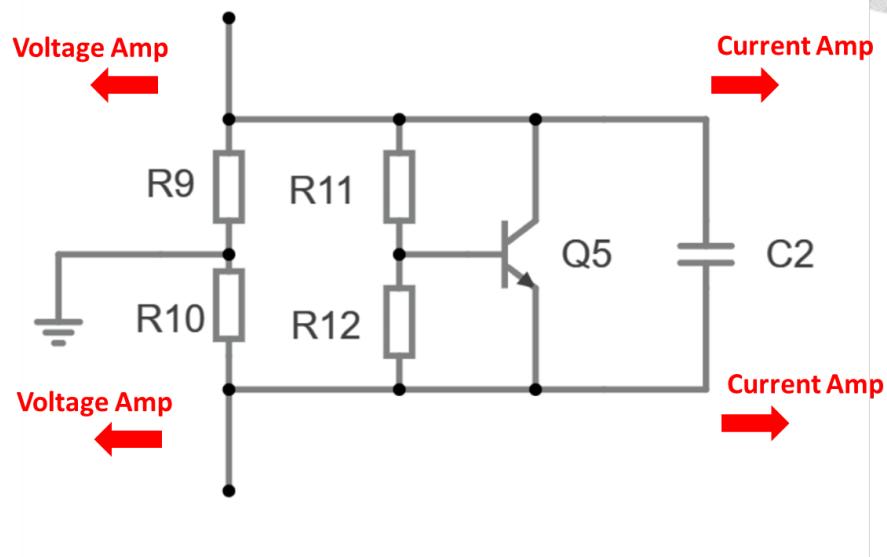


圖 2.24 訊號耦合電路

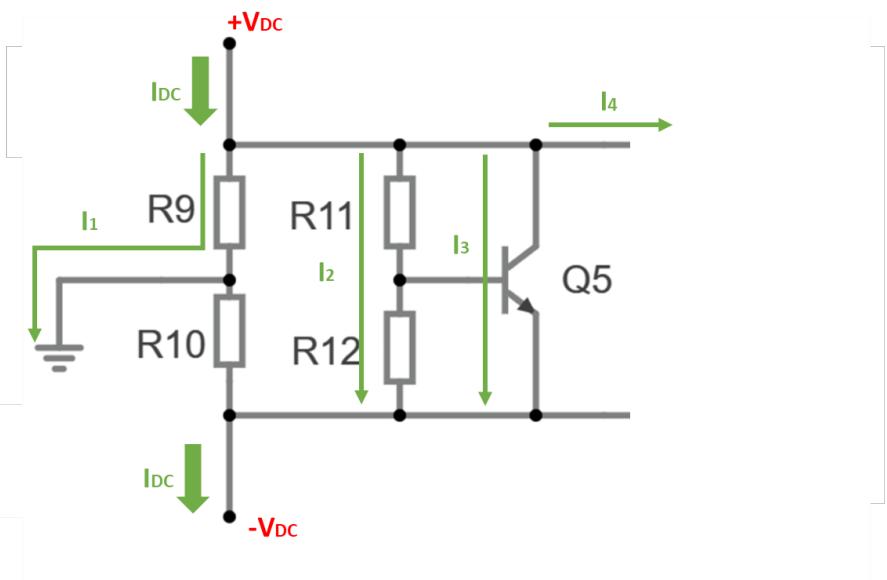


圖 2.25 直流等效電路

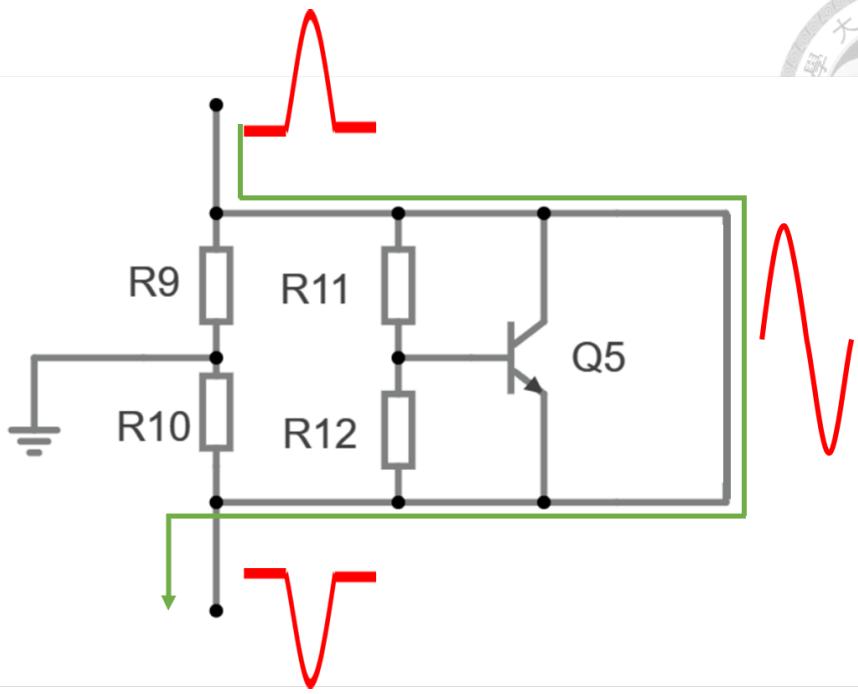


圖 2.26 交流等效電路

### 2.4.3 電流放大級

電流放大級功用主要是為前級的所提供的大電壓訊號提供足夠的電流驅動能力。我們選擇用共集級放大器作為電流放大級的主體。共集級放大器的特點主要能在保持接近 1 的電壓增益外，其電流增益可以放大數十至數百倍。然而，隨著後級的功率越來越大，在選擇共集級放大電路的 BJT 時需選用能夠承受大功率輸出的型號，而大功率 BJT 的  $\beta$  值並沒有像理論值能夠達到 100 以上，通常介於 20~40 之間。從電壓放大級的輸出還未經過任何的電流放大電路，因此電流非常小，約只有  $\mu A$  等級，而我們希望輸出能夠提供至少  $A$  等級以上的電流，因此只利用一級的共集級放大器是辦不到的。為此，我們使用了兩級的共集級放大電路來達成對於驅動電流的要求。

電流放大級之電路圖如圖2.27所示。第一級電流放大使用的是中功率的 BJT，並且將其並聯 4 級，增加電流的驅動力。與電壓放大級相同，訊號在正半周時，上半部的  $Q_6$ 、 $Q_7$ 、 $Q_8$ 、 $Q_9$  導通，電阻  $R_{11}$ 、 $R_{12}$ 、 $R_{13}$ 、 $R_{14}$  用來控制電流的大

小，避免電流過大燒壞元件。同理，下半部的  $Q_{10}$ 、 $Q_{11}$ 、 $Q_{12}$ 、 $Q_{13}$  在訊號負半周時導通，放大負半周的電流。 $Q_{14}$  由偏壓電阻  $R_{19}$ 、 $R_{20}$  控制使其恆導通，與訊號耦合級的功用一樣，避免過多的直流流入第二級電流放大，在第一級電流放大中，電流大小從  $\mu A$  提升至  $mA$  級。第二級的電流放大使用大功率的 BJT，其工作原理與第一級相同，此時電流大小從  $mA$  級提升至  $A$  級，在保持電壓傳輸的情況下，將電流放大至有足夠的驅動力。

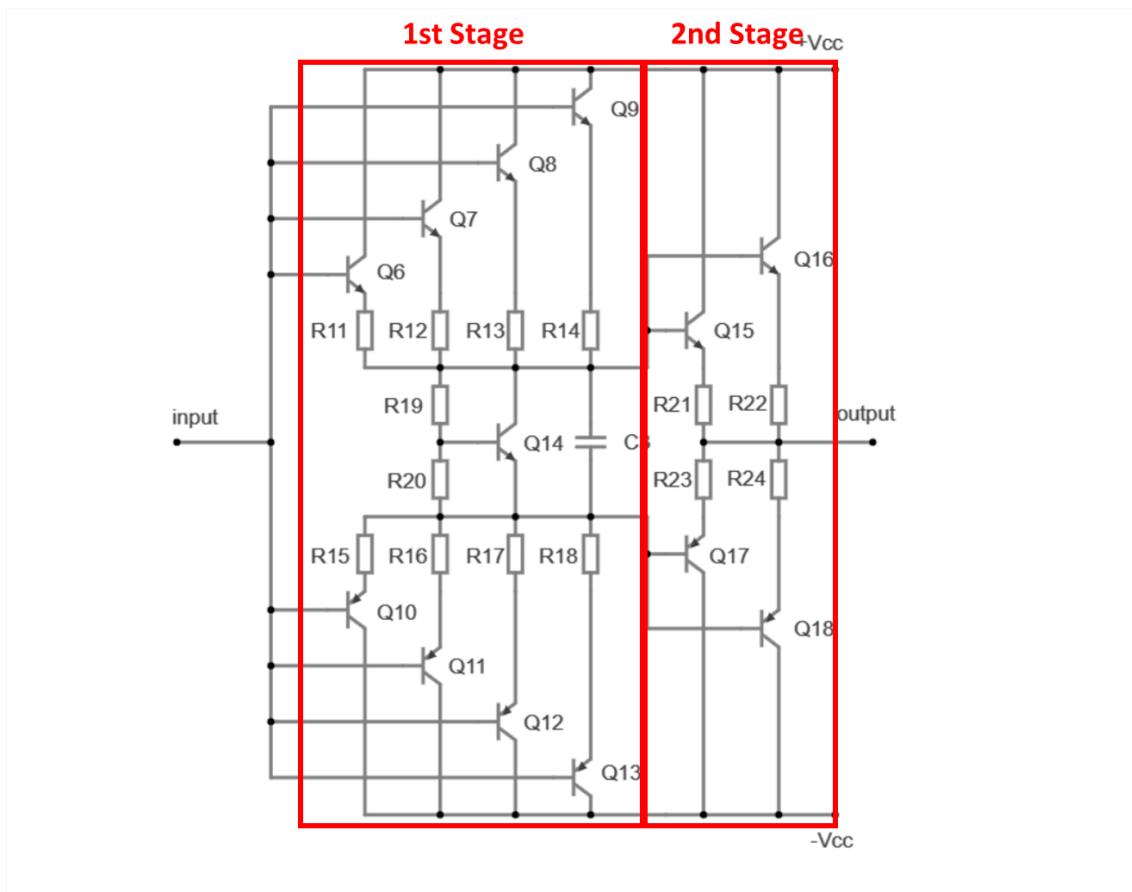


圖 2.27 電流放大級電路

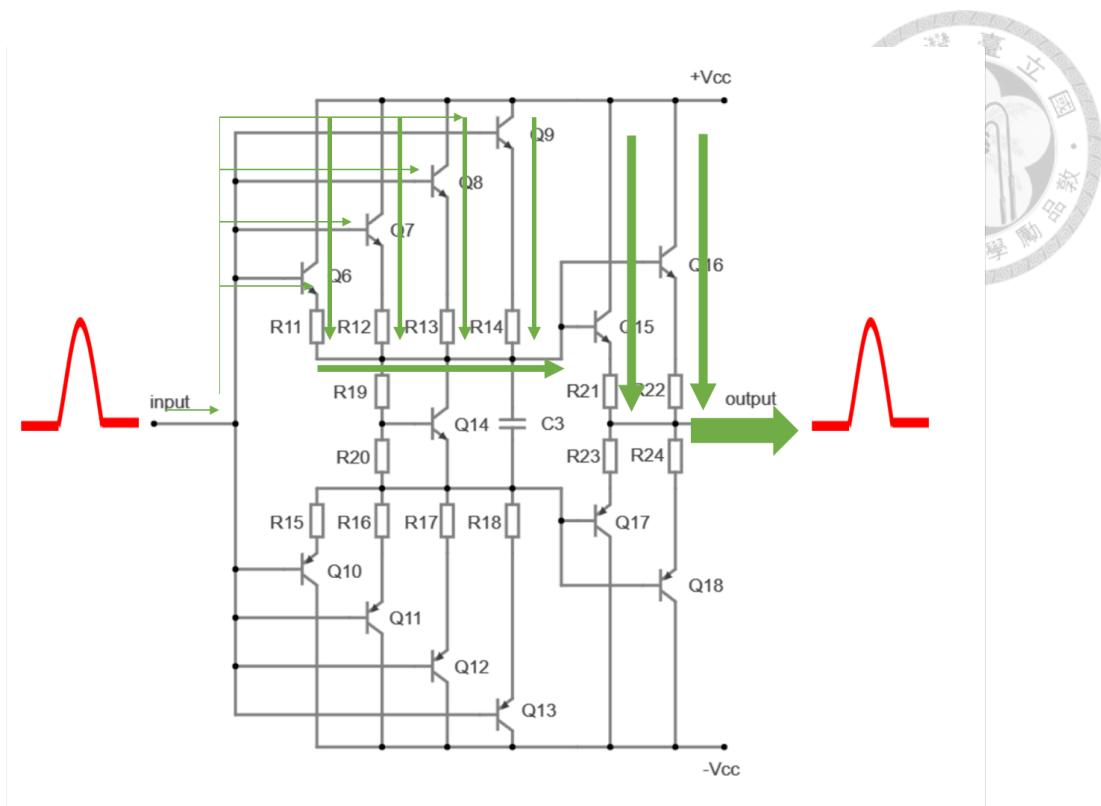


圖 2.28 正半周電流放大電路原理圖

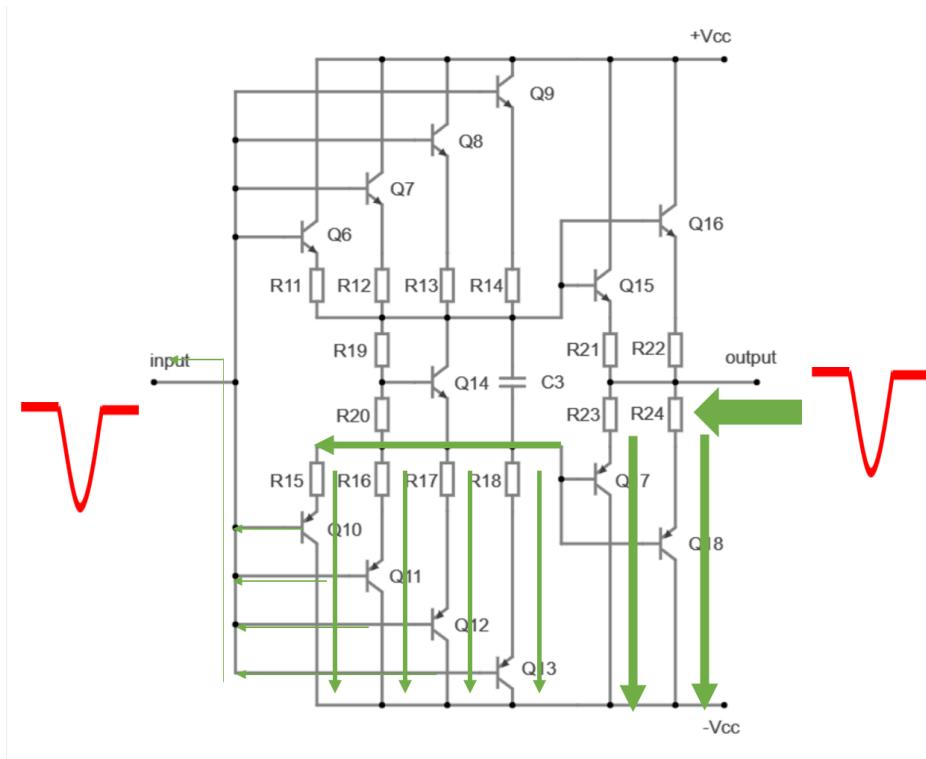


圖 2.29 負半周電流放大電路原理圖



#### 2.4.4 驅動電路 PCB 板

經過上述的理論設計，驅動電路的電路圖已完成，接著我們將理論化為實作。其中元件的挑選非常關鍵，實作上並無法像理論一樣理想，在挑選 BJT 時需要注意其額定功率、頻寬、交流增益，輸入輸出阻抗等等。本研究利用了 PSPICE 進行電路的模擬，包含直流偏壓點的選定、暫態響應、頻率響應等等輔助驅動電路之設計，最終將驅動電路做出來。圖為手做之驅動電路板，在功能確認後並將其畫成 PCB 板，成品如圖 2.30 及 2.31。驅動電路的性能會在第三章電性分析中進行詳細的探討。

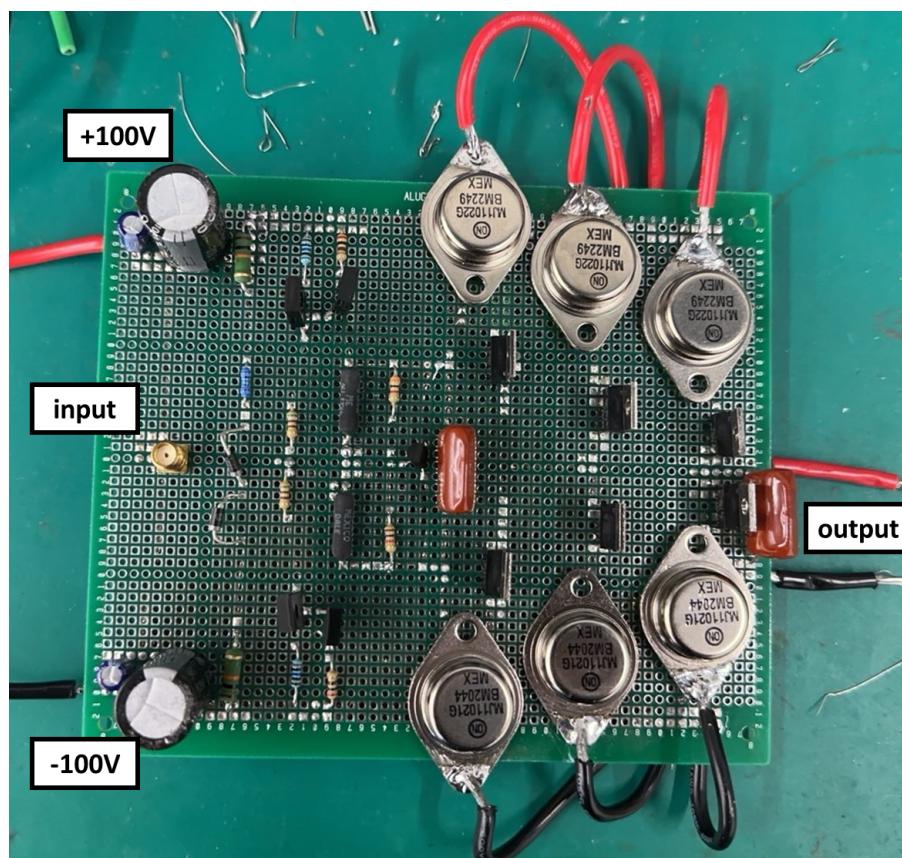


圖 2.30 手作驅動電路

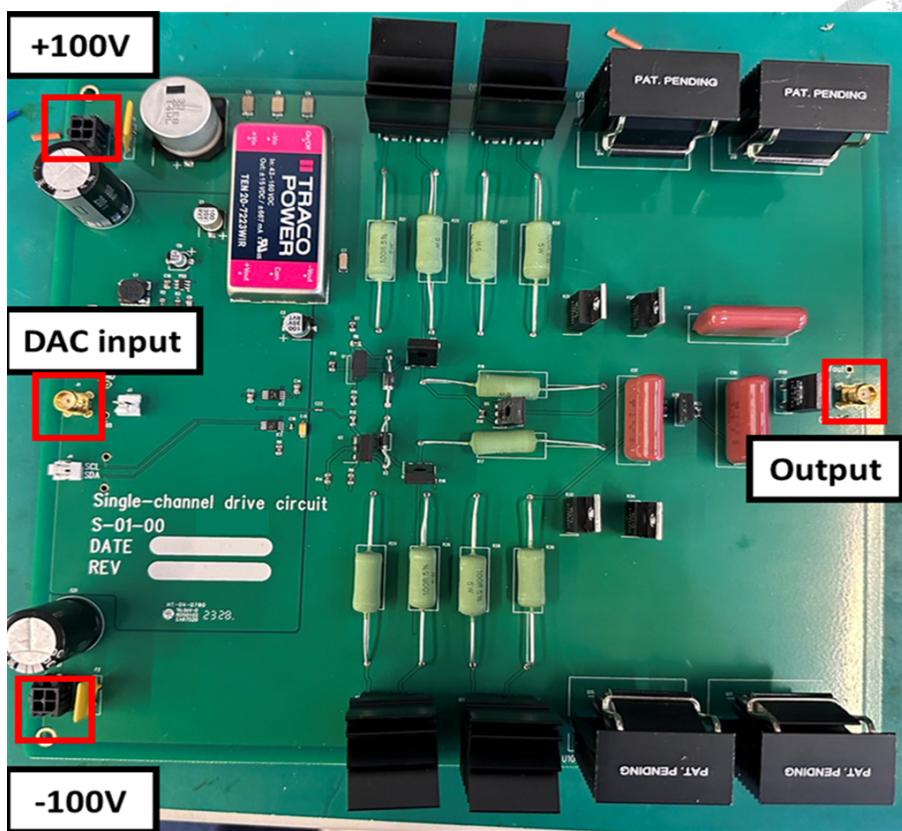


圖 2.31 駕動電路 PCB 板

## 2.5 超音波探頭及阻抗匹配

本研究將驅動系統設計完畢後，將驅動系統實際匹配至超音波探頭，本系統採用的超音波探頭為 PTZ-4 自聚焦式碗型探頭，其規格如表所示，並且在背面使用雷射切割切成十字形狀，使其分成四個通道，如圖2.32所示。為了使超音波探頭能夠有效地將電功率轉換成聲功率，我們需要在驅動電路與探頭之間做阻抗匹配。

表 2.2 探頭規格

直徑	曲率半徑	聚焦深度	諧振頻率
64mm	65mm	30mm	500kHz

壓電陶瓷材質超音波探頭的頻率響應與等效電路可以等效成圖2.33與圖2.34。 $C_1$  與  $L_1$  分別為動態電容與電感，當超音波探頭工作在諧振頻率  $f_s$  下時， $C_1$  與

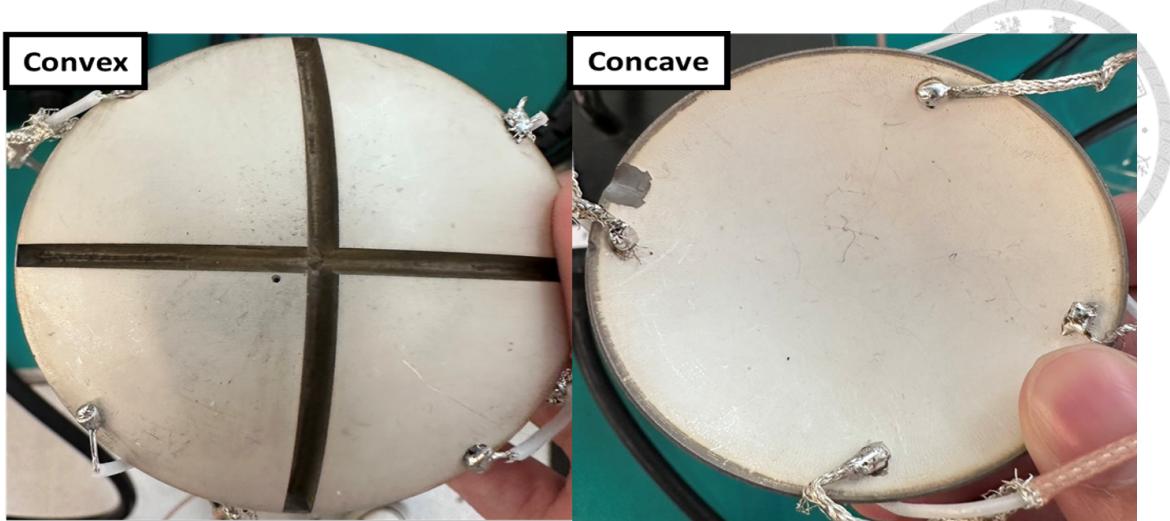


圖 2.32 本研究使用之探頭之凸面(左)及凹面(右)

$L_1$  會諧振而抵銷，因此其等效電路即為電容  $C_p$  與電阻  $R_1$  的並聯電路，此時探頭之等效阻抗成電容性且具有最大的機械震動。而我們希望探頭能夠得到最大的功率輸出且電功率能有效地透過震動轉換成聲壓。根據前人匹配設計之方法 [36]，本研究依據下列兩個原則進行阻抗的匹配。

### 1. 電壓電流同相位

要使探頭得到最大的輸出功率，勢必得讓通過探頭的電壓及電流同相位。然而在諧振頻率下探頭成容性，代表著電壓與電流存在著相位差，因此我們必須透過串聯電感或並聯電感的方式，將探頭等效成純阻性，才能使探頭得到的功率最大化。

### 2. 阻值須接近驅動電路之等效阻抗

當透過電感將等效阻抗修至純阻性時，此時探頭可等效為一純電阻，然而此時這個阻值需要與驅動電路的輸出阻抗接近，以保證訊號的不失真。

根據上述兩個原則，我們進行阻抗匹配的多種配置方法進行比較，原始四通道在水中並且在諧振頻率 (500kHz) 下之阻抗如表2.3所示。本研究配置了四種匹配方法，如表3.2所示。變壓器的使用能夠改變使從驅動電路端看向探頭的阻抗，根據 2.4 節所介紹之共集級放大器特性，其輸出阻抗都相當小，而四個通道的原始

阻抗 (90 多  $\Omega$ ) 對驅動端來說太大，因此需要透過適當匝數比的變壓器將阻抗調至與驅動電路的輸出阻抗相近，且此時變壓器可以視為一顆大電感，可以將其角度修正至  $20^\circ$  左右，然而我們為了將角度修至 0 度，因此並聯一較小的電感。由於四個通道之阻抗相近，因此我們四個通道均使用相同的匹配方式。另外也配置不同匝數比之變壓器作為對照組，其詳細比較結果會在第三張中詳細討論。

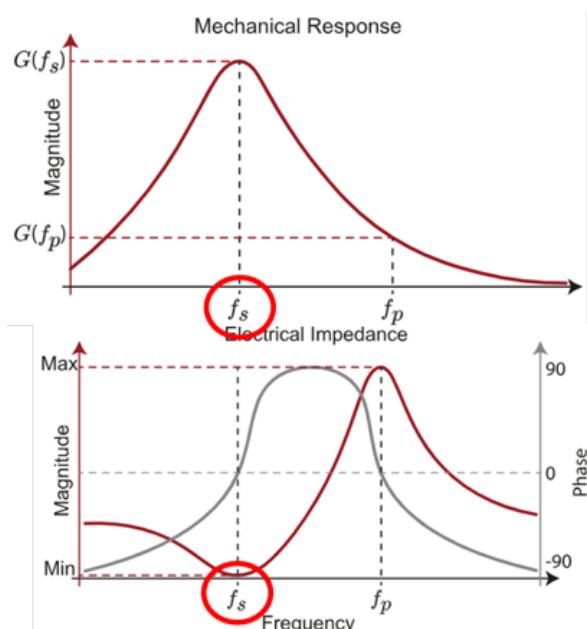


圖 2.33 探頭頻率響應圖

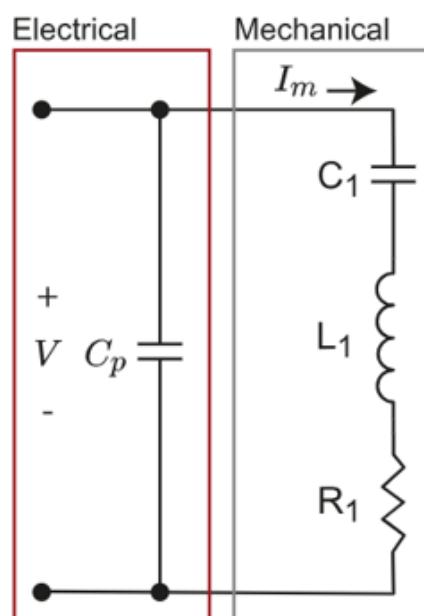


圖 2.34 探頭等效電路



表 2.3 各通道之阻抗

通道	阻抗	角度
ch0	93.4Ω	-28.6°
ch1	92.8Ω	-30.0°
ch2	93.6Ω	-28.4°
ch3	95.0Ω	-26.5°

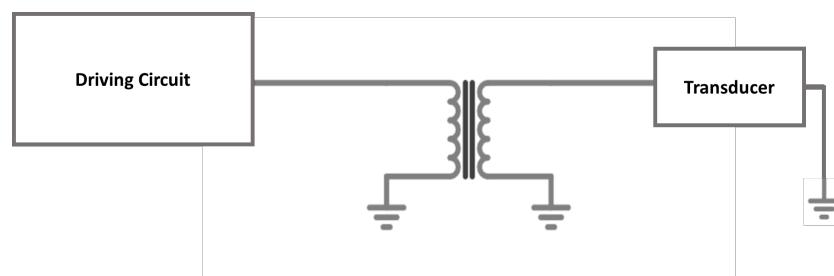


圖 2.35 變壓器匹配

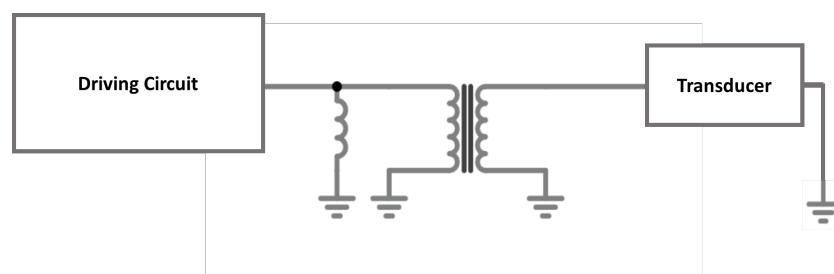


圖 2.36 變壓器並聯電感匹配

表 2.4 各匹配比較表

編號	匹配配置	匹配後之阻抗	匹配後之角度
匹配 1	6:14 變壓器	8Ω	-22°
匹配 2	6:14 變壓器 + 並聯電感	6.7Ω	-1.4°
匹配 3	6:24 變壓器	5.7Ω	-23°
匹配 4	6:24 變壓器 + 並聯電感	5.2Ω	2°



## 2.6 聲場實驗設計

本研究所建立的 HIFU 驅動系統建設完成後，接下來的重點將是測試整個系統的電氣特性和聲場表現。在聲場實驗方面，我們將重點放在聲場和聲壓的量測，以評估探頭的實際輸出表現。由於聲場和聲壓的測量需要在水中進行，我們首先對探頭進行了專業的封裝工作。如圖2.41所示的封裝過程中，我們將探頭的切割面埋入 3D 列印的封裝內。此外，從封裝的側孔將四個通道的正極以及凹面的負極引出。為了防止正負極之間的短路，我們在接口處塗抹了防水矽膠。封裝完成後，我們將探頭放置於水聲場量測平台中，該平台的設置如圖2.37所示。一切就緒後，我們便開始進行聲場量測，這是確保 HIFU 系統達到最佳性能的關鍵步驟。

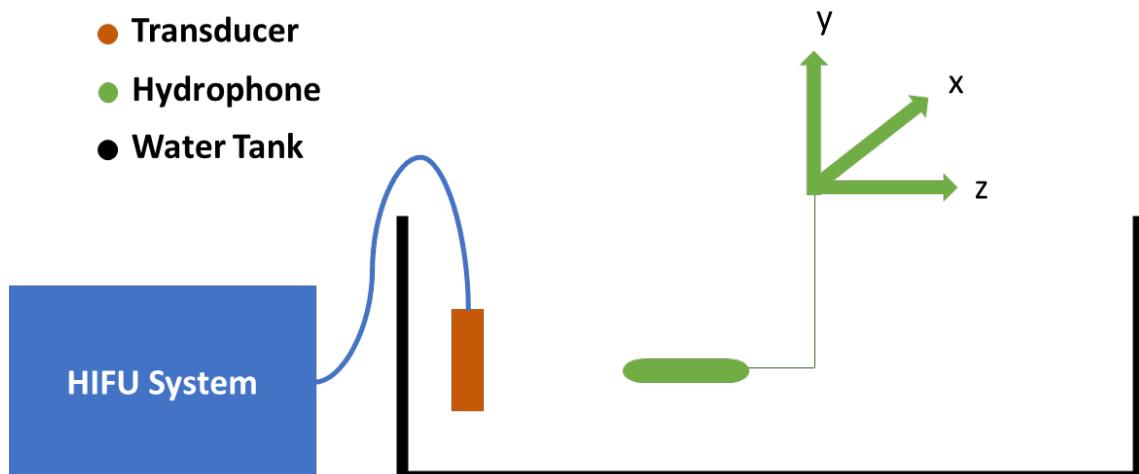


圖 2.37 實驗設置示意圖

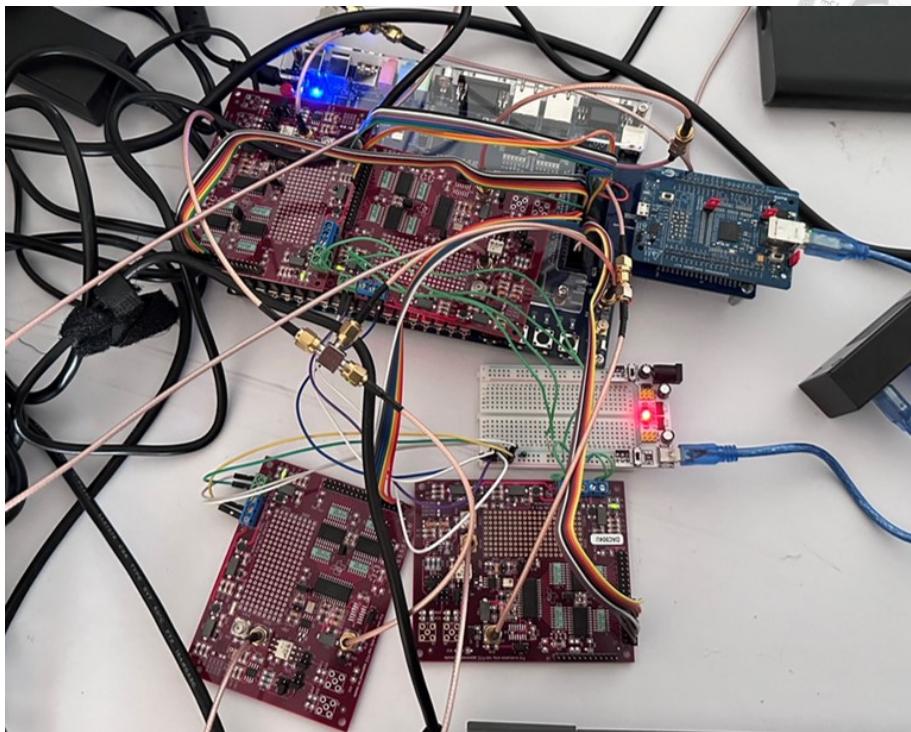


圖 2.38 訊號產生級實際圖



圖 2.39 驅動電路實際圖

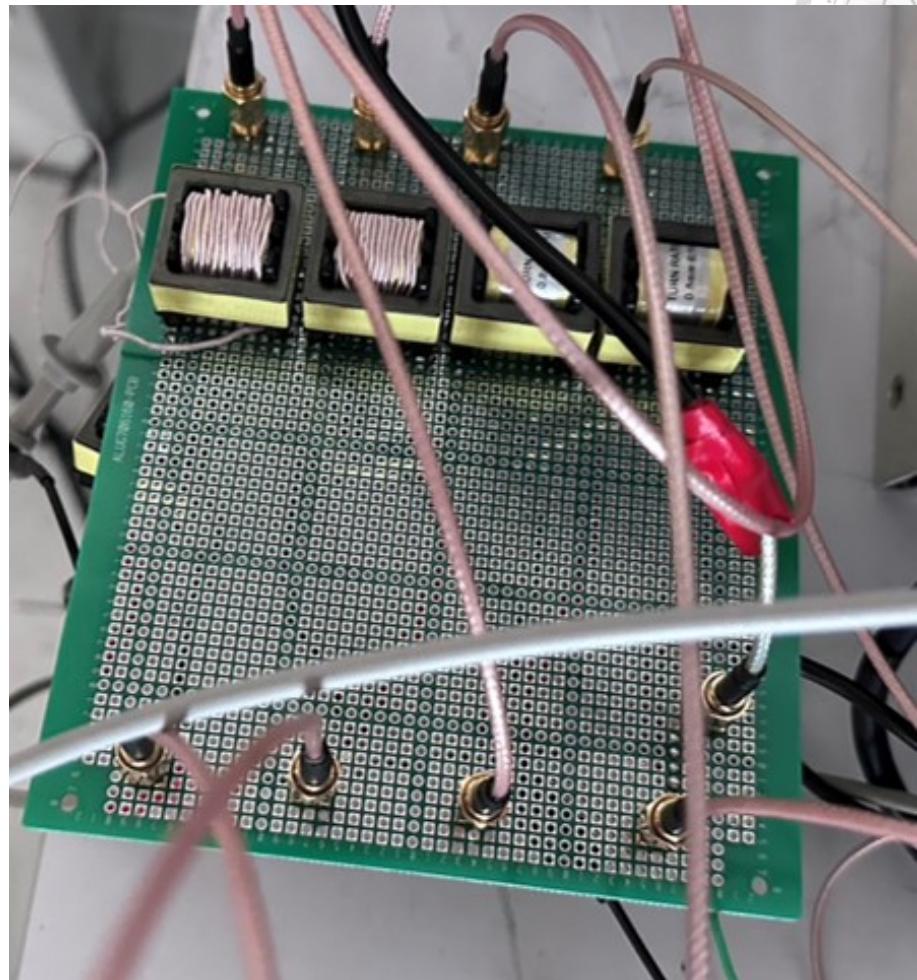


圖 2.40 阻抗匹配板

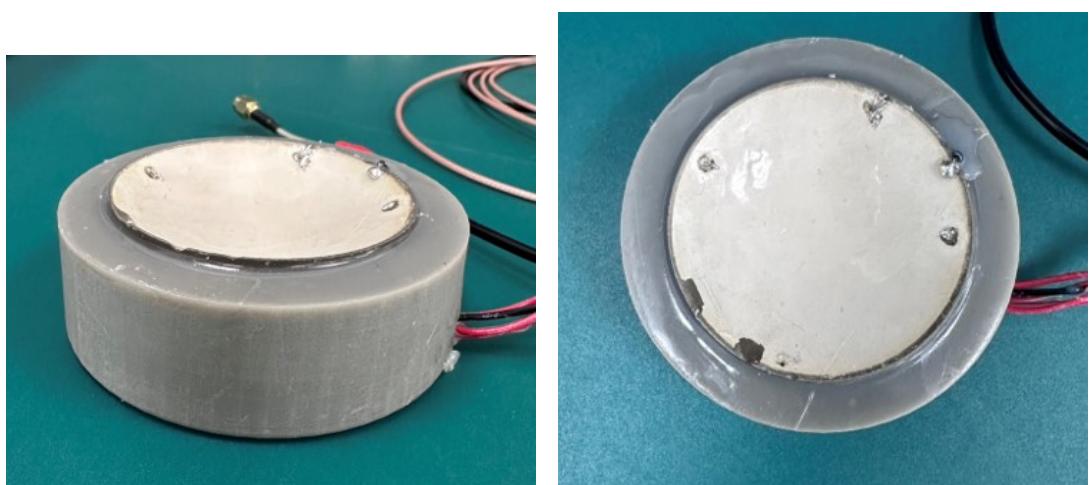


圖 2.41 封裝之超音波探頭



## 第三章 實驗設置與結果

### 3.1 實驗目的

本研究利用電訊號分析以及聲場分析來證明本研究之貢獻。在電訊號方面我們證明本研究設計之驅動電路能夠輸出足夠大的功率並且使高次諧波成分更低，且利用簡單的匹配模式，即達到探頭輸出的最大化。在聲場分析中，我們將證明本研究設計之驅動系統輸出能夠透過自聚焦式的碗形四通道扇型探頭，達到單點聚焦、多點聚焦以及利用 Chirp 訊號改變聚焦的範圍等效果，充分證明本研究對於 HIFU 驅動系統的貢獻。

### 3.2 電訊號分析

#### 3.2.1 輸出波形

我們將整體之驅動系統匹配至探頭並在輸出端量測脈衝模式輸出波形。我們將分為 mode 0 及 mode 1 進行展示，mode 0 為一般單點聚焦的模式，將四個通道的角度均設為  $0^\circ$ ，其電壓輸出如圖3.19所示。而 mode 1 為動態聚焦模式，其四個通道的相位差均為  $90^\circ$ ，其電壓輸出波形如圖3.2所示。經過示波器之檢測，證明其輸出可以根據使用者之需求進行調整，並且精確的提供相位差。在 Chirp 模式中我們同樣利用使用者介面設置 Chirp 模式之頻率範圍及總時間，其輸出結果

如圖3.3所示。透過上面示波器之結果，證明本研究之四通道均能夠正常輸出，並能任意調控相位及模式。

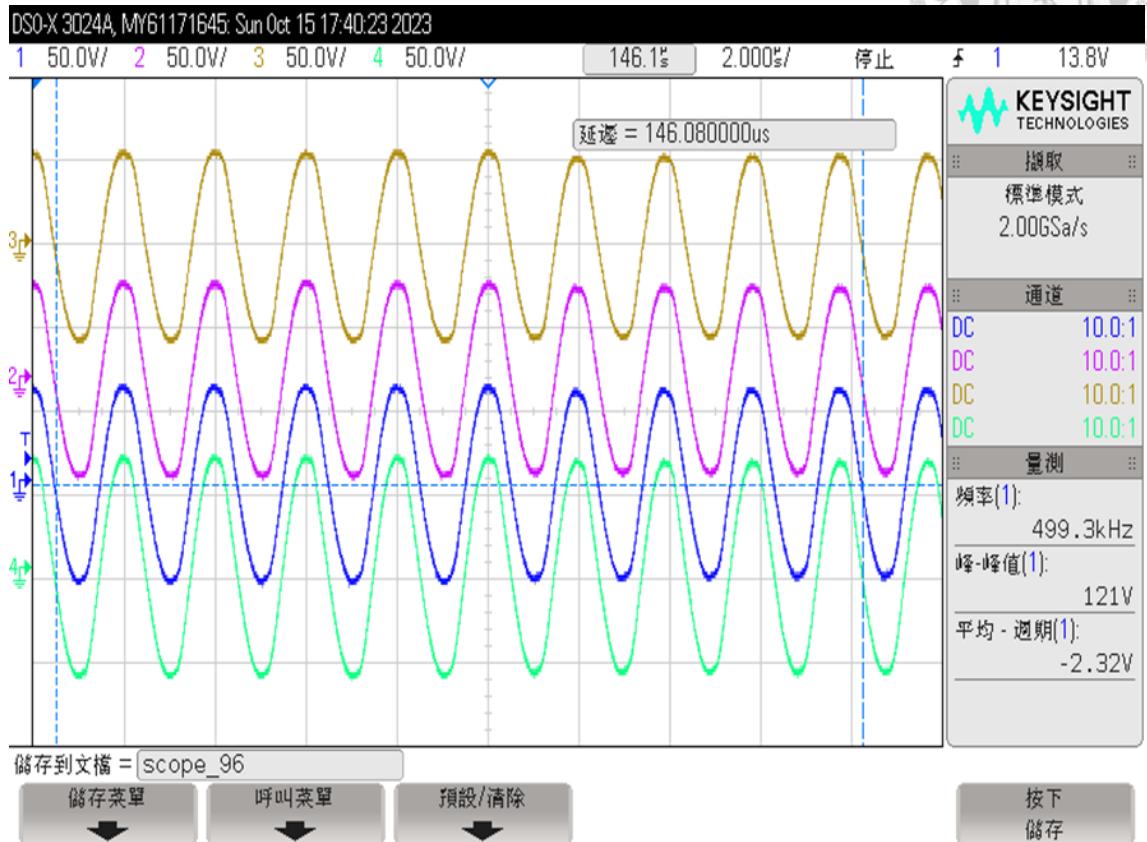


圖 3.1 mode0

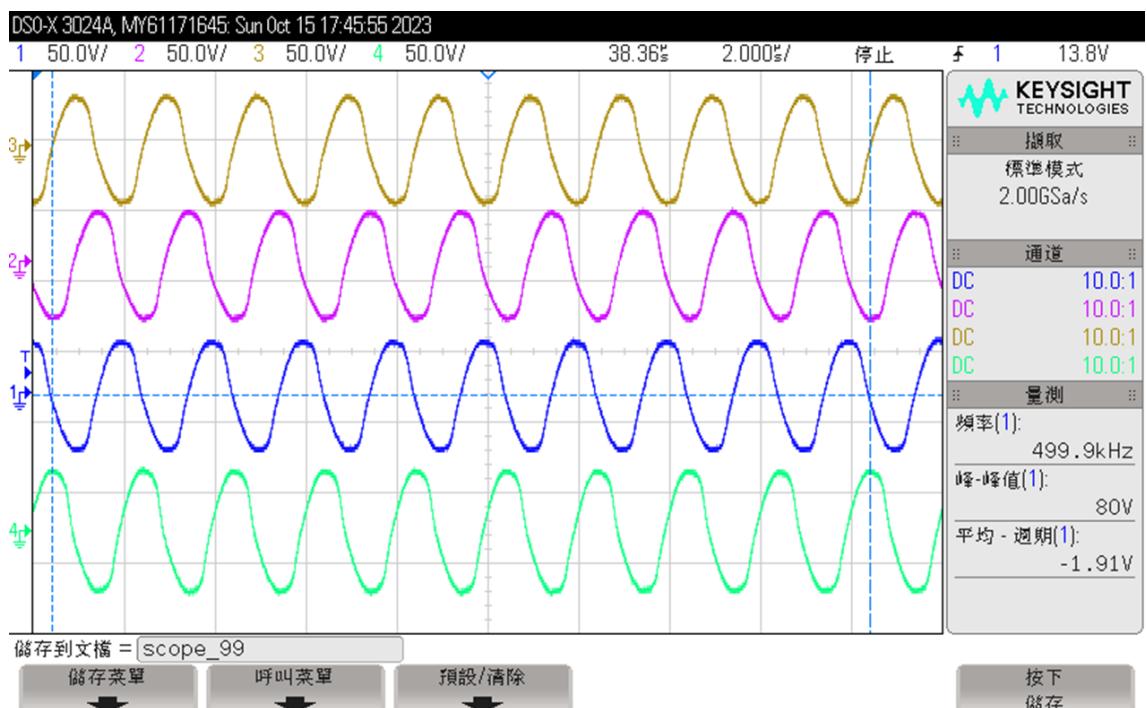


圖 3.2 mode1

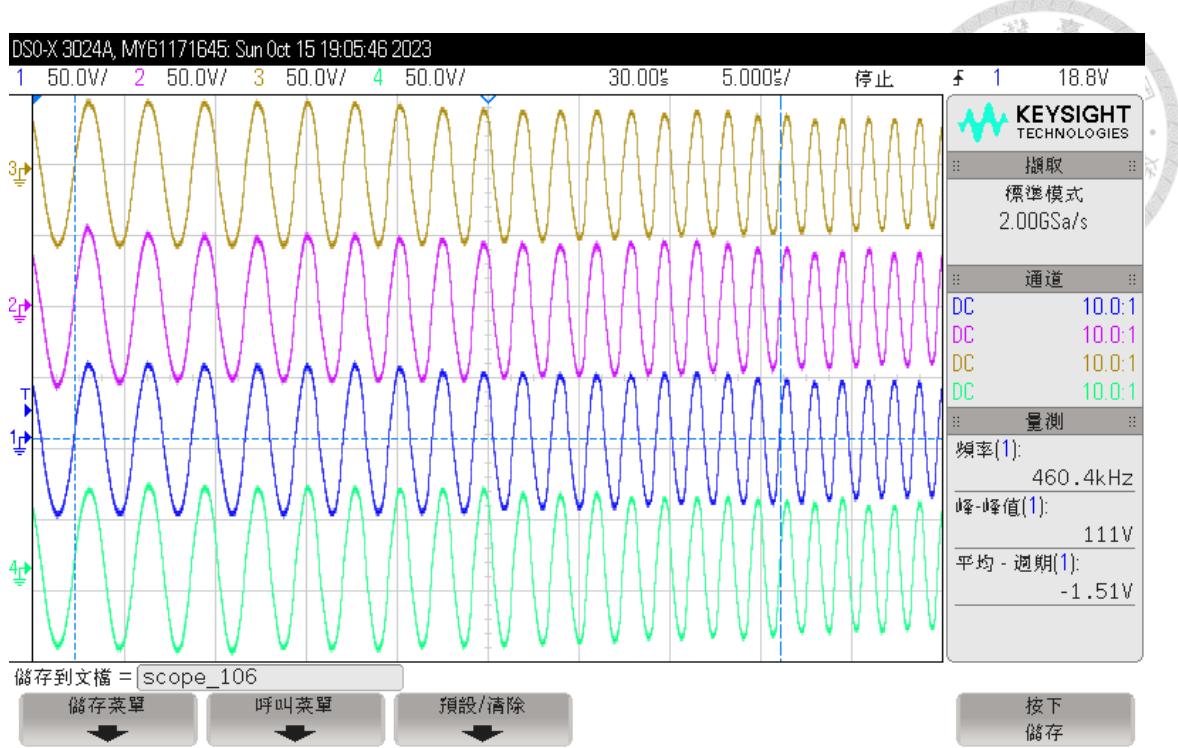


圖 3.3 chirp 波形



### 3.2.2 頻譜分析

圖3.4為 PSPICE 之模擬頻譜，其中 500kHz 處的輸出電壓為 78.18V，而 1.5MHz 為 0.98V，其第三諧波占主頻的 1.2%，在模擬結果中我們可以看出其輸出波形中諧波分量非常少。接下來我們針對脈衝模式的實際輸出波形利用 FFT 進行頻率分析，並比較在同輸入下未匹配及匹配後之波形圖頻譜。未匹配時波形與頻譜如圖3.5及3.6所示。在未匹配時中心頻率 500kHz 約為 25dBV，而其第三諧波 1.5MHz 為 6dBV，佔了主頻的 11.2%。而經過匹配後之波形及頻譜如圖3.7及3.8所示。匹配後的中心頻率 500kHz 約為 38.6dBV，而其第三諧波 1.5MHz 為 1.4dBV，佔了主頻的 1.3%。證明了透過本研究之匹配方式可以將能量集中至主頻並且減少了第三諧波的生成。而我們也與市售的 HIFU 驅動系統輸出進行比較。市售之 E 類放大器在未匹配時第三諧波占比高達 24.8%，透過諧振電路及複雜的匹配設計，將第三諧波之占比降至 1.03%，其結果如表3.1所示。

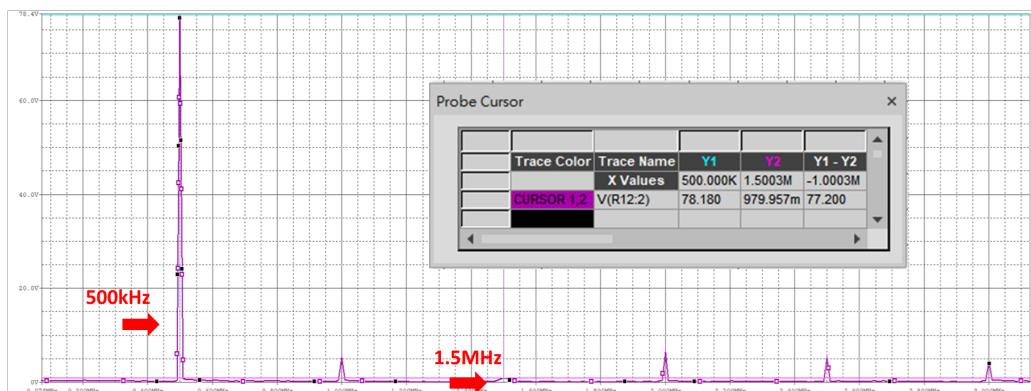


圖 3.4 PSPICE 模擬驅動電路輸出頻譜

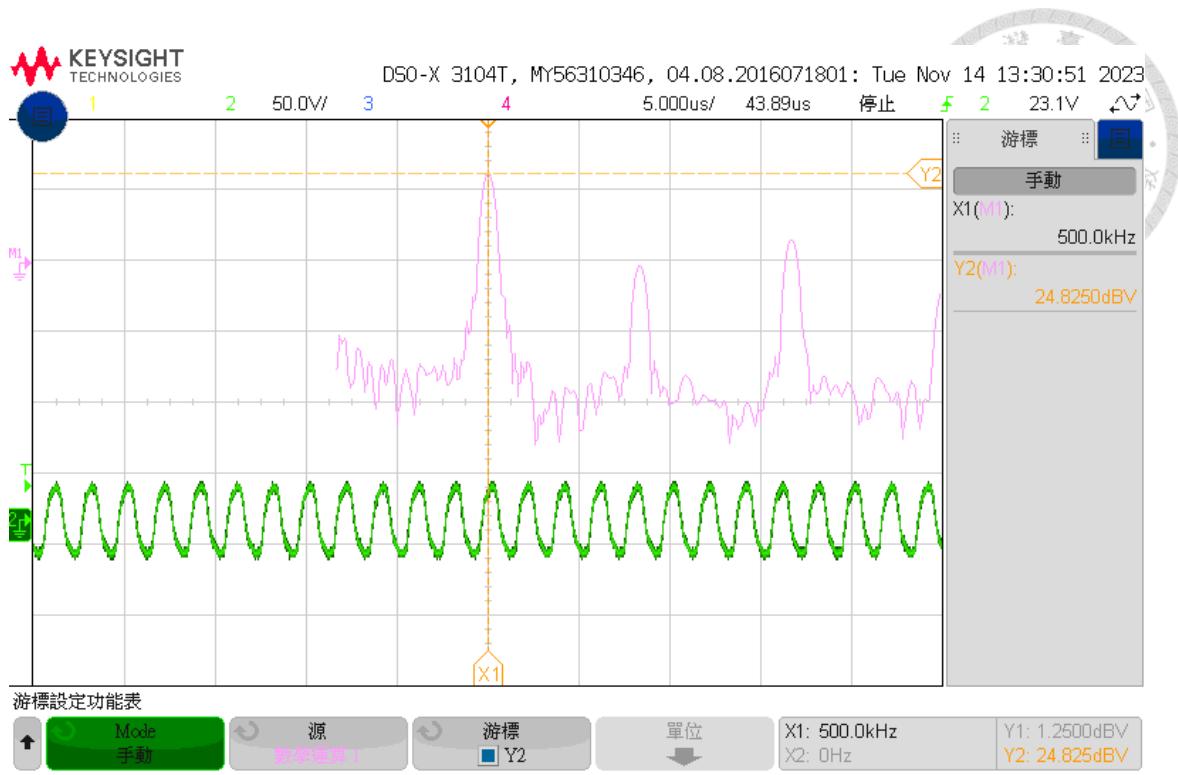


圖 3.5 脈衝模式未匹配之輸出波形及主頻 (500kHz) 之大小

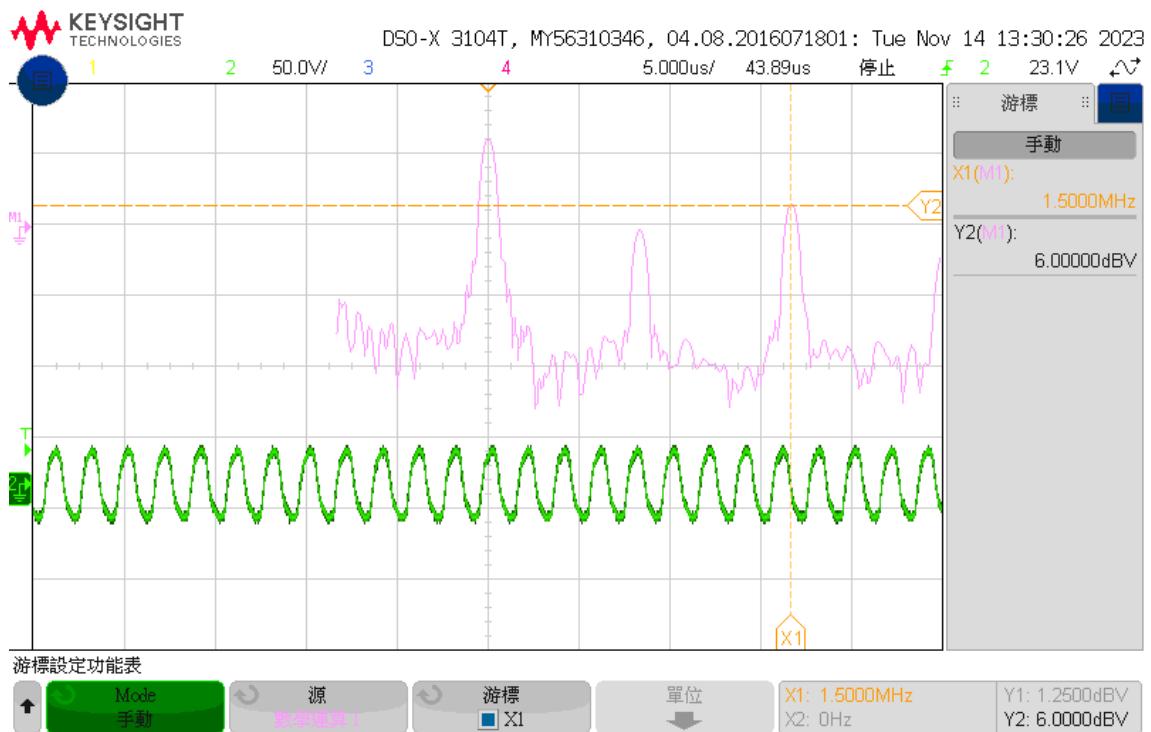


圖 3.6 脈衝模式未匹配之輸出波形及第三諧波 (1.5MHz) 之大小

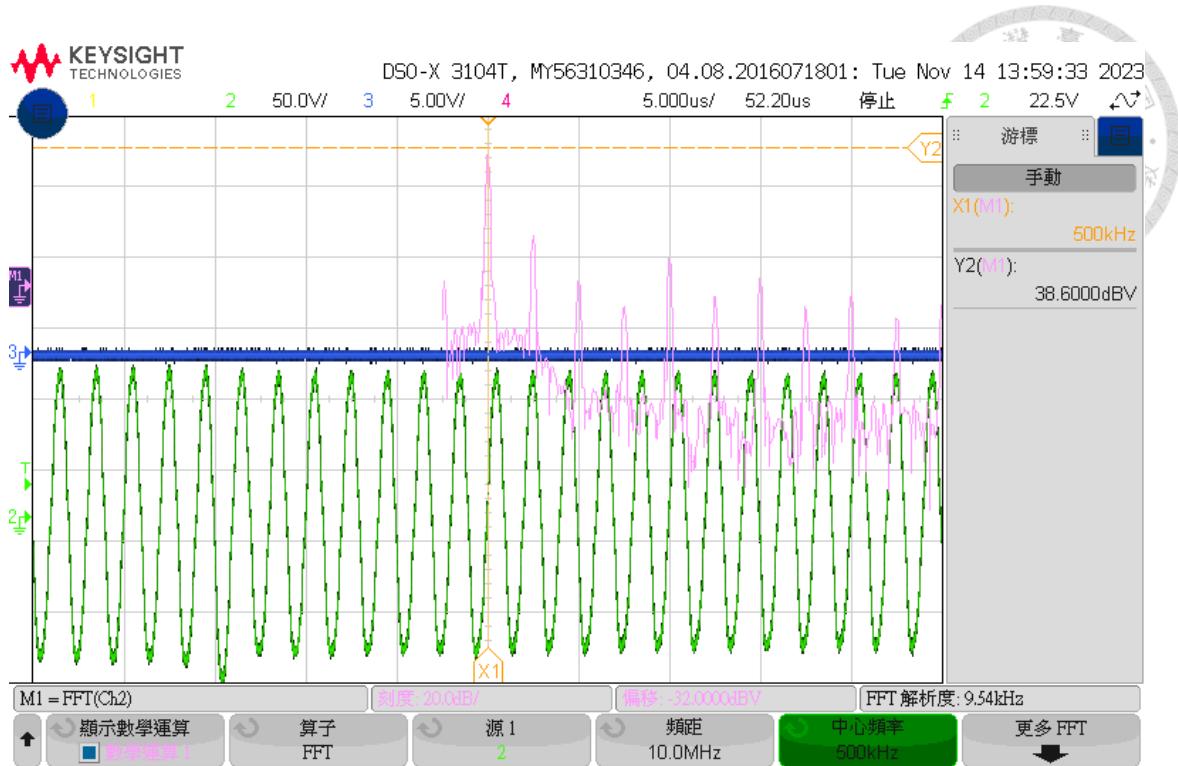


圖 3.7 脈衝模式已匹配之輸出波形及主頻 (500kHz) 之大小

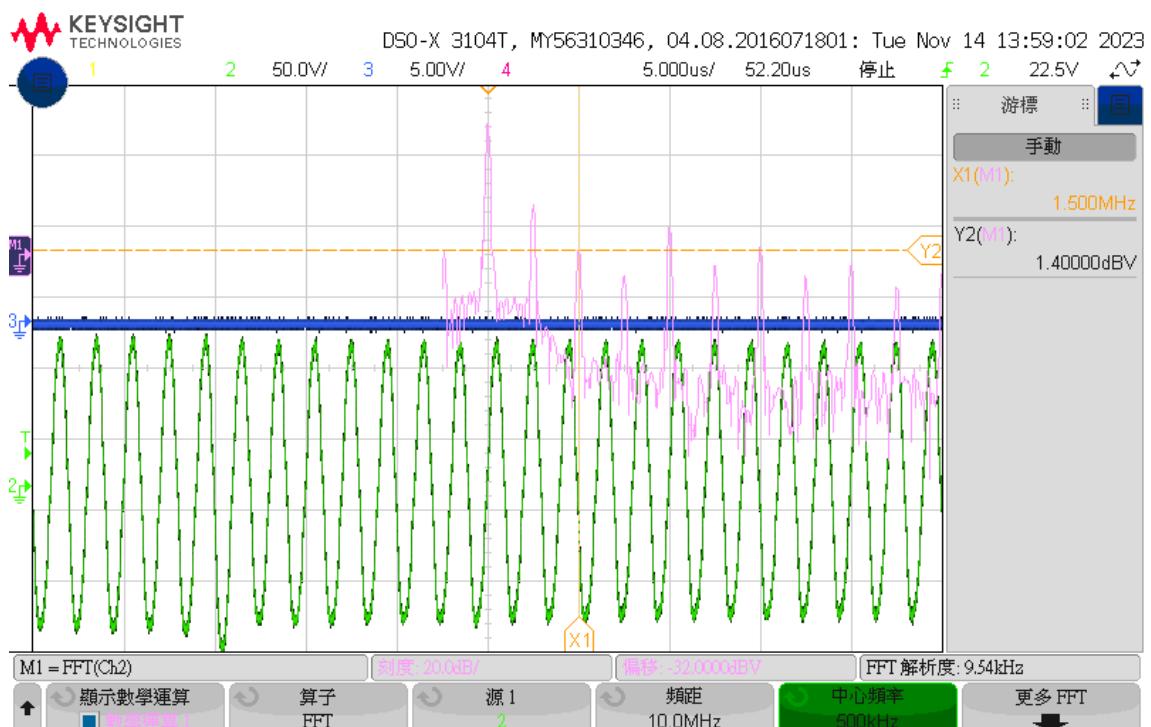


圖 3.8 脈衝模式已匹配之輸出波形及第三諧波 (1.5MHz) 之大小



表 3.1 頻率分析比較表

驅動系統	匹配模式	主頻能量	第三諧波能量	第三諧波占比
市售 E 類驅動系統	-	6.15dBV	-5.973dBV	24.8%
市售 E 類驅動系統	多元件匹配電路	32.18dBV	-7.5dBV	1.03%
本研究 AB 類驅動系統	-	25dBV	6dBV	11.2%
本研究 PSPICE 模擬	一顆變壓器	37.86dBV	-0.18dBV	1.2%
本研究 AB 類驅動系統	一顆變壓器	38.6dBV	1.4dBV	1.3%

從表3.1中的數據可以看出，市售的E類驅動系統在未匹配時的諧波占比很高，這使得主頻的能量被分散，因此需要透過複雜的匹配電路進形修正。而本研究開發的系統僅使用單顆變壓器便達到了市售E類驅動系統複雜匹配電路相同的效果。這在設計上大幅降低了匹配設計的複雜性，同時仍然保持了至少與市售系統同等水準的輸出性能。相比之下，傳統的E類驅動系統因其諧振電路與匹配電路的頻寬非常狹窄，當需要切換到不同中心頻率的探頭時，就必須重新設計和匹配一套新的匹配電路，這涉及到對電感、電容、變壓器等多個被動元件的調整，從而降低了系統的靈活性。然而，在本研究開發的系統中，由於採用了線性放大設計，即使需要操作不同頻率的探頭，也僅需進行快速且簡便的匹配調整，便可實現低諧波和低失真的驅動訊號輸出。這顯著提高了系統的靈活性和適應性，使其更加適合於各種不同的應用需求。

而在 Chirp 模式中，我們也針對輸出做了頻率分析。我們設至起始頻率為 300kHz，截止頻率為 700kHz，總時間為 0.001 秒，並對輸出波形進行 FFT 觀察其頻率。圖3.9為整體波形，可看到其頻譜中在 300kHz 至 700kHz 有一段較平坦的頻寬，圖3.10至圖3.12則分別展示了 Chirp 波形在不同時間軸下之頻譜，可看出隨著時間進行，頻譜也在往右移，充分顯示了 Chirp 訊號的特性，證明本系統的 Chirp 模式能夠輸出使用者所期望的 Chirp 波形。

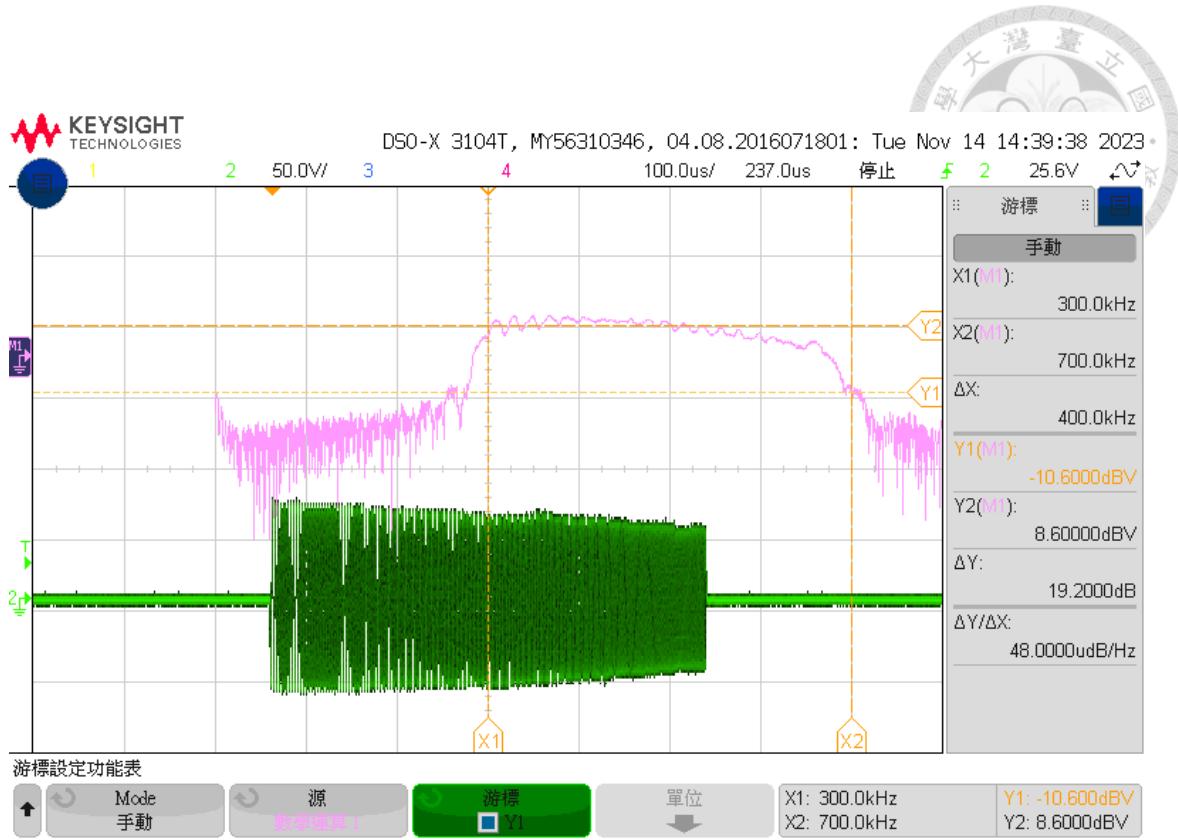


圖 3.9 chirp 訊號輸出之頻譜

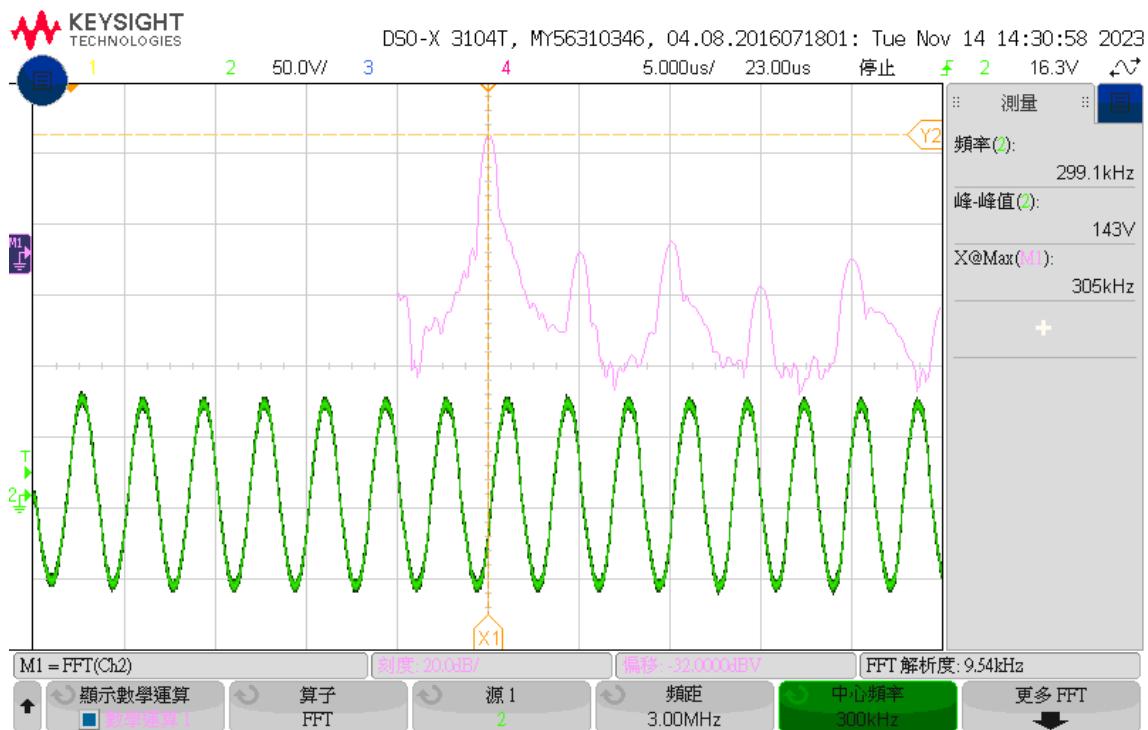


圖 3.10 chirp 訊號 300k 時之頻譜

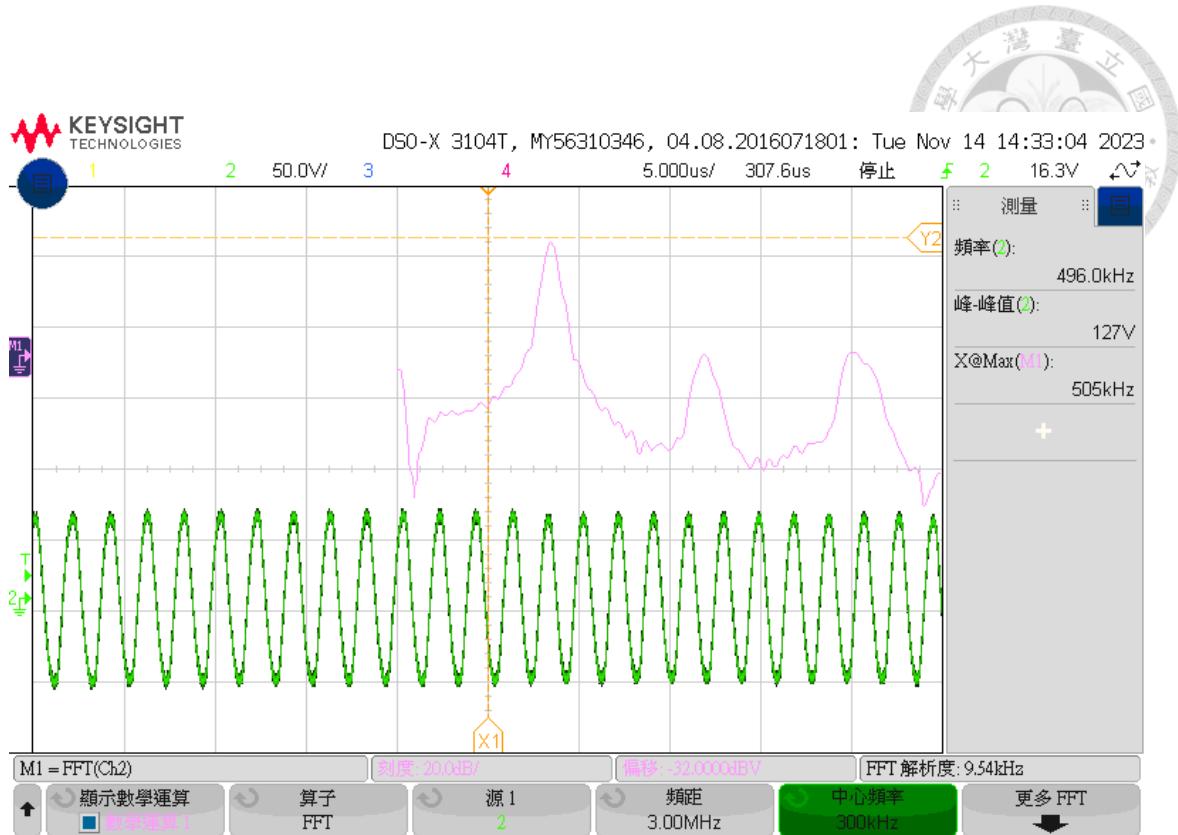


圖 3.11 chirp 訊號 500k 時之頻譜

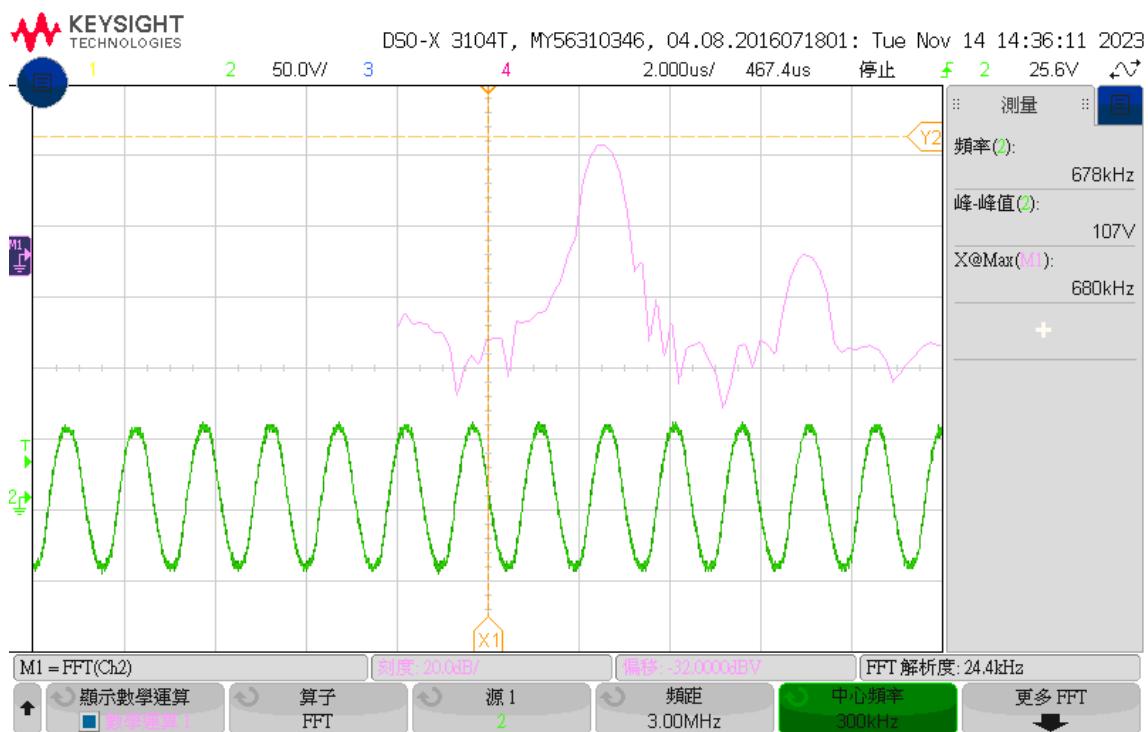


圖 3.12 chirp 訊號 700k 時之頻譜



### 3.2.3 輸出功率分析

圖3.13則顯示匹配後輸出探頭單個通道之電壓及電流波形，波形中輸出電壓及輸出電流在匹配後幾乎為同向，且平均功率 85.3W 為功率峰值 166.02W 之一半，說明輸出的正半周峰值與負半周峰值相當接近，進一步證實了超音波探頭是有效地接受到電路輸出的實功率。

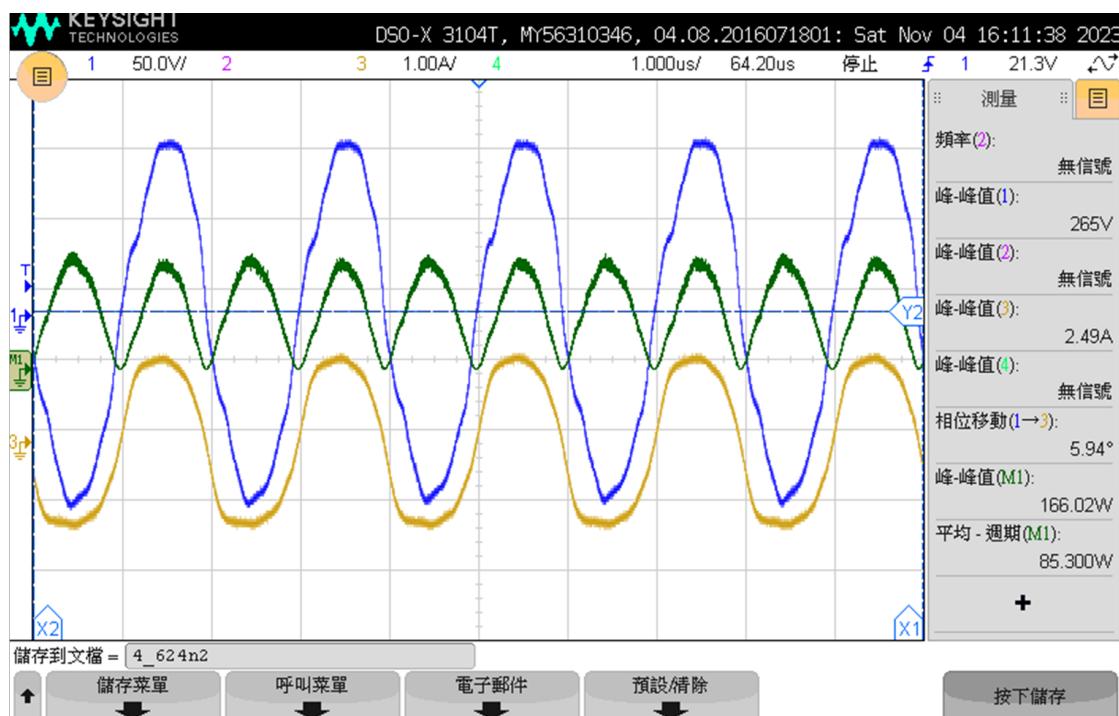


圖 3.13 探頭輸出功率波形



### 3.3 聲壓及聲場分析

#### 3.3.1 聲壓分析

聲壓曲線可以衡量 HIFU 驅動系統其輸入電壓與輸出聲壓之關係，是衡量系統是否具有足夠的聚焦能力以及可控性。我們將本研究設計之 HIFU 驅動系統利用脈衝模式的單點聚焦且透過水聲場實驗測試聚焦點處的實際最大聲壓。圖3.14為本研究系統之聲壓曲線圖，橫軸為輸入訊號的電壓，輸入電壓在設計上最大能達到  $30V_{pp}$ ，縱軸則為聲壓。當頻率為 500kHz 時，最大聲壓可達 2.87MPa，400kHz 為 0.63MPa，450kHz 為 0.97MPa，550kHz 為 1.1MPa，600kHz 為 1.06MPa。在 500kHz 時的最大聲壓為 400kHz 的 4.56 倍，為 600kHz 的 2.7 倍。由此可證明，此探頭為中心頻率為 500kHz 的窄頻探頭，對於低於或高於 500kHz 的頻率並沒有辦法有效率的輸出聲壓。

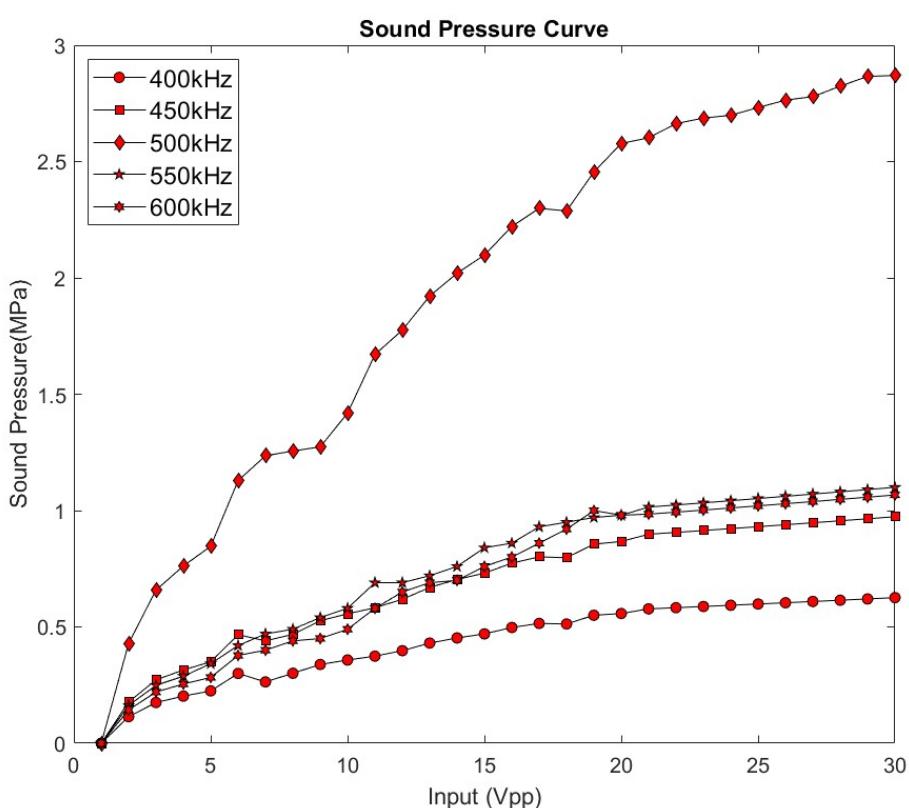


圖 3.14 同匹配下不同頻率聲壓曲線圖



為了驗證本研究設計的匹配能有效地提升聲壓表現，我們將四種匹配以及未匹配時的聲壓表現進行量測，其結果如圖3.15所示，其匹配方法如表 3.2 所示。未匹配時最大聲壓為 1.254MPa，匹配 1 為 2.37MPa，匹配 2 為 2.87MPa，匹配 3 為 2.05MPa，匹配 4 為 2.12MPa。由此結果我們發現只使用變壓器進行匹配的效果會大於變壓器與並聯電感的匹配方式。其中原因為我們利用並聯電感的方式將角度修至純阻性，然而增加額外的電感會將輸出功率分散，雖然將等效阻抗修正但探頭實際接收之功率反而較小，導致在聲壓轉換上不如只利用變壓器的匹配方式。而在變壓器匹配上，6:24 的變壓器能夠將電路輸出端看向探頭的阻抗更小，更加接近系統驅動電路的輸出阻抗，因此在功率轉換效率上會大於 6:14 變壓器的效果。

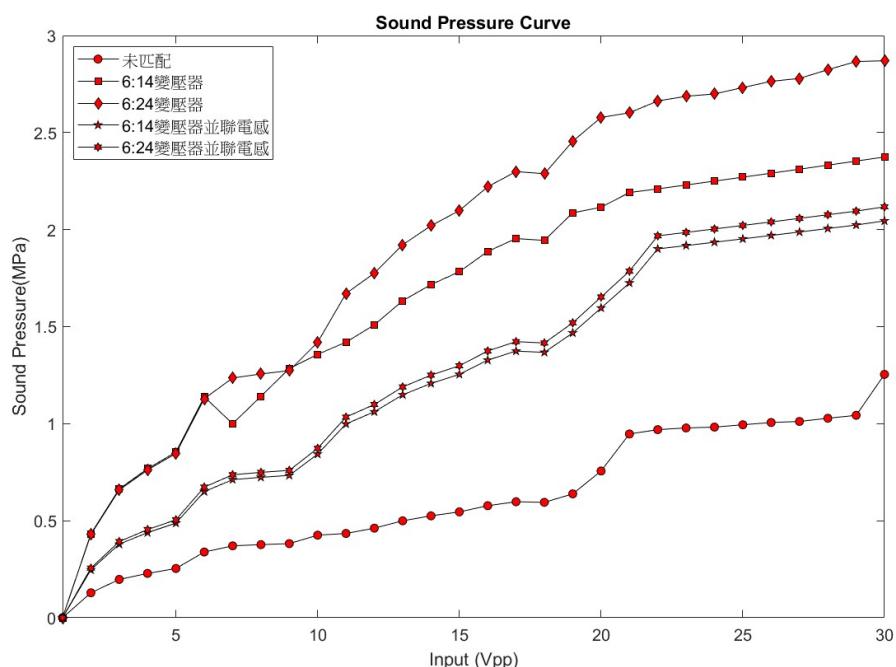


圖 3.15 同頻率下不同匹配之聲壓曲線圖

表 3.2 各匹配比較表

編號	匹配配置	匹配後之阻抗	匹配後之角度	最大聲壓 (MPa)
未匹配	未匹配	$93\Omega$	$-28.6^\circ$	1.254
匹配 1	6:14 變壓器	$8\Omega$	$-22^\circ$	2.37
匹配 2	6:24 變壓器	$5.7\Omega$	$-23^\circ$	2.87
匹配 3	6:14 變壓器 + 並聯電感	$6.7\Omega$	$-1.4^\circ$	2.05
匹配 4	6:24 變壓器 + 並聯電感	$5.2\Omega$	$2^\circ$	2.12



### 3.3.2 頻寬分析

為了驗證本研究驅動系統在阻抗匹配方面的有效性，特別是在提升中心頻率的增益能力，我們進行了一系列的實驗比較。這些實驗主要集中在阻抗匹配前後的頻帶寬度對比，具體結果如圖3.16所示。在實驗中，我們保持輸入訊號的條件一致，即振幅為  $8V_{pp}$ ，頻率為 500kHz。在未進行阻抗匹配的情況下，聚焦點的聲壓測量結果為 0.525MPa。這個數據為我們提供了一個基線，用來衡量阻抗匹配的效果。而在完成阻抗匹配後，聚焦點的聲壓顯著增加至 1.77MPa。這一顯著的提升，達到了原始聲壓的 3.37 倍，充分證明了經過精確匹配後，我們的驅動系統在超音波探頭的工作頻帶內能夠有效提升聲壓輸出。

在探頭頻寬方面，我們藉由-3dB 的截止頻率來定義，當輸出聲壓為最大聲壓之 0.707 倍時，定義為頻寬的截止點。在未匹配時最大聲壓為 0.525MPa，因此其頻寬範圍落在聲壓表現大於 0.37MPa 的 440k 至 540k 之間，其中又以 500k 的聲壓表現最高。匹配後的最大聲壓為 1.77MPa，其頻寬範圍落在聲壓表現大於 1.25MPa 的 440k 至 540k 之間。證明了此探頭的操作頻率介於 460kHz 至 520kHz 之間，其中又以 500kHz 為中心頻率，且透過本研究設計之阻抗匹配，能夠在不改變原始探頭的頻寬下，有效地提升頻寬內的聲壓輸出。

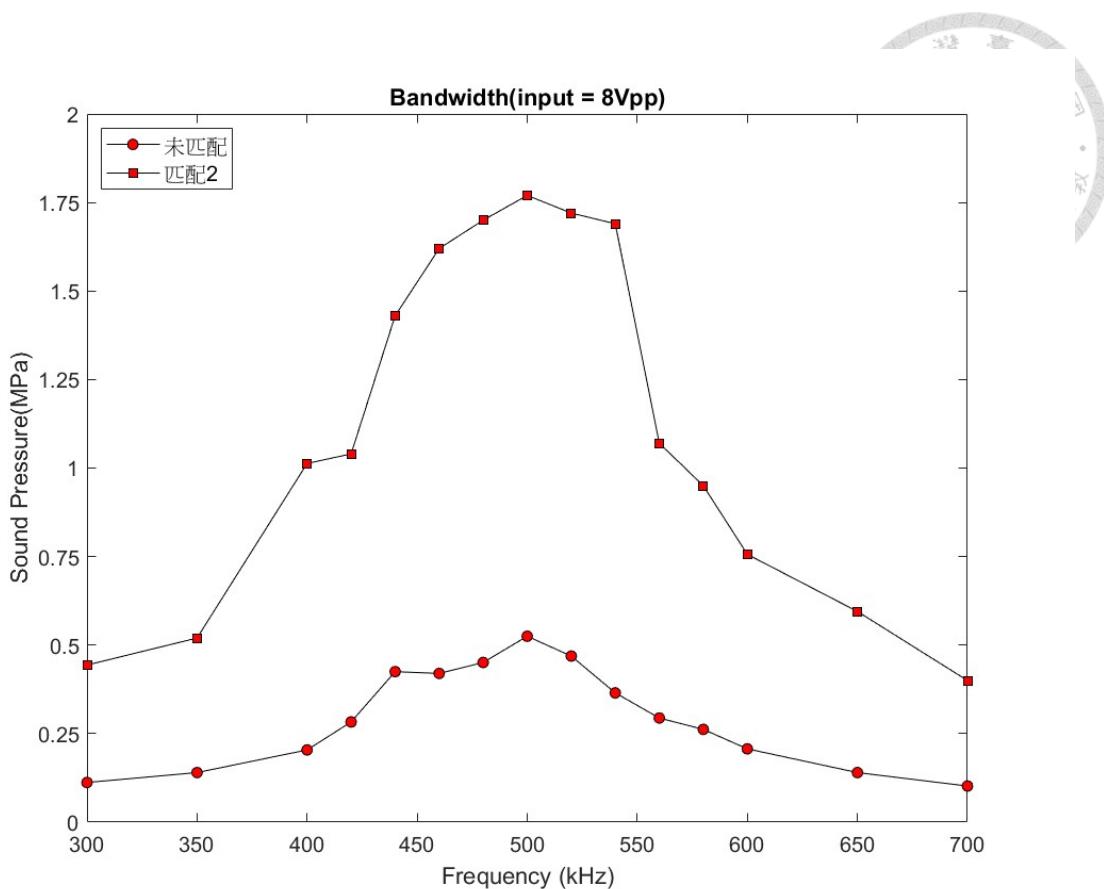


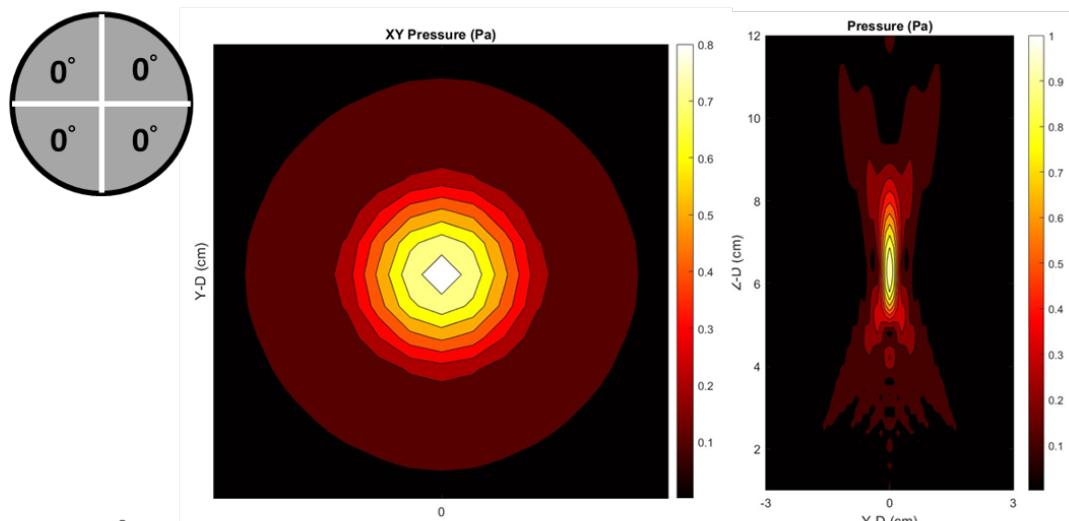
圖 3.16 頻寬曲線圖

### 3.3.3 脈衝模式聲場分析

本研究利用雷利基分模型模擬自聚焦式碗型四通道超音波探頭之聲場表現，其聲場分布如圖所示。在脈衝模式時，在 mode 0 時四通道之相位角均為  $0^\circ$ ，為單點聚焦，在 XY 平面的中心點有最大的聲壓。而在 mode 1 時，四通道之相位角均各差  $90^\circ$ ，可觀察到與 mode 0 不同的地方在於其聲壓分布的範圍較廣，且中心處的聲壓較低，呈現四周高中間低的現象，此為動態聚焦的特性，接下來我們將比較實際量測之聲場圖，並與模擬結果進行比較。



**Mode 0**



**Mode 1**

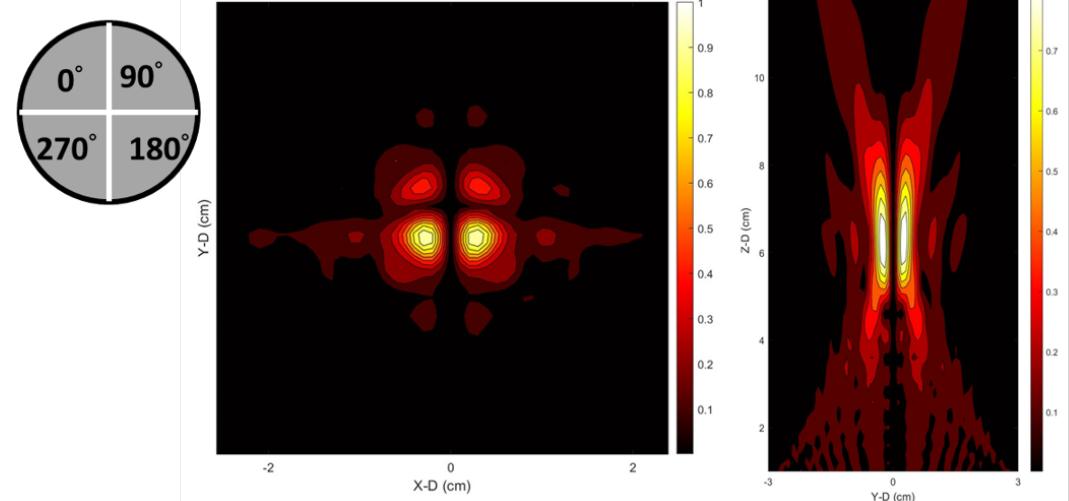


圖 3.17 脈衝模式聲場模擬圖



我們將本研究的 HIFU 驅動系統設置在脈衝模式下進行聲場量測，其 mode 0 量測結果如圖所示，mode 1 量測結果如圖3.19所示，並且我們將量測的數值進行正規化。在 mode 0 的情況下，四個通道的相位均為  $0^\circ$ ，能量會高度集中在聚焦點處，範圍不超過  $\pm 2\text{mm}$ ，形成中心聲壓最高的單點聚焦效果。而在 mode 1 的情況下，四個通道的相位角各差  $90^\circ$  度，因此在原本的焦點處並不會形成建設性干涉，導致焦點處的聲壓會較四周略低，且其覆蓋的範圍較大，約  $\pm 5\text{mm}$ ，覆蓋面積達到了原本單點聚焦的 6.25 倍，為動態聚焦的特性。在脈衝模式的聲場量測中，其結果與模擬接近，證實本研究之 HIFU 驅動系統能夠在此模式下擁有不同型態的聚焦模式。

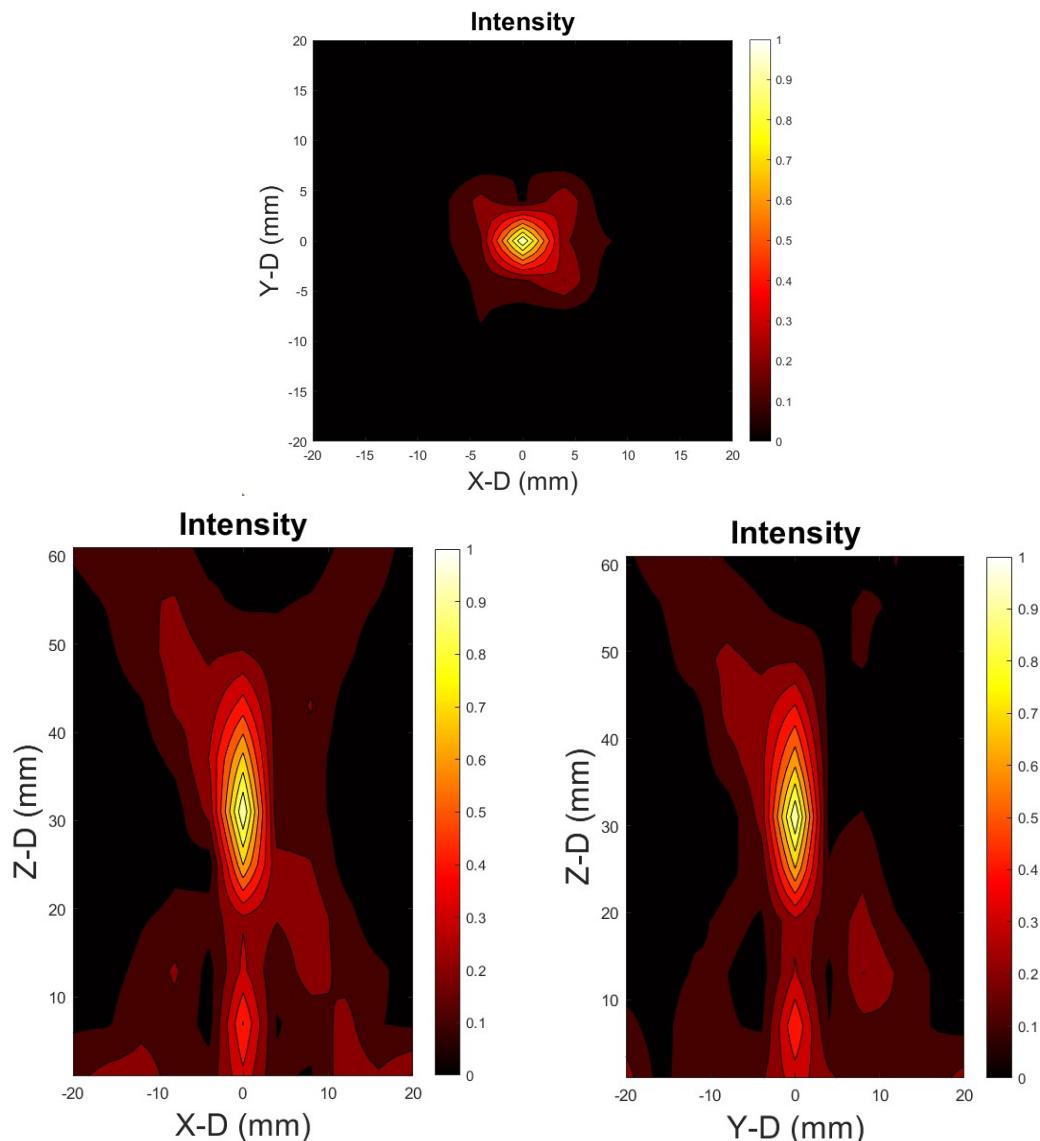


圖 3.18 脈衝模式 mode 0 之聲場圖

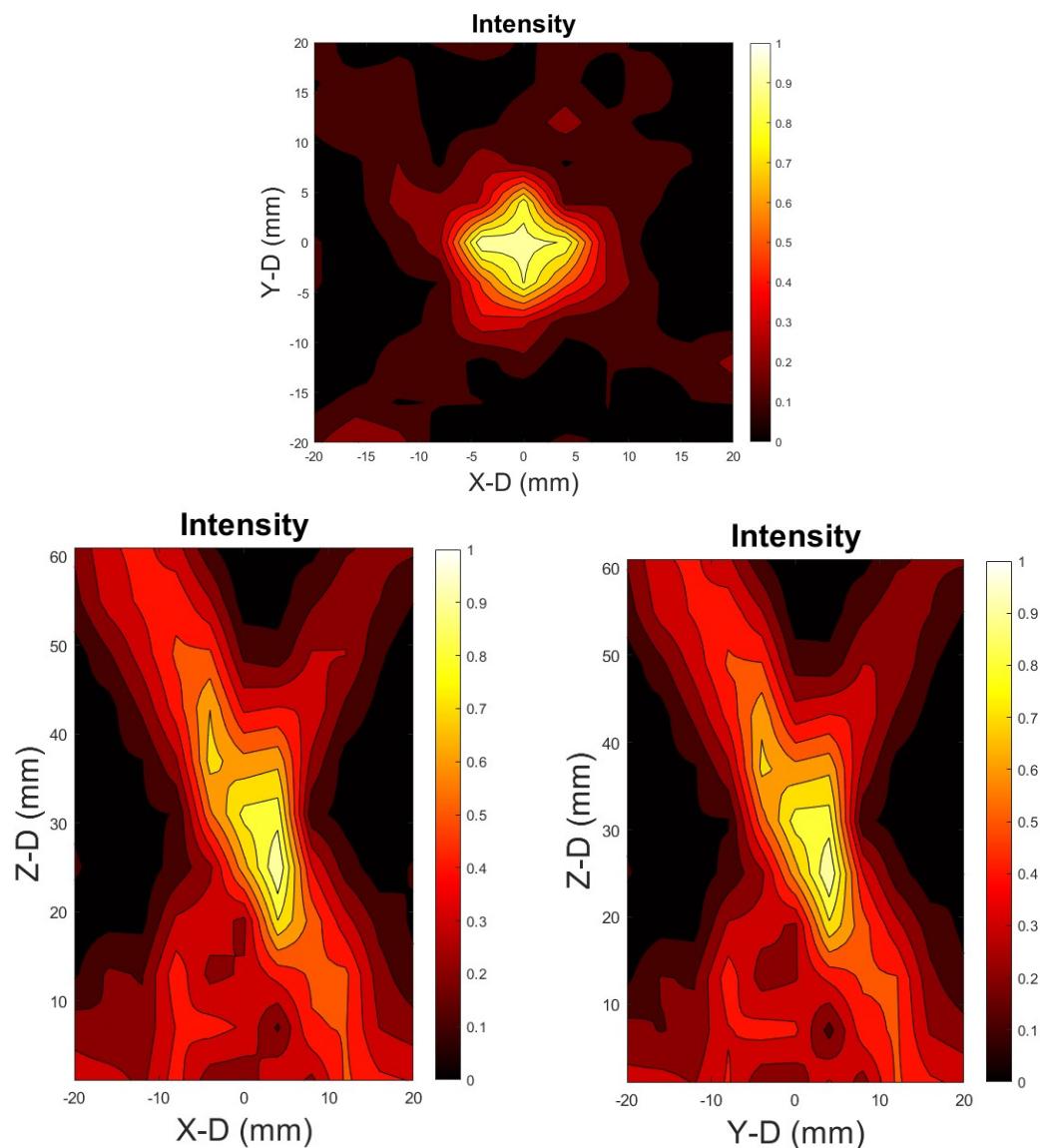


圖 3.19 脈衝模式 mode 1 之聲場圖



### 3.3.4 Chirp 模式聲場分析

我們將本研究的 HIFU 驅動系統設置在 Chirp 模式下進行聲場量測，量測之 Chirp 訊號範圍從 300kHz 之至 700kHz，並且將每 100kHz 進行聲場量測，其模擬結果及實際量測結果如圖 3.20 至圖 3.24 所示，可見隨著頻率改變，其聲場分布也會有所差異。隨著頻率越來越高，其聚焦的範圍會縮小，以 300kHz 及 600kHz 舉例，由於頻率相差兩倍，其聚焦的範圍也會差接近兩倍。而利用本研究之驅動系統驅動探頭所測得知實際聲場分布，其表現與模擬結果接近，證明本研究之 HIFU 驅動系統能提供使用者 Chirp 模式的驅動並能夠實際輸出產生聲場，提供了 Chirp 訊號用於治療式超音波的潛在能力。

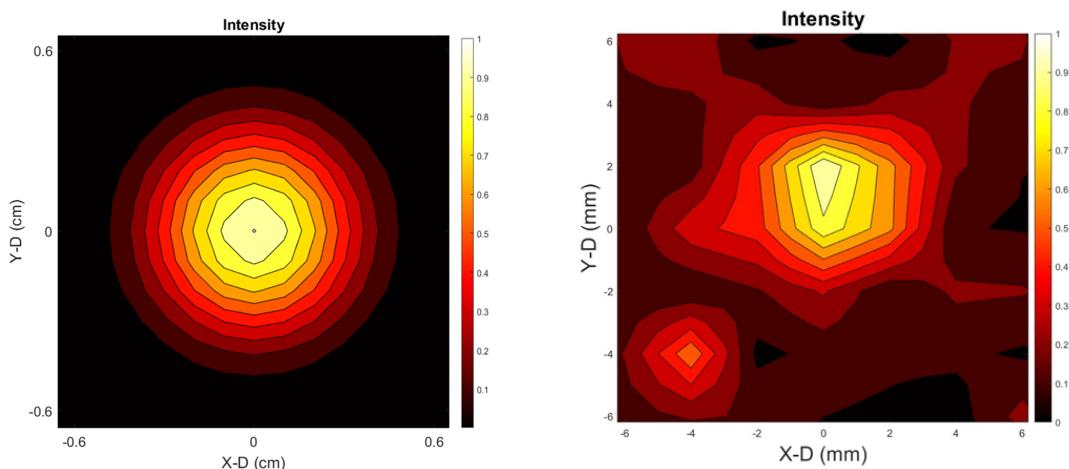


圖 3.20 300kHz 聲場模擬圖 (左) 及實際量測圖 (右)

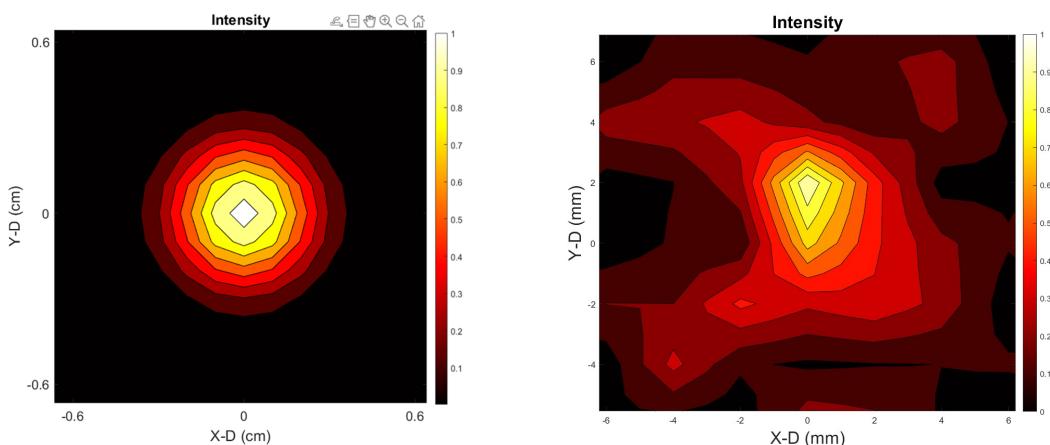


圖 3.21 400kHz 聲場模擬圖 (左) 及實際量測圖 (右)

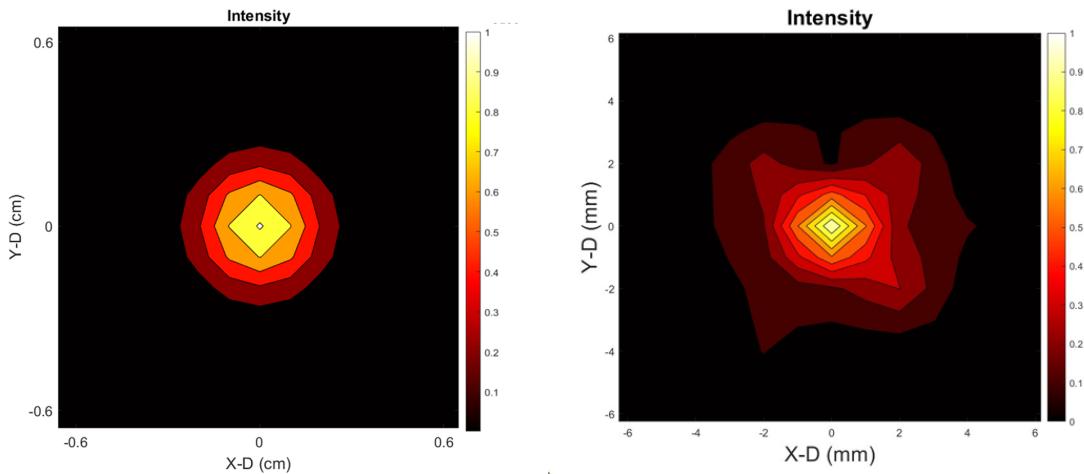
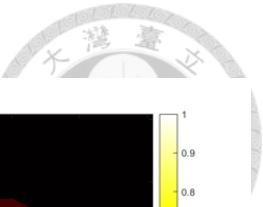


圖 3.22 500kHz 聲場模擬圖 (左) 及實際量測圖 (右)

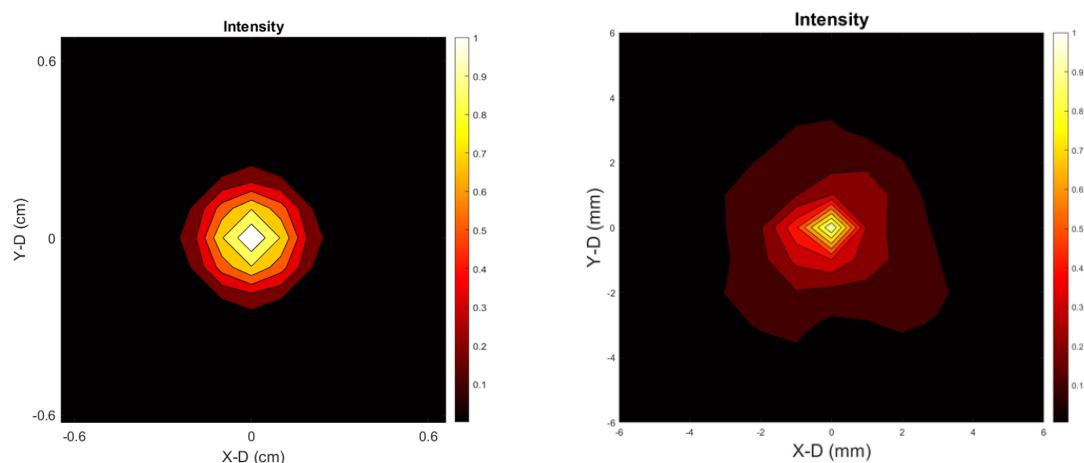


圖 3.23 600kHz 聲場模擬圖 (左) 及實際量測圖 (右)

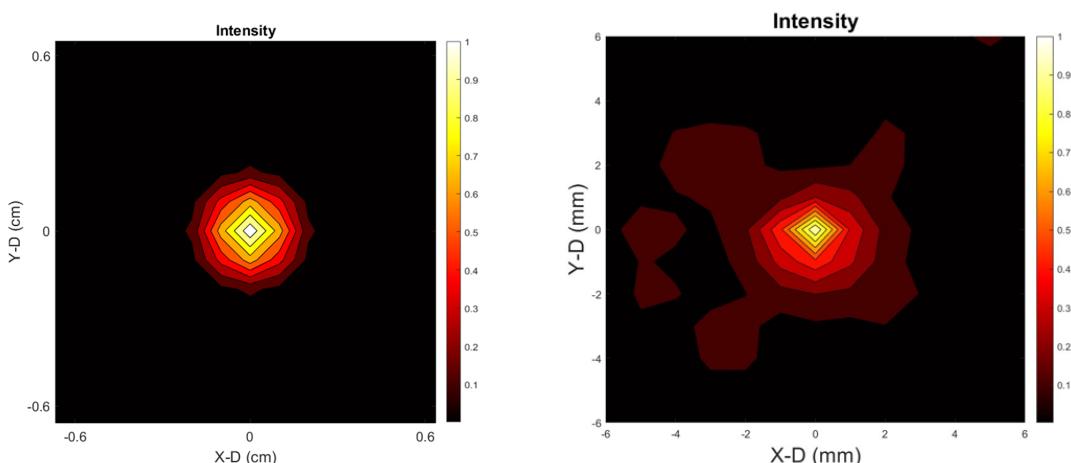


圖 3.24 700kHz 聲場模擬圖 (左) 及實際量測圖 (右)



## 第四章 實驗結果討論

### 4.1 HIFU 驅動系統高次諧波之文獻比較

如第一章所說，HIFU 治療中會希望能量集中在超音波探頭的中心頻率，過多的諧波成分會使探頭的聲場中表現出旁瓣效應，因此在驅動系統的設計上需要盡量避免高次諧波的生成，其中又以第三諧波為主。表4.1比較了文獻、市售與本研究的系統輸出表現，D 類及 E 類放大器的輸入訊號為方波，因此輸出的諧波成分很大，約在 15% 至 20% 之間，透過精密的匹配設計，可以將第三諧波成分降至 1% 至 5% 之間，而本研究之 AB 類放大器的第三諧波成分為 1.3%，與目前市售的 E 類驅動系統相當。然而，文獻中降低諧波的匹配方式多在小功率的操作下進行量測，市售的 E 類系統單個通道的輸出功率也僅有 20W，若隨著功率的提高，D 類及 E 類放大器中的 MOS 元件會因為其高速的開關及大功率產生較強的電磁干擾(EMI)，而電磁干擾在實際應用中會使輸出訊號出現未預期的高頻成分，因此隨著功率提升的情況下，文獻及市售並不能保證擁有相同的抑制諧波效果。而本研究為 AB 類的線性放大器，其原理是透過連續調節輸出電晶體的導通程度來放大訊號，而不是像 D 類和 E 類放大器那樣使用高頻開關操作。因此，AB 類放大器不會產生與高速開關相關的尖銳電磁脈衝，本研究在輸出達 100W 的情況下，仍然能夠保有低諧波成分的訊號輸出。另一方面，在匹配電路的設計上，與市售 E 類的驅動系統相比，複雜度降低了許多。LC 匹配電路需要透過非常縝密的分析及選用電容及電感的值，以達到最好的濾波效果，且當輸入頻率改變時，需要對



LC 電路進行重新設計及分析，在調整及設計上是較為耗時的。而本研究之 AB 類系統為正弦波輸入，因此系統可以調整至任意頻率，匹配也僅需一顆變壓器進行匹配，靈活度是相當高的。

接著我們針對本研究未匹配的情況進行探討，依照 AB 類放大器的理論，其輸出應該也為正弦波，其諧波成分應該非常少，在 PSPICE 模擬中第三諧波成分約為 1.2%，然而我們實際做出的情況卻是在未匹配的情況下其第三諧波成分高達 11.2%，諧波成分與理論值相比高出不少。我們推測其原因在於我們的 AB 類驅動電路設計的電流放大級由許多的共射級電路組成，在 500kHz 的操作頻率下，對於後級大功率的 BJT 其寄生電容影響更為明顯，這些寄生電容會在不同節點之間產生不同的 AC 耦合路徑，進而影響原本 BJT 的增益以及相位響應。因此在設計上電流放大級的設計上可能需要做一些改善，以達到更好的波形輸出。

表 4.1 文獻、市售與本研究之驅動系統輸出比較表

驅動電路類別	匹配方式	輸入訊號	輸出功率	第三諧波占比	文獻
DE 類放大器	未匹配	方波	低於 1W	20%	[37]
DE 類放大器	分流電容	方波	1W	5%	[37]
D 類放大器	未匹配	方波	未提及	15%	[11]
D 類放大器	變壓器	方波	未提及	1%	[11]
市售 E 類	LC 匹配電路	方波	20W	1.03%	-
本研究 AB 類	未匹配	正弦波	低於 100W	11.2%	-
本研究 AB 類	變壓器	正弦波	100W	1.3%	-



## 4.2 阻抗匹配方法及結果討論

為了達到最高的轉換效率，我們首先需要了解我們自行設計的 AB 類驅動電路的輸出阻抗。通常測量輸出阻抗的方法是在輸出端接上小的正弦波訊號，並用示波器觀察輸入端的電壓差異。但是，由於我們的功率放大電路中有許多像 BJT 這樣的主動元件，使用這種簡單的方法可能不適用於複雜的電路。因此，我們選擇將電阻接在輸出端，並觀察輸出電壓的變化。如果接上電阻後輸出電壓減半，那麼這個電阻值就等同於驅動電路的輸出阻抗。這樣我們就可以得到驅動電路的等效阻抗。我們測得驅動電路的輸出阻抗大約為  $5.7\Omega$ 。而 6:24 的變壓器能夠將探頭的阻抗從  $95\Omega$  降低到大約  $5.7\Omega$ ，接近驅動電路的輸出阻抗。實驗證明，相比其他比例的變壓器，6:24 變壓器的轉換效率更高。至於相位角，我們在得到驅動電路輸出阻抗後進行設計。接上 6:24 變壓器後，我們直接量測輸出的電壓和電流的相位差。當電壓和電流的相位差接近 0 度時，探頭接收到的實功率就會更大。我們的測量結果顯示，電壓和電流幾乎同向，這證明了單一變壓器比起變壓器並聯電感的效率更高。如果將系統應用到其他探頭，就需要重新進行阻抗匹配。因此，我們的匹配方法雖然僅限於本研究使用的超音波探頭，但未來如果應用於其他探頭，只需針對阻抗匹配電路進行調整即可。這種設計在原則上是比較簡單直觀的。



### 4.3 驅動電路對於 Chirp 訊號之限制

本研究設計的 AB 類驅動電路能夠線性的放大輸入訊號，因此對於不同頻率的訊號理論上都能夠進行低諧波的弦波輸出。在實驗中我們實際量測了 Chirp 波形的輸出，並證明了本系統具有輸出 Chirp 波形的能力，然而在振幅方面，隨著頻率越來越高，其振幅會越來越小，我們設計起始頻率為 300KHz，截止頻率為 700KHz，其結果如圖4.1所示。這顯示了當頻率越高時，會越接近本系統之頻寬極限，造成振幅隨著頻率增加而減小，起使頻率與截止頻率的振幅差到了 40Vpp 之多。為此，我們在電腦級的數位資料演算法中設計了一個線性的訊號補償方法將其振幅修正，最後輸出結果如圖4.2所示，透過補償的方法，起使頻率與截止頻率的振幅差減少至了 10Vpp 之內，大幅修正了原先頻寬不足的問題，使得本系統能夠更加精準的輸出 Chirp 訊號。然而，目前的補償方式僅只是利用線性的方法修正，若要更精確的修正至相同振幅，則需要更進一步地研究補償的方法，以克服驅動電路的硬體限制。

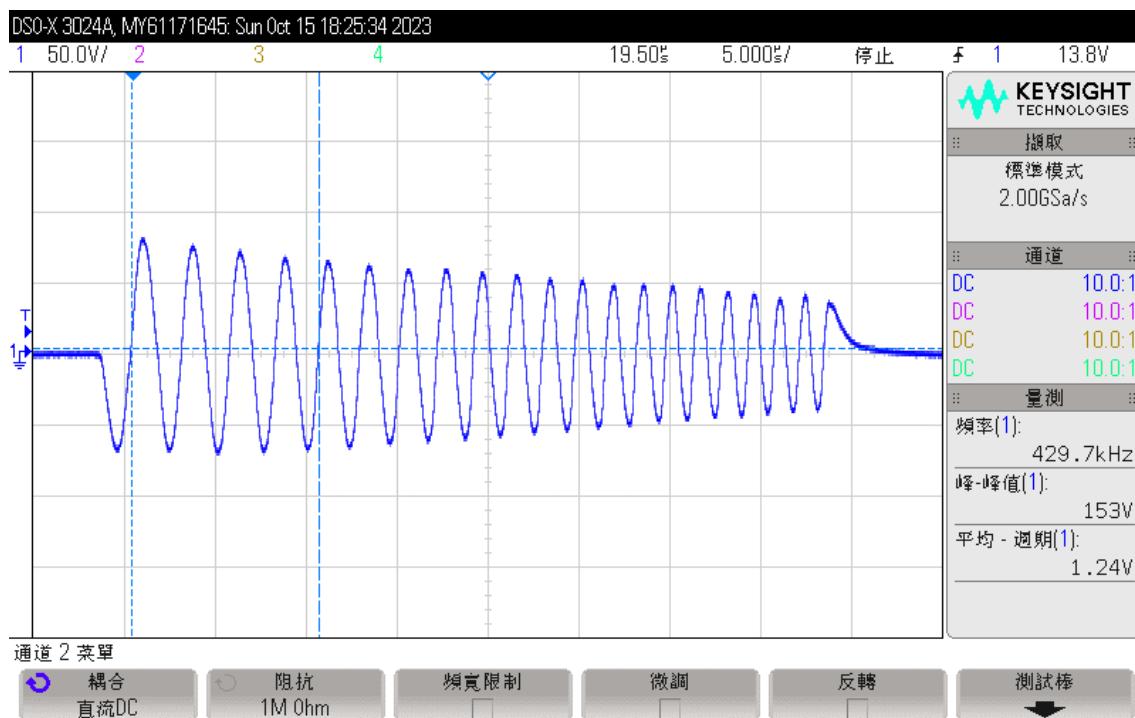


圖 4.1 未修正之 Chirp 波形

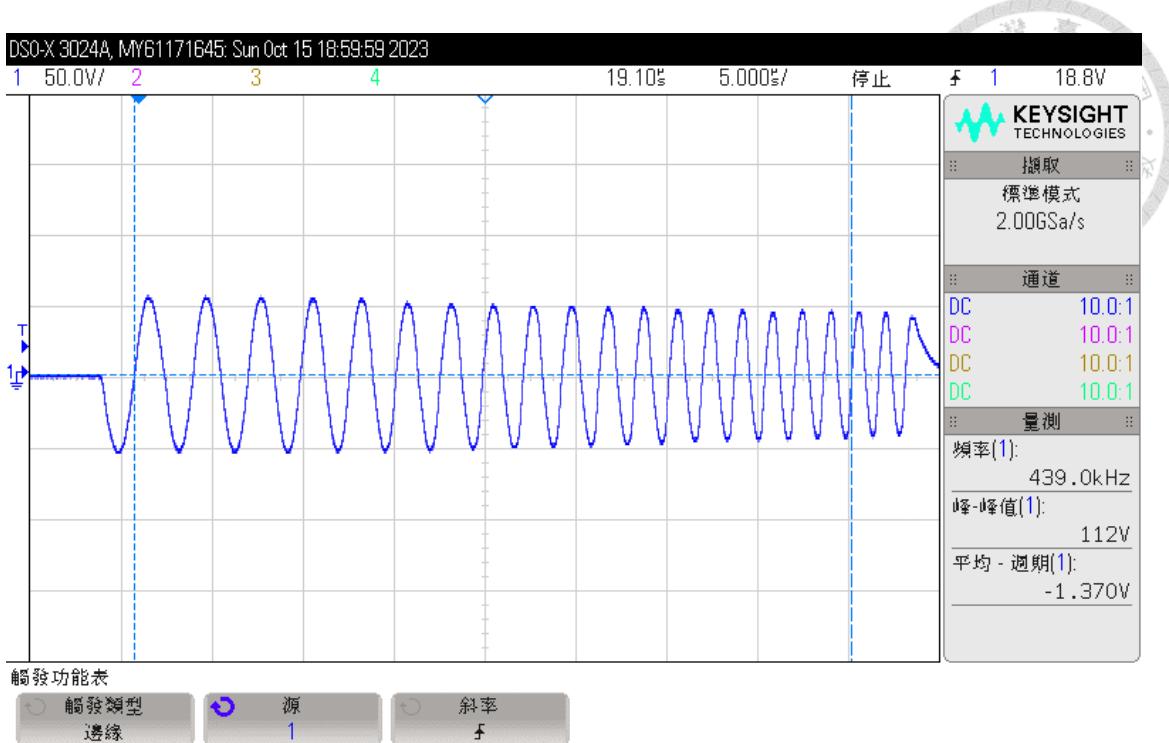


圖 4.2 修正後之 Chirp 波形

#### 4.4 研究限制與優勢

本研究之 HIFU 驅動系統基於 AB 類的線性放大電路進行訊號的放大輸出，相較於以往的 D 類及 E 類驅動系統，除了能夠提供高功率、低諧波的輸出外，其一大優點就是在波形控制上更加自由。本研究透過第三章之實驗結果證明除了傳統的正弦波脈衝波形外，額外增加了 Chirp 訊號模式也能夠在水聲場中擁有接近理論的聲場表現，並且透過電訊號分析其能量高度集中在其當下的頻率上，雖然目前 Chirp 訊號在治療式超音波的應用中還尚未有人進行更深入的研究，不過輸出表現能夠充分說明本研究之 AB 類線性放大驅動系統能夠輕鬆應付不同的頻率。訊號輸出的多樣性的特性在未來的 FUS 研究是一項重要的功能，文獻 [38] 中提出了傳統正弦波脈衝訊號刺激會引起聽覺偽影的問題，聽覺偽影是指在超音波實驗中產生的非目標聽覺效應。在使用 tFUS 技術進行大腦刺激時，產生的超音波可能會被耳朵捕捉並產生聽覺，這種聽覺反應可能被誤解為實驗的直接結果，而實際上可能只是超音波刺激的副作用。使用正弦波激發的 FUS 訊號可能導致聽覺腦



幹反應 (ABR) 的異常，這間接表明傳統脈衝模式的 FUS 治療結果可能受到聽覺刺激的影響。而 Tucky 包絡是一種透過在原有的矩形包絡中增加混頻器，使得原本在快速開啟和關閉的部分形成具有平滑上升和下降的正弦波訊號，其訊號如圖4.3所示。Tucky 包絡在訊號處理中被廣泛用於在保持一定頻率解析度的同時減少旁瓣洩漏。使用 Tucky 包絡的方法在 ABR 測試中未產生明顯的異常，因此可以避免聽覺偽影的影響，使 tFUS 實驗結果更加可靠。

儘管 Tucky 包絡能有效避免傳統 FUS 治療訊號的聽覺偽影副作用，但它對現有的 D 類和 E 類放大器系統提出了新的挑戰。D 類和 E 類放大器採用基於脈衝寬度調變 (PWM) 的非線性放大方法，需要將類比訊號轉換為 PWM 訊號，再透過低通濾波器恢復原始的類比形式，這增加了設計和實現的複雜性，這種非線性放大方式可能在訊號的恢復過程中引入失真，尤其是對於像 Tucky 包絡這種邊緣敏感的訊號。而相較之下，AB 類放大器憑藉其線性放大特性，在處理 Tucky 包絡訊號時展現出顯著優勢，能夠準確地保持訊號的原始形狀和特性，確保高度的訊號保真度。這種線性響應特性使得 AB 類放大器在設計和實現方面更為直覺和簡單。圖4.4為本研究輸出一簡單的 500kHz 的 Tucky 包絡訊號，其在 500kHz 主頻能量為 36.2dBV 的情況下，第三諧波能量為 -1dBV，占了主頻的 5.7%，而一般傳統的矩形包絡，如4.5所示，其第三諧波占比 11.2%，Tucky 包絡的第三諧波占比低了近兩倍，證明其能夠更進一步地降低第三諧波成分，也證明了本研究之驅動系統除了傳統脈衝模式及 Chirp 模式外，也能夠產生 Tucky 包絡訊號也能夠進行放大輸出，且 Tucky 包絡也能改善輸出諧波，使本研究之驅動系統除了後級的電路設計外，也能透過控制訊號的方式，更進一步的改善輸出表現，證明本研究對於多樣訊號的控制及放大是更為靈活及自由的。

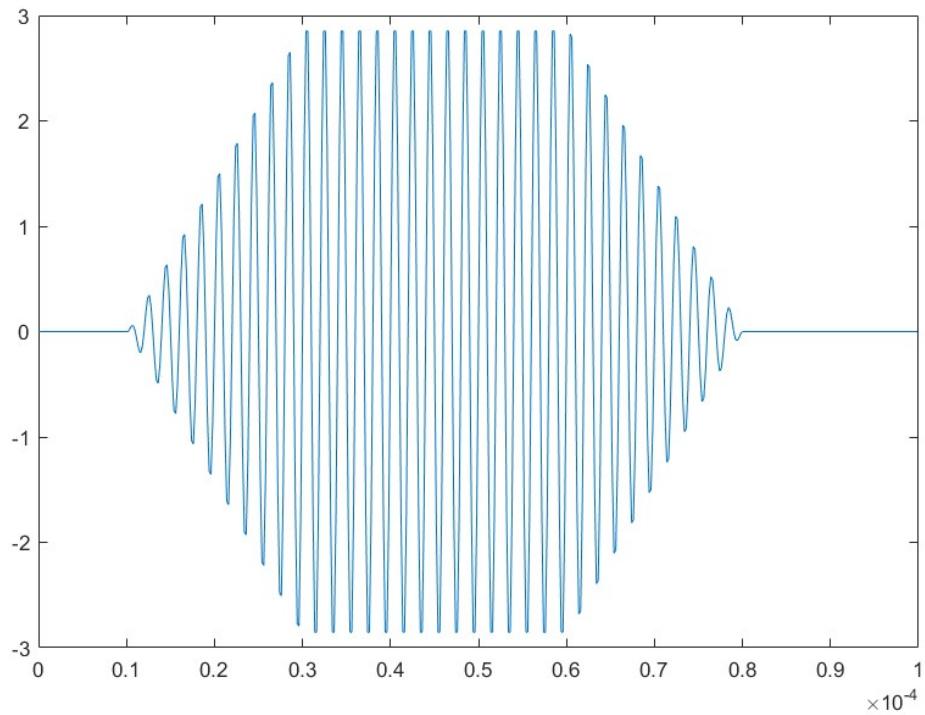
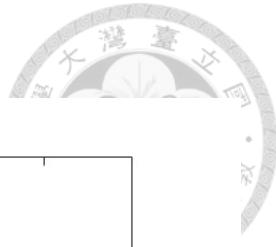


圖 4.3 Tucky 包絡

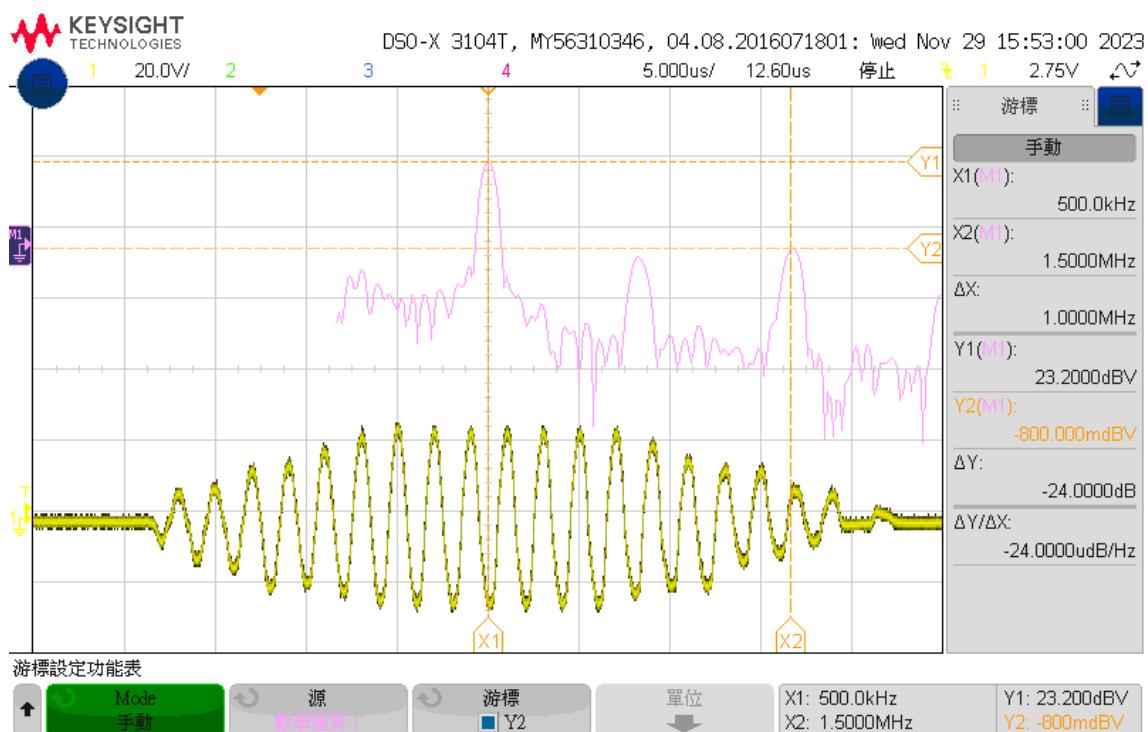


圖 4.4 本研究 Tucky 包絡實際輸出

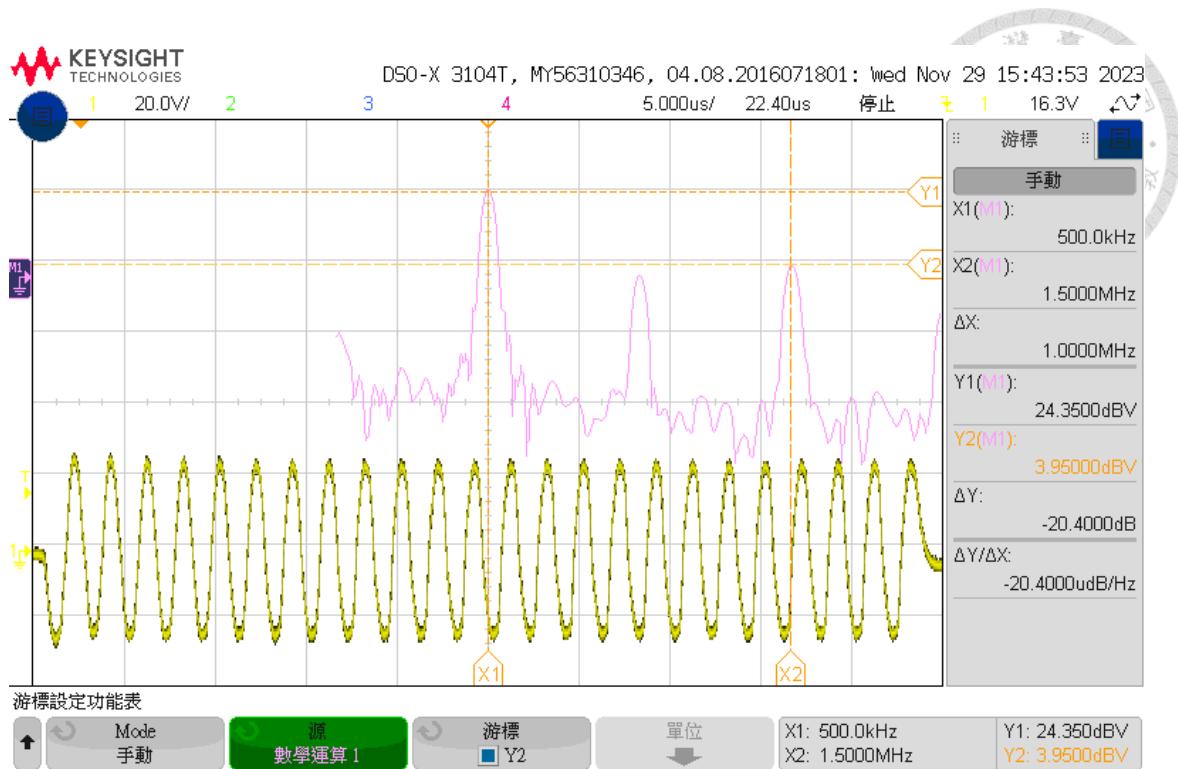


圖 4.5 本研究矩形包絡實際輸出

本研究在頻率調控方面雖具有一定的靈活性，但由於驅動系統基於雙極接面電晶體（BJT）進行電壓和電流放大，尤其是在後級大功率 BJT 的應用中，我們發現其頻帶寬度存在限制。透過 PSPICE 模擬分析本研究的驅動電路頻帶寬度，發現電路的-3dB 截止點約在 1MHz。因此，當操作頻率超過 1MHz 時，驅動電路的輸出增益和相位響應將會受到顯著影響。與此相反，傳統的 D 類和 E 類放大器因其非線性放大特性，其操作頻率可達數十 MHz。在頻帶寬度方面，對於高頻 FUS 應用，本研究的電路受到了其頻帶寬度的限制。另一方面，如第一章中 RF 放大電路類型比較所示，線性放大器在轉換效率上表現不如非線性放大器。本研究使用的是 +100V 作為驅動電路的電源，即便以理論值計算，轉換效率為 78.6%，也導致了相當大的能量損失。因此，電源供應器的選擇和設計將成為本研究未來的研究重點，目標是在實現高功率、低諧波輸出的同時，盡可能提高轉換效率，減少能量損失。



## 第五章 結論與未來展望

### 5.1 結論

本研究成功開發出一種新型的 HIFU 驅動系統，有效克服了傳統 D 類與 E 類驅動電路在阻抗匹配和高次諧波產生上的局限。通過採用 AB 類放大器的線性放大特性，我們的系統利用單一變壓器實現阻抗匹配，簡化了電路設計，同時保持了與市面上 E 類驅動系統相媲美的訊號品質。此外，藉由引入 Chirp 模式，本系統為臨床治療提供了更為靈活的超音波應用，使研究人員能夠更深入探索 Chirp 訊號在醫療超聲領域中的應用潛力。透過實驗室的聲場量測分析，我們證實了系統能夠有效產生單點聚焦與動態聚焦，從而提供了一套能在實時控制下進行多信號模式操作、高訊號品質輸出和多模式聚焦的高效 HIFU 驅動解決方案。在性能方面，使用 6:24 變壓器的 AB 類驅動電路將第三諧波降至主頻的 1.3%，顯示出在使用更少元件的情況下仍維持高訊號品質。我們的阻抗匹配方法在實際應用中有有效提高了聲壓輸出，達到了未匹配系統的 3.37 倍增益，並確保了系統能量的有效使用，幾乎所有的電功率都被探頭轉化為實功率。然而，AB 類放大器在轉換效率上的先天不足，在高功率 HIFU 系統應用中構成了挑戰，要求對電源選擇和整體系統散熱設計進行謹慎考量。儘管如此，本研究的成果為 HIFU 驅動技術提供了一條新的途徑，預示著在臨床治療超聲領域的顯著進步。在未來的工作中，我們將尋求優化系統設計，進一步提高其能源效率，以滿足臨床治療的需求。綜上所述，本研究創新性地提出了一種基於 AB 類放大器的 HIFU 驅動系統，該系統



有效解決了傳統 D 類與 E 類放大器在阻抗匹配和高次諧波方面的問題。透過簡化的設計，我們的系統不僅提高了聲場控制的靈活性，且引入了 Chirp 模式，也展示了相對於市售系統的優勢，同時保持了高訊號能品質。此外，通過聲場量測分析，證明了系統在單點及動態聚焦應用中的有效性，為未來的治療式超音波技術發展奠定了堅實的基礎。

## 5.2 未來展望

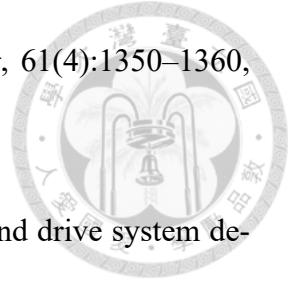
本研究成功開發了一種創新的 HIFU 驅動系統，實現了在線性放大特性和訊號能品質方面的顯著改進。儘管系統在訊號輸出方面表現出色，但在能源效率的最佳化方面還有進一步提升的空間。未來的研究將著重於提高能源轉換效率，從而降低系統的熱負擔並減少對散熱機制的依賴，這不僅可以增強系統的環境適應性，還有助於進一步縮小設備尺寸，提升便攜性。此外，目前系統的單向控制雖然已經滿足基本的臨床需求，但在未來我們計劃利用 FPGA 的強大處理能力，結合 USB3.0 的高速傳輸特性，實現對 HIFU 輸出的即時回饋控制。這將進一步完善系統的功能，使得使用者能夠實時監測和調整治療過程，從而提高操作的精準度和安全性。總之，本研究為 HIFU 驅動技術提供了新的方向，為未來的技術進一步奠定了堅實的基礎。我們期待這些改進能夠推動超聲治療技術向更高效、更智能、更便攜的方向發展，為患者帶來更加安全和高效的治療選項。



## 參考文獻

- [1] Peter NT Wells. Ultrasound imaging. *Physics in medicine & biology*, 51(13):R83, 2006.
- [2] Kevin D. Evans, Brandon Weiss, and Michael Knopp. High-intensity focused ultrasound (hifu) for specific therapeutic treatments: A literature review. *Journal of Diagnostic Medical Sonography*, 23(6):319–327, 2007.
- [3] J. Hoffelner, M. Bechtold, B. Granz, R. Lerch, and K. Newerla. Self-focusing hifu source for large therapy volumes. In *1998 IEEE Ultrasonics Symposium. Proceedings (Cat. No. 98CH36102)*, volume 2, pages 1563–1566 vol.2, 1998.
- [4] Jonathan Mamou, Jeffrey A Ketterling, and Ronald H Silverman. Chirp-coded excitation imaging with a high-frequency ultrasound annular array. *IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control*, 55(2):508–513, 2008.
- [5] Munir M El-Desouki and Kullervo Hynynen. Driving circuitry for focused ultrasound noninvasive surgery and drug delivery applications. *Sensors*, 11(1):539–556, 2011.
- [6] Hao-Li Liu, Chen-Kai Jan, Po-Chun Chu, Jhong-Cing Hong, Pei-Yun Lee, Jyh-Duen Hsu, Chung-Chih Lin, Chiung-Ying Huang, Pin-Yuan Chen, and Kuo-Chen Wei. Design and experimental evaluation of a 256-channel dual-frequency ultrasound phased-array system for transcranial blood–brain barrier opening and brain

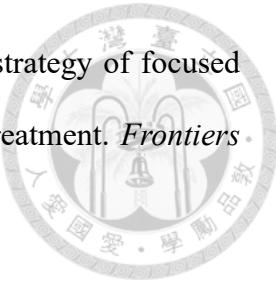
drug delivery. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, 61(4):1350–1360, 2014.



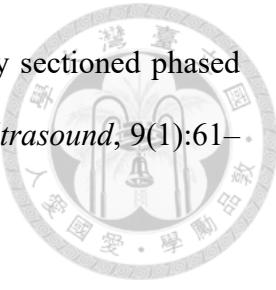
- [7] Hao Zhang, Yanqiu Zhang, and Xiqi Jian. Phased transducer and drive system design. In *2019 IEEE International Conference on Computational Intelligence and Virtual Environments for Measurement Systems and Applications (CIVEMSA)*, pages 1–4, 2019.
- [8] Jianfeng Zheng, Bichao Bai, and Han Zhang. Multi-channel drive system of phased array based on dds chips. *Applied Acoustics*, 182:108199, 2021.
- [9] Tim Hall and Charles Cain. A Low Cost Compact 512 Channel Therapeutic Ultrasound System For Transcutaneous Ultrasound Surgery. *AIP Conference Proceedings*, 829(1):445–449, 05 2006.
- [10] Adam D. Maxwell, Petr V. Yuldashev, Wayne Kreider, Tatiana D. Khokhlova, George R. Schade, Timothy L. Hall, Oleg A. Sapozhnikov, Michael R. Bailey, and Vera A. Khokhlova. A prototype therapy system for transcutaneous application of boiling histotripsy. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 64(10):1542–1557, 2017.
- [11] Sai Chun Tang and Gregory T. Clement. A harmonic cancellation technique for an ultrasound transducer excited by a switched-mode power converter. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 55(2):359–367, 2008.
- [12] Chris Adams, Thomas M. Carpenter, David Cowell, Steven Freear, and James R. McLaughlan. Hifu drive system miniaturization using harmonic reduced pulsedwidth modulation. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 65(12):2407–2417, 2018.



- [13] Yufeng Zhou. *Principles and applications of therapeutic ultrasound in healthcare*. CRC press, 2015.
- [14] Lian Zhang and Zhi-Biao Wang. High-intensity focused ultrasound tumor ablation: review of ten years of clinical experience. *Frontiers of medicine in China*, 4:294–302, 2010.
- [15] Hongchae Baek, Ki Joo Pahk, and Hyungmin Kim. A review of low-intensity focused ultrasound for neuromodulation. *Biomedical engineering letters*, 7:135–142, 2017.
- [16] Andrei Vlaicu and Mihaela Bustuchina Vlaicu. New neuromodulation techniques for treatment resistant depression. *International journal of psychiatry in clinical practice*, 24(2):106–115, 2020.
- [17] Carlos Trenado, Nicole Pedroarena-Leal, and Diane Ruge. The prospect of focal ultrasound in the treatment of mental disorders. *Psychiatry International*, 4(3):297–306, 2023.
- [18] Anton Fomenko and Andres M Lozano. Neuromodulation and ablation with focused ultrasound—toward the future of noninvasive brain therapy. *Neural Regeneration Research*, 14(9):1509, 2019.
- [19] Manish Ranjan, Alexandre Boutet, Sanjiv Bhatia, Angus Wilfong, Walter Hader, Mark R Lee, Ali R Rezai, and P David Adelson. Neuromodulation beyond neurostimulation for epilepsy: scope for focused ultrasound. *Expert Review of Neurotherapeutics*, 19(10):937–943, 2019.
- [20] Cheng-Chia Lee, Chien-Chen Chou, Fu-Jung Hsiao, Yi-Hsiu Chen, Chun-Fu Lin, Ching-Jen Chen, Syu-Jyun Peng, Hao-Li Liu, and Hsiang-Yu Yu. Pilot study of focused ultrasound for drug-resistant epilepsy. *Epilepsia*, 63(1):162–175, 2022.



- [21] Ko-Ting Chen, Kuo-Chen Wei, and Hao-Li Liu. Theranostic strategy of focused ultrasound induced blood-brain barrier opening for cns disease treatment. *Frontiers in pharmacology*, 10:86, 2019.
- [22] Mingjun Wang and Yufeng Zhou. High-intensity focused ultrasound (hifu) ablation by frequency chirp excitation: Reduction of the grating lobe in axial focus shifting. *Journal of Physics D: Applied Physics*, 51(28):285402, 2018.
- [23] Andrey N Rybyanets. New dynamical focusing method for hifu therapeutic applications. In *AIP Conference Proceedings*, volume 1215, pages 287–290. American Institute of Physics, 2010.
- [24] Stephen A Goss, Ronald L Johnston, and Fry Dunn. Comprehensive compilation of empirical ultrasonic properties of mammalian tissues. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 64(2):423–457, 1978.
- [25] Y Tasinkevych, I Trots, and A Nowicki. Mutually orthogonal golay complementary sequences in the simultaneous synthetic aperture method for medical ultrasound diagnostics. an experimental study. *Ultrasonics*, 115:106434, 2021.
- [26] Weibao Qiu, Xingying Wang, Yan Chen, Qiang Fu, Min Su, Lining Zhang, Jingjing Xia, Jiyan Dai, Yaonan Zhang, and Hairong Zheng. Modulated excitation imaging system for intravascular ultrasound. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, 64(8):1935–1942, 2016.
- [27] Ninghao Wang, Chen Yang, Jie Xu, Wei Shi, Wenchang Huang, Yaoyao Cui, and Xi-ahua Jian. An improved chirp coded excitation based on compression pulse weighting method in endoscopic ultrasound imaging. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 68(3):446–452, 2020.



- [28] DR Daum and K Hynynen. Theoretical design of a spherically sectioned phased array for ultrasound surgery of the liver. *European journal of ultrasound*, 9(1):61–69, 1999.
- [29] Allison Payne, Urvi Vyas, Nick Todd, Joshua de Bever, Douglas A Christensen, and Dennis L Parker. The effect of electronically steering a phased array ultrasound transducer on near-field tissue heating. *Medical physics*, 38(9):4971–4981, 2011.
- [30] Chandra P Karunakaran and Michael L Oelze. Amplitude modulated chirp excitation to reduce grating lobes and maintain ultrasound intensity at the focus of an array. *Ultrasonics*, 53(7):1293–1303, 2013.
- [31] Marinos Yiannakou, Michael Trimikliniotis, Christos Yiallouras, and Christakis Damianou. Evaluation of focused ultrasound algorithms: Issues for reducing pre-focal heating and treatment time. *Ultrasonics*, 65:145–153, 2016.
- [32] Xiaobing Fan and Kullervo Hynynen. Ultrasound surgery using multiple sonifications —treatment time considerations. *Ultrasound in medicine & biology*, 22(4):471–482, 1996.
- [33] F Dupenloup, JY Chapelon, D Cathignol, and O Sapozhnikov. The use of broadband signals to reduce grating lobe effects in hifu tissue ablation. In *1994 Proceedings of IEEE Ultrasonics Symposium*, volume 3, pages 1865–1868. IEEE, 1994.
- [34] J. Pindter-Medina, S. Pichardo, L. Curiel, A.D. Garcia-Garcia, and J.E. Chong-Quero. Multi-channel driving systems for therapeutic applications based-on focused ultrasound. In *2010 International Conference on Reconfigurable Computing and FPGAs*, pages 168–172, 2010.
- [35] Carlos Christoffersen, Wai Wong, Samuel Pichardo, Greg Togtema, and Laura

Curiel. Class-de ultrasound transducer driver for hifu therapy. *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, 10(2):375–382, 2016.



[36] 莊家慶. 超音波相位陣列系統中之驅動級阻抗匹配設計. PhD thesis, 長庚大學, 2020.

[37] Wai Wong, Carlos Christoffersen, Samuel Pichardo, and Laura Curiel. An integrated ultrasound transducer driver for hifu applications. In *2013 26th IEEE Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering (CCECE)*, pages 1–5, 2013.

[38] Morteza Mohammadjavadi, Patrick Peiyong Ye, Anping Xia, Julian Brown, Gerald Popelka, and Kim Butts Pauly. Elimination of peripheral auditory pathway activation does not affect motor responses from ultrasound neuromodulation. *Brain stimulation*, 12(4):901–910, 2019.