

國立交通大學

電信工程學系

碩士論文

孔徑效率改良之

背接金屬共平面波導槽孔陣列天線

**Conductor-Backed Coplanar Waveguide Slotted
Antenna array with improved aperture efficiency**

研究生：陳信良 (Hsin-Liang Chen)

指導教授：林育德 博士 (Dr. Yu-De Lin)

中華民國九十八年六月

國立交通大學

電信工程學系碩士班

碩士論文

孔徑效率改良之背接金屬共平面波導槽孔陣列天線

Conductor-Backed Coplanar Waveguide Slotted Antenna array
with improved aperture efficiency

研究生：陳信良 (Hsin-Liang Chen)

指導教授：林育德 博士 (Dr. Yu-De Lin)

中華民國九十八年六月

孔徑效率改良之背接金屬共平面波導槽孔陣列天線

Conductor-Backed Coplanar Waveguide Slotted Antenna array
with improved aperture efficiency

研究生：陳信良

Student : Hsin-Liang Chen

指導教授：林育德 博士

Advisor : Dr. Yu-De Lin

國立交通大學

電信工程學系碩士班

碩士論文

A Thesis

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

In Partial Fulfillment of the Requirements

For the Degree of

Master of Science

In

Communication Engineering

June 2009

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十八年六月

孔徑效率改良之背接金屬共平面波導槽孔陣列天線

研究生：陳信良

指導教授：林育德 博士

國立交通大學 電信工程學系

摘要

在背接金屬共平面波導 (CBCPW) 中以主模 (共平面波導模態) 傳播電磁波，而此結構於任何頻率下皆會產生洩漏波向兩側傳遞。通常對於此架構下有兩種應用：一種是利用波往兩側洩漏的特性來作為天線的設計；另一種是利用特定方式來抑制此洩漏波，使它不要在兩側的方向上產生不必要的耦合及串擾。

利用全波分析去分析CBCPW結構，得知該洩漏波以某一角度偏離主軸傳遞，使波如同行進在平板金屬波導內。而在已知偏離角度下，我們沿該角度射線蝕刻矩形槽孔。利用矩形槽孔的特性，當槽孔長邊遠大於寬邊，並約等於二分之一波長 (共振長度) 時，電磁波便能有效地朝空氣輻射能量形成天線，最後可得一集中的邊射輻射場形。再利用槽孔天線等效電路之分析及全波模擬軟體 (HFSS) 模擬整體天線陣列之傳輸及輻射特性，找出使天線的孔徑效率提升之方法，而設計出一高增益主波束垂直於陣列平面之高效率天線。

直播衛星收發天線運用在 12GHz 的頻段，要求高增益與高效率。本論文研究遂將天線的操作頻率設計在該頻段上，最後可得 30.14dBi 的輻射增益以及 4.2GHz 的頻寬。

Conductor-Backed Coplanar Waveguide Slotted Antenna Array with Improved Aperture Efficiency

Student: Hsin-Liang Chen

Advisor : Dr. Yu-De Lin

Department of Communication Engineering

National Chiao Tung University

Abstract

Conductor-backed coplanar waveguide (CBCPW) propagates electromagnetic waves via dominant modes (coplanar waveguide mode), and excites leaky wave which propagates toward both sides despite the value of the frequency. In general, there are two applications based on this structure: first is to use such property to design the antenna; the other is to suppress the leaky wave through some methods in order to decrease the unnecessary couplings and crosstalk.

Implementing the full wave analysis (Spectral Domain Approach) on the CBCPW structure, we can discover that the leaky wave propagates along a particular angle relative to the main CPW line, causing the wave to propagate as if in a parallel plate waveguide (PPW). Therefore, we can etch rectangular slots along the ground planes with the angle we have acquired. If the length of the slot is significantly longer than the width and approximately equals to half the guided wavelength, the slots fed by CBCPW will radiate power efficiently and we can thus obtain a centralized broadside radiation pattern. We then derive a method to improve the aperture efficiency of the antenna by analyzing the equivalent circuit of the slot antenna and also by applying Full Wave Spice (HFSS), and eventually design a highly efficient

antenna with a high main beam gain perpendicular to the array plane.

The antenna for direct broadcast from satellites (DBS) is operated at 12 GHz and demands high gain and efficiency, which is also the frequency our antenna operates in, resulting in a radiation pattern with 30.14dBi and a bandwidth of 4.2GHz.



誌謝

首先我要感謝我的指導教授 林育德 博士，在這兩年給我研究上的意見與指導，讓我在微波及天線的領域得到相當多的知識與訓練。感謝楊成發教授、林根煌教授及洪萬鑄教授在口試的時候前來指導。

感謝實驗室的博士班林烈全學長，這一年半來給我一些研究的指導；也感謝已畢業的奕翔、陳鈺、志豪、建宏、家綱學長在我碩一時期的教導及陪伴，讓我能夠獲得許多知識；還有仁佑、侑賢，有你們的陪伴及彼此間的討論，才能讓整個碩士生涯順順利利。謝謝漢維、曉晴、健候、嘉臨學弟妹在碩二時期替實驗室的幫忙；還有感謝助理小強替我們處理了實驗室的雜費，也替我們帶來愉快的氣氛。與你們一起相處的日子讓我永生難忘。

最後我要感謝我的家人，能讓我沒有經濟上的負擔，讓我能專心致力於學業，因為你們我才能完成學業。



目錄

中文摘要.....	I
英文摘要.....	II
誌謝.....	IV
目錄.....	V
表錄.....	VII
圖錄.....	VIII
第一章 序論.....	1
1.1 動機與目的.....	1
1.2 章節介紹.....	2
第二章 洩漏波原理及特性.....	3
2.1 洩漏波的基本原理與特性.....	3
2.1.1 空間洩漏波.....	3
2.1.2 表面洩漏波.....	4
2.2 背接金屬共平面波導上洩漏波的介紹與抑制.....	6
2.2.1 背接金屬共平面波導上洩漏波.....	6
2.2.2 抑制背接金屬共平面波導上之洩漏波.....	6
第三章 背接金屬共平面波導的 SDA 分析.....	9
3.1 CBCPW 的 SDA 分析.....	9
3.1.1 SDA 數值結果.....	9
3.1.2 模擬與驗證.....	11
第四章 平板金屬波導饋入槽孔分析.....	12
4.1 平板金屬波導饋入槽孔的等效電路推導.....	12
4.1.1 廣大金屬面中心饋入槽孔.....	12
4.1.2 旋轉槽孔散射分析.....	13

4.1.3 等效電路.....	16
4.1.4 槽孔內等效磁流的幅射能量.....	18
4.1.5 等效串接阻抗值.....	18
第五章 背接金屬共平面波導饋入的槽孔天線設計.....	19
5.1 天線孔徑效率.....	19
5.2 設計流程.....	20
5.2.1 表面波偏離角度.....	20
5.2.2 槽孔等效電路萃取.....	21
5.2.3 槽孔擺設位置.....	22
5.3 天線模擬與量測結果.....	24
5.3.1 天線設計模擬.....	24
5.3.2 天線饋入端電路.....	36
5.3.3 天線與饋入電路合併.....	41
5.3.4 天線 S 參數模擬與量測結果.....	41
5.3.5 天線場形模擬與量測結果.....	42
5.3.6 實作天線照片.....	46
5.4 天線設計之延伸.....	48
5.4.1 天線延伸動機.....	48
5.4.2 天線陣列改變與設計.....	49
5.4.3 天線饋入端電路.....	52
5.4.4 天線與饋入電路合併.....	55
5.4.5 天線 S 參數模擬與量測結果.....	55
5.4.6 天線場形模擬與量測結果.....	56
5.4.7 實作天線照片.....	60
第六章 結論.....	62
參考文獻.....	63

表錄

表 5-1	旋轉角度對應的正規化阻抗值	22
表 5-2	四種槽孔旋轉不同的輻射增益數值	28
表 5-3	兩種擺設位置不同的輻射增益數值	30
表 5-4	兩種天線擺設方式的輻射增益數值	30
表 5-5	由 Txline 所得緩變長度位置的 CBCPW 結構	37



圖錄

圖 2-1	Microstrip line structure	3
圖 2-2	微帶線 SDA 分析	4
圖 2-3	CPW structure.....	5
圖 2-4	CPW SDA 分析.....	5
圖 2-5	CBCPW structure	6
圖 2-6	CBCPW SDA 分析	6
圖 2-7	CPW mode 電場分佈.....	6
圖 2-8	PPW mode 電場分佈	6
圖 2-9	CBCPW with via 結構側視圖	7
圖 2-10	比較有無導通孔 S11 量測	8
圖 2-11	比較有無導通孔 S21 量測	8
圖 2-12	無導通孔表面電場能量分佈	8
圖 2-13	有導通孔表面電場能量分佈	8
圖 3-1	CBCPW 結構圖	9
圖 3-2	SDA 分析結果	10
圖 3-3	正規化相位常數曲線	10
圖 3-4	正規化衰減常數曲線	10
圖 3-5	CBCPW 表面電流波	11
圖 4-1	廣大金屬面中心饋入槽孔示意圖	13
圖 4-2	槽孔內電場分佈	13
圖 4-3	理想 PPW 內部電場磁場	13
圖 4-4	PPW 內槽孔示意圖	14
圖 4-5	旋轉槽孔在 PPW 上層金屬示意圖	16
圖 4-6	傳輸線上串接一正規化阻抗示意圖	17

圖 5-1	PPW 波偏離角度示意圖	20
圖 5-2	槽孔旋轉角度對應的正規化阻抗曲線圖	21
圖 5-3	平板金屬波導饋入旋轉槽孔的等效電路	22
圖 5-4	平板金屬波導饋入旋轉槽孔天線示意圖	22
圖 5-5	原始 CBCPW 架構	23
圖 5-6	調整後 CBCPW 架構	23
圖 5-7	隨天線長度變化對應之能量遞減	24
圖 5-8	旋轉槽孔內電場分佈	25
圖 5-9	CBCPW 產生 \hat{y} 方向電場的擺設方式示意圖	25
圖 5-10	CBCPW 產生 \hat{x} 方向電場的擺設方式示意圖	25
圖 5-11	模擬天線示意圖	26
圖 5-12	模擬天線結構饋入端放大圖	27
圖 5-13	天線 S 參數之模擬	27
圖 5-14	情況(a) XZ-plane 輻射場形	28
圖 5-15	情況(b) XZ-plane 輻射場形	28
圖 5-16	情況(c) XZ-plane 輻射場形	28
圖 5-17	情況(d) XZ-plane 輻射場形	28
圖 5-18	CBCPW 槽孔擺設偏移變化示意圖	30
圖 5-19	情況(a) XZ-plane 輻射場形	30
圖 5-20	情況(b) XZ-plane 輻射場形	30
圖 5-21	原本學長擺設方式	31
圖 5-22	經過改善槽孔擺設方式	31
圖 5-23	原本學長天線 XZ-plane	31
圖 5-24	改善槽孔天線 XZ-plane	31
圖 5-25	六片鳶形天線組成的天線陣列	32
圖 5-26	單片 60° 鳶形天線	32

圖 5-27	八片天線組成的天線陣列	33
圖 5-28	半片鳶形天線加上 via holes	33
圖 5-29	半片鳶形天線 XZ-plane	34
圖 5-30	半片鳶形天線 YZ-plane	34
圖 5-31	上片 19 排槽孔鳶形天線	34
圖 5-32	上片鳶形天線 XZ-plane	35
圖 5-33	上片鳶形天線 YZ-plane	35
圖 5-34	八片天線所組成的天線陣列結構圖	35
圖 5-35	中心饋入一分八電路示意圖	36
圖 5-36	微帶線轉 CBCPW 結構	36
圖 5-37	指數線與 Txline 線的比照圖	38
圖 5-38	微帶線轉 CBCPW 結構	38
圖 5-39	饋入一分八電路俯視圖	39
圖 5-40	饋入一分八電路側視圖	39
圖 5-41	饋入一分八電路 S 參數模擬結果	39
圖 5-42	饋入一分八電路相位模擬結果	40
圖 5-43	饋入一分八電路 port2 與 port8 的相位差	40
圖 5-44	天線與饋入架構合併示意電路	41
圖 5-45	天線 S 參數模擬與量測結果	41
圖 5-46	天線槽孔輻射電場示意圖	42
圖 5-47	12GHz XZ 切面 theta 極化	42
圖 5-48	12GHz XZ 切面 phi 極化	42
圖 5-49	12GHz YZ 切面 theta 極化	43
圖 5-50	12GHz YZ 切面 phi 極化	43
圖 5-51	XZ 切面隨頻率變化的 theta 極化輻射場形	44
圖 5-52	YZ 切面隨頻率變化的 phi 極化輻射場形	45

圖 5-53	實作天線正面的照片	46
圖 5-54	實作天線反面的照片	46
圖 5-55	饋入一分八電路的正面照片	46
圖 5-56	饋入一分八電路的反面照片	47
圖 5-57	實作天線側面鍍銅導通照片	47
圖 5-58	近場平面量測天線輻射能量分佈情形	48
圖 5-59	三片天線組成的天線陣列	49
圖 5-60	模擬 28 排槽孔鳶形天線示意圖	49
圖 5-61	模擬鳶形天線 XZ-plane	50
圖 5-62	模擬鳶形天線 YZ-plane	50
圖 5-63	模擬 28 排槽孔半片鳶形天線示意圖	50
圖 5-64	模擬半片鳶形天線 XZ-plane	51
圖 5-65	模擬半片鳶形天線 YZ-plane	51
圖 5-66	菱形天線的槽孔電場示意圖	51
圖 5-67	饋入一分三電路俯視圖	52
圖 5-68	饋入一分三電路側視圖	53
圖 5-69	饋入一分八電路 S 參數模擬結果	53
圖 5-70	饋入一分三電路相位模擬結果	54
圖 5-71	饋入一分三電路 port2 與 port4 的相位差	54
圖 5-72	天線與饋入架構合併示意電路	55
圖 5-73	天線 S 參數模擬與量測結果	55
圖 5-74	菱形天線槽孔輻射電場示意圖	56
圖 5-75	12GHz XZ 切面 theta 極化	56
圖 5-76	12GHz XZ 切面 phi 極化	56
圖 5-77	12GHz YZ 切面 theta 極化	57
圖 5-78	12GHz YZ 切面 phi 極化	57

圖 5-79	XZ 切面隨頻率變化的 theta 極化輻射場形	58
圖 5-80	YZ 切面隨頻率變化的 phi 極化輻射場形	59
圖 5-81	實作天線正面的照片	60
圖 5-82	實作天線反面的照片	60
圖 5-83	饋入一分三電路的正面照片	61
圖 5-84	饋入一分三電路的反面照片	61
圖 5-85	實作天線側面鍍銅導通照片	61



第一章 序論

1.1 動機與目的

在 1979 年，W. Menzel 提出洩漏波天線的想法[1]。1986 年，Oliner 教授及 Lee 博士推導出洩漏波的橫向共振特性及輻射範圍的判定[2]，使得我們可以更有系統去設計洩漏波天線。

在 1980 年，Y. C. Shih 與 T. Itoh 教授對背接金屬共平面波導提出論述[3]，指出此種架構與共平面波導都以主模準 TEM 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。

在 1947 年，Stevenson 發表了槽孔天線在矩形金屬波導裡的等效電路[4]。由於矩形金屬波導能承受大功率，以及其饋入簡單的優點，該結構饋入的槽孔陣列天線被大量運用在軍事雷達系統上。1988 年，Ando, et al. 發表了放射狀線槽孔天線（radial line slot antenna, RLSA）[5]，運用在直播衛星收發，該天線需具有高輻射增益與高效率的特性。

依據上述前人的研究成果，讓我們想利用在雙層單介質的平板上使用 CBCPW 結構產生洩漏波的特性與蝕刻槽孔來輻射的方式去達到高輻射增益與高效率的結果。

在衛星天線通常是以碟型天線的方式來實現，對於碟型天線可以容易的達到衛星天線的需求，而我們想以平板的天線來試著達到它的規格。且在槽孔天線大都在矩形金屬波導上挖槽孔，這樣在製作上也是相當的麻煩，因此以平板來設計這樣也可以使製作上更為簡單快速。不過要在平板上做到高輻射增益與高效率的天線不是那麼容易。

因此，在 2008 年本實驗室程奕翔學長設計饋入在 CBCPW 上的槽孔天線，在他的論文[6]中推導出 CBCPW 結構裡的傳播係數與它所產生的洩漏波角度，

以及在平板金屬波導上蝕刻旋轉槽孔所產生的阻抗與等效一個串聯電路，而最終設計出在衛星天線頻段 12GHz 的一個由四片鳶形槽孔天線組成的陣列天線，最大輻射增益為 25.98dBi，所得天線的孔徑效率為 6.46 %。

本碩士論文裡，將延續程奕翔學長的天線設計方式來加以變化改善之，我們將變化槽孔擺設方式與天線陣列的不同，來找出能夠使天線孔徑效率提高的設計方式，讓天線的輻射增益與效率能夠再提高。

1.2 章節介紹

本論文第二章介紹洩漏波天線的基本原理與特性，接著探討背接金屬共平面波導裡的洩漏波與抑制此洩漏波的方法。第三章主要介紹背接金屬共平面波導頻譜分析 (SDA) 的成果，求得此結構的相位常數與洩漏常數。第四章推導旋轉角度的矩形槽孔在平板金屬波導裡的等效電路。第五章主要介紹如何改善天線的孔徑效率以及背接金屬共平面波導的槽孔陣列天線設計與實作。第六章為結論。



第二章 洩漏波原理及特性

本章節介紹洩漏波的基本原理與特性，並簡單介紹背接金屬共平面波導結構中所產生的洩漏波是如何在結構中行進，以及如何抑制此洩漏波的方法。

2.1 洩漏波的基本原理與特性

洩漏波主要可分成兩種：(1) 空間洩漏波 (space leaky wave) 與 (2) 表面洩漏波 (surface leaky wave)。在這裡我們以微帶線 (microstrip line) 及共平面波導 (coplanar waveguide, CPW) 為例來作洩漏波的介紹。

2.1.1 空間洩漏波

圖 2-1 為微帶線的示意圖，電磁波的傳遞為 Z 方向。假設 Z 方向的傳播常數為 $k_z = \beta - j\alpha$ (β 為相位常數， α 為衰減常數或是洩漏常數)，其中 β 、 α 都是頻率的函數。對該結構而言，如果 β 大於 k_0 ，可得一虛數 k_y (Y 方向之傳播常數)，代表電磁波在 Y 方向不傳遞而是隨距離衰減，意即能量被束縛在基板中；反之，如果 β 小於 k_0 ，可得一實數 k_y ，代表電磁波在 Y 方向帶有分量，意即能量輻射至空氣中。

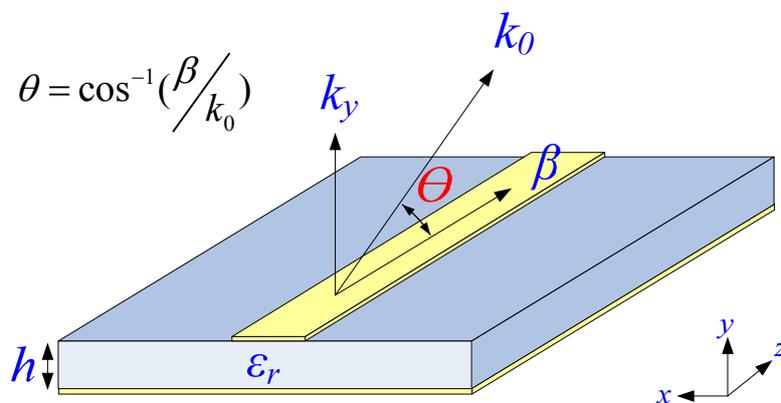


圖 2-1 Microstrip line structure

圖2-2為一微帶線正規化後的傳播常數曲線。在(I)區，由於衰減常數大於相位常數，無法有效地產生建設性干涉，能量快速衰減，我們稱此區域為reactive region。在(II)區，起始點為相位常數等於衰減常數的交點 ($\beta = \alpha$)，到相位常數等於空氣波數 ($\beta = k_0$) 為終點，此區域由於 $\beta < k_0$ ，能量會向空氣傳遞，在相對於Z軸，仰角為 $\theta = \cos^{-1}(\beta/k_0)$ 的地方會有建設性干涉，故天線運用在這個頻段稱之為radiation region。在(III)區，因為 $\beta > k_0$ ，能量被束縛在基板內不再向空氣傳遞，稱此區域為bound region。

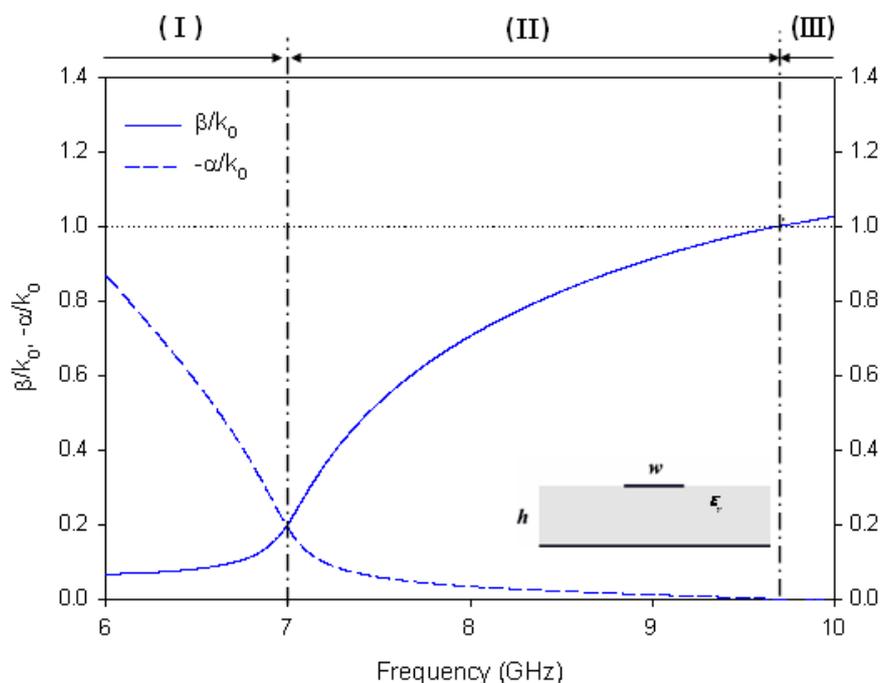


圖 2-2 微帶線 SDA 分析

2.1.2 表面洩漏波

圖 2-3 為共平面波導示意圖，電磁波的傳遞為 Z 方向，針對一電磁波在 Y 方向為衰減，意即能量只在基板裡傳遞。由於基板本身為一介質波導結構，可能存在一表面波，假設其傳播常數 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，這時就不會有串擾的現象發生；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以表面波的模態洩漏，造成電路之間的干擾。

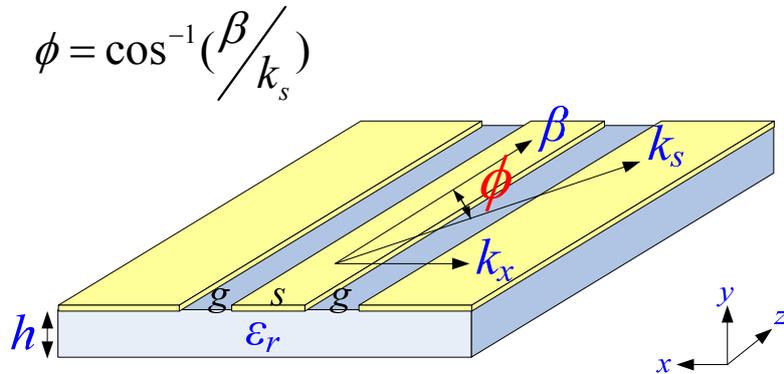


圖 2-3 CPW structure

圖 2-4 為一具平面波導與介質波導表面波正規化後的傳播常數（低頻時為 TM_0 mode）。在(I)區，由於 $\beta > k_s$ ，能量不往橫向傳遞，稱此區域為 bound region。在(II)區，當 $\beta < k_s$ ，能量會在基板裡相對 Z 軸，偏離 $\phi = \cos^{-1}(\beta/k_s)$ 角度向兩側傳遞，稱此區域為 surface leaky region。

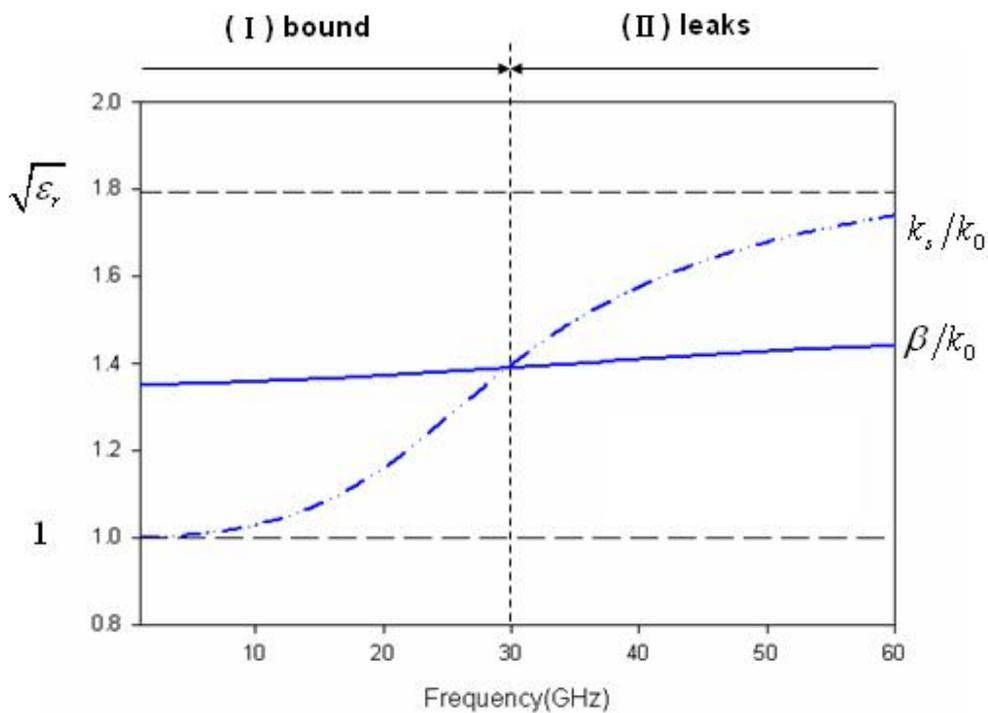


圖 2-4 共平面波導 SDA 分析

2.2 背接金屬共平面波導上洩漏波的介紹與抑制

2.2.1 背接金屬共平面波導上洩漏波

圖 2-5 為背接金屬共平面波導，圖 2-6 為該架構的正規化傳播常數與表面波波數的頻率響應（此圖由 SDA 分析求得，詳細論述留待第三章說明）。

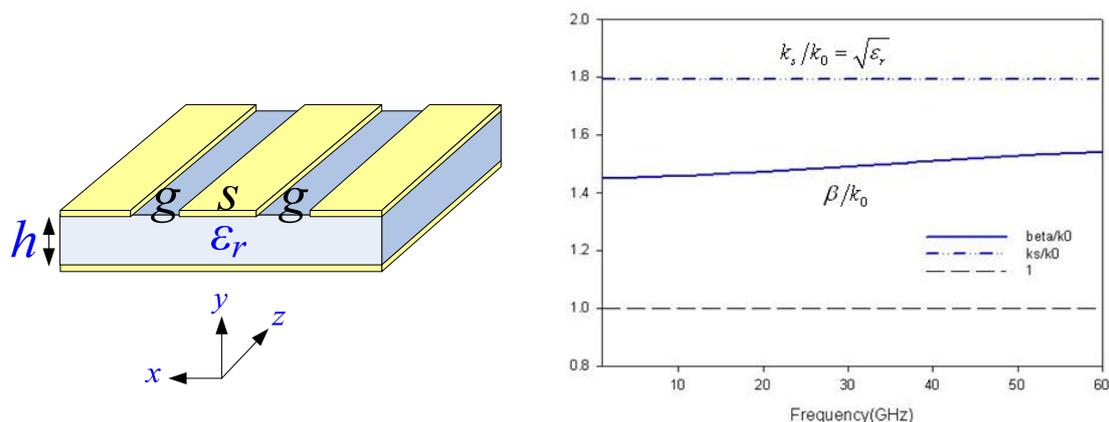


圖 2-5 CBCPW structure

圖 2-6 CBCPW SDA 分析

由於表面波波數 k_s 在任何頻率下皆大於相位常數 β ，使得表面波永遠存在。我們可以宣稱此架構具有兩種主模：(1) CPW mode、(2) PPW mode，後者在低頻時為 TEM wave。兩種電場場形如圖 2-7、2-8 所示。

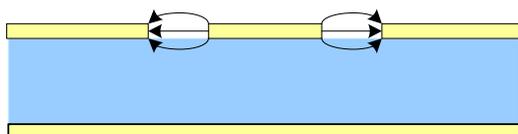


圖 2-7 CPW mode 電場分佈

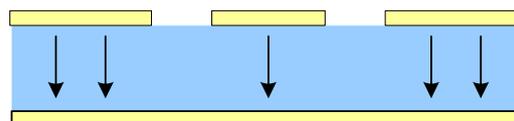


圖 2-8 PPW mode 電場分佈

2.2.2 抑制背接金屬共平面波導上之洩漏波

在背接金屬共平面波導結構中，我們用來抑制洩漏波的方法為 CBCPW with via。使用方法如下所示：

共平面波導（CPW）的饋入為中間金屬火線，兩側金屬地線，如圖 2-3。而背接金屬共平面波導（CBCPW）則是在加上背面的金屬也為地線，如圖 2-5。在

CBCPW 的餽入端將兩側與背面的金屬接起來，可以確保三者等電位。但是電磁波隨著行徑距離增加（朝 Z 方向），會發生上層金屬地與下層金屬地不等電位的現象，使兩者之間產生垂直電場，如圖 2-8。我們可以將這些垂直電場等效成水平磁流，就如同我們熟知的貼片天線（patch antenna）是用前後兩端的等效磁流輻射，這些水平磁流亦會向外側繼續延續，形成向兩側傳遞的洩漏表面波。

如果能讓三個金屬地的電位持續保持相等，理論上便可抑制基板內的表面波，於是我們在上層金屬地與下層金屬地之間以銅柱（via）導通維持電位相等，如圖 2-9。在 IC 封裝裡也使用 via 結構隔絕電路間干擾，業界規格 via 以二十分之一波長為間隔。

我們將使用全波模擬軟體（HFSS）來比較 CBCPW 在沒有 via 結構與有 via 結構之間的差異。

此結構參數為：板材 Rogers4003, $\epsilon_r = 3.55$, size: 50mm × 60mm, via 間隔 = 1.6mm, via 直徑 = 0.4mm, 板材厚度 $h = 1.524\text{mm}$, 輸入端寬度 $s = 0.8\text{mm}$, $g = 2.6\text{mm}$, $Z_0 = 100\Omega$ 。

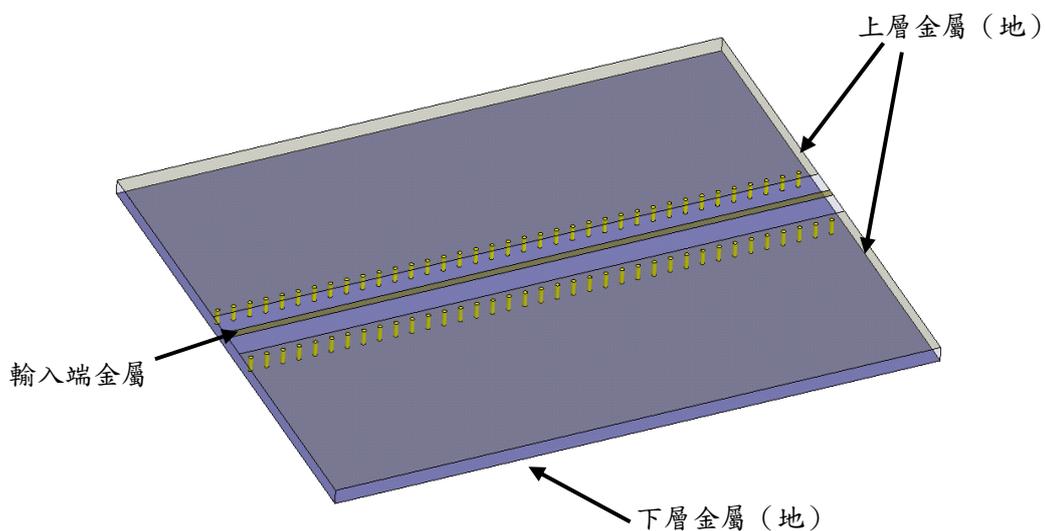


圖 2-9 CBCPW with via 結構側視圖

我們模擬一個有 via 的 CBCPW 結構，如圖 2-9。而沒有 via 的 CBCPW 結構，我們為了減少波反彈的效應，我們將外圍加上吸收體的設定。因為需要使用在 12GHz 的頻段上，所以波長的距離就比較小，因為考慮到實作 via 間隔的問題，

故只有把 via 間隔取約 1/10 的波長為 1.6mm。圖 2-10 與 2-11 為沒有 via 結構與有 via 結構的 S11 參數與 S21 比較：很明顯可以看出在 0~14GHz 裡面有 via 結構的 S11 都比沒有 via 結構的 S11 還有低，而在 S21 的部分可以看到有加 via 結構比沒有加 via 結構的好很多。

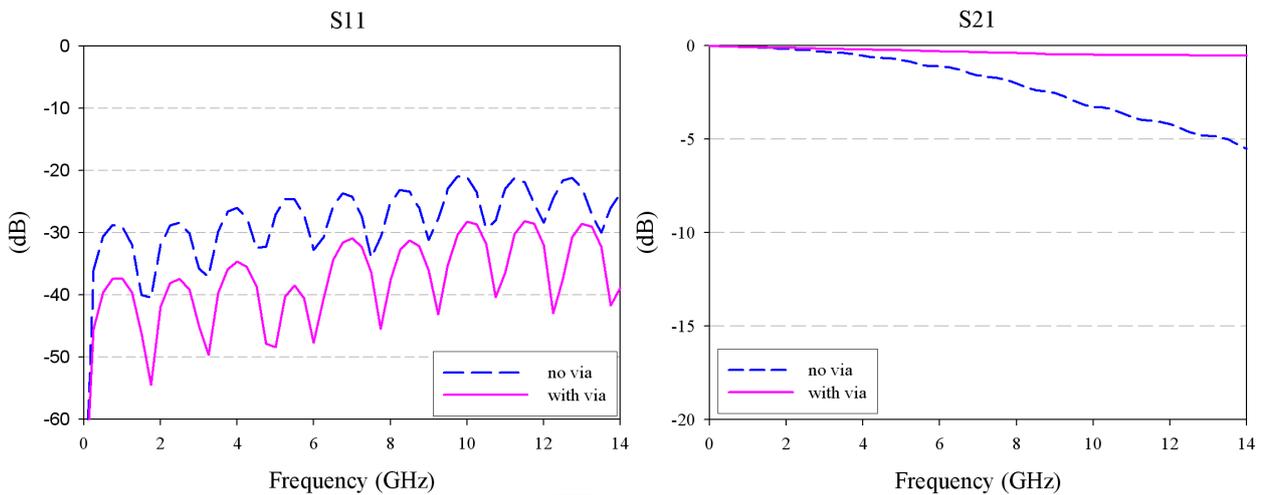


圖 2-10 比較有無導通孔 S11 量測

圖 2-11 比較有無導通孔 S21 量測

我們再看 CBCPW 表面電場的能量分佈情況，是否有 via 結構能夠去抑制向兩側的洩漏波，來隔絕對兩側的干擾情形。圖 2-12 與 2-13 為沒有 via 結構與有 via 結構的表面電場的能量分佈情況比較：我們可以發現有 via 結構的能夠去抑制 CBCPW 向兩側的洩漏波，因此可以把 via 結構有效的應用來當作是隔絕外側干擾的功用。

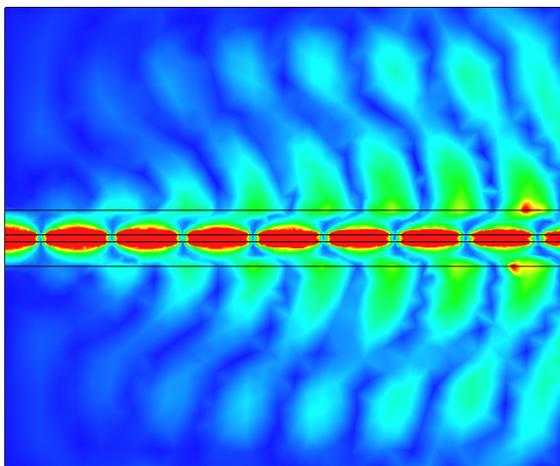


圖 2-12 無導通孔表面電場能量分佈

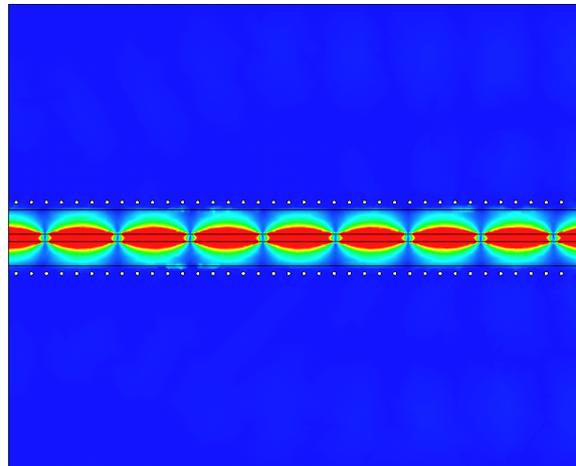


圖 2-13 有導通孔表面電場能量分佈

第三章 背接金屬共平面波導的SDA分析

我們為了找出 CBCPW 結構可以產生洩漏波的頻段與洩漏波所偏離的角度，因此在本章我們利用 Itoh 教授和 Mittra 教授提出的頻譜分析法 (spectral domain approach) [7]，來推導背接金屬共平面波導結構傳播方向的波數，並利用模擬軟體 (HFSS) 驗證洩漏波以偏離一角度在基板內向兩側基板傳播。

在程奕翔學長論文[6]中，最後推導出在 CBCPW 結構的 SDA，我們將利用該分析去找出其洩漏波的傳播係數與洩漏波所偏離的角度。

3.1 CBCPW 的 SDA 數值分析

3.1.1 SDA 數值結果

圖 3-1 為 CBCPW 的結構圖。我們分析一個 CBCPW 結構的尺寸為： $\epsilon_r = 3.55$ ，板材厚度 $h = 1.524\text{mm}$ ， $s = 0.8\text{mm}$ ， $g = 2.6\text{mm}$ ，如圖 2-5 所設之變數。將此結構去作 SDA 分析，結果如圖 3-2~圖 3-4。(圖 3-3、3-4 分別為 Z 方向的相位常數與衰減常數的正規化曲線 ($k_z = k_{zr} - jk_{zi} = \beta - j\alpha$))

我們可以由圖 3-3 觀察到 k_s 從 0GHz 就恆大於 β ，而圖 3-4 的 α 也從 0GHz 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，且如 2.1.2 節所提到，在我們所設計的頻段 12GHz 是會有洩漏波存在的。

在這個 CBCPW 的尺寸，我們可以找到 12GHz 的 β/k_0 為 1.6311、 α/k_0 為 0.0227。因此我們可以找到此洩漏波的洩漏角度 $\theta = \cos^{-1} \frac{\beta}{k_s} = 30.0419^\circ$ 。

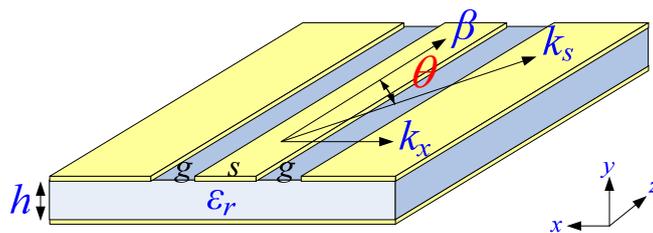


圖 3-1 CBCPW 結構圖

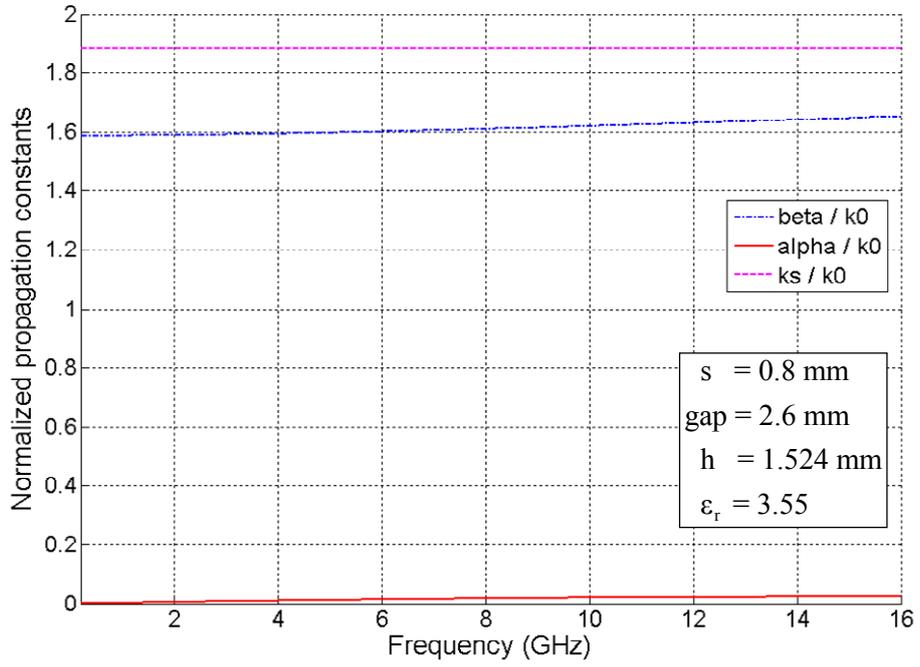


圖 3-2 SDA 分析結果

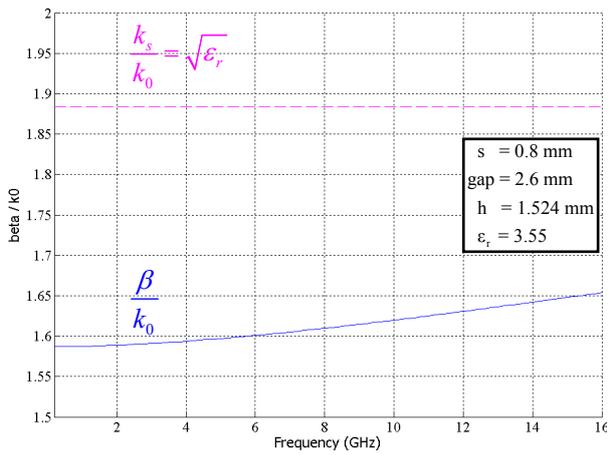


圖 3-3 正規化相位常數曲線

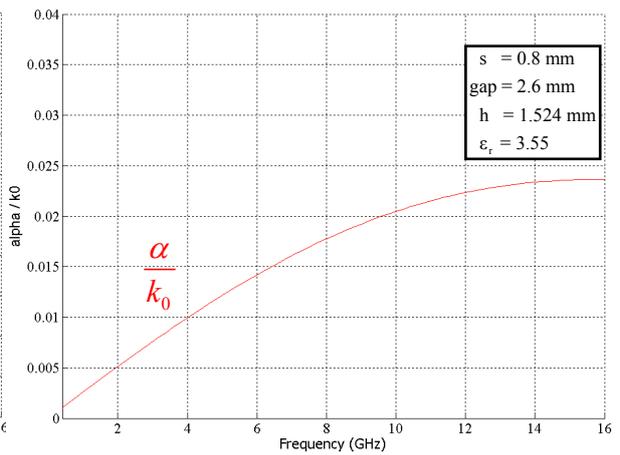


圖 3-4 正規化衰減常數曲線

3.1.2 模擬與驗證

為了驗證此理論與模擬的準確性，我們用模擬軟體（HFSS）來模擬相同結構的尺寸：因此我們使用板材為 Rogers4003, $\epsilon_r = 3.55$, size: 160mm \times 200mm, 其它參數與上面皆一致。在此 CBCPW 的外圍皆設定吸收體，來防止波反彈。這樣我們可以發現模擬的表面電流波約略以 28 度向兩側傳遞，如圖 3-5。這樣的結果於理論的滿接近的，因此可以精準的分析所需求的 CBCPW 尺寸結構，與它所產生的洩漏波角度。

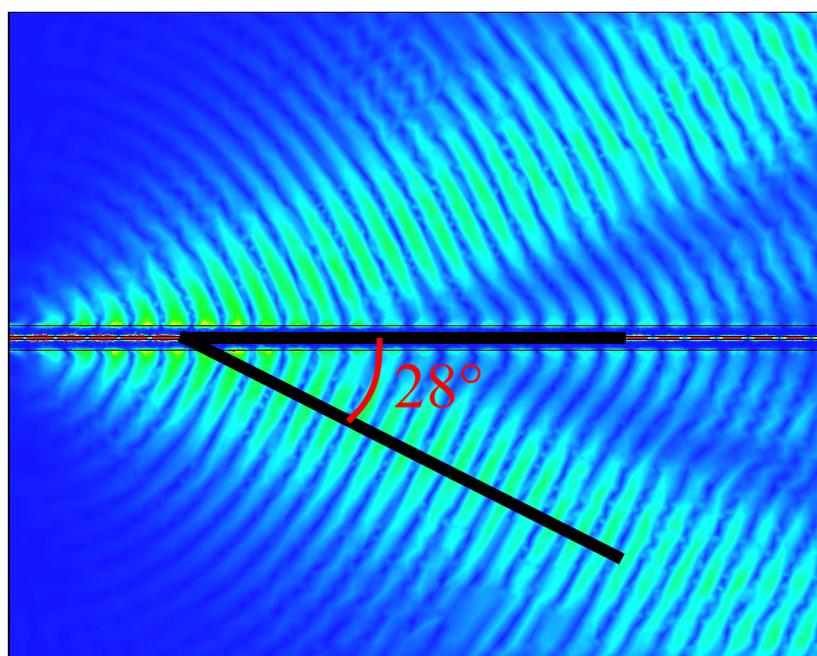


圖 3-5 CBCPW 表面電流波

第四章 平板金屬波導饋入槽孔分析

由第三章得到在 CBCPW 結構可以產生往兩側的洩漏波，而我們希望能夠運用這個特性來設計天線，來將往兩側的波能夠輻射出去。而向兩側出去的波如同進入一個平板金屬波導 (PPW) 結構中，因此我們想要利用挖槽孔的方式讓波能有效的輻射。在本章我們將參考 Robert S. Elliott 的天線理論與設計[8]一書中所提到的矩形金屬波導饋入槽孔方式，來將它推導成平板金屬波導饋入槽孔方式。而最先是有 Reuven Shavit 在 1996 年提出橫向的矩形槽孔分析[9]，而本論文將更進一步的推導成旋轉的矩形槽孔分析。

4.1 平板金屬波導饋入槽孔的等效電路推導

4.1.1 廣大金屬面中心饋入槽孔

我們從 Robert S. Elliott 的天線理論與設計[8]中，可以從 Booker's relation 中了解到一個廣大金屬面中心饋入槽孔天線與一個耦極天線 (dipole antenna) 成互補關係，因此可以將槽孔天線想成耦極天線的特性了解。廣大金屬面中心饋入槽孔天線示意圖，如圖 4-1。若 $2l \gg 2w$ 時，我們可視此槽孔為上下兩段於 P_1 、 P_2 饋入的傳輸線，且於 $z = \pm l$ 被短路起來，於是傳輸線裡會形成駐波，槽孔的電場將近似成：

$$\bar{E}_{slot} = \frac{V_m}{2w} \cdot \frac{\sin k(l-|z|)}{\sin kl} \tilde{x} \quad (4-1)$$

其中 V_m 為饋入電壓的峰值。

如同耦極天線，若 $2l$ 等於半波長時，饋入端 P_1 P_2 的電壓會有最大值，如圖 4-2，其分佈類似半波長耦極天線上的電流分佈。

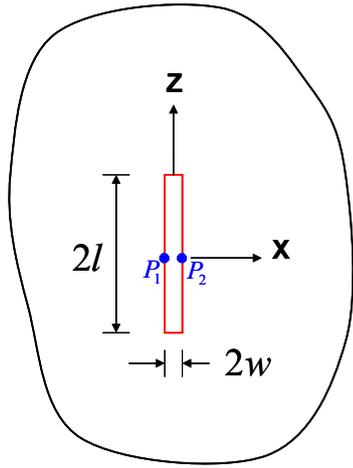


圖 4-1 廣大金屬面中心饋入槽孔示意圖

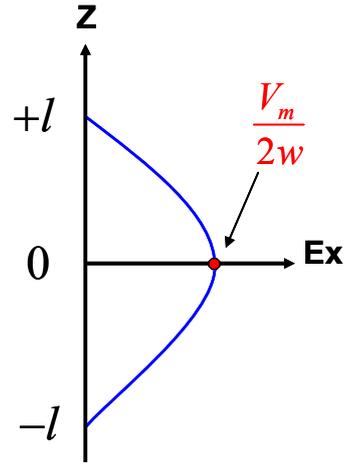


圖 4-2 槽孔內電場分佈

4.1.2 旋轉槽孔散射分析

對於一個理想的 PPW，在其邊緣的電場不會有邊緣效應，如圖 4-3 所示。

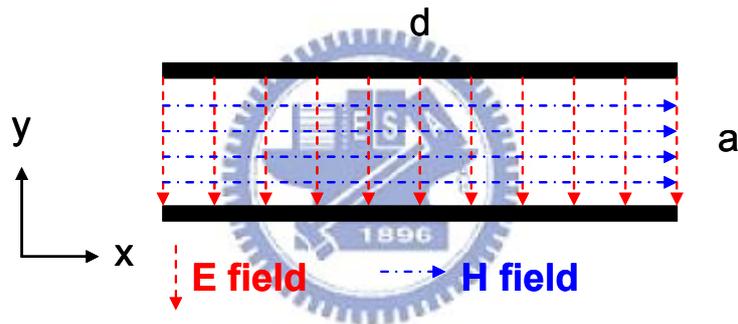


圖 4-3 理想 PPW 內部電場磁場

我們可以視為在 PPW 內的電場與磁場為均勻分佈，將電場與磁場正規化後表示：

$$\vec{E} = -\tilde{y} \frac{V_0}{a} e^{-jkz} = -\tilde{y} e^{-jkz} \quad (4-2a)$$

$$\vec{H} = \tilde{x} \frac{V_0}{\eta a} e^{-jkz} = \tilde{x} \frac{1}{\eta} e^{-jkz} \quad (4-2b)$$

我們為了分析在 PPW 的槽孔特性，假設一個 PPW 上層挖了一個槽孔的結構，如圖 4-4 所示。我們將此 PPW 結構分成三個範圍：(1) $z \leq z_1$ ，(2) $z_1 \leq z \leq z_2$ ，

(1) $z_2 \leq z$ 。而我們定義它的外圍有一個封閉面 S 包圍此結構中的範圍 (2)，因此我們封閉面 S 分成四個區域：(1) S_1 ：表示在 $z = z_1$ 的截面，(2) S_2 ：表示在 $z = z_2$ 的截面，(3) S_3 ：表示在上下金屬板的兩面，(4) S_4 ：表示在左右兩個面（邊

界條件是 PMC，強迫這兩面有切線電場、垂直磁場)。

接著我們假設兩種能夠存在於 S 封閉面裡的場：

$(\underline{E}_1, \underline{H}_1)$ ：從無窮遠入射一 TEM 波，受槽孔而擾動的電磁場。

$(\underline{E}_2, \underline{H}_2)$ ：往 $+Z$ 或 $-Z$ 入射的 TEM 電磁場。

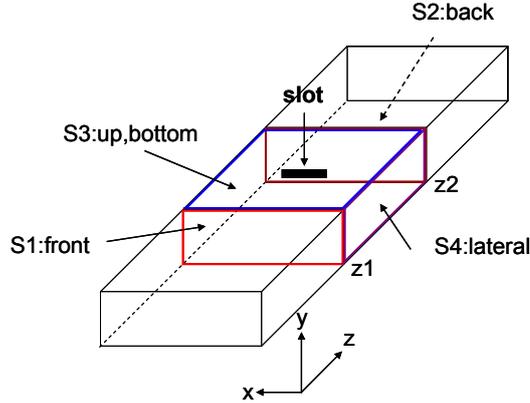


圖 4-4 PPW 內槽孔示意圖

由於上述的兩種場皆為無源封閉面內的解，因此從 Reciprocity Theorem 來看，兩者電磁場滿足下列等式：

$$\int_S (\underline{E}_1 \times \underline{H}_2 - \underline{E}_2 \times \underline{H}_1) \cdot d\underline{S} = 0 \quad (4-3)$$

$(\underline{E}_2, \underline{H}_2)$ 是 (4-2a)、(4-2b) 理想 PPW 內存在的場，而 $(\underline{E}_1, \underline{H}_1)$ 我們做如下假設：

$$\begin{aligned} \underline{E}_{1t} &= \sum_a C_a \underline{E}_{at} e^{-\gamma_a z}, \quad z \geq z_2 & \underline{E}_{1t} &= \sum_a B_a \underline{E}_{at} e^{+\gamma_a z}, \quad z \leq z_1 \\ \underline{H}_{1t} &= \sum_a C_a \underline{H}_{at} e^{-\gamma_a z}, \quad z \geq z_2 & \underline{H}_{1t} &= -\sum_a B_a \underline{H}_{at} e^{+\gamma_a z}, \quad z \leq z_1 \end{aligned} \quad (4-4)$$

其中下標 t 表示橫向 (transverse)， C_a 為往 $+Z$ 方向傳遞波的擾動振幅， B_a 為往 $-Z$ 方向傳遞波的擾動振幅， \underline{E}_{at} 、 \underline{H}_{at} 為 PPW 各種模態的橫向電、磁場， Σ 則表示 PPW 裡 TEM、TE 或 TM 模態混合存在。此假設在 $z_1 \leq z \leq z_2$ 裡不成立，因為沒有考慮到槽孔擾動產生的複雜模態。接著考慮邊界條件：

- (1) \underline{E}_{2t} 在 S_3 上為零，
- (2) \underline{H}_{1t} 、 \underline{H}_{2t} 在 S_4 上為零
- (3) \underline{E}_{1t} 在 S_3 上為零，除了槽孔部份

$$\begin{aligned}
& \text{代入(4-3)式 } \int_S (\underline{E}_1 \times \underline{H}_2 - \underline{E}_2 \times \underline{H}_1) \cdot d\underline{S} = 0 \\
& \Rightarrow \int_{S_3+S_4} (\underline{E}_1 \times \underline{H}_2 - \underline{E}_2 \times \underline{H}_1) \cdot d\underline{S} + \int_{S_1+S_2} (\underline{E}_1 \times \underline{H}_2 - \underline{E}_2 \times \underline{H}_1) \cdot d\underline{S} = 0 \\
& \Rightarrow \int_{S_3} (\underline{E}_1 \times \underline{H}_2) \cdot d\underline{S} = \int_{S_1} (\underline{E}_2 \times \underline{H}_1 - \underline{E}_1 \times \underline{H}_2) \cdot d\underline{S} + \int_{S_2} (\underline{E}_2 \times \underline{H}_1 - \underline{E}_1 \times \underline{H}_2) \cdot d\underline{S} \\
& \Rightarrow \int_{slot} (\underline{E}_1 \times \underline{H}_2) \cdot d\underline{S} = I_1 + I_2 \tag{4-5}
\end{aligned}$$

$$I_1 = \int_{S_1} (\underline{E}_2 \times \underline{H}_1 - \underline{E}_1 \times \underline{H}_2) \cdot d\underline{S}$$

$$I_2 = \int_{S_2} (\underline{E}_2 \times \underline{H}_1 - \underline{E}_1 \times \underline{H}_2) \cdot d\underline{S}$$

在 I_1 與 I_2 中，由於模態的正交性，最後會只剩下 TEM 模態。我們先討論 $(\underline{E}_2, \underline{H}_2)$ 為一往 +Z 方向傳的 TEM 波：因為 I_1 為在 S_1 上積分， $(\underline{E}_1, \underline{H}_1)$ 的傳播方向為 -Z，只有當 γ_a 等於 k_{TEM} 時 ($e^{+\gamma_a z} \cdot e^{-k_{TEM} z}$)，乘積項才會留下來；而對 I_2 而言為在 S_2 上積分， $(\underline{E}_1, \underline{H}_1)$ 的傳播方向為 +Z，所以即使 γ_a 等於 k_{TEM} ($e^{-\gamma_a z} \cdot e^{-k_{TEM} z}$)，其積分仍為零，結果如下：

$$\begin{cases} I_1 = 2B_{TEM} \int_{S_1} (\underline{E}_{TEM} \times \underline{H}_{TEM}) \cdot \tilde{z} d\underline{S} \\ I_2 = 0 \end{cases} \Rightarrow B_{TEM} = \frac{\int_{slot} (\underline{E}_1 \times \underline{H}_2) \cdot d\underline{S}}{2 \int_{S_1} (\underline{E}_{TEM} \times \underline{H}_{TEM}) \cdot \tilde{z} d\underline{S}} \tag{4-6}$$

反之，考慮往 -Z 方向傳的 TEM 波，可得下列式子：

$$\begin{cases} I_1 = 0 \\ I_2 = 2C_{TEM} \int_{S_2} (\underline{E}_{TEM} \times \underline{H}_{TEM}) \cdot \tilde{z} d\underline{S} \end{cases} \Rightarrow C_{TEM} = \frac{\int_{slot} (\underline{E}_1 \times \underline{H}_2) \cdot d\underline{S}}{2 \int_{S_2} (\underline{E}_{TEM} \times \underline{H}_{TEM}) \cdot \tilde{z} d\underline{S}} \tag{4-7}$$

由以上結果，我們可以下一個結論：入射一 TEM 波至槽孔，當因槽孔而擾動的高階模衰減後，最後也是以 TEM 形式的波在反射及入射。得到 B_{TEM} 與 C_{TEM} 的表示式後，我們將實際數值代入。

直接考慮旋轉 ϕ 角度的矩形槽孔，TEM 傳播方向為 +Z，如圖 4-5。我們對槽孔的正中心另定義一座標 (ζ, ξ) ，首先，先做座標轉換的動作：

$$\begin{aligned}
\tilde{z} &= \tilde{\xi} \cos \phi + \tilde{\zeta} \sin \phi & \tilde{x} &= -\tilde{\xi} \sin \phi + \tilde{\zeta} \cos \phi \\
\tilde{\xi} &= -\tilde{x} \sin \phi + \tilde{z} \cos \phi & \tilde{\zeta} &= \tilde{x} \cos \phi + \tilde{z} \sin \phi
\end{aligned} \tag{4-8}$$

(4-6)、(4-7)的分母剛好為 2 倍的入射能量，在此重新定義 S_{TEM} 並將(4-2)式代入：

$$S_{TEM} = \int_d \int_a (-\tilde{y}e^{-jkz}) \times (\tilde{x} \frac{1}{\eta} e^{-jkz})^* \cdot \tilde{z} dydx = \frac{ad}{\eta} \quad (4-9)$$

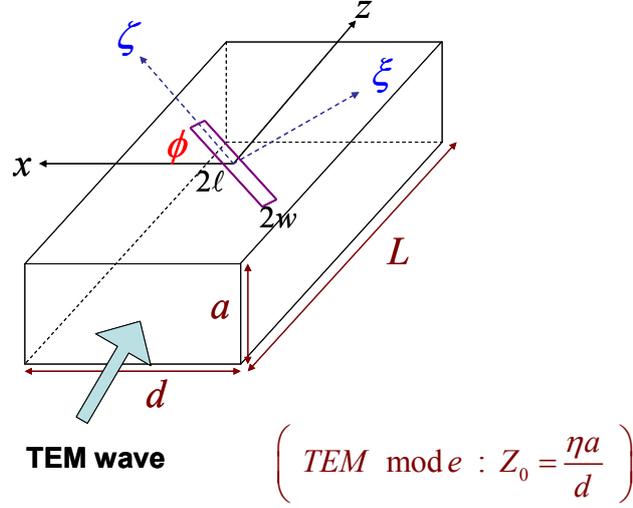


圖 4-5 旋轉槽孔在 PPW 上層金屬示意圖

最後，經過程奕翔學長論文[6]推導的結果可以得到：

$$B_{TEM} = \frac{V_s \cos \phi}{ad} \sin c(kw \cos \phi) \frac{k_s}{k^2 \sin^2 \phi - k_s^2} \frac{\cos k_s l - \cos(kl \sin \phi)}{\sin k_s l} \quad (4-10)$$

同理，(4-7)：

$$C_{TEM} = -\frac{V_s \cos \phi}{ad} \sin c(kw \cos \phi) \frac{k_s}{k^2 \sin^2 \phi - k_s^2} \frac{\cos k_s l - \cos(kl \sin \phi)}{\sin k_s l} \quad (4-11)$$

從 (4-10)、(4-11) 可知兩個方向擾動後的波振幅有下列關係：

$$B_{TEM} = -C_{TEM} \quad (4-12)$$

4.1.3 等效電路

圖 4-6 為一傳輸線上串接一正規化阻抗的示意圖。我們假設左右端有完美匹配電路，代表不會有反射波從兩端彈回。假設傳輸線上的電壓電流波為：

$$\left. \begin{aligned} V(z) &= Ae^{-j\beta z} + Be^{j\beta z} \\ I(z) &= Ae^{-j\beta z} - Be^{j\beta z} \end{aligned} \right\} z < 0 \quad (4-13a)$$

$$\left. \begin{aligned} V(z) &= (A+C)e^{-j\beta z} \\ I(z) &= (A+C)e^{-j\beta z} \end{aligned} \right\} z > 0 \quad (4-13b)$$

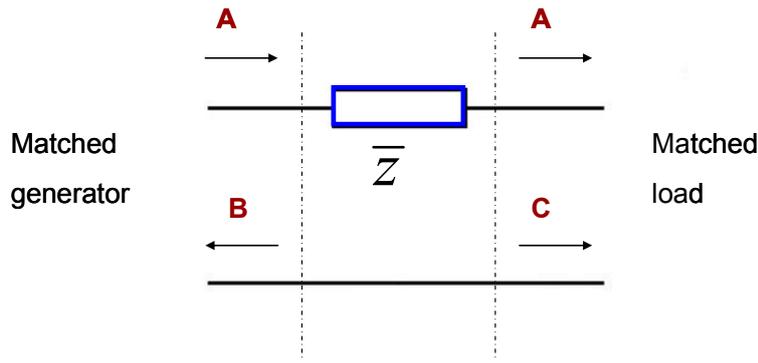


圖 4-6 傳輸線上串接一正規化阻抗示意圖

代入邊界條件至 (4-13) : $I(0^-) = I(0) = I(0^+)$ 可得 :

$$B = -C \quad (4-14)$$

如果 B 為實數

$$\bar{z} = \bar{r} = \frac{Z}{Z_0} = \frac{2B}{A-B} \quad (4-15)$$

其中 : PPW 的阻抗為 TEM mode : $Z_0 = \frac{\eta a}{d}$ 。

由 (4-14) 我們得知當 $B = -C$ 時，物理意義為一傳輸線上串接一阻抗。所以從 (4-12) 及 (4-14) 我們可以下一結論：平板金屬波導饋入的槽孔可以等效成傳輸線上串接一阻抗，物理意義為槽孔截斷了上層金屬板的電流，在槽孔內部激發了電場向外輻射。(4-15) 式為槽孔對波導內部為一等效串接阻抗的正規化阻抗值，只要我們能知道 A_{TEM} 及 B_{TEM} 便能求得其值。

從能量守恆觀點可列出下列等式：

$$P_{inc} = P_{ref} + P_{tr} + P_{rad} \quad (4-16)$$

我們將 P_{inc} 、 P_{ref} 、 P_{tr} 用 (4-9) 的 S_{TEM} 表示：

$$P_{inc} = \frac{1}{2} A \cdot A^* \cdot S_{TEM} = \frac{ad}{2\eta} A \cdot A^*$$

$$P_{ref} = \frac{1}{2} B \cdot B^* \cdot S_{TEM} = \frac{ad}{2\eta} B \cdot B^*$$

$$P_{tr} = \frac{1}{2} (A+C) \cdot (A+C)^* \cdot S_{TEM} = \frac{ad}{2\eta} (A+C) \cdot (A+C)^* = \frac{ad}{2\eta} (A-B) \cdot (A-B)^*$$

將上列三式代回 (4-16)，可得槽孔輻射的能量為：

$$P_{rad} = \frac{ad}{2\eta} [A^2 - B^2 - (A-B)^2] = \frac{ad}{\eta} B(A-B) \quad (4-17)$$

同樣的，只要我們能知道 A_{TEM} 及 B_{TEM} 便能求得輻射的能量值，這對我們求得等效阻抗有很大的幫助。

4.1.4 槽孔內等效磁流的幅射能量

由矩形槽孔等效於一個 dipole 在遠場的場，經由程奕翔學長論文[6]的推導後，最後磁流分佈求得一矩形槽孔對空氣輻射的總功率為：

$$P_f = \frac{V_s^2}{2\pi\eta_0 \sin^2 k_s \ell} \frac{k_0^2}{k_s^2} \int_0^\pi \left[\frac{\cos k_s \ell - \cos(k_0 \ell \cos \theta)}{1 - \frac{k_0^2}{k_s^2} \cos^2 \theta} \right]^2 \sin^3 \theta d\theta \quad (4-18)$$

4.1.5 等效串接阻抗值

(4-17)、(4-18) 皆為槽孔消耗的功率表示式，差別在 (4-17) 為對內的電路觀點；而 (4-18) 為對外的輻射觀點。兩者應該相等，其等式為：

$$P_{rad} = \frac{ad}{\eta} B(A-B) = \frac{V_s^2}{2\pi\eta_0 \sin^2 k_s \ell} \frac{k_0^2}{k_s^2} \int_0^\pi \left[\frac{\cos k_s \ell - \cos(k_0 \ell \cos \theta)}{1 - \frac{k_0^2}{k_s^2} \cos^2 \theta} \right]^2 \sin^3 \theta d\theta \quad (4-19)$$

最後經過整理後，

$$\begin{aligned} \bar{r} &= \frac{2B}{A-B} \\ &= \sqrt{\epsilon_r} \frac{4\pi \cos^2 \phi \sin^2 c^2 (kw \cos \phi)}{adk_0^2} \left[\frac{\cos k_s \ell - \cos(k \ell \sin \phi)}{1 - \frac{k^2}{k_s^2} \sin^2 \phi} \right]^2 \cdot \frac{1}{\int_0^\pi \left[\frac{\cos k_s \ell - \cos(k_0 \ell \cos \theta)}{1 - \frac{k_0^2}{k_s^2} \cos^2 \theta} \right]^2 \sin^3 \theta d\theta} \end{aligned} \quad (4-20)$$

最後我們得到了平板金屬波導餽入槽孔的等效阻抗值 (4-20)。

而式子的可靠度在程奕翔學長論文[6]中也經過了模擬驗證。

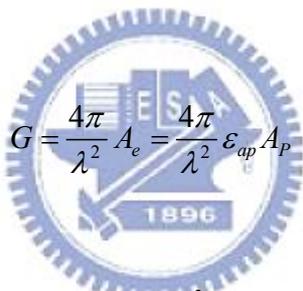
第五章 背接金屬共平面波導饋入的槽孔天線設計

整合先前章節的推導後，我們將開始來做 CBCPW 天線的設計。我們找出理想的天線形狀後，再來觀察不同的槽孔擺設方式所造成的效益，接下來決定所需要的極化方向而決定所要的擺設方式，進而達到高的效率與高的增益，最後在實作驗證其結果。最後附上模擬結果與量測結果。

5.1 天線孔徑效率

在設計天線之前先說明衡量天線的孔徑效率 ε_{ap} (Aperture efficiency)。孔徑效率是衡量天線物理面積下它所達到多少效率的指標。

依據[10]，


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

轉換 (5-1) 後，可得：

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

其中：G 為天線輻射增益值， A_p 為天線物理面積。

天線的物理面積是以天線的最長邊*最寬邊的面積，不是以天線實際所佔的面積來做計算。由 (5-2) 式可知，在得到天線的輻射增益值與天線的物理面積後就可以去求得孔徑效率，接著我們將設計天線的結構來探討如何提升孔徑效率。

5.2 設計流程

5.2.1 表面波偏離角度

在第三章的結尾可以看到 CBCPW 會有洩漏波的產生，而其洩漏角度也能由 SDA 的分析得到，我們的設計方式是將槽孔放置在 CBCPW 的洩漏波方向上，讓它如同在一個 PPW 的情況上挖槽孔，而其分析也再第四章有推論出來，我們使用 CBCPW 的尺寸為 RO4003 板材 $\epsilon_r = 3.55$ ，板材厚度 $h = 1.524\text{mm}$ ， $s = 0.8\text{mm}$ ， $g = 2.6\text{mm}$ ，我們在第三章的 SDA 可以找到 12GHz 的 β/k_0 為 1.6311 、 α/k_0 為 0.0227 。因此我們可以找到此洩漏波的洩漏角度 $\theta = \cos^{-1} \frac{\beta}{k_s} = 30.0419^\circ$ 。

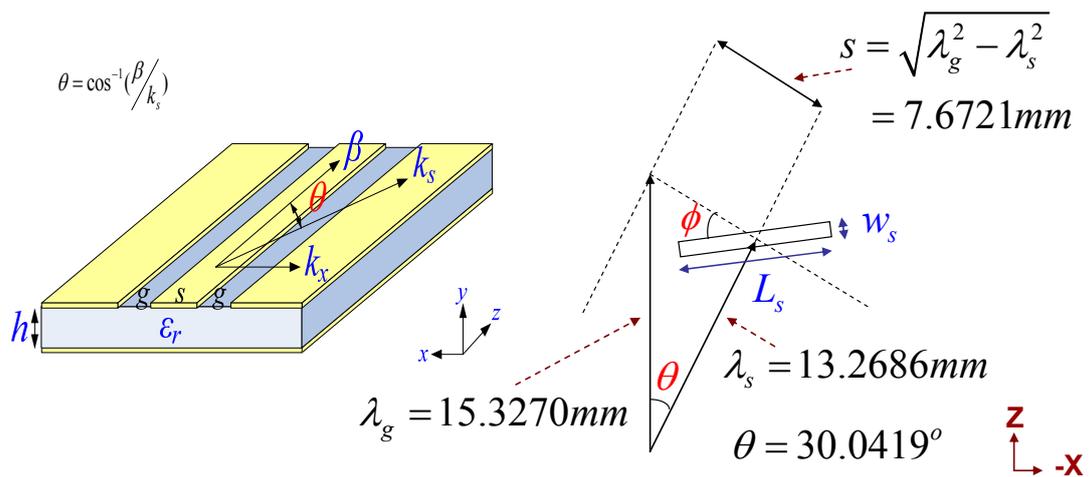


圖 5-1 PPW 波偏離角度示意圖

接著我們定義兩個方向的波長：(1) Z 方向 CPW mode 波長 $\lambda_g = \lambda_0 / \beta$ 、(2) θ 方向 PPW mode 波長 $\lambda_s = \lambda_0 / \sqrt{\epsilon_r}$ ，如圖 5-1 所示，裡面的參數數值皆由上述的結構所求得的。圖 5-1 為說明將槽孔放置在 CBCPW 的洩漏波的示意圖，其中的 s 是利用 λ_g 與 λ_s 的三角關係求得。

5.2.2 槽孔等效電路萃取

接下來我們將設定一個結構去依照第四章節的方式萃取出我們所需要槽孔長度，並用第四章最後導出的轉槽孔的阻抗公式，來求出此結構槽孔轉每個角度所代表的正規化阻抗圖。我們設定的單位細胞結構大小為 $a \times d \times L = h \times 2s \times \lambda_s = 1.524 \times 15.344 \times 13.268$ (mm)，我們固定槽孔寬度 0.5mm，所找出的槽孔長度為 9.6mm，在依照轉槽孔的阻抗公式來求出此結構的正規化阻抗圖，為圖 5-2 所示。

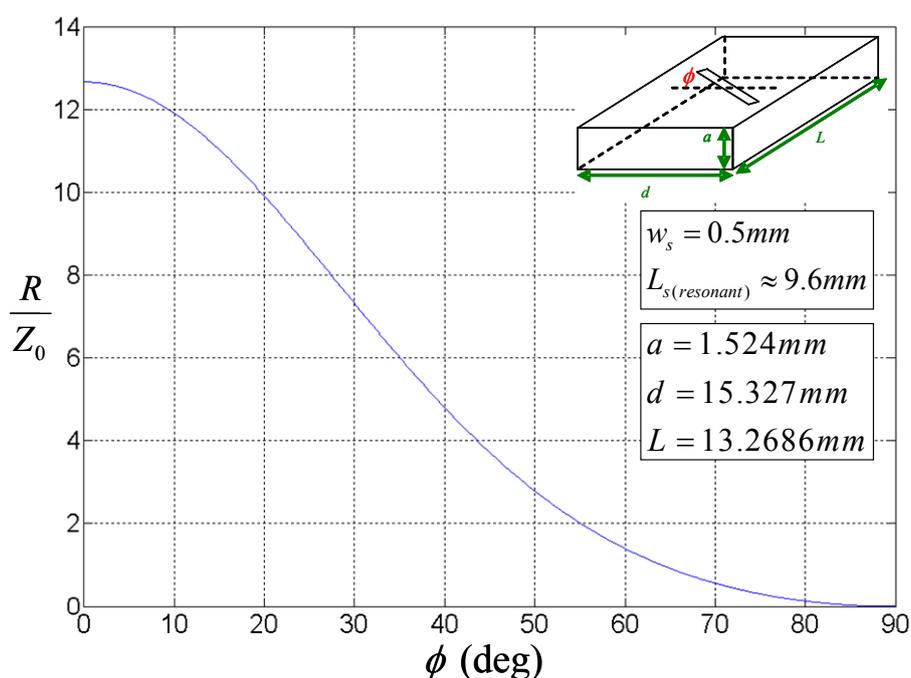


圖 5-2 槽孔旋轉角度對應的正規化阻抗曲線圖

因為我們槽孔旋轉角度所等效的電路為串聯電路，所以我們所需要用到的正規化阻抗的部分需要在小於 1 的部分，而我們將所需使用到的旋轉角度及對應的正規化阻值如表 5-1。後續將會說明如何使用此表格。

R/Z_0	1/1	1/2	1/3	1/4	1/5	1/6	1/7	1/8	1/9	1/10
ϕ	64.3°	71.2°	74.4°	76.4°	77.8°	78.8°	79.7°	80.3°	80.9°	81.3°
R/Z_0	1/11	1/12	1/13	1/14	1/15	1/16	1/17	1/18	1/19	1/20
ϕ	81.7°	82°	82.4°	82.6°	82.9°	83.1°	83.3°	83.5°	83.7°	83.8°
R/Z_0	1/21	1/22	1/23	1/24	1/25	1/26	1/27	1/28		
ϕ	84°	84.1°	84.2°	84.4°	84.5°	84.6°	84.7°	84.8°		

表 5-1 旋轉角度對應的正規化阻抗值

5.2.3 槽孔擺設位置

在第四章節有推導出在 PPW 旋轉槽孔角度所對應的等效電路為串聯電路，因此我們將使用電路串接的方式，如圖 5-3 所示。利用串聯阻抗將阻抗的總合來達到正規化阻抗值為 1，便可以有阻抗匹配的結果。而我們槽孔擺設的方式如同電路串接的方式，如圖 5-4 所示。我們在平板金屬波導上放置一旋轉 ϕ 角度的矩形槽孔，而槽孔之間擺設的距離為一個 λ_s (使波在每個槽孔的位置都皆同相位)，再去對照表 5-1 槽孔旋轉角度對應的正規化阻抗值，使阻抗達到匹配。而在波導末端距離最後一個槽孔中心隔一個 λ_s 的位置使用鍍銅將上下板做短路的邊界條件，等效於電路最後接地。

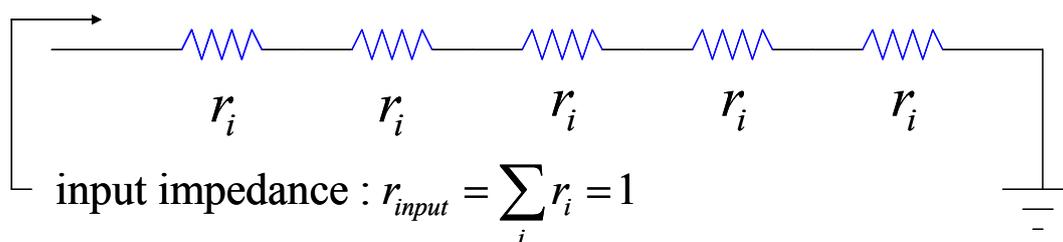


圖 5-3 平板金屬波導饋入旋轉槽孔的等效電路

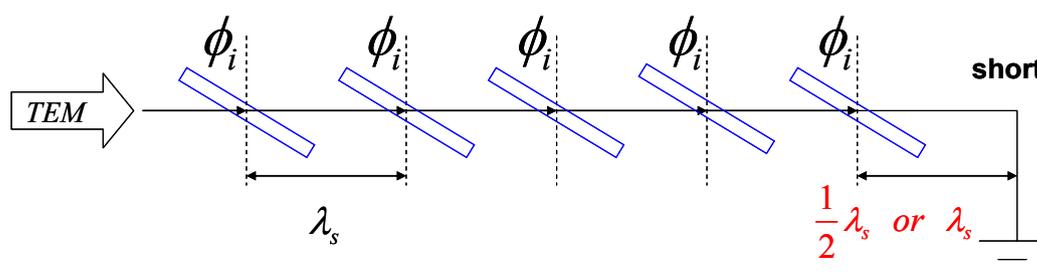


圖 5-4 平板金屬波導饋入旋轉槽孔天線示意圖

在本天線的設計形狀，主要是依據著 CBCPW 所產生的洩漏波之形狀所設計而成的。在第三章的 SDA 我們找到洩漏波的角度，所以我們將槽孔挖至如圖 5-1 所示的位置，我們將繼續延伸到多排的情況，如圖 5-5 所示。再依照著我們想將槽孔等效電路如同串聯電路一樣，如圖 5-4。因此我們把它設計的方式讓它如同圖 5-5 的輪廓一樣，左右兩邊會呈現如同一個直角三角形的情況，再依照著末端隔一個 λ_s 做短路的設計，使得整個天線所設計的輪廓如同圖 5-6 所示，會呈現為一個像風箏的形狀。

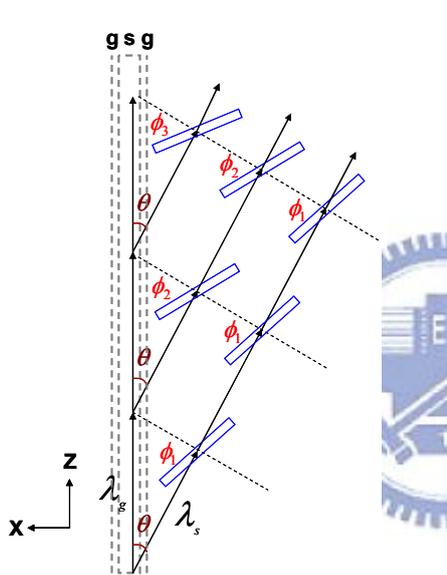


圖 5-5 原始 CBCPW 架構

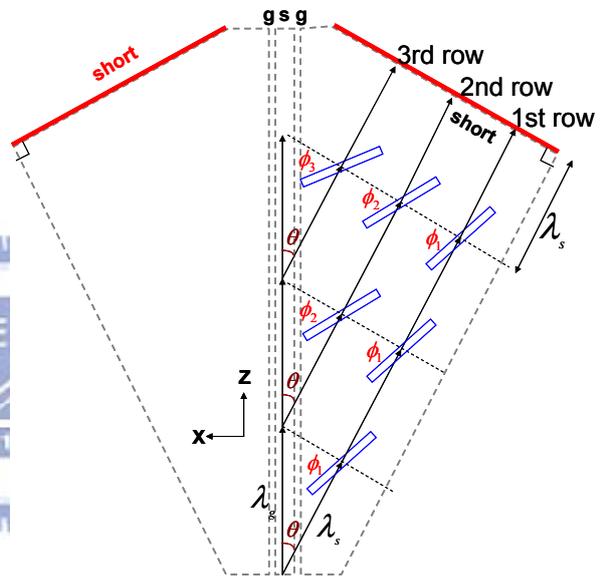


圖 5-6 調整後 CBCPW 架構

我們為了使洩漏波方向的末端短路一致，且讓 CBCPW 的洩漏波同相位，會使得每列的槽孔數量隨著 Z 方向的列數增加而逐一遞減，例如：假設第一列有 16 個槽孔，第二列則為 15 個，一直到第十六列為 1 個槽孔。而我們讓每列的槽孔輻射能量相同，故使每列中的槽孔旋轉角度一致，所以假如第 i 列有 N 個槽孔，那他們每個槽孔的正規化阻抗將是 $1/N$ ，所以總合的正規化阻抗為 1。再來就去對照槽孔旋轉角度對應的正規化阻抗值，去找到我們所需要的旋轉角度 ϕ 即可。舉例來說：如果第一列有 16 個槽孔，那麼對應到表 5-1 所示，我們可以找到第一列每個槽孔旋轉角度 ϕ 為 83.1° 。因此我們就可以找到所有列的槽孔旋轉角度，來完成我們天線的設計。

5.3 天線設計模擬與量測結果

5.3.1 天線設計模擬

在洩漏波天線的原理是讓波會隨著行進距離越遠而使能量洩漏的越多，而得到越大輻射增益。我們知道能量是會隨著距離呈現指數方式的遞減，而能量遞減的式子為 $e^{-2\alpha l}$ ，因此我們將上面所使用的 CBCPW 尺寸為 RO4003 板材 $\epsilon_r = 3.55$ ，板材厚度 $h = 1.524\text{mm}$ ， $s = 0.8\text{mm}$ ， $g = 2.6\text{mm}$ ，所找到在 12GHz 的 α/k_0 為 0.0227，其中 $k_0 = 2\pi f/c \approx 251.3272$ ，這樣就可以求得 $\alpha \approx 5.7051$ 。下圖圖 5-7 為在上述結構中的 α 觀察能量隨著距離的遞減變化曲線圖。

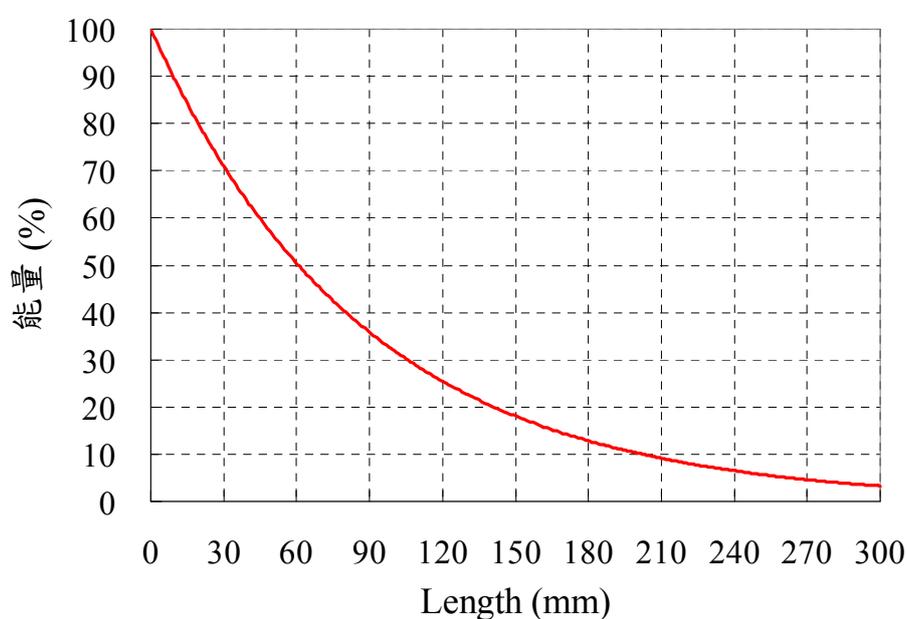


圖 5-7 隨天線長度變化對應之能量遞減

為了使天線洩漏的能量夠多，我們將使用 16 列的槽孔設計，這樣的話到此天線的尾端能量就洩漏掉了 94.6%。因為我們設計 16 列的槽孔，所以槽孔的總數是 $2 * (16 + 15 + \dots + 2 + 1) = 272$ ，所以需要挖了 272 個槽孔。

我們了解在槽孔內會產生與槽孔垂直的電場方向，然而它可以分為兩個方向的向量，如圖 5-8 所示。這樣我們的槽孔擺設方向則有各兩種擺設方式分別能夠使產生的電場方向只有往 \hat{x} 方向或是 \hat{z} 方向，而依照不同的擺設的方式會使輻射的效益有所不同，也因所產生的電場方向的不同，我們依照我們的天線方向需求

而來決定槽孔的擺設方式。圖 5-9、5-10 為四種槽孔的擺設方式。圖 5-9 是使產生的電場方向只有往 \hat{y} 方向的兩種擺設方式。圖 5-10 是使產生的電場方向只有往 \hat{x} 方向的兩種擺設方式。而這四種擺設方式都不影響我們所推導旋轉槽孔的阻抗。

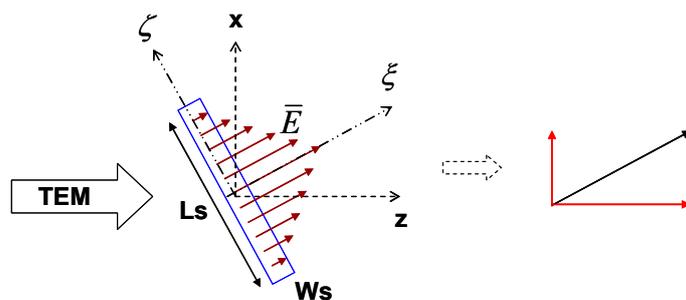


圖 5-8 旋轉槽孔內電場分佈

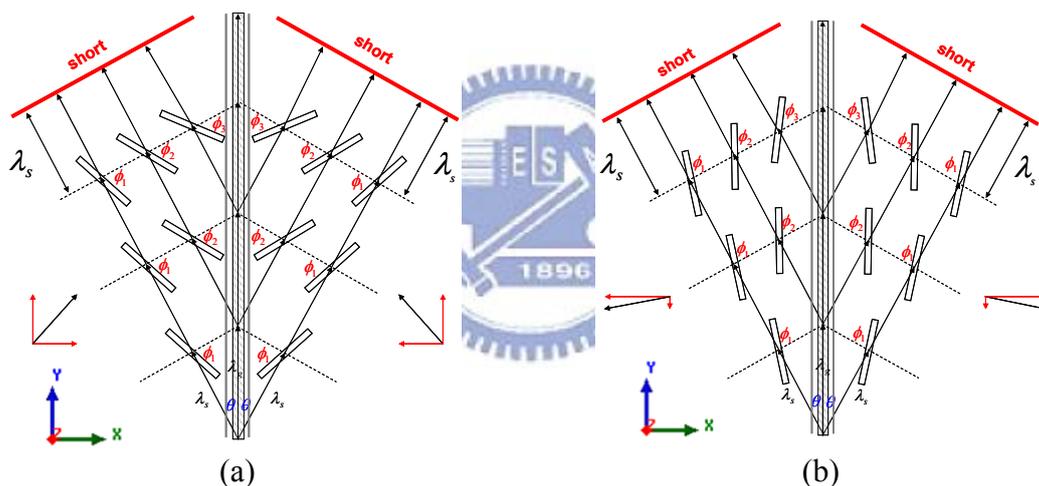


圖 5-9 CBCPW 產生 \hat{y} 方向電場的擺設方式示意圖

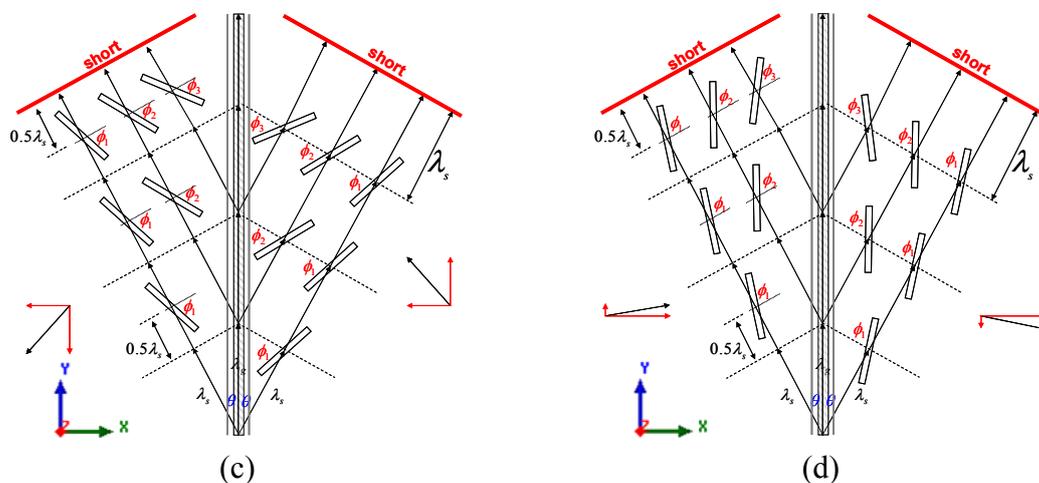


圖 5-10 CBCPW 產生 \hat{x} 方向電場的擺設方式示意圖

從圖 5-9 的(a)、(b)可以看到兩邊的電場方向在往 \hat{x} 方向的電場會互相抵消，只剩下往 \hat{y} 方向的電場。同理圖 5-10 會只剩下往 \hat{x} 方向的電場。我們可以看到圖 5-10 左邊的槽孔放置位置多走了 $0.5 * \lambda_s$ ，其目的是為了使槽孔的電場方向相反。但是最後端接地的位置本來離最後的槽孔有 $1 * \lambda_s$ 卻變成 $0.5 * \lambda_s$ ，不過這並不會影響前端看進去的阻抗，因為接地的位置隔半波長也還是接地，所以不會影響到我們的設計。

不管在圖 5-9 或是圖 5-10，我們都可以看到有兩種槽孔的擺設方式，但是所剩下的電場大小會有不同，一個比較多，一個比較少。在此我們覺得剩下的電場大小比較多的，所輻射的效益應該比較好，而剩下比較少的就輻射效益比較差，因此我們就以模擬軟體（HFSS）來驗證此現象，我們將這四種擺設方式來做模擬驗證。我們將以圖 5-10 (d)的擺設方式來說明此天線整體的設計結構，如圖 5-11 所示。

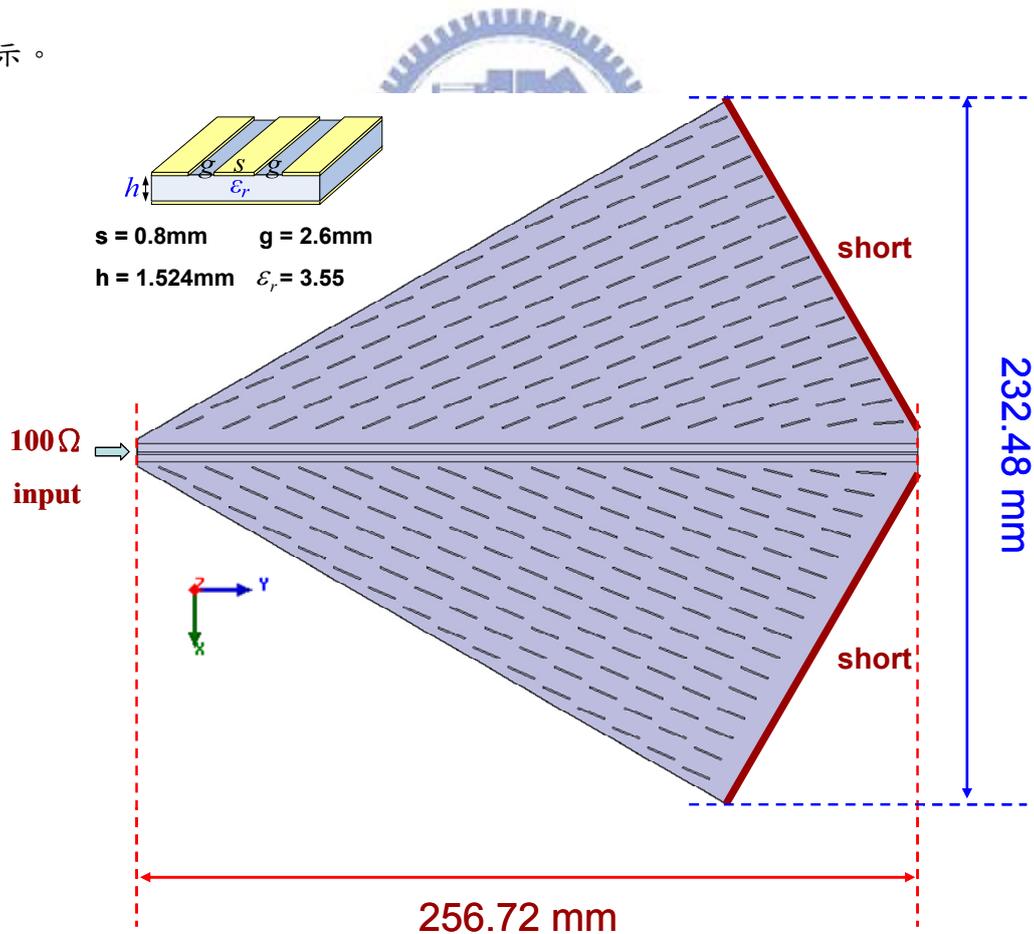


圖 5-11 模擬天線示意圖

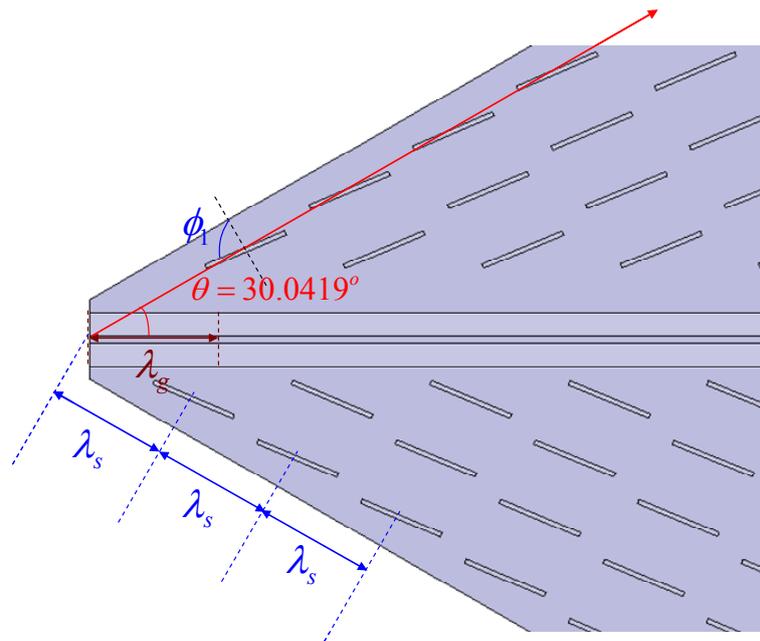


圖 5-12 模擬天線結構饋入端放大圖

接著我們將模擬這四種旋轉角度的變化，觀察它們的輻射場形在我們所操作頻率 12G 的其中一個平面 xz-plane。

我們模擬圖 5-11 槽孔天線來觀察能量饋入時的 return loss (S11) 情況是否在這個設計方式能夠與推導的一致，是否能夠達到阻抗匹配的效果。下圖圖 5-13 為模擬圖 5-11 槽孔天線在 10GHz~14GHz 的 S 參數結果。結果與推導是一致的。

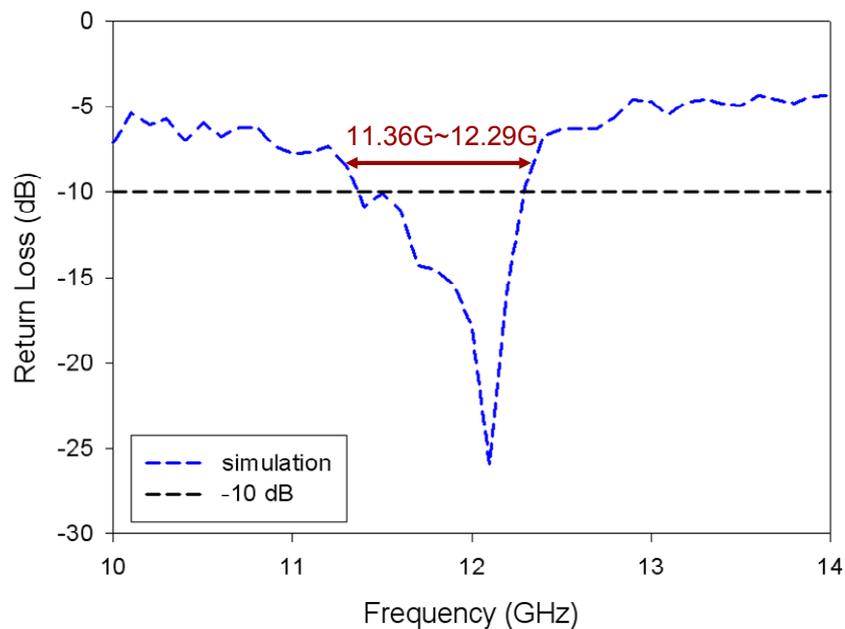


圖 5-13 天線 S 參數之模擬

圖 5-14~圖 5-17 分別對應圖 5-9 與圖 5-10 的 abcd 四種情況在 12GHz 時的輻射場形。圖 5-14 與圖 5-15 所模擬出最高的增益是在 xz-plane 上的 phi 極化方向。圖 5-16 與圖 5-17 所模擬出最高的增益是在 xz-plane 上的 theta 極化方向。所產生的極化方向不同是因為其電場抵消後所剩下的方向不同。

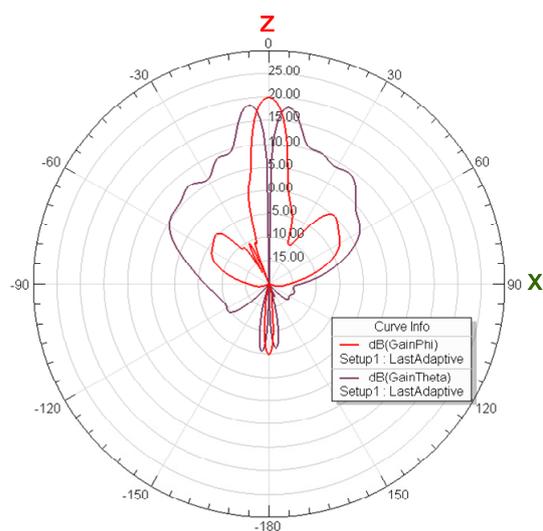


圖 5-14 情況(a) XZ-plane 輻射場形

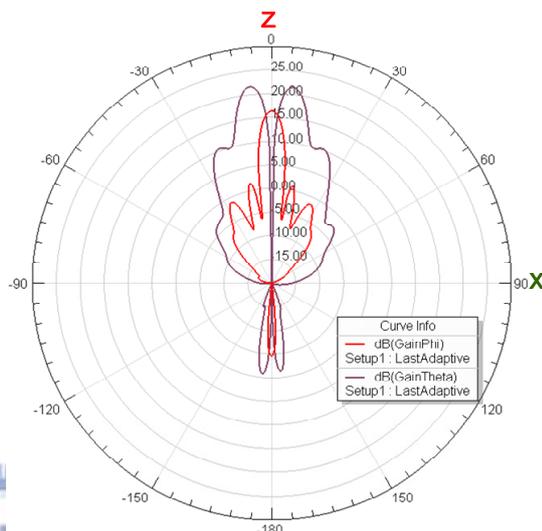


圖 5-15 情況(b) XZ-plane 輻射場形

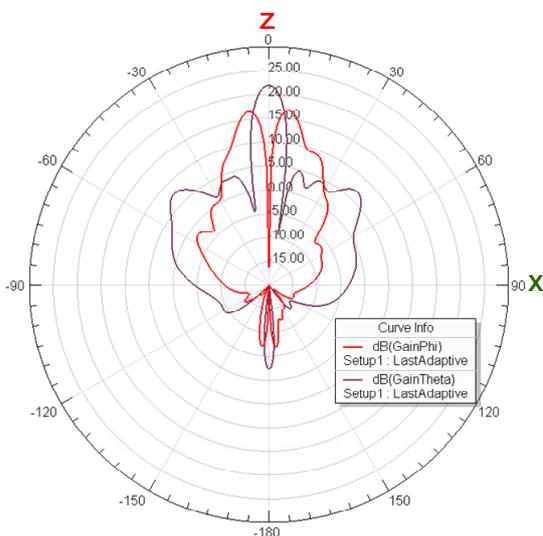


圖 5-16 情況(c) XZ-plane 輻射場形

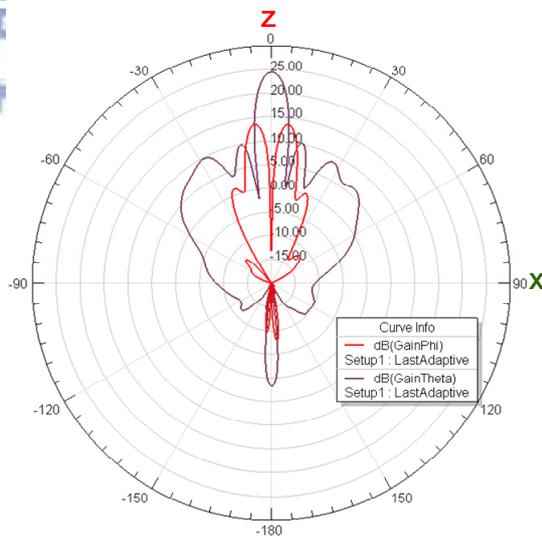


圖 5-17 情況(d) XZ-plane 輻射場形

	圖 5-9(a)	圖 5-9(b)	圖 5-10(c)	圖 5-10(d)
Max. Gain (dBi)	19.9203	16.2898	21.8996	24.4610
\mathcal{E}_{ap} (%)	8.18	3.55	12.91	23.28

表 5-2 四種槽孔旋轉不同的輻射增益數值

由上面的圖 5-14~圖 5-17 與表 5-2，可以看到在圖 5-17 的情形是最好的，而圖 5-15 的情況是最差的，我們可以對照圖 5-9 (b) 與圖 5-15 可以觀察到電場的能量大部分都被抵消了，而能量都跑到另一個極化，所以我們要的極化的輻射增益就比較小。再對照圖 5-10 (d) 與圖 5-17 可以觀察到電場的能量只有低銷一點點，所以在另一個極化的能量就比較小，而我們要的極化的輻射增益就比較大了。這驗證了我們先前所假設槽孔電場抵消的大小會影響輻射增益大小的想法是一致的。

在表 5-2 孔徑效率 ϵ_{ap} 的部份，我們以所得到的天線輻射增益值與天線的物理面積來求得孔徑效率，但是在天線物理面積的部份，若是以實際天線所佔的面積去求得的話，以圖 5-10 (d) 的結果來算所得到的 $\epsilon_{ap} = 44.64\%$ ，但是通常求天線物理面積是以天線的最長距離*最寬距離的面積，這樣來求的話會變成 $\epsilon_{ap} = 23.28\%$ 。因為天線所設計形狀問題，所以以最長距離*最短距離的面積來算所求得的 ϵ_{ap} 會低許多。

接著，我們去觀察一開始槽孔放置的位置離開始洩漏的 CBCPW 中心距離遠近是否會影響到輻射增益的大小，如圖 3-11 表面電流波的分佈是否會因為一開始洩漏波還沒成形成穩定而影響到效果。因此去模擬圖 5-18 (a)(b) 兩種情況，槽孔的排數一樣如同圖 5-11 為 16 排槽孔，所定義的方向同圖 5-11。而圖 5-18 (b) 是將圖 5-18 (a) 的槽孔位置往洩漏波的方向多移動 0.5 倍的 λ_s ，而最後的槽孔離短路端為 0.5 倍的 λ_s 。因為移動了 0.5 倍的 λ_s ，所以電場的輻射方向會相反。

圖 5-19 與圖 5-20 分別是圖 5-18 (a)(b) 的兩種槽孔擺設方式在操作頻率 12GHz 的輻射場形，我們只呈現其中一個平面 xz-plane 來說明其變化情況。

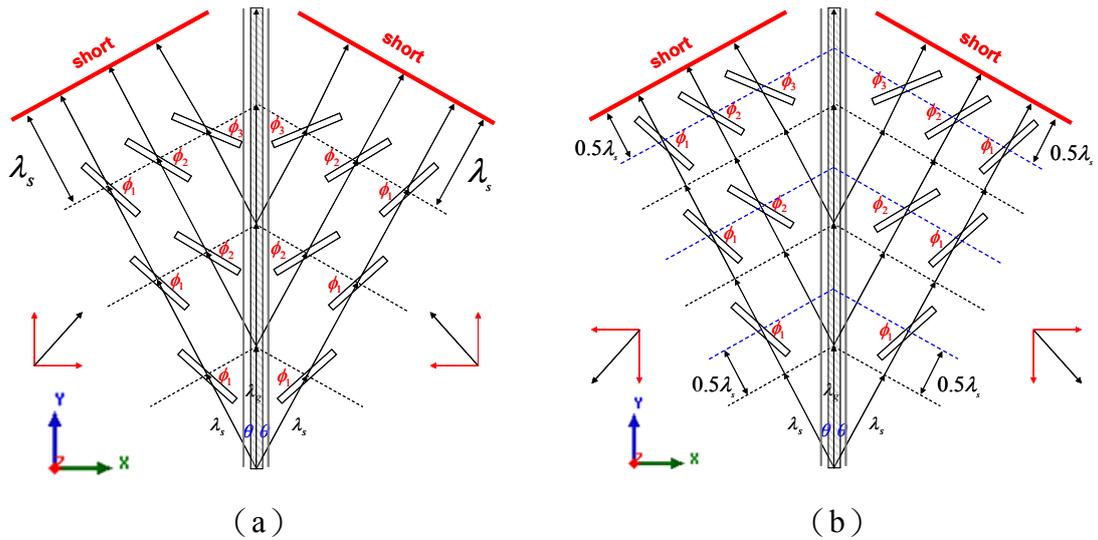


圖 5-18 CBCPW 槽孔擺設偏移變化示意圖

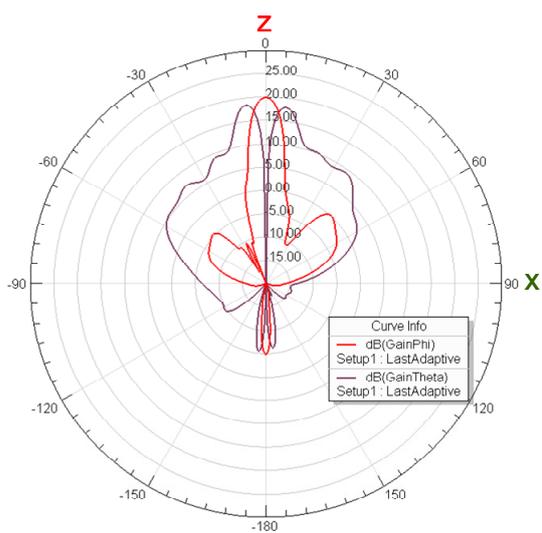


圖 5-19 情況(a) XZ-plane 輻射場形

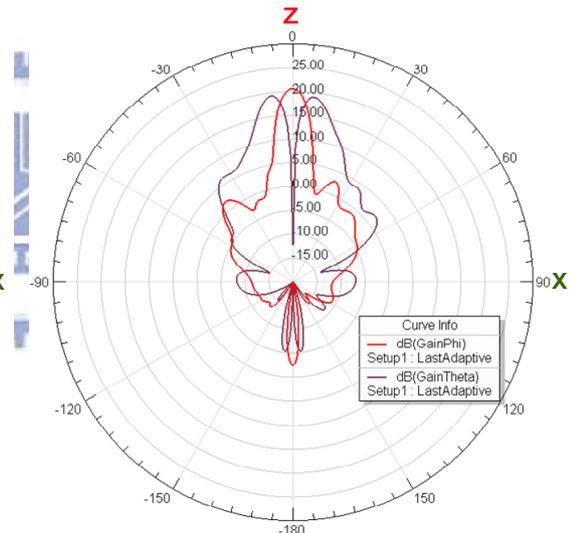


圖 5-20 情況(b) XZ-plane 輻射場形

	圖5-18(a)	圖5-18(b)
Max. Gain (dBi)	19.9203	20.6207
\mathcal{E}_{ap} (%)	8.18	9.61

表 5-3 兩種擺設位置不同的輻射增益數值

由圖 5-19、圖 5-20 與表 5-3，可以看到槽孔擺設離 CBCPW 中心的位置不同會有些許的影響，因此我們在之後的設計將會以圖 5-18 (b) 的形式來做天線的設計方式。

為了驗證我們找到的旋轉槽孔擺設方式真的能夠改善天線的效率，因此去對照程奕翔論文[6]，依照他論文原本的參數尺寸為 RO4003 板材 $\epsilon_r = 3.55$ ，板材厚度 $h = 1.524\text{mm}$ ， $s = 0.6\text{mm}$ ， $g = 1\text{mm}$ ，圖 5-21 是學長四片鳶形 16 排槽孔天線組合成的天線陣列擺設方式，旁邊我們將多加上槽孔輻射電場方向示意圖。我們將都以未接上功率分配器，只先看天線端的效果變化。圖 5-22 是我們改善槽孔擺設變化後的天線陣列擺設方式。

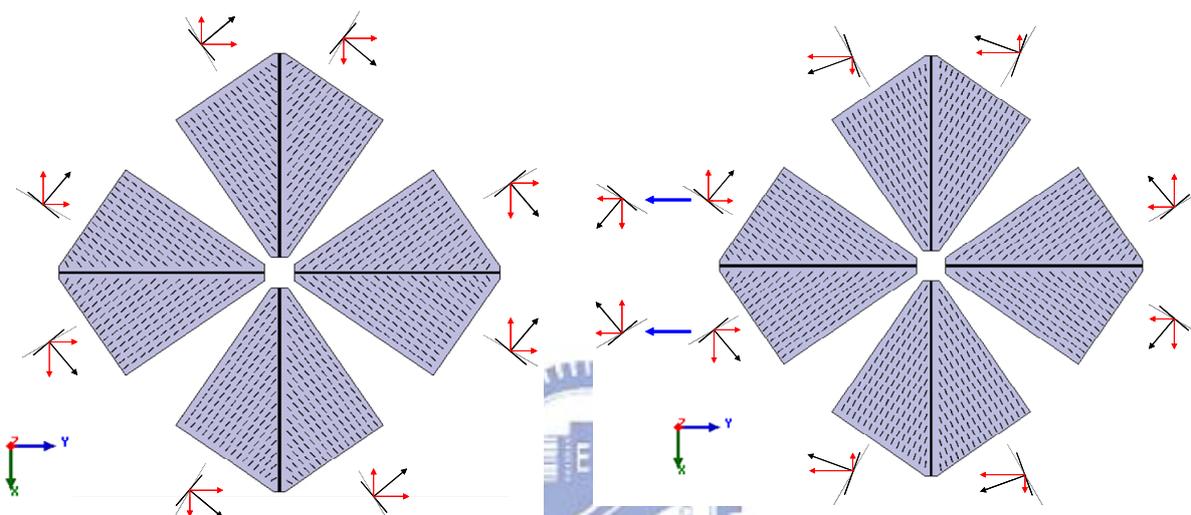


圖 5-21 原本學長擺設方式

圖 5-22 經過改善槽孔擺設方式

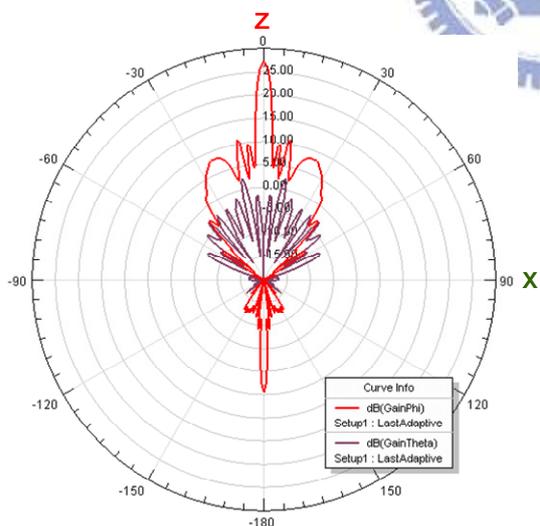


圖 5-23 原本學長天線 XZ-plane

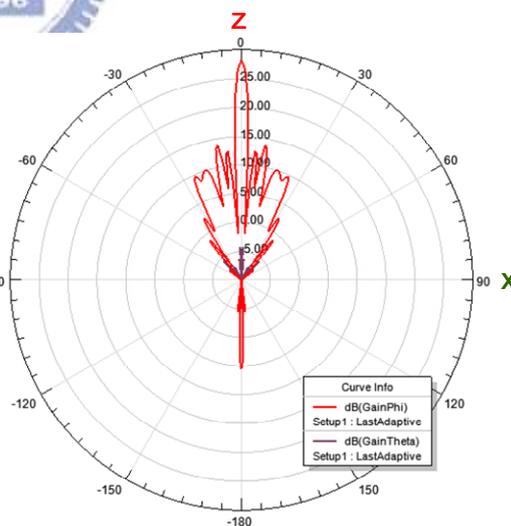


圖 5-24 改善槽孔天線 XZ-plane

	圖 5-21	圖 5-22
Max. Gain (dBi)	27.1629	28.1597
\mathcal{E}_{ap} (%)	7.77	9.78

表 5-4 兩種天線擺設方式的輻射增益數值

由圖 5-23、圖 5-24 與表 5-4，可以看到我們改變旋轉槽孔的擺設方式能夠去提升我們天線的輻射增益值，以及改善孔徑效率的效果。但因為天線的增益不夠高，且孔徑效率也沒變高很多，因此需要改變天線的設計來達到更高的增益效果。

接著測試了不同 CBCPW 的規格後，可以觀察到它所產生的洩漏波角度大概介於 $26^\circ \sim 38^\circ$ 之間，所以我們使用上面所使用的 CBCPW 尺寸為 RO4003 板材 $\epsilon_r = 3.55$ ，板材厚度 $h = 1.524\text{mm}$ ， $s = 0.8\text{mm}$ ， $g = 2.6\text{mm}$ ，所產生洩漏波的角度為 30.0419° 。因為 CBCPW 是產生向兩側的洩漏波，所以一片鳶形天線的開角為 60° 。衛星天線的需求是高增益的天線，所以我們將天線組成 360° 的形狀，一開始想的天線擺設方式為 6 片鳶形天線組成，如圖 5-25 所示。但是依據上述的槽孔旋轉擺置會影響輻射場型效益的結論，因為我們想要的最終電場方向為往 \hat{x} 方向的電場，所以可以看到圖 5-26 鳶形天線的左半邊的電場方向往 \hat{x} 方向的分量非常的少，這樣天線的效益會很差，因此這種擺設方式就無法提供比較高的增益。

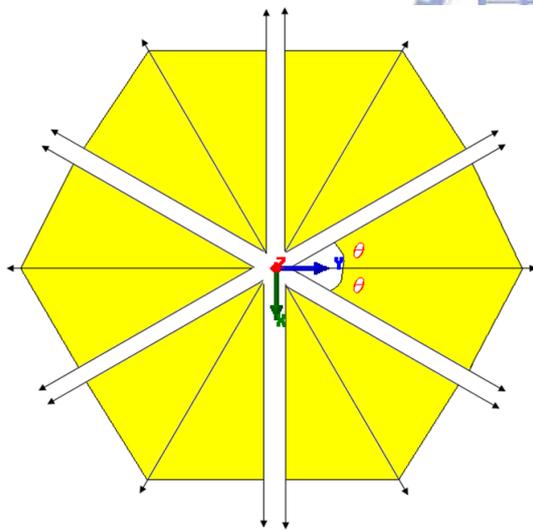


圖 5-25 六片鳶形天線組成的天線陣列

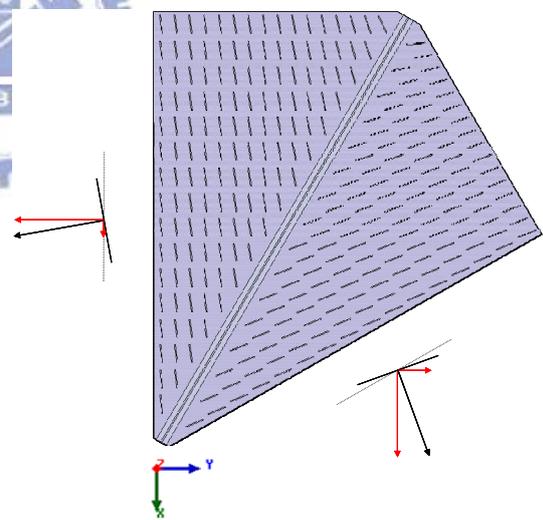


圖 5-26 單片 60° 鳶形天線

為了增加天線輻射的效益，所以需要使用另一種擺設天線的方式來達到天線填滿 360° ，因為一個鳶形天線為 60° ，所以我們將改成上下左右都放正規的鳶形天線，而左上左下右上右下的位置都會有剩下 30° 的空缺，因此我們將它放置半片鳶形天線，這樣就能夠達到整個天線填滿 360° ，如同圖 5-27 所示。

因為要放置半片的鳶形天線，但是 CBCPW 所產生的洩漏波會向兩側洩漏，

導致影響到放置在圖 5-27 上下片的鳶形天線，所以我們將使用到 2.2.2 節所談到的利用 via holes 來防止洩漏波穿透而影響到其他電路的問題。因此我們將 CBCPW 要隔絕的那一半邊使用 via holes，如圖 5-28 所示。

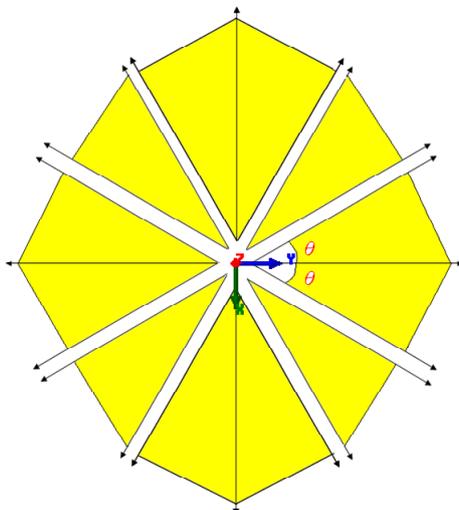


圖 5-27 八片天線組成的天線陣列

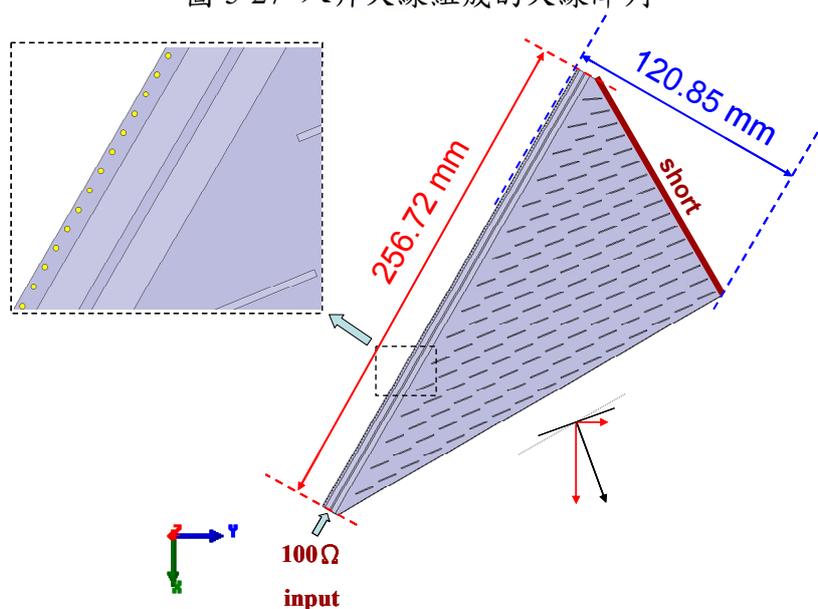


圖 5-28 半片鳶形天線加上 via holes

圖 5-29 與圖 5-30 分別為半片鳶形天線加上 via holes 在 12GHz 時的 XZ-plane 與 YZ-plane 的輻射場型，而它的最大增益為 21.0229dBi，所得 $\varepsilon_{ap} = 20.29\%$ ，然而圖 5-11 一片鳶形天線擺設方式的最大增益為 24.4610dBi，所以這半片鳶形天線的效益大概達到一片鳶形天線的一半左右，因此半片鳶形天線是可以運用在我們天線的設計。

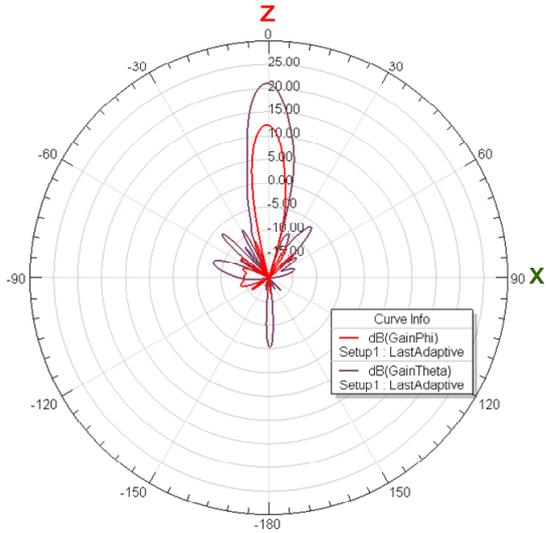


圖 5-29 半片鳶形天線 XZ-plane

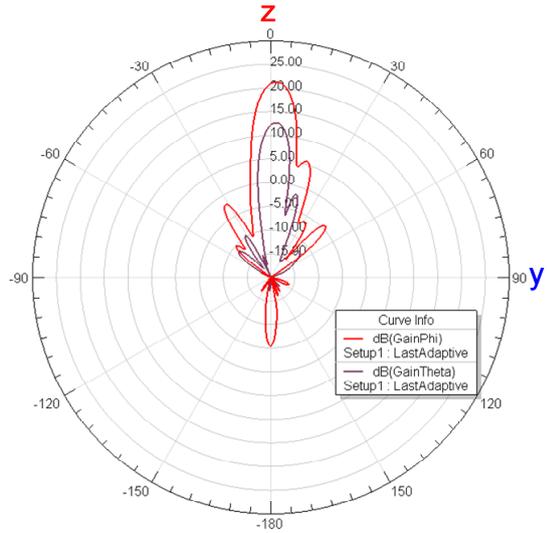


圖 5-30 半片鳶形天線 YZ-plane

接著是上下兩片所要放置的天線，為 19 排槽孔的鳶形天線，如圖 5-31 所示。

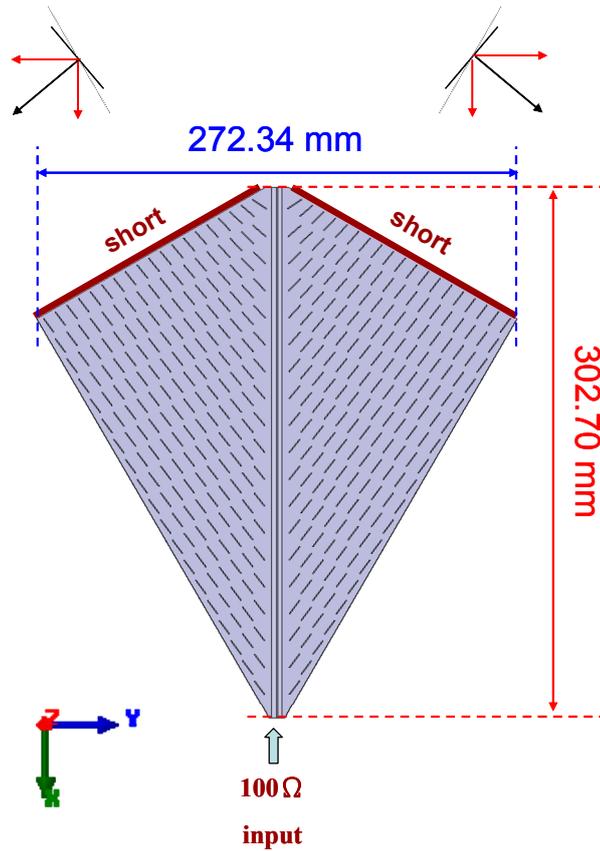


圖 5-31 上片 19 排槽孔鳶形天線

圖 5-32 與圖 5-33 分別為上片 19 排槽孔鳶形天線在 12GHz 時的 XZ-plane 與 YZ-plane 的輻射場型，而它的最大增益為 21.9948dBi，所得 $\epsilon_{ap} = 9.55\%$ 。

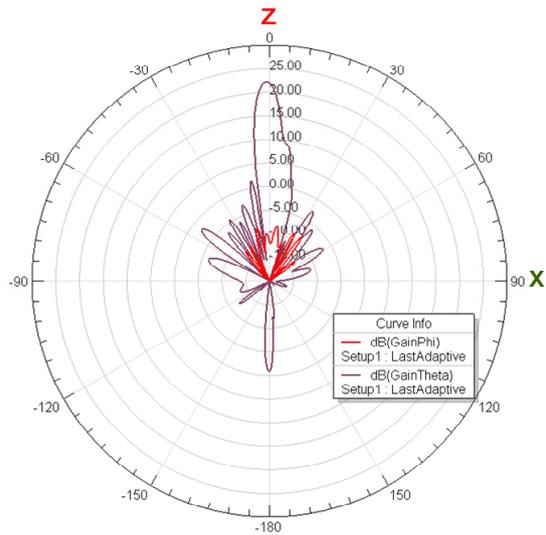


圖 5-32 上片鳶形天線 XZ-plane

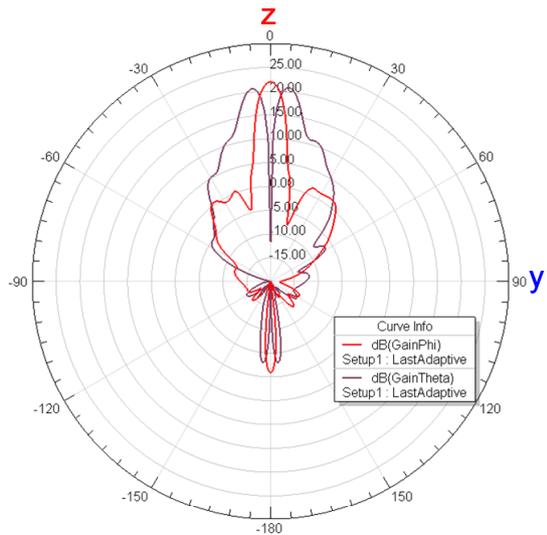


圖 5-33 上片鳶形天線 YZ-plane

在圖 5-27 的八片天線組成的天線陣列中，因為上下兩片鳶形天線所接到的邊為半片鳶形天線的長邊，所以我們上下兩片鳶形天線需要設計比 16 排槽孔更多的槽孔才能使整個天線外圍銜接著，因此將上下兩片鳶形天線設計成 19 排槽孔，如圖 5-34 所示。圖 5-34 為八片天線所組成的天線陣列結構圖，由圖中我們可以看到在八片天線中，為了讓槽孔擺置的讓天線輻射比較有效率，所以會變成圖 5-34 (a) 部分的情況，在標示 123 的位置會讓電場輻射方向的 \hat{x} 方向與上面的部份抵銷，因此我們需要在標示 123 的天線饋入端與其它片天線的饋入端相差 180° ，這樣才能使槽孔的電場方向為圖 5-34 (b) 所示。

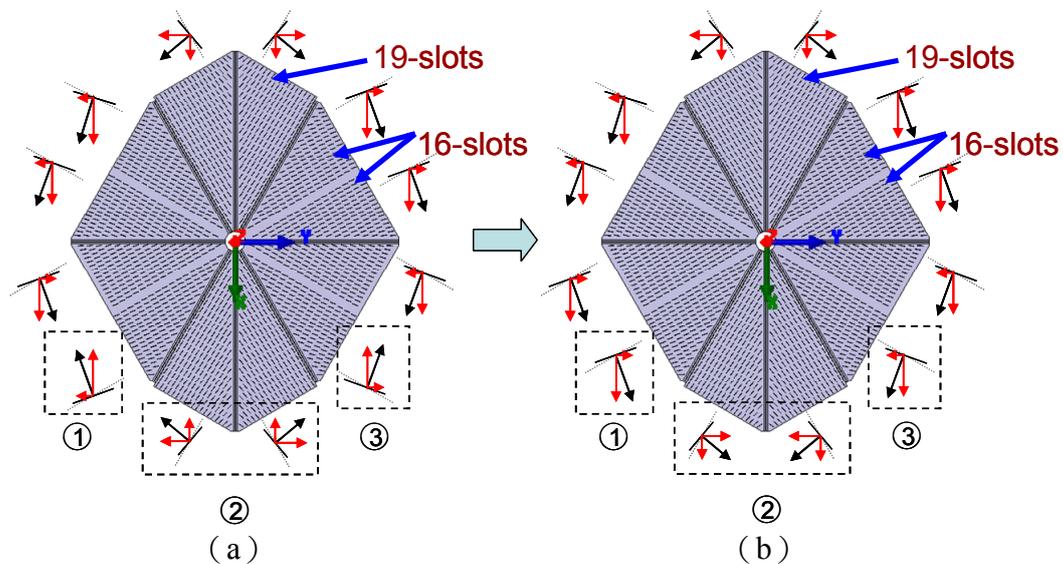


圖 5-34 八片天線所組成的天線陣列結構圖

5.3.2 天線饋入端電路

由上一節的介紹後，我們可以知道設計的天線結構為一個八片天線組成的天線陣列，所以我們需要設計成一個中心饋入的一分八功率分配電路。因為在單片天線饋入端為 CBCPW 的結構，而我們需要從中心饋入且又需作成一分八的電路，所以無法作成中心饋入直接分為 CBCPW 的結構。然而我們又只能以中心饋入的方式，所以需要作成中心饋入分成八條微帶線的結構，再經由微帶線轉 CBCPW 結構的轉換。

在中心饋入的位置是由一條 50Ω 的同軸電纜饋入，而我們需要分成一分八路的電路，所以每一路的阻抗必須作到 400Ω 才能夠作成直接一分八路的電路。因為在微帶線的結構無法作到那麼高的阻抗，所以必須用 4 分之 1 波長轉換的方式來達到高阻抗，因此從中心饋入到一分八的電路如圖 5-35 所示。

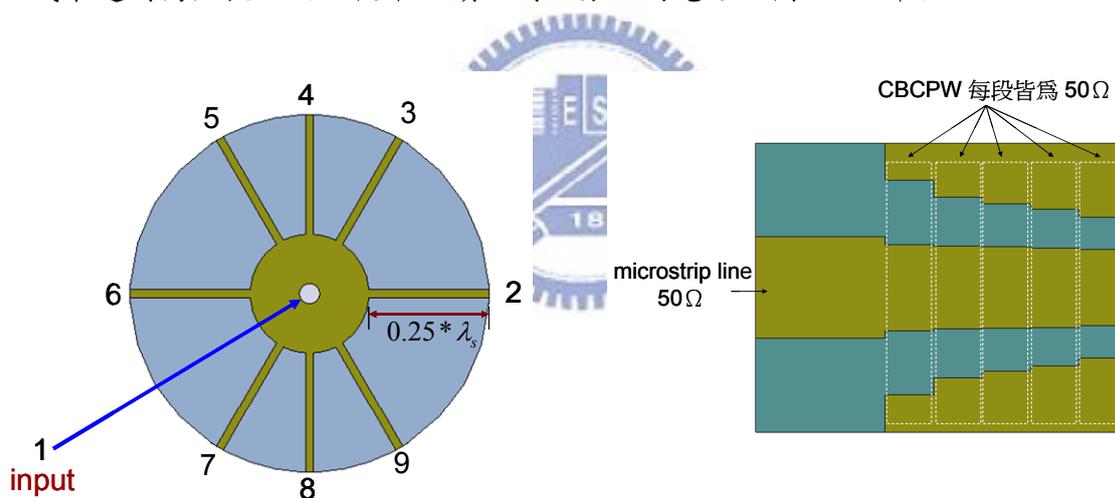


圖 5-35 中心饋入一分八電路示意圖

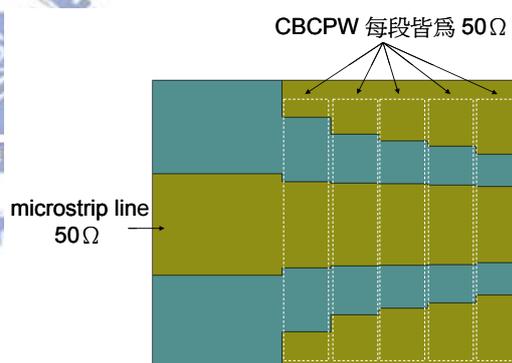


圖 5-36 微帶線轉 CBCPW 結構

由微帶線結構轉成 CBCPW 的結構，有發表的文章[11]是以多段的 CBCPW 結構作緩變的形式到最後 CBCPW 中間的火線寬度部份與微帶線寬度差不多且 CBCPW 的 gap 也夠大時，這樣轉換可以達到不錯的效果，其結構圖如圖 5-36 所示。然而我們將此轉換結構做一些改變，因為對於 CBCPW 阻抗相同但不同的火線寬度 s 所產生的 gap 也會不同，而其緩變的變化方式是以類似指數的方式變化的。例如：CBCPW 阻抗為 100Ω 其 $s=0.8\text{mm}$ 時，則 $g=2.6\text{mm}$ ，若 $s=0.6\text{mm}$ ， $g=1\text{mm}$ 。

我們在模擬圖 5-35 的結構時，本來照理說每一路應該到中心的阻抗為 400Ω，但是經過模擬的微調後，發現到中心的阻抗為 325Ω 的阻抗最好。而我們在 4 分之 1 波長阻抗轉換的運算 ($Z_{in} = \frac{Z_0^2}{Z_L}$) 時，發現若是以天線的阻抗 100Ω 與 4 分之 1 波長轉換後的阻抗要到 325Ω，則我們需要 4 分之 1 波長阻抗轉換的微帶線本身阻抗為 180Ω，則它微帶線的寬度為 0.1mm。但是考慮到實作能夠洗的寬度無法洗那麼小，所以我們改成先定微帶線寬度為 0.2mm，其阻抗為 158Ω，再經過 4 分 1 波長阻抗轉換的公式所求，則可以求得天線端的阻抗需要為 77Ω。因為我們天線端本來阻抗為 100Ω，所以需要以阻抗緩變的方式來達到 77Ω 到 100Ω。

在 CPCPW 的阻抗由 77Ω 緩變到 100Ω，由前面所提到的 CBCPW 曲線變化方式會是以指數的方式變化。因此我們將以緩變的長度用成分個好幾段的方式，我們找到 CBCPW 在 77Ω 的 $s=0.6\text{mm}$ (接近天線端的 $s=0.8\text{mm}$)， $g=0.33\text{mm}$ 。在分多段的情況，需要緩變的長度約為 11.42mm，我們以 s 與阻抗作為線性的變化，再去找 g 的曲線變化。先以 txline 軟體所求得 CBCPW 的 s 與 g ，如表 5-5 所示。

Taper_L (mm)	0	1.5	3	4.5	6	7.5	9	10.5	11.42
Ω	100.05	97.17	94.30	91.43	88.56	85.69	82.81	79.94	77.07
s	0.8	0.775	0.75	0.725	0.7	0.675	0.65	0.625	0.6
g	2.6	1.83	1.12	0.88	0.71	0.58	0.48	0.4	0.33

表 5-5 由 Txline 所得緩變長度位置的 CBCPW 結構

我們設定曲線的指數變化公式為 $T_{exp} = A * e^{-B*L} + C$ ，而 T_{exp} 的位置為一半 s 加上 g 的高度，最後我們可以找到 $A=2.5$ 、 $B=0.258812391$ 、 $C=0.5$ 時的曲線與 txline 的曲線非常近似，圖 5-37 為指數線與 txline 線的比照圖。

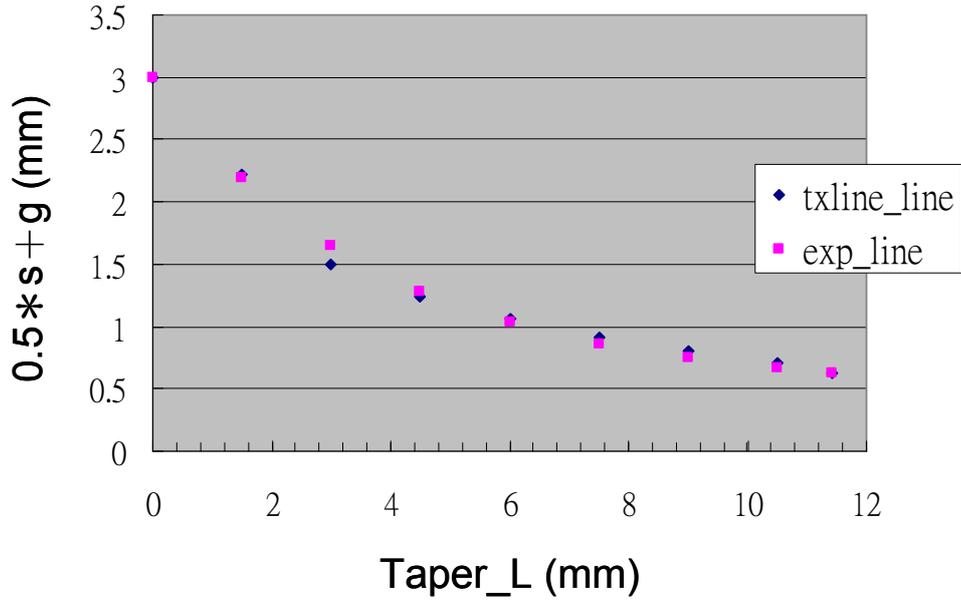


圖 5-37 指數線與 Txline 線的比照圖

在得到我們要的曲線後，將它與 4 分之 1 波長的線合在一起，而在 CBCPW 的外圍用 2.2.2 節的方式，來防止洩漏波穿透與能量的減少，其結構圖如圖 5-38 所示。

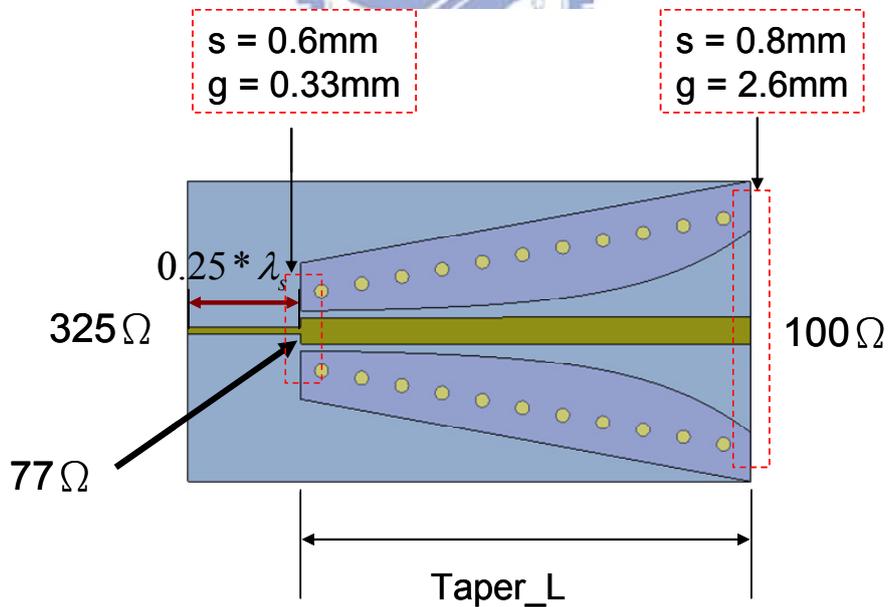


圖 5-38 微帶線轉 CBCPW 結構

接著將它作成一分八的電路結構，但是在圖 5-34 所談到的情況，我們要注意的是其中有三路需要多走一段長度來達到相位差 180° 的情形，經過設計之後，整體的一分八電路結構圖如圖 5-39 與圖 5-40 所示。

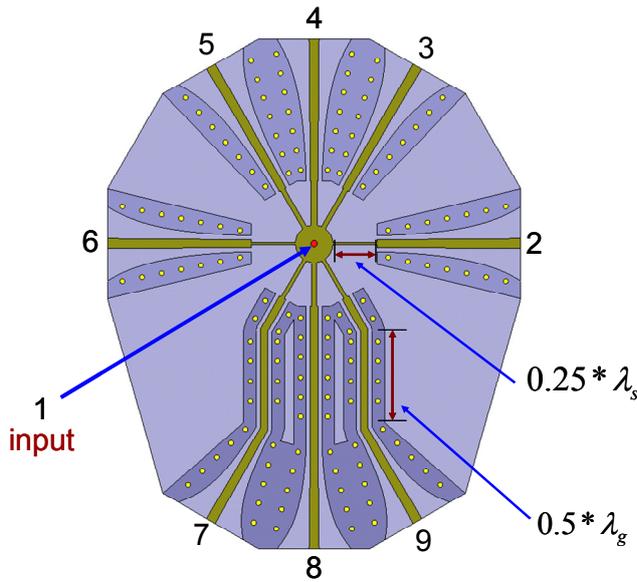


圖 5-39 饋入一分八電路俯視圖

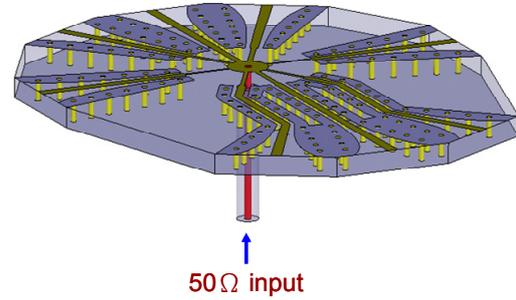


圖 5-40 饋入一分八電路側視圖

圖 5-41 為饋入一分八電路的 S 參數模擬結果，在一分八電路的能量分給每一路最好的情況在-9dB，我們可以看到在這個結構所模擬的結果大概在-9.5dB 左右，且 S11 也可以到達-40dB 附近。圖 5-42 為中心饋入到每一路的相位，可以看到 port 2 到 port 6 與 port 7 到 port 9 相位在 12GHz 時大概有差到 180°。圖 5-43 為觀察其中兩個相位差 180°的 ports 的相位差 (port 2 與 port 8)，可以看到他們之間的相位差在 12GHz 時大概差 180°。

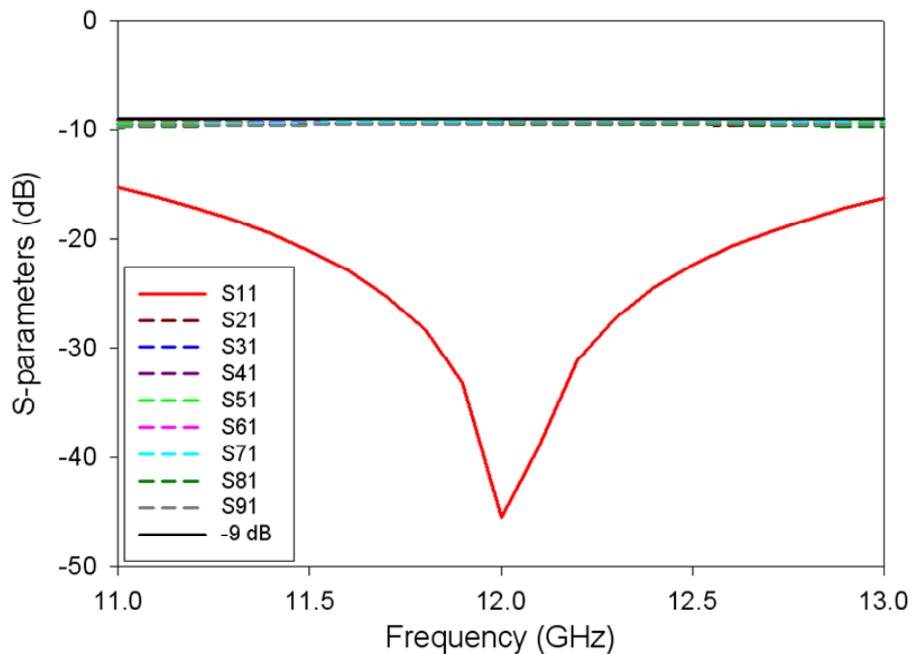


圖 5-41 饋入一分八電路 S 參數模擬結果

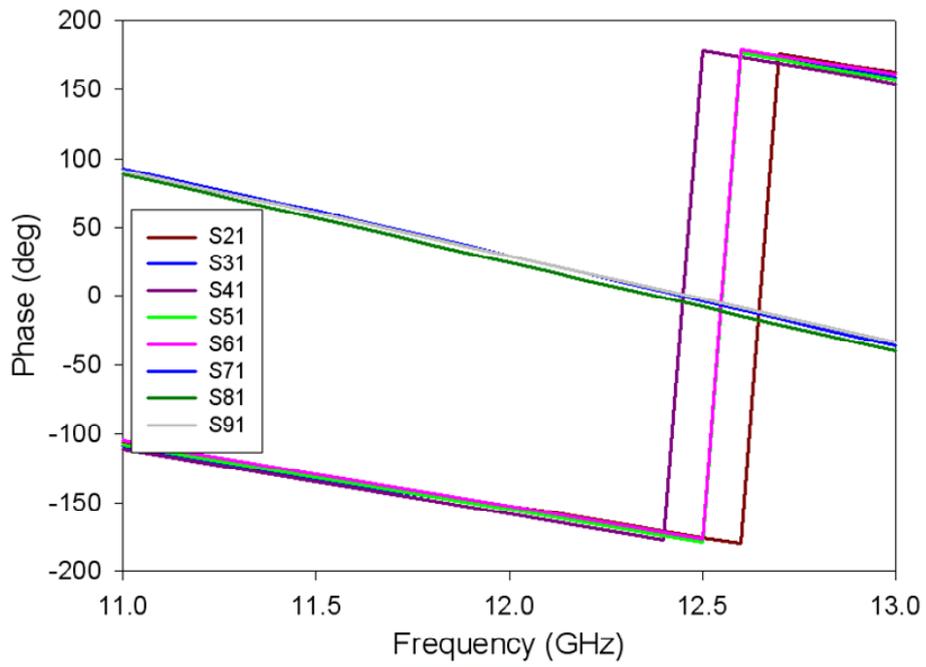


圖 5-42 饋入一分八電路相位模擬結果

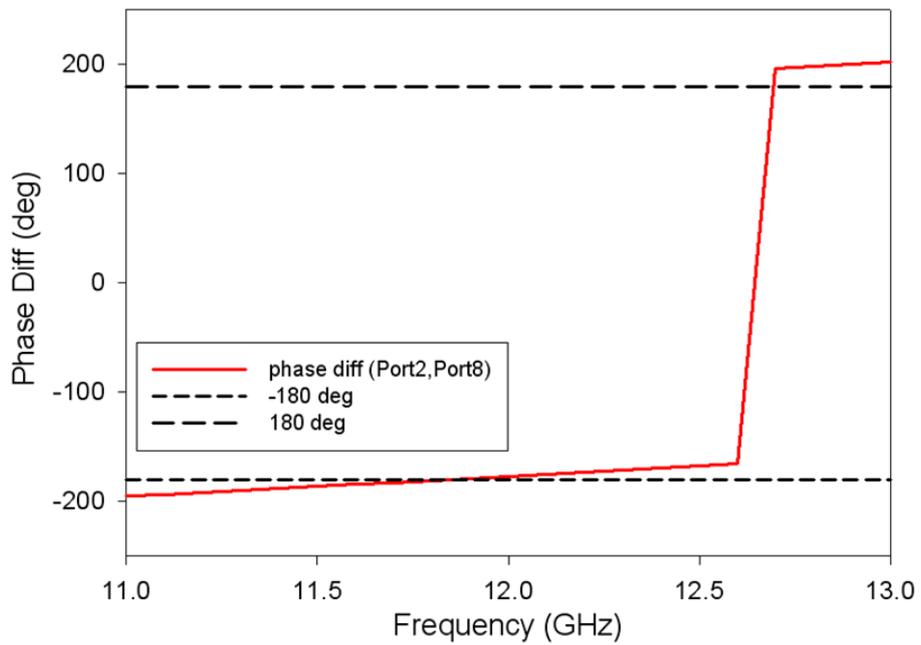


圖 5-43 饋入一分八電路 port2 與 port8 的相位差

5.3.3 天線與饋入電路合併

將前兩節的八片天線組成之天線陣列與餵入一分八電路合併後，整體的天線結構尺寸示意圖如圖 5-44 所示。

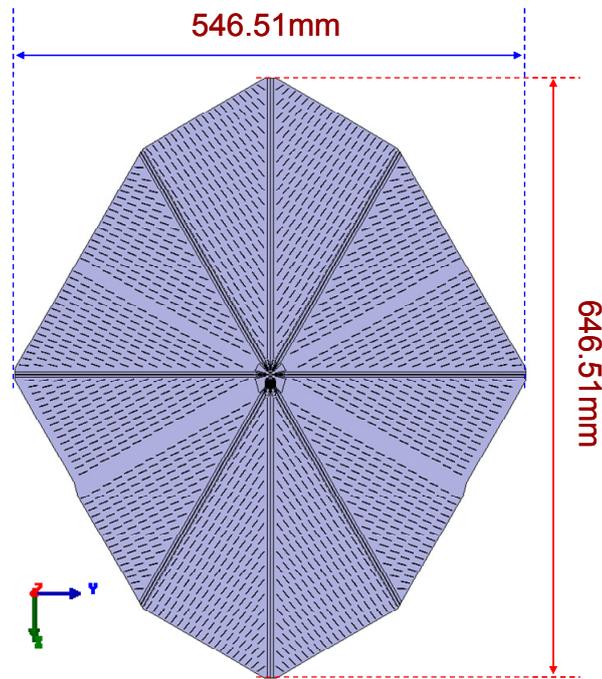


圖 5-44 天線與饋入架構合併示意電路

5.3.4 天線 S 參數模擬與量測結果

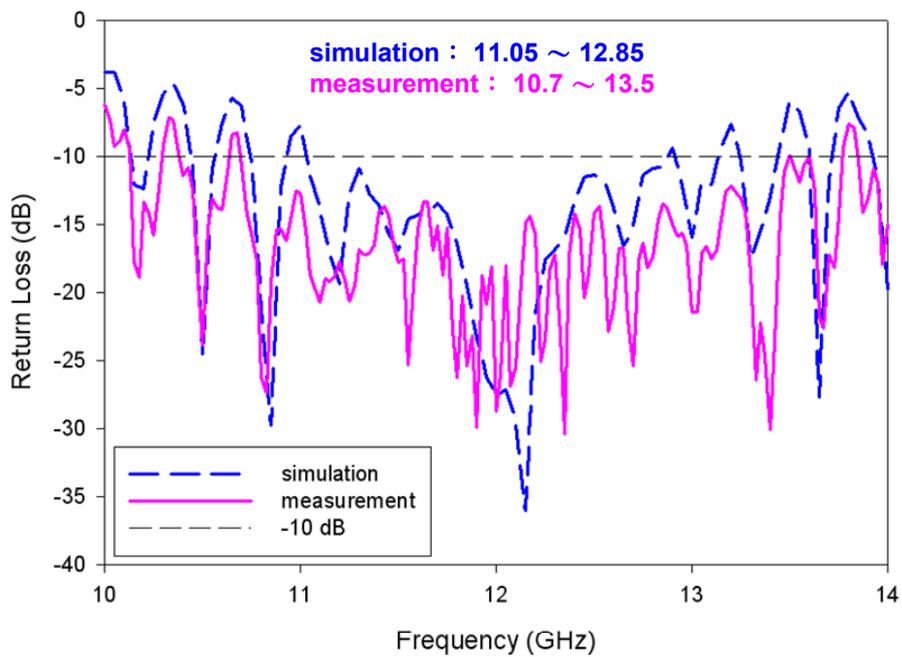


圖 5-45 天線 S 參數模擬與量測結果

圖 5-45 為實作天線的 S 參數模擬與量測結果對照。在 12GHz 時量測天線的 return loss 為 -28.7 dB。其量測天線的頻寬範圍在 10.7GHz~13.5GHz。

5.3.5 天線場形模擬與量測結果

在我們所設計的天線陣列結構中，為了表達每片天線槽孔所產生的輻射電場示意圖，我們將以圖 5-46 所示，來方便觀察之後輻射場形圖的情況。

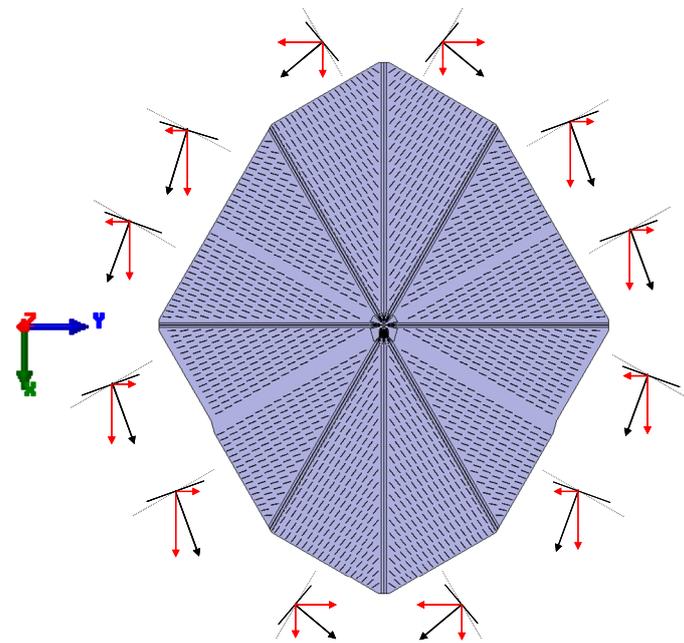


圖 5-46 天線槽孔輻射電場示意圖

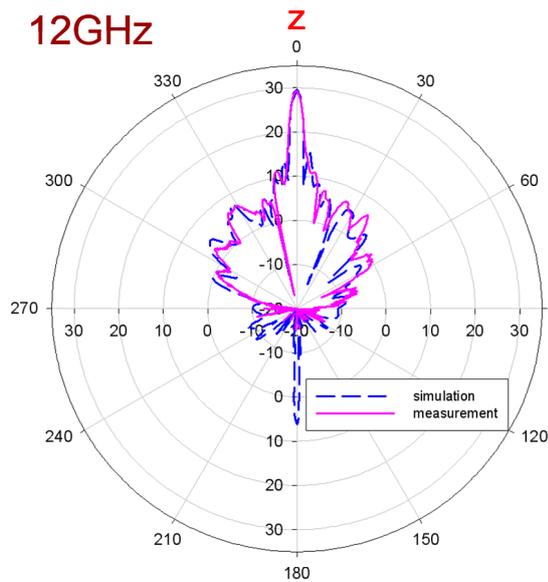


圖 5-47 12GHz XZ 切面 theta 極化

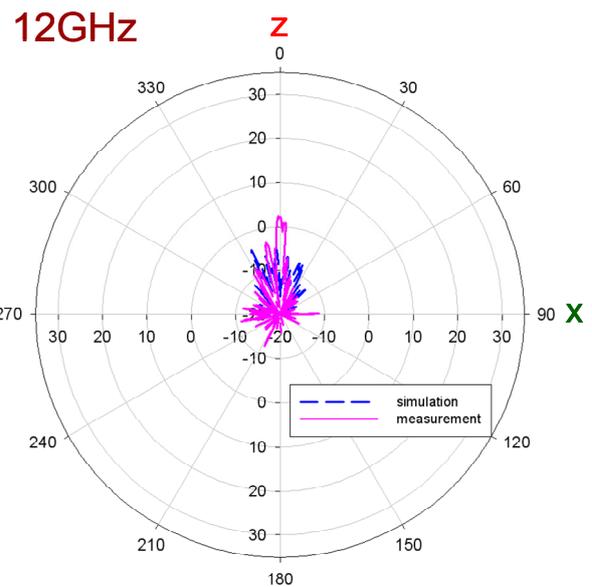


圖 5-48 12GHz XZ 切面 phi 極化

圖 5-47 為天線在 12GHz 時 XZ 切面的 theta 極化輻射場形。圖 5-48 為天線在 12GHz 時 XZ 切面的 phi 極化輻射場形。我們由圖 5-46 的天線可以看到在 \hat{x} 方向的電場為同向，而 \hat{y} 方向的電場為抵消，所以由 theta 極化會得到一 broadside 輻射場形，量測到最大增益為 29.35dBi，所得 $\varepsilon_{ap} = 12.12\%$ ，而 phi 極化會很小。

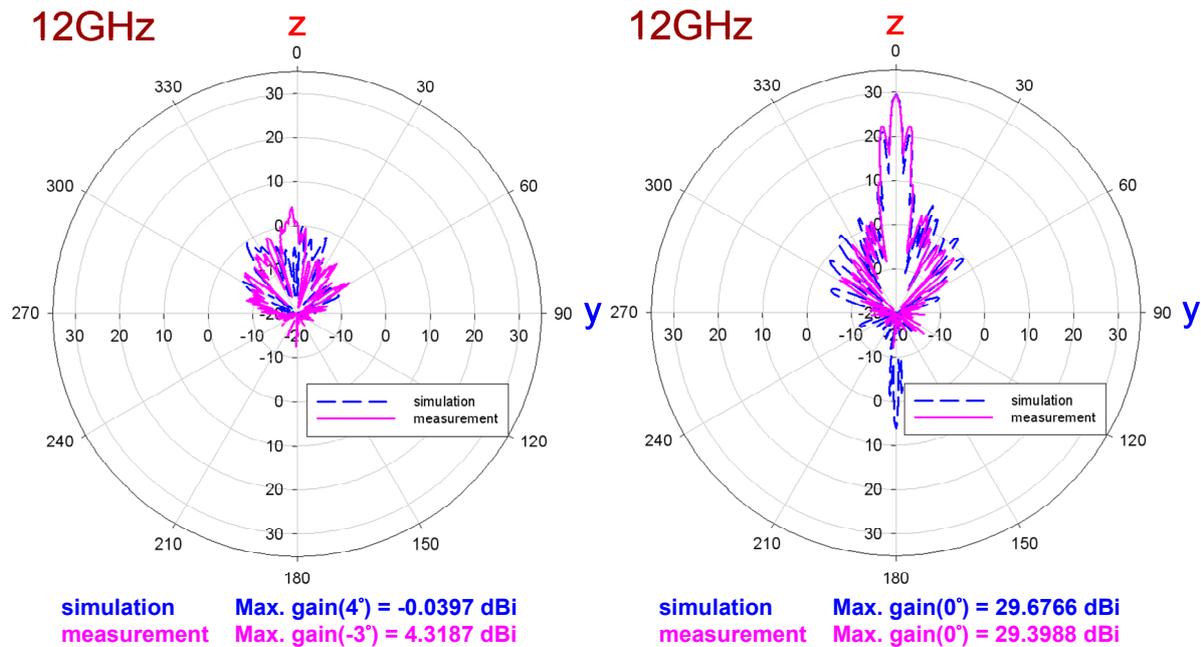


圖 5-49 12GHz YZ 切面 theta 極化

圖 5-50 12GHz YZ 切面 phi 極化

圖 5-49 為天線在 12GHz 時 YZ 切面的 theta 極化輻射場形。圖 5-50 為天線在 12GHz 時 YZ 切面的 phi 極化輻射場形。跟 XZ 切面相同的道理，因為在 \hat{x} 方向的電場為同向，而 \hat{y} 方向的電場為抵消，所以由 phi 極化會得到一 broadside 輻射場形，量測到最大增益為 29.39dBi，所得 $\varepsilon_{ap} = 12.23\%$ ，而 theta 極化會很小。

圖 5-51 為在附近頻率 11.6GHz~12.4GHz 時 XZ 切面的 theta 極化輻射場形。因為 XZ 切面上的 phi 極化抵消很小，所以只呈現在 XZ 切面上的 theta 極化場形。圖 5-52 為在附近頻率 11.6GHz~12.4GHz 時 YZ 切面的 phi 極化輻射場形。同理，因為在 YZ 切面上的 theta 極化抵消很小，所以只呈現在 YZ 切面上的 phi 極化場形。

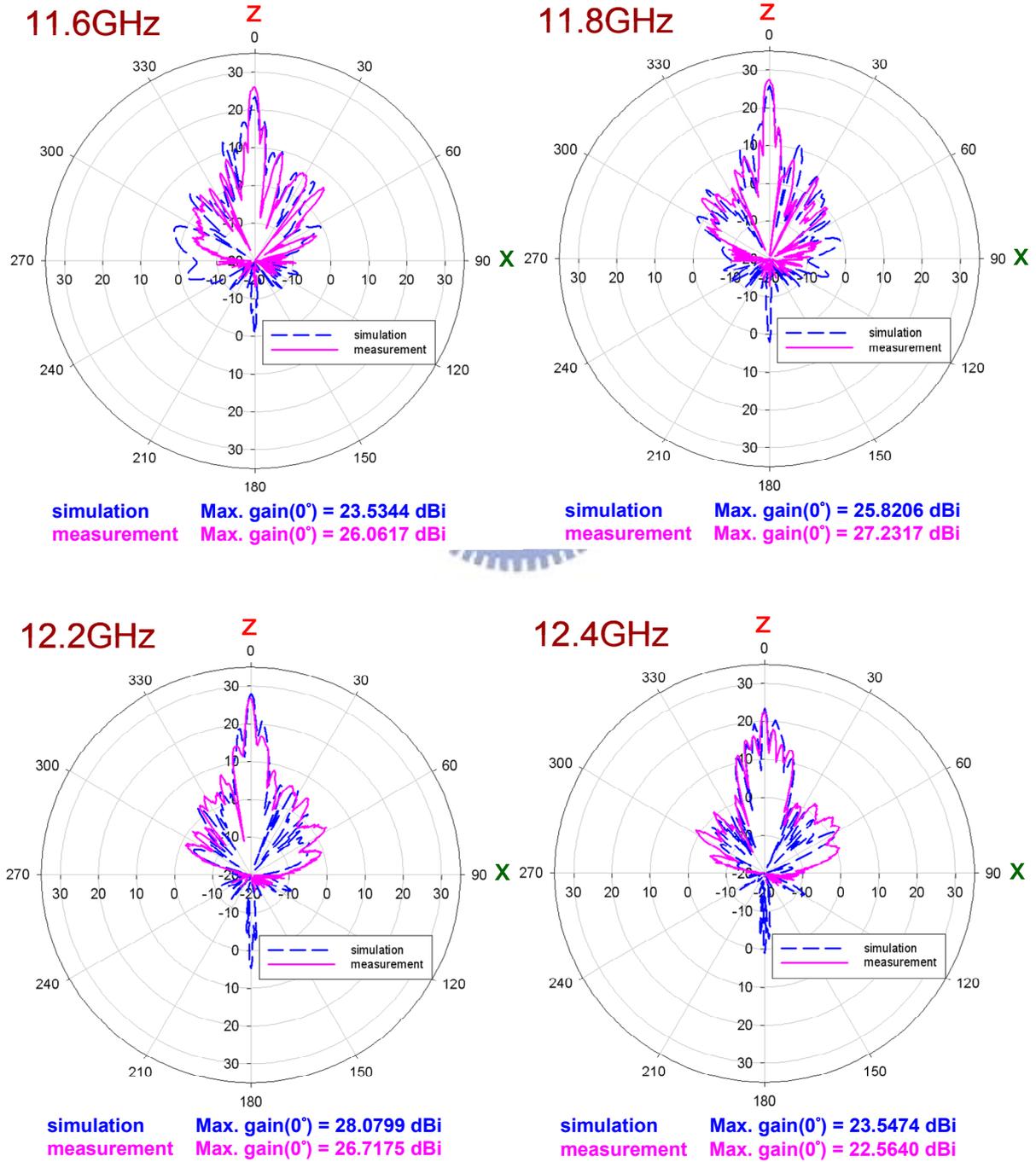
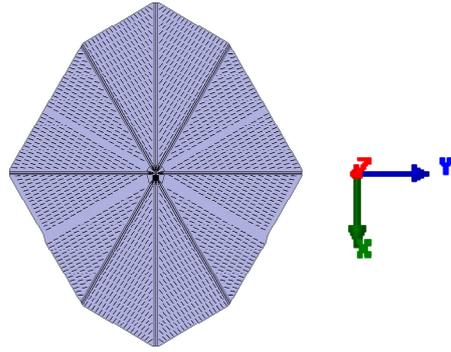
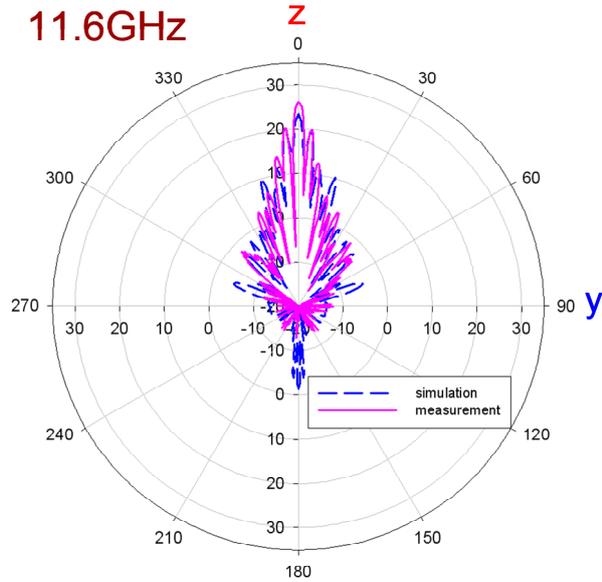
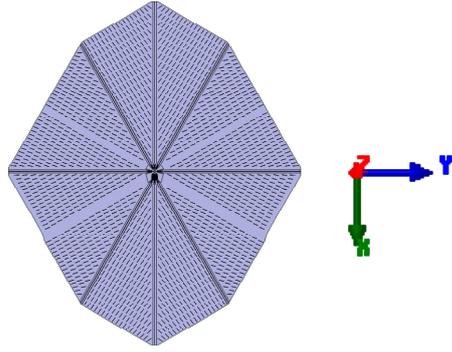
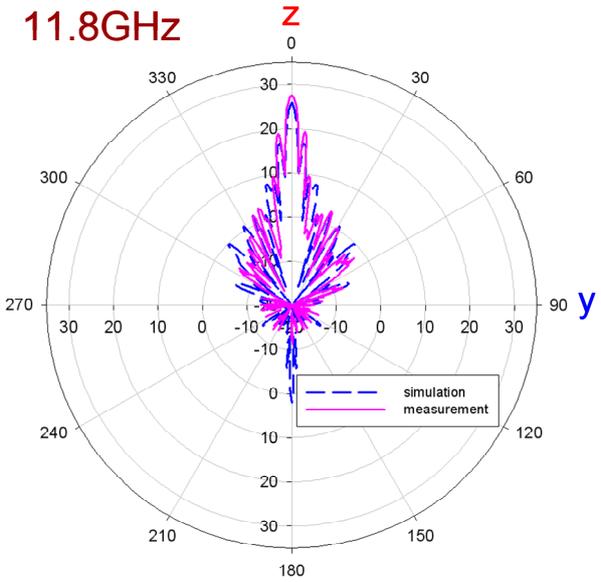


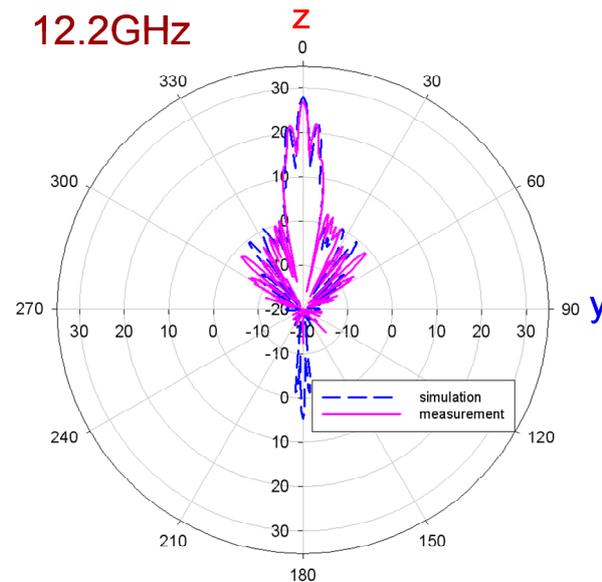
圖 5-51 XZ 切面隨頻率變化的 theta 極化輻射場形



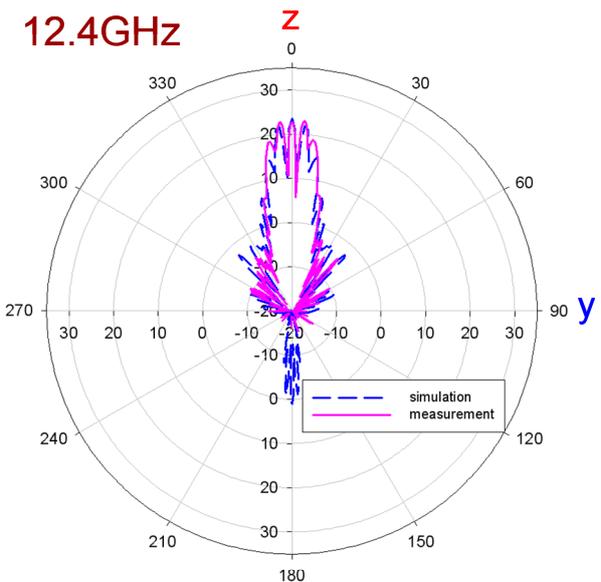
simulation Max. gain(0°) = 23.5344 dBi
 measurement Max. gain(0°) = 26.1647 dBi



simulation Max. gain(0°) = 25.8206 dBi
 measurement Max. gain(0°) = 27.5137 dBi



simulation Max. gain(0°) = 28.0799 dBi
 measurement Max. gain(0°) = 26.7621 dBi



simulation Max. gain(0°) = 23.5474 dBi
 measurement Max. gain(0°) = 22.8173 dBi

圖 5-52 YZ 切面隨頻率變化的 phi 極化輻射場形

5.3.6 實作天線照片

圖 5-53 為實作天線正面的照片。圖 5-54 為實作天線反面的照片。圖 5-55、圖 5-56 分別為實作饋入一分八電路的正反面照片。圖 5-57 為實作天線側面鍍銅導通的照片。

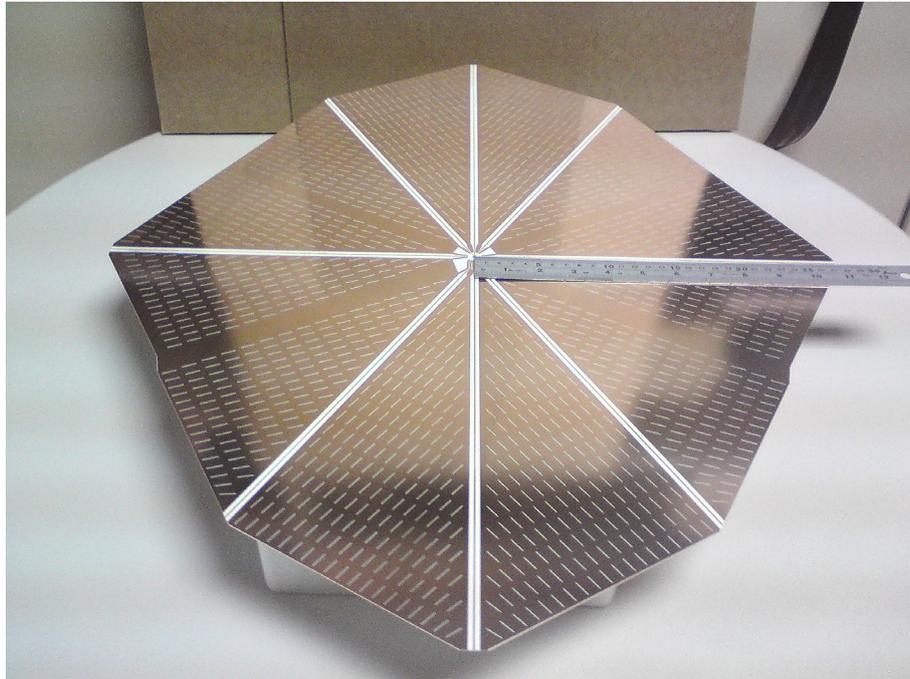


圖 5-53 實作天線正面的照片

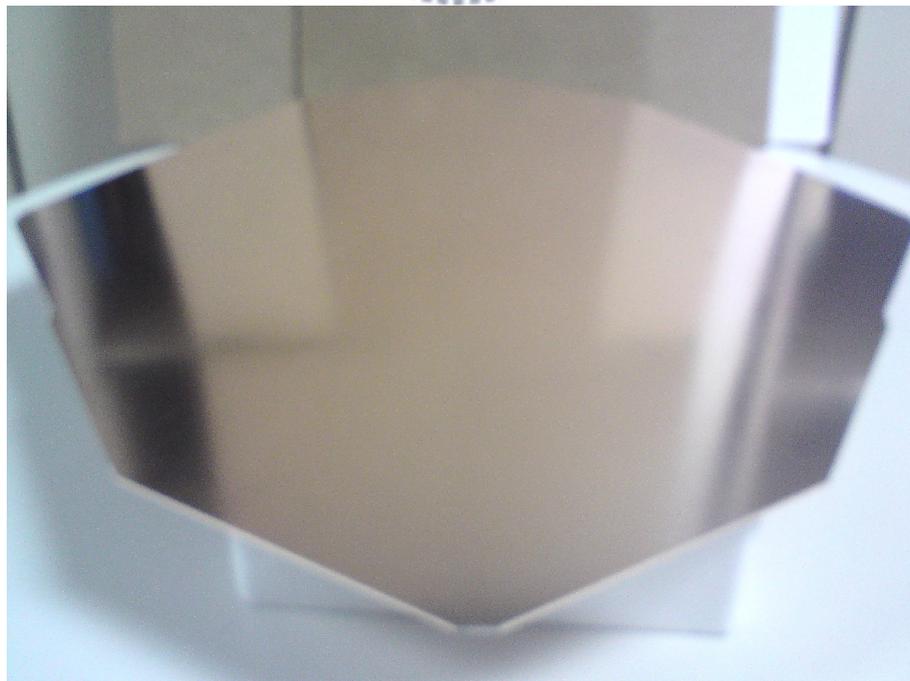


圖 5-54 實作天線反面的照片

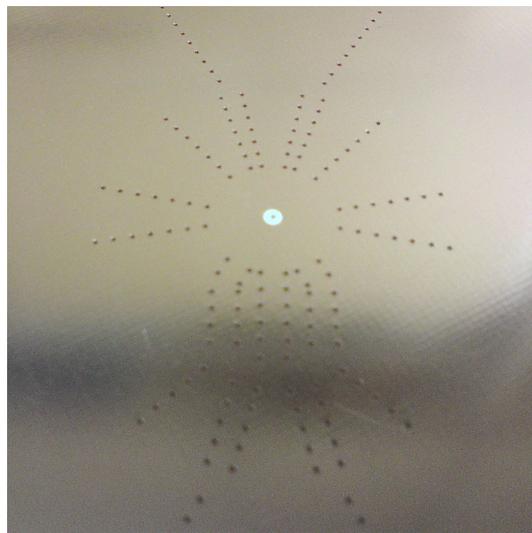
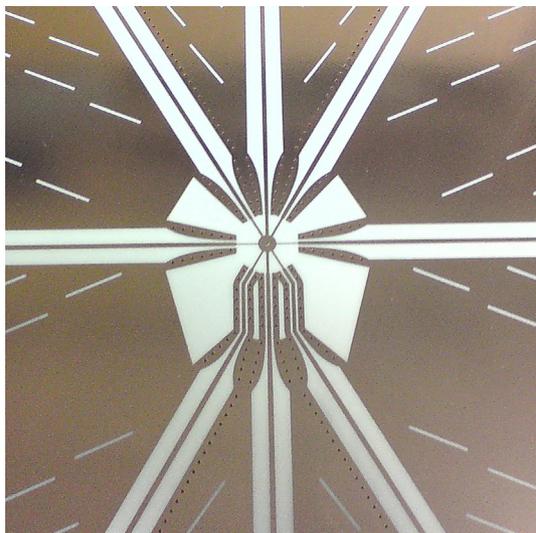


圖 5-55 饋入一分八電路的正面照片

圖 5-56 饋入一分八電路的反面照片

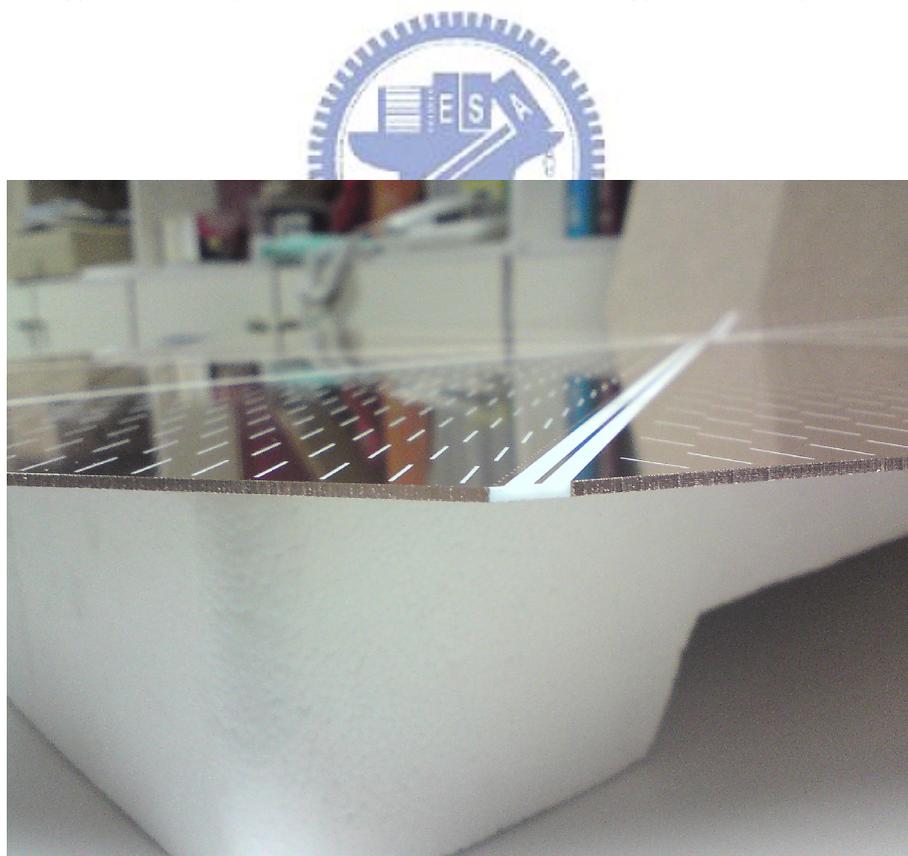


圖 5-57 實作天線側面鍍銅導通照片

5.4 天線設計之延伸

5.4.1 天線延伸動機

在上一節中，我們去實作了八片天線組成的天線陣列，也實際量測其結果與模擬的結果很近似。但是我們仍希望能夠再提高天線的輻射增益，因此想任何的方法來尋求能夠產生更佳的效果。然而我們從圖 5-46 所示，可以看到在八片天線陣列中，在上下兩片的槽孔輻射電場的分量裡，對於 \hat{x} 分量的大小相對比其他六片 \hat{x} 分量的大小還要小，因此認為這種天線陣列的組合方式對於天線無法達到更好的輻射效率。

為了驗證這個現象的真實性，我們使用天線近場量測去量測在平面時的天線輻射能量分佈狀態，如圖 5-58 所示。

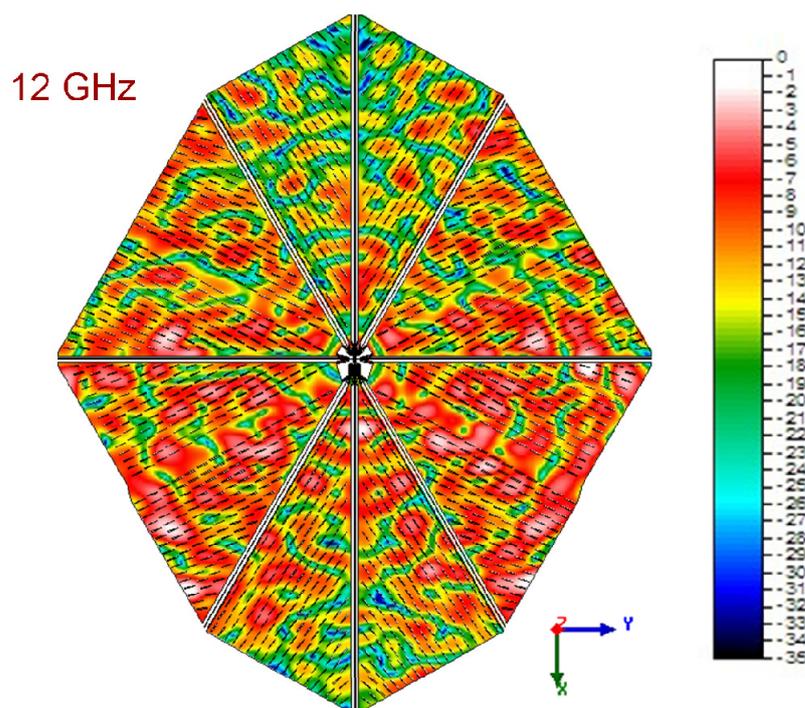


圖 5-58 近場平面量測天線輻射能量分佈情形

由圖 5-58 可以看到天線輻射能量分佈的情形在上下兩片明顯比其他六片還小。所以我們需將改變天線的擺設方式來達到更高的輻射效率。

5.4.2 天線陣列改變與設計

由 5.4.1 節的推斷後，我們想去除掉上下兩片天線的影響，改成只有三片天線所組成的天線陣列，其形狀像似菱形結構，如圖 5-59 所示。

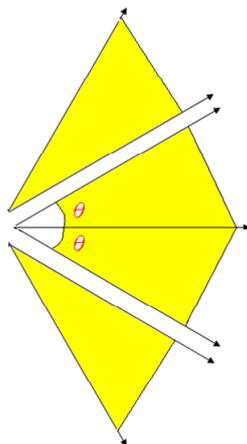


圖 5-59 三片天線組成的天線陣列

在前一個天線我們設計一片天線的槽孔排數為 16 排槽孔是因為考慮到整體組合後可以實作的大小。但是如果只做成三片的天線陣列，則可以試著加大槽孔的排數。因此，我們在將槽孔排數加多至 28 排槽孔，所使用的板材還是為 RO4003 板材 $\epsilon_r = 3.55$ ，板材厚度 $h = 1.524\text{mm}$ ，CBCPW 尺寸同樣為 $s = 0.8\text{mm}$ ， $g = 2.6\text{mm}$ ，每排槽孔所需要旋轉角度同樣的也是去對照表 5-1，再分別模擬每片天線的輻射場形，看效果是否為我們所需求。

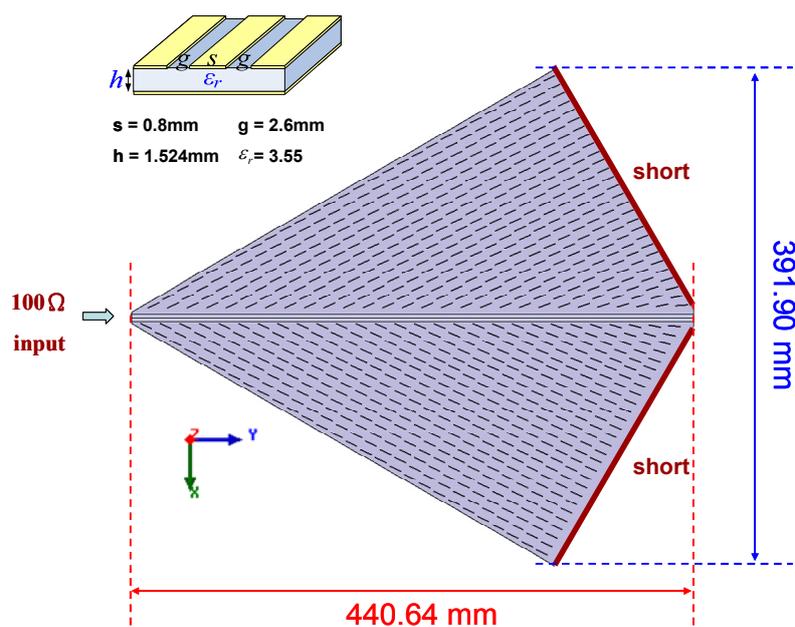
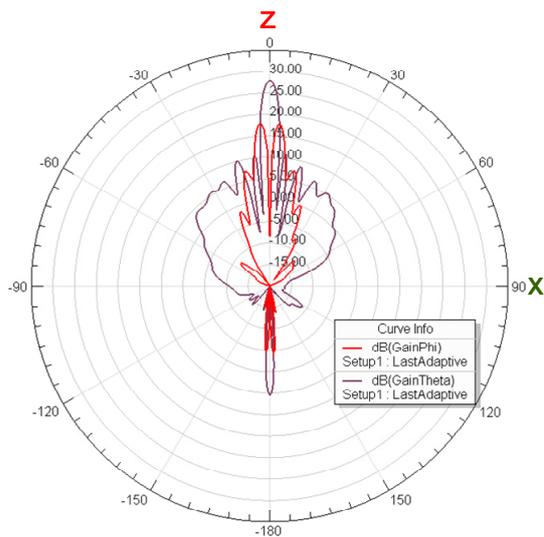


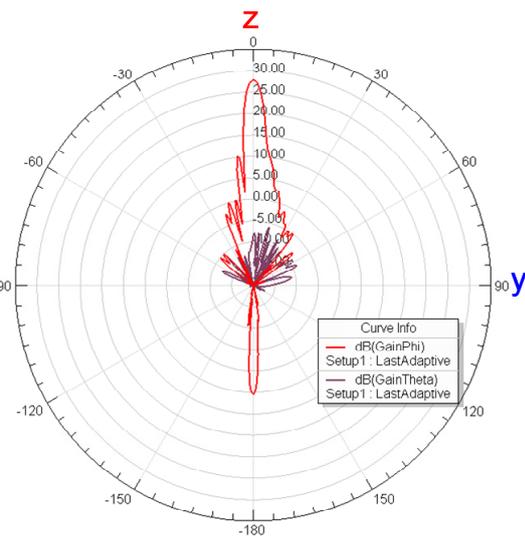
圖 5-60 模擬 28 排槽孔鷲形天線示意圖

圖 5-60 為 28 排槽孔的鳶形天線示意圖。圖 5-61 與圖 5-62 分別為 28 排槽孔鳶形天線在 12GHz 時的 XZ-plane 與 YZ-plane 的輻射場型，而它的最大增益為 27.9017dBi，所得 $\epsilon_{ap} = 17.77\%$ ，而之前設計的 16 排槽孔鳶形天線的最大增益為 24.4610dBi，足足多了 3.44dBi，其效果大於兩片 16 排槽孔鳶形天線的增益，但是所提供的 ϵ_{ap} 因為面積變大能量大多已輻射掉了所以效率會降下來。



simulation Max. gain(0°) = 27.9017 dBi

圖 5-61 模擬鳶形天線 XZ-plane



simulation Max. gain(0°) = 27.9017 dBi

圖 5-62 模擬鳶形天線 YZ-plane

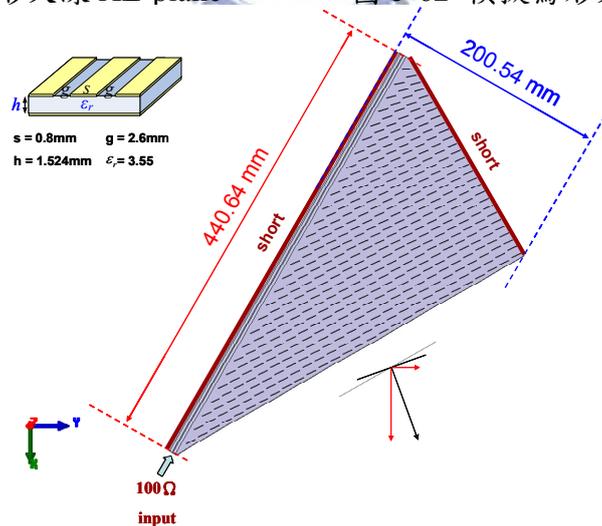


圖 5-63 模擬 28 排槽孔半片鳶形天線示意圖

接著我們再去模擬半片 28 排槽孔的鳶形天線效果，圖 5-63 為 28 排槽孔半片鳶形天線的示意圖。此結構與之前半片 16 排槽孔天線不太一樣的地方在於原本要防止洩漏波干擾的另一半結構所使用的 via holes 改成邊邊鍍銅的方式來作

為防止洩漏波漏掉能量，因為只做三片天線陣列，所以邊邊是切掉的部份而不會干擾到其他位置。

圖 5-64 與圖 5-65 分別為 28 排槽孔的半片鳶形天線在 12GHz 時的 XZ-plane 與 YZ-plane 的輻射場型，而它們在 θ 為 0° 時 (Z 軸上) 的增益為 24.7247dBi，所得 $\varepsilon_{ap} = 16.71\%$ ，而之前設計的 16 排槽孔半片鳶形天線最大增益為 21.0229 dBi，足足多了 3.7dBi，其效果也大於兩片 16 排槽孔半片鳶形天線的增益。

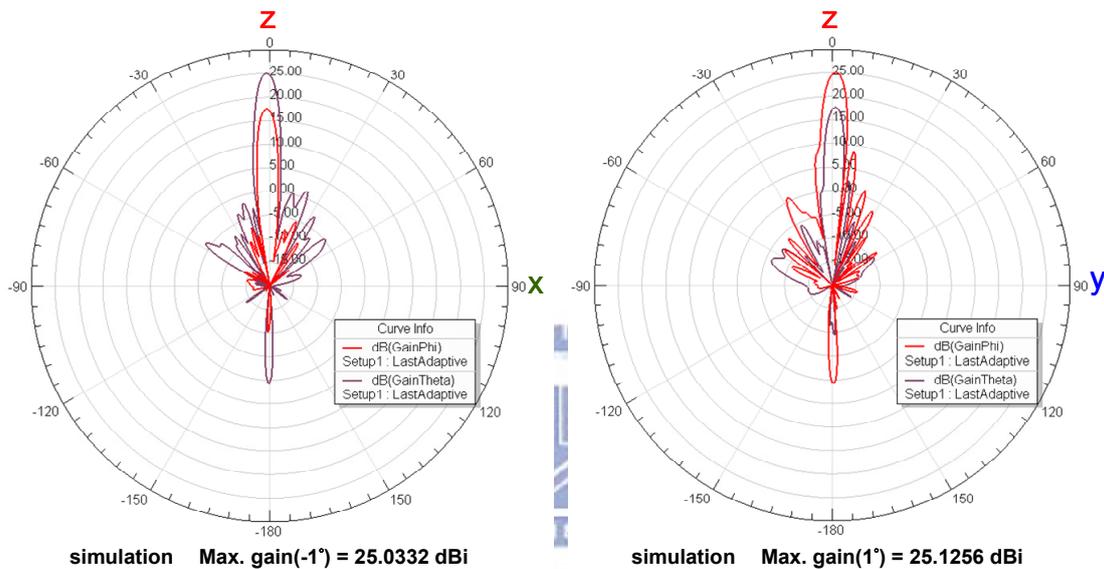


圖 5-64 模擬半片鳶形天線 XZ-plane 圖 5-65 模擬半片鳶形天線 YZ-plane

接著就將整體的三片天線組合在一起，形成一個天線陣列，因為形狀如同菱形，所以將它稱為菱形天線。圖 5-66 為菱形天線的槽孔電場示意圖。

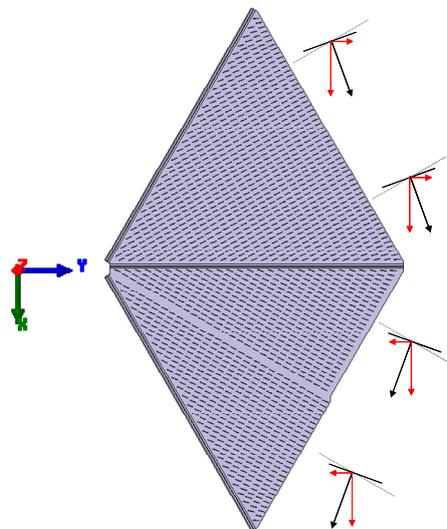


圖 5-66 菱形天線的槽孔電場示意圖

5.4.3 天線饋入端電路

在設計饋入電路結構時，不管是前面的一分八電路或是接下來的一分三電路，我們都是以所設計天線組合後的結構中，所剩下的空間形狀來有效設計饋入端電路。接著我們設計一分三電路結構，而設計的方式與 5.2.2 節的方式有些許的不同。

在饋入 port 阻抗為 50Ω ，而一分三電路每路的阻抗需為 150Ω 。因為阻抗沒有非常高是微帶線不用太細就能夠到達的阻抗，所以不需要 4 分之 1 波長轉換電路，改成依靠路徑來作線性緩變的方式來從 150Ω 緩變到 133Ω 。沒有直接緩變到天線端的阻抗 100Ω 是因為微帶線 100Ω 的線寬比我們能夠放置 CBCPW 的尺寸還要大，所以就只緩變到 133Ω 。再來就是 CBCPW 結構由 133Ω 緩變到 100Ω ，但是與前面一分八電路的指數緩變方式不同，因為能夠緩變的距離少了至少三分之二的距離，所以用指數緩變的方式沒有比線性緩變的方式效果好。整體一分三電路結構圖，如圖 5-67 所示。圖 5-67 中 port 1 往 port 3 的路徑中黑色虛線方塊所走的路徑是為了使 port 1 到 port 2 與 port 3 在 12GHz 時的相位相同。

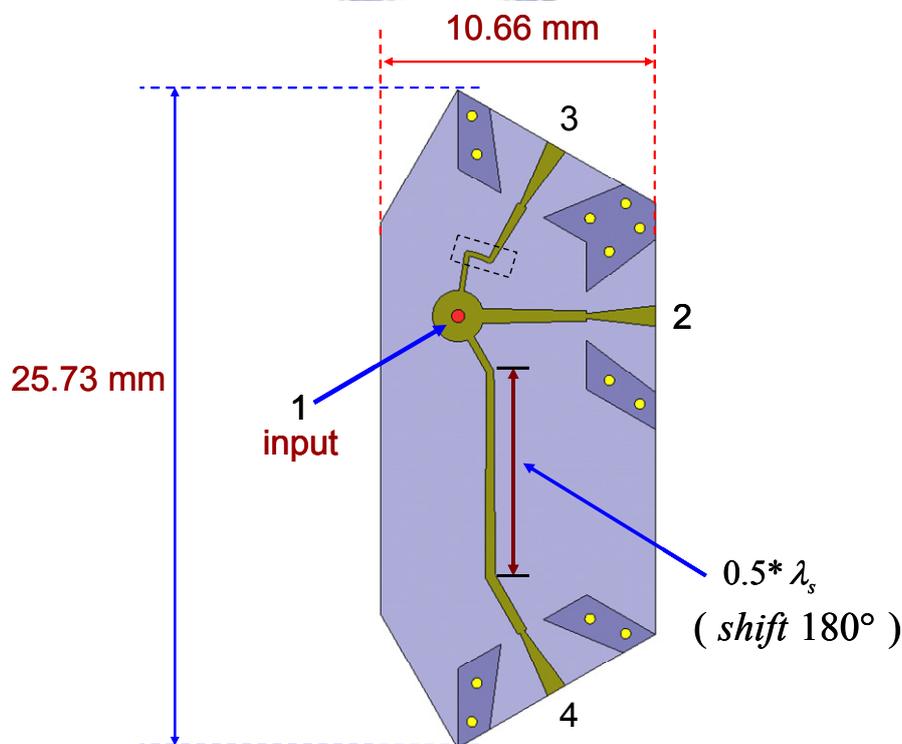


圖 5-67 饋入一分三電路俯視圖

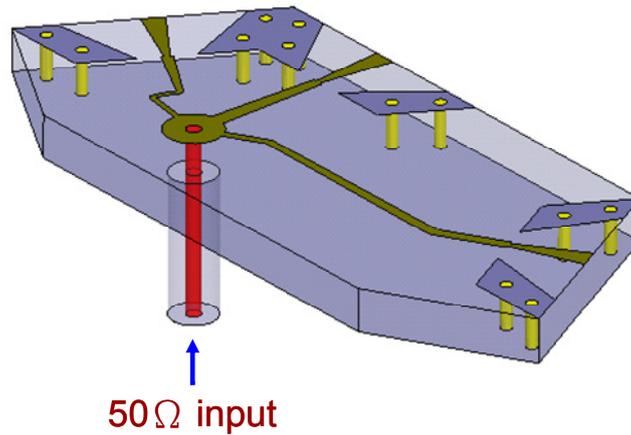


圖 5-68 饋入一分三電路側視圖

圖 5-69 為饋入一分三電路的 S 參數模擬結果，在一分三電路的能量分給每一路最好的情況在-4.77dB，我們可以看到在這個結構所模擬的結果大概在-5.1dB 左右，且 S11 也可以到達-30dB 附近。圖 5-70 為中心饋入到每一路的相位，可以看到 port 2 與 port 3 到 port 4 相位在 12GHz 時大概差到 180°。圖 5-71 為觀察其中兩個相位差 180°的 port 的相位差 (port 2 與 port 4)，可以看到他們之間的相位差在 12GHz 時大概差 180°。我們可以看到在一分三電路的相位做的比較好是因為空間上能夠比較多利用的地方，相較一分八電路就比較沒辦法。

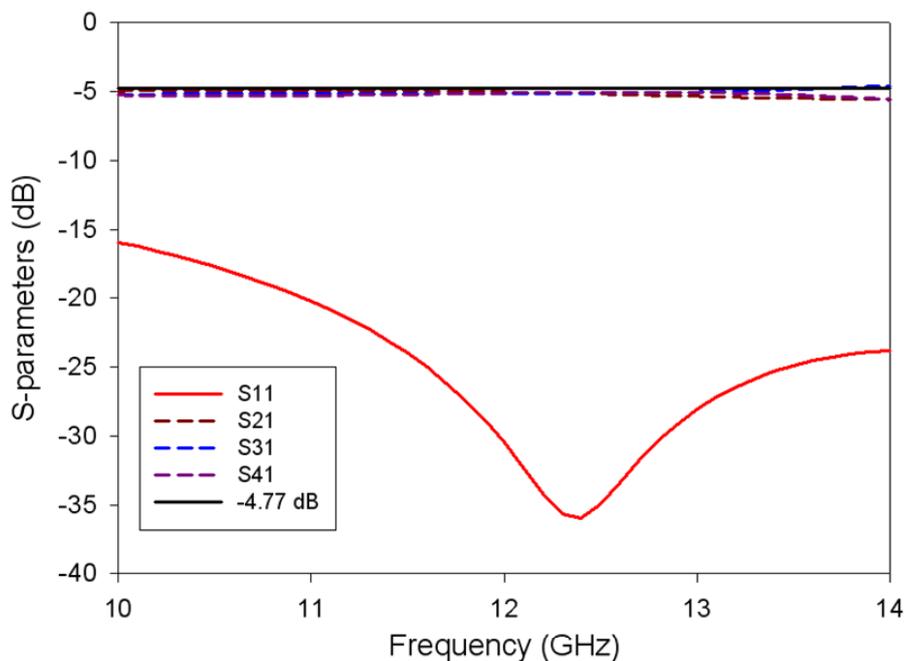


圖 5-69 饋入一分八電路 S 參數模擬結果

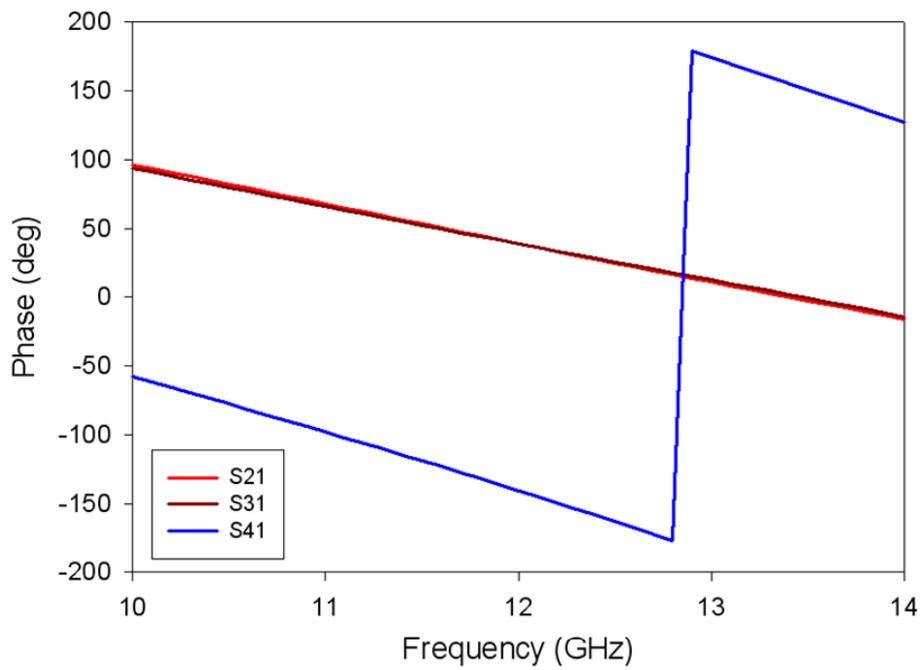


圖 5-70 饋入一分三電路相位模擬結果

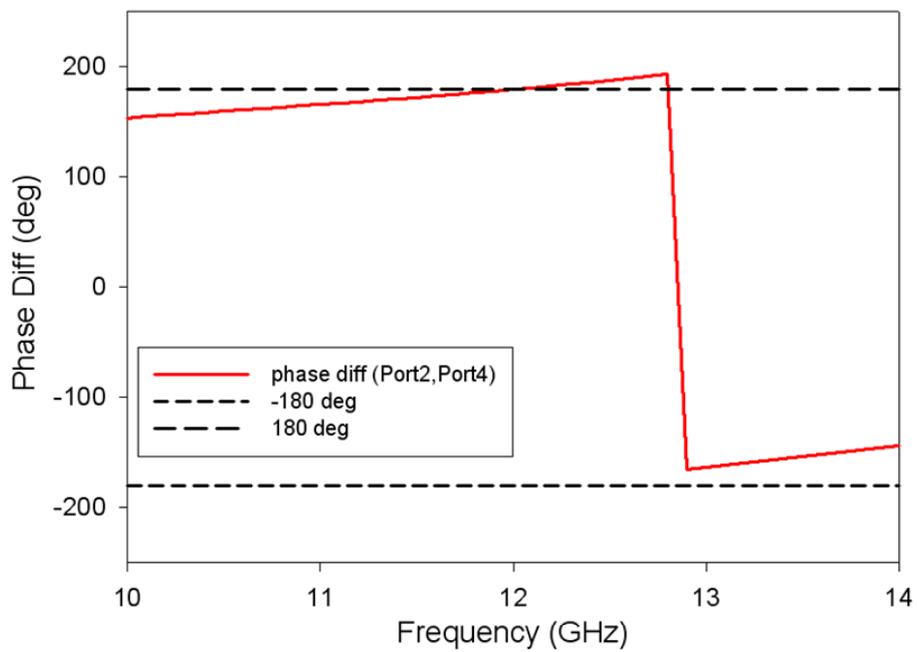


圖 5-71 饋入一分三電路 port2 與 port4 的相位差

5.4.4 天線與饋入電路合併

將前兩節的三片天線組成之天線陣列與餵入一分三電路合併後，整體的菱形天線結構尺寸示意圖如圖 5-72 所示。

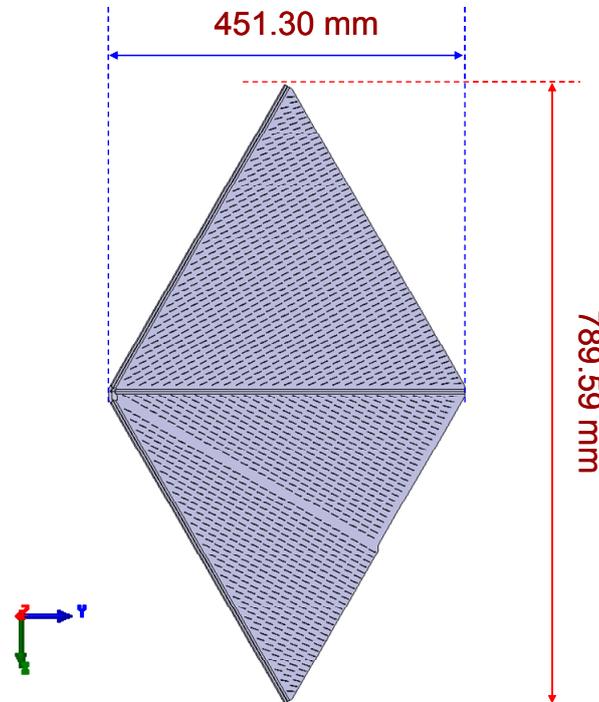


圖 5-72 天線與饋入架構合併示意電路

5.4.5 天線 S 參數模擬與量測結果

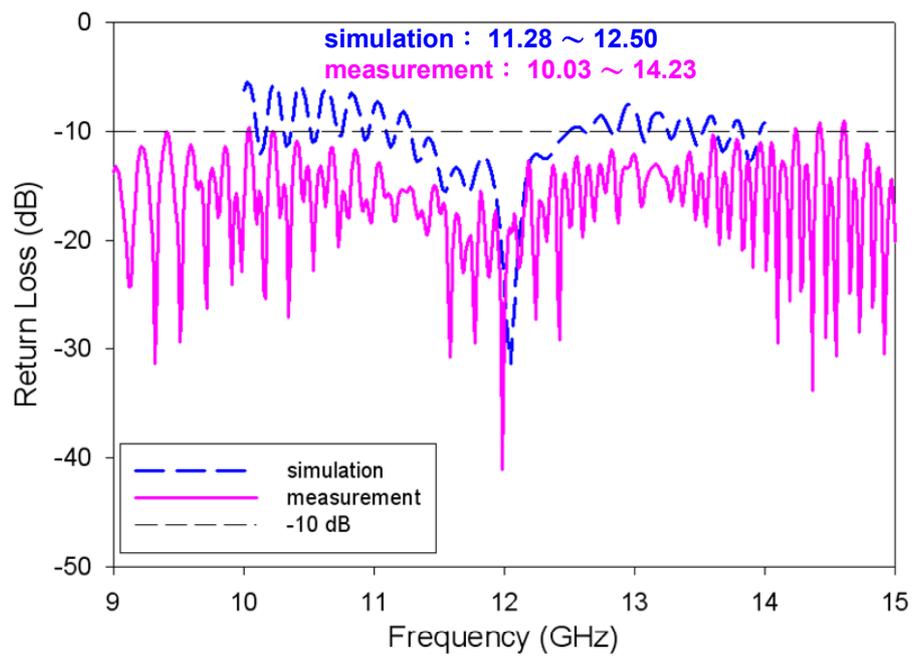


圖 5-73 天線 S 參數模擬與量測結果

圖 5-73 為實作天線的 S 參數模擬與量測結果對照。在 12GHz 時量測天線的 return loss 為 -27.96 dB。其量測天線的頻寬範圍在 10.03GHz~14.23GHz。

5.4.6 天線場形模擬與量測結果

在我們所設計的菱形天線結構中，我們將以圖 5-74 來表達每片天線槽孔所產生的電場示意圖，來方便觀察之後輻射場形圖的情況。

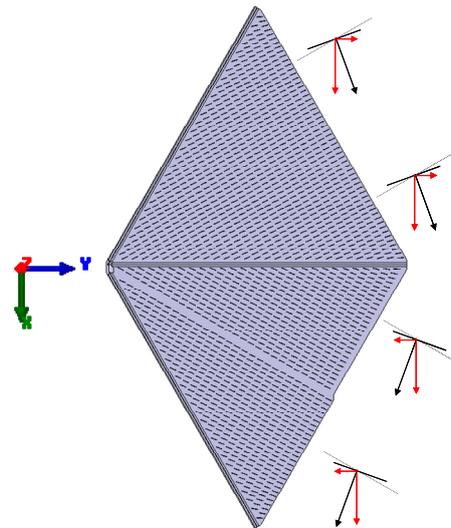
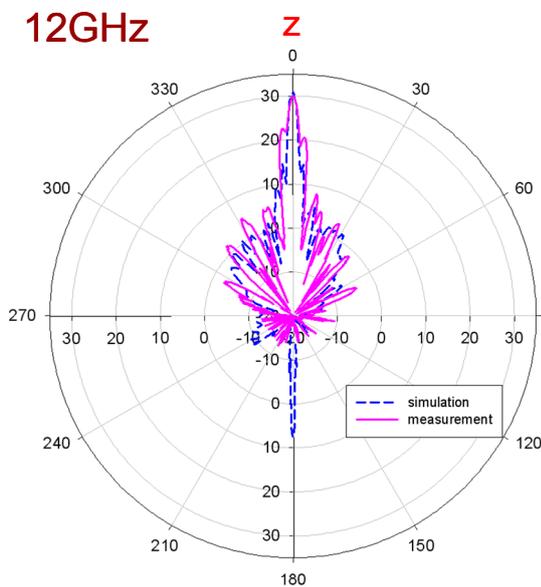
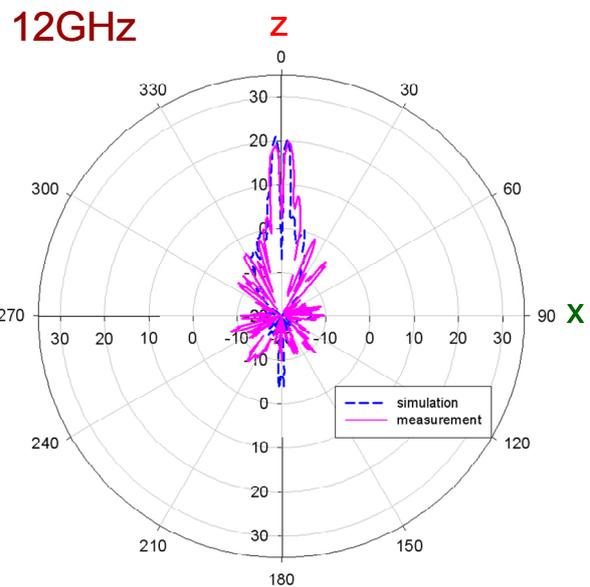


圖 5-74 菱形天線槽孔輻射電場示意圖



simulation Max. gain(0°) = 30.8967 dBi
 measurement Max. gain(0°) = 30.0014 dBi

圖 5-75 12GHz XZ 切面 theta 極化



simulation Max. gain(-2°) = 20.9466 dBi
 measurement Max. gain(2°) = 19.8981 dBi

圖 5-76 12GHz XZ 切面 phi 極化

圖 5-75 為天線在 12GHz 時 XZ 切面的 theta 極化輻射場形。圖 5-76 為天線在 12GHz 時 XZ 切面的 phi 極化輻射場形。由圖 5-74 的天線可以看到在 \hat{x} 方向

的電場為同向，而 \hat{y} 方向的電場為抵消，所以由 theta 極化會得到一 broadside 輻射場形，量測到最大增益為 30.0014dBi，所得 $\epsilon_{ap} = 13.96\%$ 。不過量測的 side-lobe 跳起來，而在 phi 極化因為在非 z 軸上沒有完全抵消，所以輻射場形會有兩邊跳上來的現象。

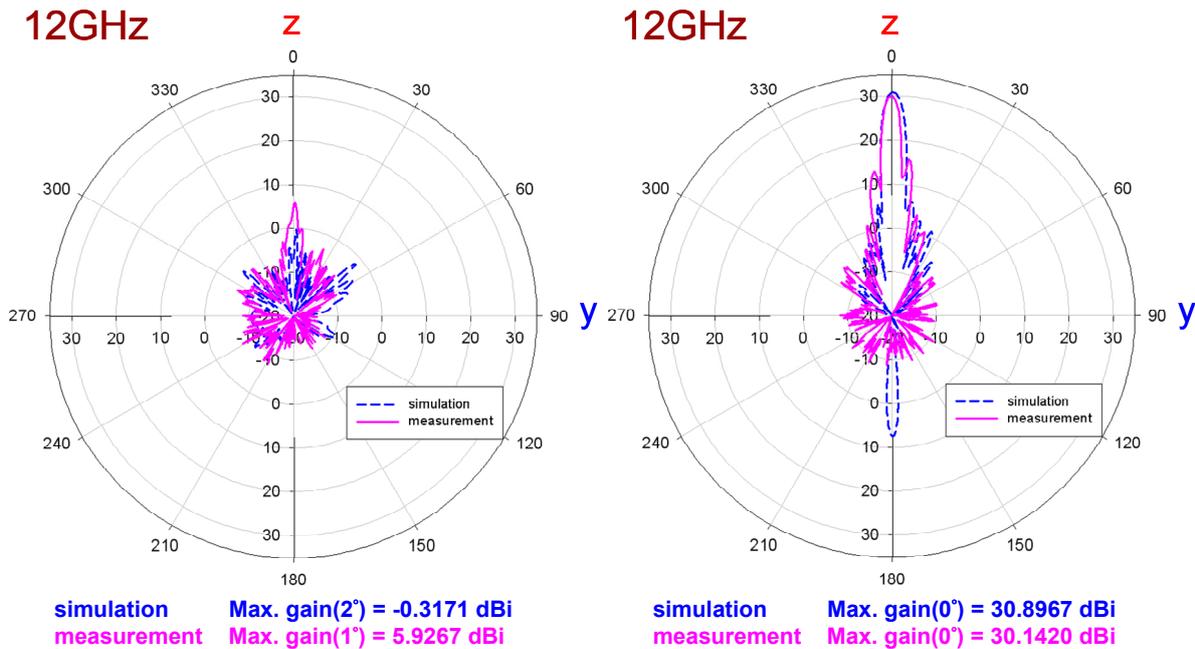
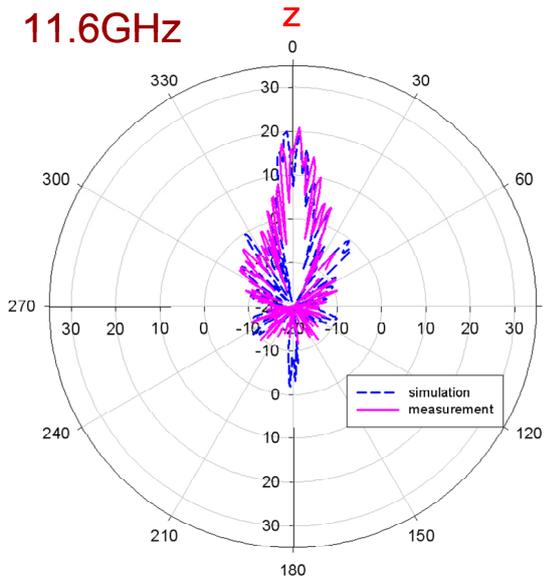
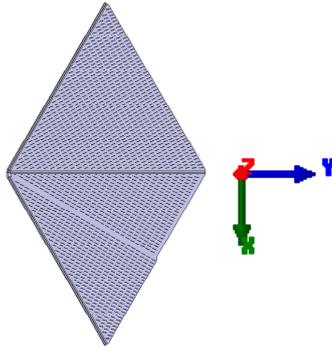


圖 5-77 12GHz YZ 切面 theta 極化

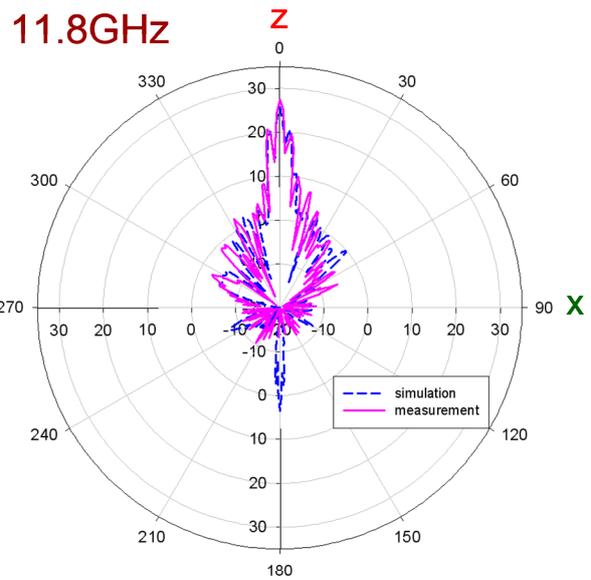
圖 5-78 12GHz YZ 切面 phi 極化

圖 5-77 為天線在 12GHz 時 YZ 切面的 theta 極化輻射場形。圖 5-78 為天線在 12GHz 時 YZ 切面的 phi 極化輻射場形。跟 XZ 切面相同的道理，因為在 \hat{x} 方向的電場為同向，而 \hat{y} 方向的電場為抵消，所以由 phi 極化會得到一 broadside 輻射場形，量測到最大增益為 30.1420dBi，所得 $\epsilon_{ap} = 14.42\%$ 。量測的 side-lobe 也是跳起來，而 theta 極化因為在 y 軸上，上下 \hat{y} 方向電場抵消，所以會很小。

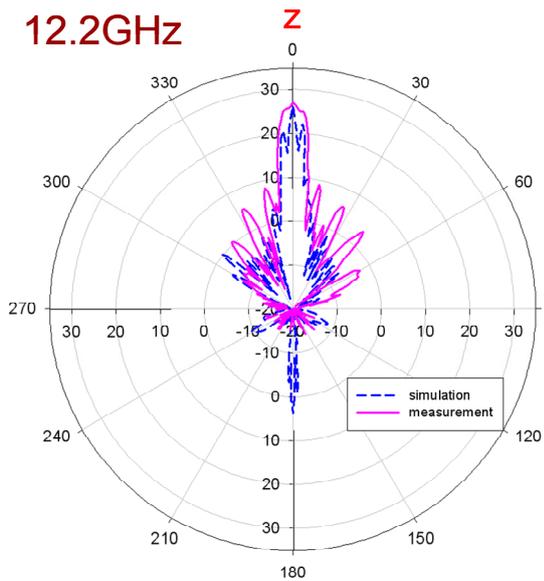
圖 5-79 為菱形天線在附近頻率 11.6GHz~12.4GHz 時 XZ 切面的 theta 極化輻射場形。因為 XZ 切面上的 phi 極化抵消而增益很小，所以只放上在 XZ 切面上的 theta 極化場形。圖 5-80 為菱形天線在附近頻率 11.6GHz~12.4GHz 時 YZ 切面的 phi 極化輻射場形。同理，因為在 YZ 切面上的 theta 極化抵消而增益很小，所以只放上在 YZ 切面上的 phi 極化場形。



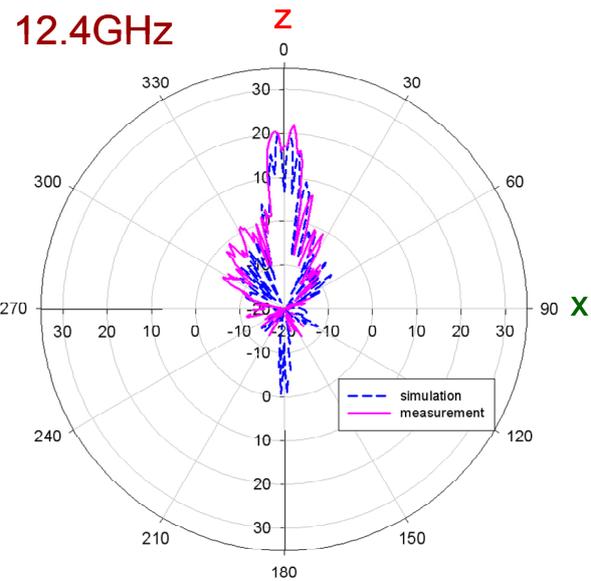
simulation Max. gain(-2°) = 19.9918 dBi
 measurement Max. gain(2°) = 20.9616 dBi



simulation Max. gain(0°) = 25.7356 dBi
 measurement Max. gain(0°) = 27.3957 dBi

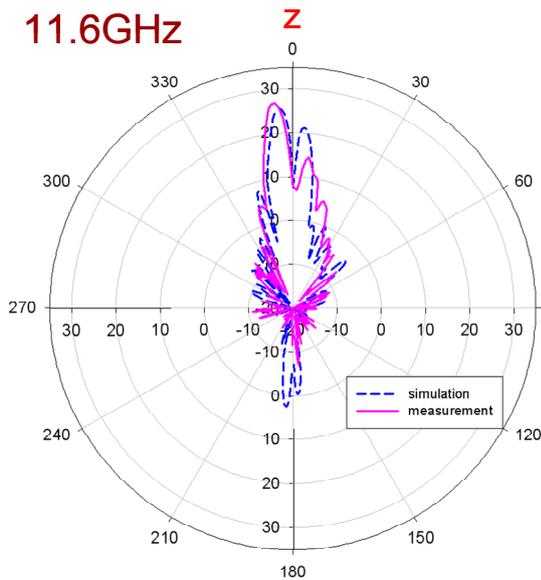
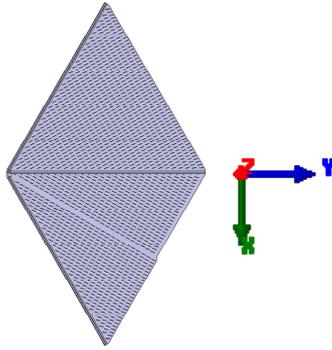


simulation Max. gain(0°) = 25.8212 dBi
 measurement Max. gain(0°) = 26.9748 dBi

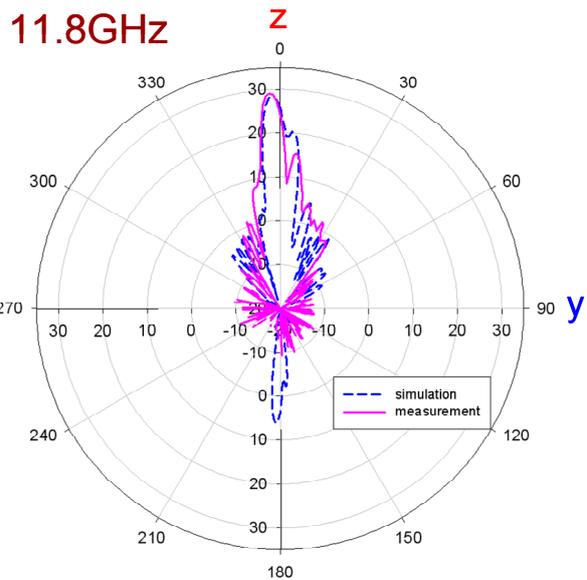


simulation Max. gain(2°) = 20.6113 dBi
 measurement Max. gain(3°) = 21.9454 dBi

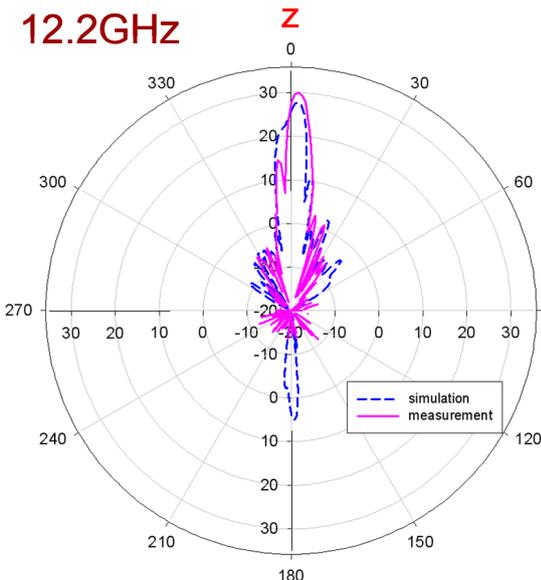
圖 5-79 XZ 切面隨頻率變化的 theta 極化輻射場形



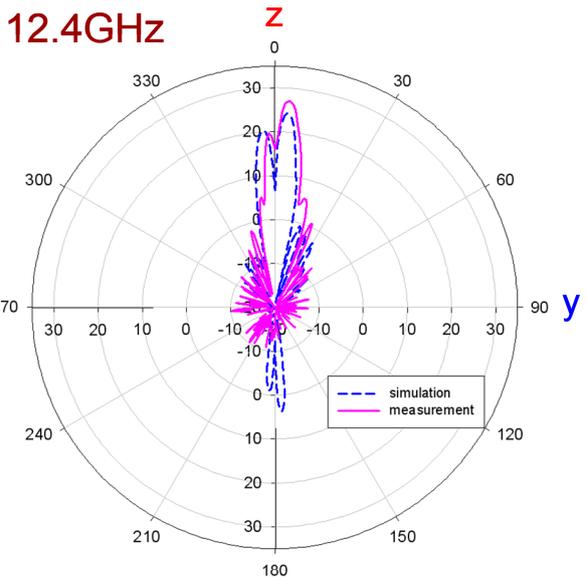
simulation Max. gain(-4°) = 25.6121 dBi
 measurement Max. gain(-5°) = 26.6395 dBi



simulation Max. gain(-2°) = 28.5363 dBi
 measurement Max. gain(-3°) = 29.0846 dBi



simulation Max. gain(2°) = 27.8372 dBi
 measurement Max. gain(2°) = 29.9802 dBi



simulation Max. gain(4°) = 24.3560 dBi
 measurement Max. gain(4°) = 27.1295 dBi

圖 5-80 YZ 切面隨頻率變化的 phi 極化輻射場形

5.4.7 實作天線照片

圖 5-81 為實作天線正面的照片。圖 5-82 為實作天線反面的照片。圖 5-83、圖 5-84 分別為實作饋入一分八電路的正反面照片。圖 5-85 為實作天線側面鍍銅導通的照片。

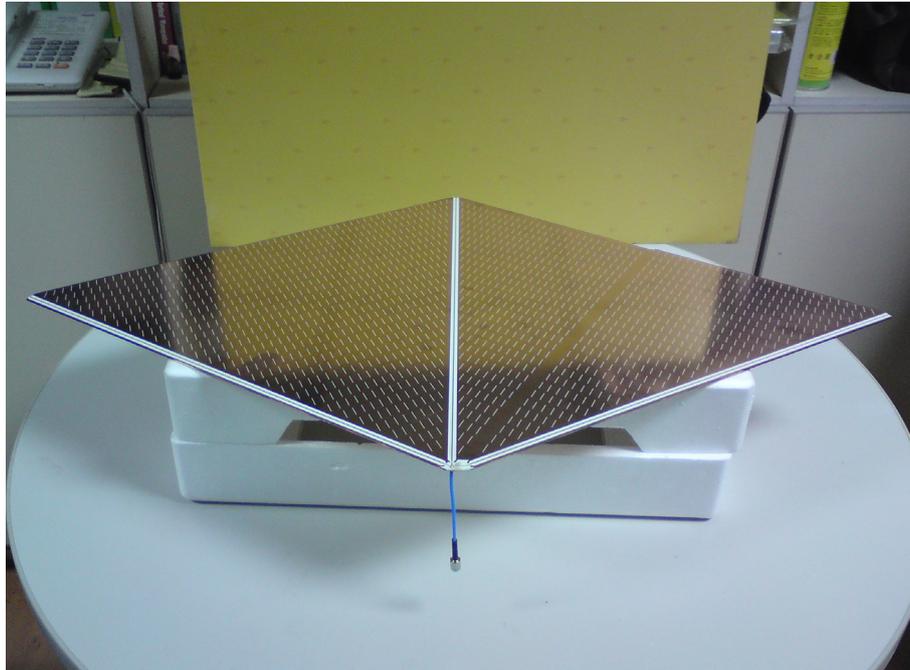


圖 5-81 實作天線正面的照片

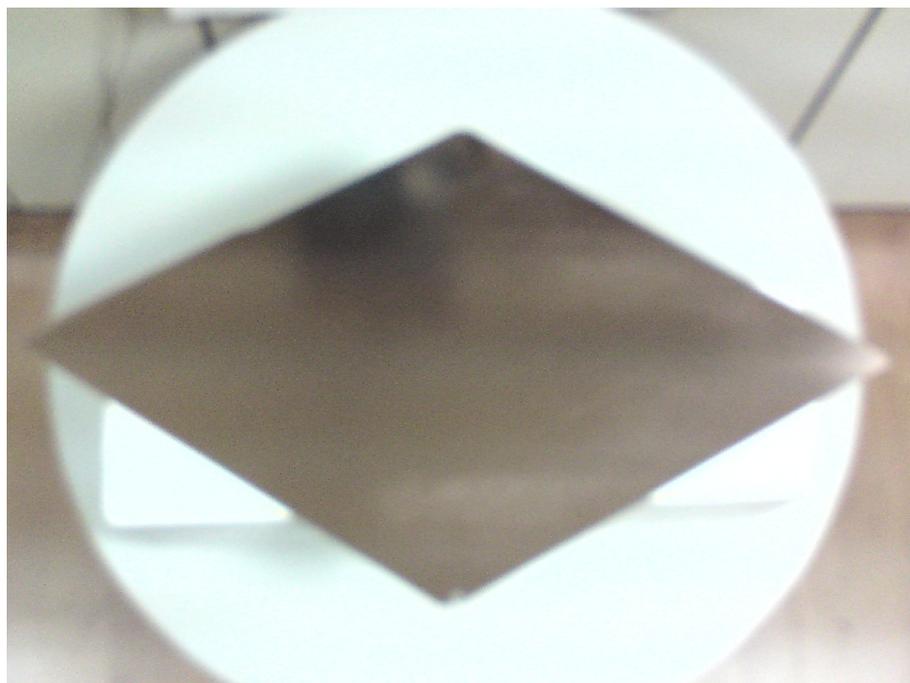


圖 5-82 實作天線反面的照片

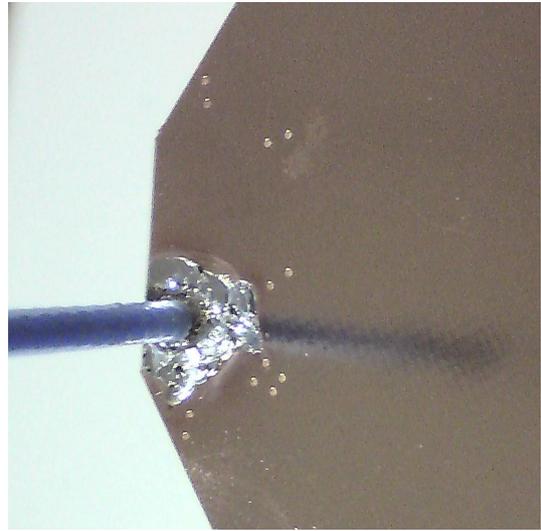
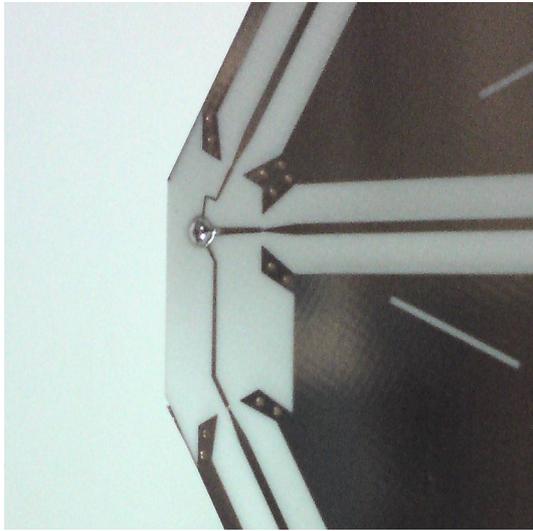


圖 5-83 饋入一分三電路的正面照片

圖 5-84 饋入一分三電路的反面照片

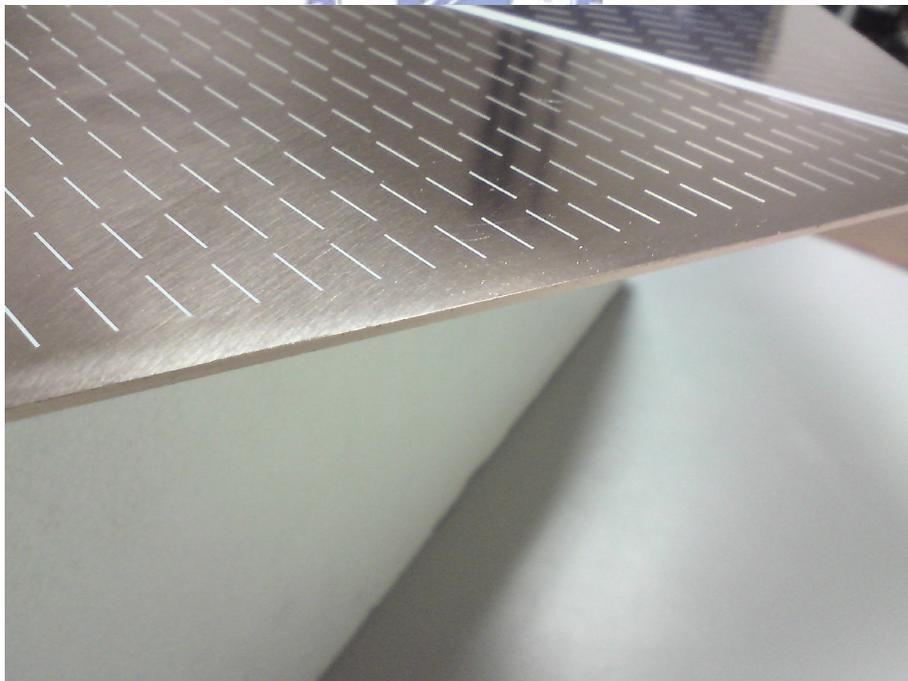


圖 5-85 實作天線側面鍍銅導通照片

第六章 結論

首先經由全波分析去分析背接金屬共平面波導 (CBCPW) 結構的傳播常數後，可了解此結構會產生向兩側洩漏的洩漏波，也藉由模擬去驗證此現象。而洩漏波往兩側行走如同行進在平板金屬波導 (PPW)，再將矩形槽孔挖置在 CBCPW 兩側的上層金屬，利用矩形槽孔來使波導內的波輻射出去來產生 broadside 的輻射方向。我們也經由理論推導與分析在 PPW 上旋轉槽孔的阻抗值與所等效的串聯電路，利用其等效電路模型來產生一個鳶形結構的天線。

為了找出使輻射效益更好的結果，經由槽孔輻射電場的推論，來找出使電場分量效益最好的擺設方式，使天線的孔徑效率能夠提高，而得到高輻射效益結果，再經過模擬驗證其現象。接著來找出最佳的天線陣列擺設方式，來使天線的輻射增益能夠更高，最後延伸至八片天線陣列，且實作並對照其模擬結果，得到 broadside 輻射方向而且為一個指向性高的鉛筆束 (pencil beam) 輻射場形，且量測到最大增益為 29.39dBi，所得 $\varepsilon_{ap} = 12.23\%$ 。

再接著探討能否使天線的輻射效率能夠更好，我們經由近場平面量測天線輻射能量分佈情形，了解其上下兩片天線效率不高，改變天線陣列方式，最後得到第二種天線為三片天線組成天線陣列的菱形天線形狀，且將槽孔排數增加，最後將它實作與模擬對照結果，而量測到最大增益為 30.14dBi，所得 $\varepsilon_{ap} = 14.42\%$ 。

參 考 文 獻

- [1] W. Menzel, "A new traveling-wave antenna in microstrip," *Arch. Electron. Ubertrag. Tech.*, vol. 33, pp. 137-140, 1979.
- [2] A. A. Oliner and K. S. Lee, "The nature of the leakage from higher-order modes on microstrip line," in *Proc. 1986 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, Baltimore, MD, pp. 57-60, 1986.
- [3] Y. C. Shih, T. Itoh, "Analysis of conductor-backed coplanar waveguide," *Electron. Lett.*, vol.18, n.18, pp. 538-540, June 1982.
- [4] R. J. Stevenson, "Theory of slots in rectangular waveguides," *J. App. Phys.*, vol. 19, 1948, pp. 24-38.
- [5] M. Ando, K. Sakurai, N. Goto, K. Arimura and Y. Itoh, "A radial line slot antenna for 12 GHz satellite TV reception," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-33, no. 12, pp.1347-1353, Dec. 1985.
- [6] Y. X. Cheng, "Slotted Conductor-Backed Coplanar Waveguide Antennas," 國立交通大學電信工程學系碩士論文, 2008.
- [7] T. Itoh and R. Mittra, "Spectral-domain approach for calculating the dispersion characteristics of microstrip lines," *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, vol. 21, pp. 496-499, July 1973.
- [8] R. S. Elliott, *Antenna Theory and Design*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1981.
- [9] R. Shavit, "Impedance characteristics of a slot antenna fed by a parallel-plate waveguide," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 14, no. 2, pp. 126-128, Feb. 1997.
- [10] W. L. Stutzman and G.A. Thiele, *Antenna Theory and Design*, 2nd ed., John Wiley & Sons, 1998.

- [11] A. M. E. Safwat, K. A. Zaki, W. Johnson, and C. H. Lee, "Novel transition between different configurations of planar transmission lines," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 12, no. 4, pp. 128-130, Apr. 2002.
- [12] R. Shavit and R. S. Elliott, "Design of an array of transverse slots fed by a boxed stripline," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 31, pp. 545-552, July 1983.

