



逢甲大學學生報告 *ePaper*

以印刷天線子陣列組成龐大陣列之掃描特性的探討  
Scanning Characteristics of Infinite Arrays of  
Printed Antenna Subarrays

David M. Pozar, Fellow. IEEE

作者：張恩獎

系級：電機碩一

學號：M9493600

開課老師：陳志強

課程名稱：天線特論

開課系所：電機碩二

開課學年： 95 學年度 第 2 學期



## 摘 要

本文提出了幾種由印刷天線與微帶線貼片所組成不同架構子陣列之無限大陣列天線的分析與掃描特性之探討；分析方法以將子陣列內與子陣列間元件相互耦合狀況都考慮進去的全波動差法（full-wave moment method）為基礎，而子陣列掃描盲點的影響可藉由應用印刷天線與微帶線貼片所組成二元件子陣列實驗觀察而得，且由實驗結果可知這樣結構的子陣列確實可以達到抑制因為掃描盲點而產生的不匹配；實驗也會探討限制了由子陣列構成的陣列天線實際掃描範圍的主要因素-幅射入閘波瓣能量的多寡。

本文主要探討的子陣列結構如下：

- (1) 一個驅動元件搭配一個寄生元件所組成的雙元件子陣列。
- (2) 由微帶線貼片構成且能產生圓形極化的同步四元件子陣列。
- (3) 由印刷天線構成的七元件六邊形子陣列。

藉由觀察不同結構子陣列所表現的掃描特性，本文會列出有關於阻抗匹配、幅射入閘波瓣的能量、以及軸比的資料；最後，就子陣列整體的掃描特性而言，使用矩形貼片能得到比較理想的掃描特性。

## Abstract[1]

In this paper the analysis and scanning characteristics of several different types of infinite arrays composed of subarrayed printed dipole and microstrip patch elements are presented. The analysis is based on full-wave moment method theory, and includes mutual coupling between elements in the subarray as well as between subarrays. The effect of subarraying on scan blindness is demonstrated for arrays using two-element subarrays of printed dipoles and microstrip patches, and it is found that subarraying can eliminate or reduce mismatch due to scan blindness. Results are also given for the amount of power radiated in grating lobes, which in many cases is found to be the primary factor that limits the practical scan range of subarrayed arrays. This paper also considers the effect of a subarray composed of one driven element and one parasitic element, and the use of a four-element synchronous subarray of microstrip patches to generate circular polarization. Data are given for impedance mismatch, power radiated into grating lobes, and the axial ratio; both square

and rectangular patches are considered, and it is found that rectangular patches give better performance for all characteristics. Finally, results are shown for an infinite array of seven-element hexagonal subarrays of printed dipoles, and it is found that the large spacing between subarrays leads to a limited scan range.



# 目 錄

摘要.....	i
英文摘要.....	ii
目錄.....	iv
圖目錄.....	vi
表目錄.....	viii
第一章 前言.....	1
1.1 研究動機.....	1
1.2 內容概述.....	1
第二章 理論分析.....	4
2.1 理論概述.....	4
2.2 理論推導.....	4
第三章 實驗架構與結果.....	10
3.1 概述.....	10
3.2 實驗觀察.....	10
3.2.1 兩個印刷單極天線元件構成的子陣列其元件間距離 變化在本質掃描盲點上所造成的影響.....	10
3.2.2 增加子陣列內元件個數對子陣列本質掃描盲點的影 響.....	12

3.2.3 將寄生元件使用在子陣列內.....	14
3.2.4 同步圓形極化子陣列.....	16
3.2.5 七個印刷單極天線元件組成六邊形子陣列的掃描特 性.....	20
第四章 結論.....	24
參考文獻.....	25



## 圖 目 錄

圖 1.1	本文所提之子陣列架構.....	3
圖 2.1	中心座標為 $x_k$ 、 $y_k$ ， $k=1,2,3,\dots,N$ 的 $N$ 個印刷天線組成子陣列構成之無限大陣列.....	6
圖 3.1	兩個印刷單極天線元件組成的子陣列.....	11
圖 3.2	兩個印刷單極天線元件組成的子陣列之反射係數大小對 E-plane 掃描角作圖.....	11
圖 3.3	個數不同微帶貼片元件組成的子陣列之反射係數大小對 E-plane 掃描角作圖.....	13
圖 3.4	個數不同微帶貼片元件組成的子陣列之波束有效率對 E-plane 掃描角作圖.....	13
圖 3.5	一驅動元件搭配一寄生元件所構成的子陣列.....	15
圖 3.6	一驅動元件搭配一寄生元件所構成的子陣列之反射係數大小對 E-plane 掃描角作圖.....	15
圖 3.7	四個線性極化微帶貼片元件組成的同步圓形極化子陣列.....	17
圖 3.8	四個線性極化微帶貼片元件組成的同步圓形極化子陣列之反射係數大小對掃描角作圖.....	18

- 圖 3.9 四個線性極化微帶貼片元件組成的同步圓形極化子陣列  
之波束有效率對掃描角作圖..... 18
- 圖 3.10 四個線性極化微帶貼片元件組成的同步圓形極化子陣列  
之軸比值對掃描角作圖..... 19
- 圖 3.11 七個印刷單極天線元件組成六邊形子陣列..... 21
- 圖 3.12 七個印刷單極天線元件組成六邊形子陣列在  $\phi=0^{\circ}$  平面  
上反射係數大小對 E-plane 掃描角作圖..... 22
- 圖 3.13 六邊形子陣列在  $\phi=0^{\circ}$  與  $\phi=45^{\circ}$  平面上的開波瓣圖... 22



## 表 目 錄

表一 六邊形子陣列內印刷單極天線元件座標.....21



# 第一章 前言

## 1.1 研究動機：

要完成波束掃描控制、場型、以及極化特性，可由天線元件組成的相位陣列來達成，因此，相位陣列的成本與陣列內天線個數是成比例的。本文提出了將元件整合起來應用於連續的子陣列中〔2〕〔3〕以達到降低成本並維持一定要求的增益、降低饋入損失、增加陣列頻寬；搭配使用印刷天線與微帶線貼片元件來構成本文所提出的各種架構，如圖 1.1 所示，更能完成我們一開始提出本文架構的訴求！但就一個非常大的印刷陣列天線而言，最令人困擾的問題在於它本身所產生的本質掃描盲點，故本文將著重於各個不同架構其本質掃描盲點的特性來探討。

## 1.2 內容概述：

本文分為四章。以下為這四章內容做簡要的說明：

第一章為前言，本文提出了以整合元件(印刷天線與微帶線貼片)構成連續子陣列來達成降低相位陣列天線成本的目標。

第二章是關於此架構所需的理論分析，本文架構理論建立於全波

動差法 (full-wave moment method) 之上 [5] - [7]，因為陣列內元件與元件間距離甚是短窄，故本分析方法亦將元件與元件間以及陣列與陣列間的互耦情況都列入考慮，分析主要著重於阻抗、波瓣效率 (beam efficiency)、以及輻射功率的推導。

第三章為實驗架構與結果，本文提出四種不同架構的子陣列，並經由實驗來觀察作圖整理出較有系統的結果，當然還是比較著重於陣列的本質掃描盲點來作分析，並且歸類出掃描特性比較理想的組成元件及架構。

第四章為結論，針對本文來作一個扼要的總結。



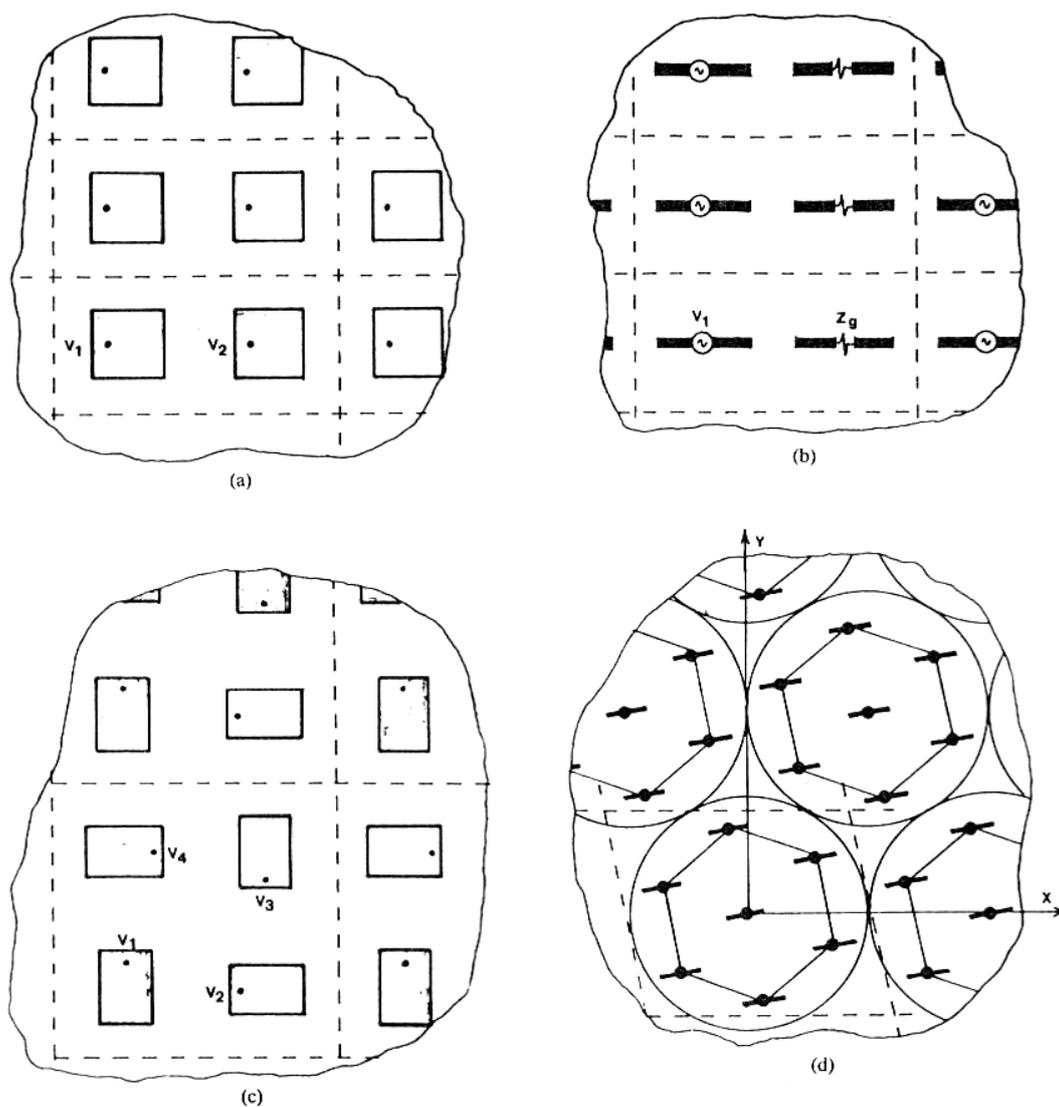


圖 1.1 本文所提之子陣列架構 (a) 雙元件微帶線貼片天線子陣列  
(b) 搭配寄生元件之雙元件印刷單極天線子陣列 (c) 同步圓形極化  
之微帶線貼片子陣列 (d) 七元件六邊形印刷單極天線子陣列。[1]

## 第二章 理論分析

### 2.1 理論概述

首先，以應用於子陣列最基本的組成元件－探針饋入矩形薄貼片的印刷單極天線〔4〕，為分析的例子。就單一元件而言，這樣的饋入方式並沒有最理想的電流分布〔6〕，但是用此一元件所構成的無限大陣列可以有不錯的掃描特性；為了分析上的方便，我們假設饋入每個元件的饋入源都為理想的跨接電壓〔5〕，並使用了無窮大陣列近似法，此近似法運用了精密格林函數（exact Green's function）與差動法（moment method）來輔助分析，分析結果得知其解為全波（full-wave）的形式，並與參考文獻〔5〕、〔6〕、〔10〕中所提到的近似。

### 2.2 理論推導

本文理論推導所使用的子陣列架構如圖 2.1 所示，繼而推廣適用於其他架構的子陣列。由圖 2.1 可知每個單位方格即為一個子陣列，每個子陣列的架構與激發方式都是相同的，不同之處在於彼此間的相位差，其相位差的表示式為

以印刷天線子陣列組成龐大陣列之掃描特性的探討

$$e^{-jk_0(mau+nbv)} \quad (2.1)$$

$m$ 、 $n$  為每個單位方格的指數， $a$ 、 $b$  分別是每個子陣列在  $x$ 、 $y$  方向上的間距大小；

$$u = \sin \theta \cos \phi \quad (2.2a)$$

$$v = \sin \theta \sin \phi \quad (2.2b)$$

假設每個子陣列裡有  $N$  個元件，每個元件的中心座標為  $x_k$ 、 $y_k$ ，

$1 \leq k \leq N$ ；接著我們列出  $M$  個擴充函數所組成的表面電流集  $\bar{J}_j(x, y)$ ，

$1 \leq j \leq NM$ ；此子陣列架構所組成的無限大陣列其電場表示式為：

$$\bar{E}(x, y, d) = \frac{1}{ab} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \bar{G}(k_{xm}, k_{yn}) \cdot \sum_{j=1}^{NM} I_j \bar{F}_j^*(k_{xm}, k_{yn}) e^{-jk_{xm}(x-x_j)} e^{-jk_{yn}(y-y_j)} \quad (2.3)$$

在這裡， $\bar{G}$  是介質板上對應於  $E_{xx}$ 、 $E_{xy}$ 、 $E_{yx}$ 、與  $E_{yy}$  的頻域雙積格林函數 (dyadic Green's function) [10]； $I_j$  為第  $j$  個擴充函數的未知振幅大小； $\bar{F}_j$  則是第  $j$  個擴充函數的傅利葉轉換 [10]，其表示式如下：

$$\bar{F}_j(k_x, k_y) = \int_x \int_y \bar{J}_j(x, y) e^{-jk_x x} e^{-jk_y y} dx dy \quad (2.4)$$

方程式(2.3)是為陣列的傅魯克模態 (Floquet mode) 的週期場，其中  $k_{xm}$ 、 $k_{yn}$  為傅魯克模態 (Floquet mode) 的相位常數，針對矩形方格定義如下：

$$k_{xm} = \frac{2m\pi}{a} + k_0u \quad (2.5a)$$

$$k_{yn} = \frac{2n\pi}{b} + k_0v \quad (2.5b)$$

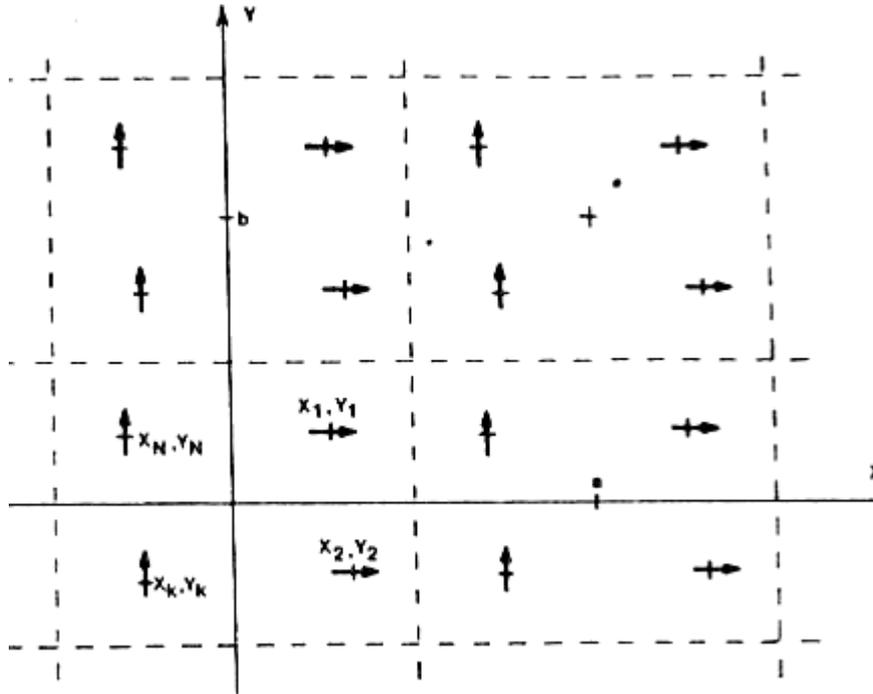


圖 2.1 中心座標為  $x_k$ 、 $y_k$ ， $k=1,2,3,\dots,N$  的  $N$  個印刷天線組成子陣列構成之無限大陣列。相鄰子陣列  $x$  方向間距為  $a$ 、 $y$  方向間距為  $b$ ，基板介電係數為  $\epsilon_r$ ，基板厚度為  $d$ 。[1]

在第  $k$  個探針饋入測試表面電流密度  $\bar{J}_j$ ，接著我們可以列出包含未知擴充模態係數的差動法方程式：

$$[Z][I]=[V'] \quad (2.6)$$

方程式(2.6)中，第  $i$  列第  $j$  行的阻抗矩陣元素  $Z_{ij}$ ：

以印刷天線子陣列組成龐大陣列之掃描特性的探討

$$Z_{ij} = \frac{-1}{ab} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \bar{F}_i(k_{xm}, k_{yn}) \cdot \bar{G}(k_{xm}, k_{yn}) \cdot \bar{F}_j^*(k_{xm}, k_{yn}) e^{-jk_{xm}(x_i-x_j)} e^{-jk_{yn}(y_i-y_j)} \quad (2.7)$$

中心座標在  $x_i$ 、 $y_i$  的第  $i$  個測試模態之電壓向量  $V_{ik}^t$  為：

$$V_{ik}^t = \frac{-1}{ab} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \bar{F}_i(k_{xm}, k_{yn}) \cdot \bar{G}_z(k_{xm}, k_{yn}) \cdot e^{-jk_{xm}(x_i-x_k^p)} e^{-jk_{yn}(y_i-y_k^p)} \quad (2.8)$$

$\bar{G}_z$  是在座標為  $x_k^p$ 、 $y_k^p$  的探針饋入  $z$  方向單位振幅電流所產生之電場

$E_{xz}$ 、 $E_{yz}$  的格林函數 (Green's function) [9] 向量；在有  $N$  個

貼片的一個子陣列中，每個貼片都有端點電壓  $V_i^p$ ，端點電流  $I_i^p$ ，以

及短路的端點阻抗矩陣  $[Z^p]$ ，其間三者的關係為：

$$[V^p] = [Z^p][I^p] \quad (2.9)$$

第  $i$  列第  $j$  行的端點阻抗矩陣元素  $Z_{ij}^p$ ：

$$Z_{ij}^p = -\sum_{k=1}^{NM} V_{ki}^e I_k^i \quad (2.10)$$

方程式(2.10)中， $I_k^i$  是將 1 安培的電流源饋入到第  $i$  個探針且其他探

針都是開路狀況下的第  $k$  個擴充模態係數；其電壓向量元素  $V_{jk}^e$ ：

$$V_{jk}^e = \frac{-1}{ab} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \bar{F}_j^*(k_{xm}, k_{yn}) \cdot \bar{G}_z(k_{xm}, k_{yn}) \cdot e^{jk_{xm}(x_j-x_k^p)} e^{jk_{yn}(y_j-y_k^p)} \quad (2.11)$$

假設饋入源為 戴維寧 (Thevenin) 形式，並在第  $k$  個元件接一

內阻為  $Z_g$  的端點電壓源  $V_{gk}$ ，則其相對的端點電流源  $[I^p]$ ：

$$[I^p] = \{[Z^p] + Z_g[U]\}^{-1}[V_g] \quad (2.12)$$

$[U]$  為單位矩陣，接著我們可以找出端點電壓  $[V^p]$ ：

$$[V^p] = [V_g] - Z_g [I^p] \quad (2.13)$$

以電壓  $[V_g]$  饋入子陣列其從第  $k$  個端點看進去的輸入阻抗  $Z_{in}^k$ ：

$$Z_{in}^k = \frac{V_k^p}{I_k^p} \quad (2.14)$$

因為電壓源、端電壓、端電流在其相對應不同的子陣列元件中，除了相位移不同外，其餘都相同，所以輸入阻抗在其相對應不同的子陣列元件中也是相同的。但是在同一個子陣列中，元件間的輸入阻抗不只不同，輸入阻抗還會隨著掃描角而改變。當某個元件的輸入阻抗之實部為負值時，意味著能量耦合出饋入端而被耦合到其他端點，我們也可以藉由平均的反射係數來確認阻抗是否匹配。對於一個子陣列內所有元件都饋入的狀況，則先討論只有單一饋入的狀況，再將所有的單一饋入都疊加起來，得到總共的擴充模態係數，而其單一饋入時的表示式：

$$[I] = [Z]^{-1} [V^T] \quad (2.15)$$

其中，當這個子陣列的饋入源為  $[V_g]$  時，在這個子陣列內所有的饋入探針之電壓擴充向量  $V_i^T$ ：

$$V_i^T = \sum_{k=1}^N I_k^p V_{ik}^t \quad (2.16)$$

接下來，則為當傅魯克模態傳導時，陣列內每個單位方格所幅射

出的能量  $P$  :

$$P = \text{Re} \sum_{k=1}^N V_k^p I_k^{p*} \quad (2.17)$$

或者

$$\begin{aligned} P &= -\text{Re} \int_x \int_y \bar{J}^* \cdot \bar{E} dx dy \\ &= -\text{Re} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{i=1}^{NM} I_i^* \bar{F}_i(k_{xm}, k_{yn}) \cdot \bar{G}(k_{xm}, k_{yn}) \cdot \sum_{j=1}^{NM} I_j \bar{F}_j^*(k_{xm}, k_{yn}) e^{-jk_{xm}(x_i-x_j)} e^{-jk_{yn}(y_i-y_j)} \end{aligned} \quad (2.18)$$

傅魯克模態的主波瓣在  $m=n=0$  的時候，其輻射能量為  $P_{00}$ ，最後定

義出波束效率 (beam efficiency)  $\eta$  :

$$\eta = \frac{P_{00}}{P} \quad (2.19)$$

本文理論分析到此所推導和定義的方程式已經足以佐證本文所提出的實驗架構了！

## 第三章 實驗架構與結果

### 3.1 概述

本文提出子陣列元件組成相位陣列天線，期望在能維持一定要求的增益與掃描特性下，達到節省成本的目標，所提的實驗架構如第一章圖 1.1 所述；因本文實驗所用的陣列元件以印刷天線為主，所以本實驗將著重於龐大印刷陣列天線之掃描盲點的觀察。實驗分為五個部份，將於下一節中分別論述。

### 3.2 實驗觀察

#### 3.2.1 兩個印刷單極天線元件構成的子陣列其元件間距離

變化在本質掃描盲點上所造成的影響：

架構如圖 3.1，基板介電常數為 2.55，基板厚度為  $0.05\lambda$ ，印刷單極天線長度是  $0.342\lambda$ 、寬度是  $0.01\lambda$ ，兩元件餽入電壓皆為  $1 + j0$  伏特，餽入電壓源內阻  $Z_g = 8\Omega$ 。先將第一個印刷單極天線座標固定在  $x_1 = y_1 = 0$  的位置，第二根印刷單極天線的座標固定  $y_2 = 0.4\lambda$ ， $\lambda$  為輸入信號所對應的波長， $x_2$  座標則由  $x_2 = 0$ 、 $x_2 = 0.1\lambda$ 、 $x_2 = 0.2\lambda$ 、 $x_2 = 0.3\lambda$ 、 $x_2 = 0.4\lambda$  做變化，隨著  $x_2$  變化，圖 3.2 為反射係數大小（已

經正規化 polarization) 對 E-plane 掃描角作圖。

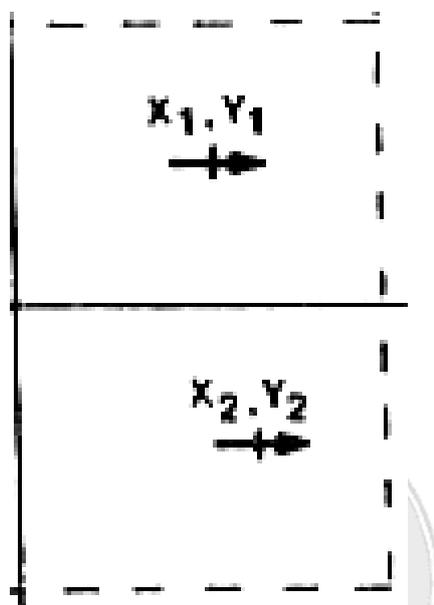


圖 3.1 兩個印刷單極天線元件組成的子陣列[1]

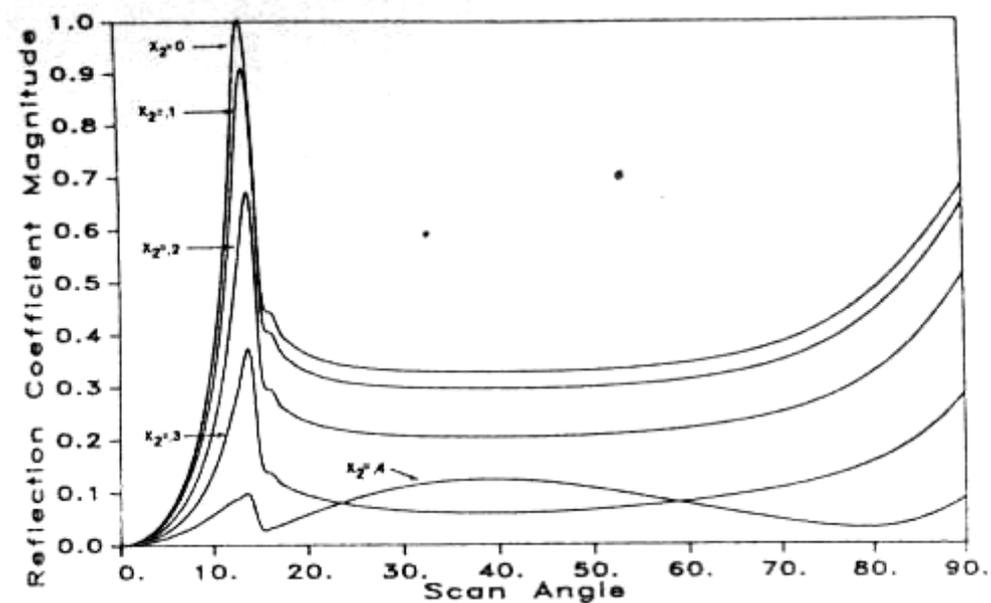


圖 3.2 兩個印刷單極天線元件組成的子陣列之反射係數大小對 E-plane 掃描角作圖[1]

由圖 3.2 的作圖方式，子陣列本質掃描盲點出現在圖中曲線的峰值處。在圖 3.2 中可知道這個架構的子陣列，其本質掃描盲點出現在 E-plane 掃描角  $\theta=13^\circ$  附近。當  $x_2=0$ ，反射係數大小為 1 (最大值)，意味著此架構的子陣列在  $\theta=13^\circ$  附近是沒有作用的。且反射係數大小會隨著  $x_2$  增加而漸漸衰減，即這兩根印刷單極天線垂直方向(y 軸)固定相距  $0.4\lambda$ ，水平方向(x 軸)相距越遠，越能抑制本質掃描盲點的產生，但隨之產生會造成主波瓣能量損失的開波瓣數量更多，在此，開波瓣出現在掃描角  $\theta=14^\circ$  以後的範圍內。

### 3.2.2 增加子陣列內元件個數對子陣列本質掃描盲點的影響：

在這個實驗中，使用的子陣列元件為微帶貼片，子陣列內元件個數  $N$ ，且  $N$  最多是 3 個；元件間任何方向皆相距  $0.5\lambda$ ，基板介電常數為 2.55，基板厚度為  $0.06\lambda$ ，微帶貼片長度是  $0.28\lambda$ 、寬度是  $0.3\lambda$ ，三元件饋入電壓皆為  $1+j0$  伏特，子陣列擺置於 E-plane 上。

圖 3.3 是反射係數大小(已經正規化)對 E-plane 掃描角作圖。圖 3.4 則為波束有效率(已經正規化)對 E-plane 掃描角作圖。由圖 3.3 可知，當  $N=1$  時，掃描盲點出現在掃描角  $\theta=76^\circ$ ； $N=2$ ，掃描角  $\theta=2^\circ$ 、 $\theta=76^\circ$  處，其掃描盲點被抑制住了。然而，在這個討論內，比較令人感興趣的地方，可由圖 3.4 看出。

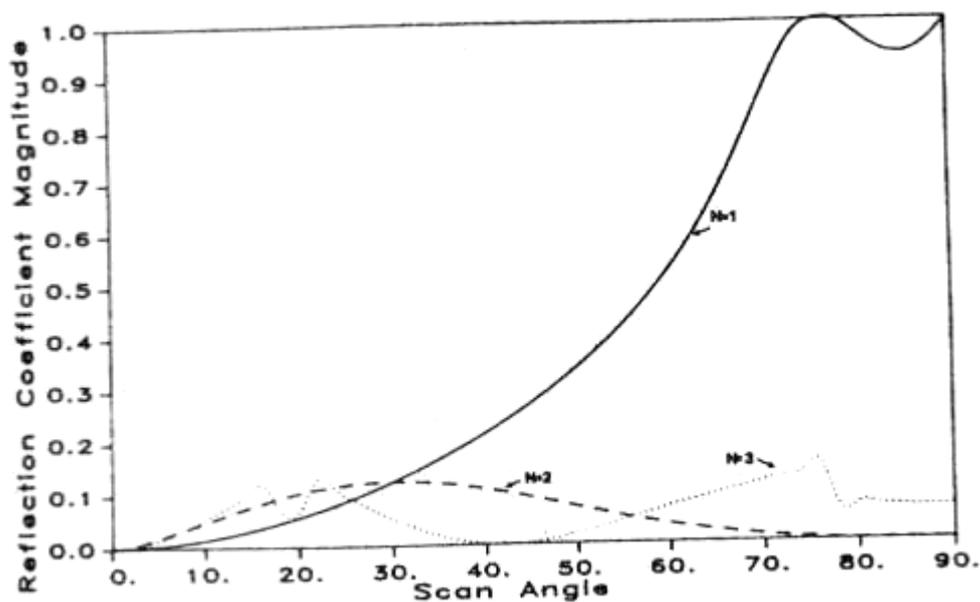


圖 3.3 個數不同微帶貼片元件組成的子陣列之反射係數大小對

E-plane 掃瞄角作圖[1]

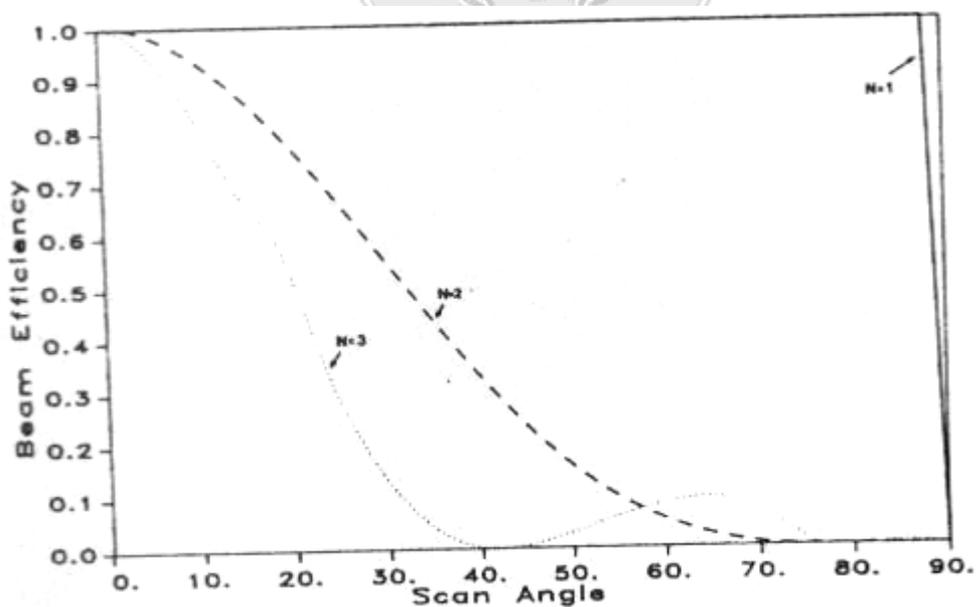


圖 3.4 個數不同微帶貼片元件組成的子陣列之波束有效率對

E-plane 掃瞄角作圖[1]

圖 3.4 中，當  $N=1$ ，在觀察範圍內沒有開波瓣產生，所以在掃描角  $\theta < 90^\circ$  的範圍內，波束有效率為 1(最大值)； $N=2$  時，在掃描角  $\theta > 0^\circ$  以後開始有一個開波瓣傳導，故隨著掃描角的增加，波束有效率會下降，掃描角上升大約  $32^\circ$  主波瓣能量會降為原來的一半； $N=3$  時，掃描角  $\theta > 0^\circ$  以後開始有兩個開波瓣傳導，掃描角上升大約  $20^\circ$  主波瓣能量會降為原來的一半。綜觀圖 3.3 與圖 3.4 可知道：增加子陣列內微帶贴片元件個數，可以抑制本質掃描盲點的產生，但必須付出的代價是主波瓣因為開波瓣產生所損失的能量。

### 3.2.3 將寄生元件使用在子陣列內：

架構如圖 3.5；子陣列由兩根印刷天線構成，當一根印刷天線有饋入，另一根沒有饋入時，沒有饋入的那一根印刷天線即視為寄生元件。此子陣列 E-plane (x 軸) 間距大小  $a=0.8\lambda$ ，H-plane (y 軸) 間距大小  $b=0.5\lambda$ ，元件間距離皆為  $0.4\lambda$ ；第一根印刷天線放  $x_1 = y_1 = 0$ ，第二根則放置在  $x_2 = 0.4\lambda$ 、 $y_2 = 0$ 。基板介電常數為 2.55，基板厚度為  $0.05\lambda$ ，印刷單極天線長度是  $0.342\lambda$ 、寬度是  $0.01\lambda$ ，第一根印刷天線饋入電壓  $V_1$  為  $1 + j0$  伏特，圖 3.6 是此架構的反射係數大小(已經正規化)對 E-plane 掃描角作圖。

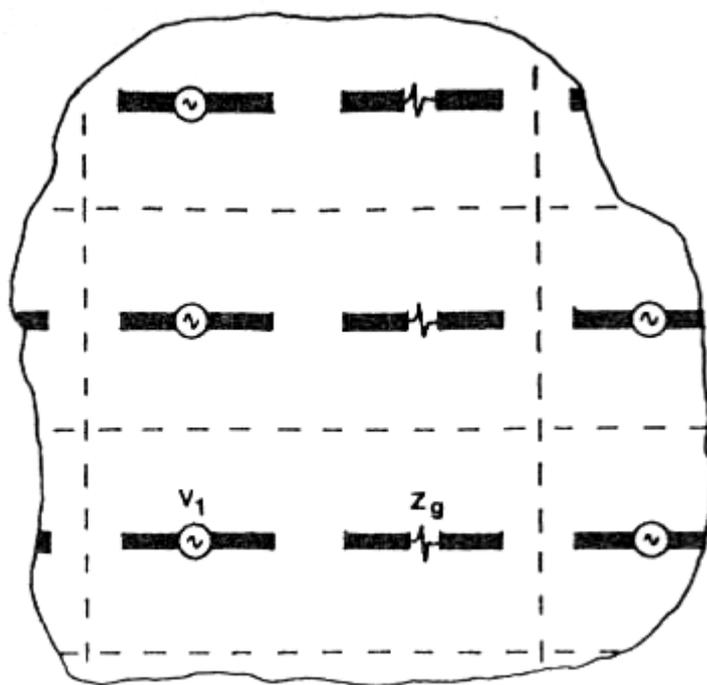


圖 3.5 一驅動元件搭配一寄生元件所構成的子陣列[1]

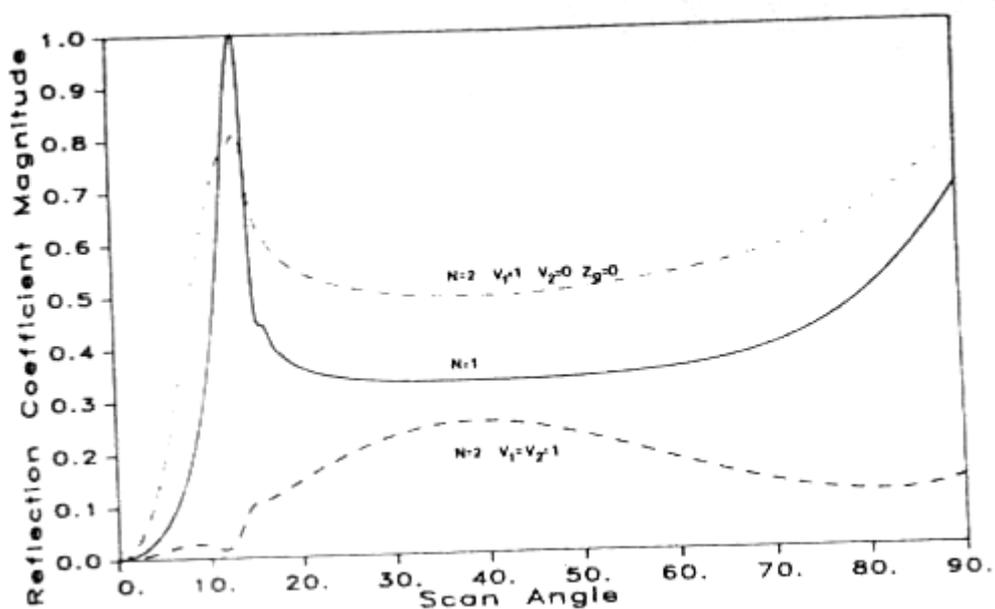


圖 3.6 一驅動元件搭配一寄生元件所構成的子陣列之反射係數大小對 E-plane 掃瞄角作圖[1]

圖 3.6 中，子陣列內只有單一印刷天線元件時，在掃描角  $\theta = 13^\circ$  有完全(反射係數大小為 1)的本質掃描盲點；子陣列內兩個印刷天線元件皆為同相位餽入時，在掃描角  $\theta = 13^\circ$ ，此子陣列會抑制本質掃描盲點；兩個印刷天線元件子陣列內一個元件有餽入源，另一個是沒有被餽入並被視為阻抗為  $8\Omega$  的寄生元件，在掃描角  $\theta = 13^\circ$  有本質掃描盲點，但此時所對應的反射係數大小為 0.8，比子陣列內只有一個元件的反射係數大小為 1 時還小，顯示出在這個架構下，增加寄生元件個數或者縮短元件間距，都能降低掃描盲點所造成的影響。

#### 3.2.4 同步圓形極化子陣列：

為避免架構的複雜性與達到降低成本的目標，可以應用由線性極化元件構成同步操作的子陣列來產生圓形極化的效果[8][9]；本小節即要討論為要達到上述目標之子陣列的掃描盲點(圖 3.8)、波束有效率(圖 3.9)、以及軸比值(圖 3.10)等相關特性。

實驗架構如圖 3.7，由四個線性極化微帶貼片元件組成的同步圓形極化子陣列；子陣列內元件間距皆為  $0.5\lambda$ ，子陣列 x 軸間距大小  $a = \lambda$ ，y 軸間距大小  $b = \lambda$ ，基板介電常數為 2.55，基板厚度為  $0.03\lambda$ ，微帶貼片長度是  $0.3\lambda$ ；在此又討論寬度為  $0.25\lambda$  的矩形貼片與寬度為  $0.3\lambda$  的正方形貼片；餽入四個元件的餽入源分別為  $V_1 = 1 + j0$ 、

$$V_2 = 0 + j \quad V_3 = -1 + j0 \quad V_4 = 0 - j \quad \circ$$

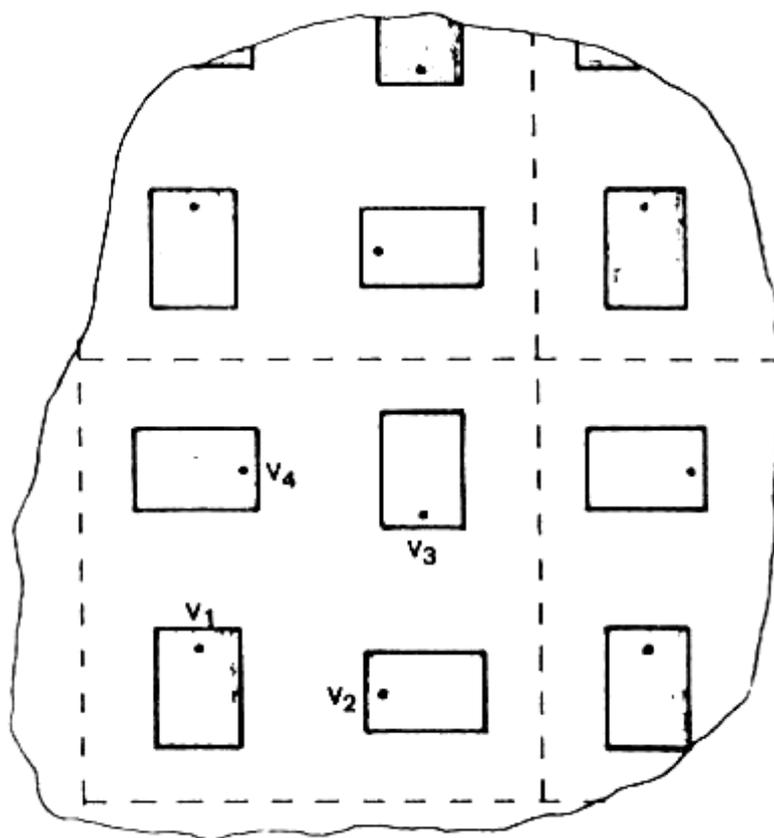


圖 3.7 四個線性極化微帶貼片元件組成的同步圓形極化子陣列

[1]

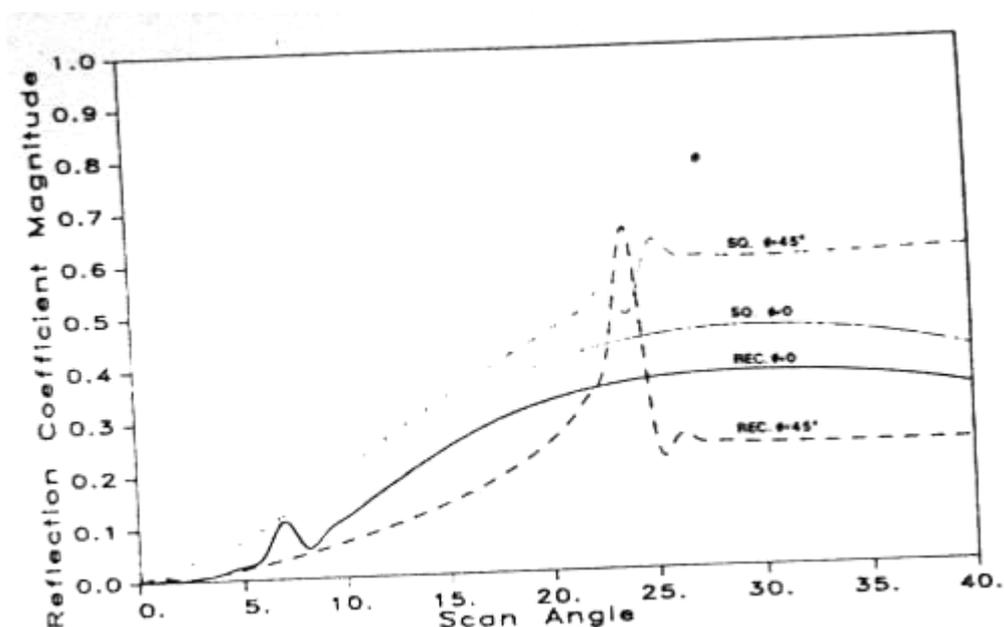


圖 3.8 四個線性極化微帶貼片元件組成的同步圓形極化子陣列之反射係數大小對掃描角作圖[1]

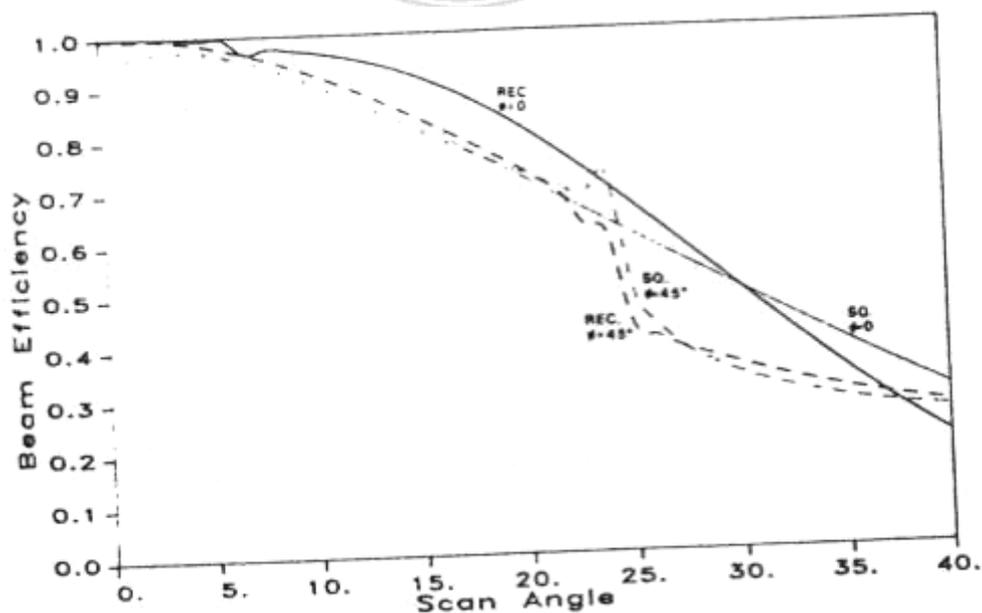


圖 3.9 四個線性極化微帶貼片元件組成的同步圓形極化子陣列之波束有效率對掃描角作圖[1]

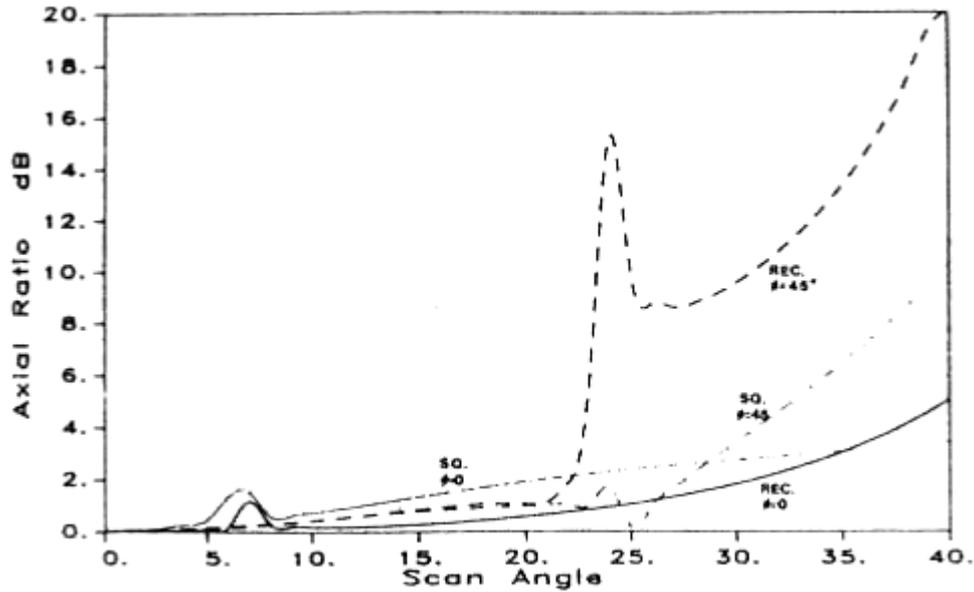


圖 3.10 四個線性極化微帶貼片元件組成的同步圓形極化子陣列之軸比值對掃描角作圖[1]

對於同步操作的子陣列，額外有兩個現象需要注意，分別是開波瓣造成的影響以及元件間交叉極化現象。只有單獨一個同步操作的子陣列時，在子陣列相對位置的對角線平面上會出現很大的開波瓣[8]，而使用同步子陣列組成龐大的陣列所產生之陣列因子正可以減少開波瓣造成的影響。相同極化模態之相鄰元件所造成的相互耦合會導致顯著的交叉極化產生[12]，本實驗發現使用矩形貼片比正方形貼片更能抑制交叉極化的產生。

圖 3.8、圖 3.9、與圖 3.10 是對此子陣列(分別由矩形貼片與正方形貼片組成)在掃描平面  $\phi=0^\circ$ 、 $\phi=45^\circ$  的掃描特性作圖；圖 3.8 中觀察得知，這個架構的子陣列沒有完全掃描盲點的產生，且知道矩形貼片元件組成的架構之匹配特性比正方形貼片元件組成的架構好。圖 3.9 顯示這個架構的子陣列，其掃描角上升  $20^\circ$  主波瓣能量就會損失原來能量的 30%，矩形貼片元件則比較能抑制因開波瓣產生而造成主波瓣能量損失，在  $\phi=0^\circ$  平面上的波束有效率特性也可知道陣列因子確實有抑制開波瓣產生的作用。在圖 3.10 中發現軸比值最大值出現在與本質掃描盲點存在的地方相同，這是因為圓形極化輻射場只有一個線性成分會受掃描盲點的影響。

### 3.2.5 七個印刷單極天線元件組成六邊形子陣列的掃描特性

架構如圖 3.11 所示，子陣列 x 軸間距大小  $a=1.1548\lambda$ ，y 軸間距大小  $b=\lambda$ ，基板介電常數為 2.55，基板厚度為  $0.05\lambda$ ，印刷單極天線長度是  $0.342\lambda$ 、寬度是  $0.01\lambda$ ，每一印刷單極天線的餽入電壓皆為  $1+j0$  伏特；相鄰元件在 E-plane 上的間距為  $0.33\lambda$ ，H-plane 上的間距為  $0.44\lambda$ ，而每個元件相對於單位方格的座標則如表一所示。

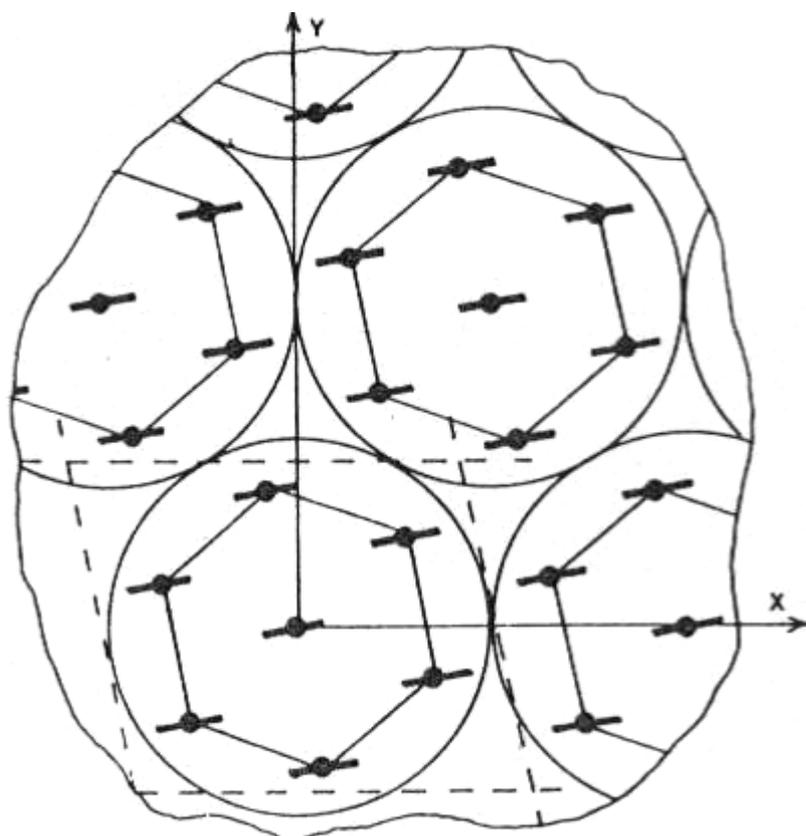


圖 3.11 七個印刷單極天線元件組成六邊形子陣列[1]

$i$	$x_i/\lambda$	$y_i/\lambda$
1	0.000	0.000
2	0.330	0.286
3	-0.083	0.429
4	-0.412	0.143
5	-0.330	-0.286
6	0.083	-0.429
7	0.412	-0.143

表一 六邊形子陣列內印刷單極天線元件座標[1]

以印刷天線子陣列組成龐大陣列之掃描特性的探討

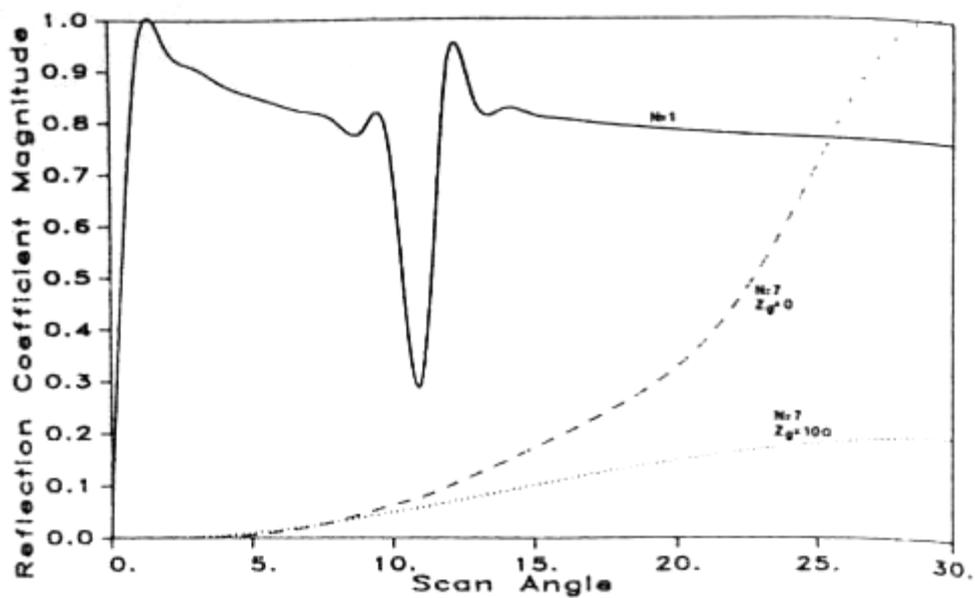


圖 3.12 七個印刷單極天線元件組成六邊形子陣列在  $\phi=0^{\circ}$  平面上反射係數大小對 E-plane 掃描角作圖[1]

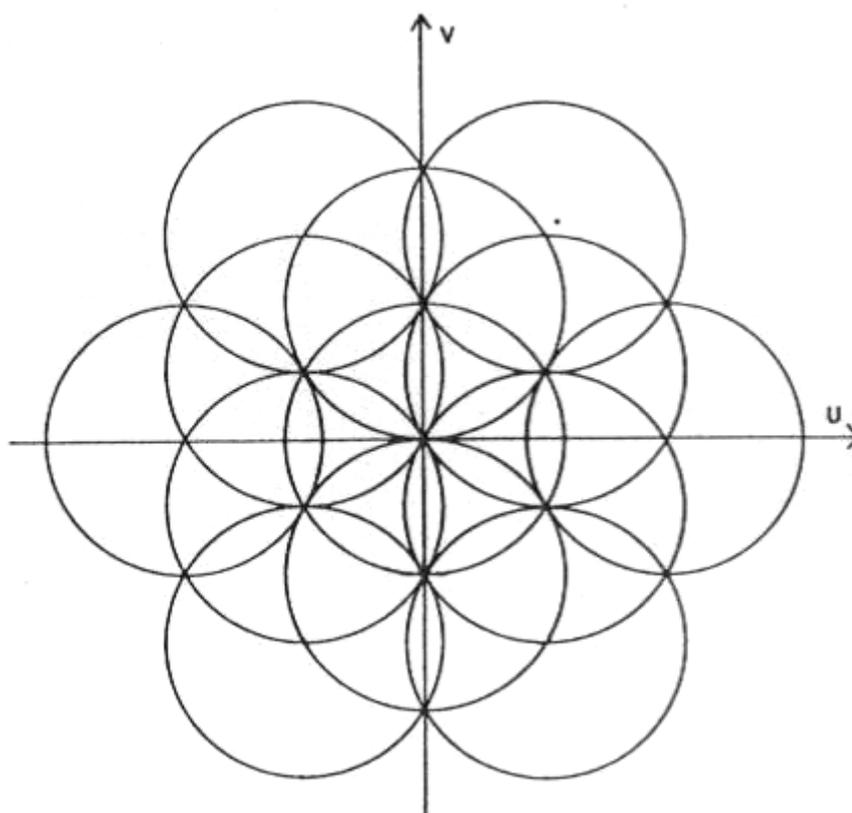


圖 3.13 六邊形子陣列在  $\phi=0^{\circ}$  與  $\phi=45^{\circ}$  平面上的開波瓣圖[1]

在圖 3.12 中，元件個數  $N=7$  的曲線有兩條，分別為饋入源內阻  $Z_g = 10\Omega$  與  $Z_g = 0\Omega$ ；由圖可知，在掃描角  $\theta \leq 30^\circ$  的範圍內，本架構子陣列沒有出現本質掃描盲點；而且使用內阻  $Z_g = 10\Omega$  的饋入源，整個架構的阻抗匹配更好，但內阻亦會消耗能量；如同之前論述的，幅射入開波瓣的能量會隨著掃描角增加而增加；由圖 3.13 知道，將此結構內的元件換為矩形元件，其輻射場型出現的零點會抑制開波瓣造成的影響。

以上為本文實驗探討子陣列的五種情形，並藉由實驗結果所作的圖來分析本文之前所關注的重點。

## 第四章 結論

本文研究了由不同元件組成不同架構子陣列其相關的一些特性，包含了本質掃描盲點的影響、阻抗匹配、開波瓣造成的能量損失。結果發現經由應用不同元件組成不同架構的子陣列可以抑制掃描盲點所產生的影響，但相對必需付出的代價是主波瓣能量會因開波瓣的產生而衰減。除此之外，在不要求大範圍掃描的前提下，使用子陣列的構思的確可以達到降低龐大相位陣列天線的成本。

至於元件上的使用，本文實驗中發現將寄生元件用在子陣列上可以降低因為本質掃描盲點所造成的不匹配；且將同步子陣列用於龐大陣列中，在某個特定的掃描範圍內，阻抗匹配、波束效率、以及軸比值等都有不錯的特性表現。

## 參考文獻

- [1]. David M. Pozar, "Scanning Characteristics of Infinite Arrays of Printed Antenna Subarrays."
- [2]. R. J. Mailloux, "Grating lobe characteristics of arrays with uniformly illuminated contiguous subarrays." in IEEE Int. Symp. Antennas Propagat. Dig., Boston, MA, 1984, pp. 511-514.
- [3]. R. L. Haupt, "Reducing grating lobes due to subarray amplitude tapering," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-33, pp. 846-850, Aug. 1985
- [4]. D. M. Pozar, "Microstrip antennas," Proc. IEEE, vol. 80, pp. 79-91, Jan. 1992.
- [5]. D. M. Pozar and D. H. Schaubert, "Scan blindness in infinite phased array of printed dipoles," IEEE Trans. Antennas, Propagat., vol. AP-32, pp. 602-610, June 1984.
- [6]. ---, "Analysis of an infinite array of rectangular microstrip patches with idealized probe feeds," IEEE Trans. Antennas Propagat.

- , vol. AP-32, pp. 1101-1107, Oct. 1984.
- [7]. J. T. Aberle and D. M. Pozar, "Analysis of infinite arrays of one- and two-probe-fed circular patches, " IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 38, pp. 421-432, Apr. 1990.
- [8]. T. Teshirogi, M. Tanaka, and W. Cujo, "Wideband circularly polarized array antenna with sequential rotations and phase shifts of elements. " in Proc. Int. Symp. Antennas Propagat., Kyoto, Japan, 1985, pp. 117-120.
- [9]. P. S. Hall, J. Huang, E. Rammos, and A. Roederer, "Gain of circularly polarized arrays composed of linearly polarized elements. " Electron. Lett., vol. 25, pp. 124-125, Jan. 19, 1989.
- [10]. J. R. James and P. S. Hall, Handbook of Microstrip Antennas. London, U. K. :Peregrinus, 1989.
- [11]. A. J. Zaman, E. Rho, R. Q. Lee, and M. L. Zimmerman, "Grating lobe characteristics of a hexagonal

array of subarrays, ” IEEE Antennas Propagat.

Symp. Dig., Ontario, 1991, pp. 1140-1143.

[12]. D. M. Pozar and B. Kaufman, “Design

considerations for low sidelobe microstrip

arrays, ” IEEE Trans. Antennas Propagat.,

vol. 38, pp. 1176-1185, Aug. 1990.

