

國立臺灣大學工學院機械工程學研究所

碩士論文

Department of Mechanical Engineering

College of Engineering

National Taiwan University

Master Thesis



壓電微型化天線陣列應用於 VHF 波源判定

Piezoelectric Miniaturized Antenna Array for Source
Direction Finding

張哲源

Zhe-Yuan Zhang

指導教授：劉建豪 博士

Advisor: Chien-Hao Liu, Ph.D.

中華民國 109 年 5 月

May, 2020

致謝

首先，要感謝劉建豪指導教授在碩士這兩年中給予我充沛的資源及廣泛的人脈資源，讓我能在此如此優越的環境下學習，即使在研究的過程中因為研究內容而往往有所爭執，教授也能不厭其煩的給予我學術上的幫助，使我受益良多；感謝周元昉教授不論在理論的推導及實務的經驗上都給予我不少的幫忙，讓我能站在這位學術巨擘的肩膀上展開我的研究。

在這短短的碩士生涯中，感謝實驗室保母翁文在修課和學術上都給予我莫大的幫助，沒有你的幫助我的論文離完成可能還遙遙無期，也不會知道你名字中的翁怎麼發音；感謝實驗室前雪球飼養員傑程在我面對艱深理論時能更詳細的了解推導的過程與應用，沒有你的幫助我的碩士生涯會少了許多尬笑，也不會知道熱戀中的情侶多麼的令人不忍直視；感謝實驗室老菸槍博智在我面對人生難題時能給我突破性的思考與反省，沒有你的幫助我沒辦法如此迅速的化解心理壓力，也不會知道經驗老道的重要性；感謝實驗室離島萬人迷朝勇，沒有你的幫助我的休閒時光會少一個人陪我逛全家，也不會知道相較於你我的資質有多麼駑鈍。除此之外，也要感謝尚軒、建章、晉祥學長讓我在你們的論文基礎上展開後續的研究，使我能更順利的完成論文的撰寫；感謝實驗室永遠的大哥均鴻學長時常陪我研究到深夜，也給予我很多很多很多研究與生活上的幫助，沒有你我可能會再瘦 10 公斤；感謝實驗室扛霸子碩志大學長，沒有你的幫助我不會知道天線的奧秘，也不會知道設計天線的秘訣與勝利的重要性；感謝胤宣學長和曼蒂助理的幫助，有了你們的幫忙我後期的研究才能順利進行。而實驗室的新血小辰、立宇、小詹，希望反覆的研究不會磨損你們學習的熱忱，往後的畢業之路缺一不可。

最後，感謝辛苦的爸爸媽媽能給予我不虞匱乏的生活，讓我能無憂無慮的學習，在我遇到困難時幫我度過許多難關，希望再過幾年可以退休好好休息了；感謝女友思妘在我遇到低潮時能鼓勵我更有條理地歸納與解決問題，在我面試與口試時發揮專業給我許多幫忙與意見，希望將來不論遇到甚麼挑戰都能順利克服，而未來的路上，有你有我。

中文摘要



隨著對通訊品質與傳輸效率需求的增加，MIMO 多輸入多輸出天線傳輸陣列藉由判定波源方向以波束成形 (Beamforming) 的方式增加整體陣列增益的使用日益增加，然而在低頻天線陣列的應用上，過大的天線尺寸與天線間距往往造成攜帶性與隱匿性的不便。

有鑑於此，本研究提出一微型化壓電超晶格極子天線， ka 約為 0.05，利用壓電材料能使機械波與電磁波耦合的特性，以微機電製程與高壓直流電極化的方式在鈮酸鈦壓電晶片上進行週期性的極化，極化後的週期結構能加強耦合現象的產生，並設計在特定頻段 $346.2\text{MHz} \sim 346.7\text{MHz}$ 接收與輻射電磁波，藉由高介電係數的壓電材料達到微型化天線目的。

接著，將所提出的壓電超晶格極子化天線以遠小於一般天線陣列間距的 $1/20$ 波長排列，並在陣列天線後接上以 BMMA 電路為概念所設計的匹配電路，藉由此電路減少縮短天線間距所產生訊號耦合的影響，並增加輸出端相位差，再利用 ADS 電路模擬軟體進行二維與三維最佳化模擬驗證後進行實驗。輸出端在相位差最大的入射角 90° 、 -90° 能從原先無匹配電路的 18° 、 -18° 放大至 123.55° 、 -123.38° ，放大後的相位差經由 MUSIC 演算法驗證後能在頻譜上有更顯著的波峰值，使判定波源角度上有更高的準確度與抗雜訊能力。

經本實驗研究後，能利用壓電微型化天線與額外匹配電路減少整體裝置尺寸，使波源判定技術應用在低頻時能更加具有機動性與隱蔽性而不影響效能。

關鍵字：波源方向測位；壓電超晶格；微型化天線；天線陣列；MUSIC 演算法

英文摘要

With the increasing demand for communication and transmission efficiency, the use of MIMO(Multiple Input Multiple Output)antenna arrays to increase the overall gain by beamforming is increasing. However, for military 、nautical 、and rescue applications that use low-frequency to reduce the loss caused by the transmission distance, excessive antenna size and antenna spacing cause inconvenience of portability and concealment.

In this study, a miniaturized piezoelectric superlattice polar antenna is proposed, which uses piezoelectric materials to make mechanical wave and electromagnetic waves and electromagnetic wave couple and resonate. And use the periodic structure design to increase the piezoelectric coupling phenomenon in a specific frequency $346.2MHz \sim 346.7MHz$ to achieve the purpose of miniaturized antenna.

Next, we arranged the piezoelectric superlattice polarized antenna array at a $1/20\lambda$ less than the spacing of the general antenna array, and connect external coupling networks (ECNs) . This matching circuit can amplify the phase difference of the output signal. The incident angle of 90° 、 -90° degrees at the largest phase difference can be amplified from 18° 、 -18° degrees to 123.55° 、 -123.38° degrees. The amplified phase difference can have a more significant peak on the MUSIC spectrum, and it has higher accuracy and anti-noise ability in resolving the wave source angle.

After this research, this method can effectively reduce the size of the low-frequency antenna and the use external coupling networks to reduce the antenna spacing without affecting performance.

Keyword: direction finding, piezoelectric superlattice, antenna miniaturization, antenna array, MUSIC (Multiple Signal Classification)

目錄

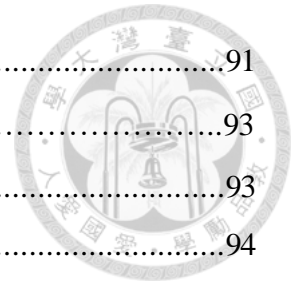


致謝.....	1
中文摘要.....	2
英文摘要.....	3
目錄.....	4
圖目錄.....	7
表目錄.....	10
Chapter 1 緒論.....	11
1.1 前言.....	11
1.2 文獻回顧.....	12
1.3 研究動機與目標.....	20
Chapter 2 理論推導.....	21
2.1 壓電超晶格極子天線.....	21
2.1.1 壓電超晶格介紹.....	21
2.1.2 壓電超晶格統御方程式.....	21
2.1.3 無限域一維壓電超晶格頻帶結構.....	22
2.2 波源判定系統匹配電路設計.....	29
2.2.1 波源判定系統模型.....	29
2.2.2 匹配電路 S 參數設計.....	30
2.2.3 匹配電路模型設計.....	33
Chapter 3 壓電超晶格極子天線實驗與分析.....	38
3.1 週期極化鈮酸鋰製作.....	38
3.1.1 鈮酸鋰晶片.....	38
3.1.2 光罩圖形設計.....	40
3.1.3 晶片清洗與鍍膜.....	42
3.1.4 第一次黃光顯影製程（電極鋪設）.....	42
3.1.5 第二次黃光顯影製程（半圓形開窗）.....	43
3.1.6 夾具夾持.....	44
3.2 極化.....	46



3.2.1 極化電路架構	48
3.2.2 極化電路模擬	52
3.2.3 實際極化結果	53
3.3 週期性極化鈮酸鋰成品檢驗	54
3.3.1 光學顯微鏡表面量測	54
3.3.2 Alpha-Step 膜厚度量測	54
3.3.3 SEM 剖面量測	55
3.4 電磁波訊號參數量測與討論	56
3.4.1 反射參數量測	57
3.4.2 遠場輻射量測	59
3.4.3 天線場型量測	61
Chapter 4 匹配電路模擬與實驗	69
4.1 匹配電路模型模擬與最佳化設計	69
4.1.1 匹配電路 S 參數設計	69
4.1.2 匹配電路模型設定	70
4.1.3 二維電路模擬	72
4.1.4 3-Dimension 電磁模擬	73
4.2 波源判定系統匹配電路實驗	76
4.2.1 實驗架構設計	76
4.2.2 實驗結果討論	78
Chapter 5 多重訊號分類演算法(MUSIC)	79
5.1 訊號介紹	79
5.2 天線陣列模型	80
5.2.1 均勻線性陣列 (Uniform Linear Array)	80
5.2.2 非均勻線性陣列 (non-uniform Array)	82
5.2.3 平面陣列 (Planar Array)	83
5.3 MUSIC 理論	84
Chapter 6 結果與討論	88
6.1 MUSIC 演算法驗證與討論	88

6.1 PPLN 天線與微型化天線討論與比較.....	91
6.2 結論	93
6.3 未來展望.....	93
REFERENCE.....	94



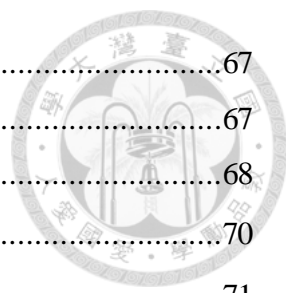
圖目錄



Fig. 1.1 軍用雷達.....	12
Fig. 1.2 航海用基地台.....	12
Fig. 1.3 仿生觸角機械模態.....	13
Fig. 1.4 等效電路轉換.....	13
Fig. 1.5 利用額外匹配電路相位放大概念.....	13
Fig. 1.6 BMMA 最佳化損耗電路模型.....	14
Fig. 1.7 BMMA 實作電路.....	14
Fig. 1.8 天線幅射遠近場距離與場型影響.....	15
Fig. 1.9 繞折排列天線.....	16
Fig. 1.10 DRA 透明天線.....	16
Fig. 1.11 壓電超晶格頻散曲線.....	18
Fig. 1.12 鈮酸鋰反射係數.....	18
Fig. 1.13 NPR、FBAR 結構的奈米壓電機電天線.....	19
Fig. 1.14 磁致壓電天線結構.....	19
Fig. 2.1 X_1 方向極子與聲子全域頻帶結構比較.....	24
Fig. 2.2 一維 X_1 方向光子晶體全域頻帶結構.....	25
Fig. 2.3 極子、聲子與光子頻帶結構比較.....	25
Fig. 2.4 $K_3 = [0, 3 \times 10^{-4}]$, $\Omega = [0.8, 1.2]$ 之聲子、光子與極子頻散曲線比較.....	26
Fig. 2.5 沿頻散曲線-1 對應之極子比例.....	27
Fig. 2.6 沿頻散曲線-2 對應之極子比例.....	27
Fig. 2.7 沿頻散曲線-3 對應之極子比例.....	28
Fig. 2.8 沿頻散曲線-4 對應之極子比例.....	28
Fig. 2.9 波源判定系統.....	29
Fig. 2.10 四埠電路所有可能元件位置.....	34
Fig. 2.11 匹配電路模型.....	37
Fig. 3.1 鈮酸鋰晶片方向性.....	39
Fig. 3.2 鈮酸鋰順電相(a-b)與鐵電相(c-f).....	39
Fig. 3.3 鈮酸鋰反轉示意圖.....	39

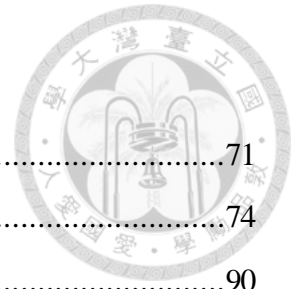
Fig. 3.4 電極鋪設光罩	41
Fig. 3.5 半圓形開窗光罩	41
Fig. 3.6 蝕刻後電極外觀	43
Fig. 3.7 蝕刻後電極	43
Fig. 3.8 半圓形開窗電極	44
Fig. 3.9 鐵氟龍夾具夾持	45
Fig. 3.10 鈮酸鈮極化反轉位能屏障	47
Fig. 3.11 鈮酸鋰極化過程 (a)成核期(b)晶尖垂直擴散期(c)晶尖垂直擴散中止期 ..	47
Fig. 3.12 極化電路示意圖	48
Fig. 3.13 實際極化電路	51
Fig. 3.14 電路模擬結果	52
Fig. 3.15 實際極化積分電壓(V_{out})和閾值電壓(V_{TL})結果	53
Fig. 3.16 光學顯微鏡量測結果	54
Fig. 3.17 Alpha-step 量測圖	55
Fig. 3.18 SEM 剖面量測	55
Fig. 3.19 量測裝置與 PPLN 尺寸	56
Fig. 3.20 空白鈮酸鋰晶片反射係數量測	57
Fig. 3.21 PPLN 反射係數量測	58
Fig. 3.22 遠場實驗	60
Fig. 3.23 遠場量測功率比較	60
Fig. 3.24 無響室輻射量測示意圖	62
Fig. 3.25 八木宇田發射天線	62
Fig. 3.26 標準 AD-100 偶極天線	63
Fig. 3.27 標準 AD-100 偶極天線場型	63
Fig. 3.28 $X_2 - X_3$ 平面 Col-Pol 幅射場型量測	64
Fig. 3.29 $X_1 - X_3$ 平面 Cross-Pol 幅射場型量測	64
Fig. 3.30 PPLN E-Principal Cut at 346.2MHz	65
Fig. 3.31 PPLN E-Cross Cut at 346.2MHz	66
Fig. 3.32 PPLN E-Principal and Cross Cut at 346.2MHz	66

Fig. 3.33 PPLN H-Principal Cut at 346.2MHz	67
Fig. 3.34 PPLN H-Cross Cut at 346.2MHz	67
Fig. 3.35 PPLN H-principal and Cross Cut at 346.2MH	68
Fig. 4.1 匹配電路模型示意圖	70
Fig. 4.2 匹配電路尺寸	71
Fig. 4.3 二維電路模擬結果.....	72
Fig. 4.4 三維電路板模擬參數設定	73
Fig. 4.5 三維電路模型模擬外觀.....	73
Fig. 4.6 三維最佳化模擬與二維模擬比較	74
Fig. 4.7 實作匹配電路	75
Fig. 4.8 波源判定實驗量測環境示意圖	76
Fig. 4.9 波源判定實驗量測環境	76
Fig. 4.10 波源判定裝置端.....	77
Fig. 4.11 輸出天線端	77
Fig. 4.12 波源判定相位差實驗誤差線與模擬比較	78
Fig. 5.1 天線遠近場示意圖.....	79
Fig. 5.2 均勻線性陣列	81
Fig. 5.3 非均勻線性陣列	82
Fig. 5.4 平面陣列.....	83
Fig. 5.5 天線接收模型	84
Fig. 6.1 不同 SNR 的 MUSIC 頻譜.....	89
Fig. 6.2 實際入射角與判定角度比較.....	90
Fig. 6.3 各類小天線與 PPLN 基於 Chu's limit 比較	91



表目錄

Table 1 各電路元件數值.....	71
Table 2 實際元件圖	74
Table 3 使用額外電路增加相位差研究比較表	90



Chapter 1 緒論



1.1 前言

隨著通訊科技的日新月異，更高速的資料傳輸、更低的時間延遲與更穩定的網路系統是將來所共同追求的目標。其中，多輸入與多輸出系統（Multi-Input Multi-Output, MIMO）利用空間多工的概念提升自由度，由發射端的多個天線各自發出獨立的訊號，再由接收端的多個天線進行接收並將各訊號分析出來，這種系統藉由多徑傳輸的特點能使資料更有效的傳輸。除此之外，MIMO 也能利用多天線陣列判定各波源的輸入方向，再以波束成形（Beamforming）技術傳遞訊號以減少傳輸功率及增加輻射效率。

以行動裝置進行接收訊號或輻射訊號時，各地的基地台多以指向性天線或是全向性天線進行傳遞並沒辦法隨著使用者的方向改變幅射場型，因此當距離基地台越遠時為了達到相同的傳輸效率，在接收端和輸出端都必須要提高額外功率，在此情況下將使大量的功耗產生。而波束成形的概念指的是當多個天線所組成的陣列在進行訊號的接收時，每個天線會有各自的振幅與相位差，如果能有效控制天線使每個接收端間相互抵消或是增強，使天線陣列不再是等向性發射而是形成很窄的波束聚集在某一特定角度，將能量聚集在接收端的角度上進行傳輸可以有效改善傳輸效率並減少額外功率的損失。然而，在達成波束成形的技術前必須從如何判定波源方向（Direction Of Arrival, DOA）和如何接收訊號開始討論。然而，如果將此種概念的天線陣列應用在較為低頻段的通訊上，在不影響整體效能的情況下，陣列天線尺寸隨操作頻率下降而上升，將面臨許多物理與空間上的限制。

低頻天線相較於一般所使用的射頻天線技術較為成熟，使用的領域多為軍事、救援探勘、航海等，有別於電波長度較短的射頻訊號在進行長距離的傳輸時衰弱的速度較快，面對電磁干擾設備或是較為嚴峻的傳輸環境如水下和碎石瓦礫時會阻礙電波訊號的傳輸，甚低頻頻段長波長的特性能進行長距離無阻礙的訊號傳遞能力，為此問題提供了一條解決途徑，然而低頻天線在講求相同輻射效率的前提下，天線尺寸隨頻率降低越增加嚴重的影響整體通訊設備的攜帶性與隱蔽性。因此，如何有效的縮小天線尺寸和陣列天線間距促使許多相關的研究問世。

1.2 文獻回顧

波源判定技術中的 TDOA (Time Difference of Arrival) 藉由陣列天線的不同排列使訊號經由空間介質的傳遞之後，能利用不同天線接收訊號的時間差來得知波源訊號的來源方向，不論在個人通訊、軍事(Fig. 1.1)、航海(Fig. 1.2)等許多技術都有許多關於波源方向判定的應用。而在這項技術中最重要莫過於精準度與分辨率，精準度指的是系統判定角度和波源入射角度的差異；分辨率則是和不同接收天線有效輻射面積 (Antenna aperture)、天線陣列間距、訊雜比有關，相對高的天線輻射面積與訊雜比的情況下分辨率較高，而天線陣列排列方式影響分辨來源訊號的頻寬與角度資訊的維度。

對於低頻天線陣列而言，陣列間距受限於低頻波長過長而有著龐大的設備尺寸，當天線陣列的間距縮小會使天線接收端彼此產生交互耦合，造成天線陣列的頻寬減少與輻射效率的降低[1]–[3]，而耦合的現象隨著 $1/2\lambda$ 的間距縮小而增加，為了減少縮小間距對陣列天線造成的影響，可以透過在接收端後加上額外的電路增加輻射效率、通帶容量[4]並降低雜訊[5]，其中透過控制整體裝置的阻抗矩陣並調整特定電路模型中的被動元件來降低耦合產生的影響[6], [7]，也有利用差模和共模正交的特性設計對角化傳輸矩陣[2], [8], [9]，對角化的傳輸矩陣能使各模態分別匹配並降低耦合現象的產生，有鑑於此，陸續發展了許多利用額外電路縮短低頻陣列的研究[10], [11]。近年來，利用特定生物能藉由極小的觸角間距準確判定聲源方向的特性，等效生物觸角的機械模型(Fig. 1.3)再轉以電路模型等效(Fig. 1.4)，在接收天線後端接上額外的匹配電路可以藉由放大輸出訊號的相位差提升判定波源方向的準確度與分辨率[12], [13]，而此種利用額外電路增加相位差方式可以有效的縮小天線間距且不影響效能，以此概念下所構成的天線陣列稱為 BMMA (Biomimetic Miniaturized Array System) [14]–[17](Fig. 1.5)。



Fig. 1.1 軍用雷達[18]

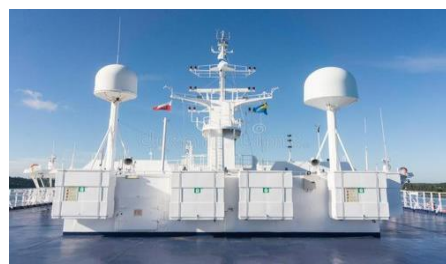


Fig. 1.2 航海用基地台[19]

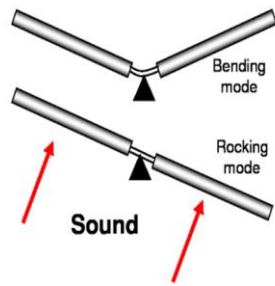
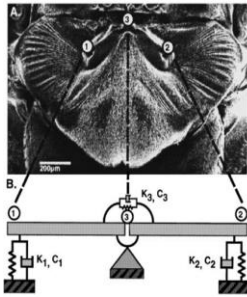


Fig. 1.3 仿生觸角機械模態

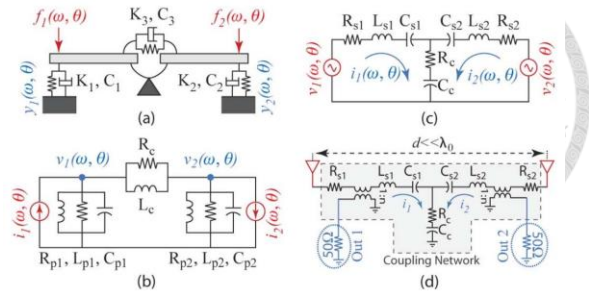


Fig. 1.4 等效電路轉換

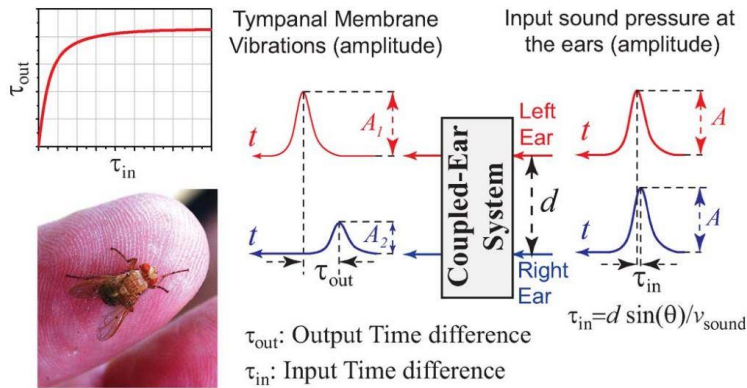


Fig. 1.5 利用額外匹配電路相位放大概念

在關於 BMMA 的研究中可以得知，接收訊號的相位差放大率、接收訊號能量大小與輸出訊號中兩個彼此線性獨立的模態（Differential mode, Common mode）匹配程度有關，只講求高相位放大率的情況下只會匹配到具有波源角度資訊的差模阻抗而不匹配共模阻抗，品質因子（Quality factor）因此上升，而整體系統輸出能量下降、操作頻寬降低。為了改善頻寬和輸出能量過低的問題，提出了 non-foster 電路的概念[20], [21]，當電容和電感的值隨著頻率而改變，而匹配頻率和接收頻率有所偏移時，阻抗無法匹配而輸出功率大幅下降，利用 non-foster 匹配對稱型電路以負阻抗去消除負載虛部阻抗的概念，達到高寬頻的相位放大電路效果[22]。

然而，為了在輸出相位差放大率與接收訊號能量間有所取捨，有研究以特定的電路模型同時匹配差模與共模阻抗，在相位放大率與輸出能量的犧牲上做出最佳化的設計(Fig. 1.6)(Fig. 1.7)。然而在此種特定電路模型的最佳化設計下，除了所產生的電路設計數值容易伴隨著最佳化方式的不同而有著不同的設計外，在電路重現上有一定的難度，而特定的電路模型也增加了在設計上限制[23]。

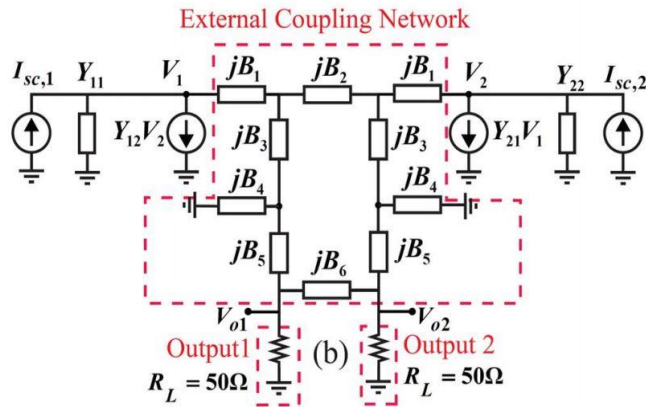


Fig. 1.6 BMMA 最佳化損耗電路模型

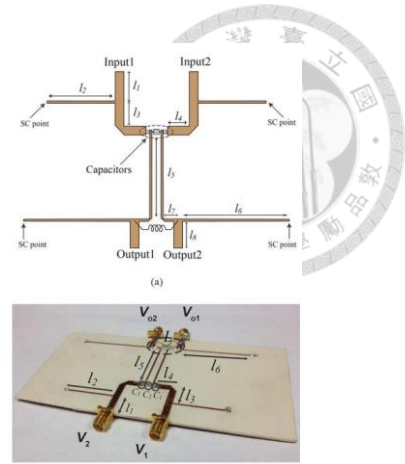


Fig. 1.7 BMMA 實作電路

因此，在最近的研究中結合控制傳輸矩陣降低天線間耦合的方式再加上先前所希望達到的相位差放大效果，先考慮同時能匹配差模與共模阻抗也能同時最佳化相位差放大率的情況下，設計出最佳的匹配電路傳輸矩陣[24], [25]，再將傳輸矩陣等效成由不同被動元件所集成的電路模型，利用此設計流程所設計出的額外匹配電路除了能有效的以數值解解出匹配電路傳輸矩陣外，也能依照所使用的電路模型的不同而有所對應的設計，增加了整體設計流程的自由度[26]。

然而，除了利用額外的匹配電路降低天線間距縮小所可能產生的耦合現象外，也要考量到接收低頻天線尺寸過大的問題[27], [28]。對一般的天線尺寸而言，偶極天線以二分之一波長共振而單極天線以四分之一波長共振的尺寸輻射，而對於小天線而言，Wheeler 提出當天線物理尺寸小於 $\lambda/2\pi$ 即可稱之為小天線，而另一種則以 $ka < 0.5$ 為小天線的尺寸定義（ k 為波數 $\lambda/2\pi$ 、 a 為以最小球體定義天線物理尺寸下的半徑長度）。天線尺寸影響了輻射效率與品質因子（Quality factor, $Q = f_{center} / Bandwidth$ ），當天線尺寸隨著頻率的降低而縮小時，輻射效率下降而品質因此上升(1.1)[29]。

因此，小天線本身的品質因子較高，高品質因子也就代表著在相同頻率下擁有較低的頻寬，再加上小天線在設計過程容易伴隨著高電容值或高電感值[30], [31]，因此容易造成阻抗不匹配的情況產生，進而使整體輻射阻抗下降、有效輻射面積降低，這也是小天線較難有高輻射效率的原因[32]–[34]。

$$Q \geq \frac{1}{k^3 a^3} + \frac{1}{ka} \quad (1.1)$$

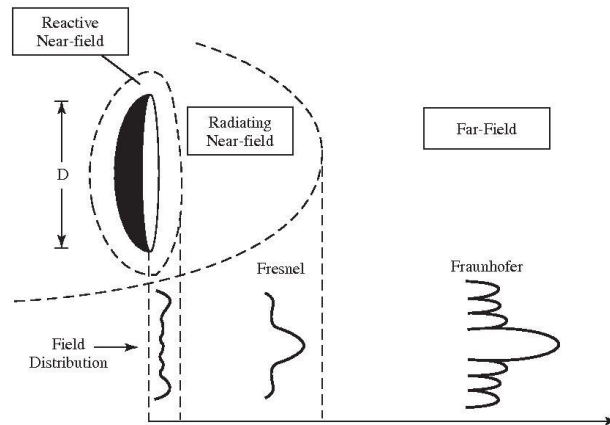


Fig. 1.8 天線幅射遠近場距離與場型影響

而小天線的遠場場型(Fig. 1.8)通常會類似於赫茲偶極的全向型指向天線，以 TE_{10} 和 TM_{10} 的輻射模態表示。然而，並不是每種小天線的場型都是如此，在Harrington[35]，Kwon[36]，Pozar[37]的研究中提出對於控制電場與磁場在各種不同情況下的赫茲偶極，在理論上也有可能呈現單向 (unidirectional) 或雙向 (bidirectional) 的場型分佈，以 TE_{nm} 和 TM_{nm} 的輻射模態表示。而小天線的增益則受尺寸和材料影響，能量容易集中於近場而使電流限縮在很小的範圍內而增益較小。

在實現天線微型化上有許多不同的面向，改變天線的幾何形狀是其中一種解決方法。金屬型槽狀開孔 (Slot Loading) 天線利用平板天線的低成本、易製造、平面結構、一致性的特性，在表面增加缺口 (notch) 和金屬插槽 (slot) 改變電流在表面的路徑使共振頻率降低[38], [39]，藉由缺口和插槽不同的大小、形狀和深度控制共振頻率的大小，多運用在 GPS 天線[40], [41]；繞折排列 (Spacing-Filling Curves) 天線以等長的實體天線進行幾何形狀的繞折並迭代至整體表面甚至是空間，進而達到天線整體微型化(Fig. 1.9)，屬於迴狀天線的一種[42][43][44]；彎折型天線 (Meander line antenna) 則是利用簡單幾何形狀的週期型彎曲以降低共振頻率；倒F型 (IFA) 天線則是利用對折的方式增加電流流動的路徑，達到縮小天線尺寸的目的[45], [46]。

另一種則是藉由材料特性達到微型化天線的目的。高介電係數與高磁導係數不僅能使電磁波更容易被材料吸收也能使材料體內的波速減緩，也能利用這個特

性使阻抗和 $\sqrt{\mu_r / \epsilon_r}$ 呈特定比例，適當的設計 ϵ_r 、 μ_r 能達到寬頻的阻抗匹配；而利

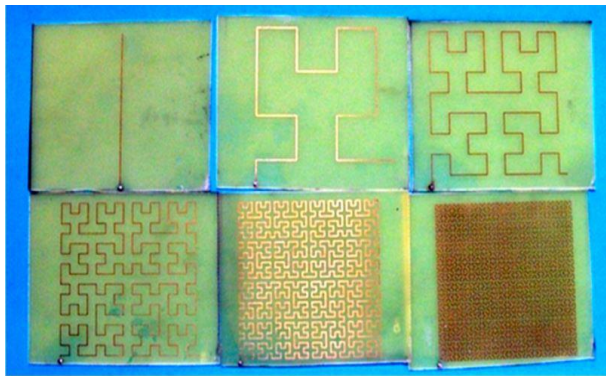


Fig. 1.9 繞折排列天線[47]

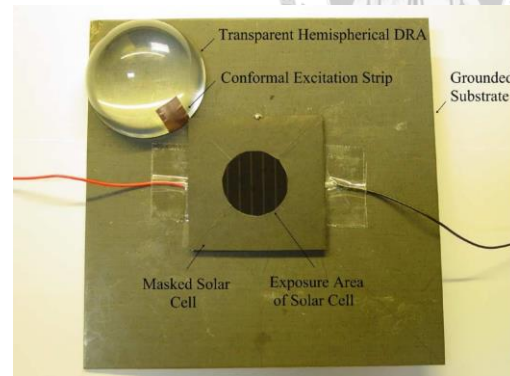


Fig. 1.10 DRA 透明天線[48]

用這個特性縮短波長至 $1/\sqrt{\mu_r \epsilon_r}$ [49]，即可達到微型化天線的目的。介電共振天線（dielectric resonator antenna, DRA）藉由控制不同的介電係數與尺寸決定不同方向共振頻率 [50], [51]，在遠比材料尺寸長的波長頻率下產生共振，達到微型化天線目的，也能利用部分介電材料透明的特性製作透明天線 [52]–[54] (Fig. 1.10)；Khalid Aljonubi 利用壓電材料 PZT 的高介電係數特性調整 PIFA 天線共振頻率 [55], [56]。然而，高介電係數實現天線微型化伴隨著窄頻高品質因子的缺點，而多用於頻寬需求較小的應用上。

除此之外，利用週期結構進行微型化設計也是近幾年研究的方向。這種設計有別於一般材料，透過週期性變化的結構控制材料共振現象的產生，這種具週期結構設計的材料稱為超穎材料（metamaterial） [57]–[59]，其中，光子晶體的電磁能隙波導（electromagnetic band gap, EBG）材料在特定頻率和方向上具有電磁禁帶（band gap）的特性 [60], [61]，透過在帶隙地同向反射可以有效的當作天線的接地端而取代以往過大的金屬接地表面。將週期性的金屬平面天線置於底部為金屬接地而介質為介電材料的 EBG 平面上，EBG 平面的反射係數 $\Gamma \approx +1$ 相較於一般金屬接地 $\Gamma = -1$ 可以反射電磁波訊號而增加天線效能，再加上 EBG 平面可以彼此緊密的優點，進而縮小天線尺寸達到天線微型化的目的。Alka Verma 利用不同形狀的 EBG 天線提升低側高時的低輻射效率與窄頻效能 [62]；Abdelmoumen 在具有塊狀微帶線天線的介電板 EBG 結構上開出對應波長挖孔，藉此提升頻寬和指向性 [63]–[65]。此外，也可以透過週期性的磁性光子晶體和退化型光子晶體的特性，改

變晶體間的共振達到天線的高增益效果[66]–[68]。

對於介電質超晶格的研究，南京大學閔乃本團隊[69]利用平面波展開法與矩陣轉換法得出離子型聲子晶體中橫波、縱波和電磁波之間的一維關係，利用光子和聲子在壓電超晶格中頻散曲線的關係發現當填充比接近 0.5 時頻帶間隙越大(Fig. 1.11)(Fig. 1.12)，而縱波和橫波在不同的共振頻率下有著超晶格振動，而此耦合效應可為兩種波傳結果，一種可能為在頻帶間隙內形成駐波的純虛數功率流密度；另一種則可能在省略介電隙數的虛部情況下，有能量在禁帶內傳遞[70]。然而，後續的研究中發現在晶片中週期數超過 10000 的情況下才可能接近 19%的一維無窮域推導結果[71]。

2007 年周元昉教授針對超晶格內波傳現象的研究在壓電超晶格平板的理論做深入的研究，將馬克斯威爾方程式與牛頓第二定律和壓電本構方程式以有限度厚度的邊界條件推導出頻帶結構式，並對側向極化與波傳方向極化的一維週期極化鈮酸鋰進行波傳現象與極子頻散曲線的分析，得出電磁能與機械能在不同波數下的能量比例關係，並實際量測出輻射的特性[72]；2017 年 Bassignot 從 Z-cut 鈮酸鋰改成 128°鈮酸鋰，並探討微波相關係數和機電耦合係數在不同頻率的關係，將高品質因子的特性與 PPT 的高機電耦合係數結合[73]；2017 年林子陽[74]和許展榮[75]以壓電超晶格極子天線進行電磁波的接收與發射量測，並將此特性應用於 FM 天線的研究；2018 年李尚軒[76]討論壓電超晶格極子天線電磁波與機械波共振頻率的不同，並在微波暗室中量測天線增益與指向性。

除此之外，也有許多利用壓電材料中電磁能與機械能轉換的特性，以不同的結構方式進行共振，以達到天線微型化的目的[77]–[81]。2018 年 Tianxiang Nan, Hwaider Lin 等人將具有懸浮磁性的壓電薄膜以奈米板諧振器 (NPR) 和薄膜

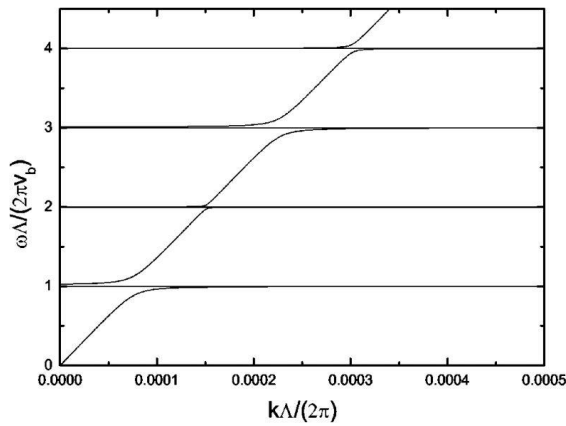


Fig. 1.11 壓電超晶格頻散曲線

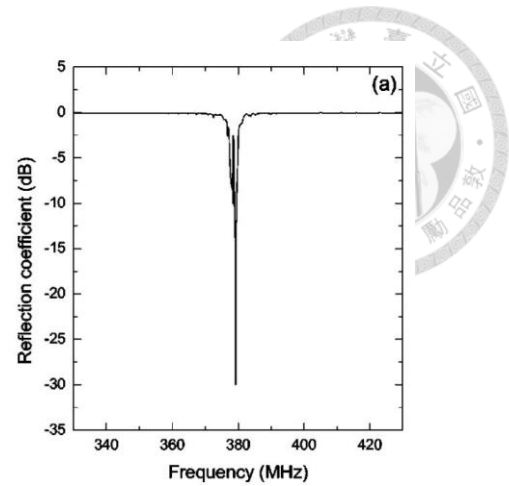


Fig. 1.12 鉭酸鋰反射係數

體聲波諧振器 (FBAR) 結構提出以聲學致動的奈米壓電機電天線(Fig. 1.13)，實現在 VHF(60MHz)和 UHF(2.525GHz)操作頻率下的振動[82]; 2019 年 Luana Persano 藉由優化壓電元件的幾何尺寸獲得更寬頻的調頻頻寬，而更高頻的共振頻下擁有更高的模態共振振幅[83]; 2019 年 Xia Jiang 和 Shaoqiu Xiao 基於體聲波共振器提出的壓電結構天線(Fig. 1.14)，當穩態靜電的壓電材料被激發，壓電材料會產生不均勻的機械應變，而不均勻的應力傳致磁致伸縮層將改變磁通密度，由此可知壓電薄膜輸入電壓將產生震盪機械應變而刺激磁場層引發磁化震盪或磁性電流，進而產生電磁輻射[84]。

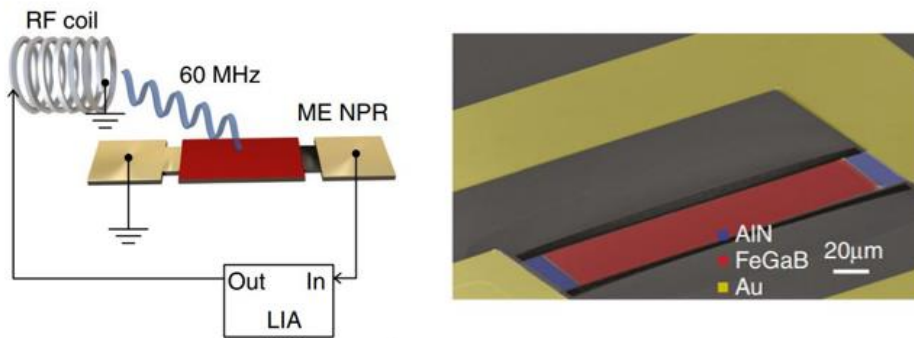


Fig. 1.13 NPR、FBAR 結構的奈米壓電機電天線

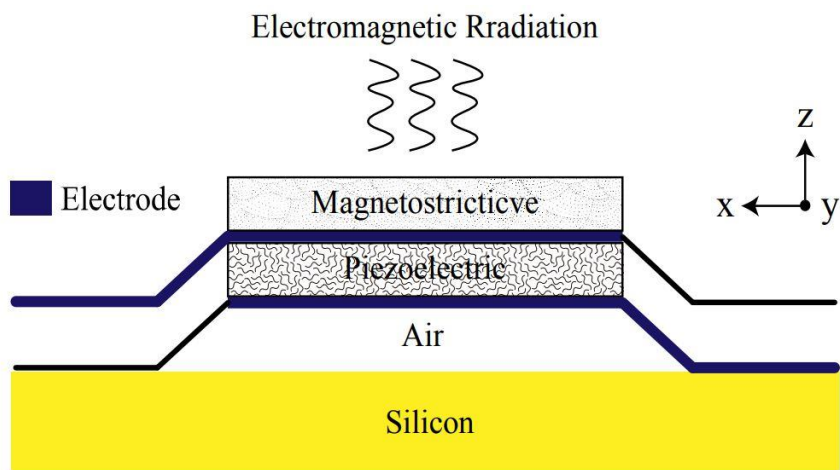


Fig. 1.14 磁致壓電天線結構

1.3 研究動機與目標

有鑑於此，本研究中分別以兩個方向實現低頻波源判定系統的微型化，分別是基於壓電超晶格極子理論實作低頻微型化天線和利用 BMMA 電路縮小天線陣列間距。藉由高壓直流電週期性極化反轉鈮酸鋰壓電晶片，使電磁波在高介電係數的壓電材料的週期調變晶格中振動，以達到微型化天線的目的；BMMA 相位放大匹配電路則是在達到輸出訊號相位放大的條件下先設計 S 傳輸矩陣，再對應電路模型中的各項元件大小設計，藉由此相位放大匹配電路使陣列天線間距減少而相位差放大，增加判定的準確度。

本文第二章將先推導壓電超晶格理論中有關於一維週期極化鈮酸鋰的理論 [85][86] 並討論晶體內部機械能和電磁能的耦合現象，再接著介紹仿生相位放大電路 (BMMA) 的設計流程與各項元件數值計算。第三章講解如何製作週極性極化鈮酸鋰的微機電製程流程 [87][88]，將成品進行表面週期性極化的外觀量測和微波暗室的天線特性量測，並討論此微型化天線的輻射特性。第四章將前一章節中所製作的壓電超晶格極子天線量測阻抗並將值帶入 BMMA 的設計流程中，先設計額外匹配電路的傳輸矩陣並以操作頻寬較寬的電路模型等效，最後將實際匹配電路製作出來進行量測與討論。第五章則是先將我們所使用的 MUSIC 演算法進行推導，再將前一章節實驗所量測出的相位差與無額外匹配電路的天線陣列帶入演算法的導引向量中進行比較與討論。最後的第六章為論文的結論與未來展望。

Chapter 2 理論推導



2.1 壓電超晶格極子天線

2.1.1 壓電超晶格介紹

週期性晶體以調變方式和遵守統御方程式的不同，分為光子晶體與聲子晶體。光子晶體指的是藉由介電係數調變之晶體，有著頻帶間隙現象的禁帶行為與負折射現象的通帶行為；而聲子晶體指的則是藉由密度、彈性係數...等機械性質調變之晶體。光子晶體為電磁波在週期性結構中所遵守之馬克斯威爾方程式的行為；聲子晶體為機械波在週期性結構中所遵守之牛頓第二定律的行為。

本研究利用壓電材料的特性，電磁波與機械波在晶體中產生彼此耦合，牛頓第二定律與馬克斯威爾方程式交互作用。然而，此種現象在一般的壓電材料中較難以達成，因此我們藉由週期性調變的方式增強其耦合的現象。經由此種調變方式與所遵守之統御方程式的週期性晶體，稱之為壓電超晶格極子晶體。

2.1.2 壓電超晶格統御方程式

由壓電材料所組成之壓電超晶格晶體，由於壓電特性使電磁波與機械波彼此耦合，同時遵守馬克斯威爾方程式與牛頓第二定律，將具此種現象的晶體稱為極子晶體。

馬克斯威爾方程式可以表示為(2.1)(2.2)：

$$-\nabla \times E = \frac{\partial B}{\partial t} \quad (2.1)$$

$$\nabla \times H = \frac{\partial D}{\partial t} + J \quad (2.2)$$

其中，E 為電場、B 為磁通量、H 為磁場、D 為位電位移、J 為電流密度，在非磁性材料下 $B = \mu_0 H$ ， μ_0 為真空中的磁導係數。

牛頓第二定律在固體中可以表示為(2.3)：

$$\nabla \cdot T = \rho \frac{\partial^2 u}{\partial t^2} - F \quad (2.3)$$

其中，T 為應力場、u 為位移場、F 為微體力、 ρ 為密度。

位移場 u 與應變場 S 的關係可以表示為：

$$\nabla_s u = S \quad (2.4)$$

其中

$$(\nabla_s)^T = \begin{bmatrix} \frac{\partial}{\partial x_1} & 0 & 0 & 0 & \frac{\partial}{\partial x_3} & \frac{\partial}{\partial x_2} \\ 0 & \frac{\partial}{\partial x_2} & 0 & \frac{\partial}{\partial x_3} & 0 & \frac{\partial}{\partial x_1} \\ 0 & 0 & \frac{\partial}{\partial x_3} & \frac{\partial}{\partial x_2} & \frac{\partial}{\partial x_1} & 0 \end{bmatrix}$$

由(2.4)整理後可以得壓電本構方程式為(2.5)：

$$\begin{aligned} T &= C^E : S - e \cdot E \\ D &= e : S + \varepsilon^S \cdot E \end{aligned} \quad (2.5)$$

其中 C^E 為定電場彈性係數、 e 為壓電係數矩陣、 ε^S 為定應變介電係數矩陣。在不考慮撤體力、無自由電荷、無源電流、無損耗的壓電超晶格結構下，可以將上式中取代 T 、 D 為 u 、 E ，可得電場與位移場耦合之壓電超晶格統御方程式(2.6)：

$$\begin{aligned} -\nabla \times \nabla \times E &= \mu_0 \varepsilon^S \cdot \frac{\partial^2 E}{\partial t^2} + \mu_0 e : \nabla_s \frac{\partial^2 u}{\partial t^2} \\ \nabla \cdot (C^E : \nabla_s u) &= \rho \frac{\partial^2 u}{\partial t^2} + \nabla \cdot (e \cdot E) \end{aligned} \quad (2.6)$$

2.1.3 無限域一維壓電超晶格頻帶結構

當討論無限域一維超晶格結構關係時，由於不需要考慮到邊界條件，因此可以利用滿足超晶格內的統御方程式求得無限域一維超晶格之頻帶結構關係。考慮到本研究使用鈮酸鋰進行 x_3 方向極化難度相當高，因此以高壓極化反轉對 x_1 方向進行極化，對 x_1 極化方向進行討論。 x_1 方向極化之材料係數矩陣分別為(2.7)(2.8)(2.9)：

$$C^E = \begin{bmatrix} C_{33} & C_{13} & C_{13} & 0 & 0 & 0 \\ C_{13} & C_{11} & C_{12} & 0 & 0 & -C_{14} \\ C_{13} & C_{12} & C_{11} & 0 & 0 & C_{14} \\ 0 & 0 & 0 & C_{66} & C_{14} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_{14} & C_{44} & 0 \\ 0 & -C_{14} & C_{14} & 0 & 0 & C_{44} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$





$$e = \begin{bmatrix} e_{33} & e_{31} & e_{31} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & e_{22} & -e_{22} & 0 & 0 & e_{15} \\ 0 & 0 & 0 & -e_{22} & e_{15} & 0 \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

$$\varepsilon^s = \begin{bmatrix} \varepsilon_{33} & 0 & 0 \\ 0 & \varepsilon_{11} & 0 \\ 0 & 0 & \varepsilon_{11} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

其中， C^E 為彈性係數矩陣、 e 為壓電係數矩陣、 ε^s 為介電係數矩陣

將材料係數帶入壓電超晶格統御方程式後，可以得到(2.10)

$$\begin{cases} \left[\mu_0 \omega^2 \varepsilon_{33} + \frac{\partial^2}{\partial x_3^2} \right] E_1 + \mu_0 \omega^2 e_{31} \frac{\partial u_3}{\partial x_3} = 0 \\ \left[\mu_0 \omega^2 \varepsilon_{11} + \frac{\partial^2}{\partial x_3^2} \right] E_2 - \mu_0 \omega^2 e_{22} \frac{\partial u_3}{\partial x_3} = 0 \\ \left[\rho \omega^2 + \frac{\partial}{\partial x_3} \left(C_{11} \frac{\partial}{\partial x_3} \right) \right] u_3 - \frac{\partial (e_{31} E_1)}{\partial x_3} + \frac{\partial (e_{22} E_2)}{\partial x_3} = 0 \end{cases} \quad (2.10)$$

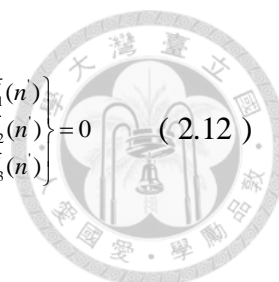
與

$$\begin{cases} \left[\mu_0 \omega^2 \varepsilon_{11} \right] E_3 + \mu_0 \omega^2 e_{15} \frac{\partial u_1}{\partial x_3} - \mu_0 \omega^2 e_{22} \frac{\partial u_2}{\partial x_3} = 0 \\ \left[\rho \omega^2 + \frac{\partial}{\partial x_3} \left(C_{44} \frac{\partial}{\partial x_3} \right) \right] u_1 + \left[\frac{\partial}{\partial x_3} \left(C_{14} \frac{\partial}{\partial x_3} \right) \right] u_2 - \frac{\partial (e_{15} E_3)}{\partial x_3} = 0 \\ \left[\frac{\partial}{\partial x_3} \left(C_{14} \frac{\partial}{\partial x_3} \right) \right] u_1 + \left[\rho \omega^2 + \frac{\partial}{\partial x_3} \left(C_{66} \frac{\partial}{\partial x_3} \right) \right] u_2 + \frac{\partial (e_{22} E_3)}{\partial x_3} = 0 \end{cases} \quad (2.11)$$

由(2.10)(2.11)可以得知，此統御方程式在晶格對稱性條件下，波傳行為可以分為 E_1 、 E_2 、 u_3 和 E_3 、 u_1 、 u_2 兩個獨立的系統。

由(2.10)可以得知，此系統中 E_3 會伴隨著 u_1 、 u_2 產生，並無光子的行為，因此也就沒有所謂光子與聲子交互作用的現象，將不進行討論，只討論具有交互作用的位移場 u_3 和電場 E_1 、 E_2 所構成的系統(2.11)。

接著，將上式統御方程式經平面波展開法帶入並無因次化後，可得(2.12)：



$$\begin{bmatrix} \left[\Omega^2 \bar{\nu} \varepsilon_{33}^r - (K_3 + n)^2 \right] \delta_{n,n} & 0 & -\Omega^2 \bar{\nu} \sum_n (K_3 + n) \sqrt{\varepsilon_{11}^r} \bar{e}_{n-n}^{31} \\ 0 & \left[\Omega^2 \bar{\nu} \varepsilon_{33}^r - (K_3 + n)^2 \right] \delta_{n,n} & \Omega^2 \bar{\nu} \sum_n (K_3 + n) \sqrt{\varepsilon_{11}^r} \bar{e}_{n-n}^{22} \\ -\sum_n (K_3 + n) \sqrt{\varepsilon_{11}^r} \bar{e}_{n-n}^{31} & \sum_n (K_3 + n) \sqrt{\varepsilon_{11}^r} \bar{e}_{n-n}^{22} & \left[\Omega^2 - (K_3 + n)^2 \right] \delta_{n,n} \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} \bar{V}_1(n) \\ \bar{V}_2(n) \\ \bar{V}_3(n) \end{Bmatrix} = 0 \quad (2.12)$$

$$\begin{aligned} K_3 &= \left(\frac{p}{2\pi} \right) k_3 & \bar{\nu} &= \frac{C_{11}}{\rho} \mu_0 \varepsilon_0 \\ \Omega &= \frac{\omega}{\bar{\omega}} & \bar{C}_{pq} &= \frac{C_{pq}}{C_{11}} \\ \bar{\omega} &= \frac{2\pi}{p} \sqrt{\frac{C_{11}}{\rho}} & \bar{e}_{iq} &= \frac{e_{iq}}{\sqrt{C_{11} \varepsilon_{11}}} \end{aligned} \quad (2.13)$$

(2.12) 為特徵值問題， $\bar{V}_s(n) = j \sqrt{\frac{\varepsilon_0}{C_{11}}} \cdot \left(\frac{p}{2\pi} \right) \bar{E}_s(n)$ 。取係數矩陣行列式為零

尋求其非零解，即可得此系統之頻帶結構關係。

接著，假設極化區間的厚度相同，填充比為 0.5，則可以得超晶格全域頻帶結構圖，將上式之壓電係數設為零，則可得到無壓電效應之聲子與光子晶體頻散結構。可以發現，如果將極子與聲子之頻散曲線疊在同一張圖上兩曲線非常的接近，因此可以得知此區間內極子與聲子特性相近(Fig. 2.1)。

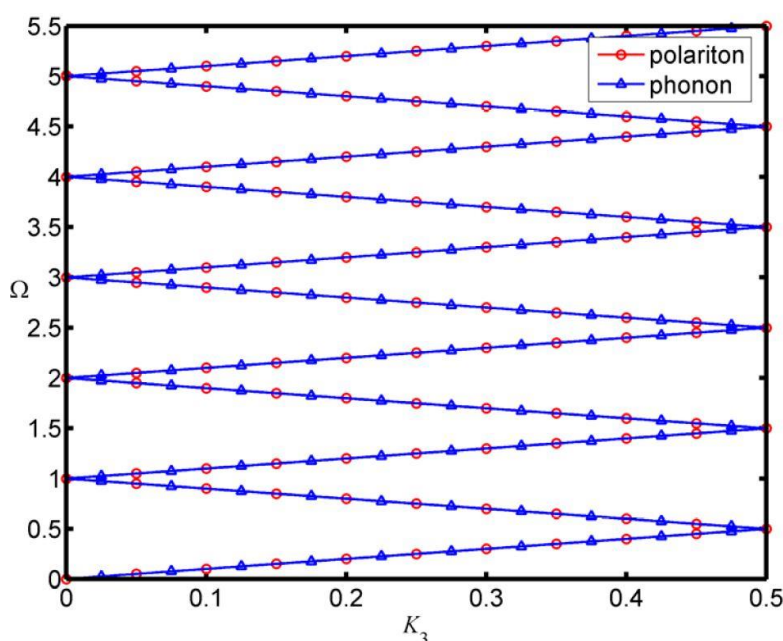


Fig. 2.1 X₁ 方向極子與聲子全域頻帶結構比較

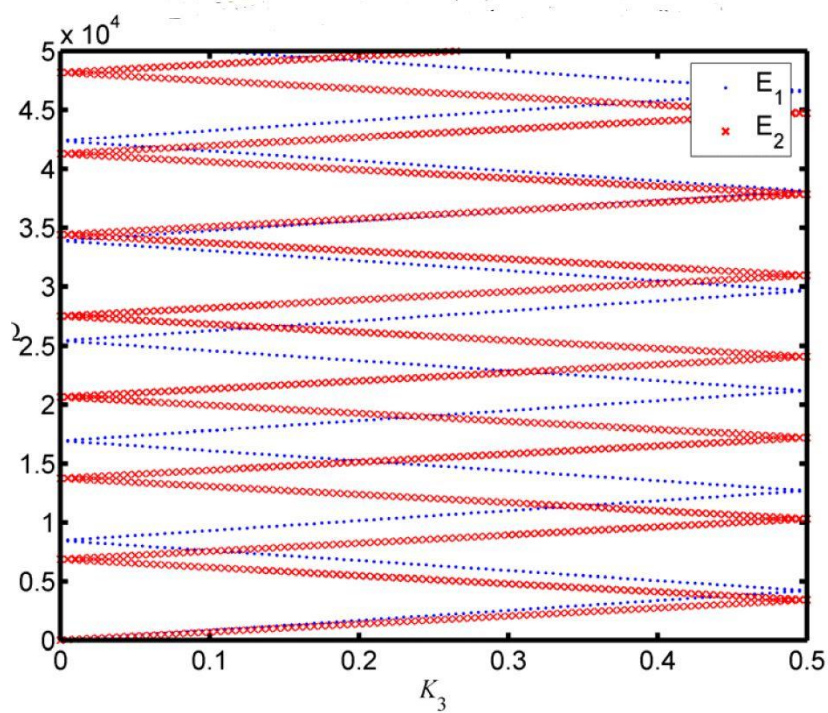
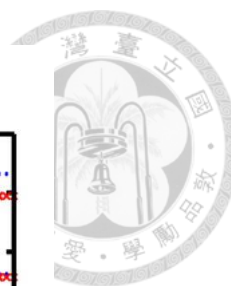


Fig. 2.2 一維 X_1 方向光子晶體全域頻帶結構

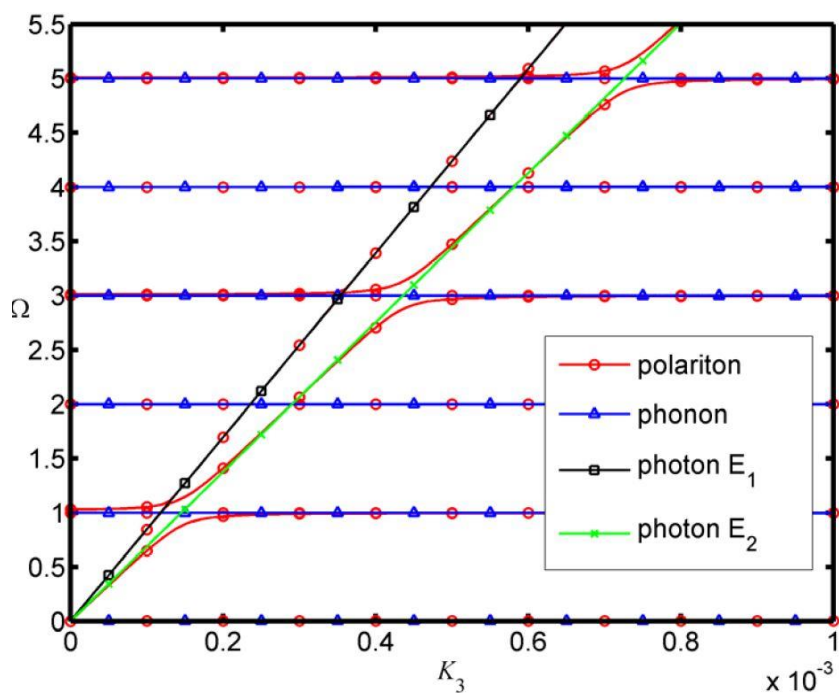


Fig. 2.3 極子、聲子與光子頻帶結構比較

如果在波數 K_3 在 $[0, 1 \times 10^{-3}]$ 的範圍內，將極子、聲子、光子之頻帶結構曲線相疊(Fig. 2.3)，在大部分的波數範圍，極子、聲子、光子曲線會重合，但在聲子與光子頻散曲線相交之處會因為壓電性使聲子與光子產生交互作用，而產生分岔的現象，而此因交互作用而產生的分岔現象只有在奇數頻段內才較為明顯。除此之外，交互作用也就是在壓電超晶格中電場與位移場因壓電耦合產生，在(2.11)可以知道壓電耦合主要由 e_{22} 和 e_{31} 產生，而由於 $e_{22} = 2.5C/m^2$ 比 $e_{31} = 0.2C/m^2$ 大，因此 E_2 場比 E_1 場更容易和位移場 u_3 耦合，此表現也就是在頻帶結構圖中，聲子在和 E_2 場交叉處附近的極子頻散曲線開口較大而聲子和 E_1 交叉處附近極子頻散曲線開口較小的原因。我們接著將頻散曲線中波數 $K_3 = [0, 3 \times 10^{-3}]$ 的範圍放大，對其中的四條極子曲線走勢進行討論，並考慮不同頻段下機械能與電磁能的比例。

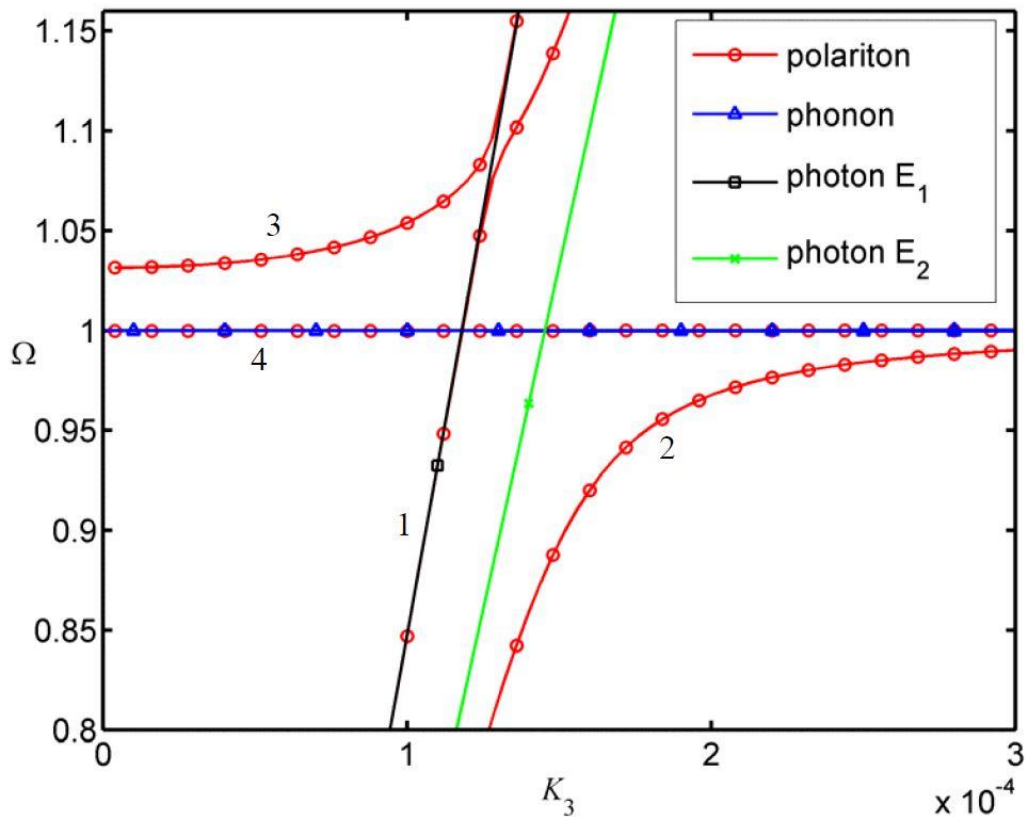


Fig. 2.4 $K_3 = [0, 3 \times 10^{-4}]$, $\Omega = [0.8, 1.2]$ 之聲子、光子與極子頻散曲線比較

由(Fig. 2.5)可知頻散曲線-1由原點出發並逐漸趨於 $\Omega=1$ ，先是沿著 E_1 頻散曲線由 E_1 電場主導，至 $\Omega=1.03$ 後改為 E_2 電場主導，極子能量則是一開始由 x_1 方向極化之電磁能居多，經過 $\Omega=1.03$ 後則改轉以 x_2 方向極化之電磁能與機械能組成

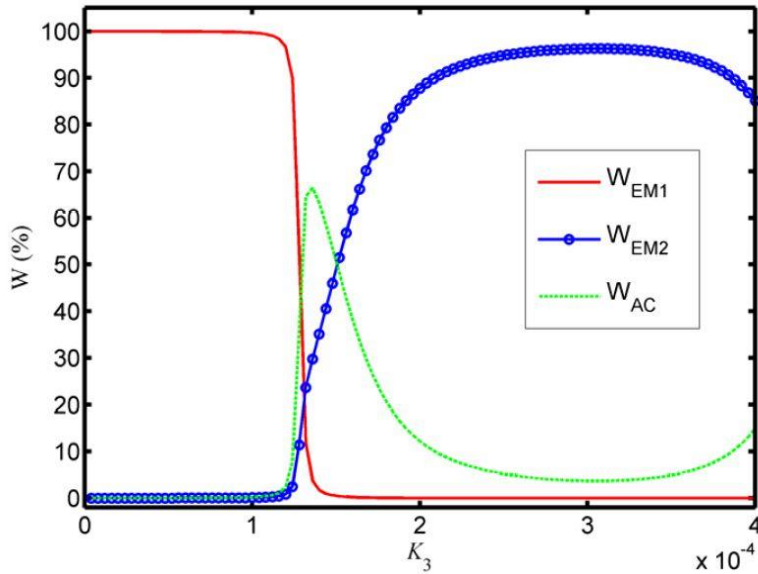


Fig. 2.5 沿頻散曲線-1 對應之極子比例

由(Fig. 2.6)可知頻散曲線-2一開始沿著 E_2 電場方向移動而隨著波數增加至 $\Omega=1$ 時，趨近於聲子頻散曲線，極子能量則是由一開始主要為機械能與 x_2 方向極化之電磁能，而隨著頻率或波數增加而轉至機械能居多。

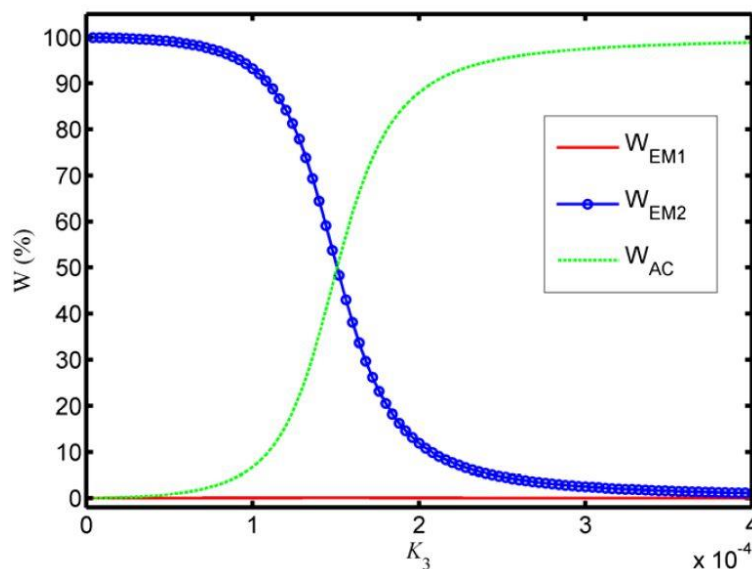


Fig. 2.6 沿頻散曲線-2 對應之極子比例

由 (Fig. 2.7) 可知頻散曲線-3 一開始由 $\Omega = 1.03$ 時，沿著聲子頻散曲線移動而隨著頻率增加在 $\Omega = 1.05$ 時逐漸趨於 E_1 頻散曲線，極子能量一開始幾乎為機械能居多，而後經過轉折點後轉為以 x_1 方向極化之電磁能居多，之後再至第二個轉折點則轉為由方向 x_2 方向極化之電磁能與機械能所共同組成。

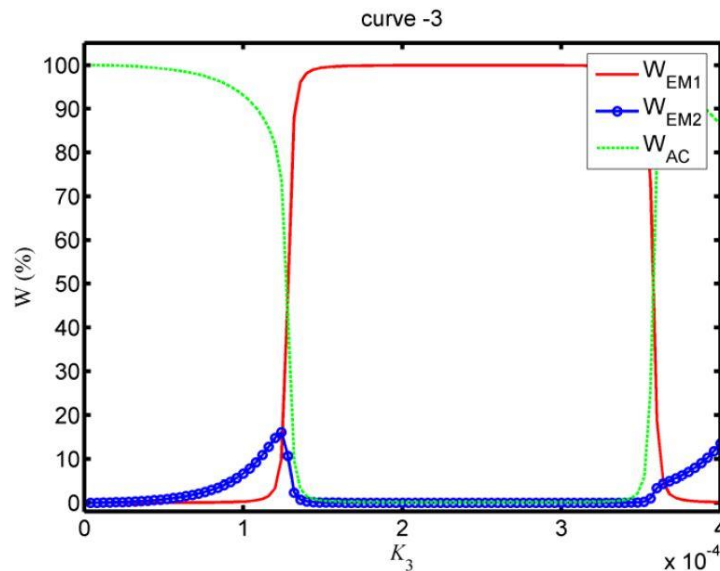


Fig. 2.7 沿頻散曲線-3 對應之極子比例

由 (Fig. 2.8) 可知頻散曲線-4 則是與聲子頻散曲線重合，極子能量主要為機械能，電磁能所佔比例非常小，此原因在於此頻散曲線上機械波和電磁波無法產生交互作用，因此能量幾乎為機械能。

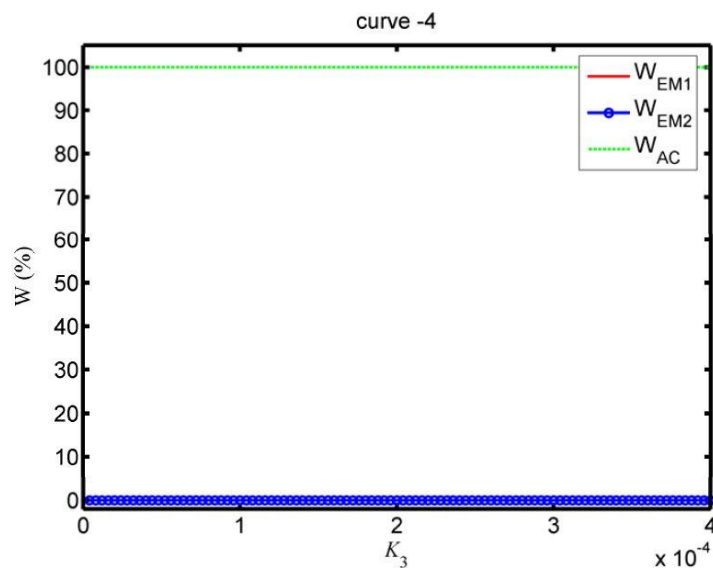


Fig. 2.8 沿頻散曲線-4 對應之極子比例



2.2 波源判定系統匹配電路設計

2.2.1 波源判定系統模型

整體的系統模型可以由(Fig. 2.9)所示，在接收端以兩個全向性的天線接受從不同方向所發射出來的訊號，在輸出端後接上所設計的波源判定匹配電路。假設一平面波以 θ 角所射入，接收端將會接受到來自兩埠具有相位差 φ 的訊號，可以利用此相位差 φ 去反推出波源 θ 角的大小，然而相位差 φ 會因為接收端天線間距的縮小而使天線間產生耦合的現象，使接收到的相位差 φ 大幅減小而增加判定誤差，因此本研究利用額外的匹配電路使兩埠的輸入訊號相位差經由此電路後在輸出端產生更大的相位差，以增加判定的準確度。

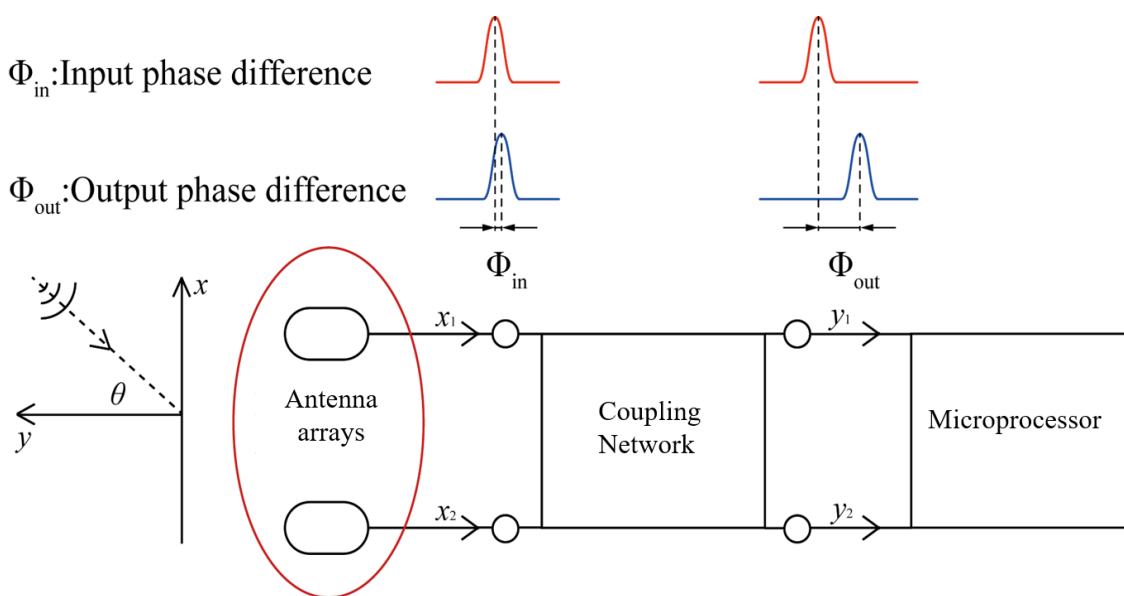


Fig. 2.9 波源判定系統



2.2.2 匹配電路 S 參數設計

隨著兩接收天線的間距縮減，天線間彼此之間的耦合現象會越來越明顯，因此本研究將輸出端的共模訊號與差模訊號彼此相差 90 度而相互正交，減少耦合現象的發生，並同時匹配輸入訊號中的差模阻抗和共模阻抗，使其共模與差模訊號在進入我們的匹配電路後能產生最大的訊號輸出，如此一來能在最佳的輸出功率下增強輸出端的相位差異。由於所設計的匹配電路為被動元件所構成的四埠電路，因此將電路等效成一 S 傳輸矩陣，在考慮先前所欲達成的條件下求出此 S 矩陣，再利用此 S 矩陣選擇該使用何種電路模型並決定各被動元件的大小。首先，先假設一無損耗且對稱的 S 矩陣滿足以下條件：

1. 共模訊號從輸入端到輸出端阻抗匹配
2. 差模訊號從輸入端到輸出端阻抗匹配
3. 輸出端的共模訊號與差模訊號相位差必須相差 90 度

前兩項的目的是要確保共模與差模訊號能以最大的能量由匹配電路所輸出，而第三點則是藉由此一條件限制輸入訊號中差模與共模訊號彼此正交(Orthogonal)，減少其相互耦合的現象(Decouple)。

接著，由於此 S 矩陣式一個對稱矩陣，滿足 $S = S^T$ ，因此可以將其表示為(2.14)：

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{12} & S_{11} & S_{14} & S_{13} \\ S_{13} & S_{14} & S_{33} & S_{34} \\ S_{14} & S_{13} & S_{34} & S_{33} \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

為了滿足匹配差模阻抗和共模阻抗，另兩接收端天線阻抗為(2.15)：

$$Z = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

而輸入的共模與差模阻抗為使其阻抗匹配，因此其共軛阻抗為(2.16)：

$$\begin{aligned} Z_{in,c} &= (Z_{11} + Z_{22})^* \\ Z_{in,d} &= (Z_{11} - Z_{22})^* \end{aligned} \quad (2.16)$$

利用其共軛阻抗和特性阻抗可以得出反射係數，反射係數可以以 S 參數表示進而求出 S 矩陣中 S_{11} 和 S_{12} 的項(2.17)(2.18)



$$\Gamma_{in,c} = \frac{Z_{in,c} - Z_0}{Z_{in,c} + Z_0} = S_{11} + S_{12} \quad (2.17)$$

$$\Gamma_{in,d} = \frac{Z_{in,d} - Z_0}{Z_{in,d} + Z_0} = S_{11} - S_{12} \quad (2.18)$$

接著，由上式求得 S_{11} 和 S_{12} 的項後，剩下未知的項為 S_{13} 、 S_{14} 、 S_{34} 、 S_{33} 而這幾項皆為複數而具有 8 個未知數，因此我們尚需要 8 組方程式，在上述有提及此匹配電路假設為無損電路，因此可以滿足 $SS^* = I$ ，以此條件列出六條方程式 (2.19)

$$\begin{aligned} S_{11}S_{22}^* + S_{12}S_{11}^* + S_{13}S_{14}^* + S_{14}S_{13}^* &= 0 \\ S_{13}S_{14}^* + S_{14}S_{13}^* + S_{33}S_{34}^* + S_{34}S_{33}^* &= 0 \\ S_{11}S_{13}^* + S_{12}S_{14}^* + S_{13}S_{33}^* + S_{14}S_{34}^* &= 0 \\ S_{11}S_{14}^* + S_{12}S_{13}^* + S_{13}S_{34}^* + S_{14}S_{33}^* &= 0 \\ |S_{11}|^2 + |S_{12}|^2 + |S_{13}|^2 + |S_{14}|^2 &= 1 \\ |S_{13}|^2 + |S_{14}|^2 + |S_{33}|^2 + |S_{34}|^2 &= 1 \end{aligned} \quad (2.19)$$

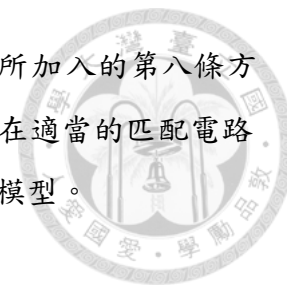
再加上第三點條件中共模訊號與差模訊號必須相差 90 度的條件，可以列出 (2.20)

$$\begin{aligned} V_{oc} &= \frac{\sqrt{Z_0}(S_{13} + S_{14})(Z_{in,c} + Z_0)}{\sqrt{Z_0}R_{in,c}} \\ V_{od} &= \frac{\sqrt{Z_0}(S_{13} - S_{14})(Z_{in,d} + Z_0)}{\sqrt{Z_0}R_{in,d}} \\ |\angle V_{oc} - \angle V_{in,c}| &= 90^\circ \end{aligned} \quad (2.20)$$

綜合上式，總共可以取得 7 組方程式，但未知數的數量仍大於方程式，因此 Yuzhang Zang 提及 [26] 如果加上 (2.21) 的限制條件，既可以使所求出的傳輸矩陣在降耦合的條件下增加限制，並求出傳輸矩陣各項的解。

$$\begin{aligned} V_{in,c} &= \frac{\sqrt{Z_0}(1 + S_{11} + S_{12})(Z_{in,c} + Z_0)}{\sqrt{Z_0}R_{in,c}} \\ |\angle V_{oc} - \angle V_{in,c}| &= 90^\circ \end{aligned} \quad (2.21)$$

最後，由三個限制條件所得的七條方程式與 Yuzhang Zang 所加入的第八條方程式，將能解出匹配電路 S 矩陣的數值解，接著利用所求的解在適當的匹配電路模型下換算成各元件的數值，下一個小節會介紹如何求得電路模型。



2.2.3 匹配電路模型設計

將 4 埠的電路模型分別以共模(2.22)與差模(2.23)的 S 矩陣表示：

$$S_c = \begin{bmatrix} S_{11} + S_{12} & S_{13} + S_{14} \\ S_{13} + S_{14} & S_{33} + S_{34} \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

$$S_d = \begin{bmatrix} S_{11} - S_{12} & S_{13} - S_{14} \\ S_{13} - S_{14} & S_{33} - S_{34} \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

由上式的共模與差模的 S 矩陣，得知共模與差模各具有 8 項未知數，如果將 S 矩陣以 ABCD 傳輸矩陣表示的話，可以因為其矩陣對稱性降低其未知數總數的數量到 6 項

$$\begin{aligned} A &= \frac{(1+S_{11})(1-S_{22})+S_{12}S_{21}}{2S_{21}} \\ B &= Z_0 \frac{(1+S_{11})(1+S_{22})-S_{12}S_{21}}{2S_{21}} \\ C &= \frac{1}{Z_0} \frac{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{12}S_{21}}{2S_{21}} \\ D &= \frac{(1-S_{11})(1+S_{22})+S_{12}S_{21}}{2S_{21}} \end{aligned} \quad (2.24)$$

接著，藉由 ABCD 矩陣將其值轉換為相對應的被動元件，由於共有 6 個未知被動元件，因此電路模型中至少需要 6 組元件組合。下圖為 4 埠的標準電路模板，其中有 10 種不同位置的選擇性，在其中選擇所需放置被動元件的位置再轉換成對應的被動元件大小。



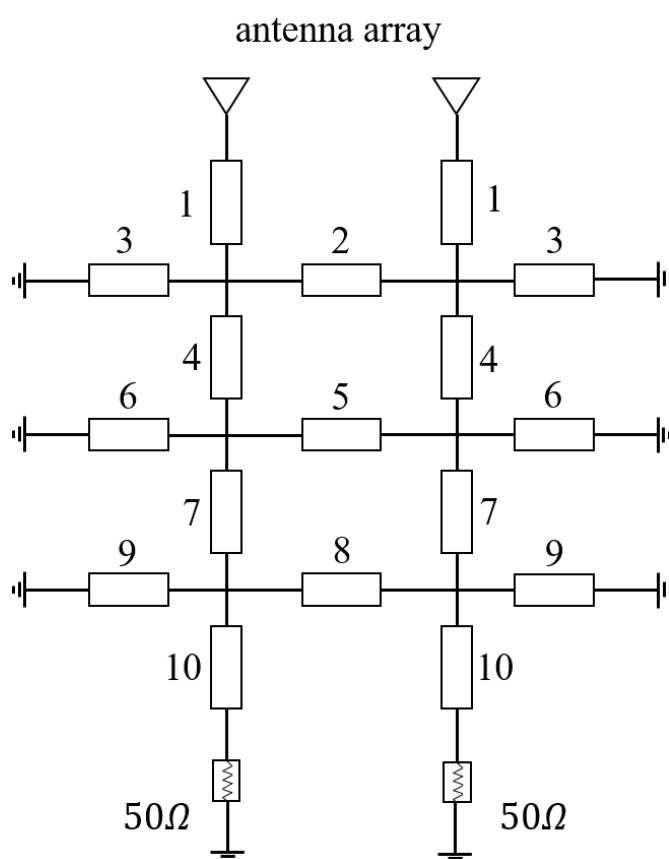


Fig. 2.10 四埠電路所有可能元件位置

接著，依照設計需求設定以下條件簡化電路模型，並將所有的可能性列出：

1. 編號 2 和編號 8 的元件不能在沒有編號 1 或編號 10 的情況下單獨存在
2. 編號 2、5、8 元件中，至少要選取其中兩個
3. 任何元件之間不可連續串聯或並聯
4. 共模的等效模型必須為部分是 T 型或是 Π 型電路所組成
5. 如果選擇編號 8、9、10 的元件，則編號 7 元件必須要被選擇

條件一是因為如果以一反例模型(具有編號 2、3、4、6、7、8 元件)為例，則共模與差模的傳輸矩陣為(2.25)(2.26)

$$T_c = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

$$T_d = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y_2 & 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y_8 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A + BY_8 & B \\ AY_2 + C + BY_2Y_8 + DY_8 & BY_2 + D \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

由(2.25)(2.26)可以發現差模傳輸模型中 $T_d(1,2)$ 和 $T_c(1,2)$ 相同，使利用先前所設



計的 S 矩陣轉換為 ABCD 傳輸矩陣的過程中沒辦法有特定解。

條件二是因為如果一樣以一反例矩陣(編號 2、5、8 元件中只有編號 2 元件存在)為例，將差模傳輸矩陣分為三個子聯集矩陣 T_1 、 T 、 T_2 ，其中 T_1 和 T_2 以元件編號 2 為交界，分開為左半邊電路和右半邊電路的傳輸矩陣，差模與共模的傳輸矩陣為(2.27)

$$T_D = T_1 \times T \times T_2 = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y & 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

$$T_C = T_1 \times T_2 = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix}$$

$$T_D - T_C = Y \begin{bmatrix} B_1 A_2 & B_1 D_2 \\ D_1 A_2 & D_1 D_2 \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

由(2.28)可以發現，如果要求出數值解，則共模與差模傳輸矩陣的第一、二列必須成一特定比例，為了使以預先設計 S 矩陣再回推傳輸矩陣的過程中擁有更高的自由度，因此加入這個限制條件。

條件三則是因為如果兩元件相互串聯或是並聯則可視為單一等效被動元件，無法達成兩不同元件的等效電路，因此加入此限制條件。

條件四是因為如果沒有在編號 3、6、9 位置加入適當元件（在編號 1、4、7 元件存在下），則共模傳輸矩陣為(2.29)

$$T_C = \begin{bmatrix} 1 & Z_{1,4,7} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

此傳輸矩陣將使由 S 矩陣所轉換的 ABCD 傳輸矩陣在求解時難以擁有可相對應的解，因此將此加入限制條件。而如果是由編號 1、4、7、9 元件所組成的 L 電路，則其差模傳輸矩陣為(2.30)

$$T_C = \begin{bmatrix} 1 & Z_{1,4,7} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y_9 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1+ZY & Z \\ Y & 1 \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

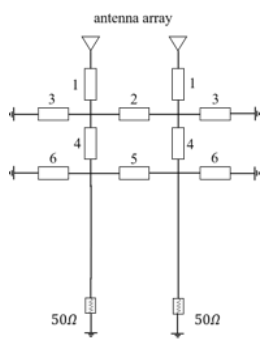
在此種可能性下，其傳輸矩陣一樣難以達到可以使 S 矩陣轉換後的傳輸矩陣有相對應解的情況，因此此種 L 型電路一樣希望能夠避免。

條件五則是因為如果選擇編號 8、9 元件而沒有使用編號 7 元件，將會使其與編號 5、6 的元件相互並聯形成另一等效電抗沒辦法形成相互獨立的模型，而如果使用編號 10 元件而沒有使用編號 8、9 元件，則一樣會使其和編號 7 元件串聯產

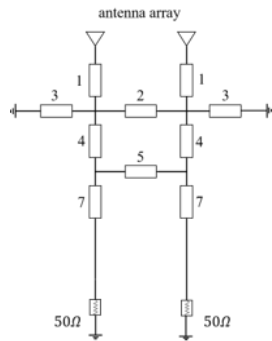
生相同的問題，因此皆須避免此兩種情況產生。

有了以上的限制，將其所有的可能性歸納成(Fig. 2.11)，在這些電路模型中因為都是經由相同的 S 矩陣所轉換過來，因此利用不同的電路模型所得出的相位放大效果相似，而在研究中指出[26]電路模型 13 所得出的模擬結果將擁有較大的操作頻寬，因此使用電路模型 13 進行本實驗研究。

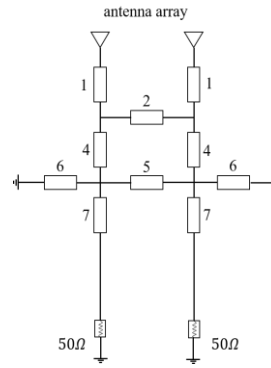
在下一章節中將介紹如何設計相位放大匹配電路，並計算電路模型 13 中各元件的被動元件值，將其設計完成後與模擬結果進行比較與討論。



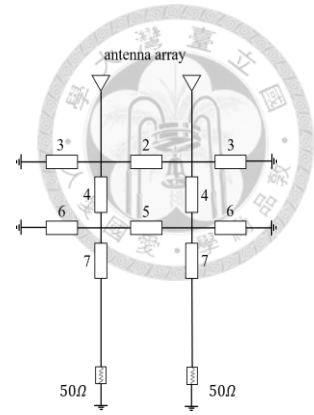
[1]



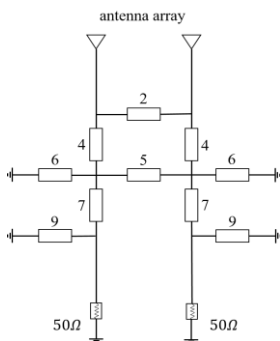
[2]



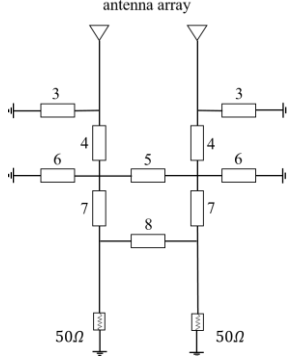
[3]



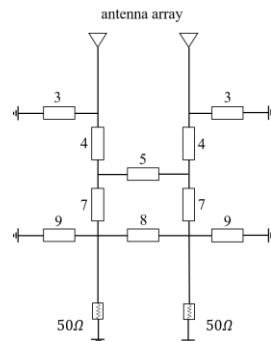
[4]



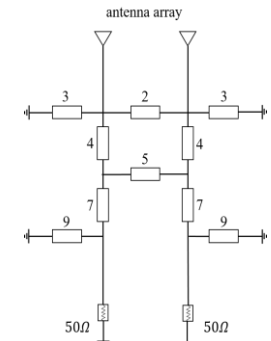
[5]



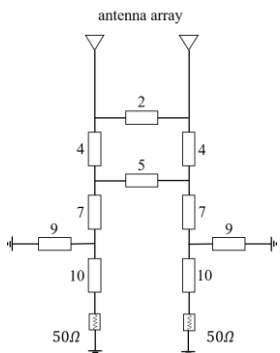
[6]



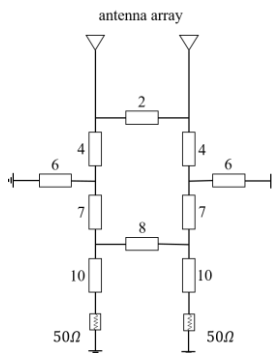
[7]



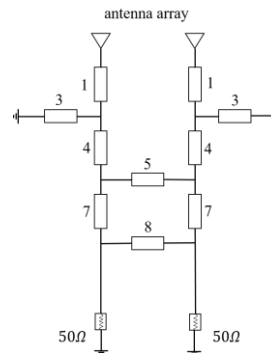
[8]



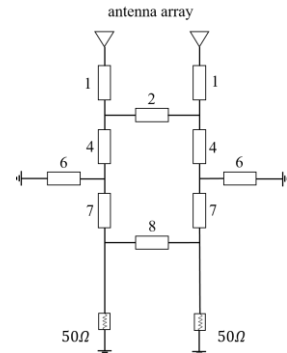
[9]



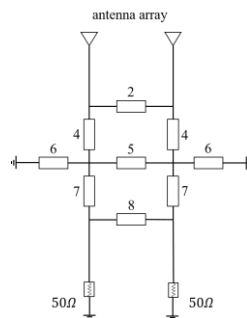
[10]



[11]



[12]



[13]

Fig. 2.11 匹配电路模型

Chapter 3 壓電超晶格極子天線實驗與分析

根據在第二章所提及的壓電超晶格極子天線理論可以得知，為了使壓電超晶格內機械波與電磁波耦合的現象更顯著，我們在鈮酸鋰壓電晶片上進行兩步驟的黃光顯影製程與高壓極化反轉的週期性極化製程，使其能產生特定週期間距的極化結構，接著將完成週期性極化的鈮酸鋰壓電晶片以銅箔膠帶施以平行電場刺激產生電磁波與機械波耦合，完成壓電超晶格極子製作。最後，我們將完成週期性極化的鈮酸鋰晶片以光學顯微鏡、 α -Step、SEM 進行晶片表面與剖面的週期極化結構檢驗，再將以銅箔膠帶刺激極化的壓電超晶格極子天線量測能量在不同頻率下的饋入情況與遠場幅射場型與增益確認天線的電波特性並進行分析與比較。

3.1 週期極化鈮酸鋰製作

3.1.1 鈮酸鋰晶片

本製程所使用的晶片是 Z-Cut 的三吋厚度 $500\ \mu\text{m}$ 鈮酸鋰晶片，大平邊的方向是 Y 軸，小平邊方向是 X 軸，厚度方向是 Z 軸，如 (Fig. 3.2) 所示為定義正面的方向。鈮酸鋰晶片屬於鐵電材料，因為晶體內部有相對位移的帶電離子所形成的電偶極矩 (Fig. 3.1)，具有自發極化的特性，而此特性可以透過正面或反面加以高於矯頑電場的電壓使其極化方向反轉形成反轉區域 (reversal domain)，本實驗就是利用這個特性在晶片上製作具有特定週期反轉間距的鈮酸鋰晶片，經由週期反轉的鈮酸鋰晶片也就是我們所稱的 PPLN (Periodically Poled Lithium Niobate) (Fig. 3.3)，但在高於其居禮溫度 (Curie temperature) 1210°C 時其晶相將由鐵電相 (ferroelectric phase) 轉為順電相 (paraelectric phase) 晶格結構將轉為中心對稱而極性消失無法極化。

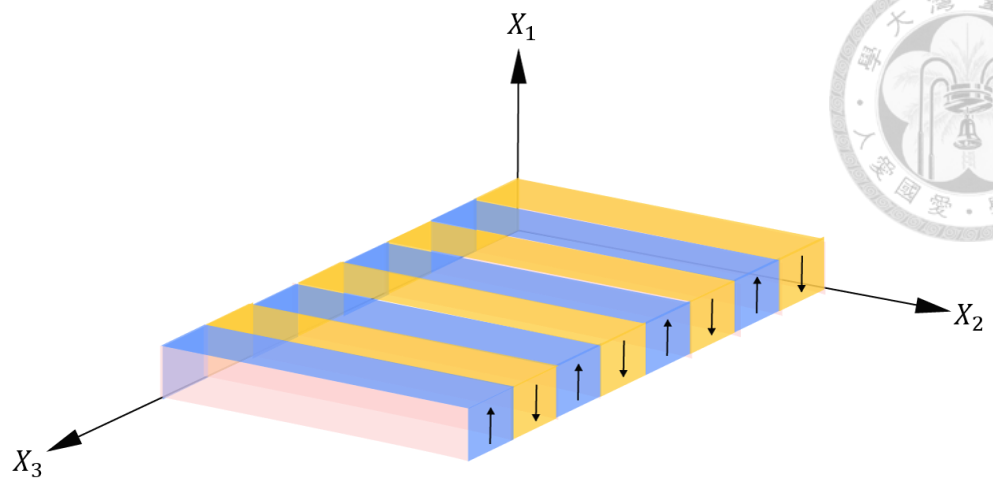


Fig. 3.1 鈮酸鋰晶片方向性

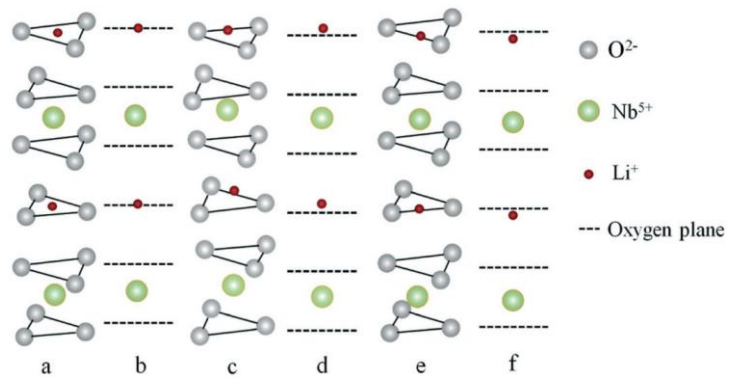


Fig. 3.2 鈮酸鋰順電相(a-b)與鐵電相(c-f)[89]

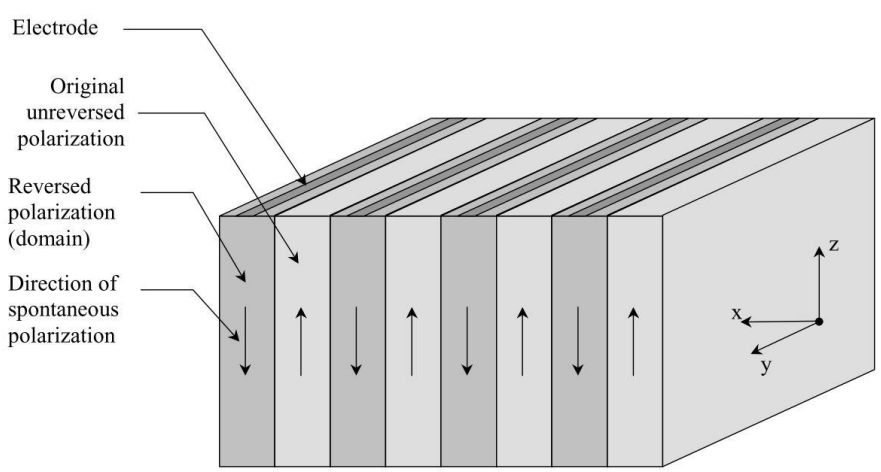


Fig. 3.3 鈮酸鋰反轉示意圖[90]

此外，鈮酸鋰鐵電材料除了具壓電性（piezoelectric）之外，熱釋電性（pyroelectric）和介電性（dielectric）也是需要考慮的因素，壓電性為施以外加應力而產生電極化的現象稱為正壓電現象，反之則稱之為逆壓電現象；熱釋電性為自發性極化量因為溫度的上升而使電荷累積於鈮酸鋰表面，使熱能與電能之間產生轉換，在製程中的軟烤與硬烤步驟中需要多加注意；介電性則是在外加電場時內部電荷偏離平衡位置產生電極化的現象，介電常數也就是電容率，用來形容單位介質中產生多少電通量的能力。

3.1.2 光罩圖形設計

由第二章的理論(3.1)計算得知，要在 345.9MHz 產生共振必須在晶片上鋪設 19 μm 的電極，我們以單面的鉻金屬在晶片表面上定義周期間距，並根據 GD.Miller[90]實驗出電極寬度與極化週期的關係，藉由縮小電極寬度減少在極化擴散期電極下方反轉區域擴大的現象，得到填充比 0.5 的週期結構，以這個填充比設計金屬部分

$$\bar{w} = \left(\frac{2\pi}{p} \right) \left(\frac{C_{11}}{\rho} \right)^{\frac{1}{2}} = \left(\frac{2\pi}{19 \times 10^{-6}} \right) \times \sqrt{\frac{20.3 \times 10^{10}}{4700}} = 345.9 \text{ MHz} \quad (3.1)$$

週期 9 μm 、空白部分週期 10 μm 、長寬皆為 4.2cm 的光罩，而在光罩上因為之後要以高壓電極進行極化反轉，為了增加圖形中央的品質與減少斷線的可能性，在光罩中間增加兩條垂直於金屬週期的寬帶圖形。

除此之外，希望在高壓極化過程中能引導電流沿著金屬極化，因此做兩次的黃光顯影製程，第一次為金屬週期的鋪設(Fig. 3.4)，第二次則是藉由限制電流只能從四個半圓形的窗口進入(Fig. 3.5)，引導電流從窗口流至電極圖形上方進行極化

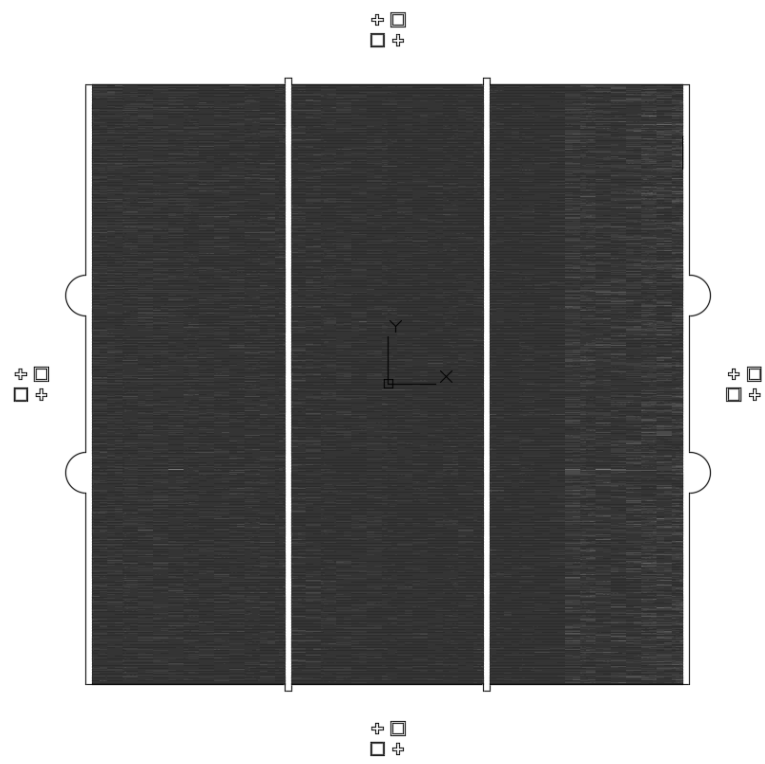


Fig. 3.4 電極鋪設光罩

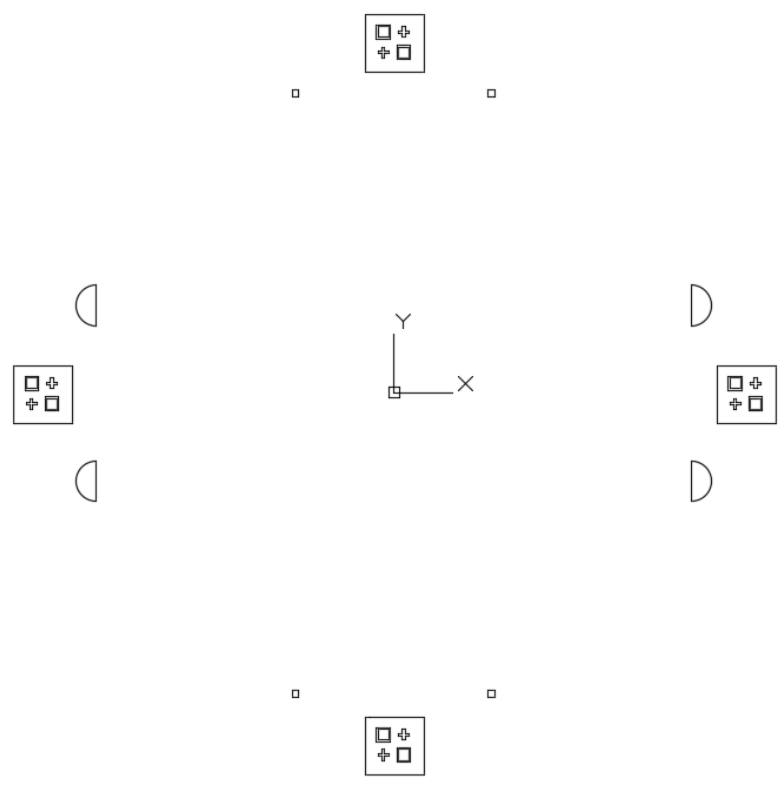
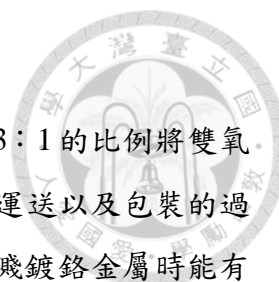


Fig. 3.5 半圓形開窗光罩



3.1.3 晶片清洗與鍍膜

在製程開始之前，會先將鈮酸鋰晶片以濃硫酸：雙氧水為 3：1 的比例將雙氧水倒入浸泡濃硫酸的鈮酸鋰晶片進行清洗，目的是要將在晶片運送以及包裝的過程中所可能產生的殘膠或是表面微粒（particle）進行清除，使濺鍍鉻金屬時能有更好的附著力。接著，使用油壓式幫浦將濺鍍機（sputter）空腔粗抽至 $10^{-3}Torr$ ，再利用冰水機將腔體冷卻至 $15K$ ，到達此溫度後空腔內壓力即可到達 $10^{-7}Torr$ ，接著將氬氣加入腔體並以流量控制器控制氬氣在空腔中壓力為 $3mTorr$ ，並開始濺鍍，直至晶片上濺鍍鉻金屬厚度達 200nm 即完成鍍膜，等待腔體回溫再破真空將晶片取出。

3.1.4 第一次黃光顯影製程（電極鋪設）

鍍膜完的晶片會再次以硫酸與雙氧水進行清洗以確保表面有最佳的潔淨度，接著進行第一次的黃光顯影製程。

1. 本製程所使用光阻為 AZ1518，在使用前會先將光阻置於常溫避免低溫的光阻在常溫下於表面形成冷凝水滴，若形成將使軟烤後的光阻層產生孔洞，影響曝光結果。
2. 將清洗後烘乾的鈮酸鋰晶片置於旋轉塗佈機上，將常溫之 AZ1518 光阻均勻滴在晶片上以兩個階段進行塗佈，第一階段為轉速 500rpm 旋轉 5 秒將光阻在晶片上均勻分布；第二階段則以 2500rpm 轉速旋轉 25 秒，控制光阻在晶片上的厚度。
3. 旋塗完成後，將晶片放置於烤盤上軟烤，使光阻內的溶劑蒸發，待加溫至 90° 時取下，置於常溫中降溫 15 分鐘。軟烤時間越長曝光的時間就必須增加，因此軟烤的時間需特別的注意。此外，為避免鐵電材料在加熱中因熱釋電性而產生的火花損毀光阻，在晶片上加上接地導電裝置避免此效應產生。
4. 將軟烤後的晶片置於曝光機上，將玻璃光罩正面向下倒置於晶片之上，調整曝光機確定晶片平行且對位後，以曝光能量 $79mJ/cm^2$ 曝光 15 秒（塑膠光罩則曝光 25 秒）
5. 將曝光後的晶片加入顯影劑 DPD200 比純水為 3：1 的混合溶液中進行 2 分鐘的顯影。時間過長會使光阻過顯而蝕刻後的線距變窄甚至斷線；時間過短則會

使光阻停留而蝕刻後的線距彼此連接不完全。

6. 顯影後將晶片置於培養皿上進行硬烤，置於加熱器上加熱至 120°C 維持 15 分鐘，目的是使光阻在晶片上能更加得穩固，利於之後的蝕刻製程。而在晶片與加熱器中間隔玻璃皿是為了避免溫度劇烈變化，其中的應力集中使晶片破裂。
7. 最後，將硬烤完成後的晶片加入鉻蝕刻液與純水 1:1 的混合溶液中，均勻搖晃約 2 分鐘，直到晶片上鉻金屬電極圖形出現即完成蝕刻，接著以丙酮清金屬塗層上的光阻，再以異丙醇清洗殘餘丙酮，最後以清水清洗異丙醇即可得具週期電極的鉍酸鋰晶片，完成第一次的黃光顯影製程(Fig. 3.6)(Fig. 3.7)。

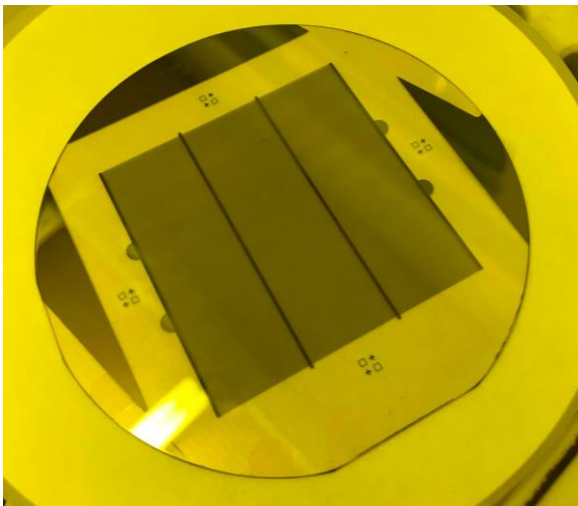


Fig. 3.6 蝕刻後電極外觀

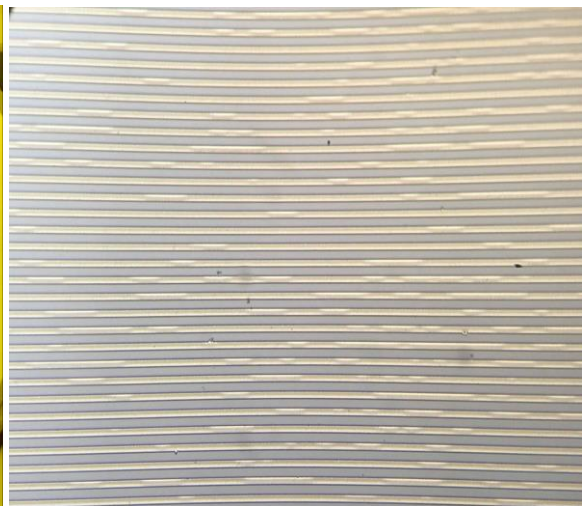


Fig. 3.7 蝕刻後電極

3.1.5 第二次黃光顯影製程（半圓形開窗）

1. 將完成第一次黃光製程的晶片置於旋塗機上，以兩個階段進行旋塗，第一階段為轉速 500rpm 維持 5 秒，第二階段則為 3400rpm 維持 45 秒。在第二次黃光顯影製程中所使用的光阻是比第一次還要更為黏稠的 AZ4620，視為在極化階段的絕緣體。
2. 將旋塗完的晶片放置於玻璃培養皿中以均勻受熱，在加上導電接地裝置以防熱釋電性影響光阻，加熱至 90°C 維持溫度 6 分鐘，之後連同玻璃器皿取下降溫至室溫約 15 分鐘。
3. 將軟烤後的晶片放置於曝光機上，選用第二次黃光顯影所用的開窗光罩，依對位記號校正位置，此步驟的校正需十分精準，因為四個開窗電極需完全符合鉻金屬裸露的位置才能順利極化，校正後以相同的曝光功率曝光 25 秒。

4. 將曝光完的晶片放在玻璃培養皿上進行硬烤，於加熱器上均勻加熱，使用接地裝置置於開窗的四個電極位置上，加熱至 120°C 維持 15 分鐘後取下並降溫，大約降溫至室溫時即完成鈮酸鋰晶片的微機電製程步驟(Fig. 3.8)。



Fig. 3.8 半圓形開窗電極

3.1.6 夾具夾持

在進行晶片極化之前，我們會將完成為機電製程的鈮酸鋰晶片固定於鐵氟龍夾具中。我們首先將鐵氟龍夾具(Fig. 3.9)、O-ring、鈮酸鋰晶片以清水清洗表面，尤其是鐵氟龍上放置 O-ring 的溝槽需特別注意，因為在此步驟中潔淨度十分重要，任何一個在製程中產生的微粒都可能在極化的過程中尖端放電產生火花，進而破壞晶片本體。



Fig. 3.9 鐵氟龍夾具夾持

接著，將 O-ring 以對角順序壓入鐵氟龍的溝槽中，鈮酸鈮的晶片正面朝上置於 O-ring 上，並將夾具以四根長軸螺絲分別在四個角落固定，各角落依次轉 90° 共三次總共 270° ，鎖緊後側視夾具看不到紅色 O-ring 才算有鎖緊。

最後，將未飽和的食鹽水倒入夾具中協助導電，再以保鮮膜覆蓋於入水孔上以防止粉塵進入，完成夾具夾持的步驟。



3.2 極化

為了在鈮酸鋰晶片上形成週期性的極化結構，施加高於矯頑電場的外在電場使其自發極化的方向反轉，形成新的極化區域，而正向穩態的鈮酸鋰晶片矯頑電場為 $21 \sim 22 \text{ kV/mm}$ 、負向穩態的矯頑電場為 $15 \sim 16 \text{ kV/mm}$ 。本實驗所使用的是厚度 $500 \mu\text{m}$ 的鈮酸鋰，正向極化反轉，電壓為略高於矯頑電場的 11.5 kV (Fig. 3.10)。

極化反轉的過程 (Fig. 3.11) 大致可以分為六個階段成核期 (nucleation)、晶間垂直擴散期 (tip propagation)、晶尖垂直擴散中止期 (tip termination)、迅速融合期 (rapid coalescence)、橫向擴散期 (wall propagation) 和穩定期 (stabilization)。

在成核期、晶尖擴散期與晶尖垂直擴散中止期中，當施加電場高於矯頑電場，晶片表面成核電密度增加，在晶片 +Z 平面可以看到成核晶格以六角錐形倒往 -Z 平面，底部六角形晶格逐漸擴張，而晶體在垂直方向生長速度遠大於側向生長的關係，在從表面表層觸及至 -Z 平面而中止垂直擴散時形成六角柱狀結構。

迅速融合期則是反轉區針尖間相互融合的階段，當反轉區域橫向擴張接觸後側向成長速率增加，形成同一反轉區域。而晶片品質也會影響區域融合程度，晶片品質差的話成核分布不均，密度高的區域先進入橫向擴張而密度低的區域因橫向成長速率差異，造成反轉區域斷線的現象。

橫向擴散期則是因為電極下的鈮酸鋰已經完成極化反轉，此時反轉區域會逐漸外擴至金屬區域以外，而擴張速度會因為此時施加電壓的大小影響擴張速率，此時施加低於矯頑電場的電壓擴張速率較慢而隨電壓增加而速率變快；施加高於矯頑電場的電壓擴張速率較快而速率隨電壓增加趨於穩定。

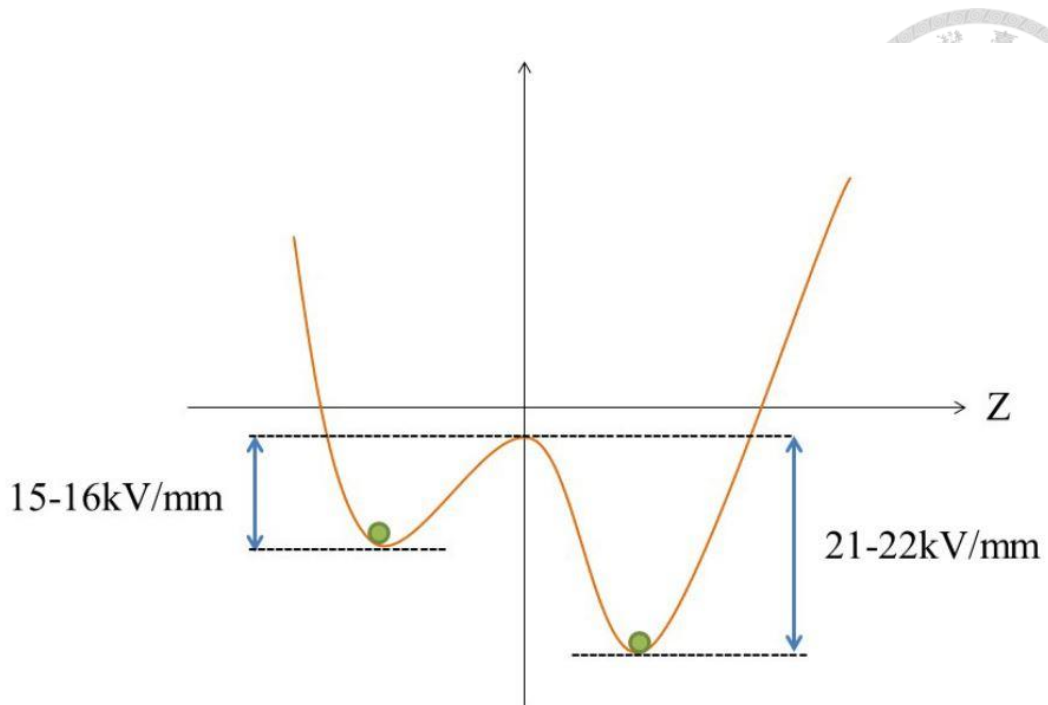


Fig. 3.10 鈮酸鈮極化反轉位能屏障[75]

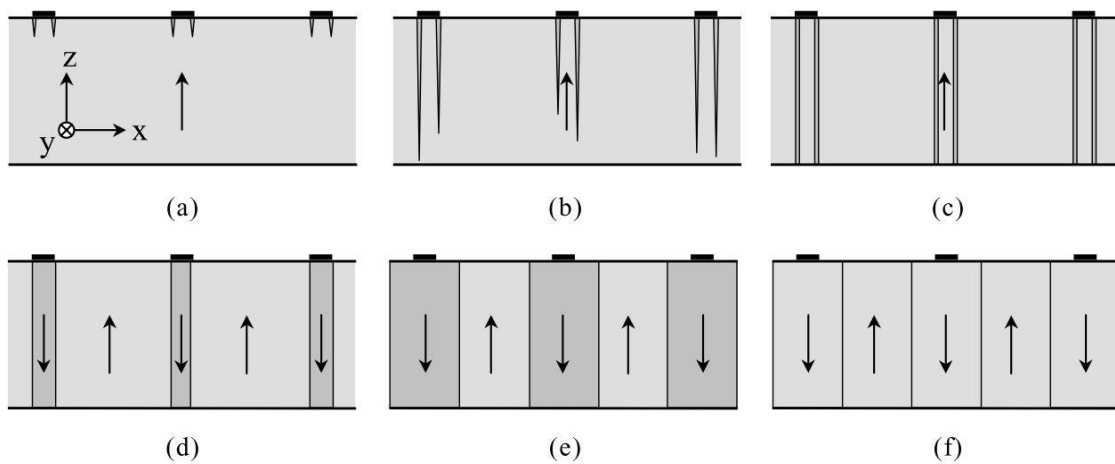
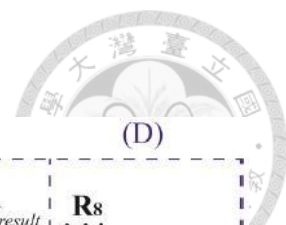


Fig. 3.11 鈮酸鋰極化過程 (a)成核期(b)晶尖垂直擴散期(c)晶尖垂直擴散中止期
(d)迅速融合期(e)橫向擴散期(f)穩定期[90]

最後，在到達穩定期之前部分反轉區域因尚不穩定，需要在極化完成後緩慢的降低電壓至矯頑電場的一半再停止，以減緩反轉後極性回復原狀的現象。



3.2.1 極化電路架構

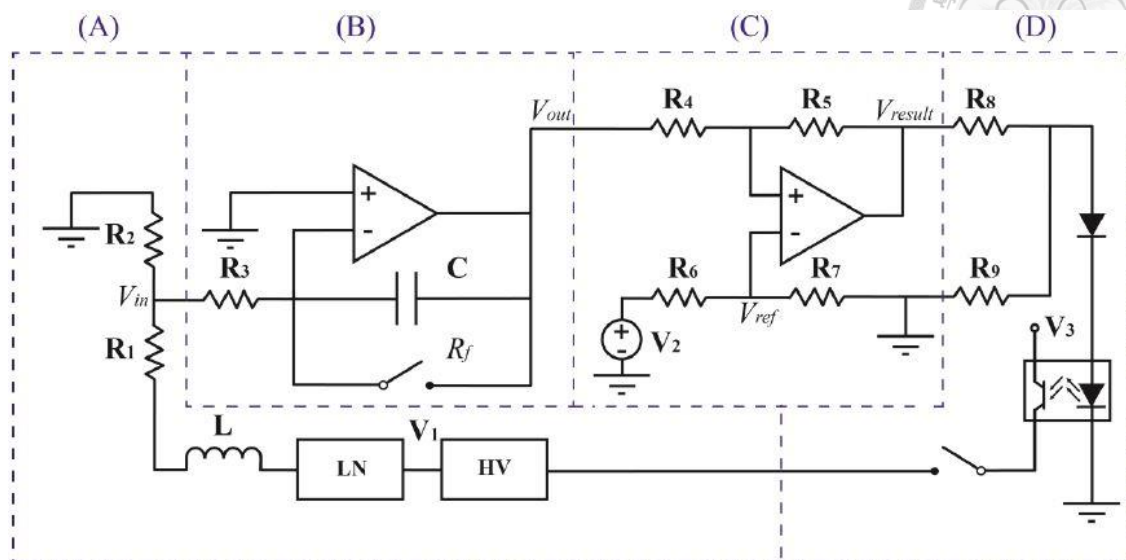


Fig. 3.12 極化電路示意圖

極化電路(Fig. 3.12)主要可以分為四個部分：(A) 高壓晶片電路、(B) 電荷積分電路、(C) Schmitt Trigger 電路、(D) 回饋訊號輸出：

高壓晶片電路將高電壓直流電源供應器串聯在先前所完成 PPLN 微機電製程 鈮酸鋰晶片用夾具固定的極化裝置，再接上電感去除直流輸出的突波與 $1500k\Omega$ 的電阻進行分壓。

電荷積分電路則是在高壓晶片電路後經由 R_2 、 R_3 分壓，將分壓後的電流進入由運算放大器、電阻、電感所組成的積分電路中運算，積分後的曲線可以示波器表現計算通過鈮酸鋰晶片的電荷量，而積分曲線所對應的積分電壓與極化時間也能方便之後實驗極化時間的調整。

由 R_2 、 R_3 分壓後積分電路的輸入電壓 V_{in} 為：

$$V_{in} = \frac{\frac{1}{\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}}}{\frac{1}{\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}} + (R_1 + R_{PPLN})} \times V_1 \quad (3.2)$$

接著，由電容和電壓的關係式得知：



$$V_{out} = -\int dV_c = -\frac{1}{C} \int I_c dt = -\frac{1}{R_3 C} \int_0^{t_{pol}} V_{in} dt \quad (3.3)$$

本研究以極化時間 t_{pol} 做為控制極化結果的依據，當極化時間使通過鈮酸鋰晶片的電荷量足夠時即停止極化。

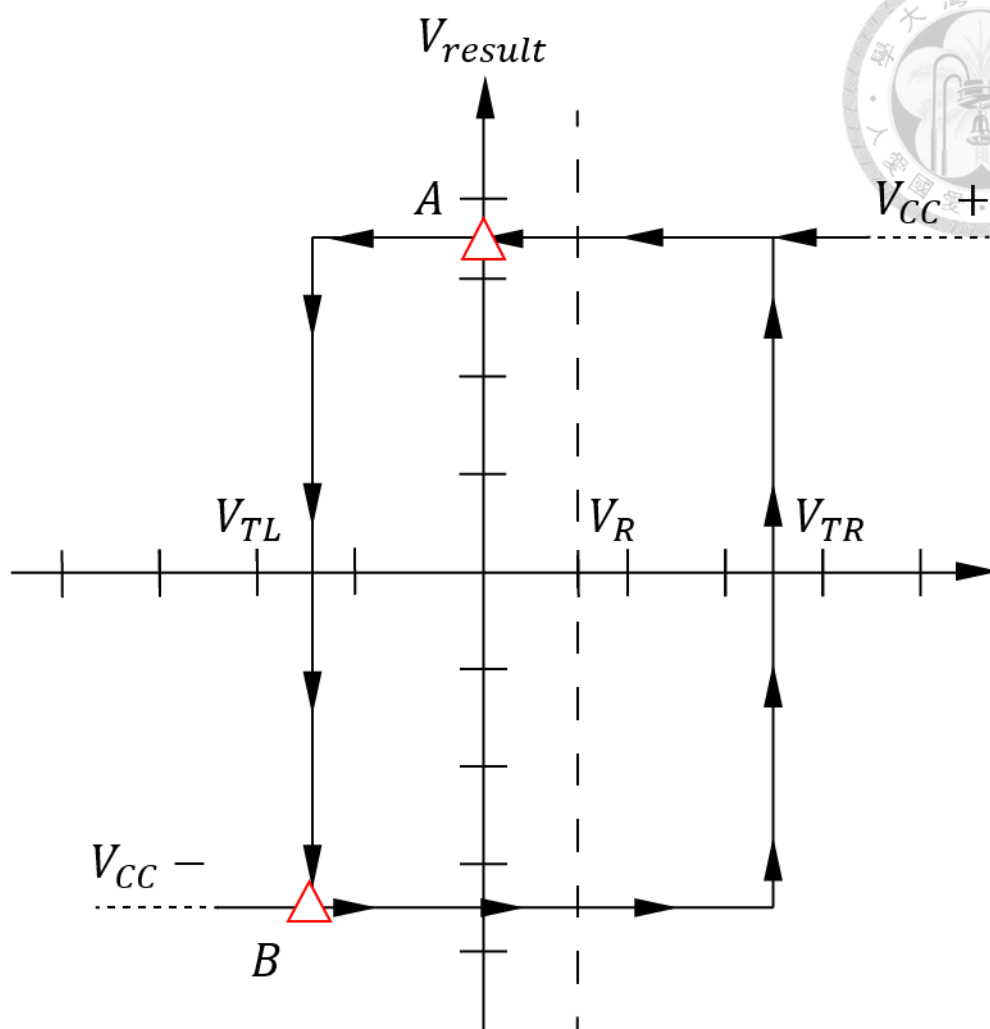
$$Q = \frac{R_2}{R_2 + R_3} \times 2P_s A = \frac{1}{R_3} \int_0^{t_{pol}} V_{in} dt$$

接著，經積分後的電壓會進 Schmitt Trigger 電路中，Schmitt Trigger 電路由四個電阻和一個運算放大器所組成。Schmitt Trigger 為一正回饋的比較電路，當輸入電壓高於順向閾值電壓，輸出為高工作電壓；當輸入電壓低於負向閾值電壓，輸出為低工作電壓；輸入在兩者之間則輸出不變。由示意圖可以知道， V_{TR} 、 V_{TL} 因為遲滯現象 (hysteresis) 而有電壓大小的不同，假設一開始 Schmitt Trigger 電路的輸入電壓為零，在示意圖的 A 點，隨著從積分器 V_{out} 輸入電壓的增加，到達 V_{TL} 的值時電壓反轉至示意圖的 B 點，反向電壓輸入至後面的回饋訊號處理區截斷高壓電直流電源供應器開關，極化完成。本實驗所使用的電阻 $R_4 = 0.96k\Omega$ 、 $R_5 = 6.22k\Omega$ 、 $R_7 = 15.80k\Omega$ ，而 R_6 可變電阻值用來調整參考電壓 V_{ref} ，透過 V_{ref} 的調整改變閾值電壓 V_{TL} ，關係如下式所示：

$$V_R = \frac{R_4 + R_5}{R_5} \cdot V_{ref}$$

$$V_{TR} = V_R - \frac{R_4}{R_5} \cdot VCC^-$$

$$V_{TL} = V_R - \frac{R_4}{R_5} \cdot VCC^+$$



(3.4) Schmitt Trigger 示意圖

到達所預期的極化時間 t_{pol} 後，Schmitt trigger 輸出的反向電壓進入回饋訊號輸入區，用來當作截斷高壓電直流電的訊號，由發光二極體、光耦合器 (LH1540) 和繼電器 (LM2-9D) 所組成。發光二極體只讓單一方向的電壓方向通過，因此，當 Schmitt trigger 使輸入電壓方向反轉時二極體將熄滅，可以用來判斷極化完成與否；光耦合器則是以光取代電訊號做為傳遞是否截斷高壓直流電的開關，可以有效隔離輸出與輸入訊號；繼電器則是透過小電流控制較大電流的自動開關，藉由通電截止高電壓直流電供應器。

最後，當高壓電直流供應器被自動截斷後，必須手動關閉電源，以避免積分器放電使發光二極體導通，造成二度的極化。

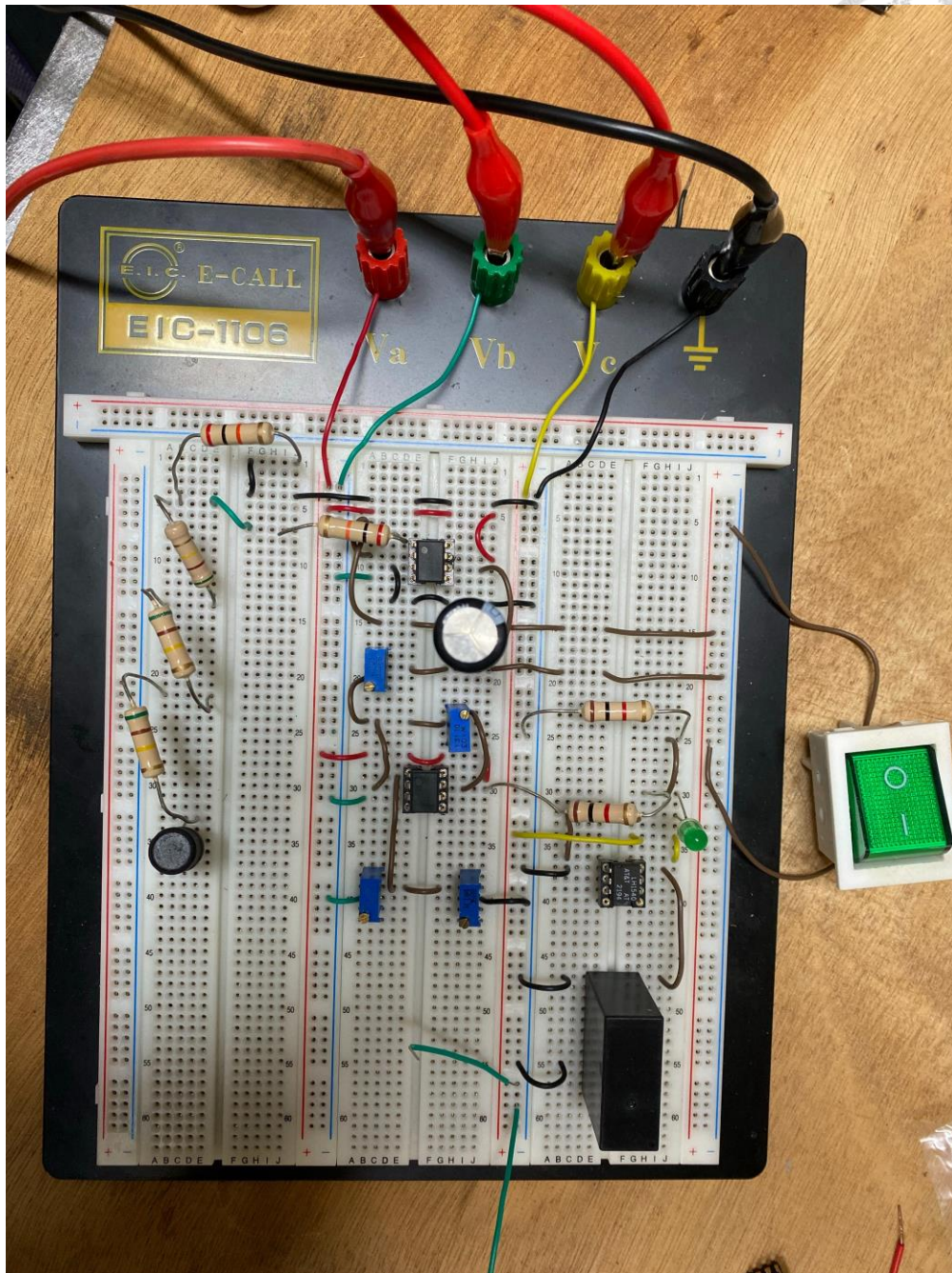


Fig. 3.13 實際極化電路

3.2.2 極化電路模擬

將極化電路以 ADS (Advanced Design System) 進行電路模擬 (Fig. 3.14)，以極化時間 t_{pol} 作為控制極化結果的唯一控制變因，由模擬設定積分電壓 V_{out} 與極化時間的關係，依據每次實驗結果調整極化時間，並依結果調整可變電阻 R_6 和定電阻 R_7 決定參考電壓 V_{ref} ，由參考電壓 V_{ref} 調整閾值電壓 V_{TL} ，當 V_{TL} 和 V_{out} 相等時就可以在指定的極化時間 t_{pol} 產生反轉訊號。實際極化後，設定在 $V_{out} = V_{TL} = -10.3V$ ，極化時間 t_{pol} 為 3.3 秒，(Fig. 3.14) 為電路模擬結果：

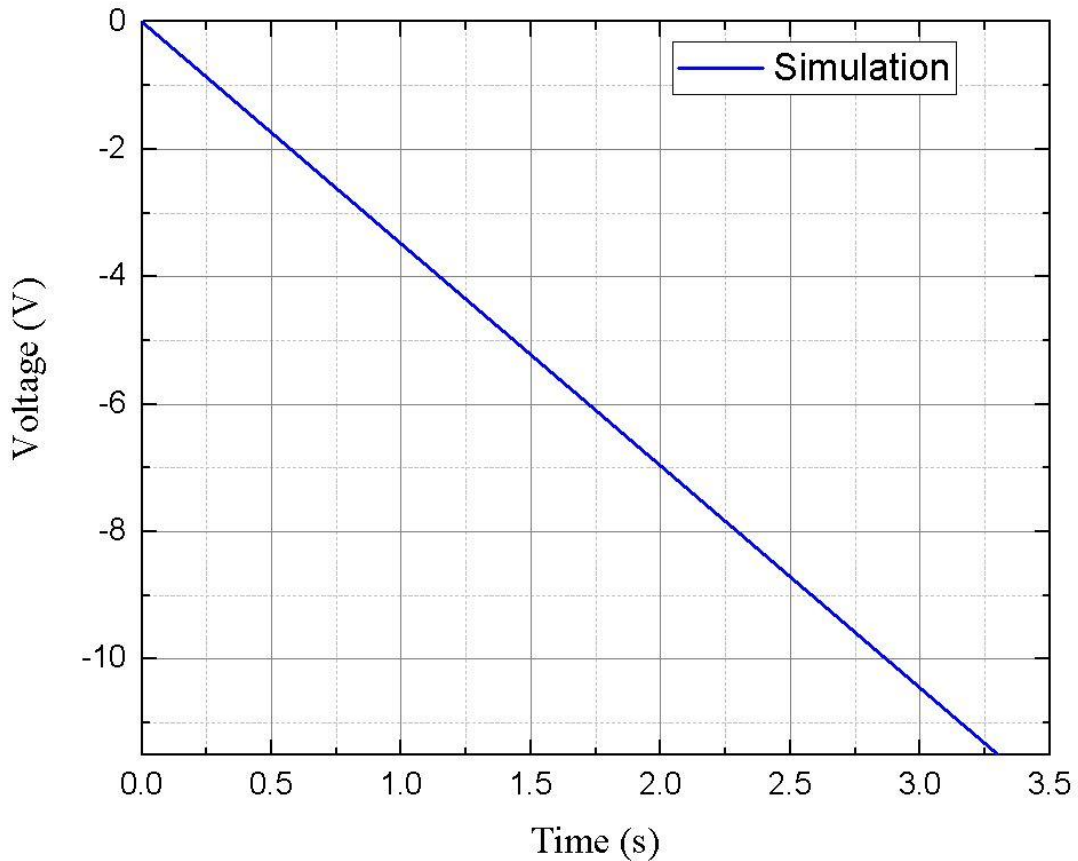
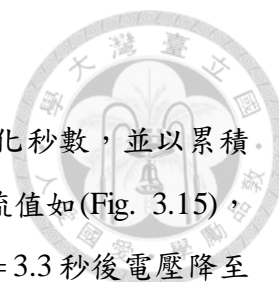


Fig. 3.14 電路模擬結果



3.2.3 實際極化結果

本研究使用的方法為利用實驗結果找出最佳極化結果的極化秒數，並以累積電荷的方式尋求所需最佳的電荷量，以示波器量測實際電壓電流值如(Fig. 3.15)，可以發現極化電壓在 0.1 秒內增加至11.5kV，經極化時間 $t_{pol} = 3.3$ 秒後電壓降至 0V；電流則是直到輸入電壓高於矯頑電壓後才趨於穩定，直至回饋訊號截斷高壓直流電開關後逐漸歸零，和模擬結果相符。

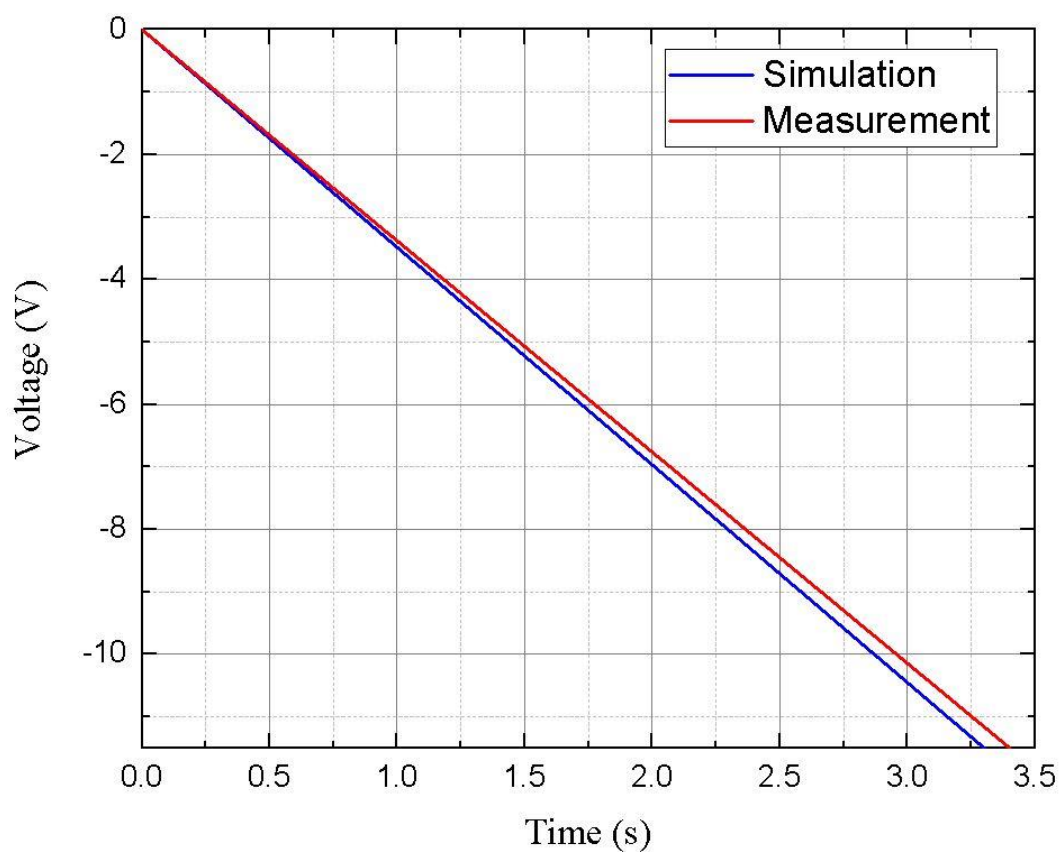


Fig. 3.15 實際極化積分電壓(V_{out})和閾值電壓(V_{TL})結果



3.3 週期性極化鋯酸鋰成品檢驗

由於極化完成的鋯酸鋰晶片沒辦法直接觀察出極化間距是否為 $19\mu\text{m}$ 和極化方向正負極的比例是否為 1:1，因此，將極化完成的鋯酸鋰經片放入由氫氟酸比硝酸約為 3:1 的混合液中，利用此混和液對於極化方向正極的蝕刻效率較低而負極較快的特性使晶片表面能依照實際極化反轉狀態呈現週期性的高低起伏。

3.3.1 光學顯微鏡表面量測

首先，利用光學顯微鏡觀察晶片表面的週期是否完整。一般來說，如果在極化的過程中有部分金屬線下的極化區域相較於周圍更早由迅速融合期進入橫向擴散期，則會造成併線或斷線的情形產生。(Fig. 3.16)為完整極化的情況下所觀察出的晶片表面，在週期間並無併線或斷線的情況產生，週期間隔為所預期的 1:1。

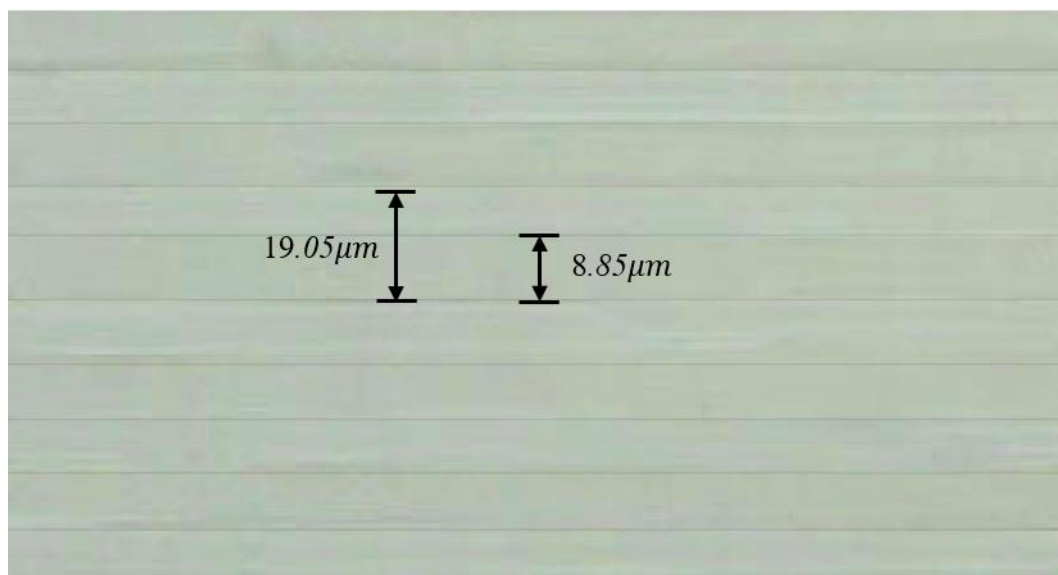


Fig. 3.16 光學顯微鏡量測結果

3.3.2 Alpha-Step 膜厚度量測

接著，利用 α -Step 膜厚度量測儀量測晶體表面的細部構造，藉由觀察晶片經由氫氟酸硝酸的非等向性蝕刻後表面相對高低起伏的比例，得知極化週期比例。如果量測出來高低起伏的比例並不一致，則可能是極化不完全或是過極化。(Fig. 3.17)為極化程度適當下的量測結果，突起的比例和凹陷的比例約為 1:1 而表面平整。

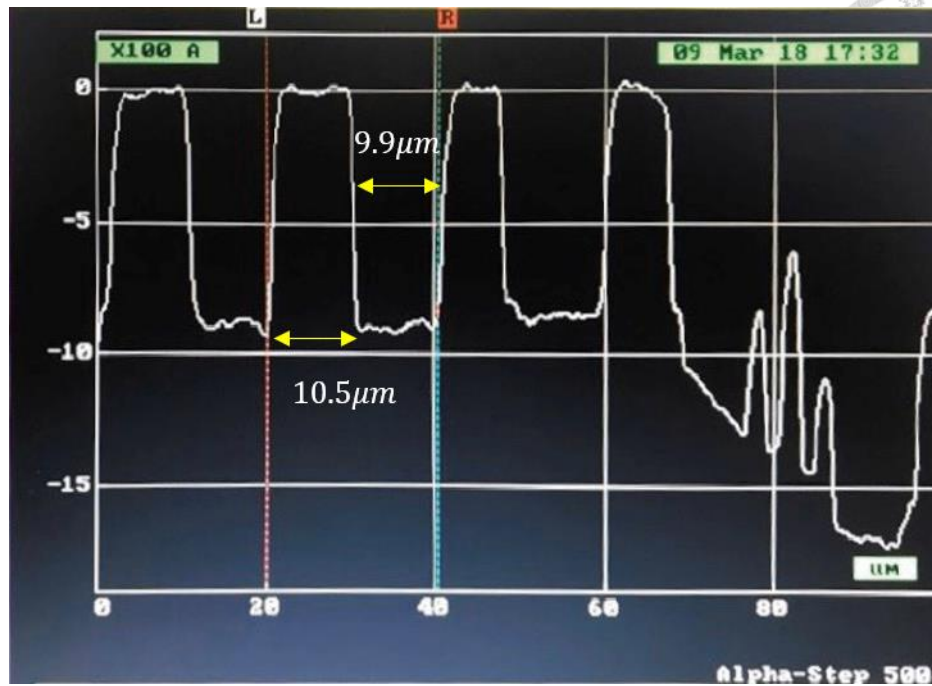


Fig. 3.17 Alpha-step 量測圖

3.3.3 SEM 剖面量測

最後，將晶片置於掃描式電子顯微鏡下觀察週期比例(Fig. 3.18)，可以發現極化邊界平滑而無斷併線產生，週期間隔約為 $9\mu m$ 而填充比約為0.5。

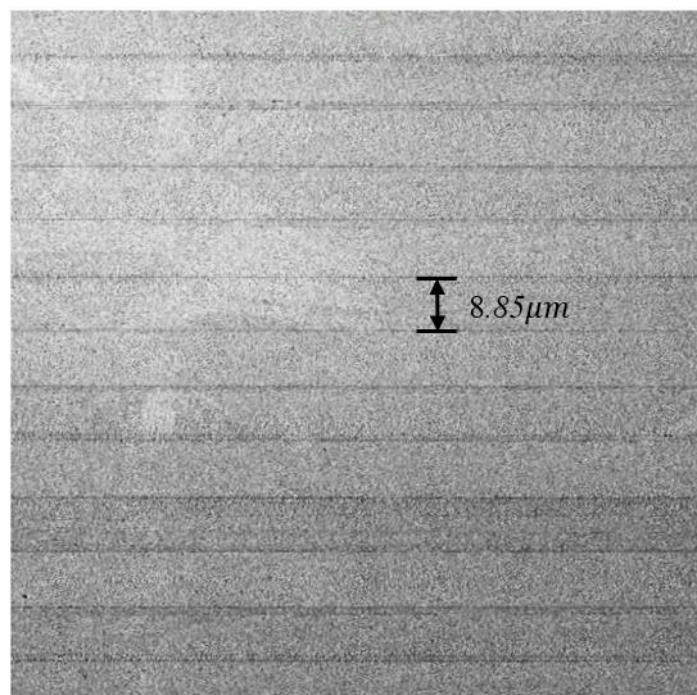


Fig. 3.18 SEM 剖面量測

3.4 電磁波訊號參數量測與討論

本章節主要討論的是此壓電超晶格天線在 346.2MHz 的頻率下的輻射效果。壓電超晶格極子天線的量測裝置主要以 SMA 接頭、1.6mm FR4 基板、單芯線、銅箔膠帶和保麗龍載台所組成(Fig. 3.19)，將先前製作的週期性極化鋰酸鋰晶片置於量測裝置上，使平行銅箔膠帶激發 E_2 電場而波傳行為以 E_1 、 E_2 、 u_3 方向為主。本研究所使用的 PPLN 大小為 $10\text{mm} \times 10\text{mm}$ 相較於過去李尚軒[76]所研究的三吋 PPLN 尺寸縮小了 95%。

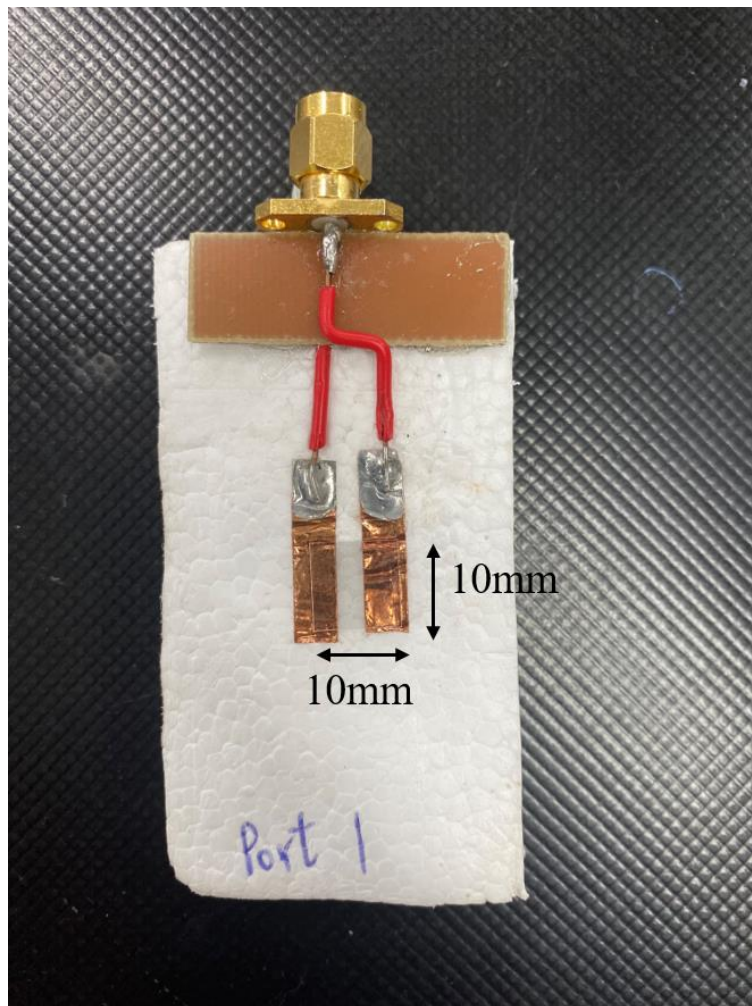
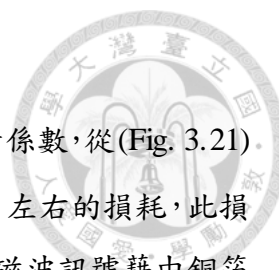


Fig. 3.19 量測裝置與 PPLN 尺寸



3.4.1 反射參數量測

首先，量測未經週期性極化的 $500\mu\text{m}$ 空白鈮酸鋰晶片的反射係數，從(Fig. 3.21)可以發現在間隔約 7MHz 與 3.5MHz 左右週期性的出現約 0.7dB 左右的損耗，此損耗主要來自於在空白鈮酸鋰晶片在厚度方向的板波損耗，在電磁波訊號藉由銅箔膠帶進入空白鈮酸鋰晶片後有部分能量轉為機械波而傳至晶片內部，在此週期性出現的損耗並非電磁能所導致。

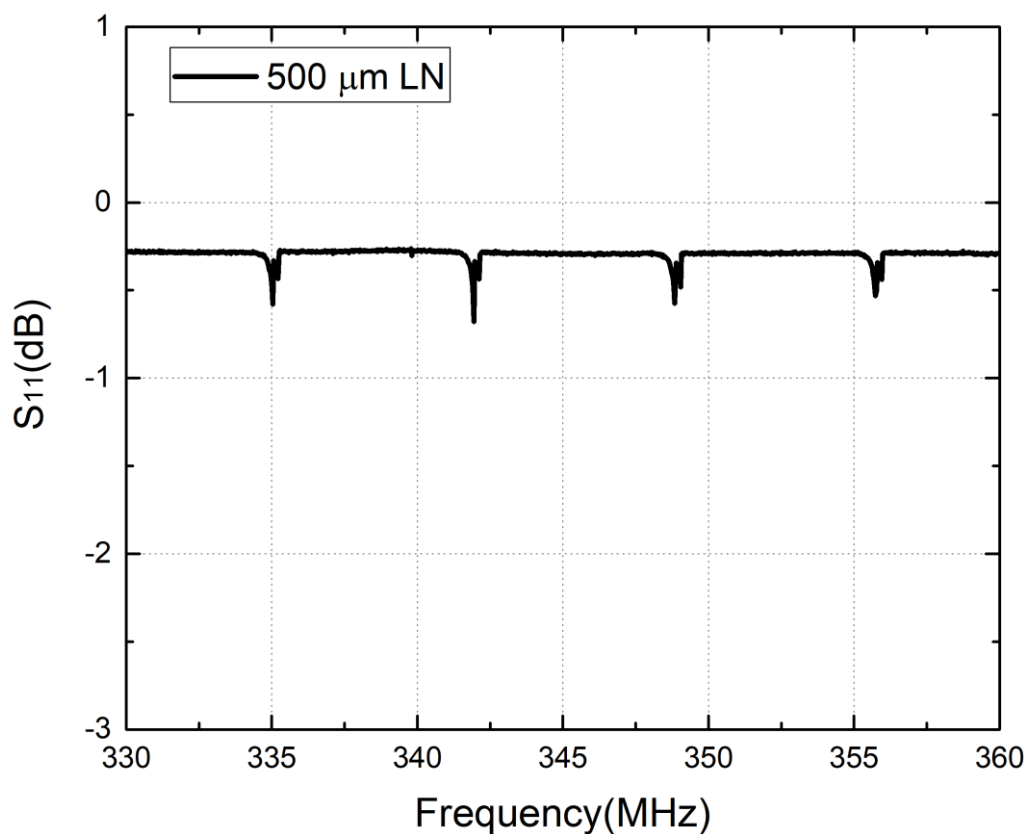


Fig. 3.20 空白鈮酸鋰晶片反射係數量測

接著量測週期性極化的鈮酸鈦晶片，此 PPLN 設計在 344.5MHz 具有最明顯的共振現象。從(Fig. 3.21)發現，在 344.2MHz 有最大的能量饋入，反射係數約為 -4.6dB，大約為 37%的能量損失。從壓電超晶格理論中極子的頻散曲線得知， $\Omega = 1$ 下極子曲線和聲子曲線幾乎重疊，能量多轉換為機械能，此頻率並非輻射頻率。

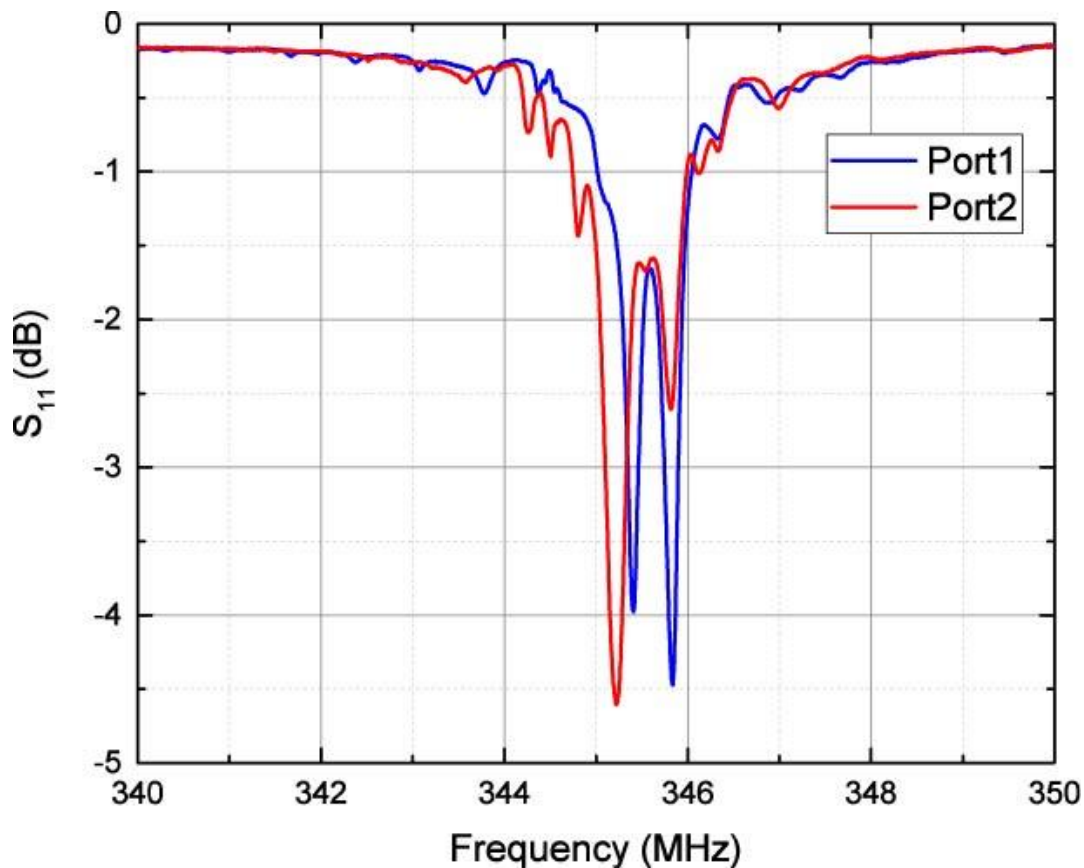


Fig. 3.21 PPLN 反射係數量測

因此，從[76]的研究中得知電磁輻射發生在 $\Omega = 1.03$ 頻率約為 346.2MHz 下，此輻射頻率的反射係數為-0.868dB，代表有10%的能量傳進 PPLN 中。和李尚軒在相同頻率下所量測出的-3.89dB 相比有較低的能量饋入，是因為在尺寸縮小的情形下，在 PPLN 上的極化週期數較少，約僅有 1000 個極化週期，因此電磁波與機械波耦合的現象和高週期數的 PPLN 相比較不明顯。然而，PPLN 壓電超晶格天線激發電磁波的機制和週期間隔有關，週期數僅和耦合現象的強烈與否有關，在縮小 PPLN 尺寸的情況下不影響其共振行為。



3.4.2 遠場輻射量測

假設通訊系統中 P_t 為發射功率， G_t 為發射天線增益， G_r 為接收天線增益接收功率為 P_r ， R 為接收與發射天線間距：

首先，假設發射端與接收端天線皆為全向性的天線，也就是增益為 0 dBi，可以得知輻射功率密度為(3.5)：

$$S_{avg} = \frac{P_t}{4\pi R^2} W / m^2 \quad (3.5)$$

然而，天線增益的定義中 dBi 指的是實際輻射強度比上全向性天線的輻射強度，因此在考慮任意端天線的增益大小後，可以得到輻射功率密度為(3.6)：

$$S_{avg} = \frac{G_t P_t}{4\pi R^2} W / m^2 \quad (3.6)$$

藉由此輻射功率密度和天線等效孔徑面積的觀念，在考慮天線具有損耗的情況下，以增益(gain)取代指向性(directivity)，並定義接收端所接收的能量(3.7)(3.8)：

$$P_r = S_{avg} A_e = \frac{G_t P_t A_e}{4\pi R^2} = \frac{G_t G_r \lambda^2}{(4\pi R)^2} P_t \quad W/m^2 \quad (3.7)$$

$$A_e = \frac{D\lambda^2}{4\pi} = \frac{(G/\eta_{rad})\lambda^2}{4\pi} \quad (3.8)$$

(D 為天線的指向性， G 為天線的增益， η_{rad} 為天線幅設效率)

藉由(3.7)可以說明在天線接收端所能接受到最大能量的情況，如果在考慮天線端的阻抗匹配、極化方向的匹配、傳輸路徑的損耗、多重路徑損耗的情況下會降低所接收到的能量大小，而此式也稱之為傅萊斯功率傳輸式 (Friss Equation)。

在本實驗中使用訊號產生器接上全向性天線作為發射天線，而將 PPLN 壓電超晶格極子天線作為接收端，在相距大於遠場距離 ($2\lambda \square 1.74m$) 2 公尺的距離以頻譜分析儀進行量測，並定性比較在只有量測設備、空白鈮酸鋰置於量測設備、PPLN 置於量測進行量測，此外，因為 PPLN 極化方向在 E_2 電場較強，本實驗以共平面波導垂直於發射天線方向進行量測，如(Fig. 3.22)所示。



Fig. 3.22 遠場實驗

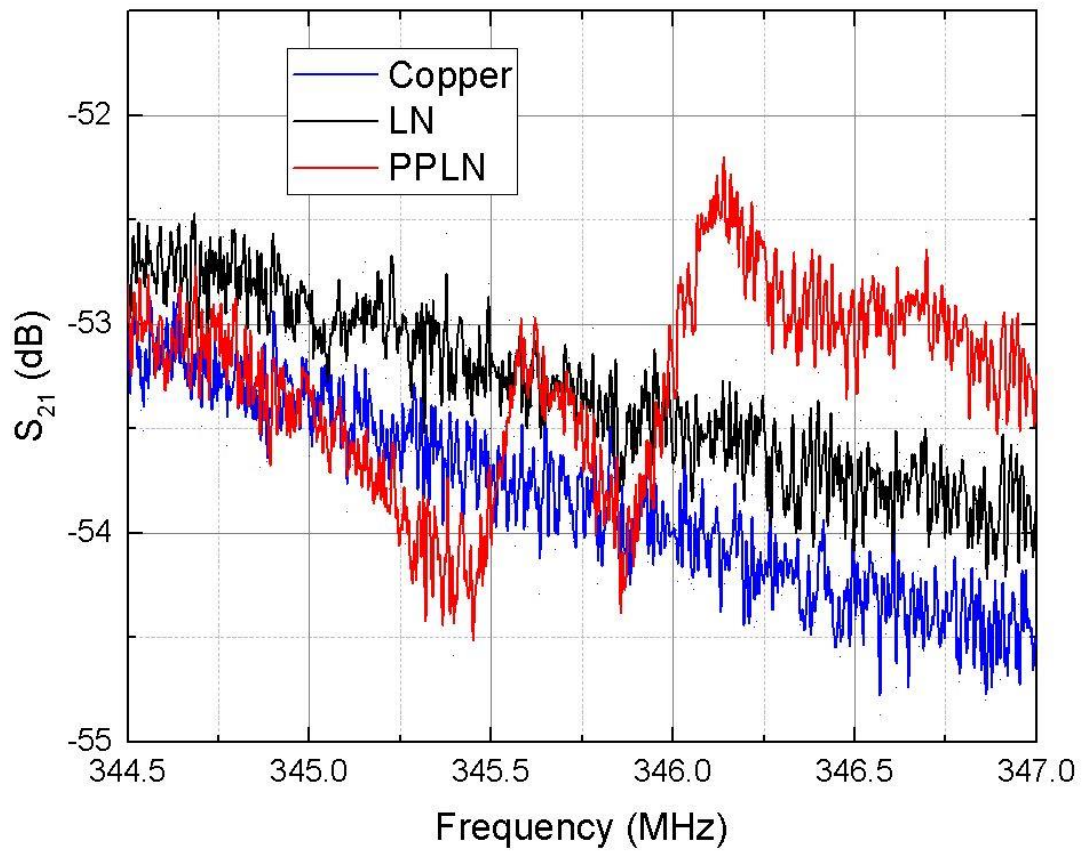


Fig. 3.23 遠場量測功率比較

從(Fig. 3.23)可以知道，在只有量測設備的情況下接收能量較低而隨頻率無太大變化；置上空白鈮酸鋁後接收能力略量測設備高而因無週期極化而不隨頻率變化；將 PPLN 置於量測設備上後，在 346.2~346.7MHz 因耦合現象激發出電磁波而使接收能量提升，在頻譜上所對應的數值較高，在 344.2MHz 則因為能量多轉為機械能損耗而使接收能力降低。

3.4.3 天線場型量測

本實驗委託台灣科技大學維波科技在電波無響室 (anechoic chamber) 進行測量(Fig. 3.24)，經由 E plane 和 H plane 在垂直與水平方向上所接收到輻射功率的大小量測天線指向性 (directivity) 和增益 (gain)。

天線的指向性指的是天線在各個角度上所接收到最大的輻射功率對比於平均接收能量的比例，用來形容天線對於在某一特定方向所能產生最大輻射功率的程度；增益則是指在某特定角度下單位立體角的輻射功率對比於理想等向性天線單位立體角的輻射功率，指天線在接收端所接受的能量相較於輻射量的效率，利用天線指向性和增益的關係可以進一步得知天線的輻射效率 η_{rad} (radiation efficiency)

PPLN 的輻射電場主要由 E_1 和 E_2 所組成，而 E_2 方向電場相較於 E_1 方向來的大許多，因此以 E_2 方向為 PPLN 極化方向進行 $X_2 - X_3$ 平面的量測。而在此實驗中皆

是利用標準八木宇田天線發射訊號(Fig. 3.25)，而接收端則是以標準偶極天線 AD-100(Fig. 3.26)進行接收能量的校正後再與待測的 PPLN 極子天線比較得到天線
輻射增益，(

Fig. 3.27)是標準偶極天線場型。

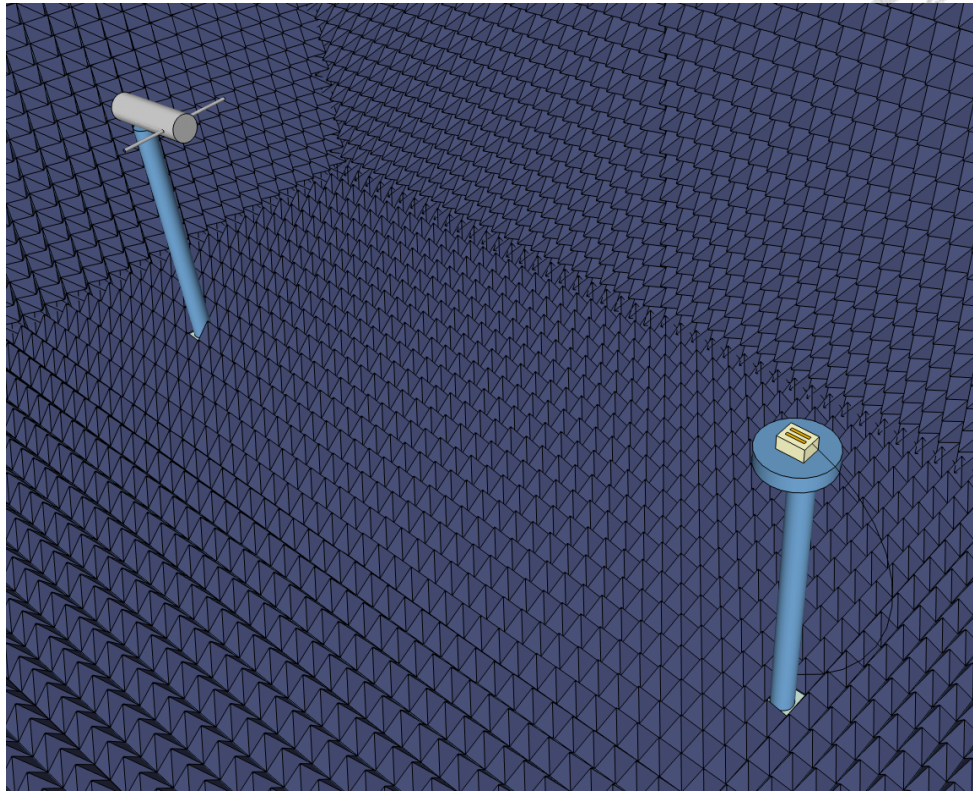


Fig. 3.24 無響室輻射量測示意圖

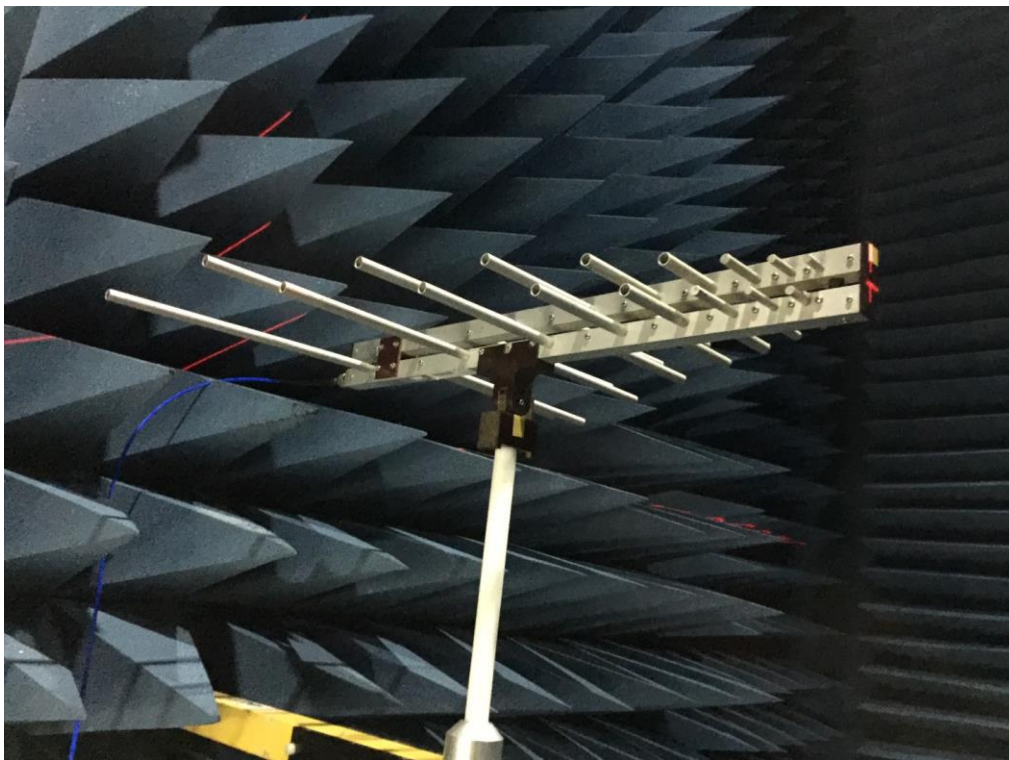


Fig. 3.25 八木宇田發射天線

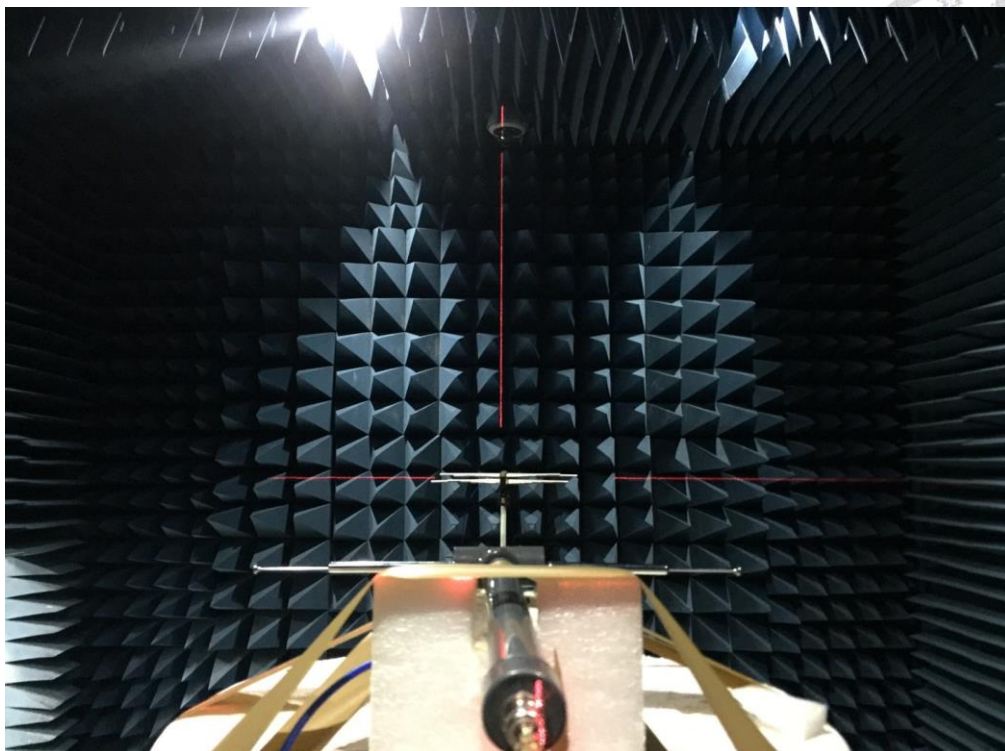


Fig. 3.26 標準 AD-100 偶極天線

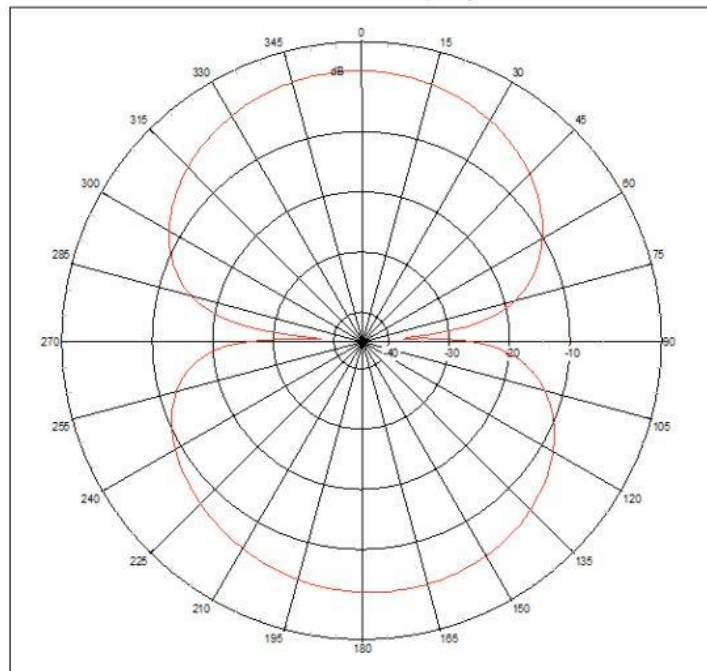


Fig. 3.27 標準 AD-100 偶極天線場型

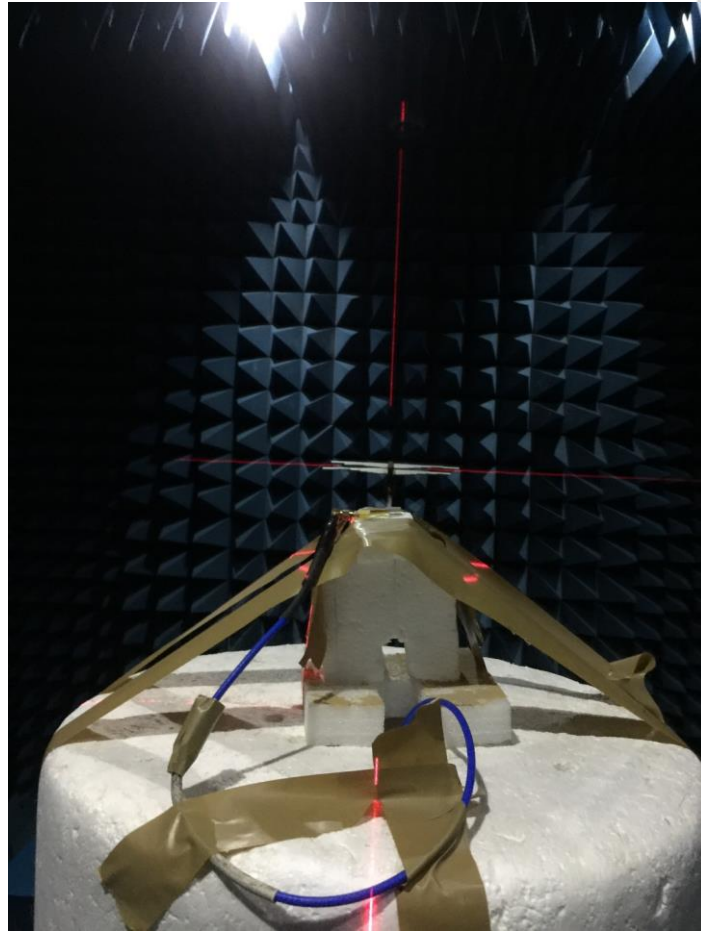


Fig. 3.28 $X_2 - X_3$ 平面 Col-Pol 幅射場型量測

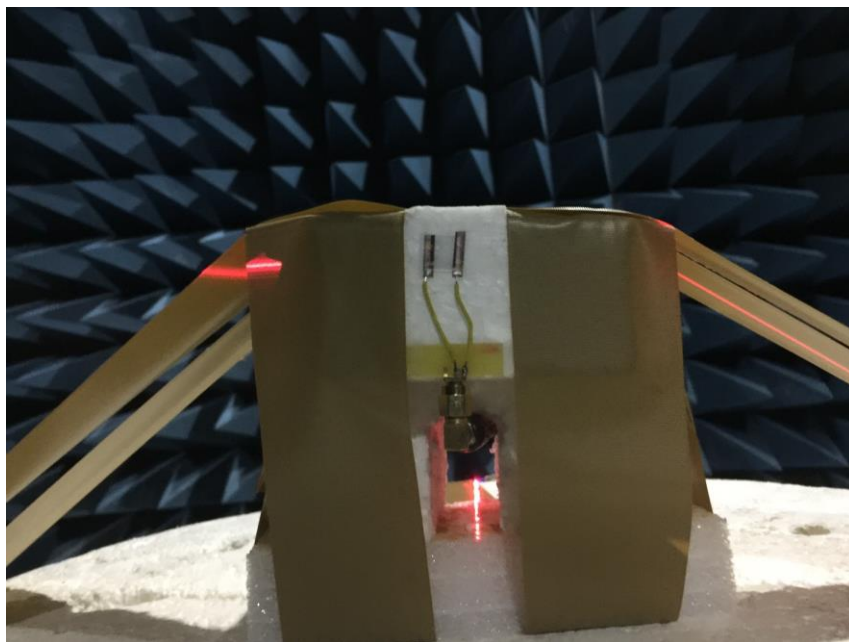


Fig. 3.29 $X_1 - X_3$ 平面 Cross-Pol 幅射場型量測

在量測結果上，先考慮 E-plane 的輻射場型(Fig. 3.28)，當射出天線的極化方向和 PPLN 的 E_2 電場方向相同時(Fig. 3.30)(Fig. 3.31)(Fig. 3.32)，在各角度所接收到的輻射能量大小接近；而當射出天線的極化方向改為垂直極化(Fig. 3.29)，也就是和 PPLN 的 E_2 電場方向垂直時(Fig. 3.33)(Fig. 3.34)(Fig. 3.35)，只有在 SMA 接頭方向也就是 270° 時接收能量近乎相同。接著，討論 H-plane 的輻射場型，會發現不論射出天線極化方向和 PPLN 的 E_2 電場方向垂直與否所接受到的輻射能量幾乎相同。由此可知，本研究所使用的 $10\text{mm} \times 10\text{mm}$ PPLN 超晶格極子天線的輻射場型相較於[76]所使用的三吋 PPLN 更趨於是全向性天線。

在無限域的 PPLN 推導中，PPLN 晶格內由 E_2 電場所主導而呈線性極化，然而有限域的 PPLN 超晶格內的電場傳遞至空氣中所產生的輻射場型則和單極天線 (Monopole Antenna) 較為相同，當 PPLN 上極化周期數越多則越接近無限域的輻射模態而呈偶極化的場型，本實驗則是因為 PPLN 尺寸較小而周期數較小而呈現全向性的輻射場型。

由全向性的輻射場型得知 PPLN 天線指向性為 0dB，而藉由和標準 AD-100 偶極天線的量測到的場型大小進行比較後可以得到 PPLN 的增益為 -23dB_i。

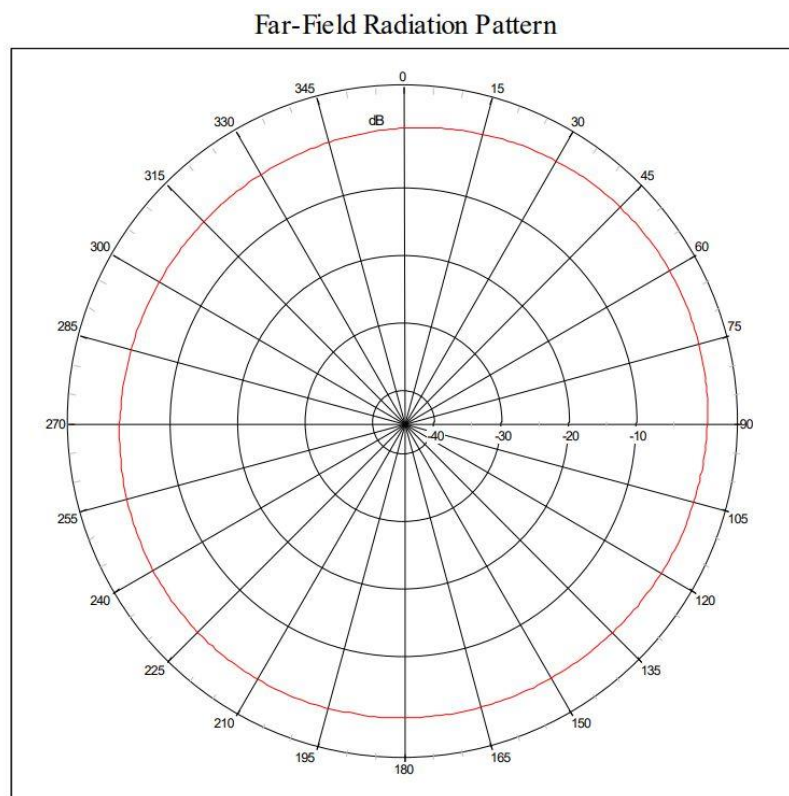


Fig. 3.30 PPLN E-Principal Cut at 346.2MHz

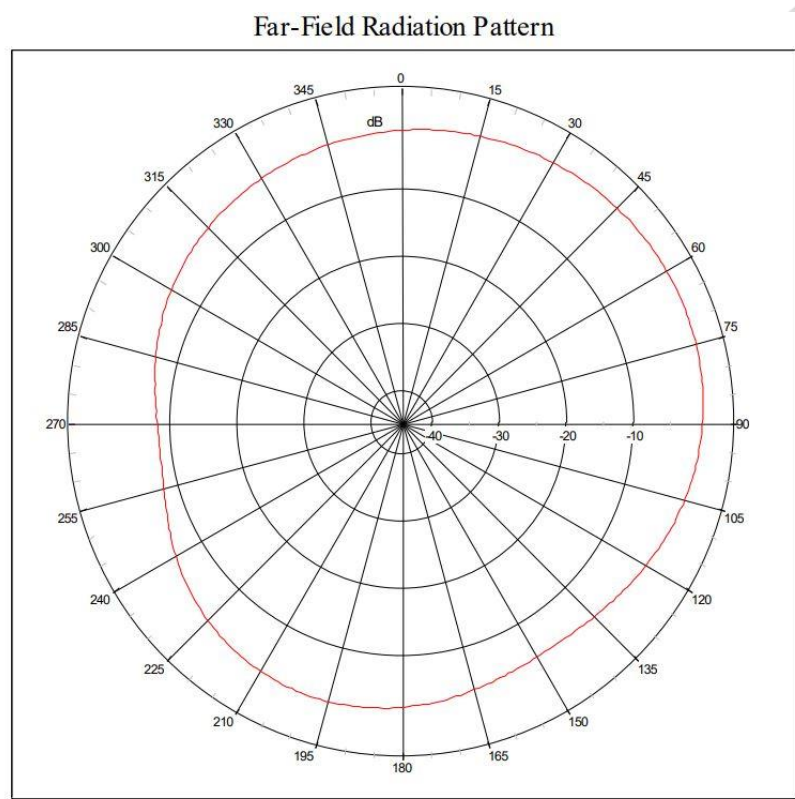


Fig. 3.31 PPLN E-Cross Cut at 346.2MHz

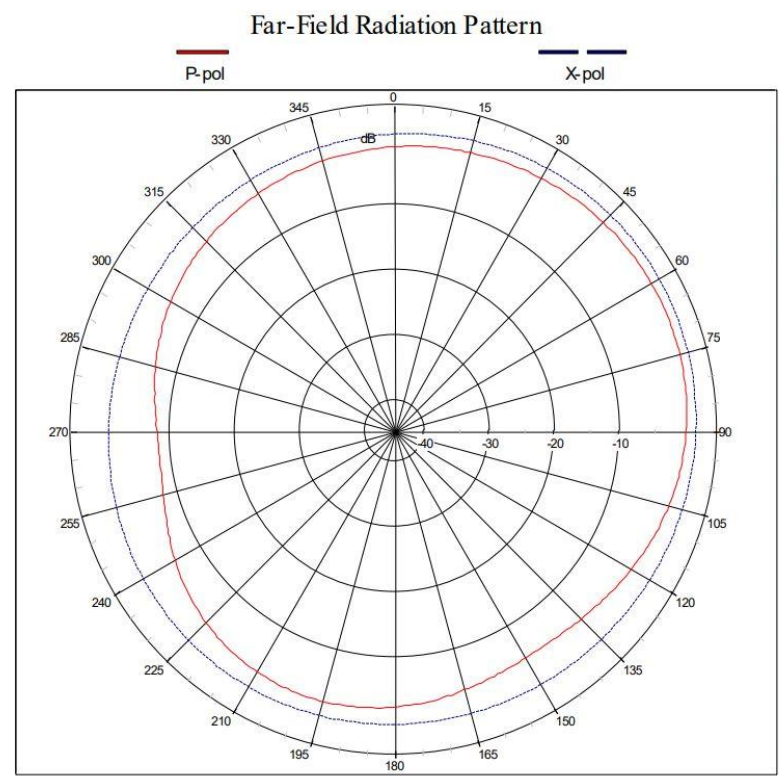


Fig. 3.32 PPLN E-Principal and Cross Cut at 346.2MHz

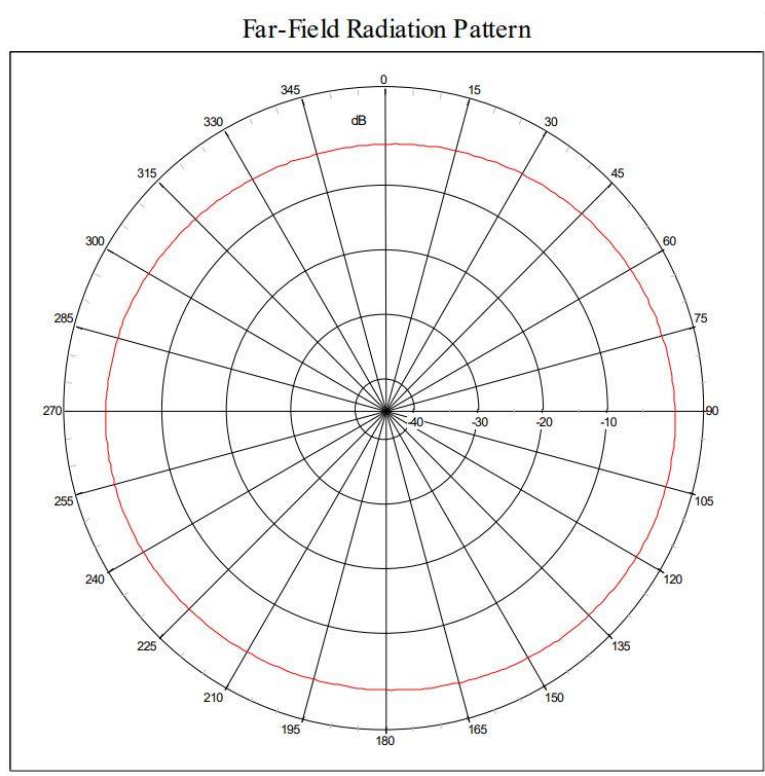


Fig. 3.33 PPLN H-Principal Cut at 346.2MHz

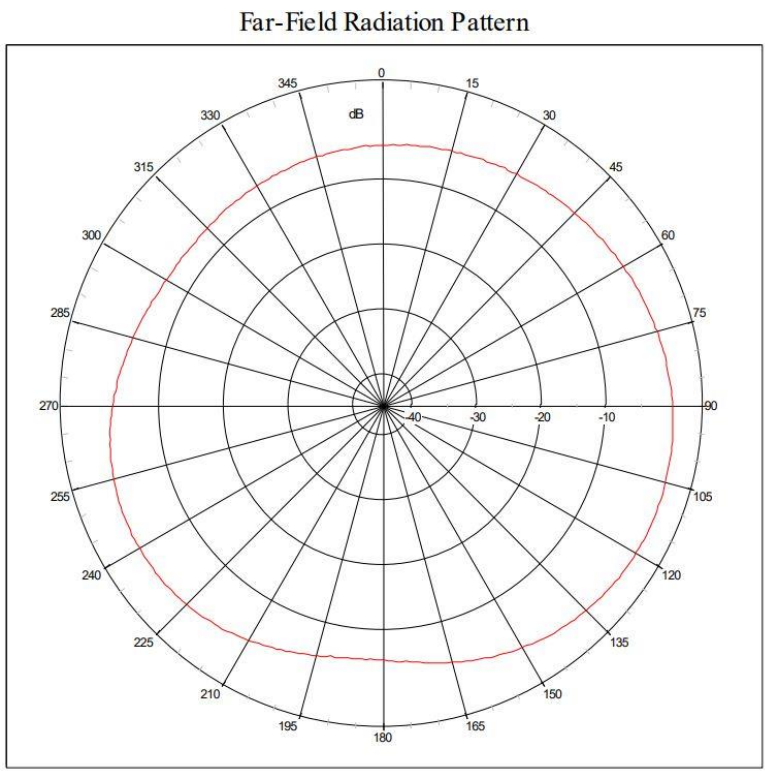


Fig. 3.34 PPLN H-Cross Cut at 346.2MHz

Chapter 4 匹配電路模擬與實驗



在相位放大匹配電路的設計流程中，最主要的目的就是藉由匹配電路使差模與共模訊號彼此正交以及匹配差模與共模阻抗，並在這兩個條件的限制下得到一個最佳的結果。因此，在此章中會先將先前設計的壓電超晶格天線進行阻抗量測，接著將量測到的天線阻抗與彼此耦合的阻抗依照第二章所提及的匹配電路設計流程，將差模與共模阻抗進行匹配，並同時在差模與共模訊號彼此正交的限制下求得 S 矩陣。

接著，以(Fig. 2.11)中第 13 種匹配電路模型作為模板，接收天線端間隔 $1/20\lambda$ ，並考慮微帶線效應，將先前所設計的 S 矩陣轉換為對應的電容、電感數值，在實際元件存在誤差的情況下，選擇適當元件進行二維分析與三維頻域分析的模擬。最後，依照模擬的結果製作匹配電路實驗，再將實驗結果以 MUSIC (Multiple Signal Classification)演算法進行驗證，以證明該匹配電路能有效增加判定波源方向的準確性。

4.1 匹配電路模型模擬與最佳化設計

4.1.1 匹配電路 S 參數設計

利用 3.4.1 節所得之阻抗值，可以得到下式的阻抗矩陣(4.1)：

$$\begin{bmatrix} 2.15 + j14.3 & 35.85 + j26.05 \\ 35.85 + j26.05 & 2.16 + j14.05 \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

利用阻抗矩陣，使匹配電路輸入端阻抗和共模與差模阻抗共軛(Conjugate)，使負載端阻抗匹配(4.2)：

$$\begin{aligned} Z_{in,c} &= (Z_{11} + Z_{12})^* \\ Z_{in,c} &= (Z_{11} - Z_{12})^* \end{aligned} \quad (4.2)$$

將(4.2)和特性阻抗 Z_0 整理後得 S_{11} 、 S_{12} (4.3)：

$$\begin{aligned} S_{11} &= \frac{Z_{in,c} Z_{in,d} - Z_0^2}{(Z_{in,c} + Z_0)(Z_{in,d} + Z_0)} = 0.219 + 154.368j \\ S_{12} &= \frac{(Z_{in,c} - Z_{in,d})Z_0}{(Z_{in,c} + Z_0)(Z_{in,d} + Z_0)} = 0.001 - 172.693j \end{aligned} \quad (4.3)$$

接著，利用 2.2 章中的電路設計公式(2.14)-(2.21)，在無損電路、對稱矩陣、



共模和差模訊號相位相差 90 度 ($|\angle V_{oc} - \angle V_{od}| = 90^\circ$) 與共模訊號輸入輸出相差 90 度 ($|\angle V_{oc} - \angle V_{in,c}| = 90^\circ$) 的限制下，解出具實、虛部的 S_{13} 、 S_{14} 、 S_{33} 和 S_{34} ，經設計後的 S 矩陣列為：

$$\begin{bmatrix} 0.219 + j154.368 & 0.001 - j172.693 & 0.974 - j96.533 & 0.002 + j164.274 \\ 0.001 - j172.693 & 0.219 + j154.368 & 0.002 + j164.274 & 0.974 - j96.533 \\ 0.974 - j96.533 & 0.002 + j164.274 & 0.22 - j166.998 & 0.002 + j140.558 \\ 0.002 + j164.274 & 0.974 - j96.533 & 0.002 + j140.558 & 0.22 - j166.998 \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

4.1.2 匹配電路模型設定

本研究所使用的電路模型係一兩輸入兩輸出的 4 埠電路，其組成為 6 種不同之 LC 未知虛部阻抗假想元件 $B_1 \sim B_6$ 且彼此左右對稱。元件之間以特性阻抗 50Ω 、寬度 3.05mm 的微帶線連接(Fig. 4.1):

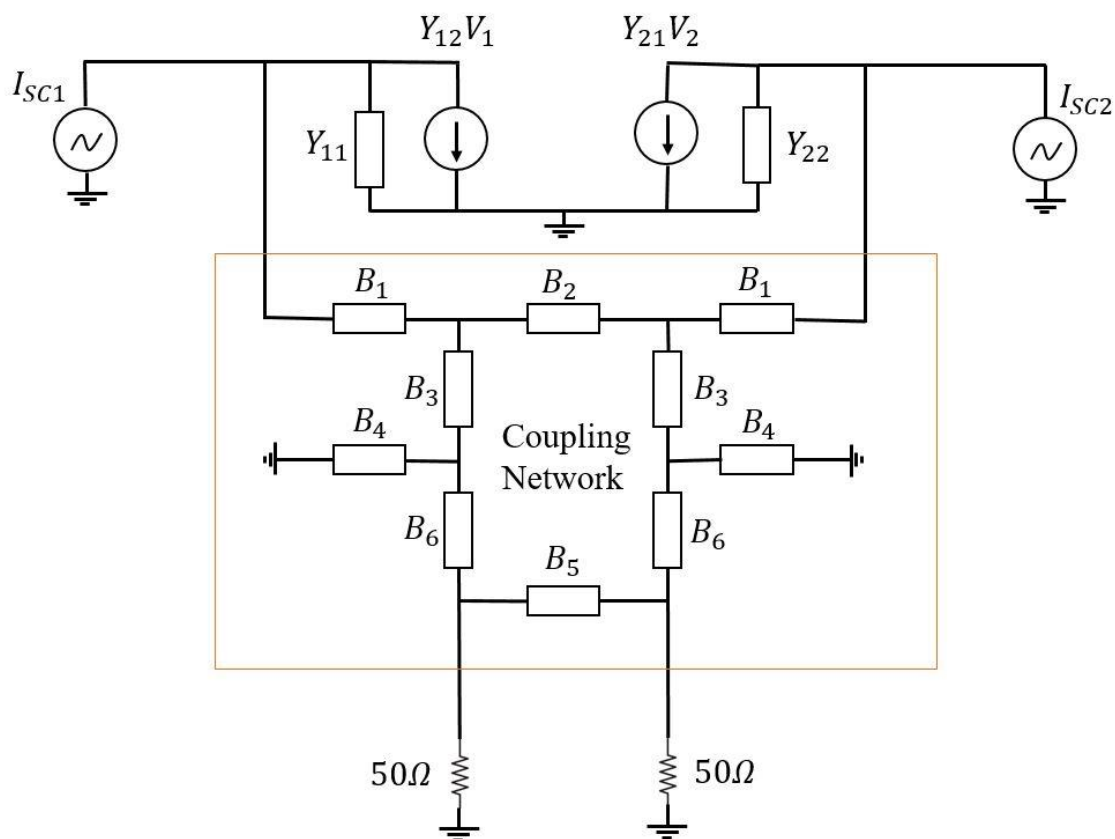


Fig. 4.1 匹配電路模型示意圖

4.1.3 二維電路模擬

將 $B_1 \sim B_6$ 的值代入 ADS 模擬後，可以得到 (Fig. 4.3)。由 (Fig. 4.3) 得知：在陣列天線間距 0.05λ 的情況下，沒有接上匹配電路的相位差不顯著，最大僅 -36° 。而接上匹配電路後，於輸入訊號入射角 90° 時能達到最大的相位差 113.873° ；在 -90° 則能達到 -113.879° ，由結果可以得知接上匹配電路後的天線陣列在判定波源方向時，輸出端能有較好的相位差以增加判定準確度，而放大後的相位差有些微差距是因為接收端兩天線阻抗不同所導致。

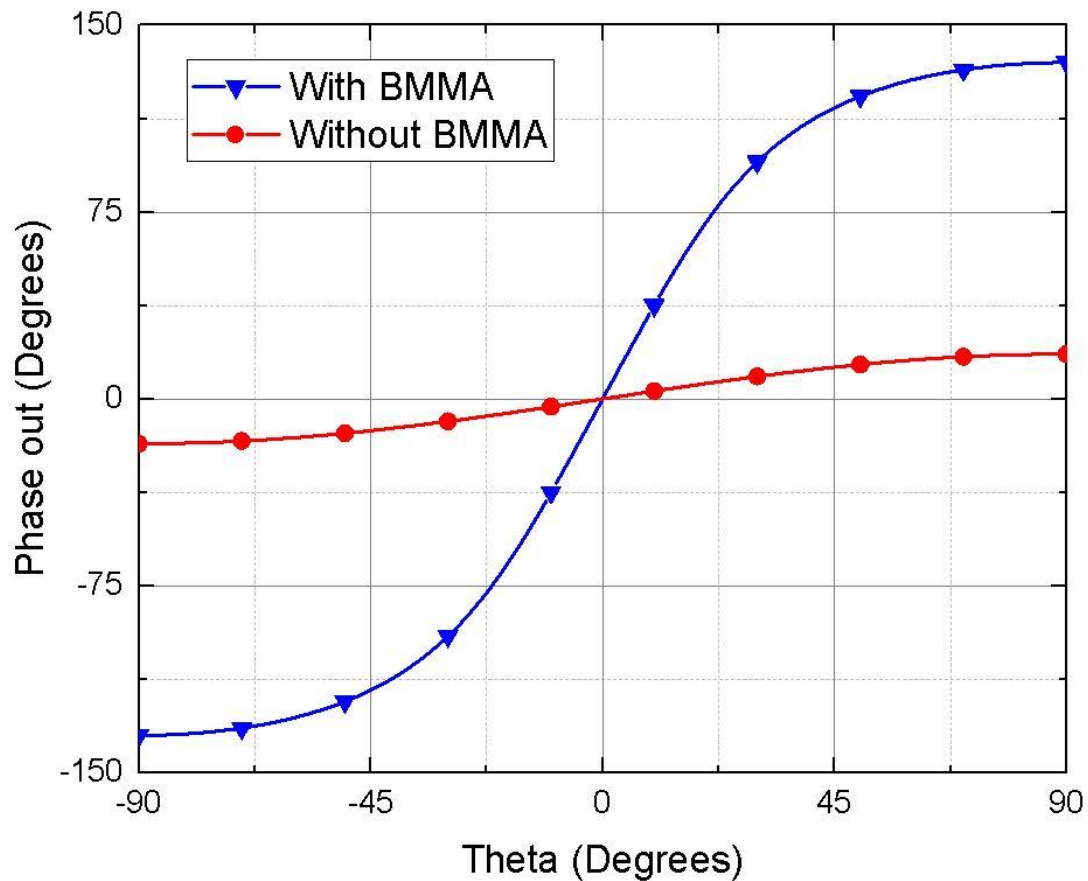


Fig. 4.3 2-Dimension 電路模擬結果

4.1.4 3-Dimension 電磁模擬

考量到微帶線尺寸、PCB 板厚度、微帶線與實際元件間的相互影響，加入各項實際參數進行電路模型模擬，實驗所用的 Kinsten 雙面感光電路板鍍銅厚度為 $35\mu\text{m}$ 、FR4 厚度為 1.6mm 、電路板過孔鉚釘 (via) 大小 $0.9*2.8\text{mm}$ (Fig. 4.4)，在 ADS 中的電路模型如(Fig. 4.5)：

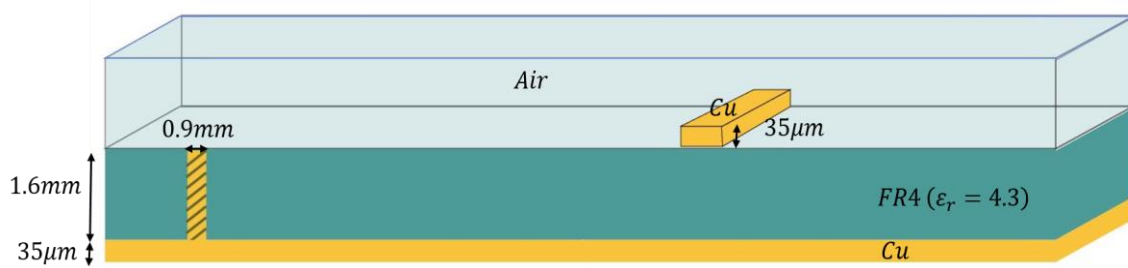


Fig. 4.4 三維電路板模擬參數設定

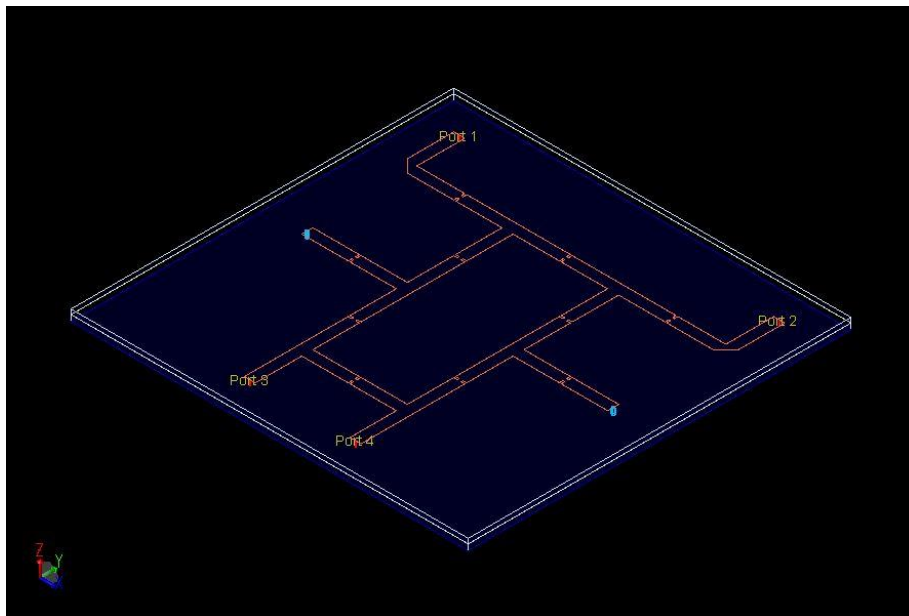


Fig. 4.5 三維電路模型模擬外觀



接著，由於實際的 LC 元件數值並無法和理論值完全相符，因此，在最接近模擬結果的情況下選擇實際 LC 元件(Table 1)，進行三維 Momentum Microwave 最佳化模擬，得到(Fig. 4.6)。

B_1	820 pF	ECH-U1C821GX5
B_2	3.9 μ H	SDR0403-3R9ML
B_3	1 nF	FCP0805H102J-J1
B_4	0.5 pF	04021J0R5ZBSTR
B_5	1 nF	FCP0805H102J-J1
B_6	330 μ H	LQH43NN331J03L

Table 2 實際元件圖

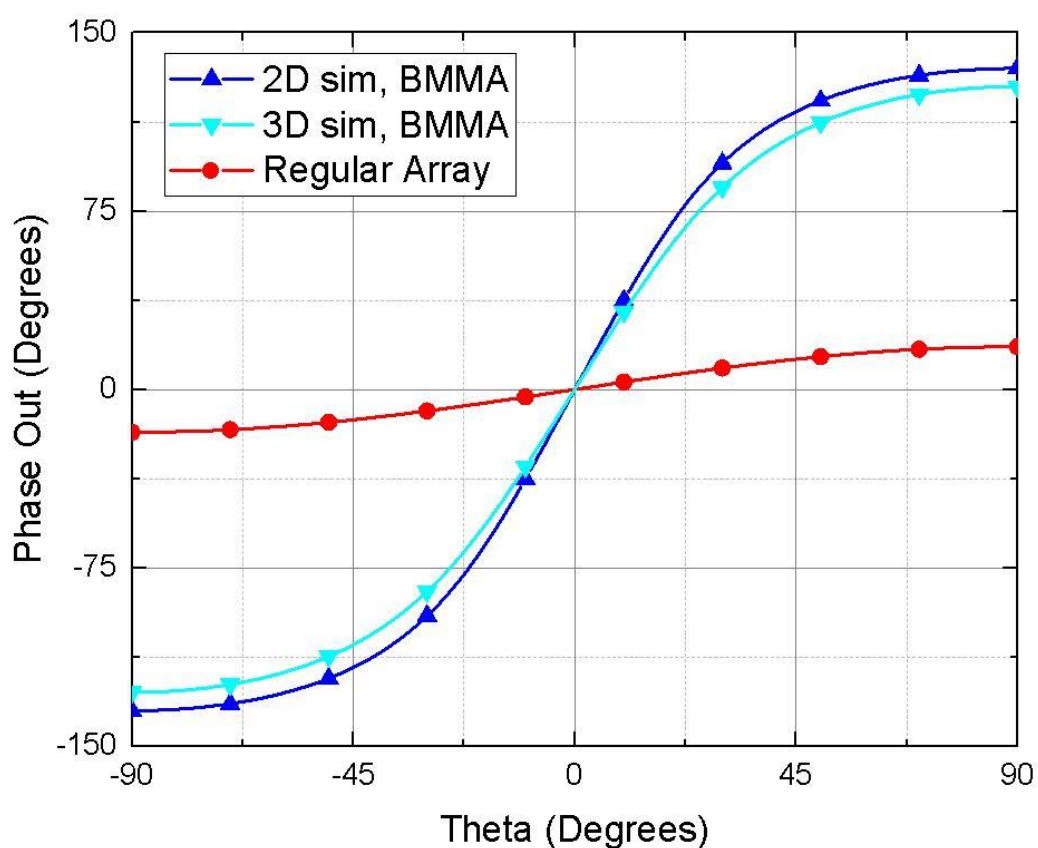


Fig. 4.6 三維最佳化模擬與二維模擬比較

由模擬結果(Fig. 4.6)可以得知，在考慮真實元件的情況下，最佳化後的結果在 $\pm 90^\circ$ 時約有 5° 的誤差，相對於無匹配電路的 $1/20\lambda$ 間距的天線陣列有顯著的相位放大效果。最後，依照模擬結果將實際匹配電路製作出來，如(Fig. 4.7)所示：

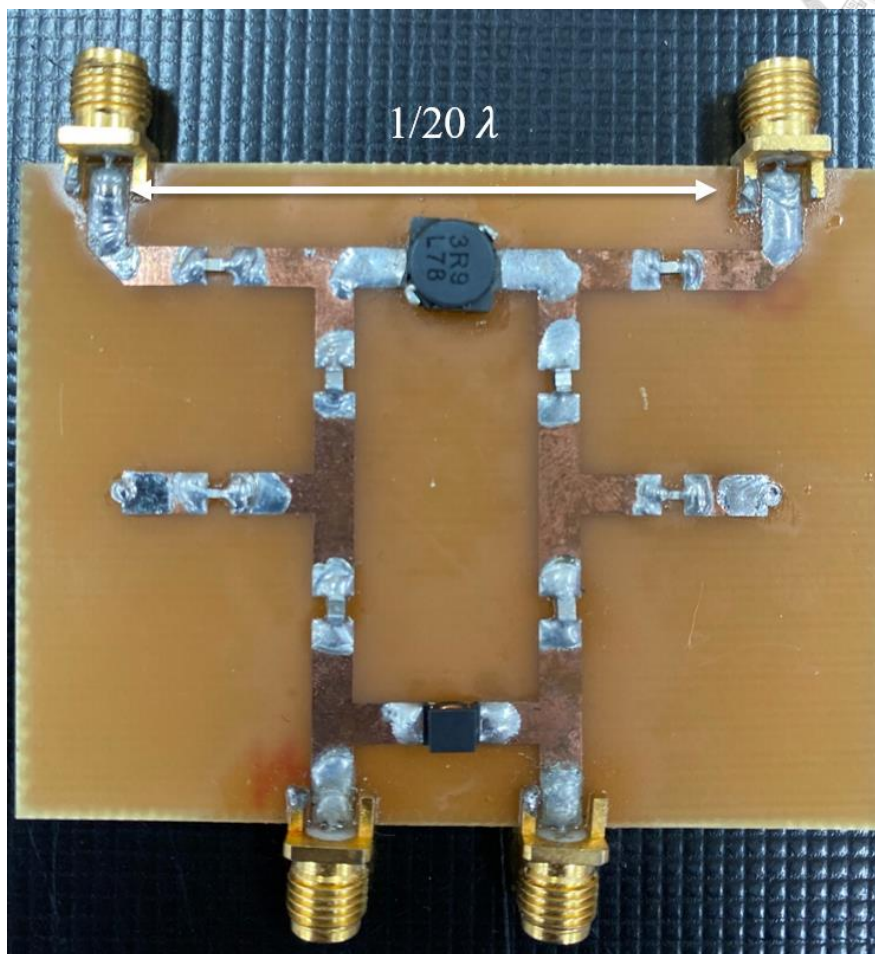


Fig. 4.7 實作匹配電路



4.2 波源判定系統匹配電路實驗

4.2.1 實驗架構設計

波源判定實驗利用上述所設計的匹配電路接上 PPLN 壓電超晶格極子天線陣列所形成的波源判定裝置進行量測，量測環境則是為了降低周圍環境與訊號反射所造成的影響，因此選擇在室外空曠的空地上，整體實驗的架構與所使用的儀器 (Fig. 4.8)(Fig. 4.9) 所示。

所設計的波源判定裝置以可旋轉的保麗龍基座立於 1.5m 高的木架上，藉由旋轉基座改變入射訊號的角度來源 (Fig. 4.10)；輸出天線則是使用由 SOCAA 所生產的頻帶 346~347MHz 低頻全向性天線，以固定保麗龍基座立於等高的木架上 (Fig. 4.11)，輸出天線與波源判定系統的間距則為了要使其能在遠場進行輻射與接收，

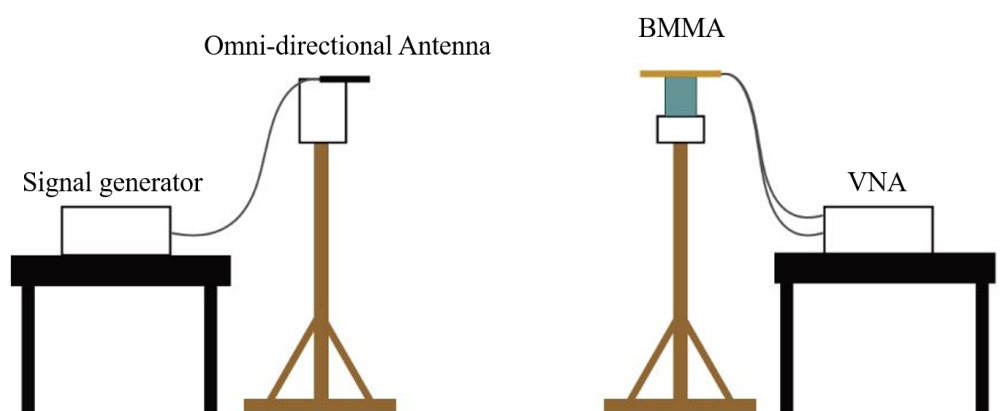


Fig. 4.8 波源判定實驗量測環境示意圖



Fig. 4.9 波源判定實驗量測環境

以避免近場場型影響接受功率，間距需大於遠場距離 $2D^2/\lambda$ (D 為天線尺寸、 λ 為波長)，然而因為壓電超晶格極子天線尺寸較一半天線微型化許多因此遠場距離約為 2λ 為 1.74m，而本實驗選擇的間距為 2m，在此種條件下可以將入射波視為一平面波從不同方向由波源判定裝置所接收。

輸出訊號端所使用的是 Agilent E4438C ESG vector signal generator 所產生的頻率為 346.2MHz 大小為 10dbm 的正弦訊號；接收訊號端，則是將壓電超晶格極子天線接上匹配網路的第 1、2 埠，負責接收從輸出天線端射入不同方向的正弦訊號，在匹配電路的第 3、4 埠則接上 Agilent DSO9104H high Definition Oscilloscope 量測輸出的訊號，將示波器兩埠訊號同步校正後量測輸出兩埠訊號，最後藉由兩埠接收到的正弦訊號時間差轉換為所需要的相位差大小。



Fig. 4.10 波源判定裝置端



Fig. 4.11 輸出天線端

4.2.2 實驗結果討論

經由實驗所得相位差結果以誤差線(error bar)(Fig. 4.12)所示，由(Fig. 4.12)可以發現，在沒有接上匹配電路前所得的相位差大小和模擬結果大致相同，因為間距過短使不同入射角度相位差變化不明顯。而接上所設計的匹配電路後，電路模擬結果在入射角 90° 時的相位差為 135.329° ，而實驗則為 123.55° ；理想模擬結果在入射角 -90° 時的相位差為 -135.335° ，而實驗則為 -123.378° ，實驗與模擬因為 PCB 感光板的製程、微帶線電鍍在 FR4 表面的程度與焊錫所產生的寄生電感而有所誤差，然而實際所量測到的相位放大程度和模擬所預期達成的效果接近，與無匹配電路的相位放大角 18° 相比也有顯著的提升。

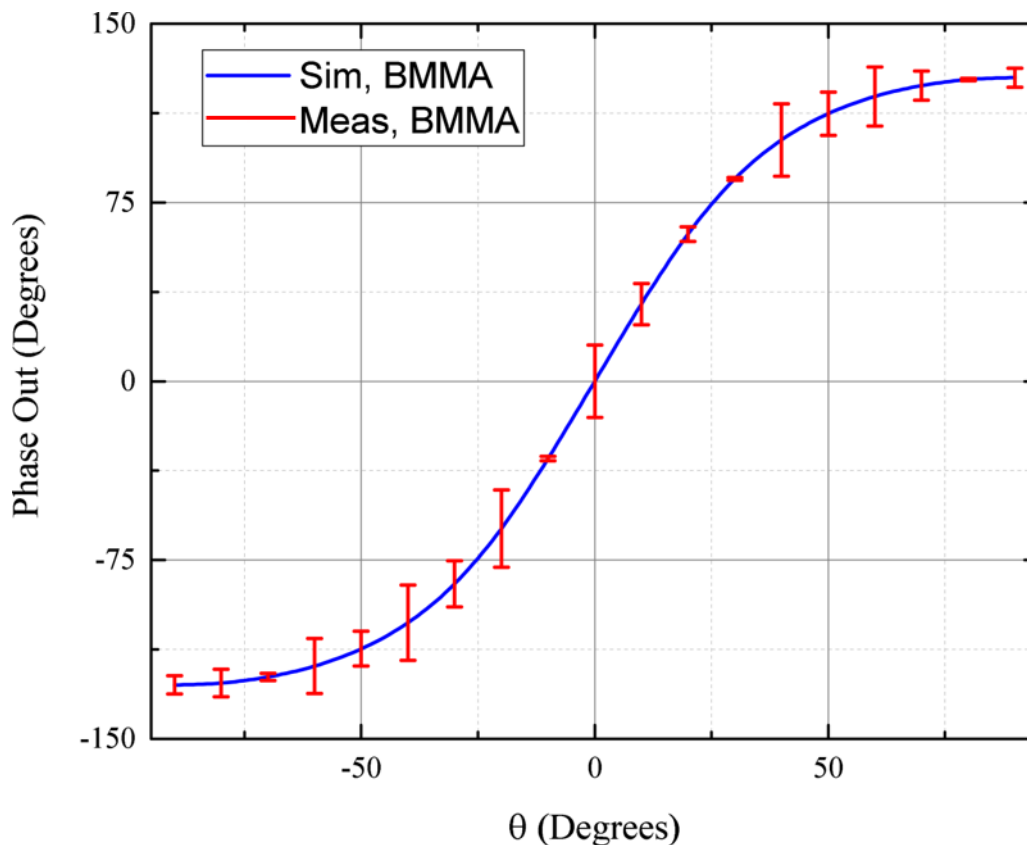


Fig. 4.12 波源判定相位差實驗誤差線與模擬比較

Chapter 5 多重訊號分類演算法(MUSIC)



在本研究中，利用多重訊號分類演算法 (Multiple Signal Classification, MUSIC) 做為驗證實驗結果是否能正確判定波源角度的演算法，多重訊號分類演算法是一種利用天線陣列對於不同波源方向所產生之相位差，將接收訊號以訊號子空間與雜訊子空間表示，結合主要成分分析法 (Principal Component Analysis)，對共變數矩陣做特徵值分解，再利用得到的特徵值，得知在此空間中的訊號源數量，再利用所對應到的特徵向量，將訊號空間分為訊號子空間與雜訊子空間，最後利用訊號子空間和雜訊子空間正交的特性推導出 MUSIC 頻譜。

有鑒於此，MUSIC 演算法可以在同一空間中判別出多個波源方向，也可以在同一個時間中得知波源數量，是一個很典型的波源判定演算法，但如果波源彼此無相位差也就是同調訊號 (coherent) 或者是訊號間彼此具有相關性 (correlated) 則會增加判定角度誤判率。

5.1 訊號介紹

在描述一個訊號源通道時，通常以頻寬 (Bandwidth) 來指能夠有效通過該通道訊號的最大頻率寬度。如果一訊號源可以被清楚的分辨為某一特定頻率，則稱此訊號源為窄頻訊號源 (narrowband signal source)；而一訊號源為某一特定頻帶區間所組成，則我們可以稱之為寬頻訊號源 (broadband/wideband signal source)，在本論文所提及的實驗中使用的為一單頻窄頻訊號。而訊號源與接收天線之間的距離可以由操作頻率與天線尺寸以遠場距離 $2D^2/\lambda$ (D 為天線尺寸、 λ 為波長) 依據分為遠場 (far-field) 與近場 (near-field) (Fig. 1.1)，在近場內所接收到的訊號為球面

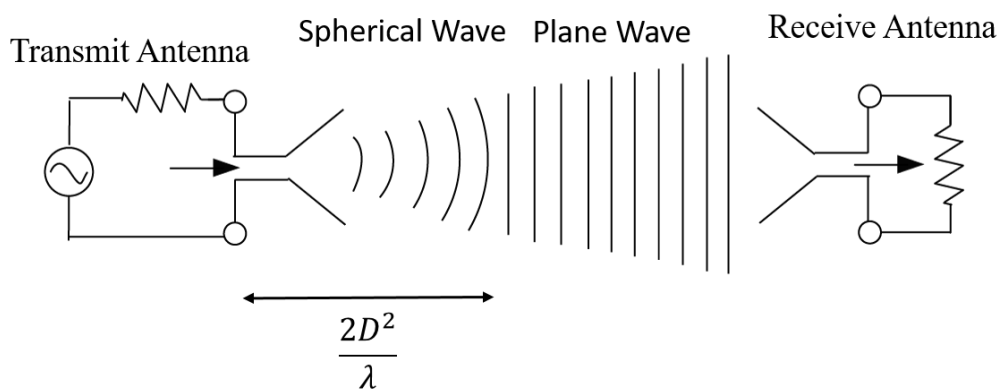


Fig. 5.1 天線遠近場示意圖

波的型式，而在遠場外則為平面波，實驗中使用的 346.2MHz 遠場距離為 0.87m，而我們所使用的是 2m，為遠場平面波接收。除此之外，接收天線與訊號源天線的場型也會因遠場與近場而有所不同，在近場內會受到許多包含天線尺寸等影響，實際的幅射場型並不明顯，必須要在遠場外幅射場型才為天線本身所設計的場型，而場型也會在不同接收角度上影響接收功率。

不同訊號之間，可以依照其相關性分為不相關 (uncorrelated)、部分相關 (partially correlated)、完全相關 (completely coherent)，一般來說，雜訊和本實驗使用訊號產生器所產生的訊號不相關，所以在訊號的處理上，也做了這假設。

5.2 天線陣列模型

在訊號源為平面波的假設下，利用不同天線陣列所接收到的相位差構成導引矩陣，而 MUSIC 演算法再藉由導引向量去找出訊號源的主要成分，判別出波源的入射角度，而天線排列方式可以依照不同的間距與位置分為均勻線性陣列 (Uniform Linear Array)、非均勻線性陣列 (non-uniform Array)、平面陣列 (Planar Array)，不同的陣列有不同的接收頻域、頻寬和維度等的特性。

5.2.1 均勻線性陣列 (Uniform Linear Array)

此種陣列天線 (Fig. 5.2) 是最直觀也是最為常見的排列方式，天線間距彼此相同，在實現上最為容易。然而，天線間距和頻率有關，天線頻率越低所需要的間距也就需要越大，如果間距過短會使相位差過小，使判斷上會有所誤差。除此之外，間距相同也就限制其操作頻寬較窄，比較適合窄頻訊號，因此為了提高頻寬也就提出了後續的非均勻線性陣列以改善。本實驗使用的就是此陣列天線，並藉由匹配電路放大相位差以改善縮短間距所產生相位差過小的問題，其導引矩陣為 (5.1)。

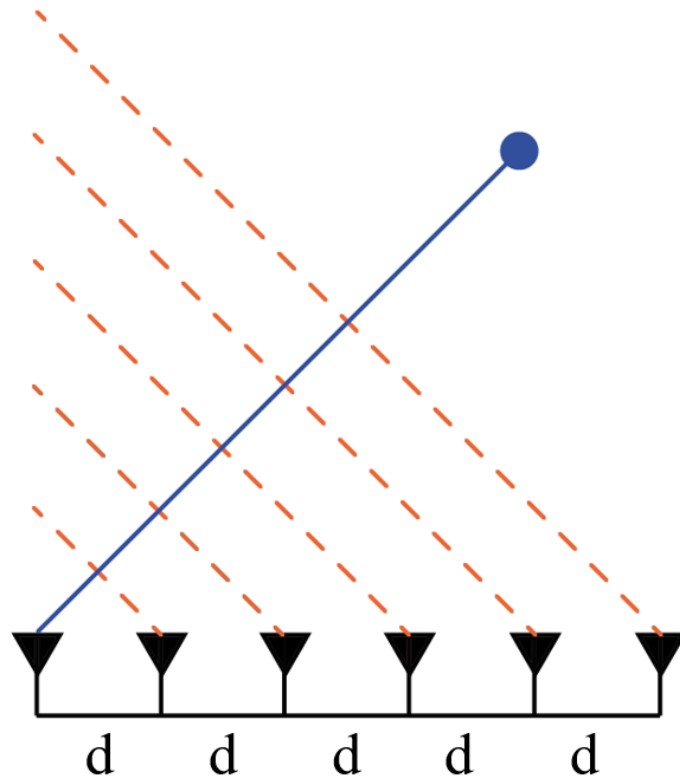


Fig. 5.2 均匀线性阵列

$$a(\theta) = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{jk_c d \sin \theta} \\ \vdots \\ e^{jk_c (M-1) d \sin \theta} \end{bmatrix} \quad (5.1)$$



5.2.2 非均勻線性陣列 (non-uniform Array)

和均勻線性陣列不同的是其天線間距並不相同(Fig. 5.3)，目的就是為了要增加可以量測到的頻寬，在相同的天線數量下能有更寬的頻寬，但在解析度上就會較低，其導引矩陣為(5.2)。

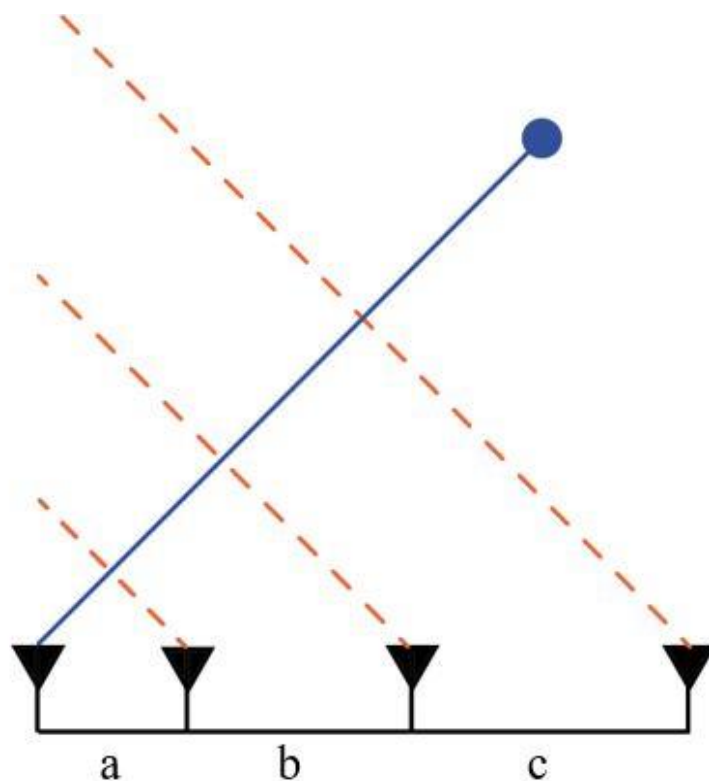
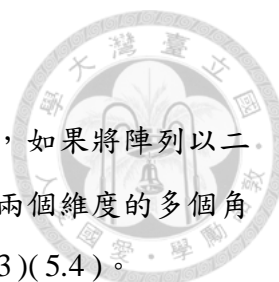


Fig. 5.3 非均勻線性陣列

$$a(\theta) = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{jk_c d_1 \sin \theta} \\ \vdots \\ e^{jk_c \sum_i d_i \sin \theta} \end{bmatrix} \quad (5.2)$$



5.2.3 平面陣列 (Planar Array)

在前面所提及的陣列天線排列方式都只能判定一維的方向，如果將陣列以二維的方式以平面或是環形的方式排列(Fig. 5.4)，則可以同時得到兩個維度的多個角度資訊，在環境雜訊抑制上也有不錯的效果，其導引矩陣為(5.3)(5.4)。

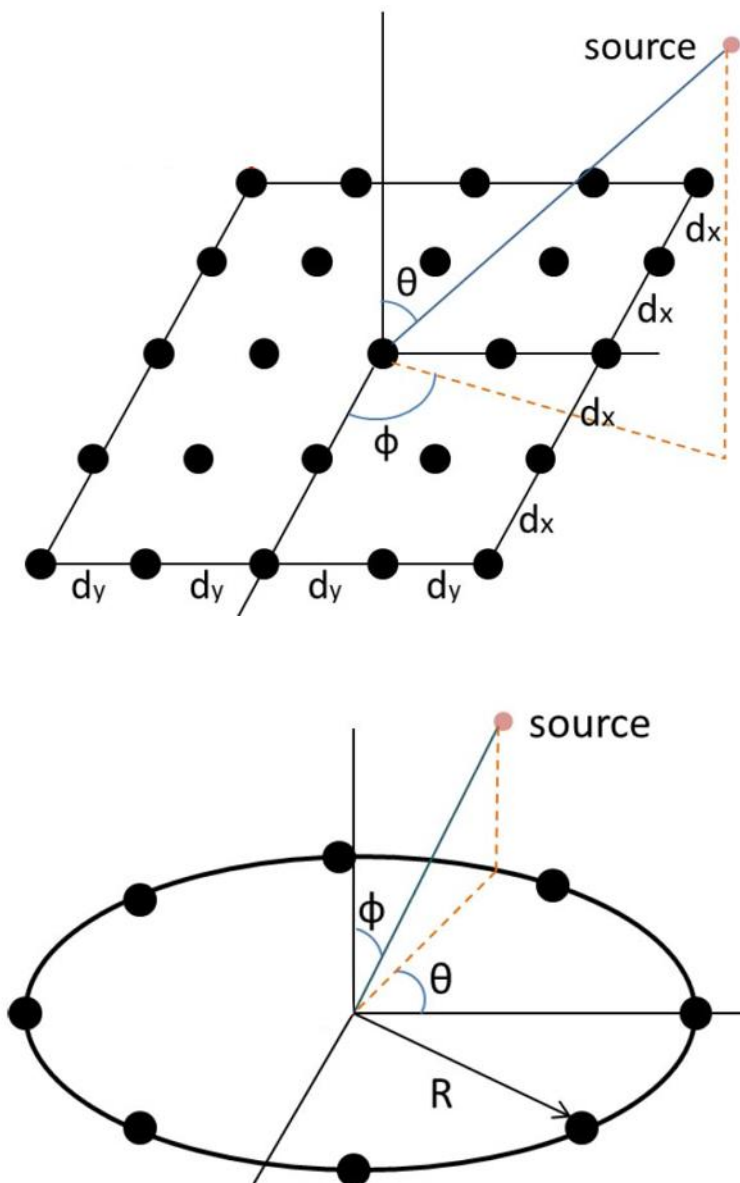


Fig. 5.4 平面陣列 [91]



$$a(\theta) = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{jk_c d_x \sin \theta \sin \phi} \\ \vdots \\ e^{jk_c (M-1) d_x \sin \theta \sin \phi} \\ e^{jk_c d_y \sin \theta \cos \phi} \\ e^{jk_c d_x \sin \theta \cos \phi} e^{jk_c d_y \sin \theta \cos \phi} \\ \vdots \\ e^{jk_c (M-1) d_x \sin \theta \sin \phi} e^{jk_c (N-1) d_y \sin \theta \cos \phi} \end{bmatrix} \quad (5.3)$$

$$a(\theta) = \begin{bmatrix} e^{jk_c R \sin \phi \cos \theta} \\ e^{jk_c R \sin \phi \cos(\theta - \frac{2\pi}{M})} \\ \vdots \\ e^{jk_c R \sin \phi \cos(\theta - \frac{2(M-1)\pi}{M})} \end{bmatrix} \quad (5.4)$$

5.3 MUSIC 理論

首先，先設定天線接收模型，假設在此模型中有 M 個接收天線與 D 個波源來源，於(Fig. 5.5)。

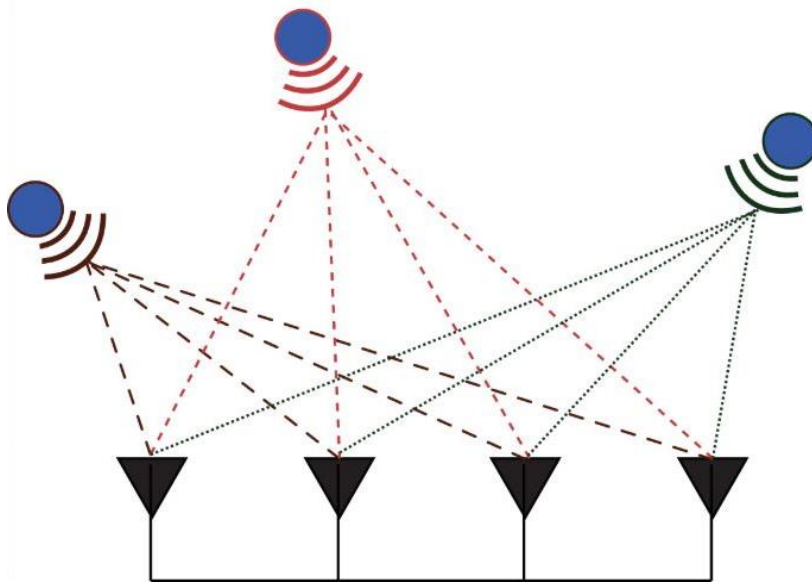


Fig. 5.5 天線接收模型



將接收訊號頻域表示式列於下，假設雜訊為高斯雜訊，和訊號無相關性，若將此式改為矩陣的型式，可以得到(5.6)，為演算法的接收資料模型。

$$x_m(w,t) = \sum_D a_m(w, \theta_D) s_m(w,t) + n(w,t) \quad (5.5)$$

($x_m(w,t)$ 為接收到的訊號頻譜、 $a_k(w, \theta_D)$ 為天線陣列的導引矩陣、 $s_m(w,t)$ 為波源訊號、 $n(w,t)$ 為雜訊)

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_M \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1(\theta_1) & a_1(\theta_2) & \cdots & a_1(\theta_D) \\ a_2(\theta_1) & a_2(\theta_2) & \cdots & a_2(\theta_D) \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ a_M(\theta_1) & a_M(\theta_2) & \cdots & a_M(\theta_D) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ \vdots \\ S_D \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} N_1 \\ N_2 \\ \vdots \\ N_M \end{bmatrix} \quad (5.6)$$

$$X=AS+N$$

接著，以主要分析法的概念使用共變數矩陣 (covariance matrix) 對接收到的訊號 X 做自協方差 (autocovariance) (5.7)，其中因為入射訊號與雜訊不相關

(uncorrelated)，所以 $E[ASN^H + NS^H A^H]$ 為 0：

$$\begin{aligned} R_{XX} &= E[XX^H] = E[(AS + N)(AS + N)^H] = E[(AS + N)(S^H A^H + N^H)] \\ &= E[ASS^H A^H + ASN^H + NS^H A^H + NN^H] = E[ASS^H A^H] + E[ASN^H + NS^H A^H] + E[NN^H] \\ &= AR_{SS} A^H + E[NN^H] \end{aligned} \quad (5.7)$$

接著，假設所接收到的雜訊彼此不相關，將雜訊相 $E[NN^H]$ 視為常數 λ 與某對稱矩陣 S_0 的乘積，列於(5.8)：

$$R_{XX} = AR_{SS} A^H + \lambda S_0 \quad (5.8)$$

在演算法中假設入射訊號 D 數量小於接收天線數量 M ，則可以得到秩 (rank) 端關係式(5.9)，從秩的關係式可以得知 $AR_{SS} A^H$ 為奇異矩陣 (singular matrix) 行列式為零，

$$\text{Rank}(AR_{SS} A^H) \leq D < M \quad (5.9)$$

將此關係代入上式，並取行列式得：

$$|AR_{SS} A^H| = |R_{XX} - \lambda S_0| = 0 \quad (5.10)$$

由(5.10)可以發現 λ 為 R_{XX} 的特徵值；而從導引矩陣中可以知道 A 必為滿秩矩陣 (full rank)，從訊號源可以得知 R_{SS} 必為正定矩陣，因此 $AR_{SS} A^H$ 為半正定矩陣



(positive-definite matrix)，在 $AR_{SS}A^H$ 為半正定矩陣的前提下 λ 必須為 R_{XX} 的最小特徵值 λ_{\min} 否則其相減後行列式將小於零，和 $AR_{SS}A^H$ 為半正定矩陣的假設相悖。

接著假設雜訊為白雜訊 (white noise)，雜訊向量 N 平均值為零，變異數為 σ_n^2 ，可以得知(5.11)：

$$\lambda_{\min} S_0 = \sigma_n^2 I \tag{5.11}$$

接著，將(5.11)帶入(5.8)得(5.12)：

$$R_{XX} = AR_{SS}A^H + \sigma_n^2 I \tag{5.12}$$

$$(5.13)$$

由特徵關係式中可以知道，利用 $AR_{SS}A^H$ 的秩數為 D 和最小特徵值 λ_{\min} 所重複出現的次數 N 可以推導出 $N = M - D$ ，從而得知訊號源的數量 D 。較大特徵值比最小的特徵值要大出好幾個數量級，因此可以直接觀察出 D 。

最後，藉由特徵值的特性(5.14)分辨訊號子空間與雜訊子空間：

$$\lambda_1 > \lambda_2 > \lambda_3 > \dots > \lambda_D > \lambda_{D+1} = \lambda_{D+2} = \dots = \lambda_M \tag{5.14}$$

其中由 λ_1 到 λ_D 所對應的特徵向量展開的子空間為訊號子空間 E_S (signal subspace)，而由 λ_{D+1} 到 λ_K 所對應的特徵向量展開的子空間為雜訊子空間 (noise subspace) E_N (5.15)：

$$E_S = [e_1, e_2, e_3, \dots, e_D]$$

$$E_N = [e_{D+1}, e_{D+2}, e_{D+3}, \dots, e_M]$$

$$(5.15)$$

由於 R_{XX} 為赫米特矩陣 (Hermitian matrix) 因此具有由不同特徵值所對應到的特徵向量會彼此正交的特性，以此特性可以得知訊號子空間與雜訊子空間會相互正交，得到(5.16)，其中 $i = M + 1, M + 2, \dots, K$

$$(AR_{SS}A^H + \sigma_n^2)e_i = \sigma_n^2 e_i$$

$$AR_{SS}A^H e_i = 0$$

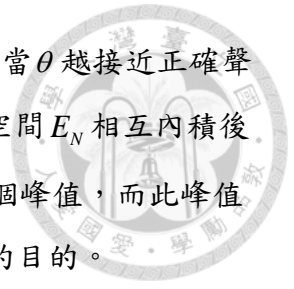
$$(5.16)$$

因為 A 為滿秩矩陣且 R_{SS} 為正定矩陣，因此 $A^H e_i = 0 (i = M + 1, M + 2, \dots, K)$ 。

最後定義 MUSIC 頻譜為(5.17)

$$P_{MUSIC} = \frac{1}{A(\theta)^H E_N E_N^H A(\theta)} \tag{5.17}$$

在 MUSIC 的頻譜上利用訊號子空間和雜訊子空間正交的原理，當 θ 越接近正確聲源角度時， $A(\theta)$ 落在訊號子空間的比例會越大，因此和雜訊子空間 E_N 相互內積後的結果會趨近於零，將此內積後值倒數後會在該角度形成一個峰值，而此峰值所對應到的 θ 角則為波源的入射方向，藉此達到判定波源方向的目的。



Chapter 6 結果與討論



6.1 MUSIC 演算法驗證與討論

MUSIC 演算法中對於輸出訊號的公式為(6.1)：

$$X=AS+N \quad (6.1)$$

(X 是接收到的訊號頻譜、A 是陣列的導引向量、S 入射訊號、N 是雜訊)

本實驗的天線陣列為均勻線性陣列(Uniform Linear Array), A 導引向量的值為(6.2)

相位差為(6.3)：

$$a(\theta) = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{jk_c d \sin \theta} \\ \vdots \\ e^{jk_c (M-1)d \sin \theta} \end{bmatrix} \quad (6.2)$$

$$\Delta\varphi_{out} = k_c d \sin \theta \quad (6.3)$$

在波源判定系統中，相同天線陣列排列方式與相同接收天線數量的情況下，降低間隔 d 會使 $k_c d \sin \theta$ 下降而誤差增加，但如果能利用匹配電路所產生的相位放大效果提升整體的 $k_c d \sin \theta$ 使導引向量的大小更接近在 $d = 1/2\lambda$ 情況下的數值，再加上 MUSIC 頻譜只有在越接近訊號源角度也就是和雜訊子空間正交時內積為零，其頻譜在非正確波源角度時分母 $A(\theta)^H E_N E_N^H A(\theta)$ 將比無匹配電路有更大的數值，倒數後非正確判定角的值也就越小，在頻譜判斷上有更高的準確度與抗雜訊能力。

最後，將具有匹配電路的波源判定系統和無匹配電路的天線陣列以 MUSIC 演算法進行波源角度判定，得到 MUSIC 頻譜(Fig. 6.1)。利用 MUSIC 頻譜的最高波峰判定波源的入射角度，將實驗所判得的角度和實際角度比較得(Fig. 6.2)

從 MUSIC 頻譜可以發現，具有匹配電路的 MUSIC 頻譜在正確波源方向有明顯的峰值，誤差範圍小；而不具匹配電路的 MUSIC 頻譜在錯誤波源方向也有較大的峰值，誤差範圍也較大，對於波源判定上會有誤判的情況產生，除此之外，當處在相同雜訊比的環境下利用 BMMA 所得的 MUSIC 頻譜具有更好的抗雜訊效果。

隨著輸出端相位差的放大能使波源判定上有著更好的準確度與抗雜訊能力，而利用額外的匹配電路縮小陣列天線間距的方法也有陸續的研究產生，將本研究所達到的縮小尺寸和相關研究的縮小尺寸相比得(Table 3)。

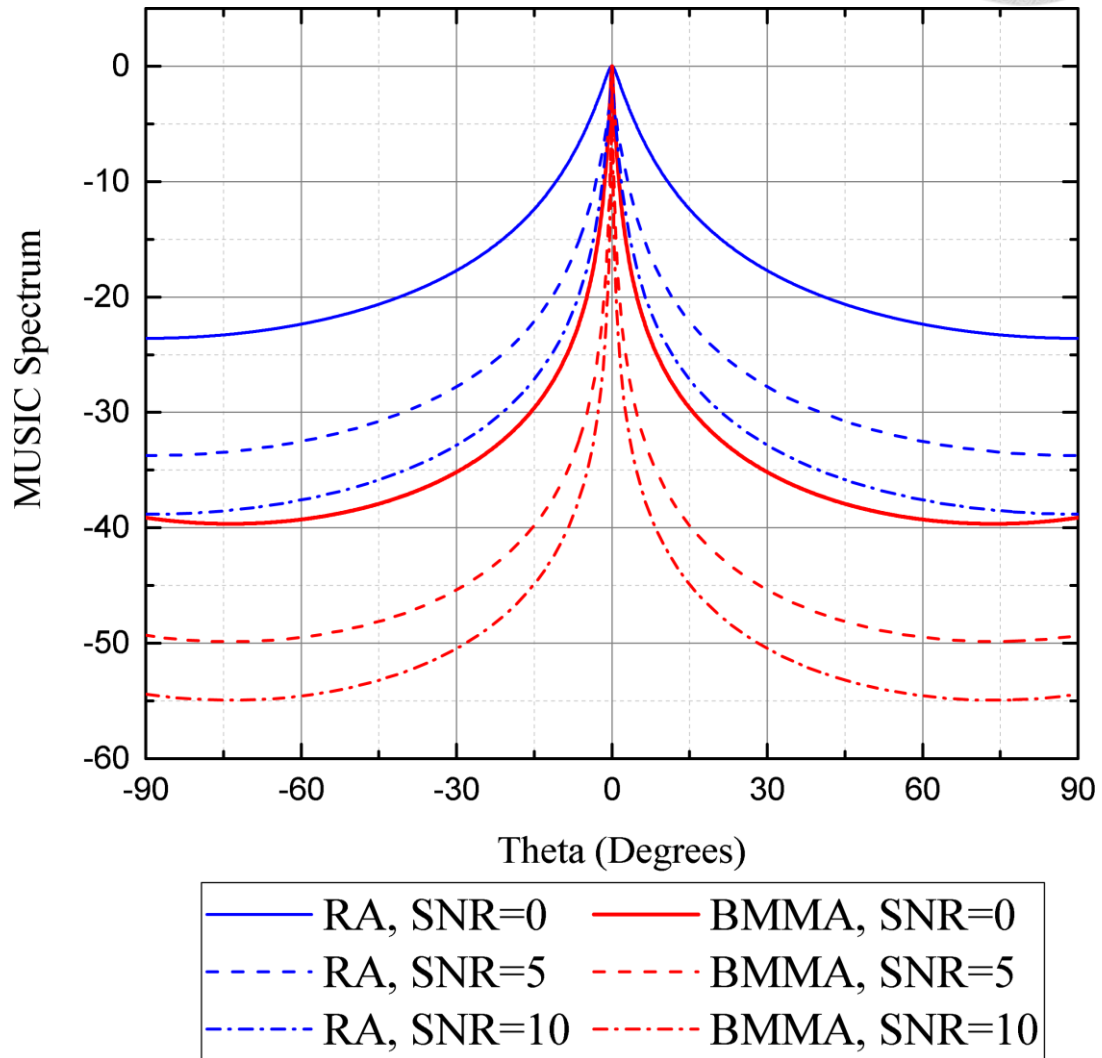


Fig. 6.1 不同 SNR 的 MUSIC 頻譜

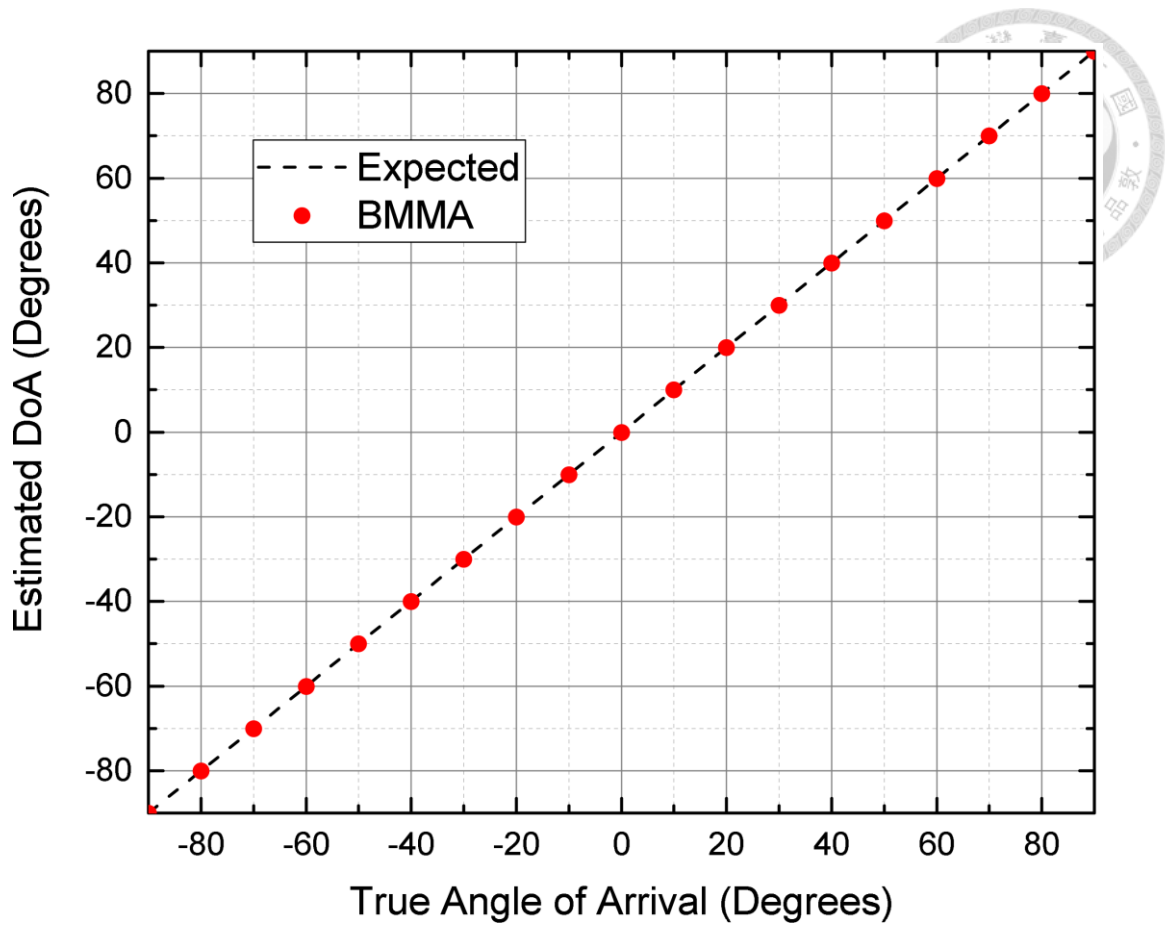


Fig. 6.2 實際入射角與判定角度比較

Table 3 使用額外電路增加相位差研究比較表

Author	Design	Frequency	Detecting method	Distance
Xu[92]	RLC	2000Hz	*IID	0.4λ
Masoumi [12]	Transformer	600MHz	#ITD	0.05λ
Masoumi [93]	Improve Architecture	600MHz	ITD	0.05λ
Masoumi [20]	Non-foster	600MHz	ITD	0.05λ
Masoumi [23]	Symmetric	475~525MHz	ITD	0.05λ
Nikkhah [11]	Three element	600MHz	ITD	0.05λ
Nikkhah[55]	Tunable	580~700MHz	ITD	0.06λ
Nikkhah[15]	Non-foster	370~540MHz	ITD	0.1λ
Zang[26]	Analytic Synthesis	625MHz	ITD	0.05λ
In this thesis	Analytic Synthesis	346.2MHz	ITD	0.05λ

(*interaural intensity difference, #interaural time difference)



6.1 PPLN 天線與微型化天線討論與比較

由於天線的頻寬和輻射效率會隨著整體尺寸的縮小而下降，因此在設計微型化天線的過程中必須在兩者之間有所取捨。Chu 和 Wheeler[94]為此提出了在達成天線微型化下最低品質因子與最高輻射效率的限制，也就是 Chu's Limit，在這個限制下可以預期到天線微型化技術的發展上限，後續的微型化研究也以 Chu's Limit 為目標邁進。

而近幾年內，對於趨近 Chu's Limit 的研究[95]–[99]已經逐漸發展至 $ka < 0.1$ (k 為波數 $2\pi/\lambda$ 、 a 為可完整包覆天線之最小球體半徑)，在此天線尺寸下激發電磁波的共振模態機制也不再侷限於金屬結構天線。其中，BAW (Bulk Acoustic Wave) [100]天線利用多鐵性材料控制電壓使壓電材料產生應變，而應變使磁致材料產生時變磁場變化傳至空氣中造成輻射；NEMS (Nanoelectromechanical System) [82]天線透過磁/壓電異質結構的磁電耦合機制，使電磁波與機械波耦合製造奈米共振器 (Nanoplate resonator, NPR) 以磁場激發時變電流而產生輻射，這些利用壓電材料與磁致材料特性所製的天線為近年的發展方向。將 PPLN 天線與其他微型化天線在 Chu's Limit 的曲線下進行比較(Fig. 6.3)(Table 4)，本研究中 PPLN 的尺寸與量測到的頻寬與輻射效率所對應到和 Chu's Limit 的相對位置已相當接近，要如何降低 PPLN 的品質因子並提升輻射效率是未來的研究目標。

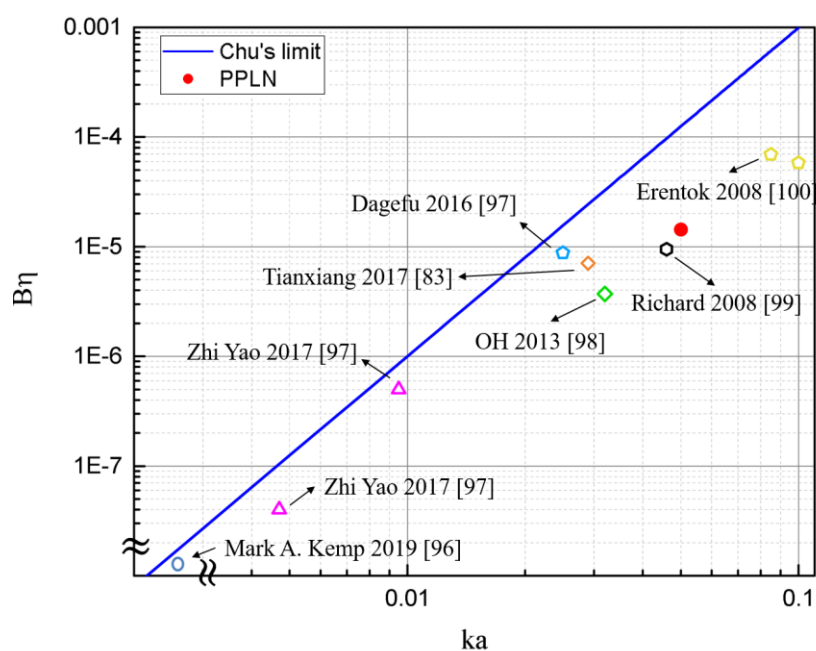


Fig. 6.3 各類小天線與 PPLN 基於 Chu's limit 比較

Table 4 各類小天線與 PPLN 輻射頻率與 Chu's limit 係數比較

Author	Design	Frequency	ka	$B\eta$
Erentok	Metamaterial	306.9 MHz	0.1	5.81E-5
Erentok	Metamaterial	309.56 MHz	0.085	6.93E-5
Richard	Metamaterial	610.78 MHz	0.047	8.57E-5
OH	Topology of monopole	23 MHz	0.032	3.7E-6
Tianxiang	NEMS	2.53 GHz	0.029	7.07E-6
Dagefu	Fold dipole	40 MHz	0.025	8.75E-6
Zhi Yao	BAW	1.25 GHz	0.0095	5.0E-7
Zhi Yao	BAW	1.15 GHz	0.0047	4.0E-8
*Mark A. Kemp	Piezoelectric resonator	7 Hz	0.000075	3.6E-12
In this thesis	PPLN	346.2 MHz	0.05	5.84E-5

*無實際量測只有推估數值



6.2 結論

根據研究中對於 PPLN 微型化極子天線與波源判定匹配電路的研究，可得到幾點結論如下：


1. PPLN 在縮小整體尺寸的情況下，經由遠場與天線場型的量測，得知其仍能保有一定的輻射效率以進行電磁波的接收與發射。
2. 當 PPLN 尺寸縮小而極化週期數減少下，其遠場輻射場型會由大尺寸時的偶極天線場型轉變為全向性天線場型。
3. PPLN 極子天線在 Chu limit 的限制曲線下能降低 ka 至 0.1 以下，相較於部分種類的微型化天線有更好的品質因子與頻寬的表現。
4. 藉由 BMMA 匹配電路能使輸出端的兩埠訊號輸出相位差有效放大。
5. 利用 BMMA 匹配電路能縮短波源判定陣列天線間距至 0.05λ ，再利用 PPLN 微型化天線而能有較低的操作頻率與更小的裝置尺寸。

6.3 未來展望

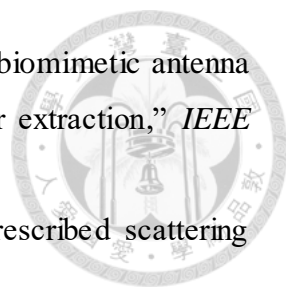
PPLN 壓電極子天線在微型化天線的研究上提供了另一種新型態激發電磁波的機制，在往更低頻的研究中能利用共振頻取決於極化間隔而非整體尺寸的特性，有效的縮小整體尺寸。然而，共振頻率降低就意味著需要較大的極化週期間距，在相同的晶片尺寸下極化週期總數減少而效率下降，要如何以更有效的方式激發出電磁場增加輻射效率，或是在後端進行阻抗匹配降低反射功率等都是能有效改善 PPLN 極子天線方式。

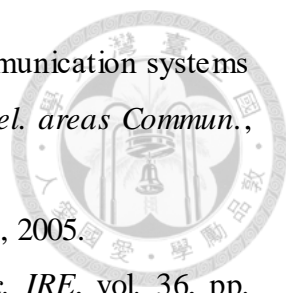
在波源判定上本研究受限於均勻天線陣列的排列方式，而操作頻寬較小且只能所量測到一維的波源方向資訊，如何將 BMMA 相位匹配電路的概念應用在非均勻或是平面的天線陣列上，將能使此研究在判定波源上有更廣泛的應用。

REFERENCE

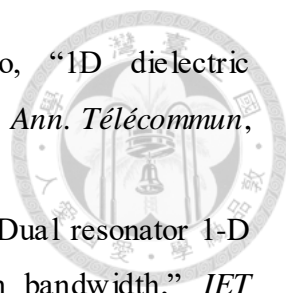
- 
- [1] J. Weber, C. Volmer, K. Blau, R. Stephan, and M. A. Hein, "Miniaturized antenna arrays using decoupling networks with realistic elements," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, no. 6, pp. 2733–2740, 2006.
- [2] C. Volmer, J. Weber, R. Stephan, K. Blau, and M. A. Hein, "An eigen-analysis of compact antenna arrays and its application to port decoupling," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 56, no. 2, pp. 360–370, 2008.
- [3] C. Volmer, M. Şengü, J. Weber, R. Stephan, and M. A. Hein, "Broadband decoupling and matching of a superdirective two-port antenna array," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 7, pp. 613–616, 2008.
- [4] M. R. Nikkhah, M. A. Panahi, H. Luyen, H. Bahrami, and N. Behdad, "Capacity-enhancement in MIMO systems using biomimetic electrically small antenna arrays," *IET Microwaves, Antennas Propag.*, vol. 12, no. 13, pp. 2001–2006, 2018.
- [5] K. F. Warnick, S. Member, and M. A. Jensen, "Optimal noise matching for mutually coupled arrays," *Science (80-.)*, vol. 55, no. 6, pp. 1726–1731, 2007.
- [6] D. Nie, B. M. Hochwald, and E. Stauffer, "Systematic design of large-scale multiport decoupling networks," *IEEE Trans. Circuits Syst. I Regul. Pap.*, vol. 61, no. 7, pp. 2172–2181, 2014.
- [7] E. G. Turitsyna and S. Webb, "Simple design of FBG-based VSB filters for ultra-dense WDM transmission electronics letters," *Electron. Lett.*, vol. 41, no. 2, pp. 40–41, 2005.
- [8] K. C. Lin, C. H. Wu, C. H. Lai, and T. G. Ma, "Novel dual-band decoupling network for two-element closely spaced array using synthesized microstrip lines," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, no. 11, pp. 5118–5128, 2012.
- [9] J. C. Coetzee and Y. Yu, "Port decoupling for small arrays by means of an eigenmode feed network," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 56, no. 6, pp. 1587–1593, 2008.
- [10] Y. Erhel, D. Lemur, L. Bertel, and F. Marie, "HF radio direction finding operating on a heterogeneous array: principles and experimental validation," *Radio Sci.*, vol. 39, no. 1, p. n/a-n/a, 2004.
- [11] S. Hwang, S. Burintramart, T. K. Sarkar, and S. R. Best, "Direction of arrival (DOA) estimation using electrically small tuned dipole antennas," *IEEE Trans.*

- Antennas Propag.*, vol. 54, no. 11, pp. 3292–3301, 2006.
- [12] A. R. Masoumi, Y. Yusuf, and N. Behdad, “Biomimetic antenna arrays based on the directional hearing mechanism of the parasitoid fly *ormia ochracea*,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, no. 5, pp. 2500–2510, 2013.
- [13] N. Behdad, M. A. Al-Joumayly, and M. Li, “Biologically inspired electrically small antenna arrays with enhanced directional sensitivity,” *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 10, pp. 361–364, 2011.
- [14] P. Grüner, T. Chaloun, and C. Waldschmidt, “A generalized model for two-element biomimetic antenna arrays,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 67, no. 3, pp. 1630–1639, 2019.
- [15] A. M. Elfrgani and R. G. Rojas, “Biomimetic antenna array using non-foster network to enhance directional sensitivity over broad frequency band,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 64, no. 10, pp. 4297–4305, 2016.
- [16] P. Grüner, T. Chaloun, and C. Waldschmidt, “Towards a mm-wave planar biomimetic antenna array with enhanced phase sensitivity,” *2016 10th Eur. Conf. Antennas Propagation, EuCAP 2016*, 2016.
- [17] N. Behdad, M. Al-Joumayly, and M. Li, “Biomimetic electrically small antennas,” *Electron. Lett.*, vol. 46, no. 25, pp. 1650–1651, 2010.
- [18] “軍用雷達通訊網路 JUIMG.COM.” [Online]. Available: http://www.juimg.com/tupian/201607/tongxunkeji_905109.html. [Accessed: 06-May-2020].
- [19] “Chinese Navy’s Type 052C/D Guided Missile Destroyers Construction Guide | Global Military Review,” 2013. [Online]. Available: <http://globalmilitaryreview.blogspot.com/2013/07/chinese-navys-type-052cd-guided-missile.html>. [Accessed: 06-May-2020].
- [20] A. R. Masoumi and N. Behdad, “Non-foster techniques for designing broadband electrically-small antennas and biomimetic antenna arrays,” *2014 Usn. Radio Sci. Meet. (Joint with AP-S Symp. Usn. 2014 - Proc.)*, p. 28, 2014.
- [21] T. Rowe and T. Shih, “Power-handling capabilities of non-foster networks,” *IEEE Antennas Propag. Mag.*, no. June, 2018.
- [22] T. Shih and N. Behdad, “Wideband , non-foster impedance matching of electrically small transmitting antennas,” *IEEE*, vol. 66, no. 11, pp. 5687–5697, 2018.

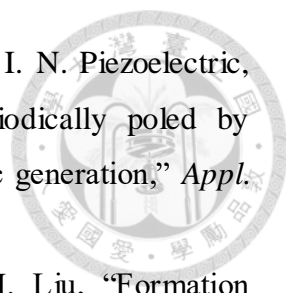
- 
- [23] A. R. Masoumi, K. Ghaemi, and N. Behdad, "A two-element biomimetic antenna array with enhanced angular resolution and optimized power extraction," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 63, no. 3, pp. 1059–1066, 2015.
- [24] O. N. Circuit, "Direct single frequency synthesis from a prescribed scattering matrix," *IEEE*, no. 4, pp. 340–344, 1955.
- [25] A. Kummert, "Synthesis of two-dimensional lossless m-Ports with prescribed scattering matrix," *Circuits, Syst. Signal Process.*, vol. 8, no. 1, pp. 97–119, 1989.
- [26] Y. Zang, H. Luyen, H. R. Bahrami, and N. Behdad, "An analytic synthesis method for two-element biomimetic antenna arrays," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 68, no. 4, pp. 2797–2809, 2020.
- [27] C. Theory, R. Ma, S. Member, T. Shih, R. Lian, and S. Member, "Design of bandwidth-enhanced platform-mounted electrically small VHF antennas using the characteristic-mode theory," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 17, no. 12, pp. 2384–2388, 2018.
- [28] T. Shih and N. Behdad, "Design of vehicle-mounted , compact VHF antennas using characteristic mode theory," *Eur. Conf. Antennas Propag.*, pp. 1765–1768, 2017.
- [29] H. A. Wheelert, "Fundamental limitations of small antennas," *Proc. IRE*, pp. 1479–1484, 1947.
- [30] M. N. Abdallah, W. Dyab, and T. K. Sarkar, "Electrically small antennas design challenges," *2015 IEEE Int. Symp. Antennas Propag. Usn. Natl. Radio Sci. Meet.*, pp. 768–769, 2015.
- [31] D. F. Sievenpiper *et al.*, "Experimental validation of performance limits and design guidelines for small antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, no. 1, pp. 8–19, 2012.
- [32] A. You, M. A. Y. Be, and I. In, "Physical limitations of omni- directional antennas," *J. Appl. Phys.*, vol. 1163, no. May 1948, 2017.
- [33] R. F. Harrington, "Effect of antenna size on gain , bandwidth , and efficiency," *J. Res. Nat. Bur. Stand*, vol. 64, no. 1, 1960.
- [34] J. S. Mclean, "A re-examination of the fundamental limits on the radiation Q of electrically small antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 44, no. 5, pp. 3–7, 1996.

- 
- [35] A. Laourine and M. Alouini, "On the capacity of radio communication systems with diversity in a, rayleigh fading environment," *IEEE J. Sel. areas Commun.*, vol. 7, no. 7, pp. 2441–2445, 2008.
- [36] H. Security, "The history of RFID," *IEEE potentials*, pp. 8–11, 2005.
- [37] H. Stockmant, "Communication by Reflected Power," *Proc. IRE*, vol. 36, pp. 1196–1204, 1948.
- [38] C. A. Balanis, "Antenna theory analysis and design," *WIEY Intersci.*, 2016.
- [39] M. A. Technology, "Microstrip antenna technology," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, no. 1, pp. 2–24, 1981.
- [40] S. Chen, H. Chou, and Y. Chiu, "A size-reduced microstrip antenna for the applications of GPS signal reception," *2007 IEEE Antennas Propag. Soc. Int. Symp. IEEE*, vol. 1, pp. 5443–5446, 2007.
- [41] Y. Zhou, C. Chen, and J. L. Volakis, "A compact 4-element dual-band GPS array," *2009 IEEE Antennas Propag. Soc. Int. Symp.*, pp. 30–33, 2009.
- [42] J. P. Gianviffwb and Y. Rahmat-samii, "Fractal antennas: a novel antenna miniaturization technique , and applications," *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 44, no. 1, 2002.
- [43] D. H. Werner and S. Gangul, "An overview' of fractal antenna engineering research," *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 45, no. I, 2003.
- [44] S. R. Best and J. D. Morrow, "The effectiveness of space-filling fractal geometry in lowering resonant frequency," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 1, pp. 112–115, 2002.
- [45] T. Endo, Y. Sunahara, S. Satoh, and T. Katagi, "Resonant frequency and radiation efficiency of meander line antennas," *Electron. Commun. Japan (Part II Electron.)*, vol. 83, no. 12, pp. 52–58, 2000.
- [46] Z. D. Antenna, "Shortening ratios of modified dipole antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, no. 4, pp. 385–386, 1984.
- [47] J. Anguera, J. Jayasinghe, and V. V. S. S. Chakravarthy, "Fractal antennas : an historical perspective," *Fractal Fract*, vol. i, pp. 1–26, 2020.
- [48] E. H. Lim and K. W. Leung, "Transparent dielectric resonator antennas for optical applications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, no. 4, pp. 1054–1059, 2010.
- [49] G. B. Gentili *et al.*, "Antennas with magneto-dielectrics," *Microw. Opt. Technol.*

- Lett.*, vol. 26, no. 2, pp. 75–78, 2000.
- [50] Y. Pan, K. W. Leung, S. Member, and A. Abstract, “Wideband circularly polarized trapezoidal dielectric resonator antenna,” *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 9, pp. 588–591, 2010.
- [51] M. T. Lee, K. M. Luk, K. W. Leung, and M. K. Leung, “A small dielectric resonator antenna,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 50, no. 10, pp. 2000–2002, 2002.
- [52] R. B. Green *et al.*, “Optically transparent antennas and filters,” *IEEE Antennas Propag. Mag.*, no. June, pp. 37–47, 2019.
- [53] T. Peter, “Optically transparent UWB antenna for wireless application & energy harvesting,” *2012. PhD Thesis. Brunel Univ. Sch. Eng. Des. PhD Theses*, no. August, 2012.
- [54] J. R. Saberlin and C. Furse, “Challenges with optically transparent patch antennas,” *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 54, no. 3, 2012.
- [55] J. Ko and D. Kim, “A wideband frequency-tunable dipole antenna based on antiresonance characteristics,” *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 16, pp. 3067–3070, 2017.
- [56] P. O. Box and S. Arabia, “Piezoelectric reconfigurable antenna,” *IEEE*, no. November, pp. 10–14, 2013.
- [57] B. H. Cheng, Y. Lan, and D. P. Tsai, “Breaking optical diffraction limitation using optical hybrid-super-hyperlens with radially polarized light,” *Opt. Express*, vol. 21, no. 12, pp. 14898–14906, 2013.
- [58] Z. L. Jie Yao, “Optical negative refraction in bulk metamaterials of nanowires,” *Science.*, vol. 298, no. 0704, pp. 1–2, 2008.
- [59] J. B. Pendry, “Negative refraction makes a perfect lens,” *Phys. Rev. Lett.*, vol. 85, no. 18, pp. 0–3, 2000.
- [60] F. Falcone, T. Lopetegui, and M. A. G. Laso, “Novel photonic crystal waveguide in microwave printed-circuit technology,” *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 34, no. 6, pp. 462–466, 2002.
- [61] J. D. Joannopoulos, “Molding the flow of light,” *Mit Phys. Annu.*, pp. 32–43, 2001.
- [62] A. Verma, “EBG structure and its recent advances in microwave antenna,” *IJSRET*, vol. 1, no. 5, pp. 84–90, 2012.

- 
- [63] M. Thevenot, C. Serier, R. Chantalat, and B. Jecko, “1D dielectric electromagnetic band gap (EBG) resonator antenna design,” *Ann. Télécommun.*, no. 33, pp. 242–260, 2004.
- [64] A. R. Weily, K. P. Esselle, T. S. Bird, and B. C. Sanders, “Dual resonator 1-D EBG antenna with slot array feed for improved radiation bandwidth,” *IET microwaves, antennas Propag.*, no. 1, pp. 198–203, 2007.
- [65] M.El, A. Santana, P. Afonso, A. Zanin, and R. Wernke, “Design of EBG antenna with multi-sources excitation for high directivity applications,” *Procedia Manuf.*, vol. 22, pp. 598–604, 2018.
- [66] A. Figotin and I. Vitebskiy, “Electromagnetic unidirectionality in magnetic photonic crystals,” *Phys. Rev. B*, no. November 2002, 2003.
- [67] A. Figotin and I. Vitebskiy, “Nonreciprocal magnetic photonic crystals,” *Am. Phys. Soc.*, vol. 63, no. May, pp. 1–17, 2001.
- [68] A. Figotin and I. Vitebskiy, “Gigantic transmission band-edge resonance in periodic stacks of anisotropic layers,” *Phys. Rev. E*, no. September, pp. 1–12, 2005.
- [69] X. Zhang, R. Zhu, J. Zhao, Y. Chen, and Y. Zhu, “Phonon-polariton dispersion and the polariton-based photonic band gap in piezoelectric superlattices,” *Phys. Rev. B*, pp. 1–10, 2004.
- [70] C. Huang and Y. Zhu, “Piezoelectric-induced polariton coupling in a superlattice,” *Phys. Rev. Lett.*, vol. 117401, no. March, pp. 1–4, 2005.
- [71] W. Zhang, Z. Liu, and Z. Wang, “Band structures and transmission spectra of piezoelectric superlattices,” *Phys. Rev. B*, no. November 2004, 2005.
- [72] M. Yang, “Characteristic research of polaritons in piezoelectric superlattice,” Department of mechanical engineering college of engineering national taiwan university master thesis, 2008.
- [73] A. Matic and T. Baron, “Periodically poled LiNbO₃ transducer on (YX1)/128° cut for RF applications,” *2017 Jt. Conf. Eur. Freq. Time Forum IEEE Int. Freq. Control Symp.*, pp. 214–217, 2017.
- [74] T. Lin, “Electromagnetic radiation and reception characteristics of piezoelectric polariton,” Department of mechanical engineering college of engineering national taiwan university master thesis, no. June, 2017.
- [75] C. Hsu, “Using the symbiotic property between acoustic and electromagnetic

- wave in piezoelectric superlattice polaritons to develop FM antenna,” Department of mechanical engineering college of engineering national taiwan university master thesis, no. July, 2017.
- [76] S. -H. Li, “EM radiation analysis of piezoelectric superlattice polariton-based UHF antenna,” Department of mechanical engineering college of engineering national taiwan university master thesis, 2018.
- [77] X. Wen, A. Datta, L. M. Traverso, L. Pan, X. Xu, and E. E. Moon, “High throughput optical lithography by scanning a massive array of bowtie aperture antennas at near-field,” *Nat. Publ. Gr.*, no. November, pp. 1–6, 2015.
- [78] J. M. Merlo *et al.*, “Wireless communication system via nanoscale plasmonic antennas,” *Nat. Publ. Gr.*, pp. 1–8, 2016.
- [79] A. Bag, G. Leuchs, P. Banzer, M. Neugebauer, and P. Woz, “Polarization-controlled directional scattering for nanoscopic position sensing,” *Nat. Commun.*, pp. 1–6, 2016.
- [80] M. Rinaldi, Y. Hui, J. S. Gomez-diaz, Z. Qian, and A. Alu, “Plasmonic piezoelectric nanomechanical resonator for spectrally selective infrared sensing,” *Nat. Commun.*, pp. 1–9, 2016.
- [81] P. P. Data, “Electrically tuned resonance circuit using piezo and magnetostrictive materials,” *U.S. Pat.*, vol. 2, no. 12, 2008.
- [82] T. Nan *et al.*, “Acoustically actuated ultra-compact NEMS magnetoelectric antennas,” *Nat. Commun.*, pp. 1–7, 2017.
- [83] L. Persano *et al.*, “High performance piezoelectric devices based on aligned arrays of nanofibers of poly(vinylidene fluoride-co-trifluoroethylene),” *Nat. Commun.*, vol. 4, pp. 1610–1633, 2013.
- [84] X. Jiang and S. Xiao, “Research on new electromagnetic radiation method for antenna miniaturization,” *IEEE*, pp. 6–8, 2019.
- [85] Y. Chou, M. Yang, H. Monitoring, S. Diego, and U. States, “Energy conversion in piezoelectric superlattices,” *Int. Soc. Opt. Photonics*, no. May, 2020.
- [86] Y. Chou, C. Shih, M. Materials, H. Monitoring, S. Diego, and U. States, “Electromagnetic radiation of polaritons in piezoelectric superlattices,” *Proceeding SPIE*, vol. 797820, no. April 2011, 2011.
- [87] B. Linb, “Second harmonic generation in field poled, quasi-phase-matched, bulk LiNbO₃,” *IEEE photonics Technol. Lett.*, pp. 13–15, 1994.

- 
- [88] A. You, M. A. Y. Be, I. In, O. Second, H. Generation, and I. N. Piezoelectric, “First-order quasi-phase matched LiNbO₃ waveguide periodically poled by applying an external field for efficient blue second-harmonic generation,” *Appl. Phys. Lett.*, vol. 435, no. 1993, pp. 1990–1992, 1998.
- [89] X. Kang, L. Liang, W. Song, F. Wang, Y. Sang, and H. Liu, “Formation mechanism and elimination methods for anti-site defects in LiNbO₃/LiTaO₃ crystals,” *CrystEngComm*, vol. 18, no. 42, pp. 8136–8146, 2016.
- [90] J. D. Lewis *et al.*, “Periodically poled lithium niobate: model, fabrication, and nonlinear-optical performance,” *For. Ecol. Manage.*, vol. 44, no. 1, pp. 15–28, 1998.
- [91] R. T. S. S. Localization, “Real-time two-dimensional sound source localization based on the multiple signal classification algorithm,” National Tsinghua University Master Degree Thesis in Electrical Engineering, 2013.
- [92] H. Xu, X. Xu, H. Jia, L. Guan, and M. Bao, “A biomimetic coupled circuit based microphone array for sound source localization,” *J. Acoust. Soc. Am.*, vol. 138, no. 3, pp. EL270–EL275, 2015.
- [93] A. R. Masoumi and N. Behdad, “An improved architecture for two-element biomimetic antenna arrays,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, no. 12, pp. 6224–6228, 2013.
- [94] L. J. Chu, “Physical limitations of omnidirectional antennas,” *J. Appl. Phys.*, vol. 19, pp. 1163–1175, 1948.
- [95] M. A. Kemp *et al.*, “A high Q piezoelectric resonator as a portable VLF transmitter,” *Nat. Commun.*, vol. 10, no. 1, pp. 1–7, 2019.
- [96] J. Choi, F. T. Dagefu, B. M. Sadler, and K. Sarabandi, “Electrically small folded dipole antenna for HF and low-VHF bands,” *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 15, pp. 718–721, 2016.
- [97] J. Oh, J. Choi, F. T. Dagefu, and K. Sarabandi, “Extremely small two-element monopole antenna for HF band applications,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, no. 6, pp. 2991–2999, 2013.
- [98] R. W. Ziolkowski, “An efficient, electrically small antenna designed for VHF and UHF applications,” *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 7, pp. 217–220, 2008.
- [99] A. Erentok and R. W. Ziolkowski, “Metamaterial-inspired efficient electrically

- small antennas,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 56, no. 3, pp. 691–707, 2008.
- [100] Z. Yao and Y. E. Wang, “3D modeling of BAW-based multiferroic antennas,” *2017 IEEE Antennas Propag. Soc. Int. Symp. Proc.*, vol. 2017-Janua, pp. 1125–1126, 2017.

