

國立交通大學

電信工程研究所

碩士論文

序列饋入圓極化背接金屬共平面波導槽孔

天線陣列之孔徑效率與正交極化改良

Aperture Efficiency and Cross-Polarization

Improvement of Sequentially-Fed Circularly

Polarized Slotted Conductor-Backed Coplanar

Waveguide Antenna Arrays

研究生：秦健候 (Chien-Hou Chin)

指導教授：林育德 博士 (Dr. Yu-De Lin)

中華民國九十九年八月

序列饋入圓極化背接金屬共平面波導槽孔天線陣列

之孔徑效率與正交極化改良

**Aperture Efficiency and Cross-Polarization Improvement of
Sequentially-Fed Circularly Polarized Slotted Conductor-Backed
Coplanar Waveguide Antenna Arrays**

研究生：秦健候

Student : Chien-Hou Chin

指導教授：林育德 博士

Advisor : Dr. Yu-De Lin

國立交通大學

電信工程研究所

碩士論文

A Thesis

Submitted to Institute of Communication Engineering
College of Electrical Engineering and Computer Engineering
National Chiao Tung University

In Partial Fulfillment of the Requirements

For the Degree of
Master of Science

In

Communication Engineering

August 2010

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十九年八月

序列饋入圓極化背接金屬共平面波導槽孔天線陣列 之孔徑效率與正交極化改良

學生：秦健候

指導教授：林育德 博士

國立交通大學電信工程研究所碩士班

摘要

背接金屬共平面波導槽孔天線具有高增益的特性，屬於線性極化天線。根據序列轉動饋入法，一個具有圓極化效果的陣列，可以由線性極化的天線來構成。因此背接金屬共平面波導槽孔天線適用於此理論，可以構成圓極化陣列。在本論文中，吾人利用此理論去達成圓極化效果，並且增加線性極化天線的個數以達成效能之改良。直播衛星收發天線運用在 12 GHz 的頻段，要求高增益與高效率。本論文研究遂將此圓極化天線的操作頻率設計在該頻段上，最後可得 26.12 dBiC 的輻射增益以及 1GHz 的圓極化軸比 3 dB 頻寬。

Aperture Efficiency and Cross-Polarization Improvement of Sequentially-Fed Circularly Polarized Slotted Conductor-Backed Coplanar Waveguide Antenna Arrays

Student: Chien-Hou Chin

Advisor : Dr. Yu-De Lin

Institute of Communication Engineering
National Chiao Tung University

Abstract

The slotted conductor-backed coplanar waveguide antenna features high gain, and belongs to linearly polarized antenna. According to the sequential rotation feeding method, a circularly polarized array can be composed of linearly polarized elements. Therefore, the slotted conductor-backed coplanar waveguide antenna is applicable to this theory, and can compose a circularly polarized array. In this thesis, we use the technique to produce circular polarization, and improve the performance with more linearly polarized elements. The antenna for direct broadcast from satellites (DBS) is operated at 12 GHz and asked for high gain and efficiency. We design our antenna to operate at this frequency. Finally, we have the measured radiation pattern with 26.12 dBiC and the measured axial ratio 3 dB bandwidth with 1 GHz.

誌謝

首先感謝我的指導教授 林育德博士，在研究所這兩年內以豐富的經驗給予我正確的方向及寶貴的建議，讓學生在微波以及天線領域收獲良多。感謝林根煌博士、郭志文博士以及黃瑞彬博士在口試時前來指導。

感謝已畢業的博士班林烈全學長，在我研究的過程中所給予的指導與幫助。也感謝已畢業的信良、仁佑、侑賢學長在我碩一時期給我的指導以及實驗室相關知識的傳承。感謝兩位同學：漢維、曉晴在這兩年之中彼此的鼓勵與討論。也謝謝嘉臨、亞儒等學弟妹協助實驗室的一些工作，為我們分憂解勞。

最後感謝家人的支持，讓我毫無後顧之憂，得以順利完成學業。



目錄

中文摘要.....	I
英文摘要.....	II
誌謝.....	III
目錄.....	IV
圖錄.....	VI
表錄.....	X
第一章 序論.....	1
1.1 動機與目的.....	1
1.2 章節介紹.....	3
第二章 背接金屬共平面波導槽孔天線介紹.....	4
2.1 背接金屬共平面波導洩漏波原理.....	4
2.1.1 背接金屬共平面波導洩漏波.....	4
2.1.2 背接金屬共平面波導 SDA 分析結果.....	5
2.2 背接金屬共平面波導槽孔天線.....	6
第三章 圓極化背接金屬共平面波導槽孔天線之改良.....	10
3.1 序列轉動饋入法 (Sequential rotation feeding method).....	10
3.2 四單元之圓極化天線陣列簡介.....	12
3.2.1 四單元之圓極化天線陣列.....	12

3.2.2 四單元之圓極化天線陣列 S 參數之模擬與量測結果	14
3.2.3 四單元之圓極化天線陣列輻射場型及軸比之量測結果.....	15
3.3 六單元之圓極化天線陣列簡介.....	18
3.3.1 饋入電路設計.....	20
3.2.2 六單元之圓極化天線陣列效能模擬.....	25
3.3.3 六單元之圓極化天線陣列效能量測.....	33
3.4 四單元及六單元之圓極化天線陣列效能比較.....	38
3.5 天線陣列實體照片	39
第四章 結論.....	40
參考文獻.....	41



圖錄

圖 2-1 XZ 方向波數分解.....	4
圖 2-2 背接金屬共平面波導結構.....	4
圖 2-3 背接金屬共平面波導 SDA 分析.....	5
圖 2-4 CPW mode 電場分佈.....	5
圖 2-5 PPW mode 電場分佈.....	5
圖 2-6 正規化相位常數曲線.....	6
圖 2-7 正規化衰減常數曲線.....	6
圖 2-8 背接金屬共平面波導槽孔天線.....	7
圖 2-9 背接金屬共平面波導槽孔天線 S 參數模擬結果.....	8
圖 2-10 12 GHz YZ 切面輻射場型.....	8
圖 2-11 12 GHz XY 切面輻射場型.....	9
圖 3-1 序列轉動饋入法.....	10
圖 3-2 2x2 圓極化微帶貼片天線.....	11
圖 3-3(a) 擺放角度與饋入相位為 $0^\circ, 60^\circ, 120^\circ, 180^\circ, 240^\circ, 300^\circ$ 之圓極化微帶貼片天線陣列.....	11
圖 3-3(b) 擺放角度與饋入相位為 $0^\circ, 60^\circ, 120^\circ, 0^\circ, 60^\circ, 120^\circ$ 之圓極化微帶貼片天線陣列.....	12
圖 3-4 四單元之圓極化天線陣列 A 示意圖($0^\circ, 90^\circ, 0^\circ, 90^\circ$).....	13
圖 3-5 四單元之圓極化天線陣列 B 示意圖($0^\circ, 90^\circ, 180^\circ, 270^\circ$).....	13

圖 3-6 陣列 A 的 S 參數模擬與量測結果	14
圖 3-7 陣列 B 的 S 參數模擬與量測結果	14
圖 3-8 陣列 A 在 12 GHz 右手圓極化的增益	15
圖 3-9 陣列 A 在 12 GHz 左手圓極化的增益	16
圖 3-10 陣列 A 的軸比(Axial Ratio)隨頻率的變化	16
圖 3-11 陣列 B 在 12 GHz 右手圓極化的增益	17
圖 3-12 陣列 B 在 12 GHz 左手圓極化的增益	17
圖 3-13 陣列 B 的軸比(Axial Ratio)隨頻率的變化	18
圖 3-14 六單元之圓極化天線陣列 C 示意圖($0^\circ, 60^\circ, 120^\circ, 0^\circ, 60^\circ, 120^\circ$)	19
圖 3-15 六單元之圓極化天線陣列 D 示意圖($0^\circ, 60^\circ, 120^\circ, 180^\circ, 240^\circ, 300^\circ$) .	19
圖 3-16 饋入電路 A 俯視圖	21
圖 3-17 饋入電路 A 側視圖	21
圖 3-18 饋入電路 A 之 S 參數	22
圖 3-19 饋入電路 A 各埠之間相位差	22
圖 3-20 饋入電路 B 俯視圖	23
圖 3-21 饋入電路 B 側視圖	23
圖 3-22 饋入電路 B 之 S 參數	24
圖 3-23 饋入電路 B 各埠之間相位差	24
圖 3-24 六單元之圓極化天線陣列 C 結構圖($0^\circ, 60^\circ, 120^\circ, 0^\circ, 60^\circ, 120^\circ$)	25

圖 3-25 六單元之圓極化天線陣列 D 結構圖($0^\circ, 60^\circ, 120^\circ, 180^\circ, 240^\circ, 300^\circ$) .	25
圖 3-26 六單元之圓極化天線陣列 C 之 S 參數模擬結果	26
圖 3-27 六單元之圓極化天線陣列 D 之 S 參數模擬結果	26
圖 3-28 陣列 C 在 12GHz 之右手圓極化三維立體場型圖	27
圖 3-29 陣列 C 在 12GHz 之左手圓極化三維立體場型圖	28
圖 3-30 陣列 C 在 12 GHz 之二維場型圖($\phi=0^\circ$ 平面)	29
圖 3-31 陣列 C 在 12 GHz 之二維場型圖($\phi=60^\circ$ 平面)	29
圖 3-32 陣列 C 在 12 GHz 之二維場型圖($\phi=120^\circ$ 平面)	30
圖 3-33 陣列 D 在 12 GHz 之二維場型圖($\phi=0^\circ$ 平面)	30
圖 3-34 陣列 D 在 12 GHz 之二維場型圖($\phi=60^\circ$ 平面)	31
圖 3-35 陣列 D 在 12 GHz 之二維場型圖($\phi=120^\circ$ 平面)	31
圖 3-36 陣列 C 的軸比(Axial Ratio)隨頻率的變化	32
圖 3-37 陣列 D 的軸比(Axial Ratio)隨頻率的變化	32
圖 3-38 陣列 C 之 S 參數量測結果	34
圖 3-39 陣列 C 在 12GHz $\phi=0^\circ$ 平面之右手圓極化二維場型量測圖	34
圖 3-40 陣列 C 在 12GHz $\phi=60^\circ$ 平面之右手圓極化二維場型量測圖	35
圖 3-41 陣列 C 在 12GHz $\phi=120^\circ$ 平面之右手圓極化二維場型量測圖	35
圖 3-42 陣列 C 在 12GHz $\phi=0^\circ$ 平面之左手圓極化二維場型量測圖	36
圖 3-43 陣列 C 在 12GHz $\phi=60^\circ$ 平面之左手圓極化二維場型量測圖	36

圖 3-44 陣列 C 在 12GHz $\phi=120^\circ$ 平面之左手圓極化二維場型量測圖.....	37
圖 3-45 陣列 C 之軸比(Axial Ratio)隨頻率的變化.....	37
圖 3-46 (a)陣列 C 側視圖.....	39
圖 3-46 (b)陣列 C 邊緣板材鍍銅圖.....	39
圖 3-46 (c)陣列 C 饋入電路近照圖.....	39



表錄

表 3-1 陣列 C、陣列 D 之效能模擬比較表..... 33

表 3-2 陣列 A、陣列 B、陣列 C 之效能比較表..... 38



第一章 序論

(Introduction)

1.1 動機與目的

在 1973 年，T. Itoh 和 R. Mittra 發明了頻譜分析法(Spectral domain analysis, SDA)[1]，可求得各種印刷電路架構的散射係數與作為傳輸線的特性阻抗，更可由此法求得架構中電流及電場的分佈。

1979 年，W. Menzel 提出洩漏波天線的想法[2]。1986 年，Oliner 與 Lee 推導出洩漏波的橫向共振特性及輻射範圍的判定，使得我們可以更有系統的去設計洩漏波天線[3]。

1980 年，由於 MMIC 的發展促進了各種平面傳輸線在此技術上的學術研究，Y. C. Shih 和 T. Itoh 對背接金屬共平面波導提出論述[4]，指出此種架構與共平面波導都以主模準 TEM 波傳遞電磁波，另外介質層背面存在額外的金屬，無論頻率為何，背接金屬共平面波導皆可額外支持平板金屬波導的模態傳遞。我們應用其特性去設計成良好的傳輸線，並用來設計天線。

1947 年，Stevenson 發表了槽孔天線在矩形金屬波導裡的等效電路[5]。由於矩形金屬波導能承受大功率以及其饋入簡單的優點，運用此結構饋入的槽孔陣列天線被大量運用在軍事雷達系統上。1996 年，Reuven Shavit 推導出橫向矩形槽孔在平板波導理的等效電路[6]。而 R. S. Elliott 在其天線理論一書[7]提出槽孔天線陣列的設計方法。

1988 年，M. Ando, T. Numata, J. -I. Takada 和 N. Goto 發表了放射狀線槽孔天線(radial line slot antenna, RLSA)[8]，運用在直播衛星收發，該天線具有高輻射增益及高效率的特性，並在邊射方向(broadside)具有高指向性鉛筆束(pencil beam)的輻射場型。

2008 年，程奕翔碩士論文[9]-[10]中，藉由相同的推導方式，求得了旋轉角

度的矩形槽孔在平板波導裡的等效電路，並且運用在背接金屬共平面波導，得到一高增益的輻射天線。

在 1986 年，J. Huang 提出了用線性極化天線產生圓極化效果的方法[11]，運用此方法可得到較好的圓極化軸比頻寬，陸續有人應用此法去完成圓極天線[12]。

在現在和未來的高科技應用上，微波和毫米波頻帶的應用將會越來越重要。舉凡汽車防撞雷達、RFID、數位電視和衛星通訊等等。而設計出符合上述產品規範的天線則是天線設計者的目標。

直播衛星(Direct Broadcast Satellite, DBS)是將訊號數位編碼、多工和 MPEG 壓縮處理後，傳送至衛星地面站上鏈，將訊號發射至距離地球三萬六千公里的高軌同步衛星，經由衛星轉頻器放大功率後，直接下鏈到用戶端接收。有別於現行電視廣播界廣為使用的將節目訊號傳送至有線電視系統頭端接收後，再經由有線電視的纜線傳送給用戶的作法。根據國際電聯(ITU)的規定，直播衛星一般屬於衛星廣播業務(BSS)。採用頻段應是廣播專用 Ku 頻段(我國屬全球規劃 III 區，下行頻段為 11.7 GHz-12.2 GHz)。

2009 年，林侑賢碩士論文[13]中，利用序列轉動饋入法，以四個線性極化的子天線單元，組成具有圓極化效果之天線陣列，該論文針對直播衛星的下行頻段作出設計，天線的中心頻率設計在 12 GHz。

本論文針對林侑賢之碩士論文[13]，提出改良的方式。利用序列轉動饋入法，將子天線單元個數增加至六個，形成新的圓極化天線陣列。如此一來可將印刷式電路板的面積更充分地應用，同時也進一步地增強了天線陣列的效能，包含了天線孔徑效率(aperture efficiency)的增加、正交極化(Cross-Polarization)方面的改良，以及更寬的圓極化軸比 3 dB 頻寬。

1.2 章節介紹

本論文第二章針對背接金屬共平面波導槽孔天線作介紹，其內容包含了背接金屬共平面波導洩漏波的原理介紹、SDA 分析結果以及該天線之性能模擬等等。第三章則為圓極化背接金屬共平面波導槽孔天線之改良，首先介紹何謂序列轉動饋入法，再利用此法構成四單元之圓極化天線陣列，最後提出六單元之圓極化天線陣列，並附上該陣列效能之量測資料，以證明改良的效果。第四章為結論。



第二章 背接金屬共平面波導槽孔天線介紹

本章我們將介紹背接金屬共平面波導槽孔天線的基本原理、SDA 分析結果以及該天線之性能模擬。

2.1 背接金屬共平面波導洩漏波原理

背接金屬共平面波導結構會產生洩漏波，關於其基本原理以及理論分析，本節將會簡單地作介紹。

2.1.1 背接金屬共平面波導洩漏波

圖 2-1、2-2 為背接金屬共平面波導示意圖，波的傳遞為 Z 方向。該電磁波在 Y 方向會衰減，意即能量只在基板裡傳遞，而不會朝空氣中輻射。假設洩漏波傳播常數為 k_s 。對該結構而言，如果 β 大於 k_s ，可得一虛數 k_x ，代表能量不會往 X 方向傳遞，意即能量被束縛在 Z 方向上；反之如果 β 小於 k_s ，得一實數 k_x ，代表電磁波在橫向上有分量，使原本在 Z 方向上傳遞的主模會向兩側產生洩漏波。

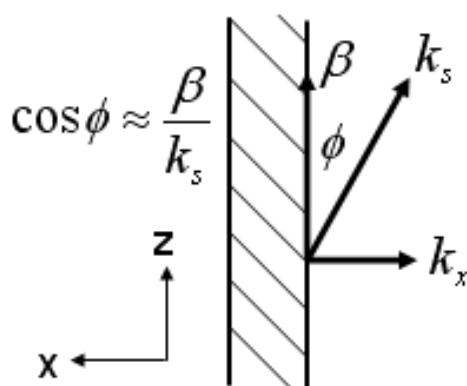


圖 2-1 XZ 方向波數分解

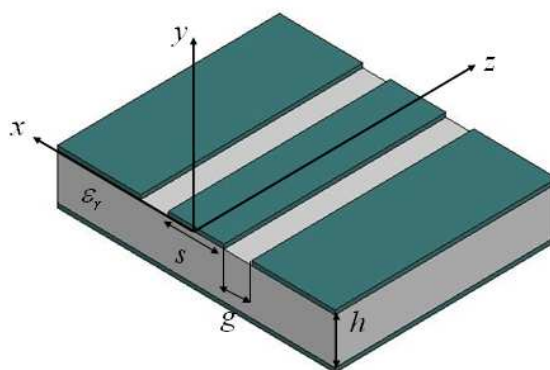


圖 2-2 背接金屬共平面波導結構

圖 2-3 為該架構的正規化傳播常數與洩漏波波數的頻率響應，此圖由 SDA 分析求得。(背接金屬共平面波導的 SDA 分析請參考[10])

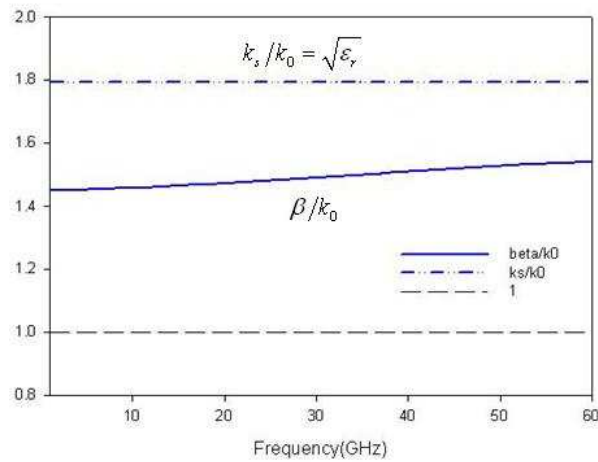


圖2-3 背接金屬共平面波導SDA分析

由於洩漏波波數 k_s 在任何頻率下皆大於相位常數 β ，使得洩漏波永遠存在。我們可以宣稱此架構具有兩種主模：(1) CPW mode (2) PPW mode。兩種電場場型如圖 2-4、2-5 所示。



圖 2-4 CPW mode 電場分佈

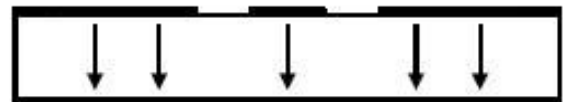


圖 2-5 PPW mode 電場分佈

2.1.2 背接金屬共平面波導 SDA 分析結果

參考[10]，我們獲得背接金屬共平面波導 SDA 的結果，圖 2-6、2-7 分別為 Z 方向的相位常數與衰減常數的正規化曲線($k_z = k_{cr} - j \cdot k_{ci} = \beta - j \cdot \alpha$)。此結構參數為 $\epsilon_r = 3.55$ 、 $s = 0.8 \text{ mm}$ 、 $g = 2.6 \text{ mm}$ 、 $h = 1.524 \text{ mm}$ 。我們可以由圖 2-6 觀察到 k_s 從 0 GHz 就恆大於 β ，而圖 2-7 的 α 也從 0 GHz 就開始有值，表示 PPW 的 TEM 模態在任何頻率下都會混合在結構中。

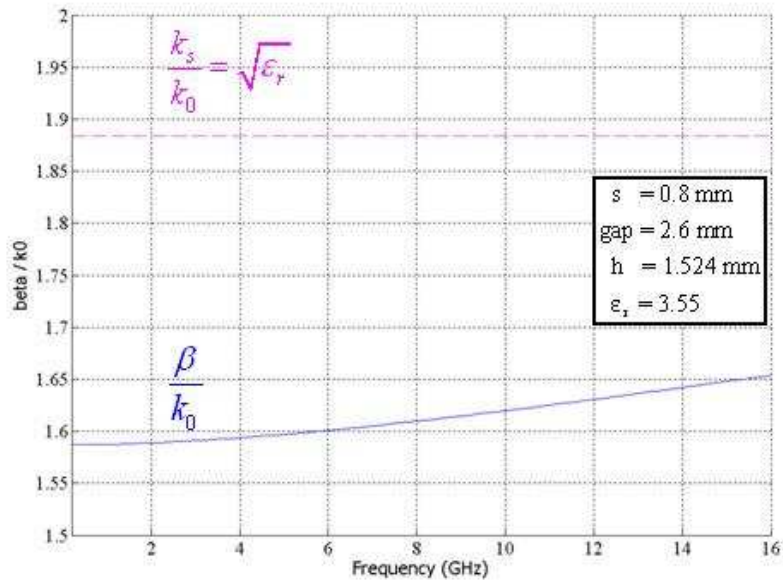


圖2-6 正規化相位常數曲線

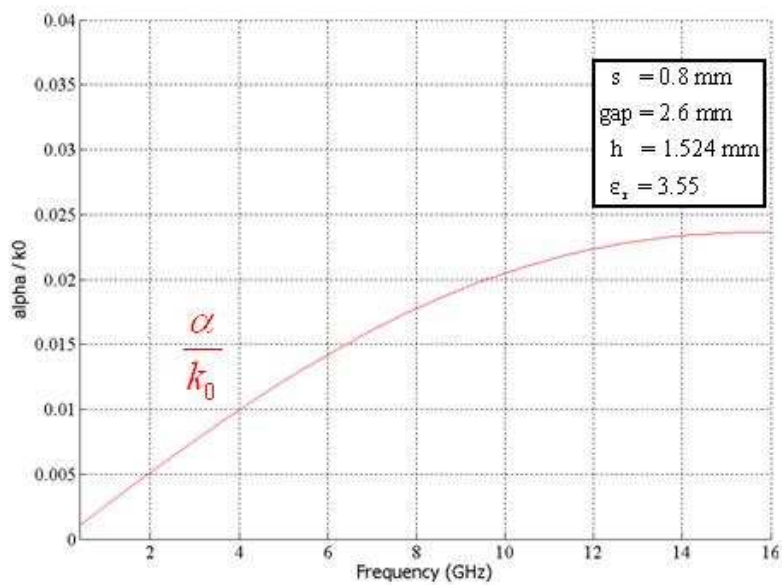


圖2-7 正規化衰減常數曲線

2.2 背接金屬共平面波導槽孔天線

在 2008 年，程奕翔碩士論文[10]中，經過理論的推導以及適當地安排槽孔位置，設計出一個高增益天線，稱之為背接金屬共平面波導槽孔天線，如圖 2-8 所示。該設計的參數如下： $\epsilon_r = 3.55$ 、 $s=0.8$ mm、 $g=2.6$ mm、 $h=1.524$ mm，並且經由 SDA 分析得知，在 12 GHz 時表面波以 30.0419° 向兩側基板傳播，其輸入端

的特性阻抗設計為 100 歐姆。而天線上半部份所產生的電場方向如圖所示，為右下方向；同理，下半部份則為左下方向，因此整體而言，電場的方向朝向 -z 方向，該天線屬於線性極化天線。

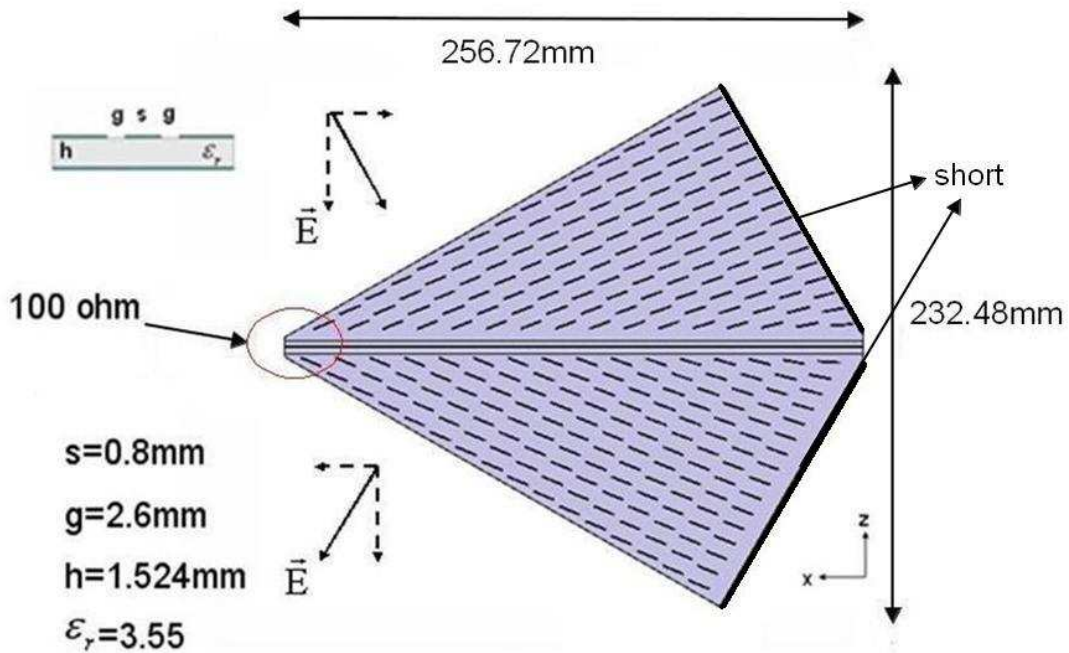


圖2-8 背接金屬共平面波導槽孔天線

圖 2-9 為 S 參數之模擬結果，其頻寬如圖所示，由 11.35 GHz 至 12.25 GHz，12 GHz 處的 S11 是 -14.42 dB。圖 2-10 為天線在 12 GHz 時 YZ 切面的輻射場型。對 theta 極化而言，因收到 Z 方向同向的電場，會得到一 broadside 輻射場型；對 phi 極化而言，因收到 X 方向反向的電場，0 度時會有 null 點。圖 2-11 為 12 GHz 時 XY 平面的輻射場型。對 phi 極化而言，由於 X 方向的電場互相抵消，所以增益很小；對 theta 極化而言，因收到 Z 方向同向的電場，會得到一 broadside 輻射場型，其增益大小為 23.80 dBi。

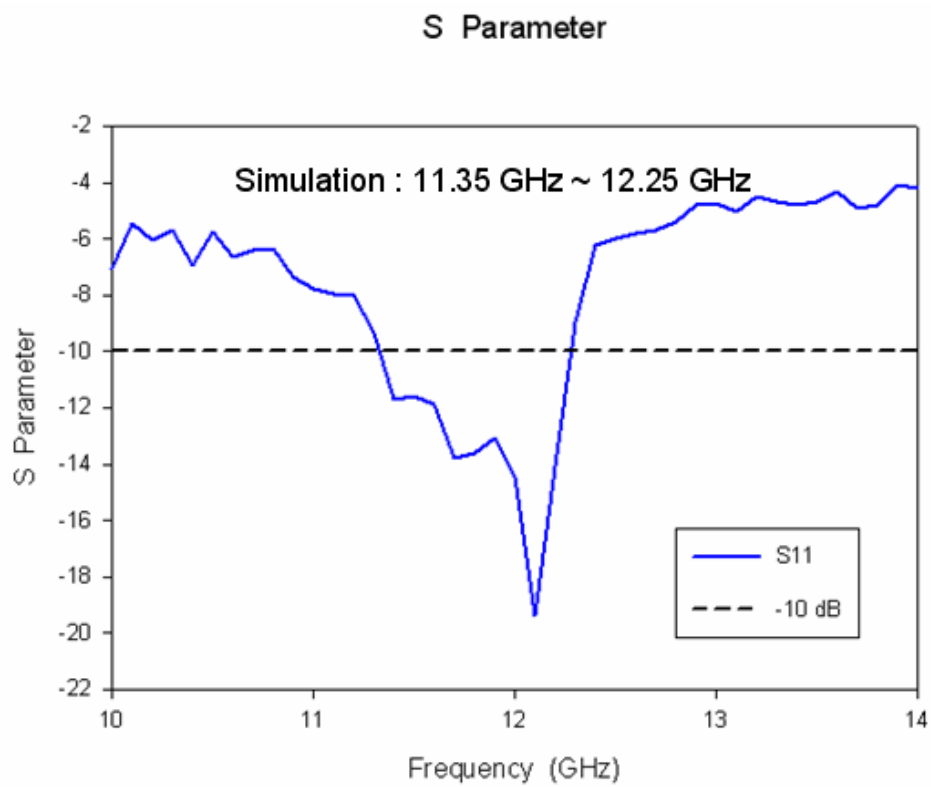


圖2-9 背接金屬共平面波導槽孔天線S參數模擬結果

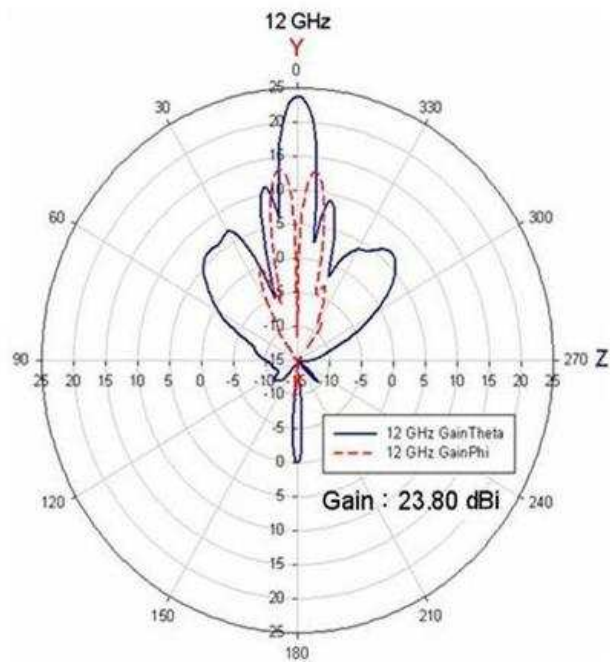


圖2-10 12 GHz YZ切面輻射場型

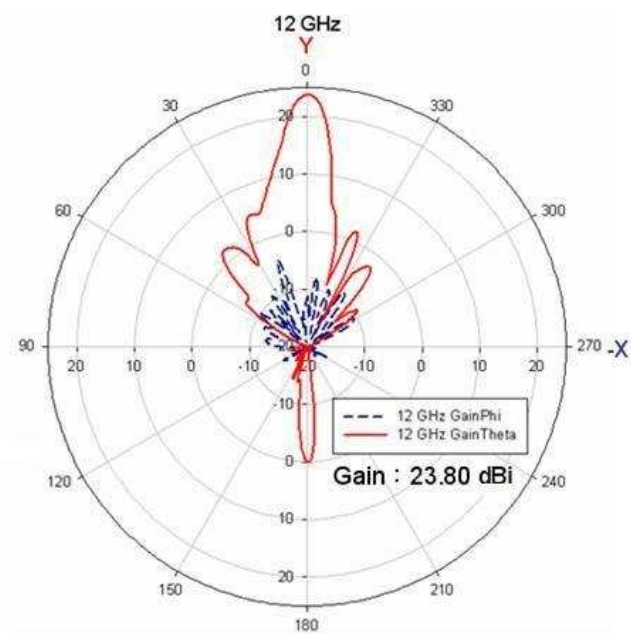


圖2-11 12 GHz XY切面輻射場型



第三章 圓極化背接金屬共平面波導槽孔天線之改良

2009 年，林侑賢碩士論文[13]中，利用背接金屬共平面波導槽孔天線[12]，搭配序列轉動饋入法的概念，設計出了四單元之圓極化天線陣列。本論文的目標在於對此陣列做出更進一步的改良。因此在本章節中，吾人增加線性極化單元個數，設計出六單元之圓極化天線陣列，並且與之作性能上的比較，以證明改良之成效。

3.1 序列轉動饋入法 (Sequential rotation feeding method)

序列轉動饋入法是一個可以使線性極化天線產生圓極化效果的方法[11]，圖 3-1 為其示意圖。藉由調整線性極化天線的擺放角度與饋入相位，讓在陣列天線內的子天線與其相鄰之子天線的擺放角度相差一固定的角度，而每個子天線的饋入相位也與相鄰之子天線相差一固定相位差，其相位差通常藉由調整饋入的長度去達成。

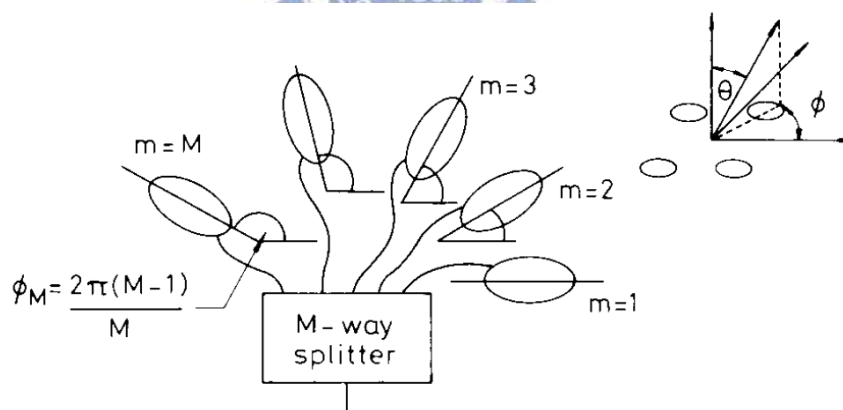


圖3-1 序列轉動饋入法

而若要用四個線性極化天線產生圓極化效果，此四個天線的擺放角度與饋入相位需被安排在 $0^\circ, 90^\circ, 0^\circ, 90^\circ$ 或是 $0^\circ, 90^\circ, 180^\circ, 270^\circ$ 。圖 3-2 以微帶貼片天線為例，為 2×2 的圓極化微帶貼片天線陣列。

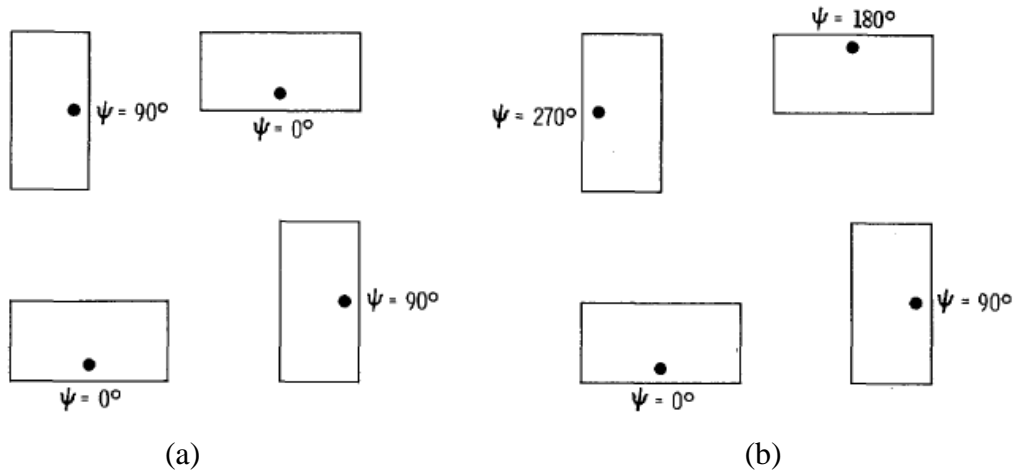


圖 3-2 2x2 圓極化微帶貼片天線 (a) 擺放角度與饋入相位為 $0^\circ, 90^\circ, 0^\circ, 90^\circ$

(b) 擺放角度與饋入相位為 $0^\circ, 90^\circ, 180^\circ, 270^\circ$

同理，若吾人需使用六個線性極化天線產生圓極化效果：則根據圖 3-1 序列轉動饋入法之規則，此六個天線的擺放角度與饋入相位則需被安排在 $0^\circ, 60^\circ, 120^\circ, 180^\circ, 240^\circ, 300^\circ$ 或是 $0^\circ, 60^\circ, 120^\circ, 0^\circ, 60^\circ, 120^\circ$ 亦可。圖 3-3 以微帶貼片天線為例，說明之。

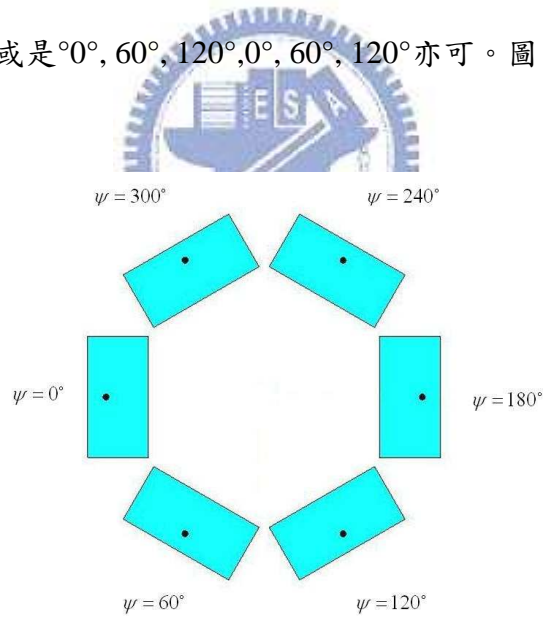


圖3-3 (a) 擺放角度與饋入相位為 $0^\circ, 60^\circ, 120^\circ, 180^\circ, 240^\circ, 300^\circ$ 之

圓極化微帶貼片天線陣列

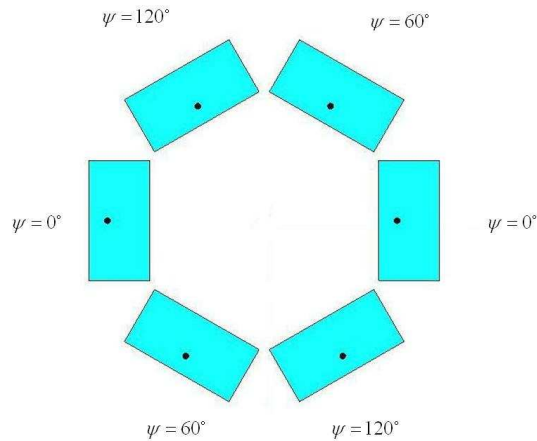


圖3-3 (b) 擺放角度與饋入相位為 0° ， 60° ， 120° ， 0° ， 60° ， 120° 之

圓極化微帶贴片天線陣列

此方法的原理在於對我們所需要的圓極化波有著適當的饋入相位，因此圓極化天線單元中的反向圓極化成分將會被抵消，只留下我們所需的成分，不過只適用於主波束波峰處，若應用在常見的天線陣列可能使反向圓極化成分在非主波束波峰處的旁波瓣變大。運用此方法可有較佳之圓極化軸比 3 dB 頻寬。



3.2 四單元之圓極化天線陣列簡介

3.2.1 四單元之圓極化天線陣列

為了方便做比較，本節先介紹四單元之圓極化天線陣列，在林侑賢碩士論文 [13] 中，將四個背接金屬共平面波導槽孔天線依照序列轉動饋入法來安排，可以得到如圖 3-4 與圖 3-5 的陣列，分別是 $0^\circ, 90^\circ, 0^\circ, 90^\circ$ 擺放方式(以下稱陣列 A)和 $0^\circ, 90^\circ, 180^\circ, 270^\circ$ 擺放方式(以下稱陣列 B)。

如圖 3-4，Element 1 的電場向量為-x 方向。同理，依序調整每個天線，使得 Element 2 的電場向量為-z 方向，Element 3 的電場向量為-x 方向，Element 4 的電場向量為-z 方向。而每個 Element 的相位依序分別是 $0^\circ, 90^\circ, 0^\circ, 90^\circ$ ，進而滿足右手圓極化的條件。

圖 3-5 亦同理，使得 Element 1 的電場向量為-x 方向，Element 2 的電場向量為-z 方向，Element 3 的電場向量為 x 方向，Element 4 的電場向量為 z 方向。而

每個 Element 的相位依序分別是 0° , 90° , 180° , 270° ，同樣滿足右手圓極化的條件。

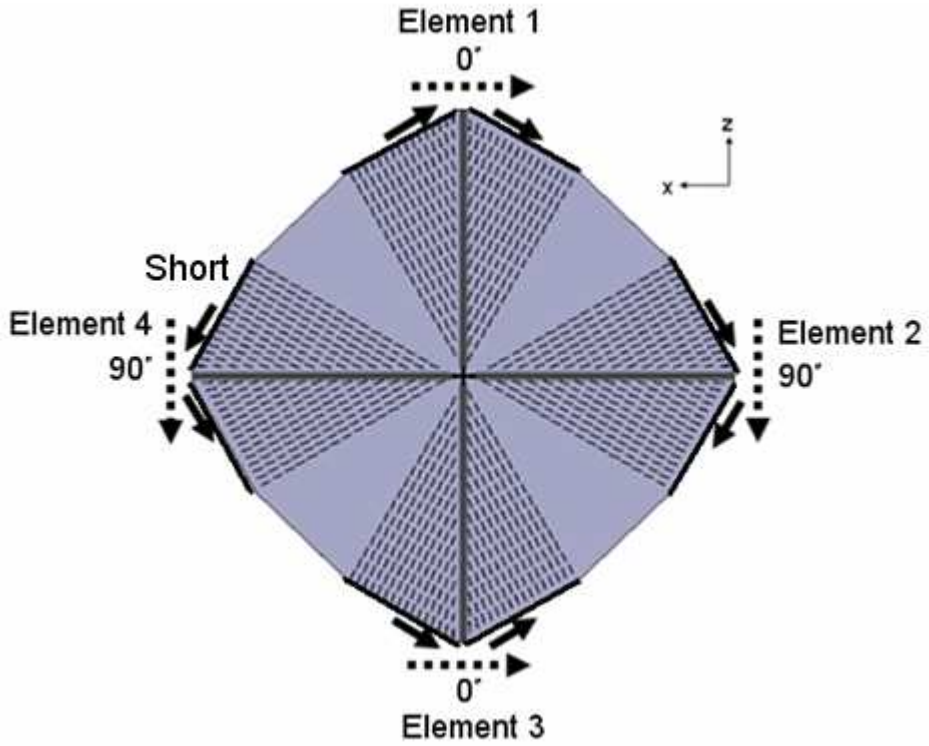


圖3-4 四單元之圓極化天線陣列A示意圖(0° , 90° , 0° , 90°)

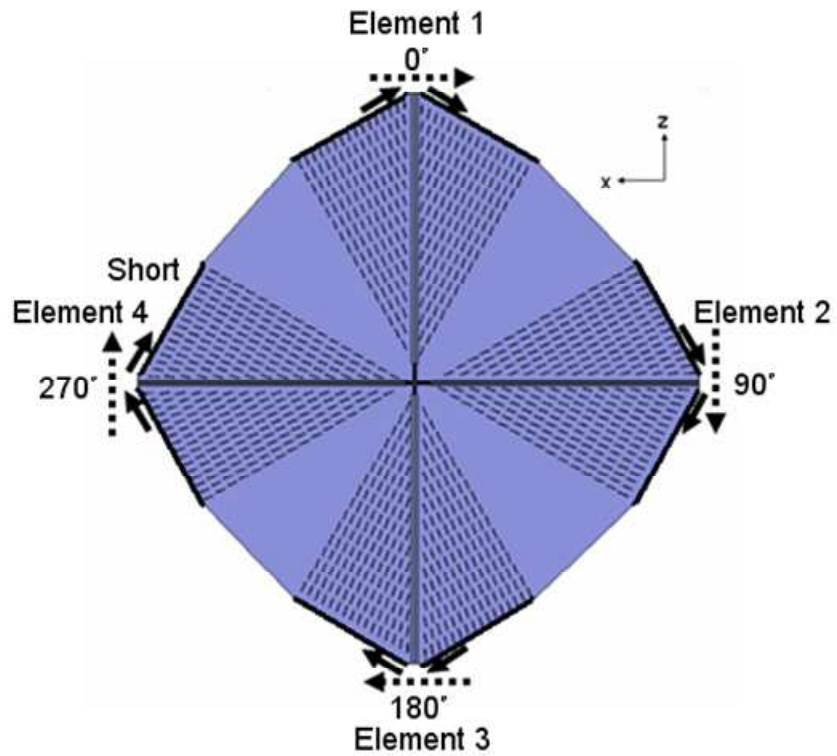


圖3-5 四單元之圓極化天線陣列B示意圖(0° , 90° , 180° , 270°)

3.2.2 四單元之圓極化天線陣列 S 參數之模擬與量測結果

圖 3-6 為陣列 A 的 S 參數模擬與量測結果，在 12 GHz 處的 S11 約為 -14.1 dB，頻寬約為 2 GHz。

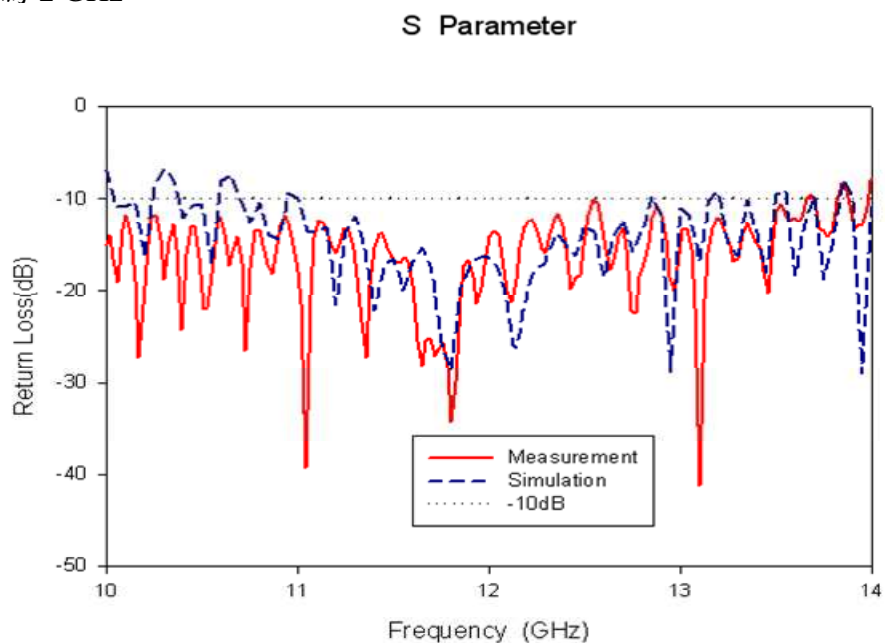


圖3-6 陣列A的S參數模擬與量測結果

圖 3-7 為陣列 B 的 S 參數模擬與量測結果，在 12 GHz 處的 S11 約為 -12.9 dB，頻寬約為 2 GHz。

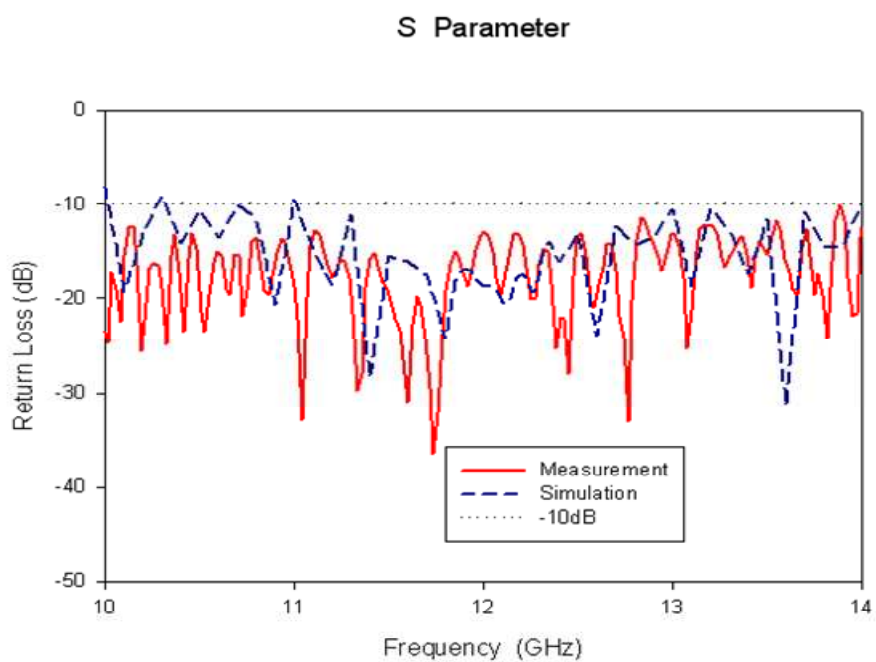


圖3-7 陣列B的S參數模擬與量測結果

3.2.3 四單元之圓極化天線陣列輻射場型及軸比之量測結果

陣列 A 與陣列 B 的輻射場型如下頁各圖所示。

圖 3-8 為陣列 A 在 12 GHz 時 XY 切面右手圓極化的增益，量測增益為 24.82 dBiC。圖 3-9 為陣列 A 在 12 GHz 時 XY 切面左手圓極化的增益，量測增益為 18.58 dBiC。圖 3-10 為陣列 A 的軸比(Axial Ratio)隨頻率變化的圖形，軸比 3 dB 頻寬 330 MHz，從 11.95 GHz 至 12.28 GHz。

圖 3-11 為陣列 B 在 12 GHz 時 XY 切面右手圓極化的增益，量測增益為 24.69 dBiC。圖 3-12 為陣列 B 在 12 GHz 時 XY 切面左手圓極化的增益，量測增益為 20.89 dBiC。圖 3-13 為陣列 B 的軸比(Axial Ratio)隨頻率變化的圖形，軸比 3 dB 頻寬 370 MHz，從 11.9 GHz 至 12.27 GHz。

在後面的 3.4 節之中，我們會將其效能與六單元之圓極化天線陣列做更深入的比較。

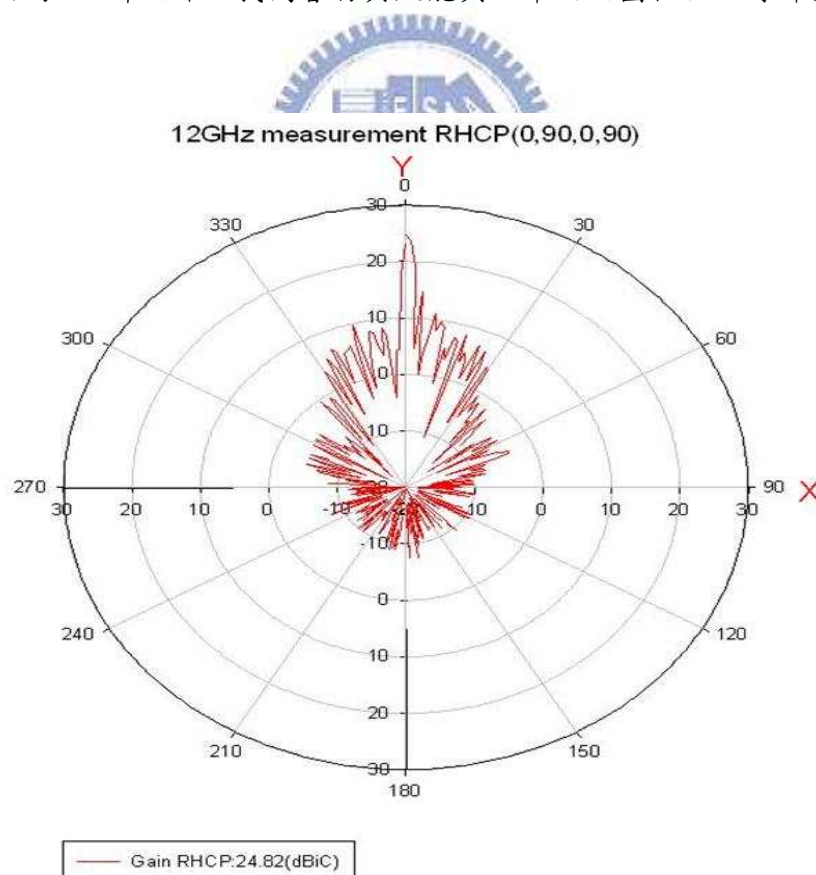


圖3-8 陣列A在12 GHz右手圓極化的增益

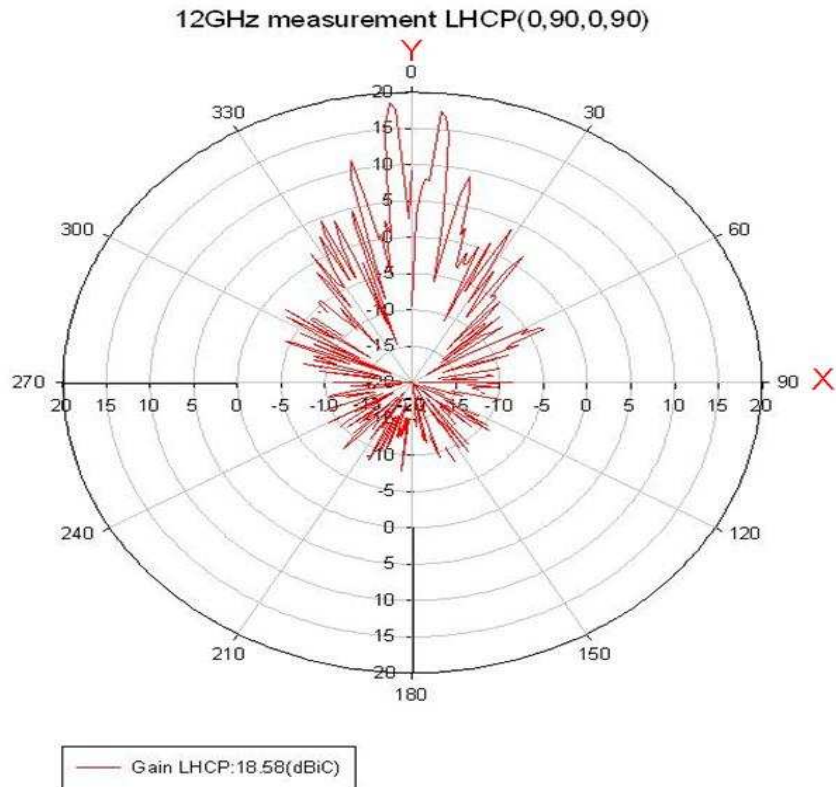


圖3-9 陣列A在12 GHz左手圓極化的增益



Axial Ratio

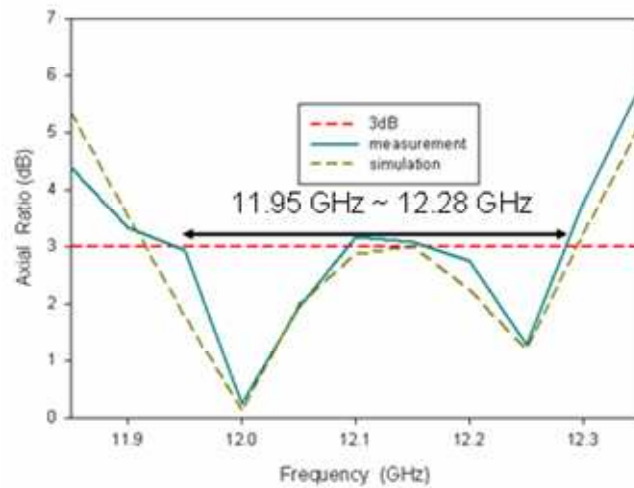


圖3-10 陣列A的軸比(Axial Ratio)隨頻率的變化

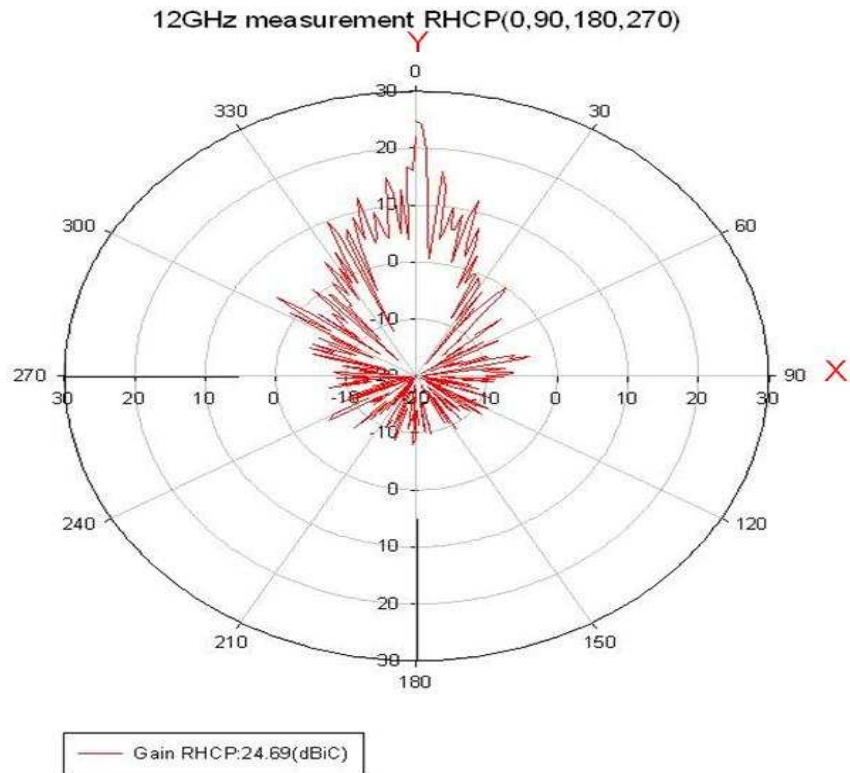


圖3-11 陣列B在12 GHz右手圓極化的增益

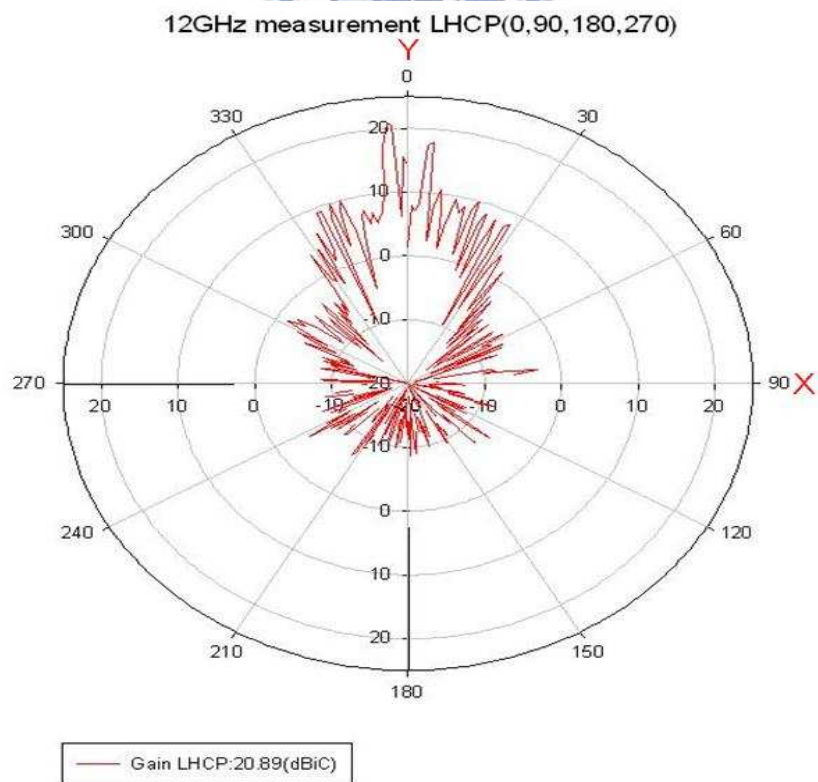


圖3-12 陣列B在12 GHz左手圓極化的增益

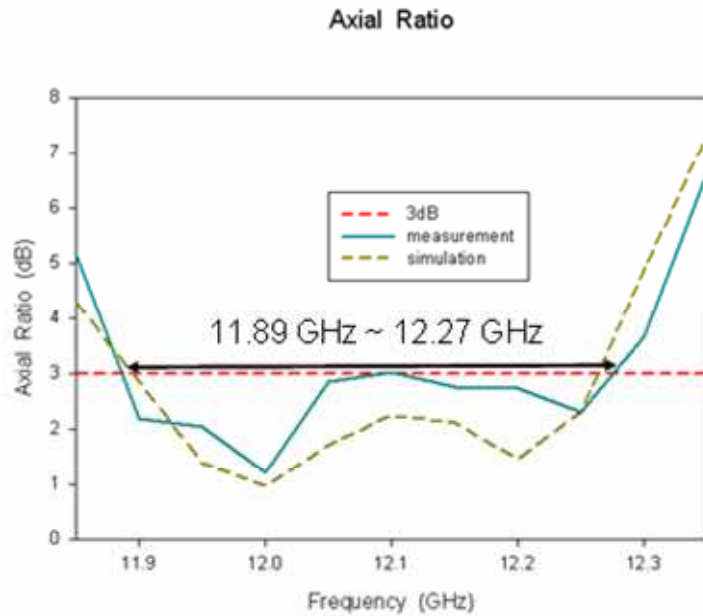


圖3-13 陣列B的軸比(Axial Ratio)隨頻率的變化

3.3 六單元之圓極化天線陣列簡介

在本節中，吾人透過類似 3.2 節的作法，使用六個背接金屬共平面波導槽孔天線，並搭配序列轉動饋入法的概念設計出六單元之圓極化天線陣列，如圖 3-14 與圖 3-15 的陣列，分別是 $0^\circ, 60^\circ, 120^\circ, 0^\circ, 60^\circ, 120^\circ$ 擺放方式（以下稱陣列 C）和 $0^\circ, 60^\circ, 120^\circ, 180^\circ, 240^\circ, 300^\circ$ 擺放方式（以下稱陣列 D）。

如圖 3-14，Element 1 的電場向量為 x 方向。同理，依序調整每個天線，使得 Element 2、Element 3、Element 4、Element 5、Element 6 的電場向量分別如圖所示。而每個 Element 的相位依序分別是 $0^\circ, 60^\circ, 120^\circ, 0^\circ, 60^\circ, 120^\circ$ ，進而滿足右手圓極化的條件。

圖 3-15 亦同理，使得各 Element 的電場向量如圖所示，而每個 Element 的相位依序分別是 $0^\circ, 60^\circ, 120^\circ, 180^\circ, 240^\circ, 300^\circ$ ，同樣滿足右手圓極化的條件。

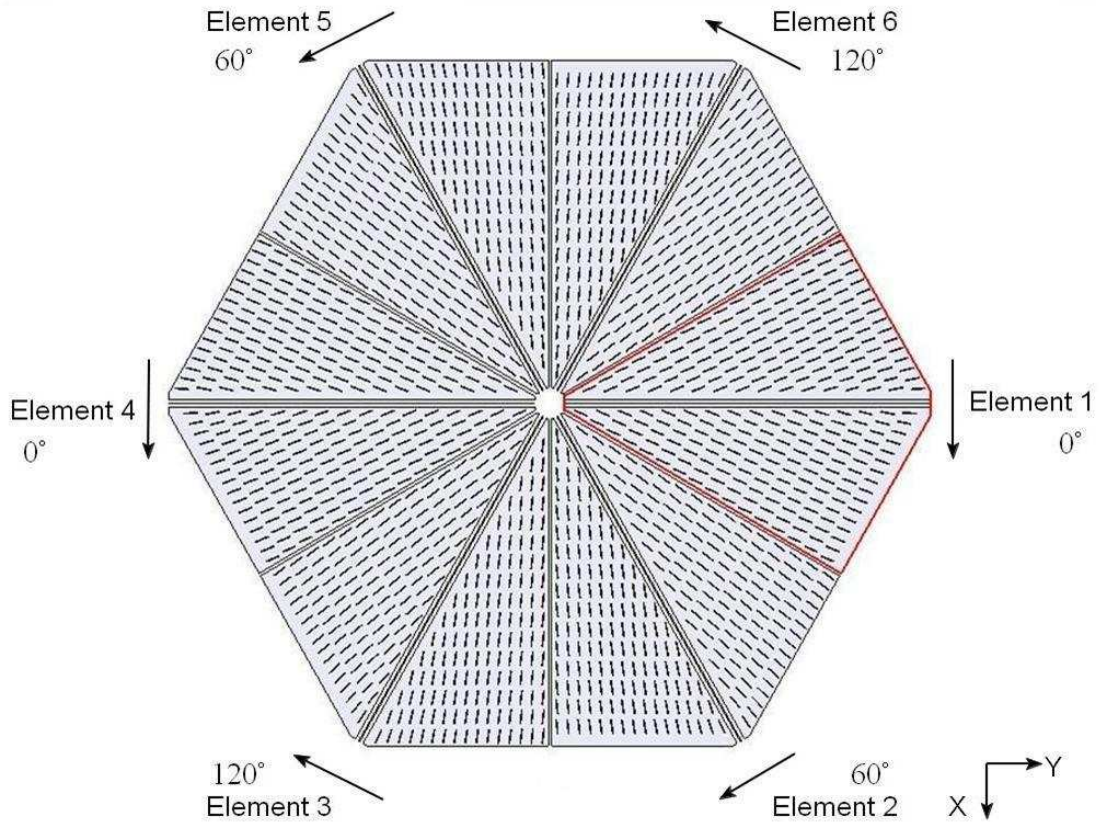


圖3-14 六單元之圓極化天線陣列C示意圖(0°, 60°, 120°, 0°, 60°, 120°)

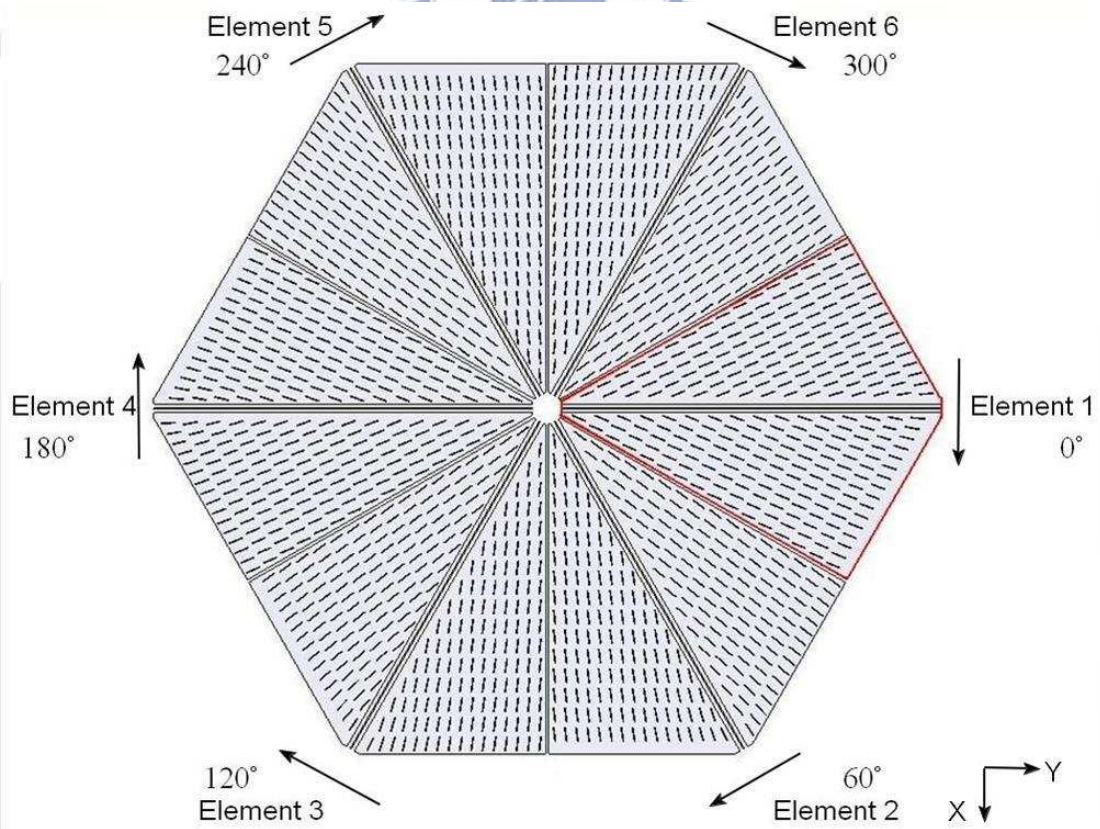


圖3-15 六單元之圓極化天線陣列D示意圖(0°, 60°, 120°, 180°, 240°, 300°)

3.3.1 饋入電路設計

根據序列轉動饋入法，要達成圓極化效果，必須提供適當的饋入電路。此節設計兩個饋入電路，分別用於 $0^\circ, 60^\circ, 120^\circ, 0^\circ, 60^\circ, 120^\circ$ 擺放方式（陣列 C）和 $0^\circ, 60^\circ, 120^\circ, 180^\circ, 240^\circ, 300^\circ$ 擺放方式（陣列 D）。

饋入電路 A，適用於 $0^\circ, 60^\circ, 120^\circ, 0^\circ, 60^\circ, 120^\circ$ 擺放方式，如圖 3-16、圖 3-17 所示，是一個一分六的功率分配器，其功能為：將 50 歐姆的同軸電纜匹配到六片輸入阻抗為 100 歐姆的天線單元，並且提供各埠所需要的相位差。從電路並聯觀點而言，六路的阻抗都必須為 300 歐姆，才能夠與 50 歐姆的同軸電纜達成阻抗匹配。

將 300 歐姆匹配至 100 歐姆最簡單的方式，莫過於以微帶線形式在兩者之間安排一段四分之一波長阻抗轉換器，在此情況下，此段微帶線的阻抗為 173.2 歐姆，線寬為 0.12672mm。但是 0.12672mm 的線寬太細而實作不易，因此必須更改設計：將四分之一波長阻抗轉換器設計成 158 歐姆，線寬為 0.2mm，此設計可將 300 歐姆匹配至 83 歐姆，之後再接上一段背接金屬共平面波導傳輸線，以阻抗緩變方式，來將 83 歐姆匹配至天線端的 100 歐姆。最後藉由調整各埠的饋入長度去提供彼此之間所需的相位差，即達成本電路之設計，其結構如圖所示。

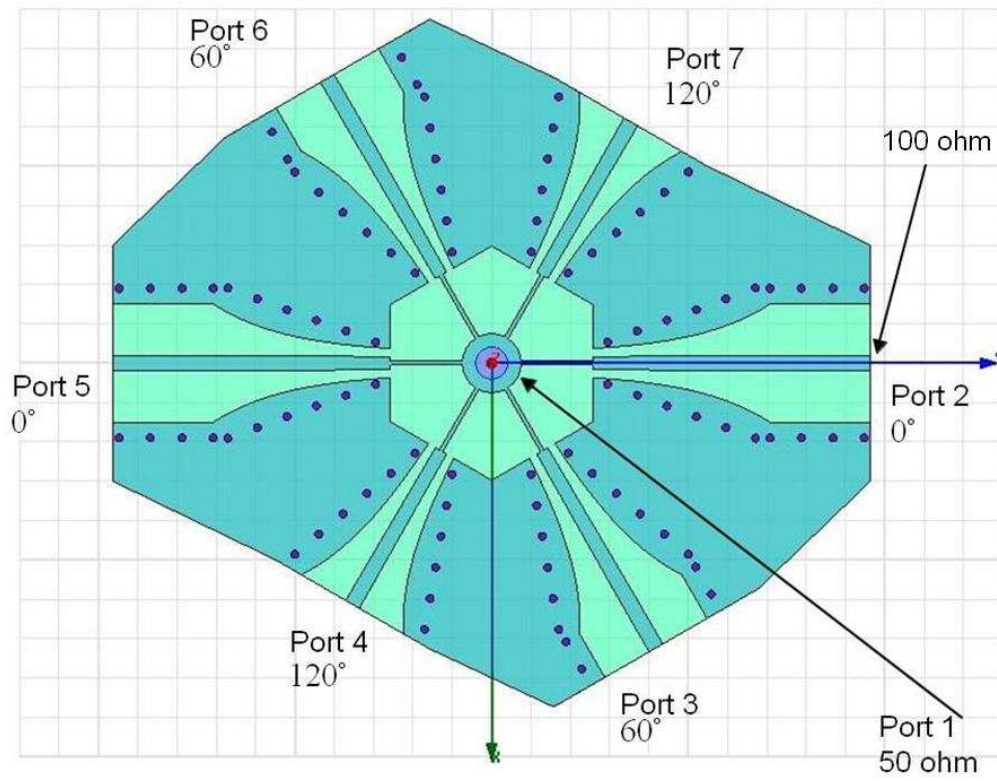


圖3-16 饋入電路A俯視圖

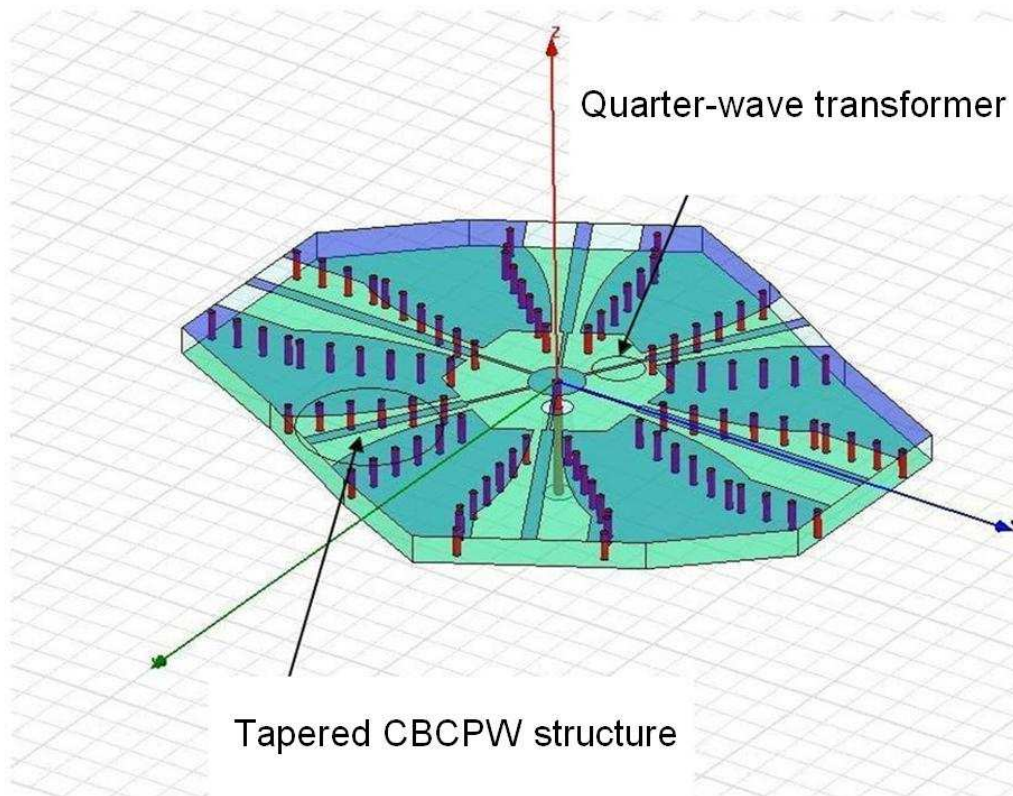


圖3-17 饋入電路A側視圖

圖 3-18 為此饋入電路 A 模擬的 S 參數，S11 在該頻段皆小於-14 dB，而 S21、S31、S41、S51、S61、S71 則約為-8.1 dB 左右，與理想值-7.78dB 相去不遠，表示能量達到一分六的效果。圖 3-19 為 port 7 與 port 6 的相位差、port 6 與 port 5 的相位差、port 4 與 port 3 的相位差、port 3 與 port 2 的相位差，在 12 GHz 處都相差 60 度左右。

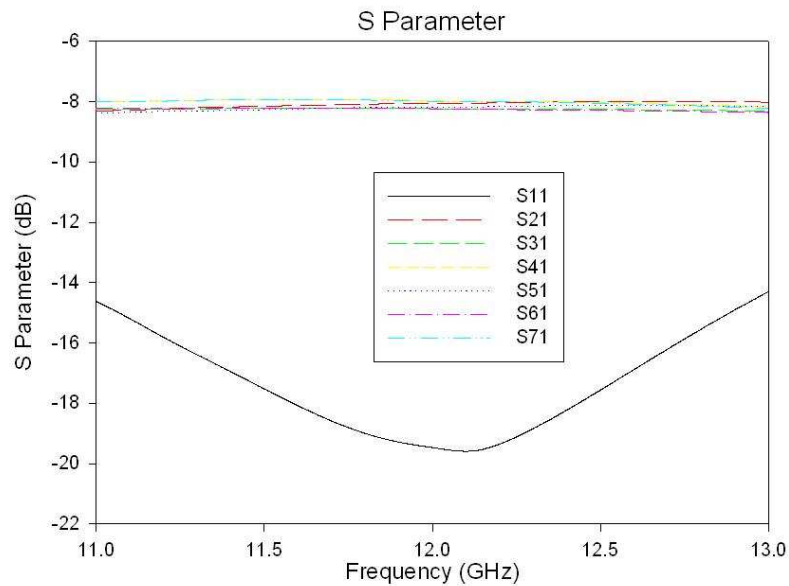


圖3-18 饋入電路A之S參數

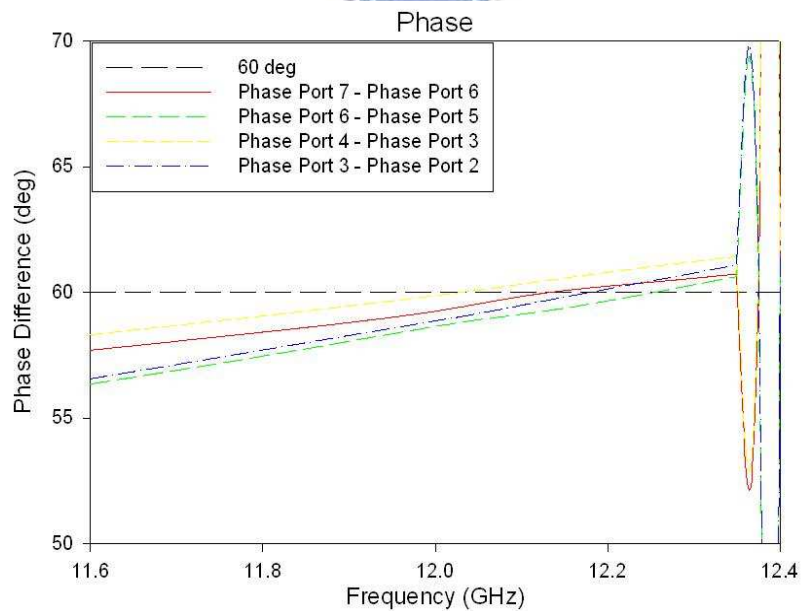
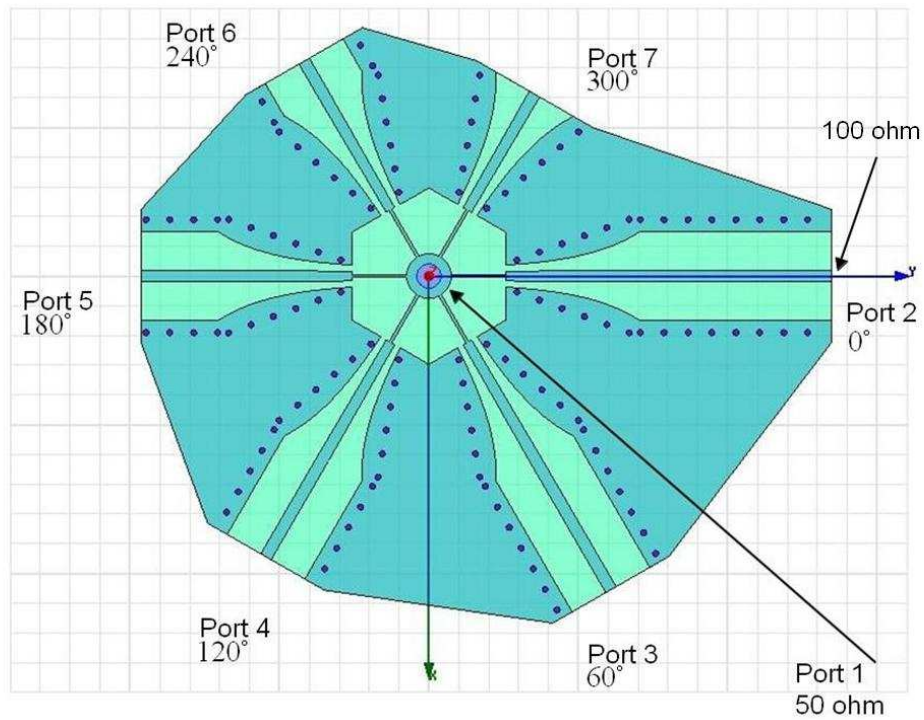


圖3-19 饋入電路A各埠之間相位差

同理，以相同方式設計饋入電路 B，適用於 $0^\circ, 60^\circ, 120^\circ, 180^\circ, 240^\circ, 300^\circ$ 擺放方式，其結構圖如下所示。



3-20 饋入電路 B 俯視圖

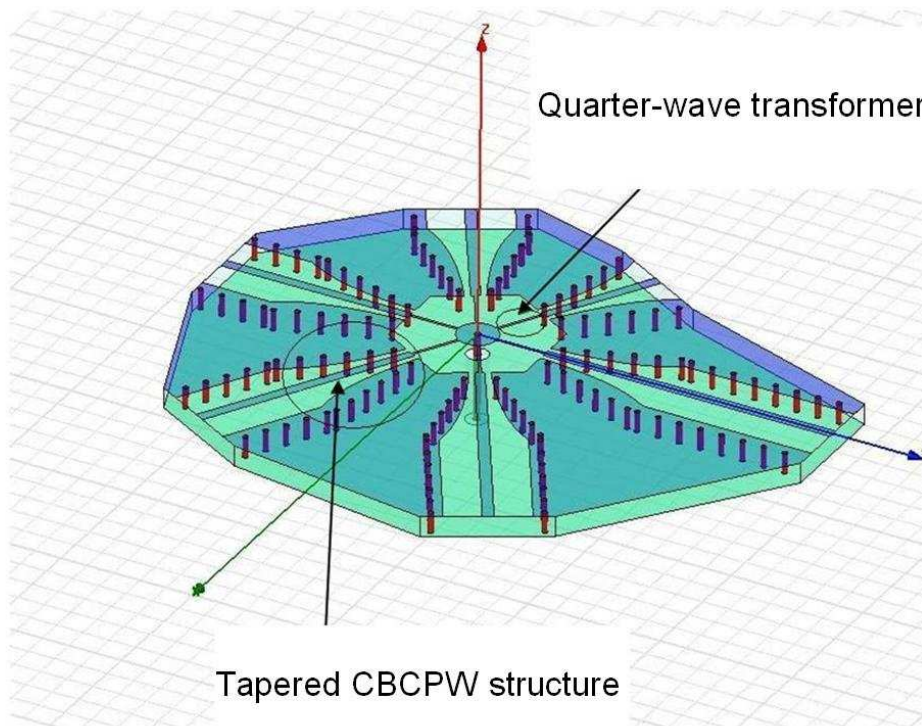


圖3-21 饋入電路B側視圖

圖 3-22 為此饋入電路 B 模擬的 S 參數，S11 在該頻段皆小於-14 dB，而 S21、S31、S41、S51、S61、S71 則約為-8.1 dB 左右，與理想值-7.78dB 相去不遠，表示能量達到一分六的效果。圖 3-23 為 port 7 與 port 6 的相位差、port 6 與 port 5 的相位差、port 5 與 port 4 的相位差、port 4 與 port 3 的相位差、port 3 與 port 2 的相位差，在 12 GHz 處都相差 60 度左右。

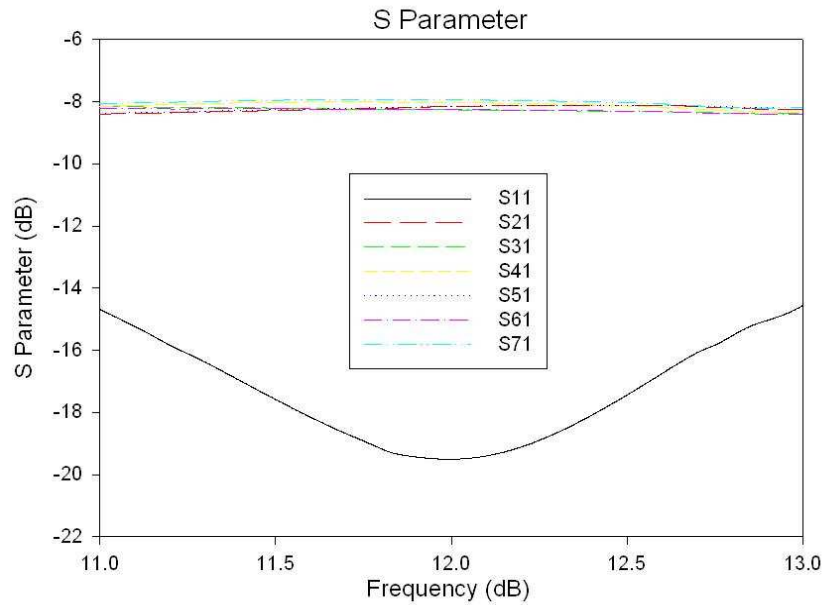


圖3-22 饋入電路B之S參數

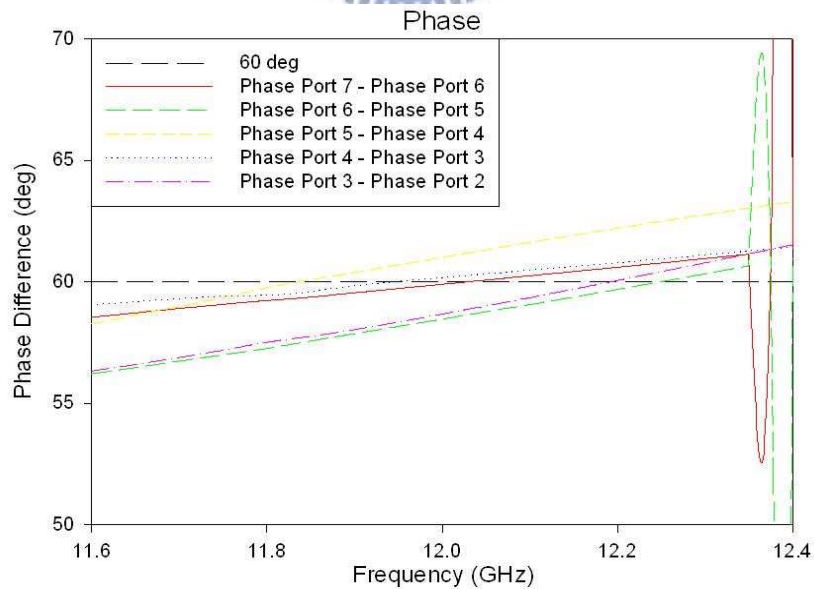


圖3-23 饋入電路B各埠之間相位差

3.2.2 六單元之圓極化天線陣列效能模擬

我們分別將饋入電路 A、饋入電路 B 與陣列 C ($0^\circ, 60^\circ, 120^\circ, 0^\circ, 60^\circ, 120^\circ$ 擺放方式)、陣列 D ($0^\circ, 60^\circ, 120^\circ, 180^\circ, 240^\circ, 300^\circ$ 擺放方式) 做結合，得到整體天線的示意圖，如圖 3-24、圖 3-25。並且展示兩個陣列的 S 參數、二維場型圖以及軸比(Axial Ratio)隨頻率變化圖等等模擬結果。

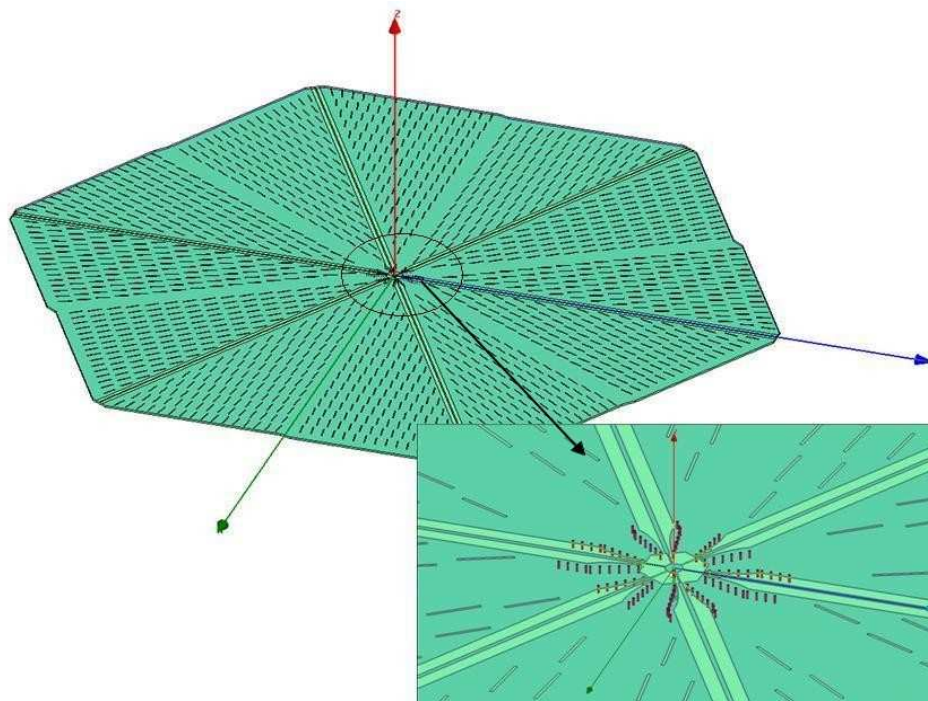


圖3-24 六單元之圓極化天線陣列C結構圖($0^\circ, 60^\circ, 120^\circ, 0^\circ, 60^\circ, 120^\circ$)

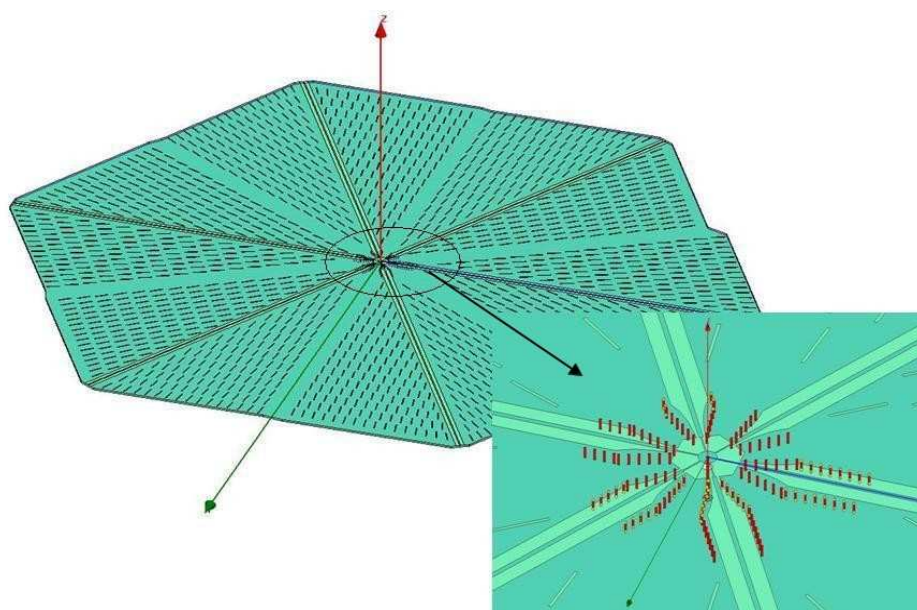


圖3-25 六單元之圓極化天線陣列D結構圖($0^\circ, 60^\circ, 120^\circ, 180^\circ, 240^\circ, 300^\circ$)

圖 3-26 為陣列 C 的 S 參數模擬結果，在 12 GHz 處的 S11 約為 -16.67 dB，頻寬約為 2 GHz。圖 3-27 為陣列 D 的 S 參數模擬結果，在 12 GHz 處的 S11 約為 -18.40 dB，頻寬約為 2.4 GHz。

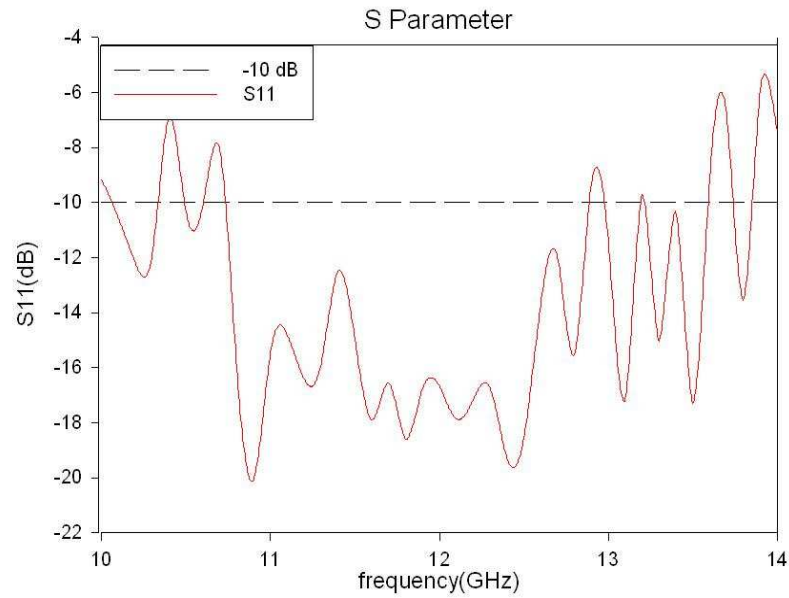


圖3-26 六單元之圓極化天線陣列C之S參數模擬結果

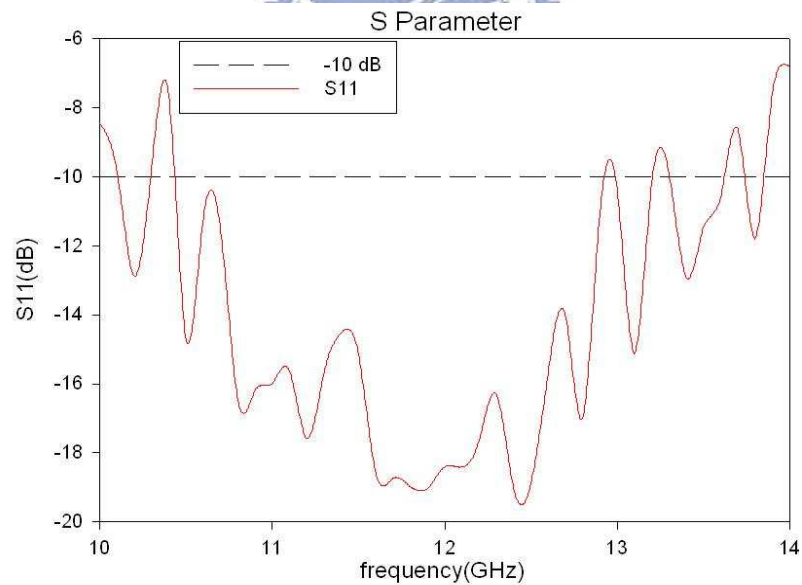


圖3-27 六單元之圓極化天線陣列D之S參數模擬結果

以下，圖 3-28、圖 3-29 分別為陣列 C 在 12GHz 之右手圓極化、左手圓極化三維立體場型圖。本論文欲探討正交極化(cross-polarization；此時即為左手圓極化)的現象，觀察圖 3-29 可以發現左手圓極化的波束(beam)座落於 $\phi=0^\circ$ 、 $\phi=60^\circ$ 、 $\phi=120^\circ$ 之平面上，共有六個波束，因此隨後附上這三個平面的二維場型圖，以便觀察。

同理，陣列 D 也有相同的現象：左手圓極化的波束座落於 $\phi=0^\circ$ 、 $\phi=60^\circ$ 、 $\phi=120^\circ$ 之平面上，因此不再贅述。相同地，也附上這三個平面的二維場型圖，以便觀察。

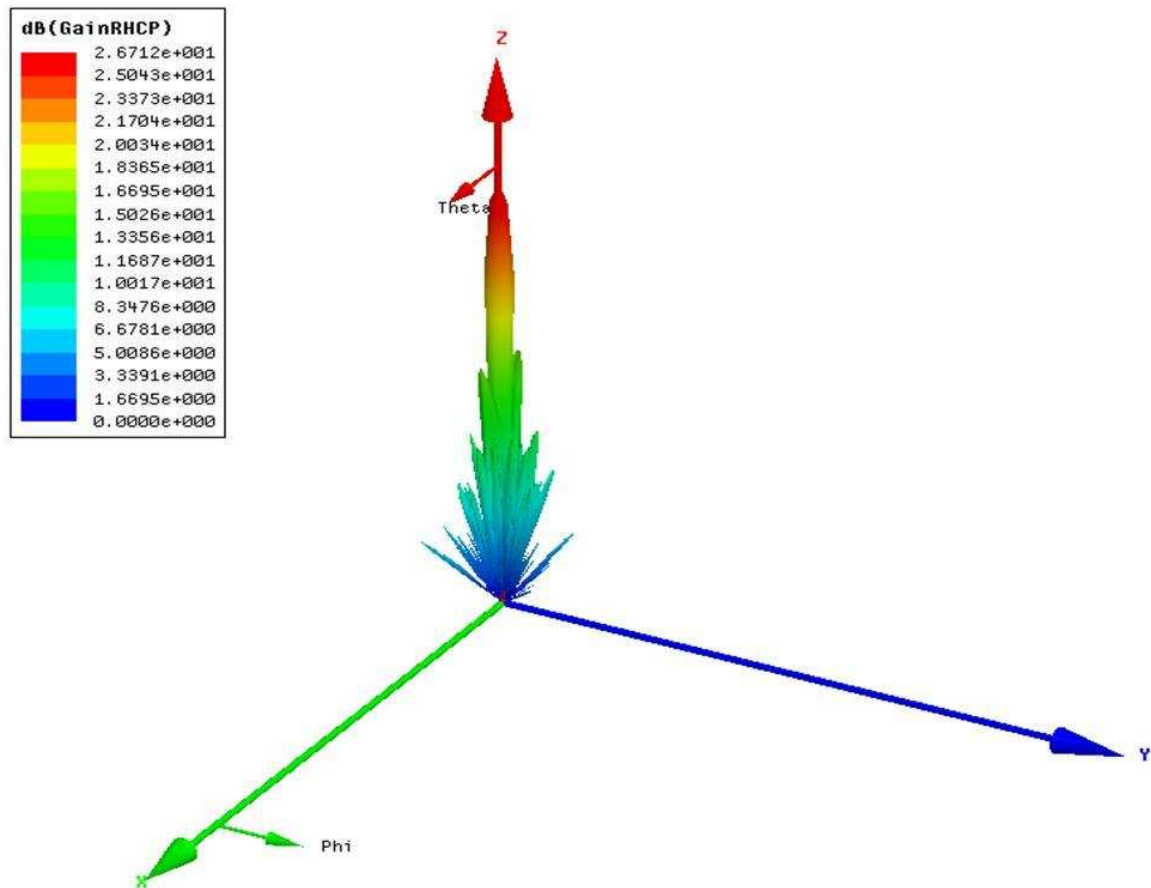


圖3-28 陣列C在12GHz之右手圓極化三維立體場型圖

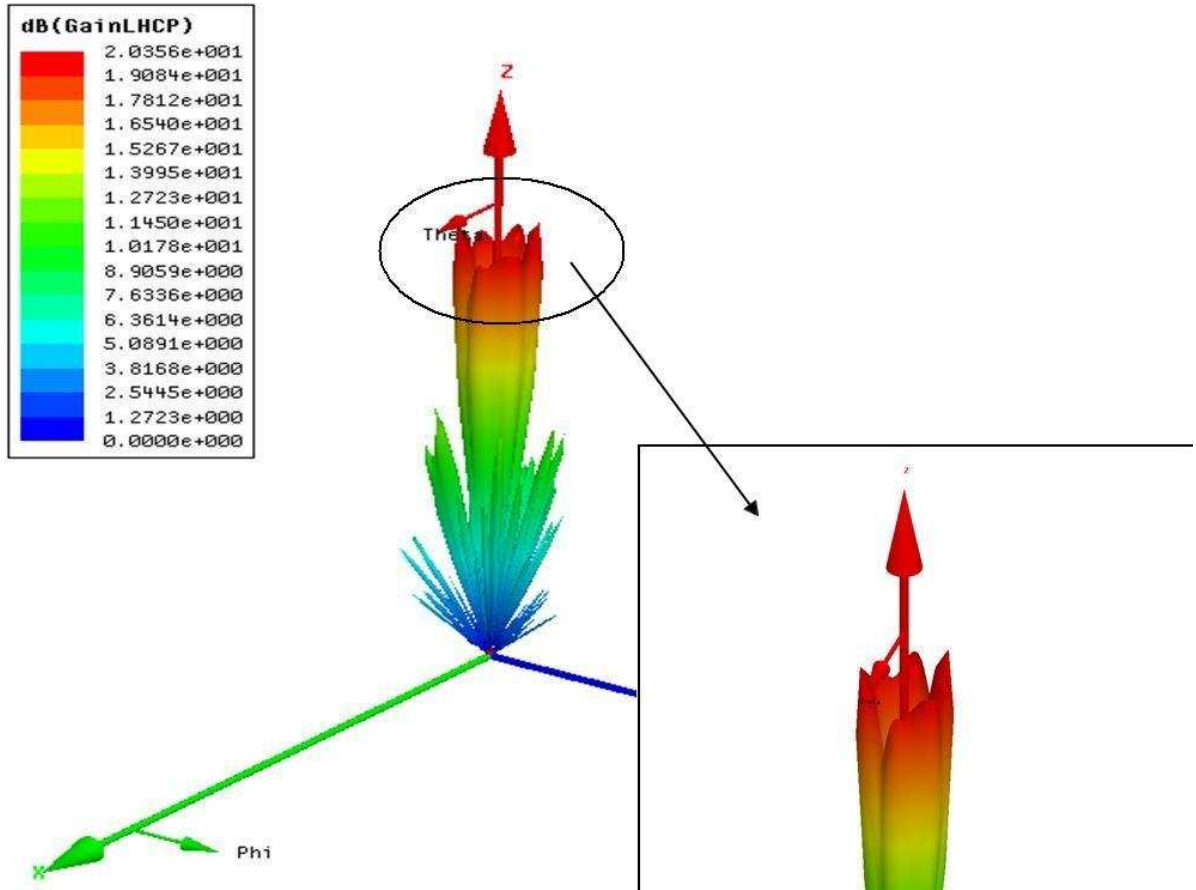


圖3-29 陣列C在12GHz之左手圓極化三維立體場型圖

陣列 C、陣列 D 之二維場型圖分別如下頁各圖所示。

圖 3-30、圖 3-31、圖 3-32 分別為陣列 C 在 12GHz 之 $\phi=0^\circ$ 、 $\phi=60^\circ$ 、 $\phi=120^\circ$ 三個平面之二維場型圖。其中右手圓極化的增益皆為 26.71dBiC，左手圓極化增益則分別為 19.60dBiC、19.34dBiC、20.36dBiC。

圖 3-33、圖 3-34、圖 3-35 分別為陣列 D 在 12GHz 之 $\phi=0^\circ$ 、 $\phi=60^\circ$ 、 $\phi=120^\circ$ 三個平面之二維場型圖。其中右手圓極化的增益皆為 26.62dBiC，左手圓極化增益則分別為 18.86dBiC、19.84dBiC、20.80dBiC。

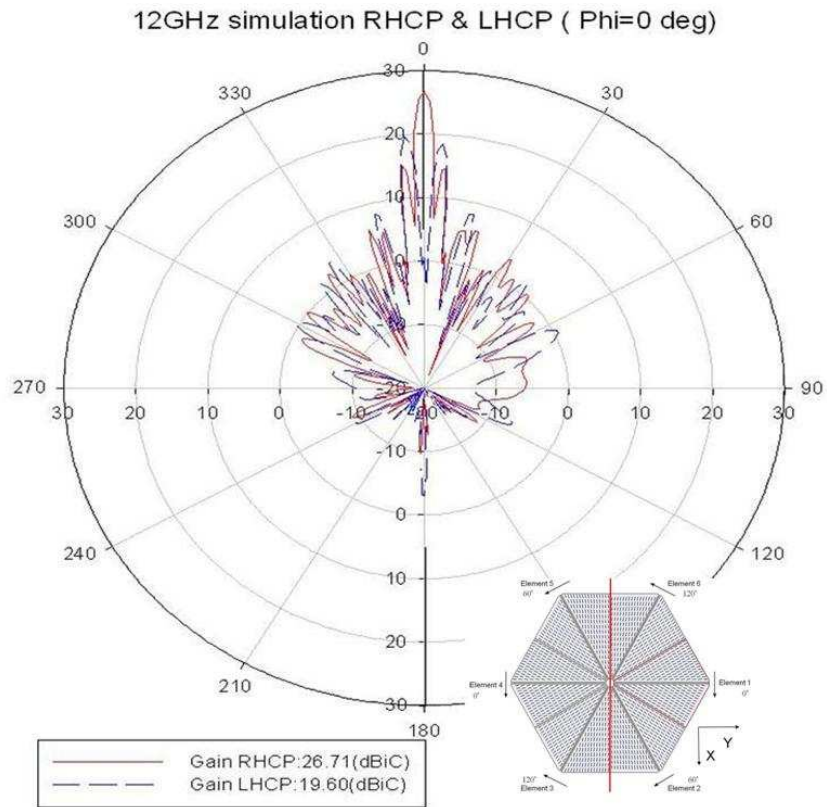


圖3-30 陣列C在12 GHz之二維場型圖(phi=0°平面)

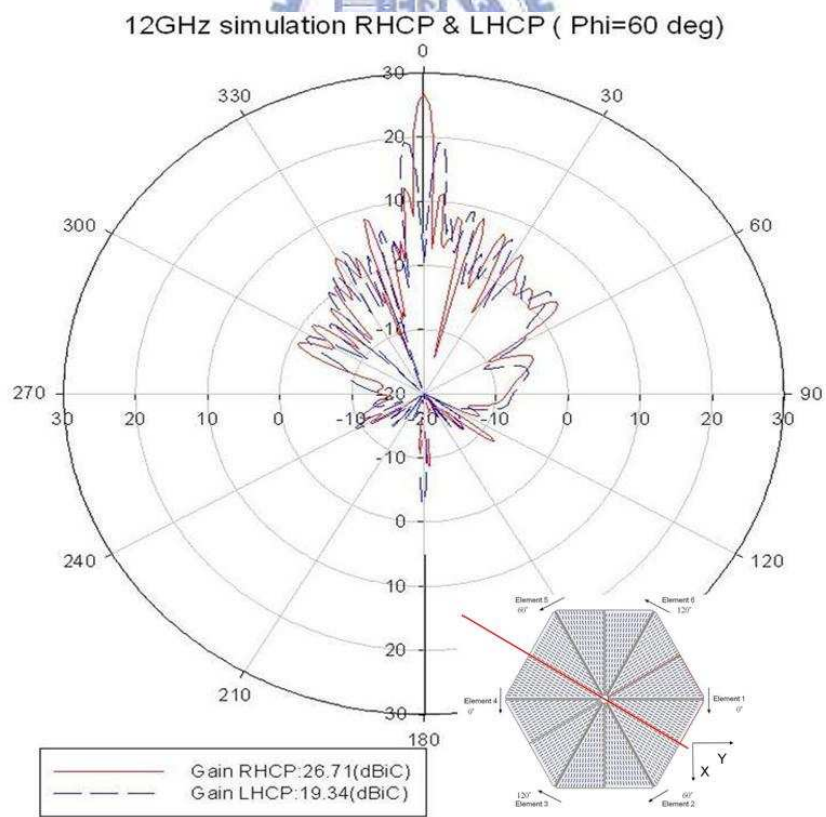


圖3-31 陣列C在12 GHz之二維場型圖(phi=60°平面)

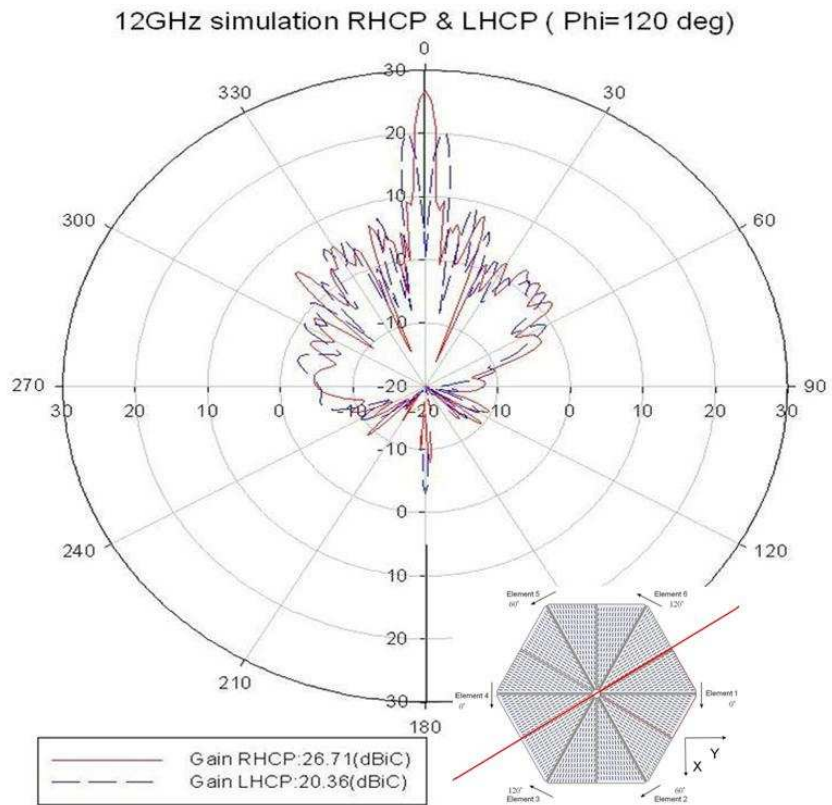


圖3-32 陣列C在12 GHz之二維場型圖(phi=120°平面)

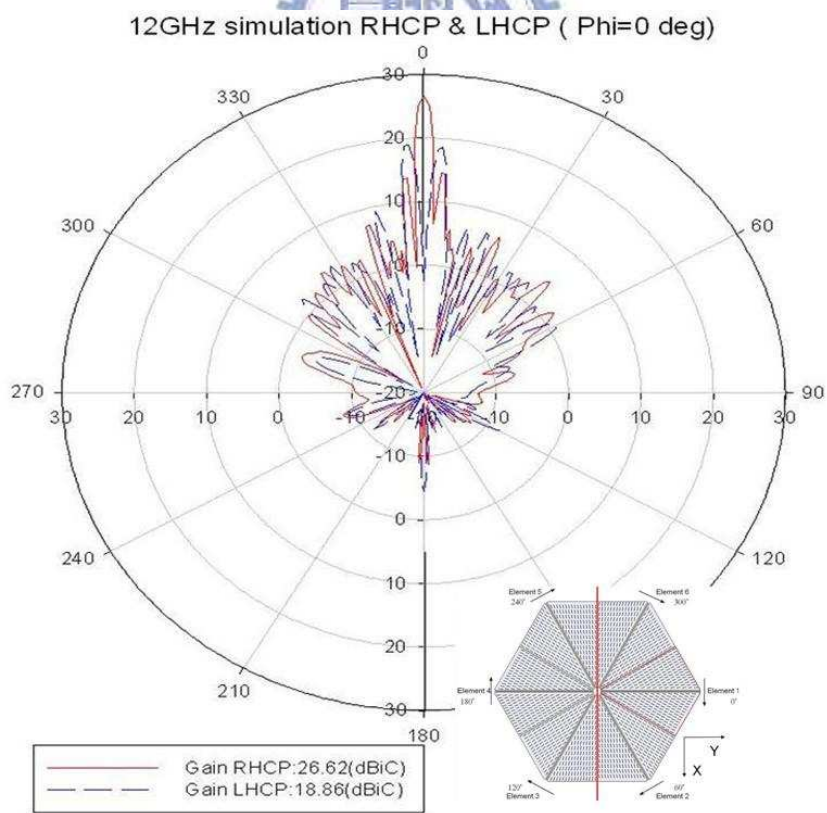


圖3-33 陣列D在12 GHz之二維場型圖(phi=0°平面)

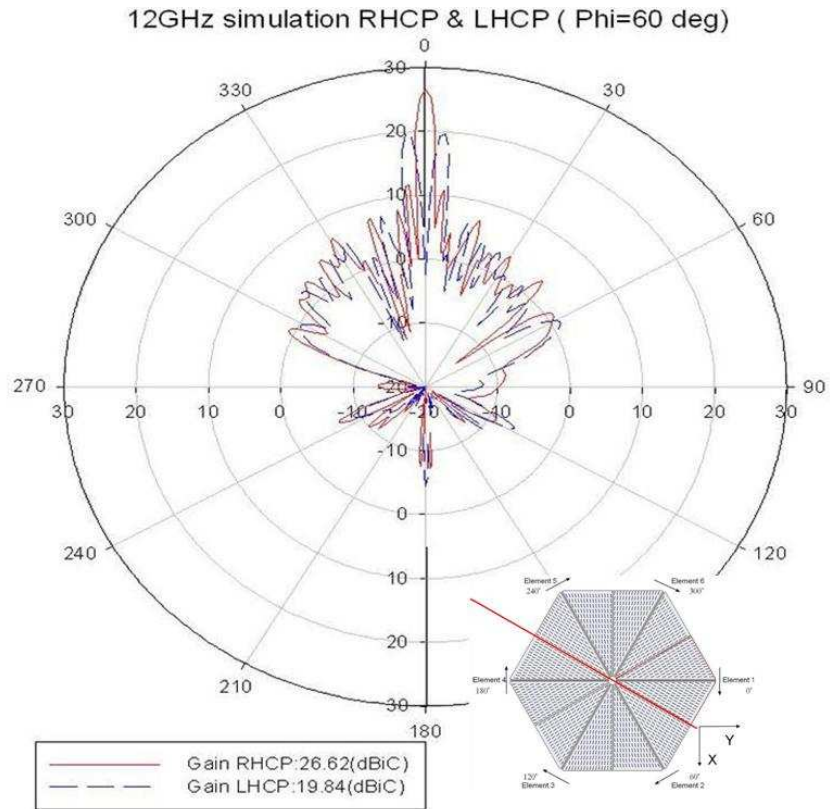


圖3-34 陣列D在12 GHz之二維場型圖(phi=60° 平面)

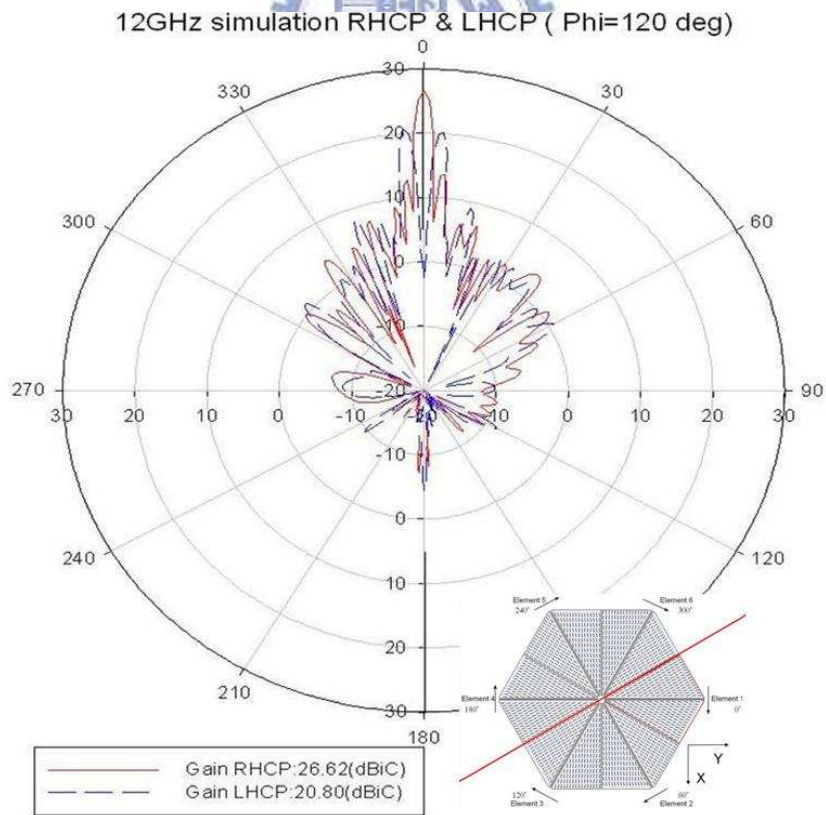


圖3-35 陣列D在12 GHz之二維場型圖(phi=120° 平面)

陣列 C 與陣列 D 的軸比(Axial Ratio)隨頻率變化的圖分別如下頁各圖所示。圖 3-36 為陣列 C 之軸比隨頻率變化情形，軸比 3 dB 頻寬約為 1.1 GHz。圖 3-37 為陣列 D 之軸比隨頻率變化情形，軸比 3 dB 頻寬約為 0.9 GHz。

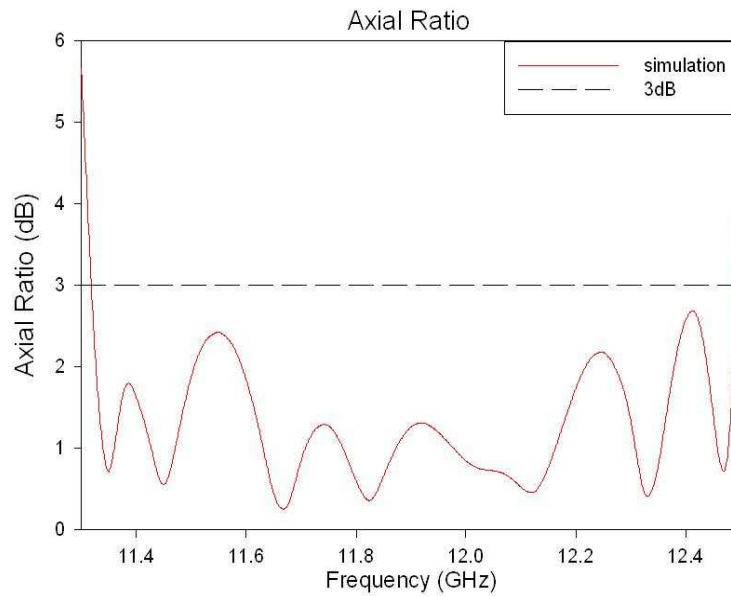


圖3-36 陣列C的軸比(Axial Ratio)隨頻率的變化

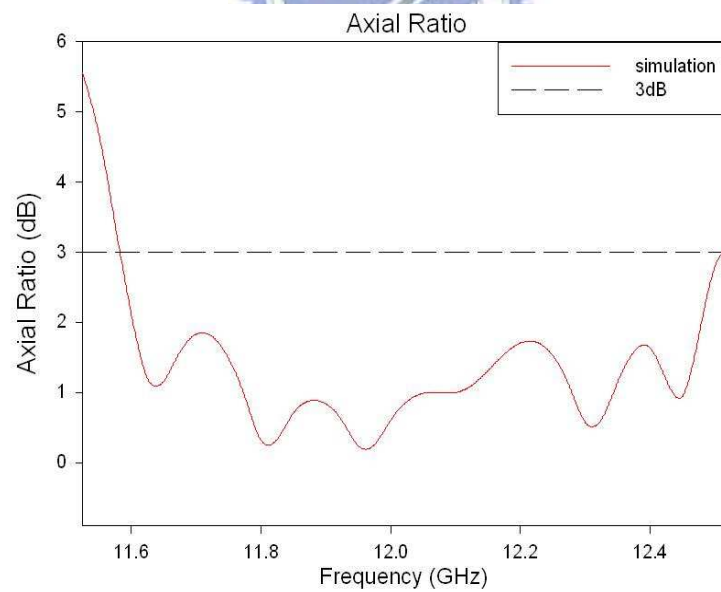


圖3-37 陣列D的軸比(Axial Ratio)隨頻率的變化

綜合以上結果，整理成表 3-1 如下，可以發現陣列 C 右手圓極化增益較高、左手圓極化波束的增益較均勻、軸比 3 dB 頻寬較寬。簡言之，陣列 C 之設計具有較佳的效能，因此吾人選擇將其實作，並量測之。

表 3-1 陣列 C、陣列 D 之效能模擬比較表

	gain RHCP (dBiC)	gain LHCP at phi= 0° (dBiC)	gain LHCP at phi= 60° (dBiC)	gain LHCP at phi= 120° (dBiC)	3 dB axial ratio bandwidth (GHz)
Array C	26.71	19.60	19.34	20.36	約 1.1
Array D	26.62	18.86	19.84	20.80	約 0.9



3.3.3 六單元之圓極化天線陣列效能量測

由 3.3.2 節可知，陣列 C 具有較佳的效能，因此吾人選擇將此設計實作，並量測之。

圖 3-38 為陣列 C 之 S 參數量測結果，在 12 GHz 處的 S11 約為 -15.3374 dB，頻寬約為 2 GHz。圖 3-39、圖 3-40、圖 3-41 分別為陣列 C 在 12GHz 時 $\phi=0^\circ$ 、 $\phi=60^\circ$ 、 $\phi=120^\circ$ 三個平面之右手圓極化二維場型量測圖。圖 3-42、圖 3-43、圖 3-44 則分別為陣列 C 在 12GHz 時 $\phi=0^\circ$ 、 $\phi=60^\circ$ 、 $\phi=120^\circ$ 三個平面之左手圓極化二維場型量測圖。其中右手圓極化的增益皆為 26.12dBiC，左手圓極化增益則分別為 17.072dBiC、18.227dBiC、17.898dBiC。圖 3-45 為陣列 C 之軸比隨頻率變化情形，從 11.4GHz 到 12.4GHz 左右，軸比 3 dB 頻寬約為 1 GHz。

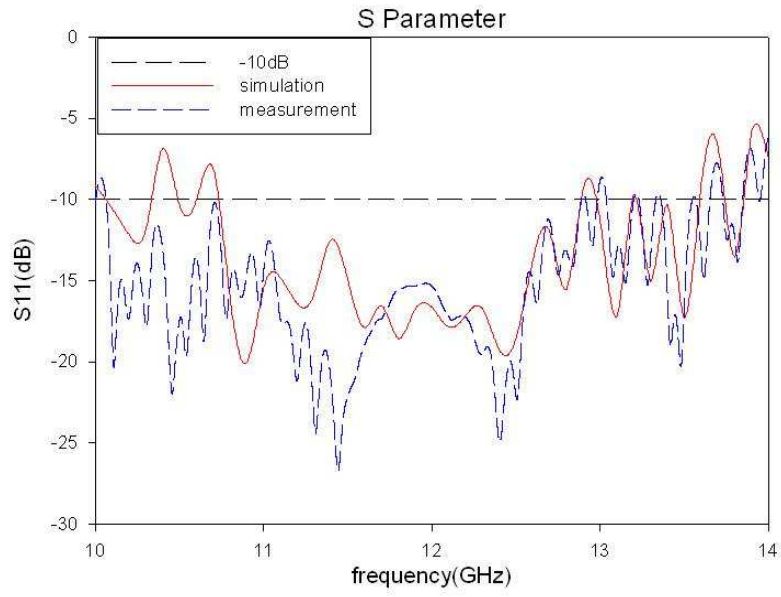


圖3-38 陣列C之S參數量測結果

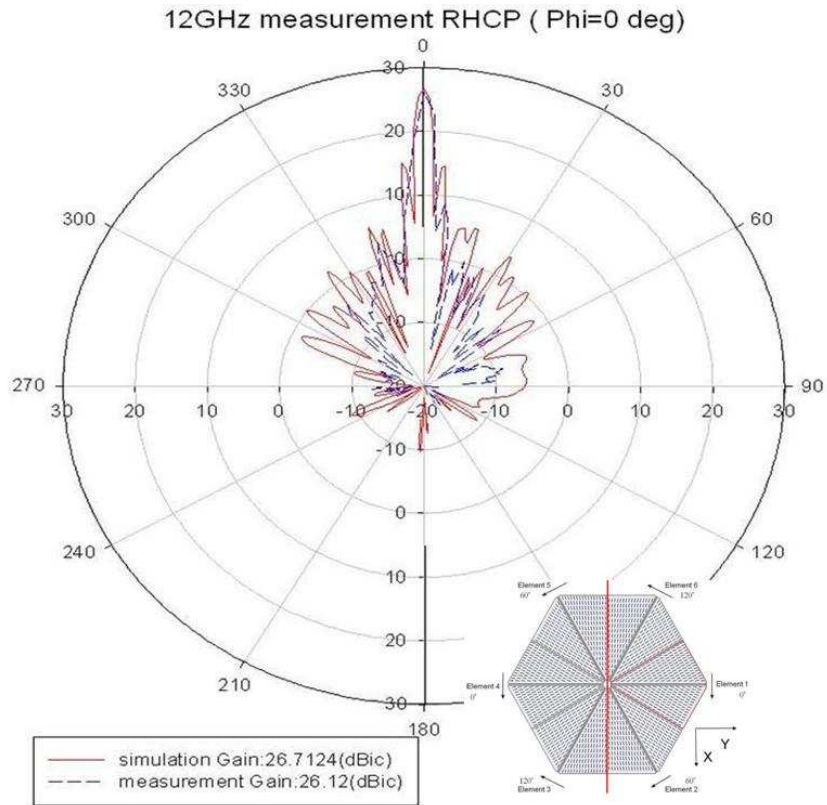


圖3-39 陣列C在12GHz $\phi=0^\circ$ 平面之右手圓極化二維場型量測圖

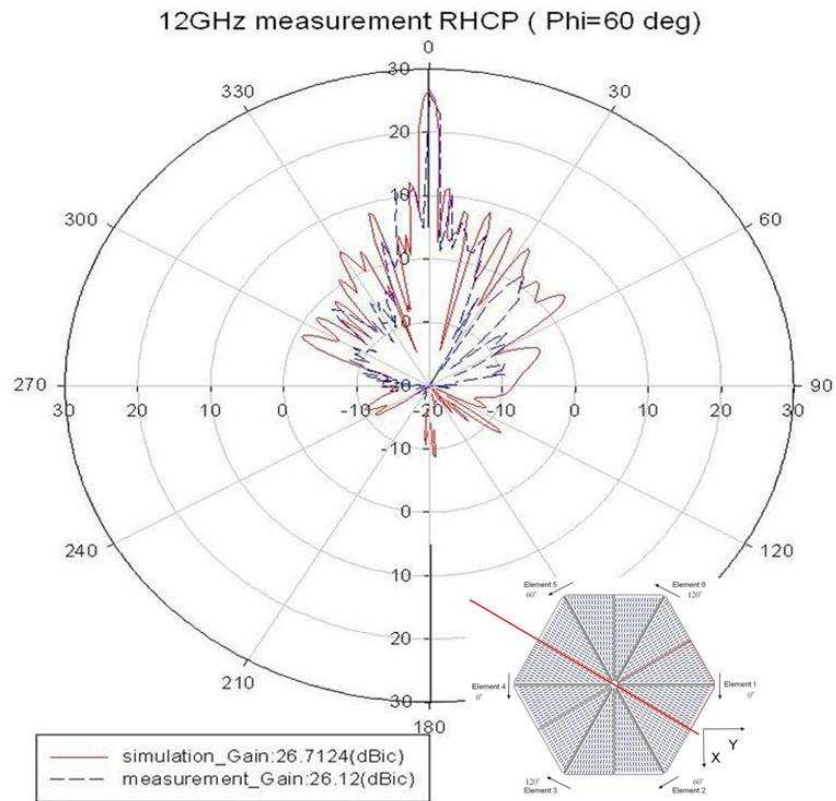


圖3-40 陣列C在12GHz $\phi=60^\circ$ 平面之右手圓極化二維場型量測圖

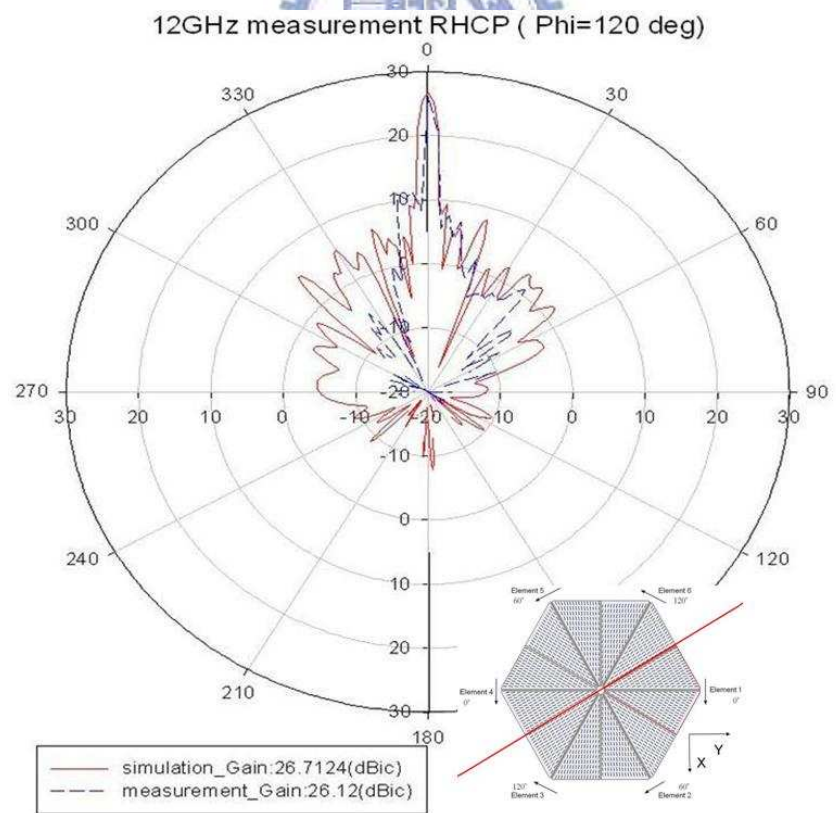


圖3-41 陣列C在12GHz $\phi=120^\circ$ 平面之右手圓極化二維場型量測圖

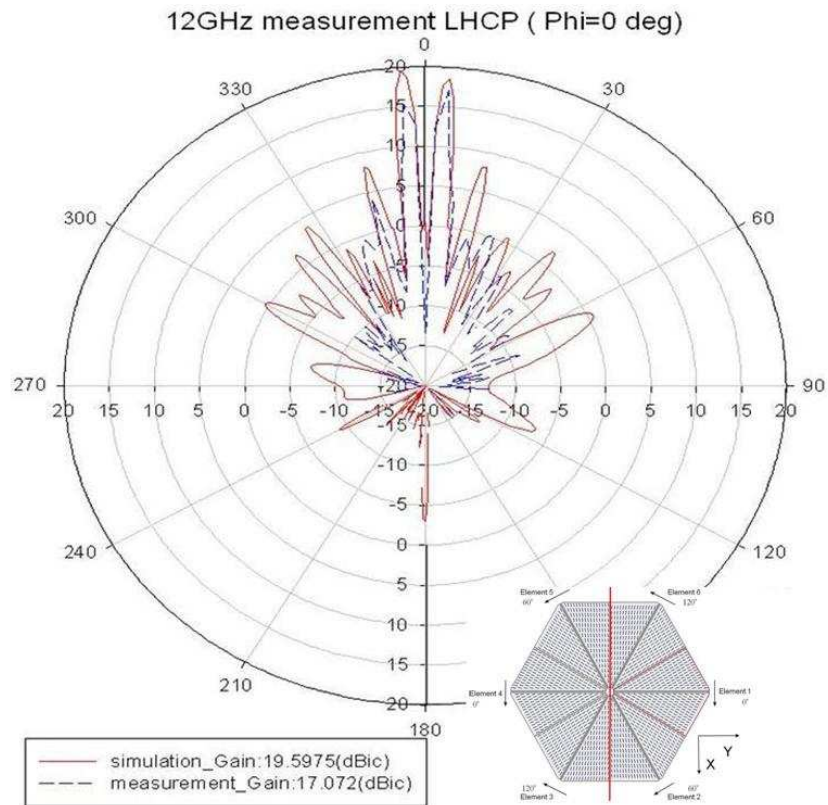


圖3-42 陣列C在12GHz $\phi=0^\circ$ 平面之左手圓極化二維場型量測圖

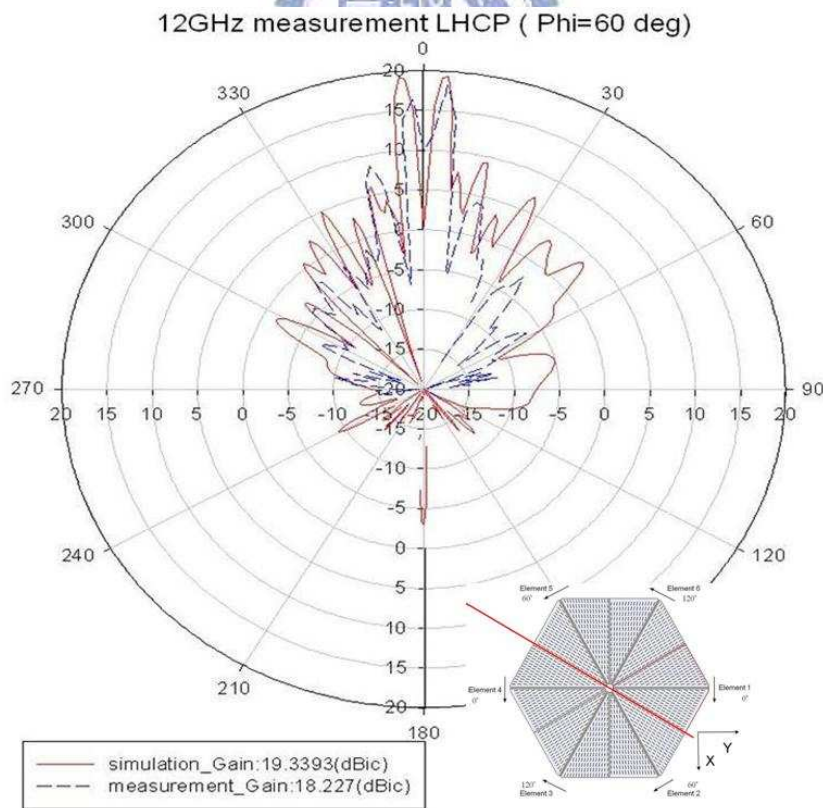


圖3-43 陣列C在12GHz $\phi=60^\circ$ 平面之左手圓極化二維場型量測圖

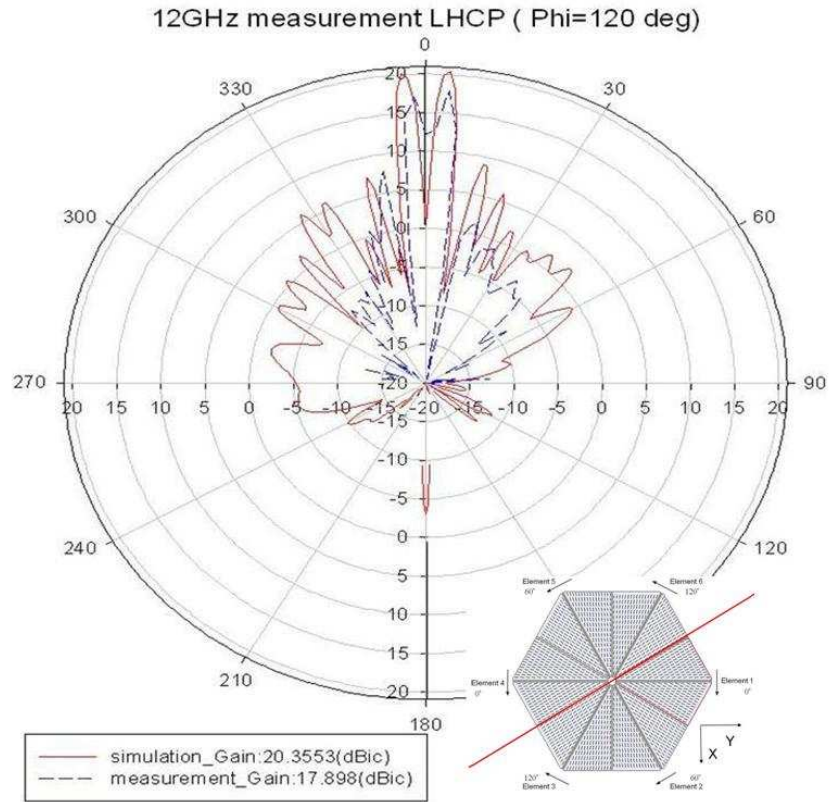


圖3-44 陣列C在12GHz $\phi=120^\circ$ 平面之左手圓極化二維場型量測圖

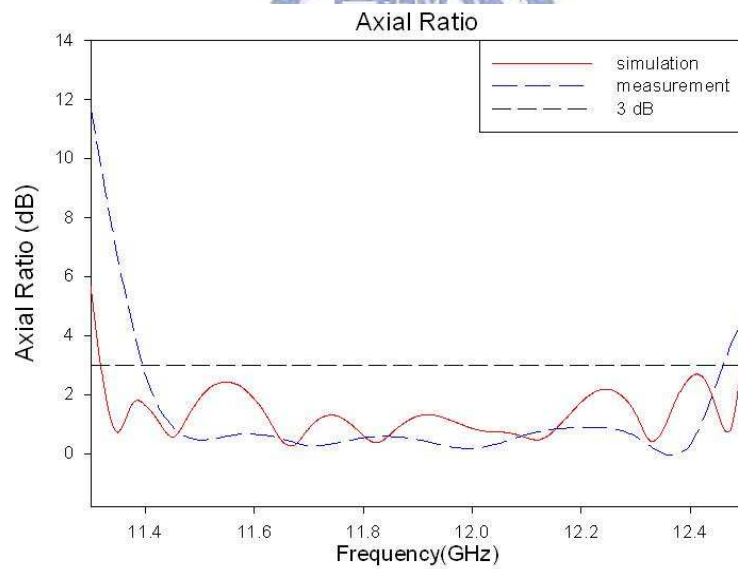


圖3-45 陣列C之軸比(Axial Ratio)隨頻率的變化

3.4 四單元及六單元之圓極化天線陣列效能比較

本節將針對六單元之圓極化天線陣列設計當中的陣列 C (0°, 60°, 120°, 0°, 60°, 120°擺放方式)以及四單元之圓極化天線陣列設計[13]當中的陣列 A(0°, 90°, 0°, 90°擺放方式)、陣列 B (0°, 90°, 180°, 270°擺放方式) 作效能上的比較，以證明改良的效果。主要分成三大部份：孔徑效率的提高、正交極化（此時即為左手圓極化）波束增益值的降低、軸比 3 dB 頻寬的增加。其中孔徑效率的定義如下，是一個衡量天線在特定面積之下，所能達到多少效率的參數，其中 G 為天線輻射增益值， A_p 為天線面積。

$$\varepsilon_{ap} = \frac{G}{A_p} \cdot \frac{\lambda^2}{4\pi} \quad (5-1)$$

引用 3.2 節中，陣列 A、陣列 B 以及 3.3 節之中陣列 C 的量測數據，並列表比較如下：

表 3-2 陣列 A、陣列 B、陣列 C 之效能比較表

	Array A	Array B	Array C
gain RHCP (dBiC)	24.82	24.69	26.12
aperture efficiency ε_{ap} (%)	8.41	7.89	10.21
gain LHCP (dBiC)	18.58	20.89	17.072 (at phi =0°) 18.227 (at phi =60°) 17.898 (at phi =120°)
3dB axial ratio	0.33	0.37	1
bandwidth (GHz)			

由表 3-2 可知，陣列 C 擁有較高的孔徑效率、較低的左手圓極化增益值、較寬的軸比 3 dB 頻寬，此一嶄新的設計在效能方面確實達到了改良的效果。

3.5 天線陣列實體照片

圖 3-46(a)為陣列 C 側視圖，圖 3-46 (b)為陣列 C 邊緣板材鍍銅圖，圖 3-46 (c)為陣列 C 饋入電路近照圖。

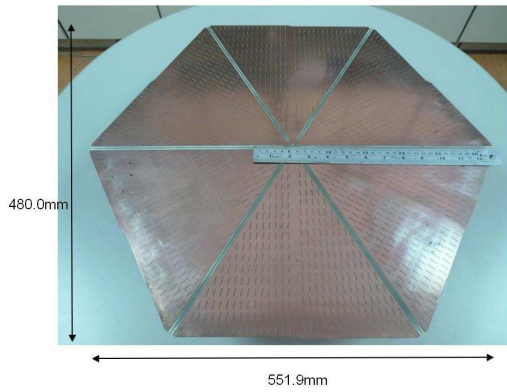


圖3-46 (a)陣列C側視圖

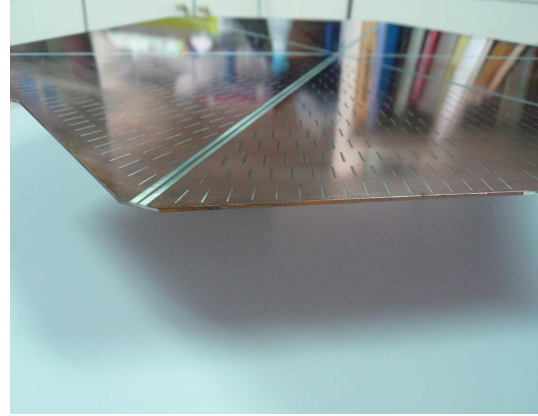


圖3-46 (b)陣列C邊緣板材鍍銅圖

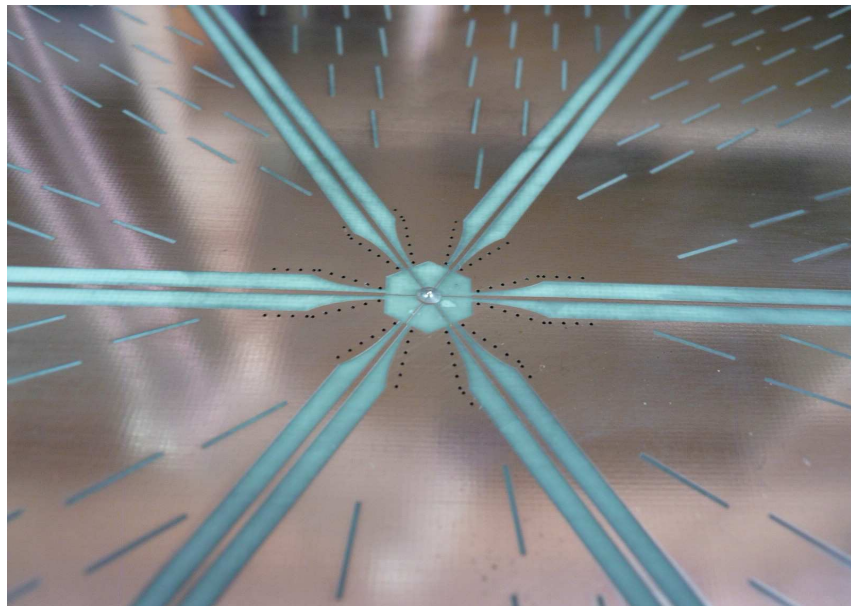


圖3-46 (c)陣列C饋入電路近照圖

第四章 結論

本論文提出一個嶄新的圓極化背接金屬共平面波導槽孔天線陣列設計。了解洩漏波天線的原理後，透過全波分析(SDA)可以求得背接金屬共平面波導的傳播常數並了解其表面洩漏波的特性，設計出一個線性極化的背接金屬共平面波導槽孔天線，此天線擁有高增益的特性。

運用序列轉動饋入法的概念，以一個線性極化的背接金屬共平面波導槽孔天線為子單元，吾人適當設計饋入電路與天線擺放方式形成六單元之圓極化天線陣列，此陣列相較於四單元之圓極化天線陣列[13]而言，在孔徑效率、正交極化、軸比 3 dB 頻寬方面，有更為優秀的效能。同時此六單元之圓極化天線陣列具有高輻射增益、高效率的特性，適合作為直播衛星系統的收發天線。

序列轉動饋入法雖然具有軸比 3 dB 頻寬增加的優點，但是同時也具有在正交極化產生波束的缺點。因此在未來的研究方向上，若要再對此陣列的效能作更進一步的改良，可以跳脫序列轉動饋入法的思維而做新的設計。例如設計出適當的圓極化天線子單元，再以此單元構成新的圓極化陣列，如此一來應可獲得更高的增益值。

參考文獻

- [1] T. Itoh and R. Mittra, "Spectral-domain approach for calculating the dispersion characteristics of microstrip lines," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. MTT-21, pp. 496-499, July 1973.
- [2] W. Menzel, "A new traveling-wave antenna in microstrip," *Arch. Electron. Ubertrag. Tech.*, vol. 33, pp. 137-140, 1979.
- [3] A. A. Oliner and K. S. Lee, "The nature of the leakage from higher-order modes on microstrip line," *Proc. 1986 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, Baltimore, MD, pp. 57-60, 1986.
- [4] Y. C. Shih and T. Itoh, "Analysis of conductor-backed coplanar waveguide," *Electron. Lett.*, Vol. 18, issue 12, pp.538-540, June 1982.
- [5] R. J. Stevenson, "Theory of slots in rectangular waveguides," *J. App. Phys.*, vol.19, 1948, pp. 24-38.
- [6] R. Shavit, "Impedance characteristics of a slot antenna fed by a parallel-plate waveguide," *Microw. Opt Technol Lett.*, vol. 14, no.2, Feb. 1997.
- [7] R. S. Elliott, *Antenna Theory and Design*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1981.
- [8] M. Ando, T. Numata, J. -I. Takada, and N. Goto, "A linearly polarized radial line slot antenna," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. 36, issue 12, pp.1675-1680, Dec. 1988.
- [9] L.-C. Lin, Y.-S. Cheng, R. B. Hwang, T. Kitazawa, and Y.-D. Lin, "Slotted conductor-backed coplanar waveguide antennas," *International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP2008)*, Oct. 2008.
- [10] Y. X. Cheng, "Slotted Conductor-Backed Coplanar Waveguide Antennas," 國立交通大學, 碩士論文, 2008.
- [11] J. Huang, "A technique for an array to generate circular polarization with linearly polarized elements," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. AP-34, No. 9, pp.1113-1123, 1986.
- [12] P. S. Hall, J. S. Dahele, and J.R. James, "Design principles of sequentially fed, wide bandwidth, circularly polarized microstrip antenna," *IEE Proc.*, Vol. 136, Part H, No. 5, pp. 381-389, 1989.
- [13] Y. S. Lin, "Circularly Polarized Slotted Conductor-Backed Coplanar Waveguide Antenna Arrays with Sequential Rotation Feeding Methods," 國立交通大學, 碩士論文, 2009.
- [14] B.Y. Toh, R. Cahill, V.F. Fusco, "Understanding and measuring circular polarization," *IEEE Trans. on Education*, Vol. 46, No. 3, pp. 313 - 318, Aug. 2003.