

國立交通大學

電信工程學系

碩士論文

WiMAX 基地台 4-by-4 槽孔天線設計

A 4-by-4 slotted array antenna employed in WiMAX base station

研究生：曾彥融 (Yen-Jung Tseng)

指導教授：黃瑞彬 博士 (Dr. Ruey Bing Hwang)

中華民國九十七年七月

WiMAX 基地台 4-by-4 槽孔天線設計

A 4-by-4 slotted array antenna employed in WiMAX base station

研究生：曾彥融

Student：Yen-Jung Tseng

指導教授：黃瑞彬 博士

Advisor：Dr. Ruey Bing Hwang



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

July 2008

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十七年七月

WiMAX 基地台 4-by-4 槽孔天線設計

研究生：曾彥融

指導教授：黃瑞彬 博士

國立交通大學 電信工程學系

摘要

本文提出了利用微帶線饋入槽孔天線 (slot antenna)，來製做 WiMAX 頻段 (3.4GHz 至 3.7GHz) 的 4X4 槽孔陣列天線 (slot array antenna)。將槽孔天線傾斜 45 度，使其 4X4 槽孔陣列天線的有兩個極化方向的輻射場，增強其抗干擾能力。採用並-串 (parallel-series) 聯饋送網路，縮短饋送路徑以減少能量損耗、整體陣列天線面積和在單位面積中能有著較多的槽孔天線個數。運用平面印刷電路技術在 FR4 基板上來製作 4X4 槽孔陣列天線且利用電磁模擬軟體 HFSS 模擬整個陣列天線結構，以降低成本和設計複雜度。

其量測結果顯示，在 4X4 槽孔陣列天線輻射場型上有高天線增益和窄的 -3dB 波束寬度。

A 4-by-4 slotted array antenna employed in WiMAX base station

Student : Yen-Jung Tseng

Advisor : Dr. Ruey Bing Hwang

Department of Communication Engineering
National Chiao Tung University

Abstract

In this thesis, a 4-by-4 two-dimensional slotted array antenna was designed, fabricated and measured. Such an array antenna consists of four series-fed sub-array antennas and a metal reflector for achieving single-side radiation. Moreover, the four sub-array antennas are fed by a 1-by-4 power divider made up of three 1-by-2 power dividers. By the antenna theory, adjusting the progressive phase delay angle, the main beam angle can be steered toward any desired direction. In this research, the progressive phase delay angle is designed at 0 degree for obtaining the radiation main-beam toward broadside direction (perpendicular to the plan of slots). Additionally, the slot inclines 45degree with respect to the micro-strip line for generating two polarized electric-field along two orthogonal directions. This may enhance the receiving performance in a complex environment. Due to the advantages of easy fabrication, robustness and low-cost issue, such an array antenna can be a potential candidate for serving a point-to point planar array antenna in WiMAX applications around 3.5GHz

誌謝

本論文能夠順利完成，首先要感謝指導教授 黃瑞彬 博士，在碩士班這兩年的教導，讓學生了解到做研究的嚴謹過程，與研究生應有的做事與學習態度。相信這兩年的研究所生涯，對於自己未來的工作及生活上，有著莫大的幫助。

同時也要感謝在實驗室一直坐我隔壁的同學李鈞，一起互相討論功課與做研究。還有文禮學長及學弟正元、鴻萬、能傑和懷勇，為實驗室帶來歡樂的氣氛。讓我有著充實而快樂的研究所生活。

最後，僅將此論文獻給我最親愛的爸爸、媽媽和哥哥，因為有你們的鼓勵和支持，使我能無後顧之憂的完成此論文。



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 緒論.....	1
1.1 研究動機.....	1
1.2 章節介紹.....	2
第二章 饋送網路與陣列天線之介紹與設計.....	3
2.1 饋送網路之介紹與設計.....	3
2.1.1 功率分配器介紹與設計.....	3
2.1.2 饋送方式介紹與設計.....	7
2.2 陣列天線之介紹與設計.....	9
2.2.1 一維陣列天線.....	9
2.2.2 二維陣列天線.....	10
第三章 功率分配器之設計原理與量測結果.....	12
3.1 背景回顧：功率分配器.....	12
3.2 新型功率分配器設計與量測.....	14
3.2.1 新型功率分配器設計.....	14
3.2.2 新型功率分配器實做與量測.....	15
3.3 改良環混成器設計與量測.....	17
3.3.1 改良環混成器設計.....	17
3.3.2 改良環混成分配器實做與量測.....	18
3.4 威爾金森 (Wilkinson) 功率分配器設計與量測.....	21

3.4.1	威爾金森(Wilkinson)功率分配器設計.....	21
3.4.2	威爾金森(Wilkinson)功率分配器實做與量測.....	21
3.5	一分二改良 T 接面功率分配器設計與量測.....	24
3.5.1	改良 T 接面功率分配器設計.....	24
3.5.2	改良 T 接面功率分配器實做與量測.....	24
3.6	一分四改良 T 接面功率分配器.....	27
3.6.1	改良 T 接面功率分配器設計.....	27
3.6.2	改良 T 接面功率分配器實做與量測.....	28
第四章	槽孔陣列天線之設計原理與量測結果.....	30
4.1	1X4 槽孔陣列天線設計與量測.....	30
4.1.1	1X4 槽孔陣列天線設計.....	30
4.1.2	1X4 槽孔陣列天線實作與量測.....	31
4.1.3	1X4 槽孔陣列天線輻射場型量測.....	33
4.2	4X4 槽孔陣列天線設計.....	36
4.3	4X4 槽孔陣列天線實做與量測.....	38
4.3.1	無加裝反射板輻射場型量測.....	39
4.3.2	距離天線背面 1 公分加裝反射板輻射場型量測.....	43
4.3.3	距離天線背面 2 公分加裝反射板輻射場型量測.....	47
第五章	結論.....	53
	參考文獻.....	54

圖錄

圖 2-1	T 接面功率分配器.....	3
圖 2-2	T 接面功率分配器等效電路圖.....	4
圖 2-3	威爾金森功率分配器.....	5
圖 2-4	環混成器.....	6
圖 2-5	改良 T 接面功率分配器.....	7
圖 2-6	串聯與並聯饋送網路圖.....	8
圖 2-7	並-串聯饋送網路.....	8
圖 2-8	一維陣列天線.....	10
圖 2-9	二維陣列天線.....	11
圖 3-1	多孔平面功率分配器.....	12
圖 3-2	曲線型式的一分九功率分配器.....	13
圖 3-3	同平面緊緻反相功率分配器結構圖.....	14
圖 3-4	新型功率分配器結構圖.....	15
圖 3-5	新型一分三功率分配器.....	15
圖 3-6	新型一分三功率分配器模擬與量測 S 參數圖.....	16
圖 3-7	新型一分三功率分配器模擬與量測 S_{21} 、 S_{31} 和 S_{41} 放大圖.....	17
圖 3-8	環混成器結構圖.....	17
圖 3-9	改良環混成器結構圖.....	17
圖 3-10	一分四改良環混成器結構圖.....	18
圖 3-11	一分二改良環混成器結構圖.....	18
圖 3-12	一分四改良環混成器結構圖.....	19
圖 3-13	一分二改良環混成器量測 S 參數圖.....	20
圖 3-14	一分四改良環混成器量測 S 參數圖.....	20
圖 3-15	威爾金森功率分配器結構圖.....	21

圖 3-16	一分八威爾金森功率分配器實體圖.....	22
圖 3-17	一分八威爾金森功率分配器量測和模擬 S 參數圖.....	23
圖 3-18	一分八威爾金森功率分配器 S_{21} 至 S_{91} 放大圖.....	23
圖 3-19	一分二改良 T 接面功率分配器.....	24
圖 3-20	一分二改良 T 接面功率分配器尺寸.....	25
圖 3-21	一分二改良 T 接面功率分配器實體圖.....	25
圖 3-22	一分二改良 T 接面功率分配器量測和模擬 S 參數圖.....	26
圖 3-23	一分二改良 T 接面功率分配器 S_{21} 和 S_{31} 放大圖.....	26
圖 3-24	一分四改良 T 接面功率分配器.....	27
圖 3-25	一分四改良 T 接面功率分配器實體圖.....	28
圖 3-26	一分四改良 T 接面功率分配器量測和模擬 S 參數圖.....	28
圖 3-27	一分四改良 T 接面功率分配器 S_{21} 至 S_{51} 放大圖.....	29
圖 4-1	1X4 槽孔陣列天線結構圖.....	30
圖 4-2	1X4 槽孔陣列天線正面實體圖.....	31
圖 4-3	1X4 槽孔陣列天線背面實體圖.....	31
圖 4-4	1X4 陣列天線量測和模擬 S 參數圖.....	32
圖 4-5	1X4 陣列天線輻射能量圖.....	32
圖 4-6	1X4 陣列天線 S_{11} 分布圖.....	33
圖 4-7	1X4 槽孔陣列天線在 3.3GHz 量測之天線輻射場型圖.....	34
圖 4-8	1X4 槽孔陣列天線在 3.4GHz 量測之天線輻射場型圖.....	34
圖 4-9	1X4 槽孔陣列天線在 3.5GHz 量測之天線輻射場型圖.....	35
圖 4-10	1X4 槽孔陣列天線在 3.6GHz 量測之天線輻射場型圖.....	35
圖 4-11	1X4 槽孔陣列天線在 3.7GHz 量測之天線輻射場型圖.....	36
圖 4-12	4X4 槽孔天線陣列結構圖.....	37
圖 4-13	4X4 槽孔陣列天線系統結構圖.....	37
圖 4-14	4X4 槽孔陣列天線與饋送網路實體圖.....	38

圖 4-15	4X4 槽孔陣列天線有無反射板模擬與量測 S 參數圖.....	39
圖 4-16	4X4 槽孔陣列天線無反射板在 3.3GHz 量測之天線輻射場型圖.....	40
圖 4-17	4X4 槽孔陣列天線無反射板在 3.4GHz 量測之天線輻射場型圖.....	40
圖 4-18	4X4 槽孔陣列天線無反射板在 3.5GHz 量測之天線輻射場型圖.....	41
圖 4-19	4X4 槽孔陣列天線無反射板在 3.6GHz 量測之天線輻射場型圖.....	41
圖 4-20	4X4 槽孔陣列天線無反射板在 3.7GHz 量測之天線輻射場型圖.....	42
圖 4-21	4X4 槽孔陣列天線背面距離 1 公分加裝反射板在 3.3GHz 模擬與量測之天線輻射場型圖.....	44
圖 4-22	4X4 槽孔陣列天線背面距離 1 公分加裝反射板在 3.4GHz 模擬與量測之天線輻射場型圖.....	44
圖 4-23	4X4 槽孔陣列天線背面距離 1 公分加裝反射板在 3.5GHz 模擬與量測之天線輻射場型圖.....	45
圖 4-24	4X4 槽孔陣列天線背面距離 1 公分加裝反射板在 3.6GHz 模擬與量測之天線輻射場型圖.....	45
圖 4-25	4X4 槽孔陣列天線背面距離 1 公分加裝反射板在 3.7GHz 模擬與量測之天線輻射場型圖.....	46
圖 4-26	4X4 槽孔陣列天線背面距離 2 公分加裝反射板在 3.3GHz 模擬與量測之天線輻射場型圖.....	48
圖 4-27	4X4 槽孔陣列天線背面距離 2 公分加裝反射板在 3.4GHz 模擬與量測之天線輻射場型圖.....	48
圖 4-28	4X4 槽孔陣列天線背面距離 2 公分加裝反射板在 3.5GHz 模擬與量測之天線輻射場型圖.....	49
圖 4-29	4X4 槽孔陣列天線背面距離 2 公分加裝反射板在 3.6GHz 模擬與量測之天線輻射場型圖.....	49
圖 4-30	4X4 槽孔陣列天線背面距離 2 公分加裝反射板在 3.7GHz 模擬與量測之天線輻射場型圖.....	50

圖 4-51 XZ 平面天線最大增益圖.....52
圖 4-52 YZ 平面天線最大增益圖.....52



表錄

表 3-1 一分二改良 T 功率分配器尺寸參數.....	25
表 4-1 1X4 槽孔天線陣列尺寸參數.....	31
表 4-2 4X4 槽孔陣列天線無反射板量測值 (XZ 平面)	43
表 4-3 4X4 槽孔陣列天線無反射板量測值 (YZ 平面)	43
表 4-4 4X4 槽孔陣列天線背面距離 1 公分加裝反射板量測值 (XZ 平面)	47
表 4-5 4X4 槽孔陣列天線背面距離 1 公分加裝反射板量測值 (YZ 平面)	47
表 4-6 4X4 槽孔陣列天線背面距離 2 公分加裝反射板量測值 (XZ 平面)	51
表 4-7 4X4 槽孔陣列天線背面距離 2 公分加裝反射板量測值 (YZ 平面)	51



第一章 緒論

1.1 研究動機

隨著通訊科技的蓬勃發展，人們對通訊品質的要求規格也越來越高；其中無線通訊的高度使用，使得無線通訊的發展成為現今熱門產業。全球互通微波存取 (WiMAX: Worldwide Interoperability for Microwave Access)，以 IEEE 802.16 的無線標準為基礎，稱為第四代無線通訊 (4G)，其傳輸距離可達 50 公里，可以大幅改善前身 WLAN 的缺點，將此技術與相關的微波設備相結合之後，基地台數目將大為減少。

陣列天線系統有著高天線增益和高指向性的特性，可應用於 WiMAX 基地台天線。陣列天線系統可分為兩個部分，分別為陣列天線與饋送網路。陣列天線是由多個單元 (unit) 天線組合而成的，而每一個單元天線的尺寸和效能都影響著陣列天線的整體性能。饋送網路的功用，是將能量送至每個單元天線，讓單元天線能有能量激發出輻射場形。

單元天線採用槽孔天線 (slot antenna) [1] 的形式來設計陣列天線。槽孔天線有著緊緻尺寸和簡易設計的優點。槽孔天線的長度小於二分之一波長且形狀為基本的長方形槽孔，不需複雜的幾何形狀。單一槽孔天線的天線增益與單一貼片 (patch) 天線比較起來並不高，但是利用其緊緻尺寸的優點，增加天線個數進而增加天線增益，以彌補天線增益不夠的缺點。饋送網路是利用並-串 (parallel-series) 聯饋送網路，可將多個槽孔天線串聯，在將多個串聯的槽孔天線群用並聯的方式連接，形成一個二維天線陣列。在槽孔陣列天線中每個槽孔天線都傾斜 45 度來設計，如此一來，可以改善陣列天線在複雜環境下的接收能力，也就是說，在每個接收端天線都不會出現天線極化正交的情況。

本論文中所提出的槽孔陣列天線，可應用於 WiMAX 基地台。其應用頻率為 3.4GHz 至 3.7GHz。

1.2 章節介紹

本論文內容分為五章，第一章為導論，說明研究動機與章節介紹。第二章為饋送網路與陣列天線之介紹與設計。第三章為功率分配器之設計與量測結果，第四章為1X4槽孔天線陣列與4X4槽孔天線陣列的設計與量測，其中4X4槽孔陣列天線將結合功率分配器來做為本論文為所提出的陣列天線系統。第五章為結論。



第二章 饋送網路與陣列天線之介紹與設計

陣列天線系統分為兩部分：饋送網路與陣列天線。本章將會對這兩部份做介紹與設計分析。

2.1 饋送網路之介紹與設計

網路饋送系統是由多個功率分配器所組成的，以下介紹 4 種常用類型的功率分配器與饋送方式。饋送方式可分為串（series）聯，並（parallel）聯和並-串（parallel-series）聯饋入[2]。

2.1.1 功率分配器介紹與設計

T 接面功率分配器（T junction power divider）

該結構是一個 3 埠(port)網路，一個輸入埠和兩個輸出埠。如圖 2-1 所示。可以用不同的傳輸線型式來實現。例如利用微帶線(microstrip line)和波導(waveguide)來製作。T 接面功率分配器可以做任一比例的功率分配。但是因為在接面；圖 2-1 中三個路徑的交接面，沒有辦法同時對每一個埠匹配，所以在各輸入和輸出端間的隔離效果會大幅降低。在輸出埠的阻抗 Z_1 和 Z_2 不一定等於 Z_0 ，因此對於後續電路的連接上，需再經過阻抗轉換，以達到阻抗匹配。

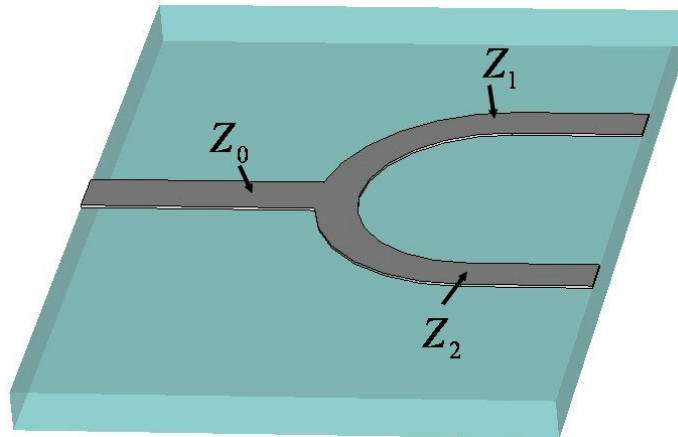


圖 2-1 T 接面功率分配器

T 接面功率分配器為一個 3 埠(port)網路，如圖 2-2。可以用不同的傳輸線型式來實現。通常用微帶線(microstrip-line)形式來製作。在圖 2-2 中，假如傳輸線

為無損耗的也就是 $B=0$ ，則可以用下列公式來設計功率分配器。[3]

$$\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} = \frac{1}{Z_0} \quad (2.1)$$

可以藉由改變 Z_1 和 Z_2 的阻抗值來達到任一比例的功率分配器。但因為從 Z_1 往 Z_0 與從 Z_2 往 Z_0 看進去的阻抗皆不等於 Z_0 ，在接面處的反射係數會不等於零。

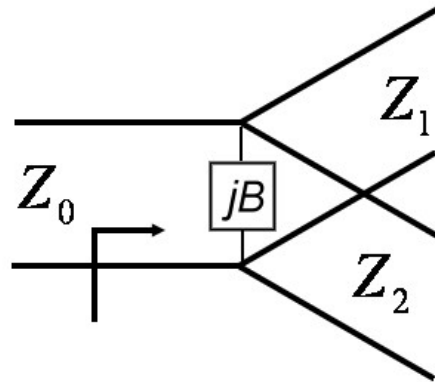


圖 2-2 T 接面功率分配器等效電路圖

威爾金森功率分配器 (Wilkinson power divider)

威爾金森功率分配器是由兩種不同阻抗和長度的傳輸線和一電阻所組成的功率分配器，可以設計成任一比例的功率分配器。通常此功率分配器為微帶線型式，且用於半功率分配器，如圖 2-3。威爾金森功率分配器有著設計簡單和分配任意比例功率的優點，在輸出入端的傳輸線阻抗皆為 Z_0 ，且在輸出端間的有著良好隔離程度，但因為需四分之一波長的傳輸線，意味著有較小頻寬，其兩倍 Z_0 的電阻在高頻時，將不一定會具有純電阻的特性，進而影響輸出端間的隔離程度。如圖 2-3 所示，是由兩種分別為四分之一波長且阻抗為 $\sqrt{2}Z_0$ 和阻抗為 Z_0 的傳輸線再加上一個兩倍 Z_0 的電阻所組成的功率分配器，可以設計成任一比例的功率分配器。通常四分之一波長的傳輸線，設計成環狀來節省面積，並在環狀末端接上電阻，達到兩輸出端的隔離。因為輸入和輸出端的傳輸線阻抗皆為 Z_0 ，以利後續電路連接，不需使用阻抗轉換器。

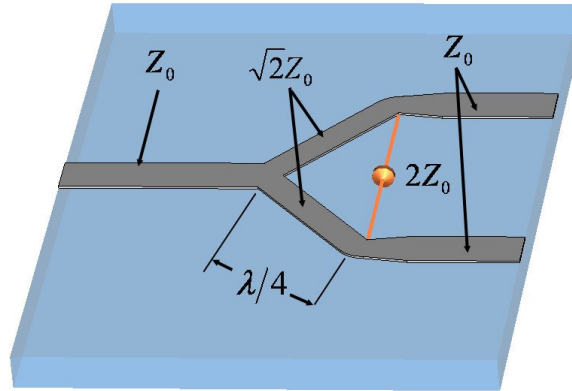


圖 2-3 威爾金森功率分配器

環混成器 (ring hybrid)

環混成器為一個 4 埠(port)網路，在兩輸出端，圖 2-4 中埠 2 和埠 3 會有相位差為 0 度或 180 度的訊號產生，且兩輸出端的功率輸出一樣，可視為一半功率分配器。在圖 2-4 裡將訊號從埠 1 輸入，在埠 2 和埠 3 各會產生同功率和相位的訊號，且與埠 4 隔離。若將訊號從埠 4 輸入，則在埠 2 和埠 3 各會產生同功率但相位差 180 度的訊號，且與埠 1 隔離。反之將訊號從埠 2 和埠 3 輸入，則埠 1 和埠 4 的輸出訊號分別為埠 2 和埠 3 輸入的合(sum)和差(difference)。此網路設計上，由三段四分之一波長且阻抗為 $\sqrt{2}Z_0$ 和一段四分之三波長且阻抗為 $\sqrt{2}Z_0$ 的傳輸線所組成的環型電路。在圖 2-4 中，其環形電路需由 $6/4$ 倍波長的傳輸線所組成，在頻寬上面，會有大大的限制，無法寬頻操作。圖 2-4 裡，當訊號從埠 1 輸入從埠 2 和埠 3 輸出，因為埠 1 至埠 2 與埠 3 之距離為相等的，故埠 2 與埠 3 的輸出訊號相位差為 0 度。若訊號從埠 1 輸入從埠 2 和埠 3 輸出，則因為埠 4 至埠 2 與埠 3 之距離相差二分之一波長的距離，故埠 2 與埠 3 的輸出訊號相位差為 180 度。因為埠 1 至埠 4 的傳輸線阻抗皆為 Z_0 ，對於後續電路連接，不需使用阻抗轉換器。

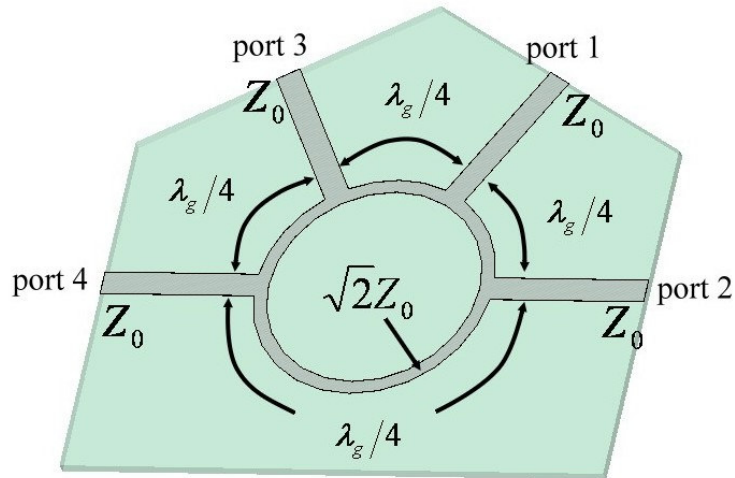


圖 2-4 環混成器

改良 T 接面功率分配器

是由兩種分別為四分之一波長且阻抗為 $\sqrt{2}Z_0$ 和阻抗為 Z_0 的傳輸線所組成的功率分配器，通常應用於半功率分配器。如圖 2-5，設計過程簡單和原理易懂，在各輸出端間的隔離程度因沒有電阻的存在，故隔離度較差。能量由埠 (port) 1 饋入經過功率分配器在埠 2 和埠 3 各得到一半的能量。其阻抗匹配原理，在分歧處用兩段四分之一波長且阻抗為 $\sqrt{2}Z_0$ 的傳輸線，來做阻抗轉換。從埠 1 往下看入之阻抗 Z_1 要等於 Z_0 。分歧處往左和往右看入的阻抗 Z_2 和 Z_3 各為 $2Z_0$ ，兩個 $2Z_0$ 並聯之後阻抗為 Z_0 ，來達到阻抗匹配。埠 2 和埠 3 傳輸線的阻抗為 Z_0 ，從埠 2 和埠 3 端往埠 1 看，經過四分之一波長且阻抗為 $\sqrt{2}Z_0$ 的傳輸線後，其阻抗值轉換成為 $2Z_0$ ，再將兩個 $2Z_0$ 並聯後其值為 Z_0 。其中 λ_g 為波在介質中的波長。此改良 T 接面功率分配器輸出端埠 2 和埠 3 的阻抗為 Z_0 ，故可直接在埠 2 和埠 3 後增加電路，不需再經過阻抗轉換器，來做阻抗匹配。此型的改良 T 接面功率分配器，比起威爾金森功率分配器、環混成器和 T 接面功率分配器所佔用的面積而言，相對來的小，更適合用在陣列天系統中的饋送網路中。因為在陣列天線系統中有限的面積下，饋送網路所佔用的面積越小，則陣列天線所能用的面積越大，

面積越大則天線的個數能增加更多，就能產生更大的天線增益和更窄的 3dB 波束寬度。

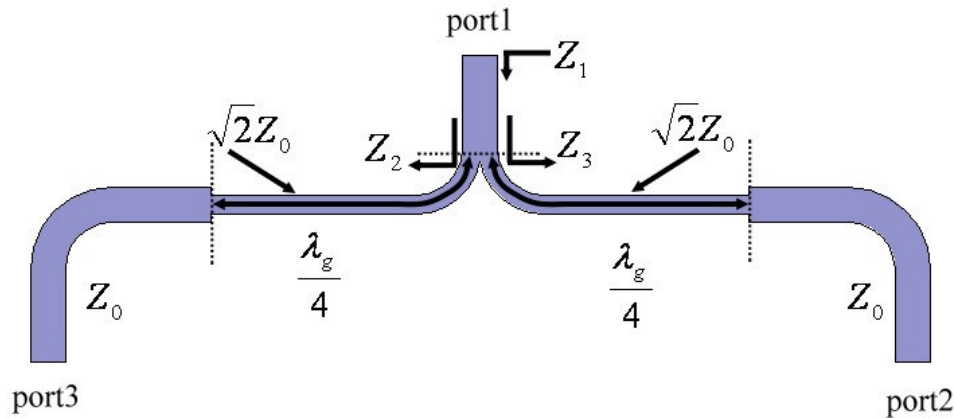


圖 2-5 改良 T 接面功率分配器

2.1.2 饋送方式介紹與設計

串聯與並聯饋送網路

並聯饋送網路，如圖 2-6 所示。並聯饋送網路中將能量送至每一個元件的路經長度皆相同，使得每一個元件的激發相位也會相等。但要特別注意其阻抗匹配的問題。顧名思義，饋送至每一個元件的方式為並聯，其阻抗也為並聯方式。所以在設計並聯饋送網路時，其阻抗匹配的問題必須在設計時就必須考慮進去。

串聯饋送網路，如圖 2-6 所示。其能量傳送至每個元件，會因所經路徑的長短而有所不同。能量在傳輸路徑上傳遞時，會有能量損耗，越遠離能量來源，其損耗的能量也越大。串聯饋送網路，通常用於頻率掃描陣列天線系統的饋送網路中。藉由輸入訊號頻率的改變進而使得每一個天線的饋入訊號相位的改變。根據天線理論，陣列天線間饋入訊號的相位差大小能使主要波束指向改變。串聯饋送網路對於並聯饋送網路比較上為一更緊緻的網路。在圖 2-6 中可說明，因為串聯饋送網路延伸方式為一維的擴展，並聯饋送網路為二維的擴展，故串聯饋送網路需要較少的傳輸線和接合點。

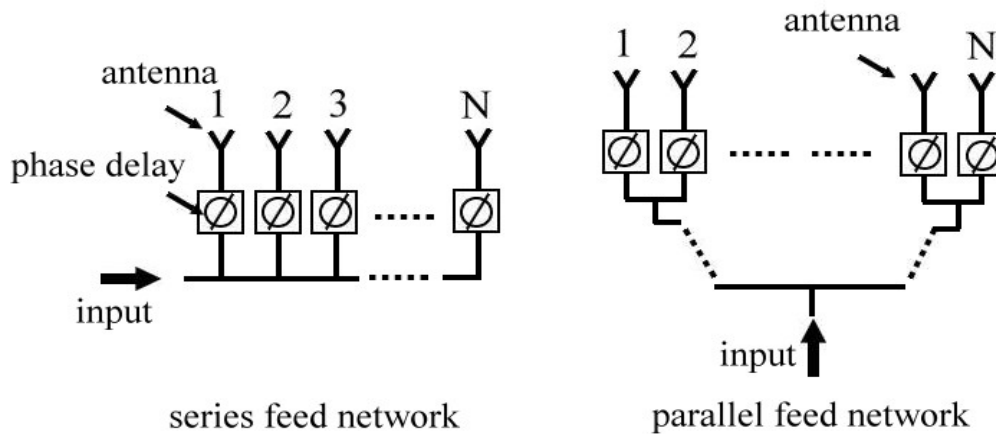


圖 2-6 串聯與並聯饋送網路圖

並-串聯饋送網路

並聯饋送網路可用於連接大量的元件，但是因為其饋送網路體積太過龐大。為了避免上述的情形，可以利用一種混合式的饋送網路，同時擁有串聯和並聯饋送網路的優點，也就是並-串聯饋送網路，如圖 2-7。並聯饋送型式能傳送同振幅和相位的訊號，串聯饋送網路能大幅減少饋送網路面積。故可用在需要連接大量元件的饋送網路，在並-串聯饋送網路中串聯部份可以將元件適當的排列來達到同相位的效果。圖 2-7 中可以將整個結構看成由好幾個子陣列所組合而成。每個子陣列都有相同的振幅和相位的輸入訊號。並-串聯饋送網路通常應用於多維陣列系統中的饋送網路中。例如圖 2-7 就是一個二維陣列天線系統。

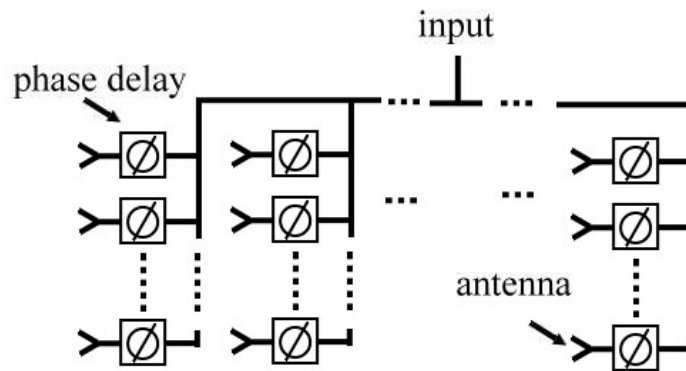


圖 2-7 並-串聯饋送網路

2.2 陣列天線之介紹與設計

陣列天線的概念最早於十九世紀末提出，直到 1906 年才真正實現出來。最早用於無線電通訊上，因為陣列天線能提供一種便利的方式來達到具有指向性的天線輻射場形。陣列天線有著較窄的主波束和頻率或相位掃描的效果等優點。其陣列天線已可製作於平面上，藉由頻率或是相位的改變來做波束掃描的動作，不像孔徑 (aperture) 天線需要透過機械結構來做波束掃描的動作。

將多個天線在空間上做適當的放置與相互連接，會產生具有指向性的輻射場型，這種多個天線的結構就稱為陣列天線。將多個天線排列在一直線上，並且有適當的排列間隔，稱為線性陣列 (linear array)。更進一步，把多個線性陣列並聯起來，使得天線排列構成一個平面，稱之為平面陣列 (planar array) [4]。

2.2.1 一維陣列天線

一維陣列天線如圖 2-8 所示，有 N 個距離為 d 的天線擁有相同的振幅 ($A_1 = A_2 = \dots = A_N$) 與電流相位 ($\alpha = 0$)。其遠場輻射場型與陣列因數 (array factor) 正相關。其陣列因數為：

$$AF = A_1 \sum_n^{N-1} e^{jn\psi} = A_1 (1 + e^{j\psi} + \dots + e^{j(N-1)\psi}) \quad (2.2)$$

其中 $\psi = \beta d \cos \phi + \alpha$ 。(2.2) 式經過適當整理後可得 (2.3) 式

$$AF = A_1 \frac{\sin(N\psi/2)}{\sin(\psi/2)} \quad (2.3)$$

當 $\psi = 0$ ， AF 會有最大值，(2.3) 式可再做簡化與歸一化(normalize)得到 $f(\psi)$ ，

$$f(\psi) = \frac{\sin(N\psi/2)}{N \sin(\psi/2)} \quad (\text{加總的歸一化陣列因式}) \quad (2.4)$$

由上式可分析出幾種特性：天線個數增加時，主束(main lobe)變窄，旁波瓣(side lobe)的個數增加，旁波瓣的最大振幅下降。 $f(\psi)$ 為偶函數，對稱於 $\psi = 0, \pi$ 且 $\psi = 0$ 時有最大值 $f(\psi) = 1$ 。主束出現在 $\phi = 90^\circ$ 的方向。為了避免出現光柵波瓣 (grating lobe) 影響整個陣列天線的效能，陣列天線的天線間隔要小於一個波長。

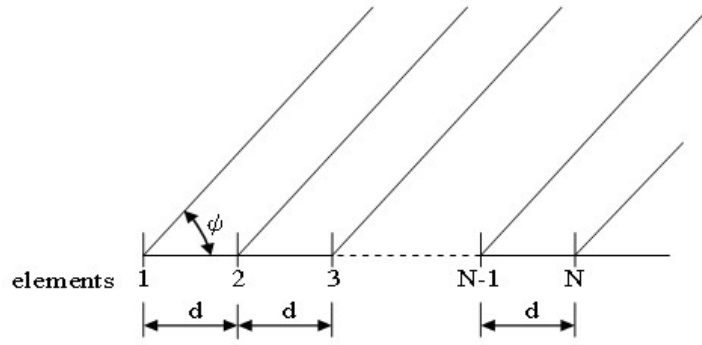


圖2-8 一維陣列天線

2.2.2 二維陣列天線

二維陣列天線的結構如圖2-9。每個黑點代表一個天線，間隔 dx 和 dy 就放置一個天線，就會形成一個平面陣列。不同於一維陣列天線，主要波束只能在天線排列的一直線上做角度（ θ ）的掃描。二維陣列天線可在天線排列的平面上，其主要波束可以做角度（ θ ）和方位角（ ϕ ）的掃描。對於圖2-9中 xy 平面的陣列因數可以寫成（2.5）式。

$$AF(\theta, \phi) = \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M I_{mn} e^{j\xi_{mn}} \quad (2.5)$$

其中

$$I_{mn} = |I_{mn}| e^{j\alpha_{mn}}$$

$$\begin{aligned} \bar{r}'_{mn} \cdot \hat{r} &= (x'_{mn} \hat{x}_0 + y'_{mn} \hat{y}_0) \cdot (\sin \theta \cos \phi \hat{x}_0 + \sin \theta \sin \phi \hat{y}_0 + \cos \theta \hat{z}_0) \\ &= \sin \theta \cos \phi x'_{mn} + \sin \theta \sin \phi y'_{mn} \end{aligned}$$

$$\xi_{mn} = k_0 \hat{r} \cdot \bar{r}'_{mn} = k_0 [x'_{mn} \sin \theta \cos \phi + y'_{mn} \sin \theta \sin \phi]$$

$\bar{r}'_{mn} = x'_{mn} \hat{x} + y'_{mn} \hat{y}$ 為二維空間中的位置向量

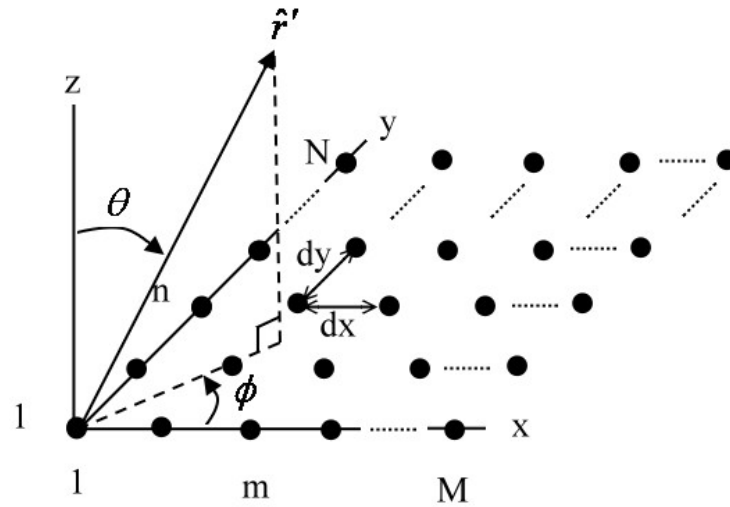


圖2-9 二維陣列天線

可藉由每個天線間的電流相位差，間隔 dx 和 dy 的改變，來改變陣列天線主要波束指向做角度 (θ) 和方位角 (ϕ) 的掃描，天線增益也因天線個數增加而增加，使得主要波束的 3dB 波束寬度變窄，旁波瓣的最大振幅變小，能產生更好的輻射場型指向性。



第三章 功率分配器之設計原理與量測結果

本章一開始將簡單介紹現今論文上所使用的功率分配器，再介紹四種實做的功率分配器，分別為新型功率分配器[5]、改良環混成器、威爾金森 (Wilkinson) 功率分配器和改良 T 接面功率分配器。說明其設計原理並將實體圖與 S 參數量測結果附於本章節中。

3.1 背景回顧：功率分配器

第一篇是由 H.Kobeissic 和 Ke Wu 發表的論文[5]中，談論到現今最普遍且最成熟的功率分配器結構，為威爾金森 (Wilkinson) 功率分配器，其結構有著四分之一波長複數倍的傳輸線，和電阻器所組成，用在中低功率傳輸。因為結構本身有電阻器，對於多埠的功率組合電路，會有著較複雜的設計考量。因此威爾金森功率分配器並不適合應用在大型微波積體電路 (MMIC) 這種需要較緊緻體積的電路中。為了保持每個埠的排列，又不會有較大的體積。於是發展出一種新的平面功率分配器。如圖 3-1 所示。有著扇形邊緣且每個輸出埠成一直線排列，使每個輸出埠能有較一致的輸出相位。在此功率分配器中，藉由挖出的一些圓形或橢圓形的孔洞，讓輸入訊號位輸入時因路徑被這些孔洞所阻擋，造成在輸出埠能有相同的振幅和相位輸出。此功率分配器的設計特點為，電路合成訊號共享從輸入端至輸出端的電氣長度。這種新型又緊緻的功率分配器設計，可以運用在大型微波積體電路 (MMIC) 和波束成形網路 (beam-forming network) 上。

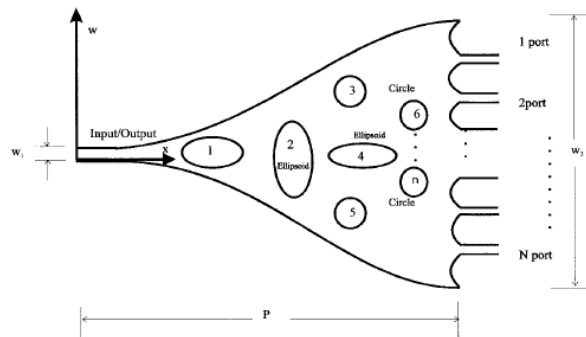


圖 3-1 多孔平面功率分配器

第二篇是由Frank Weinmann所發表的論文中[6]，用在八木（Yagi）陣列天線系統中的饋送網路。八木天線是最基本的一種天線，利用二分之一波長的偶極天線，組成指向器（director）和反射器（reflector）。其操作頻率有著很廣泛的應用範圍包括高頻（HF）、超高頻（VHF）和極高頻（UHF）。傳統基本功率分配器大多為一分二，但是在Frank Weinmann所發表的論文中，是用一分三為基本架構。而八木陣列天線中使用九個八木天線，故需發展出一分九的功率分配器。其新設計的功率分配器如圖3-2。此新型功率分配器不同於傳統的設計，使用直線（straight line）設計，而是利用曲線（spline）設計。曲線的曲率半徑夠大，能夠比傳統直線型式有著更少的訊號失真。雖然曲線型式的功率分配器會有較大的佔用面積，但是在減少寄生耦合的部份，遠比其他設計要來的好。一分三功率分配器雖然比一分二功率分配器佔用的面積大，但是利用多一些面積來換取較多的分配功率輸出埠，可使在陣列天線設計上，能有較多的天線個數，使陣列天線輻射場形有較高的天線增益和較窄的3dB波束寬度。

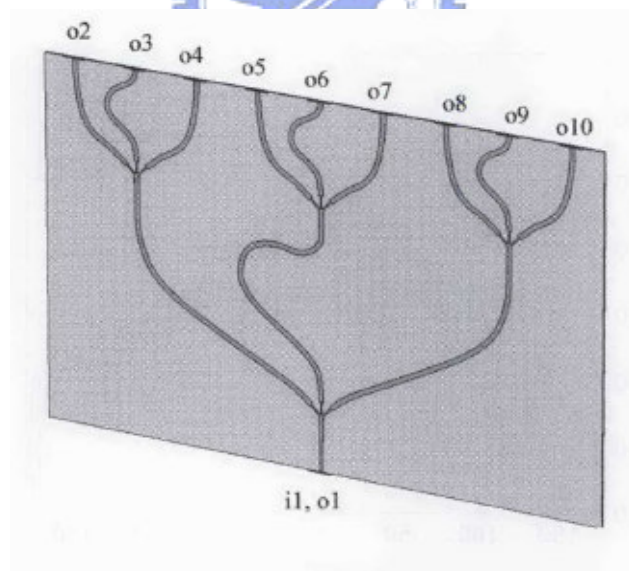


圖 3-2 曲線型式的一分九功率分配器

第三篇回顧超寬頻反向功率分配器，是由M. E. Bialkowski 和 A. M. Abbosh 所發表的論文[7]。功率分配器是現今最廣泛應用的基本元件，使用在各種微波電路上，例如移相器（phase shifter），陣列天線的饋送網路等等。功率分配器最簡單的形式為T接面形式，它為一個三埠網路，一個輸入埠和兩個輸出埠所組成。在[7]中設計出一種新結構的同平面緊緻反相（planar compact out-of-phase）功率分配器，如圖3-3。不同於傳統威爾金森功率分配器，此新型功率分配器沒有使用電阻元件，以降低能量的消耗。圖3-3中正面有著一條微帶線和一條終端為圓形的開路微帶線，在金屬接地面則是挖空兩個圓形和一條槽線（slot line）。其工作原理是利用從埠1 輸入訊號經過背面挖空的槽線，耦合到埠2和埠3所在的微帶線上，會使得埠2和埠3會輸出大小相等但相位相差180度的訊號。其頻寬為3.1GHz-10.6GHz。其簡單且緊緻的設計，擁有反向輸出訊號的超寬頻功率分配器，將可更有效率地應用在各種微波電路上。

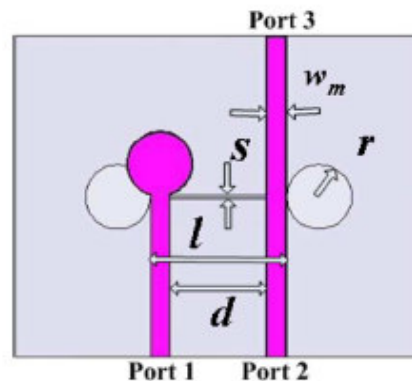


圖 3-3 同平面緊緻反相功率分配器結構圖

3.2 新型功率分配器設計與量測

3.2.1 新型功率分配器設計

新型功率分配器，其設計原理如圖 3-4 所示，是利用在電路板上金屬部份上挖出一些圓形或橢圓形的槽孔，當能量輸入時，經此一功率分配器時，會因能量所走的路徑被所挖出的圓形或橢圓形槽孔所阻礙，而改變路徑，使得在每個輸出端，都能接收到一樣的能量。理論上，適當的設計和配置圓形或橢圓形槽孔，可

以做出一分多的功率分配器。其優點為結構上不像威爾金森功率分配器需要電阻元件。

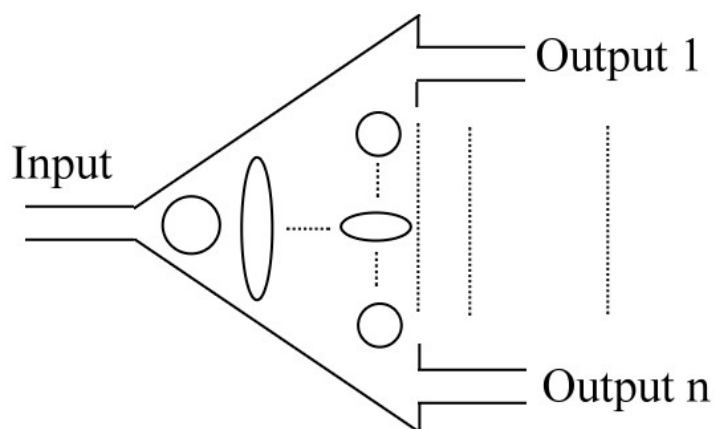


圖 3-4 新型功率分配器結構圖

3.2.2 新型功率分配器實做與量測

設計新型一分三功率分配器，將圓形和橢圓形槽孔適當的設計和配置，如圖 3-5。其工作頻率設計在 2.4GHz，利用帶線 (strip line) 型式設計和厚 0.8mm 且介電係數為 4.4 的 FR4 基板來製作。為了方便量測 S 參數，埠 1 至埠 4 為微帶線型式，利於將 SMA 接頭的焊接。

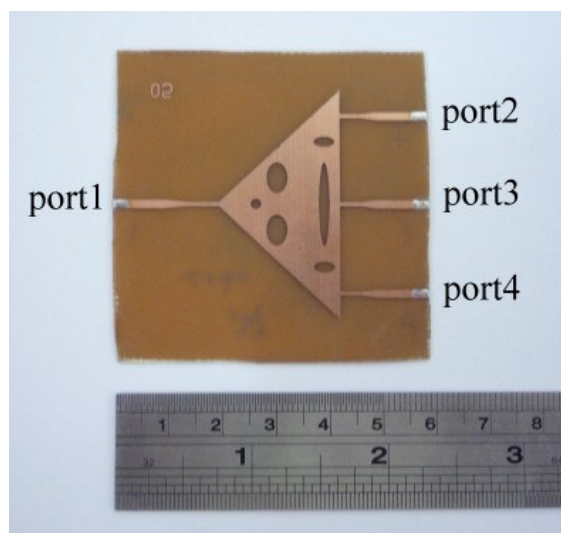


圖 3-5 新型一分三功率分配器

圖 3-6 中量測的 S 參數大約與設計的工作頻率飄移了 250MHz，其頻率飄移原因可能與 FR4 板材的介電係數實際值與理論值差異有關。S₁₁ 在 2.65GHz 時，量測值約為 -18.1dB，比起模擬的數值減少約 6.5dB。在圖 3-7 中可以清楚的觀察出量測的 S₂₁、S₃₁ 和 S₄₁ 在 2.65GHz 時 S 參數分別為 6.5dB、6.1dB 和 6.8dB。量測的 S₂₁、S₃₁ 和 S₄₁ 從 2.65GHz 至 2.75GHz 的差值大約在 1dB 以內。但是功率分配器的頻寬只有 100MHz，不符合最初設計要求的 300MHz。從電路結構圖 3.5 中可觀察出從埠 1 至埠 2 和埠 4 的路徑為相同的，但是埠 1 至埠 3 的路徑上明顯與至埠 2 和埠 4 的路徑不同，雖然利用圓形和橢圓形槽孔來使埠 1 至埠 2、埠 3 和埠 4 的路徑相同，理論上頻寬應該不會如此窄，推測原因為圓形和橢圓形槽孔所產生的散射效應可能會影響此功率分配器的頻寬。除了頻寬的問題之外還有佔用面積太大，會使得在與陣列天線組合時佔用過多的面積，壓縮其陣列天線的面積。

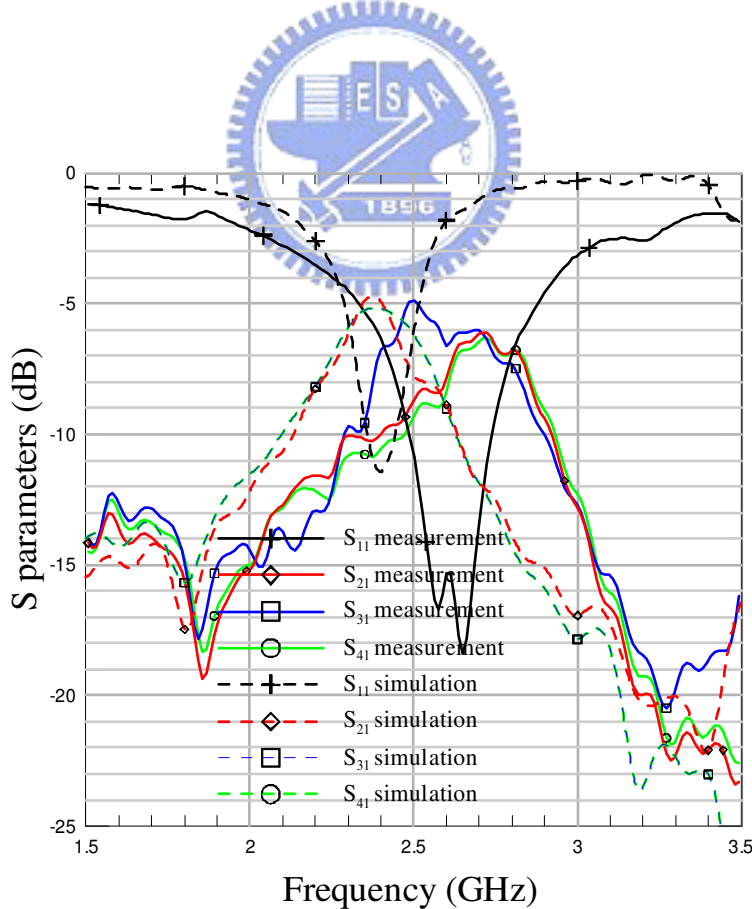


圖 3-6 新型一分三功率分配器模擬與量測 S 參數圖

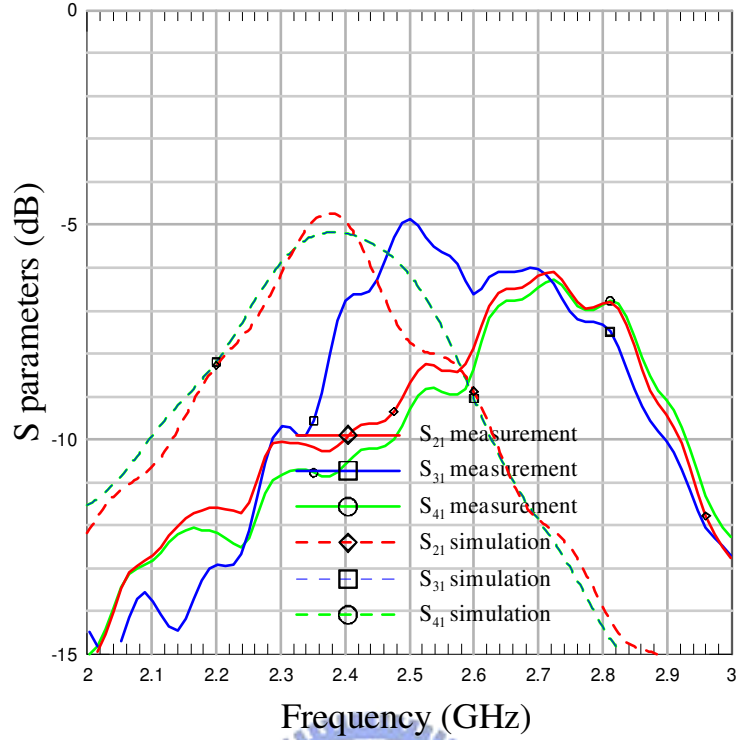


圖 3-7 新型一分三功率分配器模擬與量測 S_{21} 、 S_{31} 和 S_{41} 放大圖

3.3 改良環混成器設計與量測

3.3.1 改良環混成器設計

是利用環混成器 (ring hybrid)，如圖 3-8。將其埠 4 的分支去掉，變成改良環混成器，如圖 3-9。

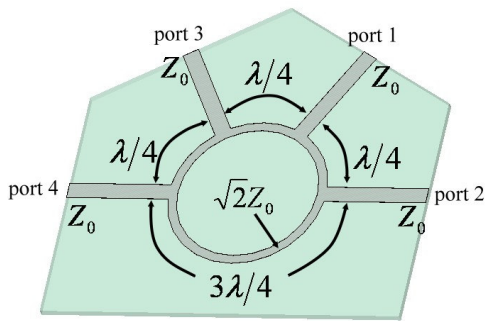


圖 3-8 環混成器結構圖

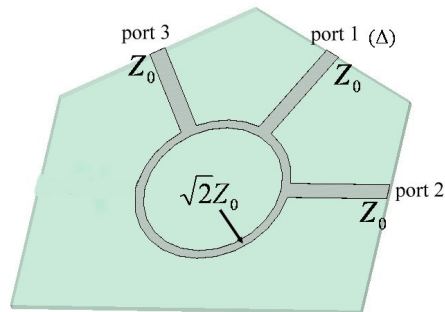


圖 3-9 改良環混成器結構圖

圖 3-8 中選擇刪去埠 4 是因為兩輸出端埠 2 和埠 3 需要同相位。它為一個 3

埠(port)網路，在兩輸出端會有同相位的訊號產生，且兩輸出所分配的功率一樣，可視為一個半功率分配器。如圖 3-9。將訊號從埠 1 輸入，在埠 2 和埠 3 各會產生同功率和相位的訊號。反之將訊號從埠 2 和埠 3 輸入，則埠 1 為埠 2 和埠 3 輸入的合 (sum)。此網路設計上，因改良環混成器有一部分需由 $6/4$ 倍波長的傳輸線所組成，在頻寬上面，會有所的限制，無法使頻寬太寬。在輸出端與輸入端間的訊號隔離程度不錯，避免訊號反射至不需要的埠。

將三個改良環混成器與之串-並聯，先將兩個改良環混成器並聯再與一個改良環混成器串連，組合成一個一分四改良環混成器，如圖 3-10。

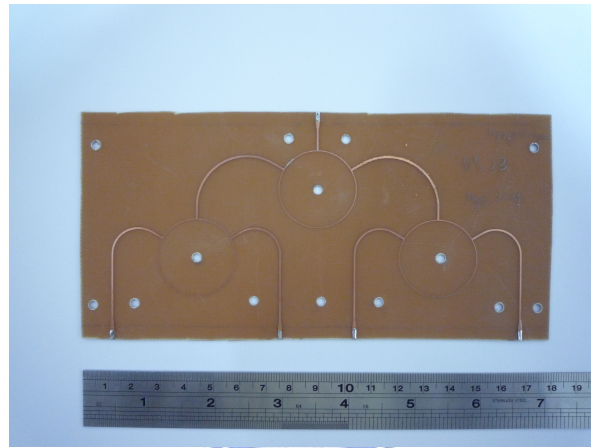


圖 3-10 一分四改良環混成器結構圖

3.3.2 改良環混成分配器實做與量測

一分二改良環混成器和一分四改良環混成器之實體圖分別為圖 3-11 和圖 3-12。利用帶線 (strip line) 型式設計和厚 0.8mm 且介電係數為 4.4 的 FR4 基板來製作。其工作頻率設計在 2.4GHz。

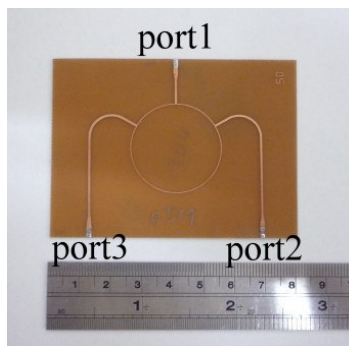


圖 3-11 一分二改良環混成器結構圖

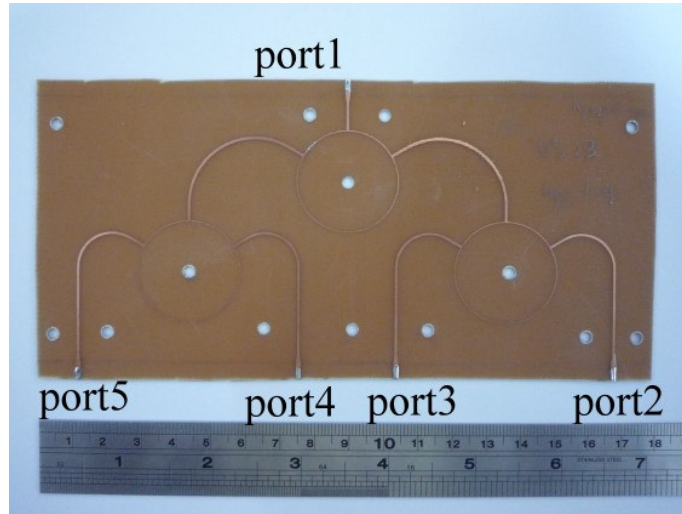


圖 3-12 一分四改良環混成器結構圖

其量測之 S 參數圖如圖 3-13 和圖 3-14。圖 3-13 中，一分二改良環混成器在 2.3GHz 至 3GHz 輸出端所量測的 S_{21} 和 S_{31} 差皆小於 0.5dB。但是 S_{21} 和 S_{31} 在 2.3GHz 至 3GHz 的變動最多高達 4dB。在設計頻率 2.4GHz 所量得 S_{21} 和 S_{31} 分別為 -3.1dB 和 -3.3dB，蠻接近理論值 -3dB。若以 S_{21} 和 S_{31} 差異 0.5dB 以內來看，其頻寬從 2.3GHz 至 3GHz 共有 700MHz。但是輸出埠在頻寬範圍 2.3GHz 至 3GHz 內所量得的 S 參數，從 -3dB 變動至 -7dB 幅度高達 4dB，無法有效地輸出功率穩定在一數值。在圖 3-14 中，一分四改良環混成器在 2.2GHz 至 2.6GHz 輸出端所量測的 S 參數差皆小於 0.5dB， S_{21} 和 S_{31} 的變動最高達 0.5dB，其頻寬有 400MHz。在設計頻率 2.4GHz 所量得 S_{21} 、 S_{31} 、 S_{41} 和 S_{51} 分別為 -7.8dB、-8dB、-8dB 和 -8.3dB，與理論值 -6dB 相較之下，仍有差異，但是在頻寬內能提供一個穩定的功率值。雖然一分四改良環混成器的功率分配效果不錯，但是總面積有 180mm X 85mm，仍會在陣列天線饋送系統中，佔去太多的面積，使得在有限的面積下，勢必壓縮其天線的面積。帶線 (strip line) 型式設計，其傳輸線夾在兩介質層中間，可以有效隔絕外界的雜訊，增加抗雜訊能力，但是因為板材和工作頻率的關係，會使在傳輸線上的能量，損耗在板材上，再者電路面積又大，將會使得有更多的能量被損耗。

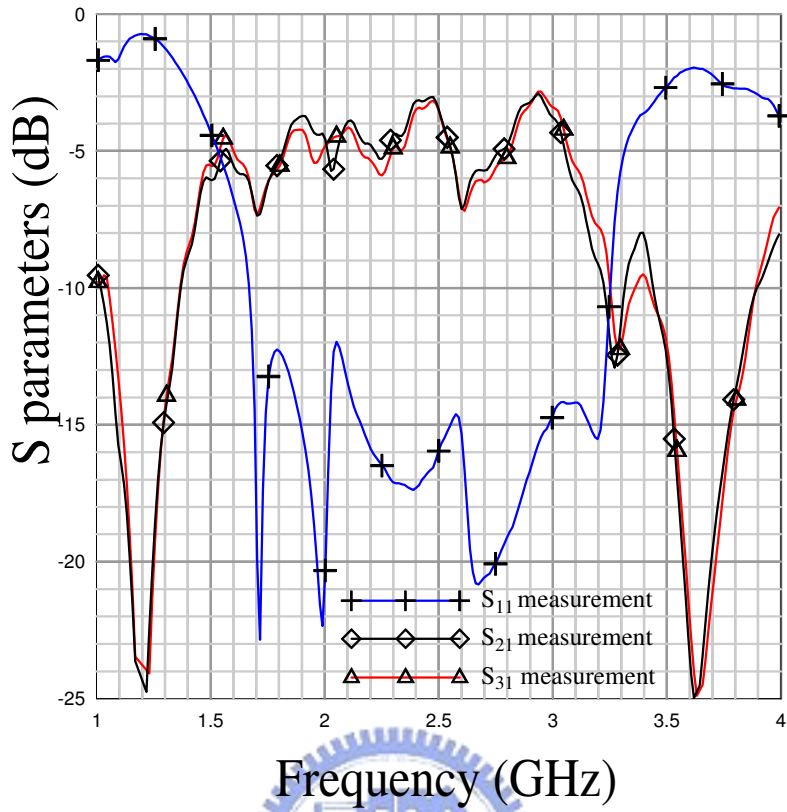


圖 3-13 一分二改良環混成器量測 S 參數圖

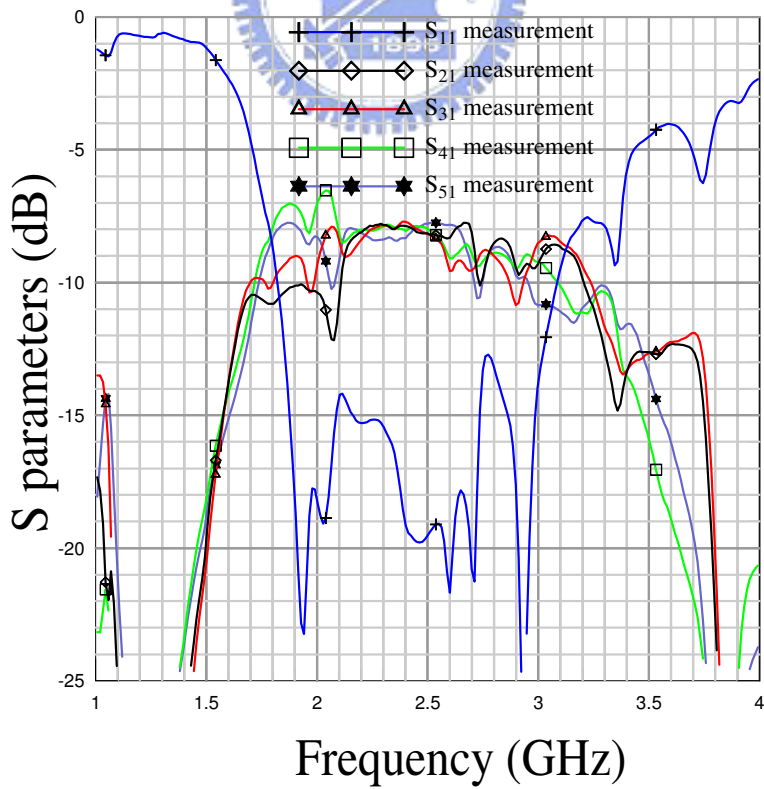


圖 3-14 一分四改良環混成器量測 S 參數圖

3.4 威爾金森 (Wilkinson) 功率分配器設計與量測

3.4.1 威爾金森 (Wilkinson) 功率分配器設計

威爾金森 (Wilkinson) 功率分配器其結構圖，如圖 3-15，為一個 3 埠網路，埠 1 為輸入端，埠 2 和埠 3 為輸出端。三個埠的阻抗皆為 Z_0 ，有利於前端和後端電路的接續。決定工作頻率的部份為四分之一波長且阻抗為 $\sqrt{2}Z_0$ 的傳輸線。在四分之一波長傳輸線的終端接阻抗值為 $2Z_0$ 的電阻，增加隔離度 (isolation)，避免輸出端埠 3 的訊號流至埠 2，埠 2 的訊號流至埠 3。可將多個威爾金森功率分配器串並聯，來達到一分多的功率分配效果。

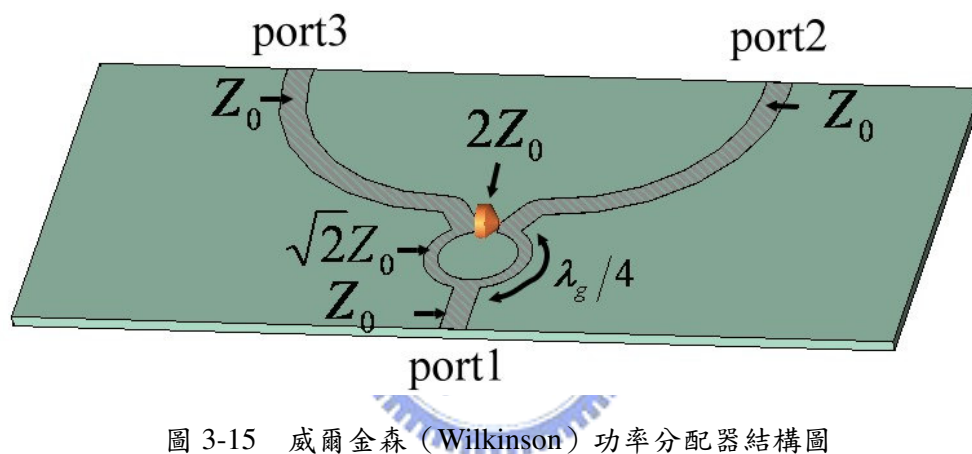


圖 3-15 威爾金森 (Wilkinson) 功率分配器結構圖

3.4.2 威爾金森 (Wilkinson) 功率分配器實做與量測

一分八威爾金森 (Wilkinson) 功率分配器之實體圖圖 3-16。利用微帶線 (microrstrip line) 型式設計和厚 1.6mm 且介電係數為 4.4 的 FR4 基板來製作。其工作頻率設計在 2GHz。

一分八威爾金森功率分配器其量測之 S 參數如圖 3-17， S_{21} 至 S_{91} 之 S 參數放大圖如圖 3-18 所示。在圖 3-17 中可以觀察出 S_{11} 在 1.92GHz 至 2.06GHz 都小於 -20dB，在中心頻率 2GHz 更達到 -34dB，代表從輸入端埠 1 輸入的能量反彈很小，能量大多能輸入至一分八威爾金森功率分配器中。 S_{21} 至 S_{91} 之 S 參數在圖 3-17 中大都維持在 -11dB 至 -12dB，可以從圖 3-18 中更清楚地看出 S_{21} 至 S_{91} 的變化。在 2GHz，量測 S_{21} 至 S_{91} 的值分別為 -11.08dB、-11.3dB、-11.2dB、-11.1dB、

-11.18dB、-11.4dB、-11.68dB 和-11.45dB，其中最大差異值為 0.6dB。在頻率 1.92GHz 至 2.06GHz， S_{21} 至 S_{91} 最大差值為 0.7dB，說明了一分八威爾金森功率放大器，在此頻段中能將功率平均且穩定地分配至每一個輸出埠。一分八威爾金森功率分配器在設計上採用曲線設計，利用曲線來做九十度的轉彎，讓轉彎的路徑，儘可能的平滑，而不是直接轉九十度，在路徑上產生九十度的直角。如此一來可以減少能量在路徑上的反彈，使能量損耗的更少。一分八功率分配器，其輸出埠的理論值為-9dB，實際量測平均值約為-11.35dB，比理論值少了 2.35dB，其原因為每個一分二威爾金森功率分配器的輸出埠值會比-3dB 低一些數值，又有 7 個一分二威爾金森功率分配器再加上分枝路徑上的能量損耗，造成理論值與實測值的差異。一分八威爾金森功率分配器的量測結果，證明其功率分配效果不錯，佔用體積尚可，可運用於陣列天線饋送系統中。但是需要考慮的是威爾金森功率分配器有著一個電阻器，未來如果使用在高頻時，其電阻器可能不為一個純電阻元件，可能會影響整個功率分配器的效能。

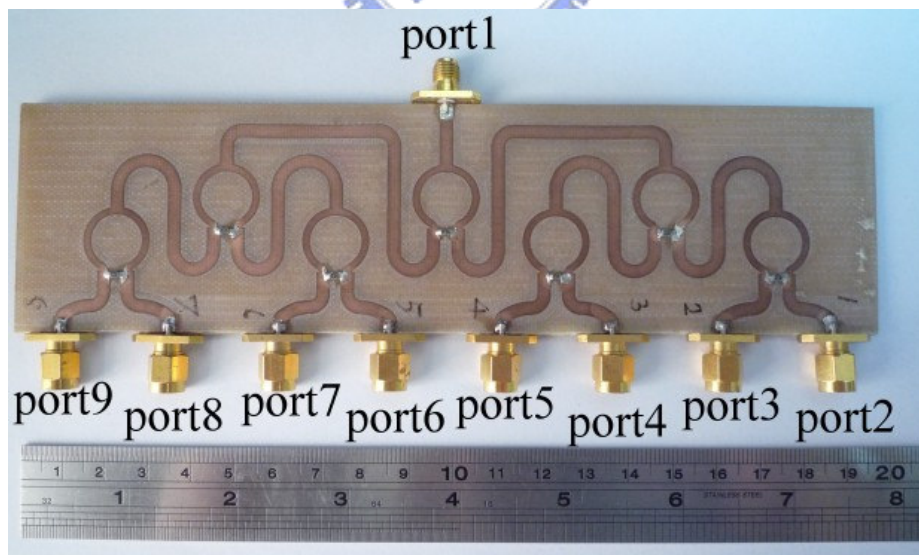


圖 3-16 一分八威爾金森 (Wilkinson) 功率分配器實體圖

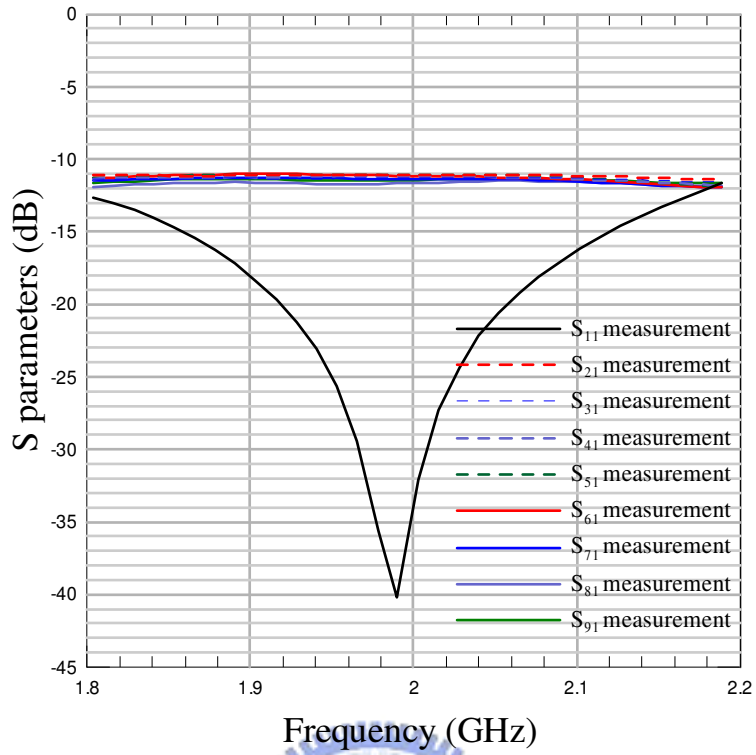


圖 3-17 一分八威爾金森功率分配器量測和模擬 S 參數圖

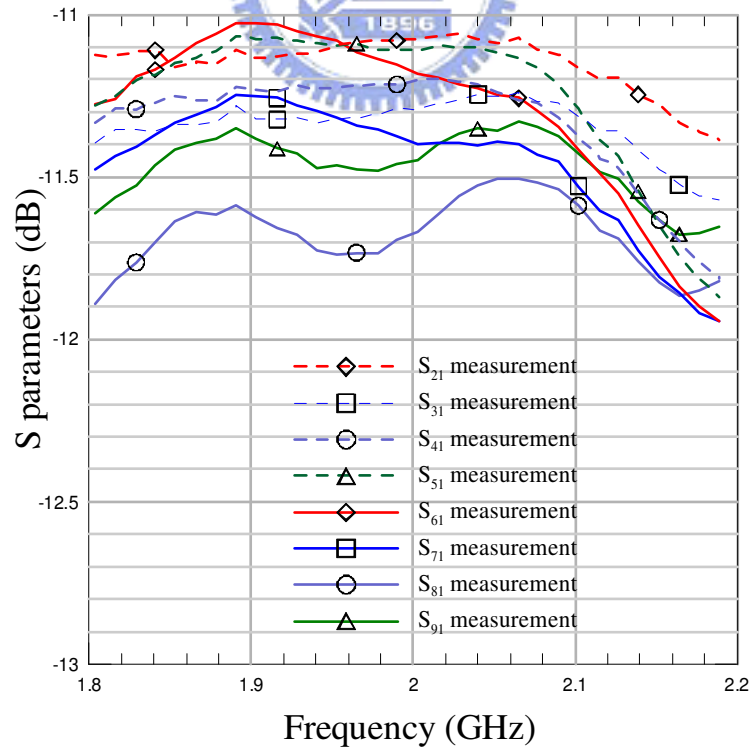


圖 3-18 一分八威爾金森功率分配器 S_{21} 至 S_{91} 放大圖

3.5 一分二改良 T 接面功率分配器設計與量測

3.5.1 改良 T 接面功率分配器設計

類似 T 接面功率分配器的形式，如圖 3-19。能量由埠 (port) 1 饋入經過功率分配器在埠 2 和埠 3 各得到一半的能量。其阻抗匹配原理，在分歧處用兩段四分之一波長且阻抗為 $\sqrt{2}Z_0$ 的傳輸線，來做阻抗轉換。從埠 1 往下看入之阻抗 Z_1 要等於 Z_0 。埠 2 和埠 3 傳輸線的阻抗為 Z_0 ，從埠 2 和埠 3 端往埠 1 看，經過四分之一波長且阻抗為 $\sqrt{2}Z_0$ 的傳輸線後，其阻抗值轉換成為 $2Z_0$ 。所以在分歧處往左和往右看入的阻抗 Z_2 和 Z_3 各為 $2Z_0$ ，並聯之後阻抗為 Z_0 ，剛好符合埠 1 往下看入之阻抗 Z_1 要等於 Z_0 ，來達到阻抗匹配。其中 λ_g 為波在介質中傳播的波長。此改良 T 接面功率分配器，因為埠 2 和埠 3 的傳輸線阻抗為 Z_0 ，故可直接在埠 2 和埠 3 後增加電路，不需再經過阻抗轉換器，來做阻抗匹配，以降低後續電路整體的設計複雜度。

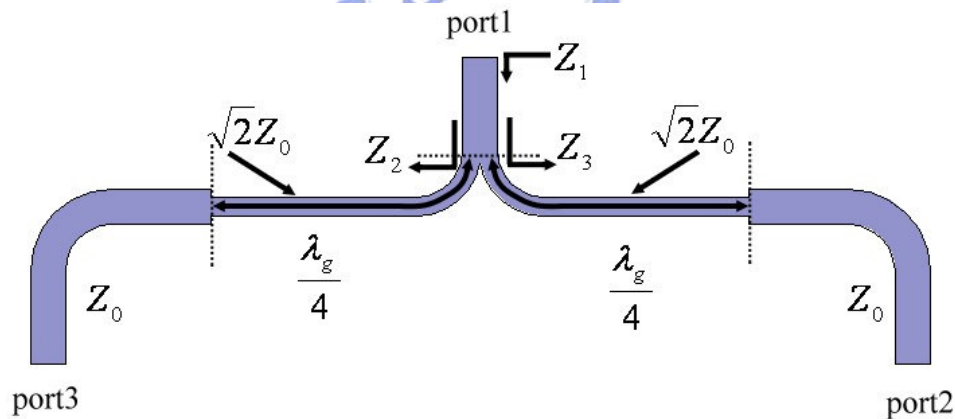


圖 3-19 一分二改良 T 接面功率分配器

3.5.2 改良 T 接面功率分配器實做與量測

圖 3-20 為一分二改良 T 接面功率分配器的設計尺寸。功率分配器的工作中心頻率設計在 3.5GHz，主要決定工作頻率的尺寸為 path1，其長度為 3.5GHz 時，波在微帶線傳播的四分之一波長。在表 3-1 列出各尺寸參數。利用厚度 0.8mm 且介電係數 4.4 的 FR4 板材來製作電路。圖 3-21 為電路實體圖。

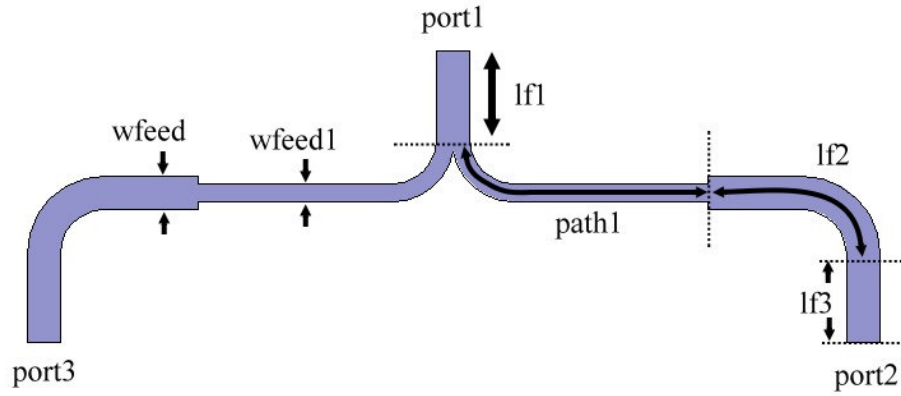


圖 3-20 一分二改良 T 接面功率分配器尺寸

表 3-1 一分二改良 T 功率分配器尺寸參數

符號	尺寸 (mm)	描述
wfeed	1.5	微帶線寬度(50Ω)
wfeed1	0.8	微帶線寬度(70.71Ω)
lf1	10	輸入端微帶線長度
lf2	8.57	功率分配器寬度調整
lf3	4	輸出端微帶線長度
P25	12.5	波在微帶線傳播時的四分之一波長

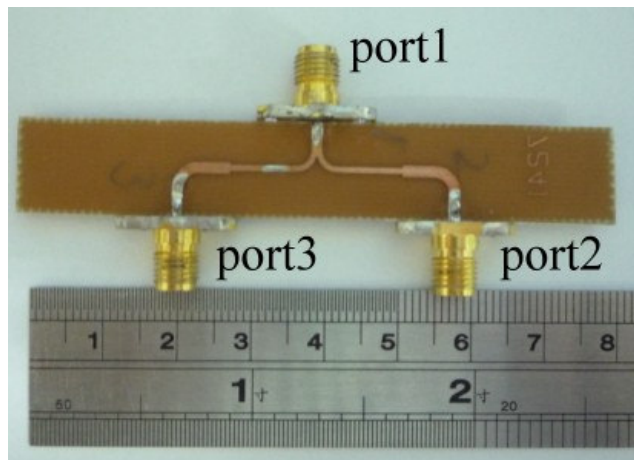


圖 3-21 一分二改良 T 接面功率分配器實體圖

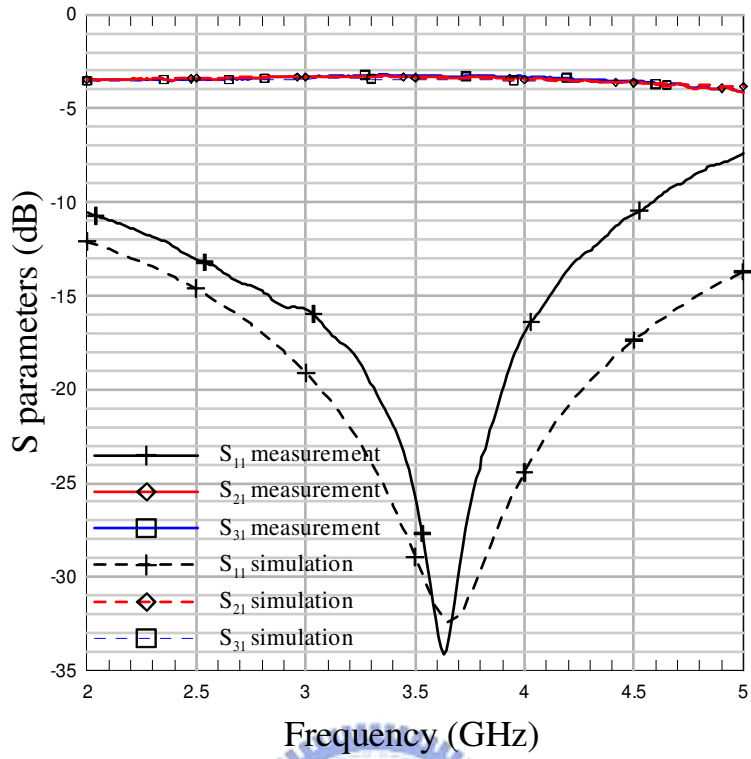


圖 3-22 一分二改良 T 接面功率分配器量測和模擬 S 參數圖

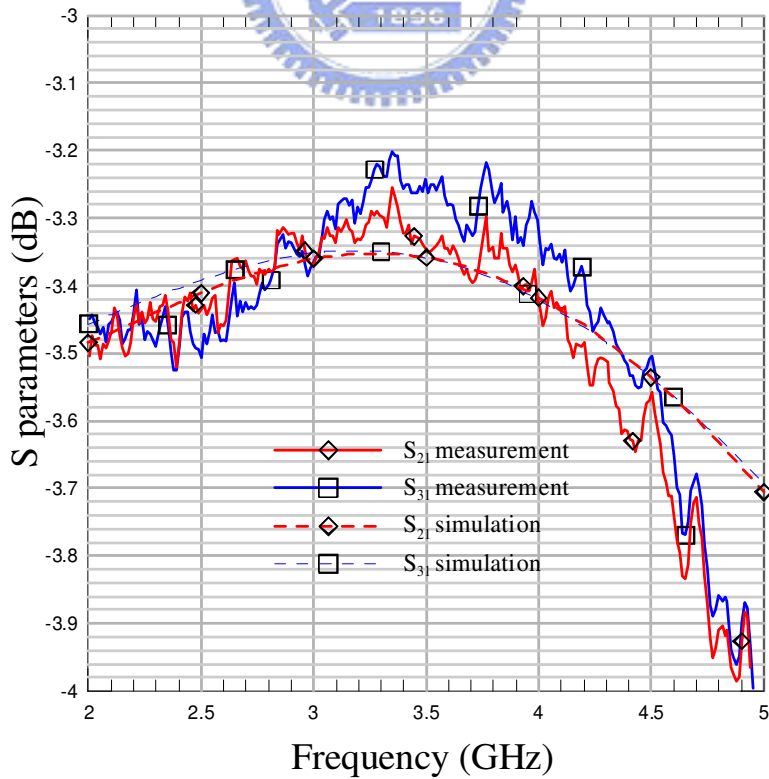


圖 3-23 一分二改良 T 接面功率分配器 S_{21} 和 S_{31} 放大圖

在圖 3-22 中， S_{11} 在 3.5GHz 所量得之數值約為-27dB，饋送進功率分配器能量的反彈量很低，代表能量幾乎都饋送進電路。在圖 3-23 中 S_{21} 和 S_{31} 在 3.5GHz 時所量測值各別約為-3.35dB 和-3.25dB。表示在埠 2 和埠 3 在頻率為 3.5GHz 時所分配的功率幾乎相等。 S_{21} 和 S_{31} 在 3.3GHz 至 4GHz 頻段，其中包含了 WiMAX 中 3.4GHz 至 3.7GHz 的頻段，所相差的 dB 值最大約為 0.2dB， S_{21} 和 S_{31} 變動最大幅度只有 0.1dB。證明一分二改良 T 接面功率分配器的輸出埠，可以在 3.4GHz 至 3.7GHz 提供兩個穩定且差異不大的功率輸出，其功率分配效果合乎設計要求，以利設計一分多功率分配器時，能用一分二改良 T 接面功率分配器來當作基本元件來擴展使用。因工作頻率和 FR4 板材的因素，使其 S_{21} 和 S_{31} 的量測值比理論值-3dB 還來得低一些，但是其穩定的功率分配效果，用來彌補所損耗的功率，為電路設計上的一種交換 (trade off)。但總體來看，還是有著面積小、設計簡單和良好的功率分配效果。

3.6 一分四改良 T 接面功率分配器

3.6.1 改良 T 接面功率分配器設計

利用 3 個一分二改良 T 接面功率分配器疊接。先將兩個一分二改良 T 接面功率分配器並聯，之後再串接一個一分二改良 T 接面功率分配器當做輸入端，形成一個一分四改良 T 接面功率分配器，如圖 3-24。其工作原理同一分二功率分配器。因為一分四改良 T 接面功率分配器的面積比一分二改良 T 接面功率分配器還要大，故傳輸路徑和接合點能量的損耗會影響到每一個功率輸出埠所分配到的功率。

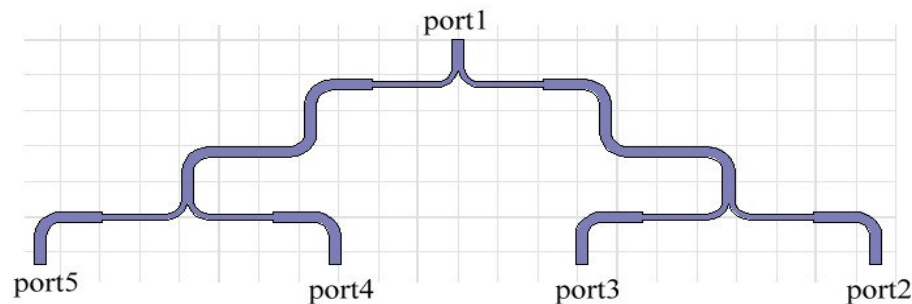


圖 3-24 一分四改良 T 接面功率分配器

3.6.2 改良 T 接面功率分配器實做與量測

利用厚度 0.8mm 且介電係數 4.4 的 FR4 板材來製作電路。圖 3-25 為一分四改良 T 接面功率分配器實體圖，其工作頻率設計在 3.5GHz。

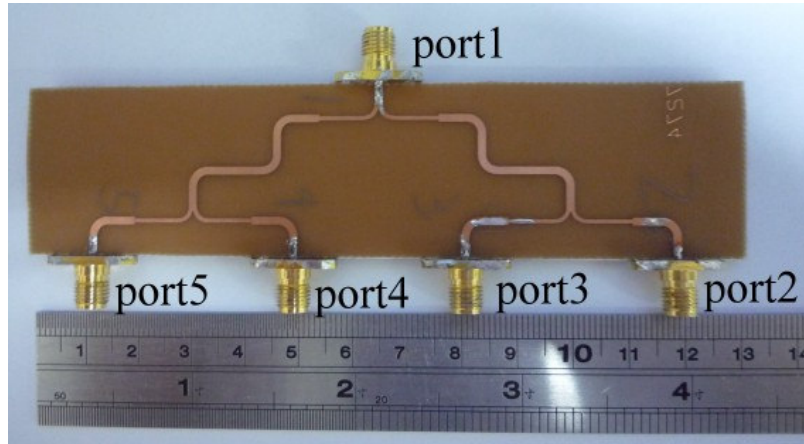


圖 3-25 一分四改良 T 接面功率分配器實體圖

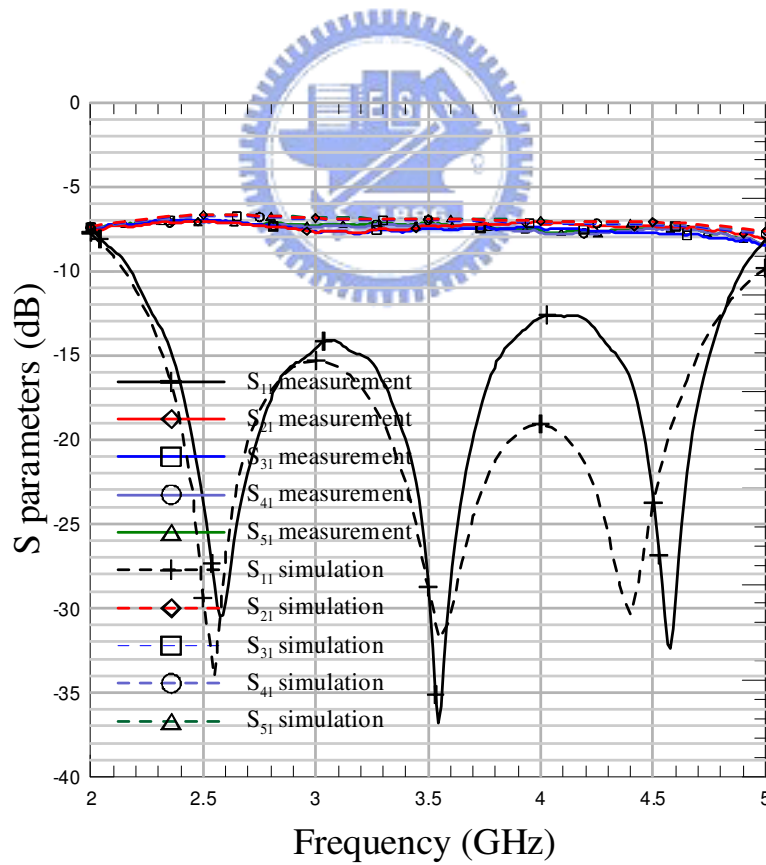


圖 3-26 一分四改良 T 接面功率分配器量測和模擬 S 參數圖

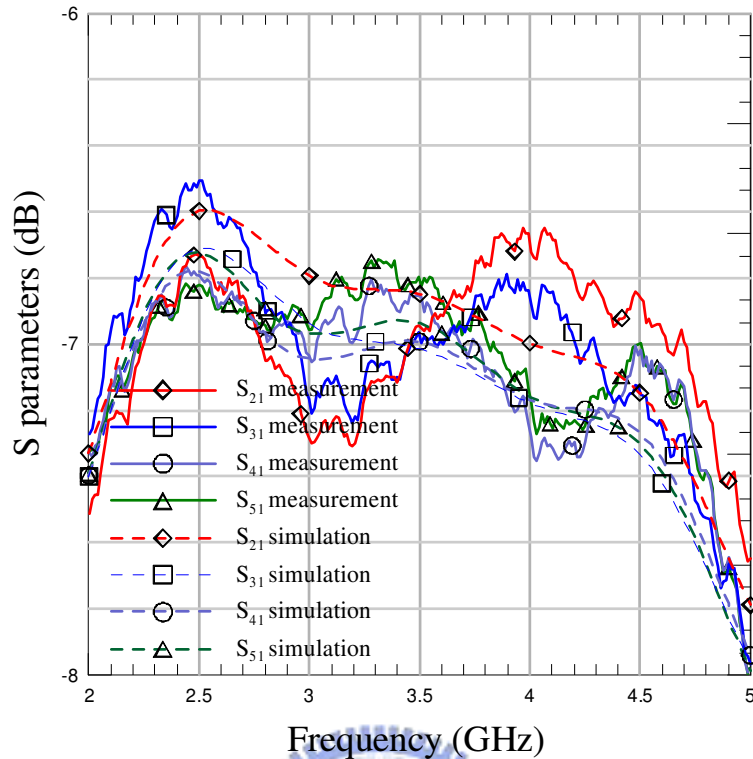


圖 3-27 一分四改良 T 接面功率分配器 S_{21} 至 S_{51} 放大圖

在圖 3-26 中， S_{11} 在 3.4GHz 至 3.7GHz 皆小於 -20dB，在 3.5GHz 所量得之數值約為 -29dB，饋送進功率分配器能量的反彈量很低。在圖 3-27 中 S_{21} 、 S_{31} 、 S_{41} 和 S_{51} 在 3.5GHz 時所量測值各別約為 -6.98dB、-7dB、-6.92dB 和 -6.9dB。表示在埠 2、埠 3、埠 4 和埠 5 在頻率為 3.5GHz 時所分配的功率相差不多。 S_{21} 至 S_{51} 在 3.4GHz 至 3.7GHz 頻段，所相差的 dB 值最大約為 0.1dB，其頻寬有 300MHz。 S_{21} 至 S_{51} 在 3.4GHz 至 3.7GHz 量測值的變動約為 0.3dB，維持在 -7.1dB 至 -6.8dB 附近，使得一分四改良 T 接面功率分配器能穩定且平均地將功率分配到每一個輸出埠。一分四功率分配器所分配的功率理論值為 -6dB，理論值與實際量測值約差 1.1dB，因為一分四改良 T 接面功率分配器的功率傳輸路徑和接合點都比一分二改良 T 接面功率分配器來的長且多。一分二改良 T 接面功率分配器所分配的功率在 3.3GHz 至 3.7GHz 平均約為 -3.35dB，比理論值 -3dB 少了 0.35dB。一分四改良 T 接面功率分配器所分配的功率比理論值更少了 1.1dB。往後如果要設計一分多功率分配器，其功率分配器的尺寸、傳輸路徑長度和接合點，都必須仔細地考量，避免功率尚未分配到輸出埠時就消耗過多的功率。

第四章 槽孔陣列天線之設計原理與量測結果

在陣列天線中，天線的尺寸和饋入方式會影響整個陣列天線的尺寸和複雜度。本研究中所使用的是微帶線槽狀天線。雖然槽狀天線的增益並不是最高的，但是有著簡易設計，較緊緻的尺寸和饋入方式簡單等優點。適合在有限的單位電路面積中，有著較多的天線個數，以用來增加天線增益。

2.1 1X4 槽孔陣列天線設計與量測

4.1.1 1X4 槽孔陣列天線設計

槽孔陣列天線如圖 4-1 所示，我們利用厚度 0.8mm 且介電係數 4.4 的 FR4 板材來製作 50Ω 微帶線。在微帶線傳輸線的接地金屬面上挖了四條尺寸為 2mm X 34.3mm 槽孔，且傾斜 45 度，槽孔尺寸為 34.3mm X 2mm。槽孔間的相隔距離為 46mm，其中槽孔長度和槽孔間距離各為 $0.4\lambda_g$ 和 λ_g 。 λ_g 為 3.5GHz 時波在介質中傳播的波長。整個陣列天線尺寸為 230mm X 75mm。槽孔天線陣列尺寸參數如表 4-1。微帶線終端接上一 50Ω 的負載。天線陣列饋入端微帶線阻抗為 50Ω。

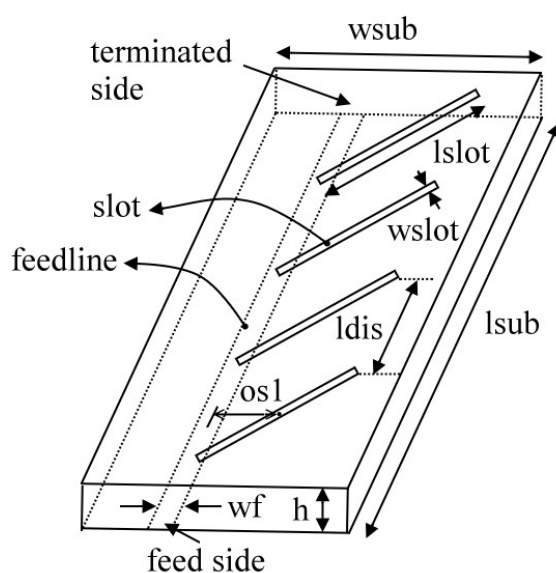


圖 4-1 1X4 槽孔陣列天線結構圖

表 4-1 1X4 槽孔天線陣列尺寸參數

符號	尺寸 (mm)	描述
wf	1.5	微帶線線寬 (50Ω)
wsub	75	陣列天線寬度
lsub	230	陣列天線長度
wslot	2	槽孔寬度
lslot	34.3	槽孔長度
ldis	47	槽孔間距離
h	0.8	FR4 基板厚度
osl	11	槽孔位移量

如圖 4-1 所示，osl 為槽孔中心點至微帶線中線的距離，此設計槽狀天線的 osl 值為 11mm。藉由在微帶線上方挖出四個槽孔，當能量從饋入端輸入，在微帶線上傳播的部分能量，將會從所挖的槽孔中輻射出去，進而成為槽孔天線。為了使天線陣列輻射之場形，最大增益在槽孔的正上方，也就是每個槽孔天線單元間的能量相位差為 $2n\pi$ ， n 為零或整數，所以每個槽孔的相隔距離為 λ_g 。利用串連饋送網路將四個槽孔天線合併成一個槽孔陣列天線，能使得整個陣列尺寸更為緊緻。 λ_g 為波在介質中傳播的波長。

4.1.2 1X4 槽孔陣列天線實作與量測

1X4 槽孔陣列天線實體圖如圖 4-2 和圖 4-3。在圖 4-2 中，埠 (port) 1 陣列天線饋入端，埠 2 則為陣列天線終端。其模擬與量測之 S 參數如圖 4-4。

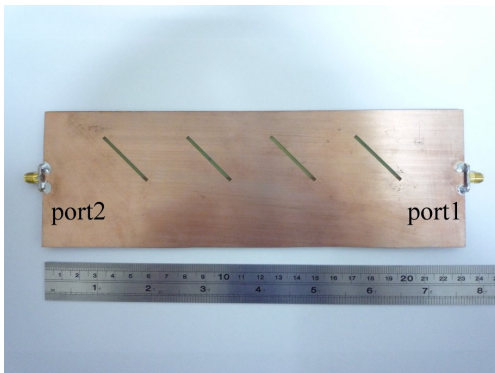


圖 4-2 1X4 槽孔陣列天線正面實體圖

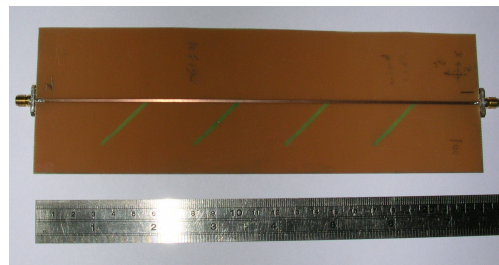


圖 4-3 1X4 槽孔陣列天線背面實體圖

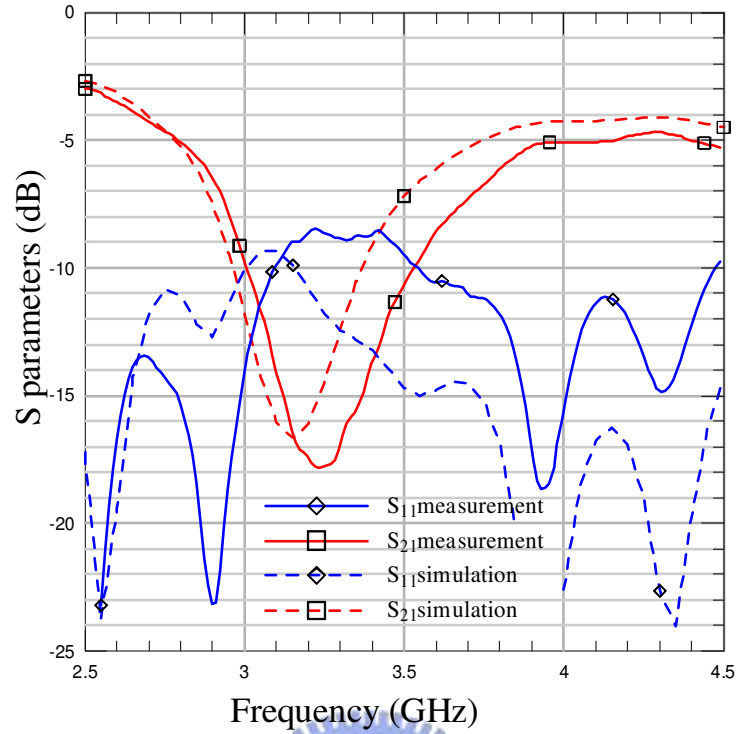


圖 4-4 1X4 陣列天線量測和模擬 S 參數圖

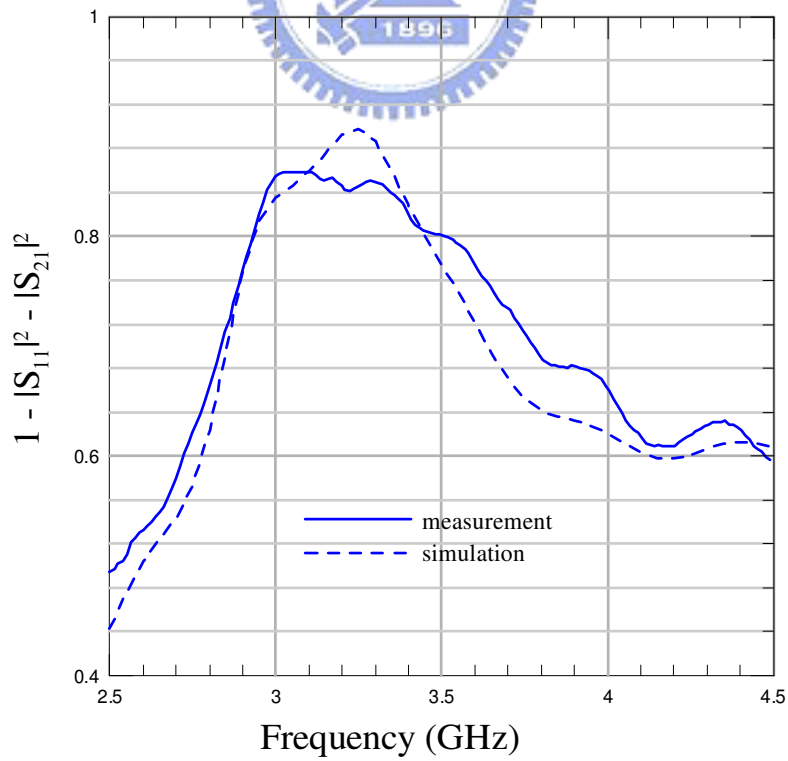


圖 4-5 1X4 陣列天線輻射能量圖

在圖 4-4 中，頻率為 3.5GHz 時 S_{11} 和 S_{21} 分別為 -9.6dB 和 -10.4dB。表示從天線陣列輸入端輸入的能量，在終端並沒有全部接收到，有部分能量耦合到槽孔陣列天線，進而被槽孔天線所輻射出去。為了更清楚了解被輻射出去的能量多少，我們計算， $1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2$ 的值來估算該天線之輻射效率；由於 FR4 在 3.5GHz 操作時之損耗不大，因此為上式中之損耗主要由輻射損耗所貢獻。圖 4-5 為 1X4 陣列天線輻射能量圖。在圖 4-5 中 1X4 陣列天線輻射能量在 3.5GHz 時為 0.8，2.8GHz 至 3.75GHz 的輻射能量都在 0.7 以上。

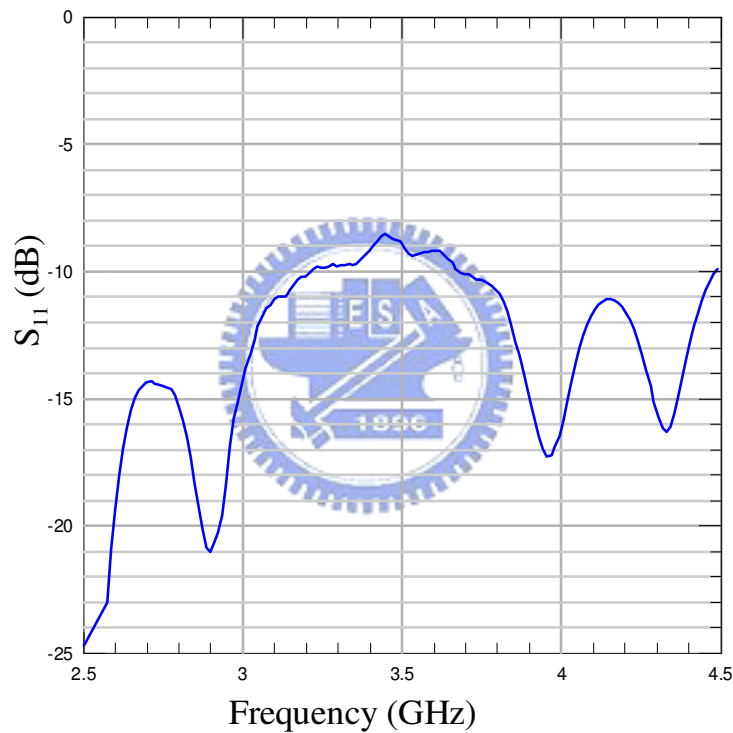


圖 4-6 1X4 陣列天線 S_{11} 分布圖

4.1.3 1X4 槽孔陣列天線輻射場型量測

如圖 4-2 在埠 2 接上一 50Ω 的負載，埠 1 為天線饋入端。放置於天線遠場量測室量測其輻射場形，其量測 S 參數圖如圖 4-6。輻射場型量測頻率為 3.3GHz、3.4GHz、3.5GHz、3.6GHz 和 3.7GHz。並且量測 XZ 平面和 YZ 平面的 E_x 和 E_y 的分量。量測與模擬結果如圖 4-7 至圖 4-11。

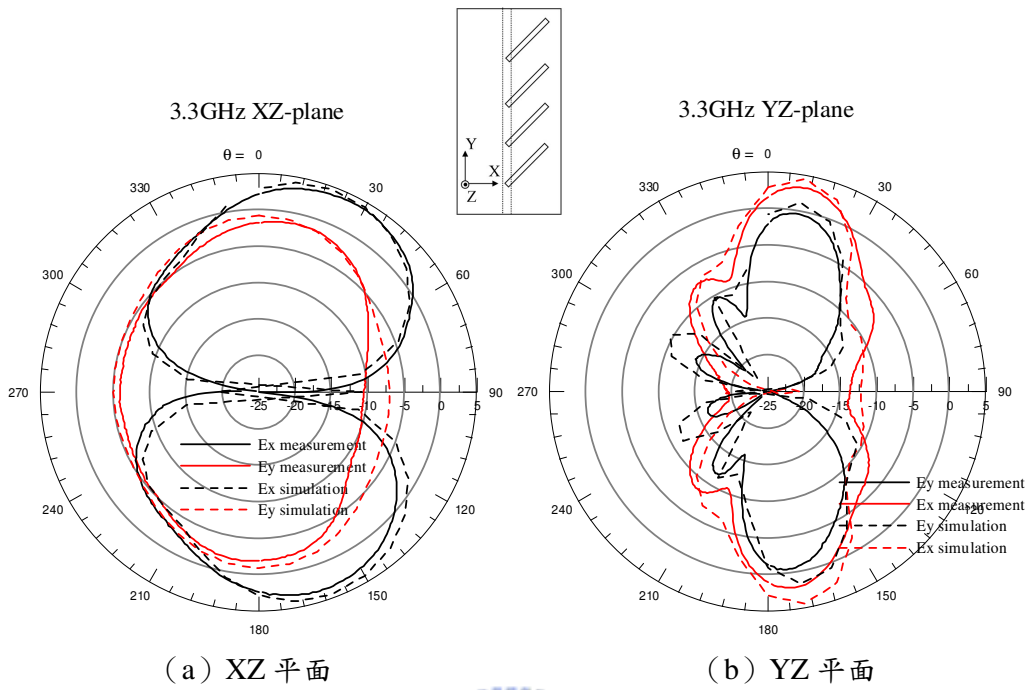


圖 4-7 1X4 槽孔陣列天線在 3.3GHz 量測之天線輻射場型圖

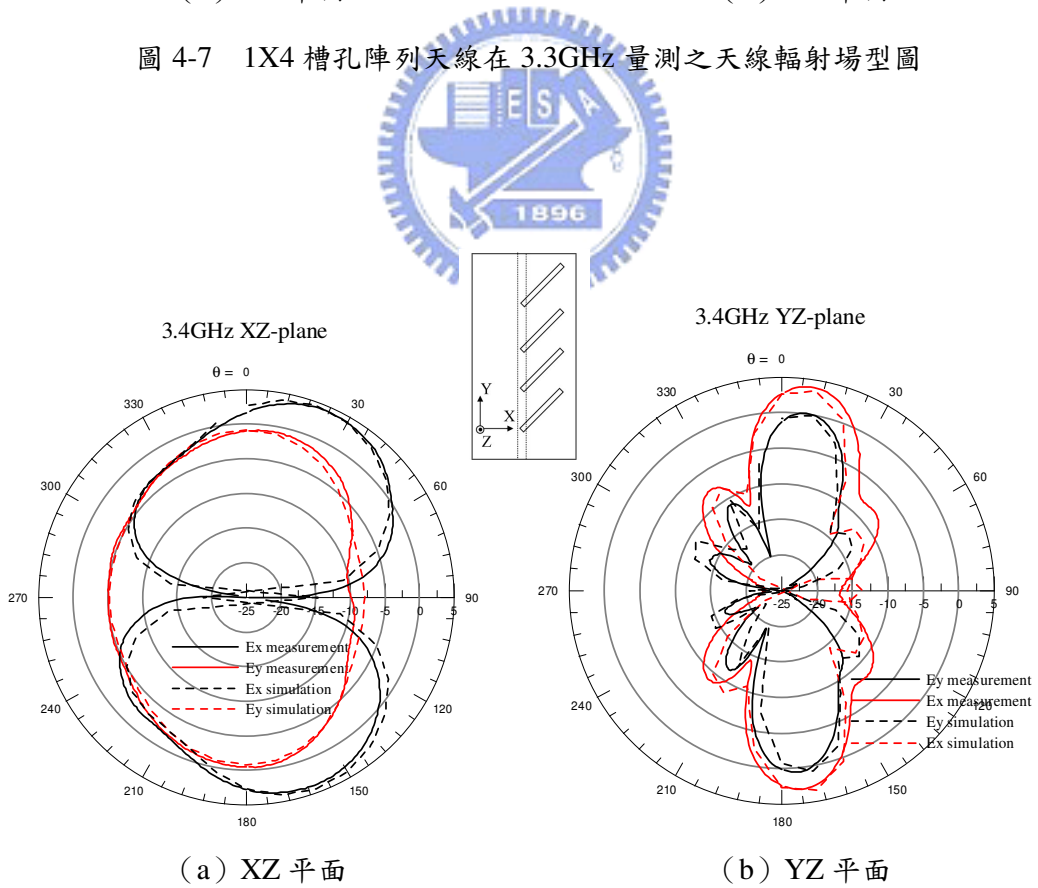


圖 4-8 1X4 槽孔陣列天線在 3.4GHz 量測之天線輻射場型圖

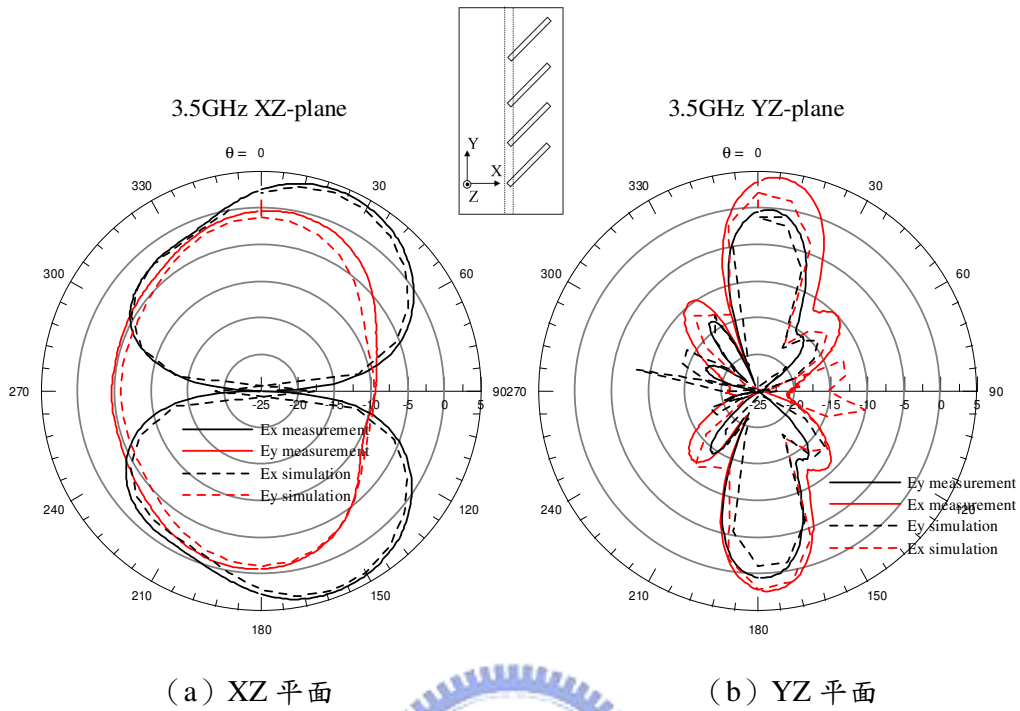


圖 4-9 1X4 槽孔陣列天線在 3.5GHz 量測之天線輻射場型圖

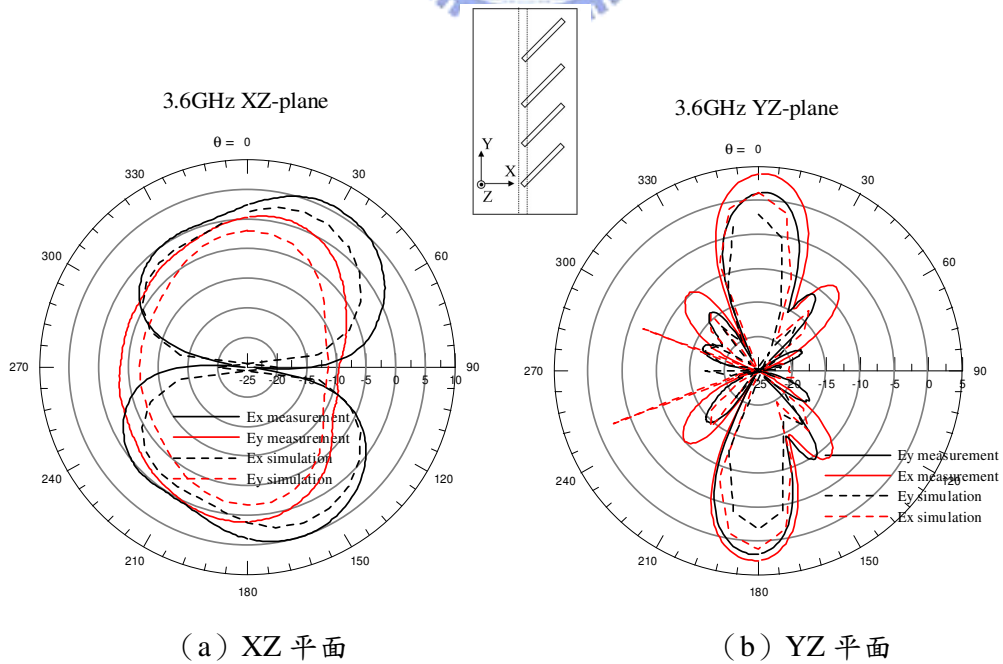


圖 4-10 1X4 槽孔陣列天線在 3.6GHz 量測之天線輻射場型圖

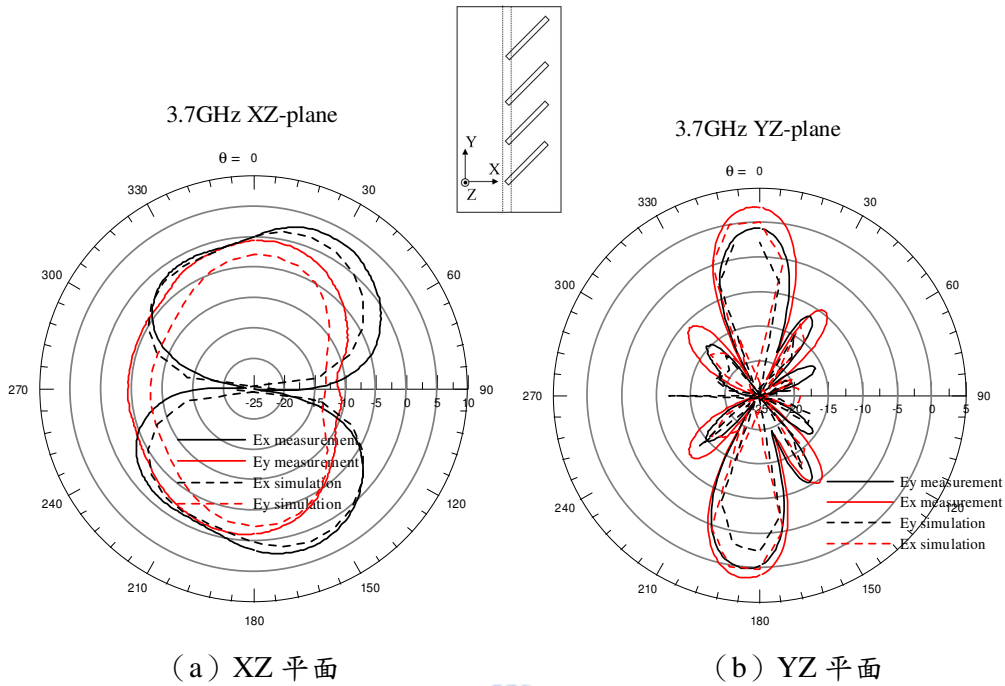


圖 4-11 1X4 槽孔陣列天線在 3.7GHz 量測之天線輻射場型圖

在 YZ 平面的輻射場型，因為此平面的天線排列個數為 4 個，形成一陣列天線，會具有陣列天線主要波束較窄的特性，故此平面之-3dB 波束寬度較窄。而在 XZ 平面，此平面的天線排列個數為 1 個，可看成單一天線形式，故波束較寬。單一槽孔天線可看成一個磁偶極天線，其天線輻射場型皆會往正負 Z 軸輻射，故所量得在 XZ 平面和 YZ 平面的天線輻射場型皆會往正負 Z 軸輻射。在 YZ 平面的 1X4 槽孔陣列天線輻射場型，因饋送網路為串聯形式，可看成一頻率掃描天線，其天線輻射場型的最大增益角度會隨著饋入訊號頻率的改變而改變。

4.2 4X4 槽孔陣列天線設計

利用 4 個 1X4 槽孔陣列天線並聯，組成一個 4X4 槽孔陣列天線，陣列天線結構如圖 4-12。尺寸參數如同 1X4 槽孔陣列天線在表 4-1。

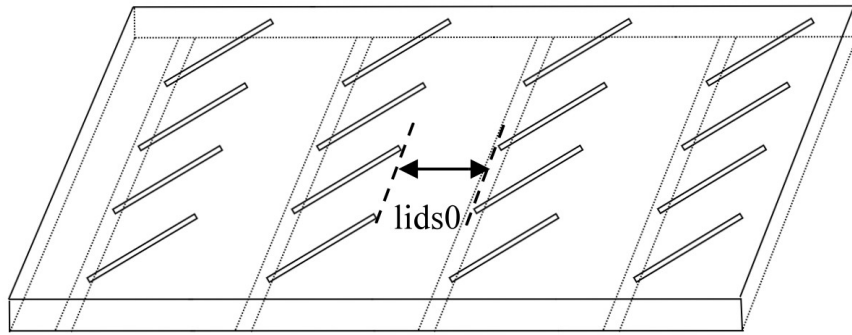


圖 4-12 4X4 槽孔天線陣列結構圖

l_{ds0} 為槽狀天線間橫向的距離 45mm，大於 3.5GHz 時波在空氣中傳播的一半波長（42.9mm）。選擇該尺寸以避免因天線光柵波瓣（Grating Lobe）產生，進而影響天線原本設計的效能。4X4 槽孔陣列天線系統其饋送網路是利用 3.5 節所介紹的一分四改良 T 接面功率分配器。其系統之整體結構如圖 4-13

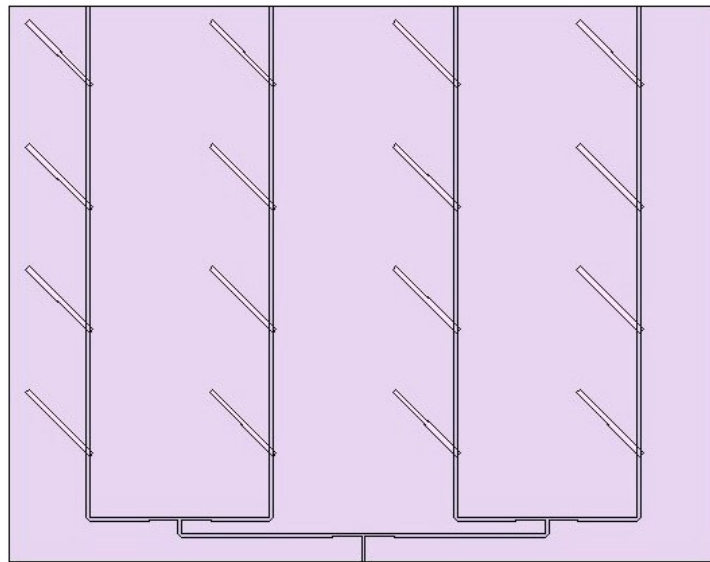


圖 4-13 4X4 槽孔陣列天線系統結構圖

如在 4.1.3 節中所述，1X4 槽孔陣列天線之輻射場型會往正負 Z 軸輻射，為了增加天線增益和限制只往正 Z 軸方向輻射，會在 4X4 槽孔天線陣列的背面增

加一反射板 (FR4, 200mm X 300mm X 1.6mm)。利用 FR4 上之金屬面來使輻射能量反射，FR4 板之厚度 1.6mm 可以用來維持反射版表面的平整度，避免因反射板表面彎曲使輻射能量反射不集中。

4.3 4X4 槽孔陣列天線實做與量測

4X4 槽孔陣列天線與饋送網路實體圖如圖 4-14。在圖 4-14 中，埠 (port) 1 陣列天線饋入端，並在埠 2 至埠 5 則各接上一 50Ω 的負載。來做 S 參數的量測。

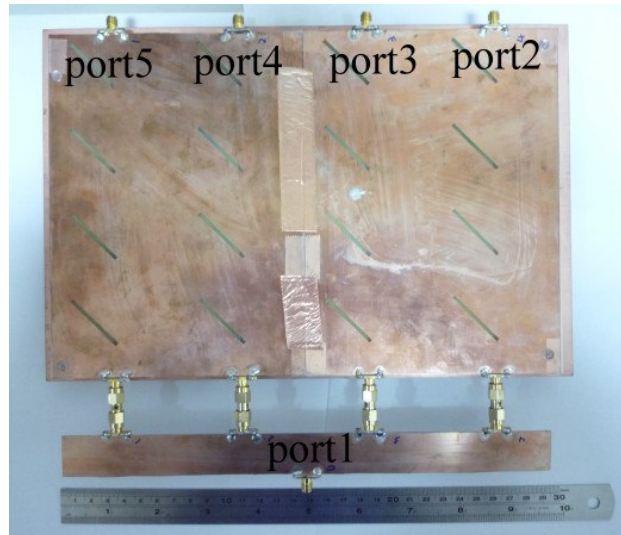


圖 4-14 4X4 槽孔陣列天線與饋送網路實體圖

對於 4X4 槽孔陣列天線，將量測無反射板和反射板距離天線 1 公分和 2 公分之 S 參數，如圖 4-20。圖 4-20 中，3.4GHz 至 3.7GHz 所量得之 S_{11} 皆在 -10dB 以下。有無加裝反射板對於 S_{11} 並無太劇烈的影響。如圖 4-19 在埠 2 至埠 5 各接上一 50Ω 的負載，埠 1 為天線饋入端。放置於天線遠場量測室量測其輻射場型。並分別針對 4X4 槽孔陣列天線無反射板與有反射板且距離槽孔天線 1 公分和 2 公分，量測其場型。輻射場型量測頻率為 3.3GHz、3.4GHz、3.5GHz、3.6GHz 和 3.7GHz。並且量測 XZ 平面和 YZ 平面的 E_x 和 E_y 分量。

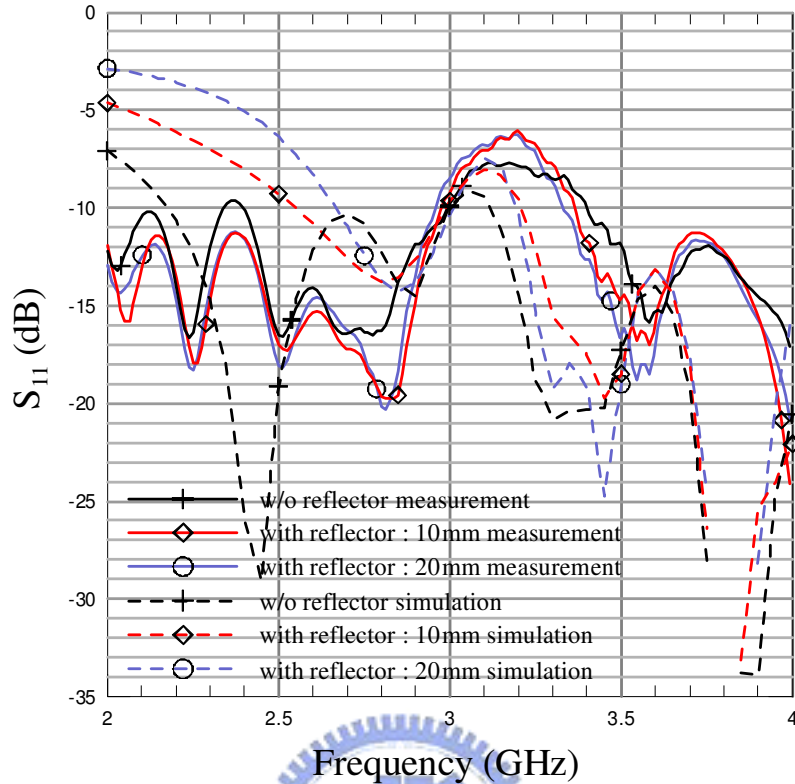
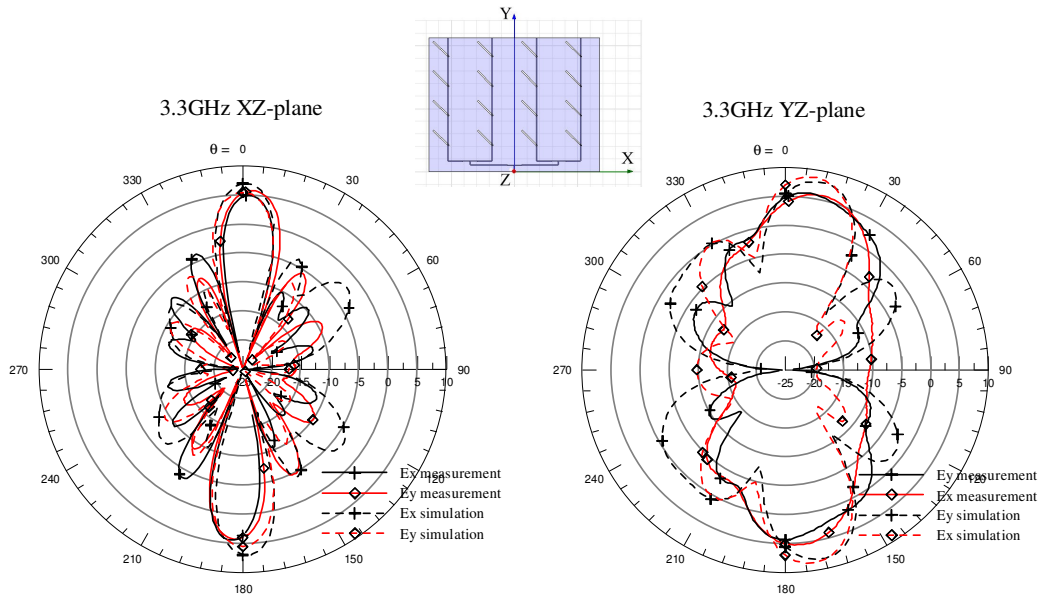


圖 4-15 4X4 槽孔陣列天線有無反射板模擬與量測 S 參數圖

圖 4-20 中，3.4GHz 至 3.7GHz 所量得之 S_{11} 皆在 -10dB 以下。有無加裝反射板對於 S_{11} 並無太劇烈的影響。如圖 4-19 在埠 2 至埠 5 各接上一 50Ω 的負載，埠 1 為天線饋入端。放置於天線遠場量測室量測其輻射場型。並分別針對 4X4 槽孔陣列天線無反射板與有反射板且距離槽孔天線 1 公分和 2 公分，量測其場型。輻射場型量測頻率為 3.3GHz、3.4GHz、3.5GHz、3.6GHz 和 3.7GHz。並且量測 XZ 平面和 YZ 平面的 Ex 和 Ey 分量。

4.3.1 無加裝反射板輻射場型量測

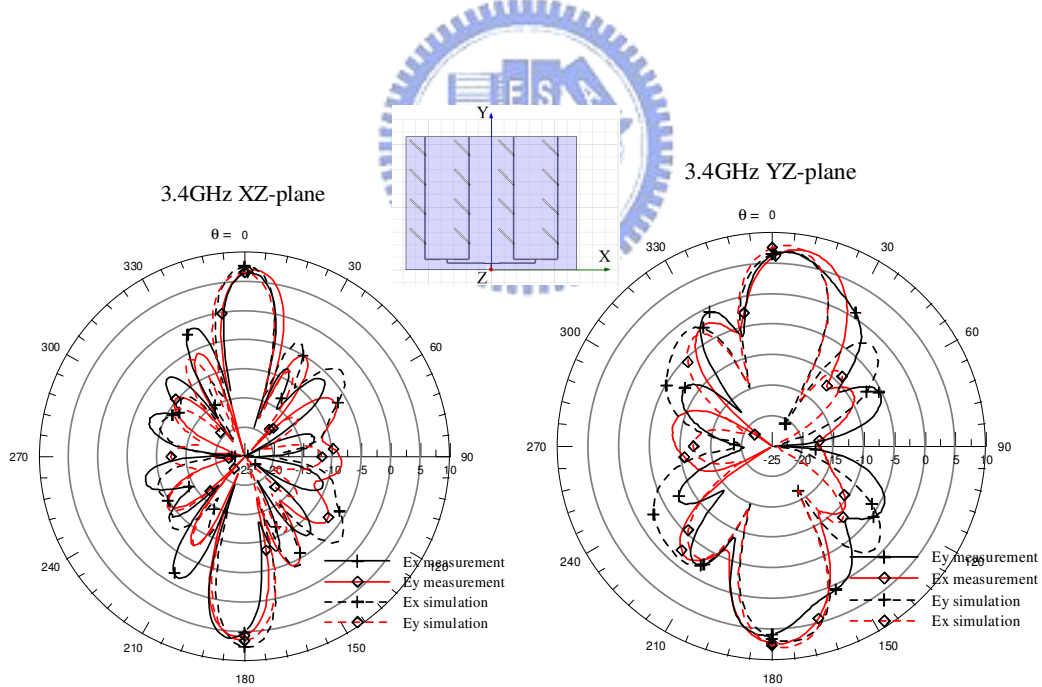
圖 4-21 至圖 4-30 為 4X4 槽孔陣列天線無加裝反射板之 XZ 平面和 YZ 平面輻射場型量測圖。



(a) XZ 平面

(b) YZ 平面

圖 4-16 4X4 槽孔陣列天線無反射板在 3.3GHz 模擬與量測之天線輻射場型圖



(a) XZ 平面

(b) YZ 平面

圖 4-17 4X4 槽孔陣列天線無反射板在 3.4GHz 模擬與量測之天線輻射場型圖

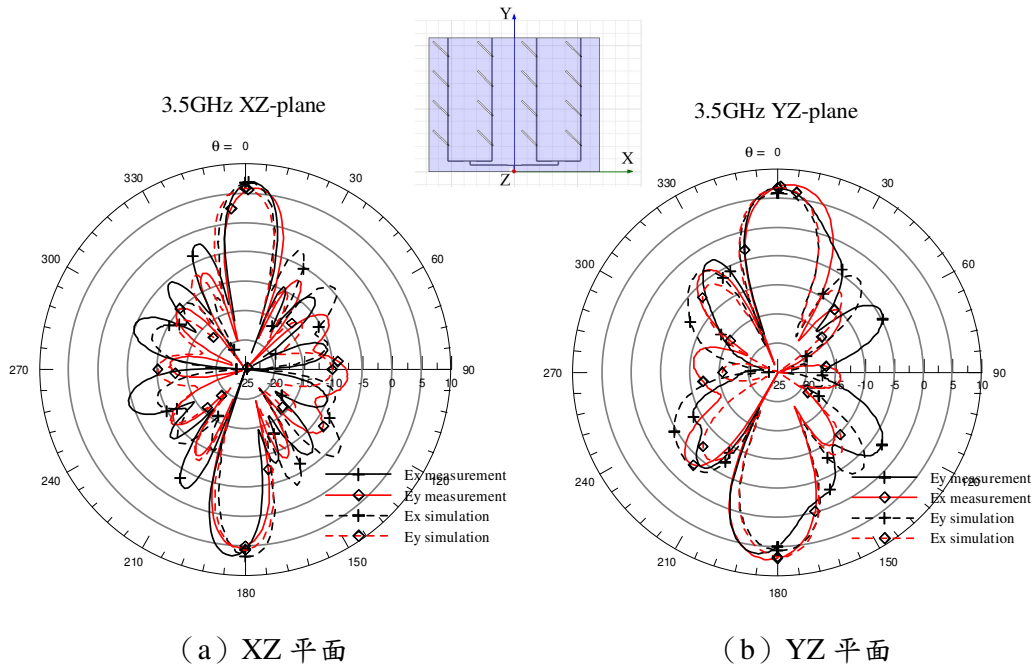


圖 4-18 4X4 槽孔陣列天線無反射板在 3.5GHz 模擬與量測之天線輻射場型圖

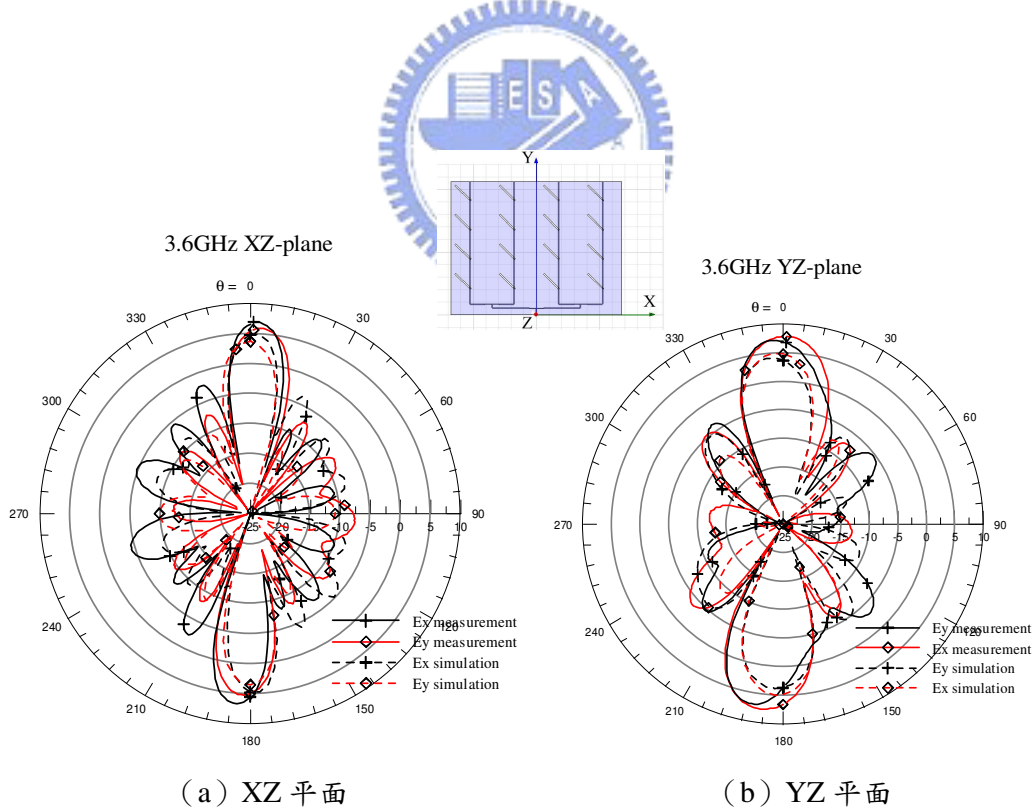


圖 4-19 4X4 槽孔陣列天線無反射板在 3.6GHz 模擬與量測之天線輻射場型圖

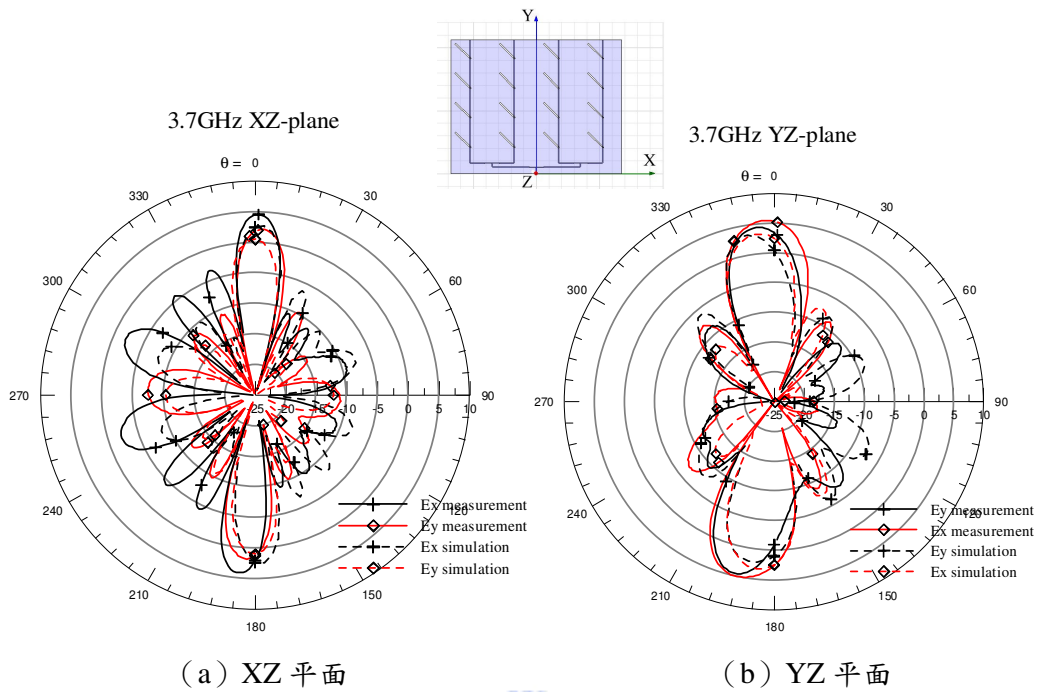


圖 4-20 4X4 槽孔陣列天線無反射板在 3.7GHz 模擬與量測之天線輻射場型圖

圖 4-16 至圖 4-20 中，XZ 平面的各頻輻射率場型形狀較為相似，而 YZ 平面的各頻率輻射場型形狀會頻率而改變。XZ 平面輻射場型因饋入端訊號相位皆相等，屬於並聯饋入，故場型不會隨著頻率而改變。YZ 平面天線的饋送網路屬於串聯饋入，會產生相位差，故天線輻射場型會隨著頻率而改變。因為無加反射板，天線場型皆會往正負 Z 軸方向輻射出去。在表 4-2 和表 4-3 記錄著 XZ 平面與 YZ 平面陣列天線的最大增益 (max gain)、最大增益角度 (max gain angle) 和 3dB 波束寬度 (3dB beam width)。在 YZ 平面的最大增益皆大於 XZ 平面，但是 XZ 平面的 3dB 波束寬度比 YZ 平面的較窄。從表 4-2 和 4-3 中可觀察到 XZ 平面的最大增益角度 3.3GHz 到 3.7GHz 都維持在 3 度附近，而 YZ 平面之最大增益角度，則會隨著頻率改變而在 7 度至 -6 度間變動。

表 4-2 4X4 槽孔陣列天線無反射板量測值 (XZ 平面)

4X4 slot array	XZ-plane					
	Max gain (dBi)		Max gain angle (degree)		3dB beam width (degree)	
	Ex	Ey	Ex	Ey	Ex	Ey
3.3GHz	4.95	5.7	2	3	15	17
3.4GHz	6.42	6.93	1	3	15	17
3.5GHz	6.87	5.83	2	4	14	17
3.6GHz	7.76	5.69	2	3	14	16
3.7GHz	4.51	2.09	1	2	13	16

表 4-3 4X4 槽孔陣列天線無反射板量測值 (YZ 平面)

4X4 slot array	YZ-plane					
	Max gain (dBi)		Max gain angle (degree)		3dB beam width (degree)	
	Ex	Ey	Ex	Ey	Ex	Ey
3.3GHz	5.71	5.76	11	7	31	35
3.4GHz	7.44	6.85	9	5	25	25
3.5GHz	7.31	6.67	4	-1	24	21
3.6GHz	7.77	7.16	0	-3	24	21
3.7GHz	5.48	4.36	-3	-6	24	19

4.3.2 距離天線背面 1 公分加裝反射板輻射場型量測

圖 4-21 至圖 4-25 為距離天線背面 1 公分加裝反射板之 XZ 平面和 YZ 平面輻射場型量測圖。

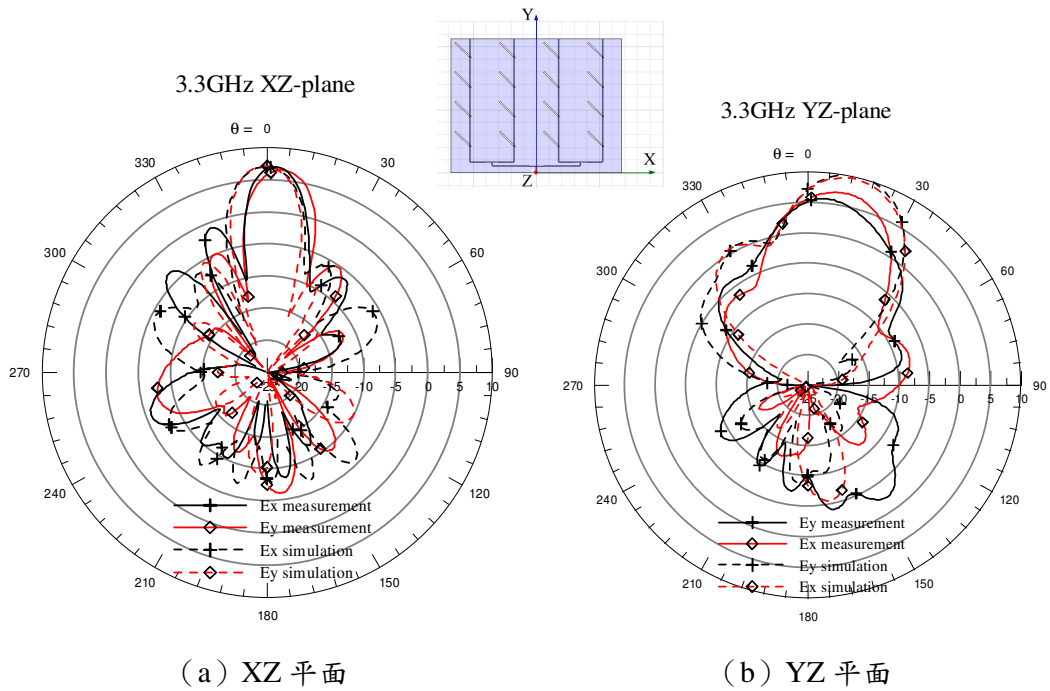


圖 4-21 4X4 槽孔陣列天線背面距離 1 公分加裝反射板在 3.3GHz 模擬與量測之

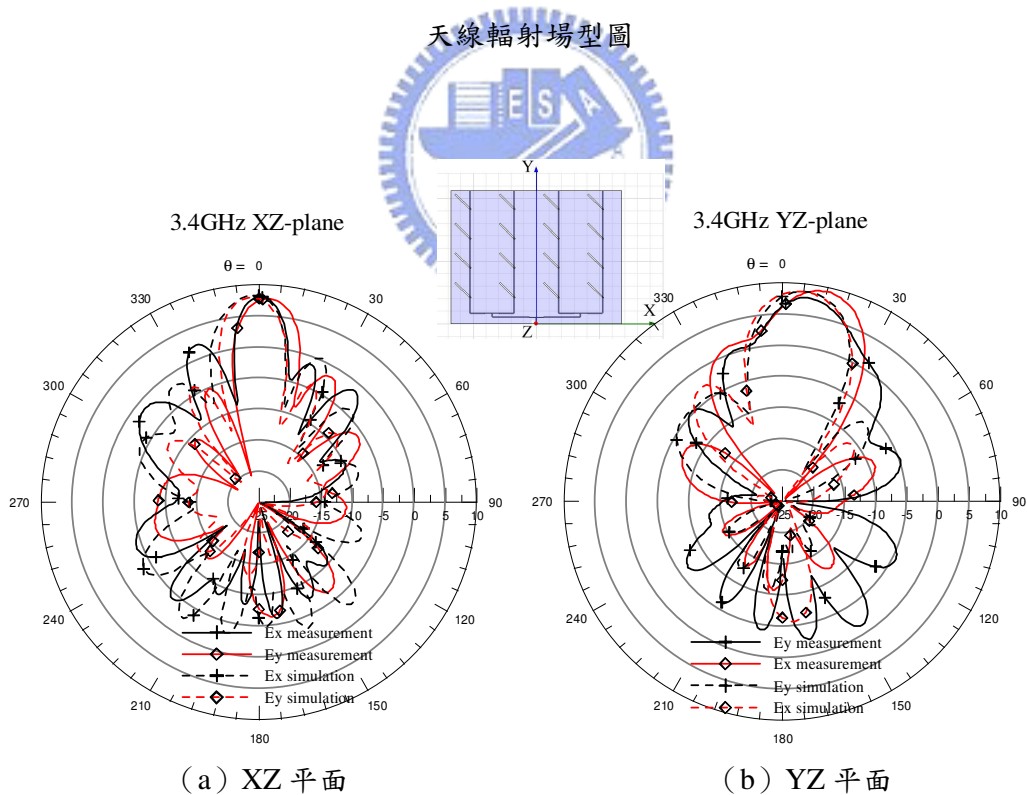


圖 4-22 4X4 槽孔陣列天線背面距離 1 公分加裝反射板在 3.4GHz 模擬與量測之

天線輻射場型圖

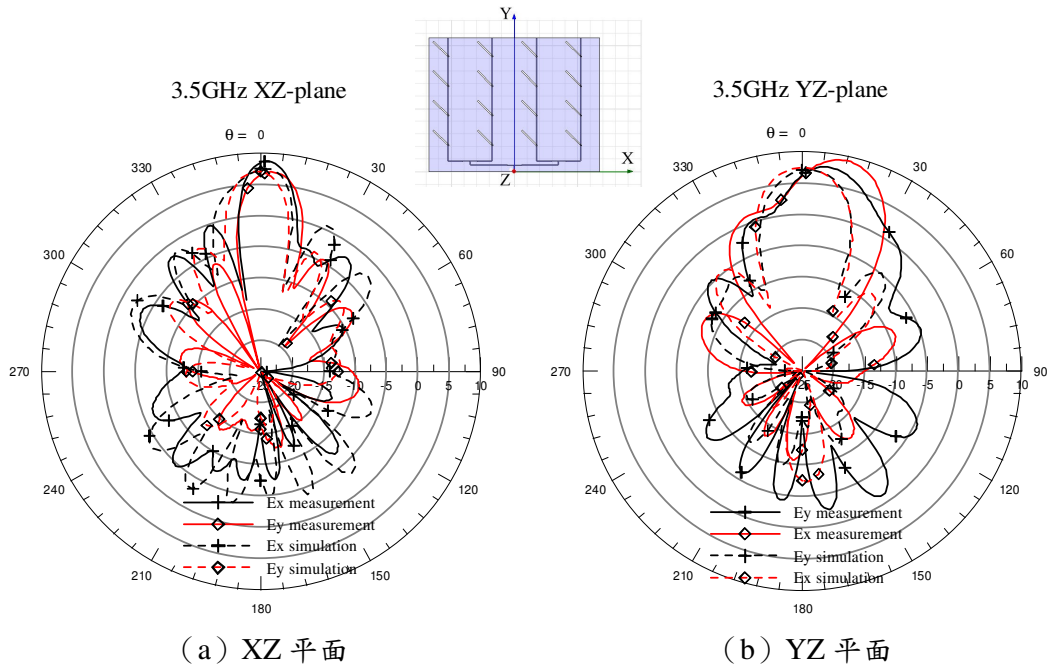


圖 4-23 4X4 槽孔陣列天線背面距離 1 公分加裝反射板在 3.5GHz 模擬與量測之

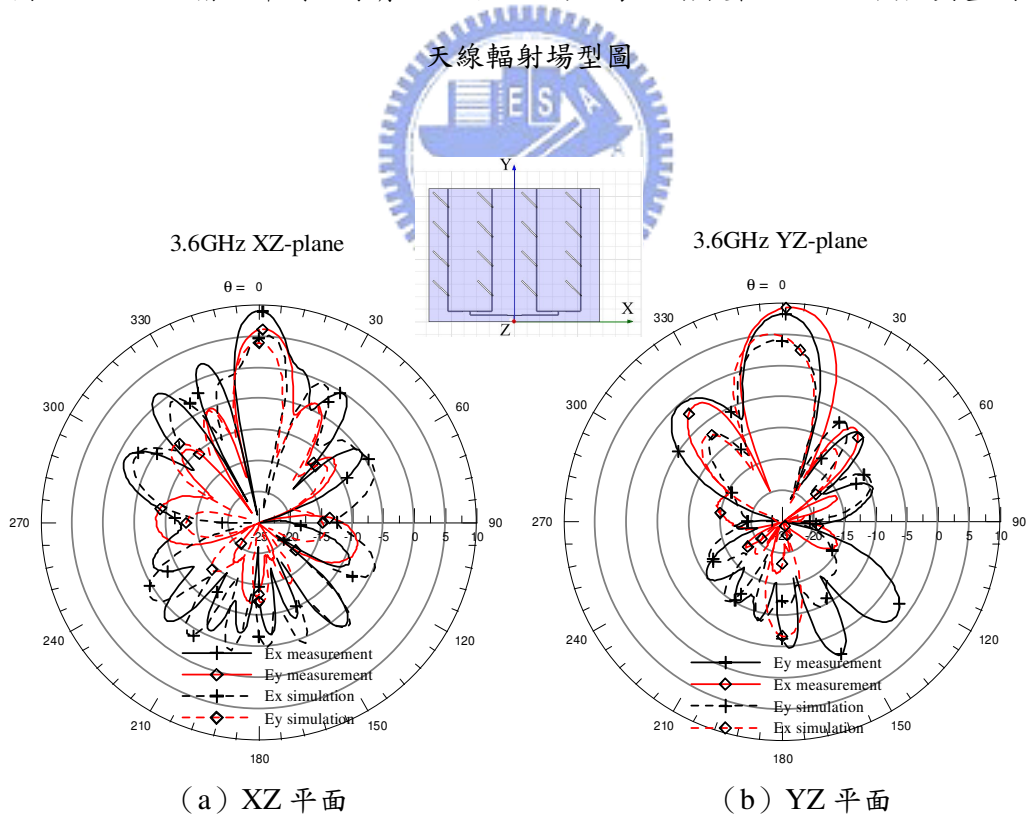


圖 4-24 4X4 槽孔陣列天線背面距離 1 公分加裝反射板在 3.6GHz 模擬與量測之

天線輻射場型圖

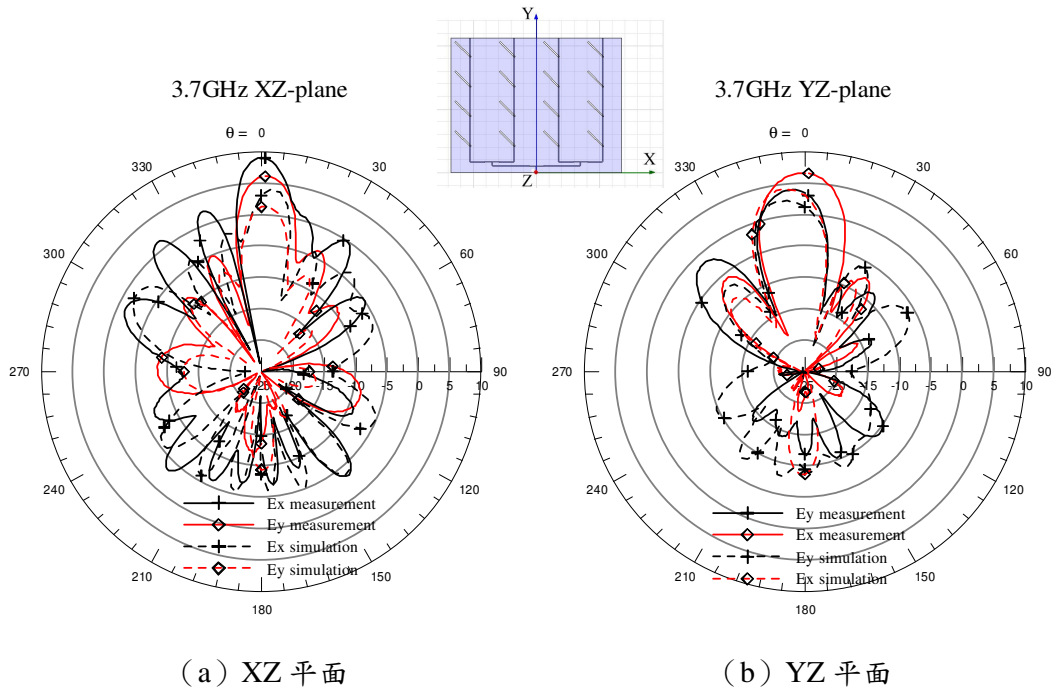


圖 4-25 4X4 槽孔陣列天線背面距離 1 公分加裝反射板在 3.7GHz 模擬與量測之

天線輻射場型圖

圖 4-20 至圖 4-25 因在距離天線背面 1 公分處加裝反射板，會使得輻射場型往正 Z 軸輻射。圖 4-22 (a) 與圖 4-25 (a) 中 Ex 場型旁波束 (side lobe) 與主波束 (main lobe) 的差值只剩 5dB，可能與反射板距天線背面的遠近有關。在圖 4-25 (a) 中槽孔陣列天線 X 方向の間隔大於一個波長，故會產生光柵波瓣，產生語主要波數比較起來振幅不小的旁波瓣，影響其陣列天線的指向性。在表 4-4 和表 4-5 記錄著 XZ 平面與 YZ 平面列天線的最大增益 (max gain)、最大增益角度 (max gain angle) 和 3dB 波束寬度 (3dB beam width)。因為加裝反射板使得最大增益與表 4-2 和表 4-3 比較起來增加約 1 至 1.5dB。在距離槽孔天線陣背面 1 公分處加裝反射板後，XZ 平面和 YZ 平面的最大增益角度，變動幅度分別為 10 度和 5 度。可能與輻射能量背反射板反射後，影響天線最大增益角度。但 3dB 波束寬度與無反射板時並無差異多少。

表 4-4 4X4 槽孔陣列天線背面距離 1 公分加裝反射板量測值(XZ 平面)

4X4 slot array	XZ-plane					
	Max gain (dBi)		Max gain angle (degree)		3dB beam width (degree)	
	Ex	Ey	Ex	Ey	Ex	Ey
3.3GHz	6.96	6.54	3	4	15	18
3.4GHz	7.97	7.67	0	3	13	17
3.5GHz	8.66	6.93	2	4	14	17
3.6GHz	9.03	6.07	0	1	13	15
3.7GHz	5.83	0.34	-1	-1	11	14

表 4-5 4X4 槽孔陣列天線背面距離 1 公分加裝反射板量測值(YZ 平面)

4X4 slot array	YZ-plane					
	Max gain (dBi)		Max gain angle (degree)		3dB beam width (degree)	
	Ex	Ey	Ex	Ey	Ex	Ey
3.3GHz	7.03	5.69	12	6	30	32
3.4GHz	9.24	7.69	12	9	23	24
3.5GHz	9.29	7.81	2	0	22	18
3.6GHz	9.26	8.20	2	0	18	22
3.7GHz	6.6	4	-1	-4	22	20

4.3.3 距離天線背面 2 公分加裝反射板輻射場型量測

圖 4-26 至圖 4-30 為距離天線背面 2 公分加裝反射板之 XZ 平面和 YZ 平面場型量測圖。

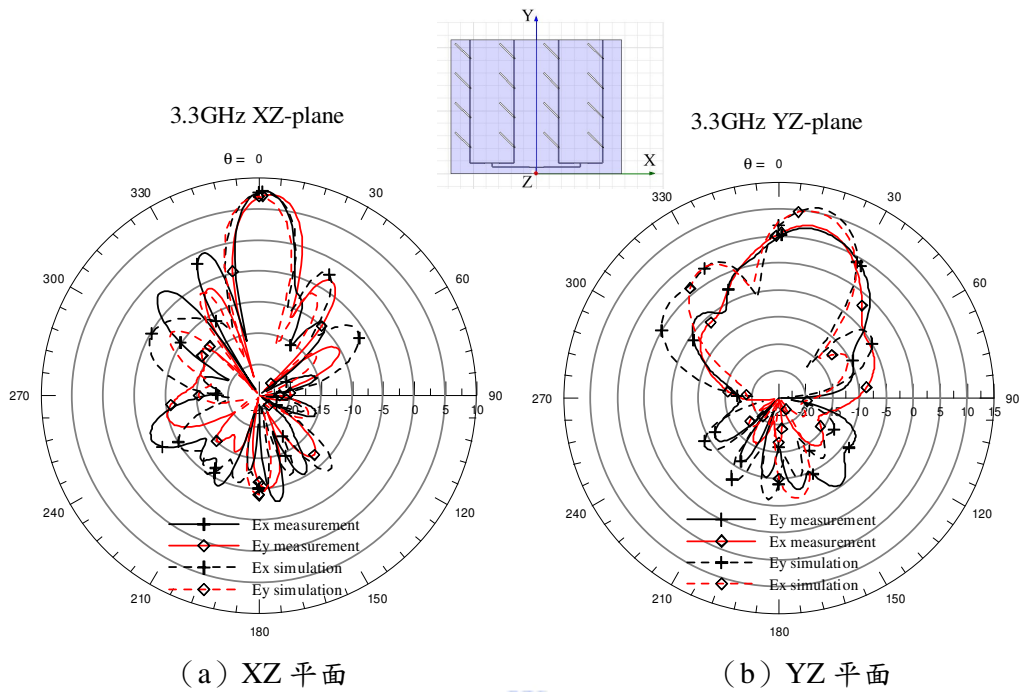


圖 4-26 4X4 槽孔陣列天線背面距離 2 公分加裝反射板在 3.3GHz 模擬與量測之

天線輻射場型圖

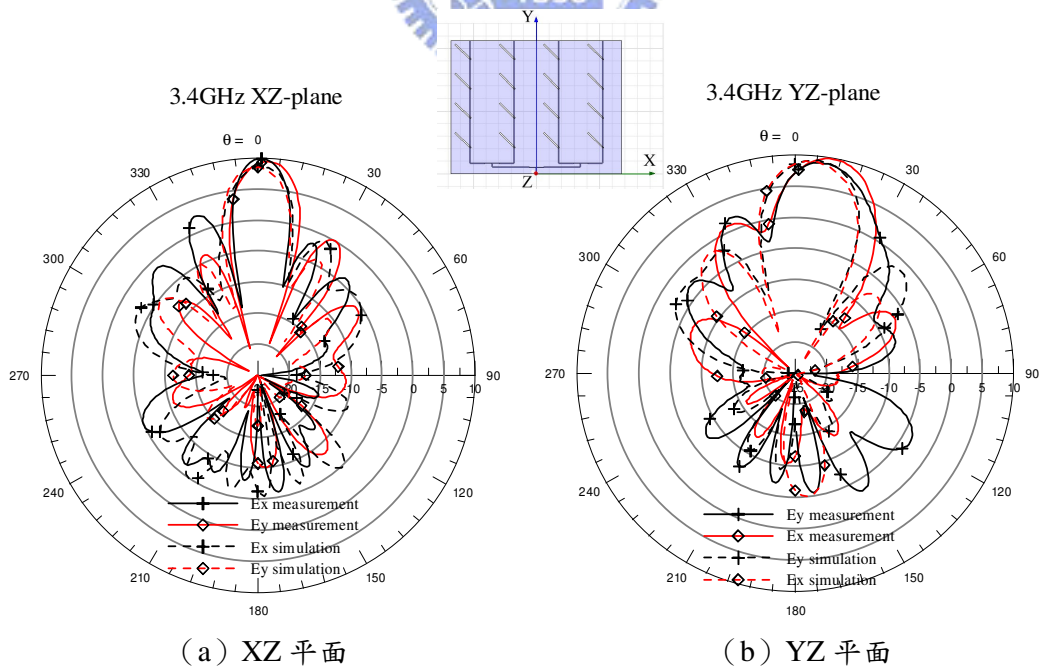


圖 4-27 4X4 槽孔陣列天線背面距離 2 公分加裝反射板在 3.4GHz 模擬與量測之

天線輻射場型圖

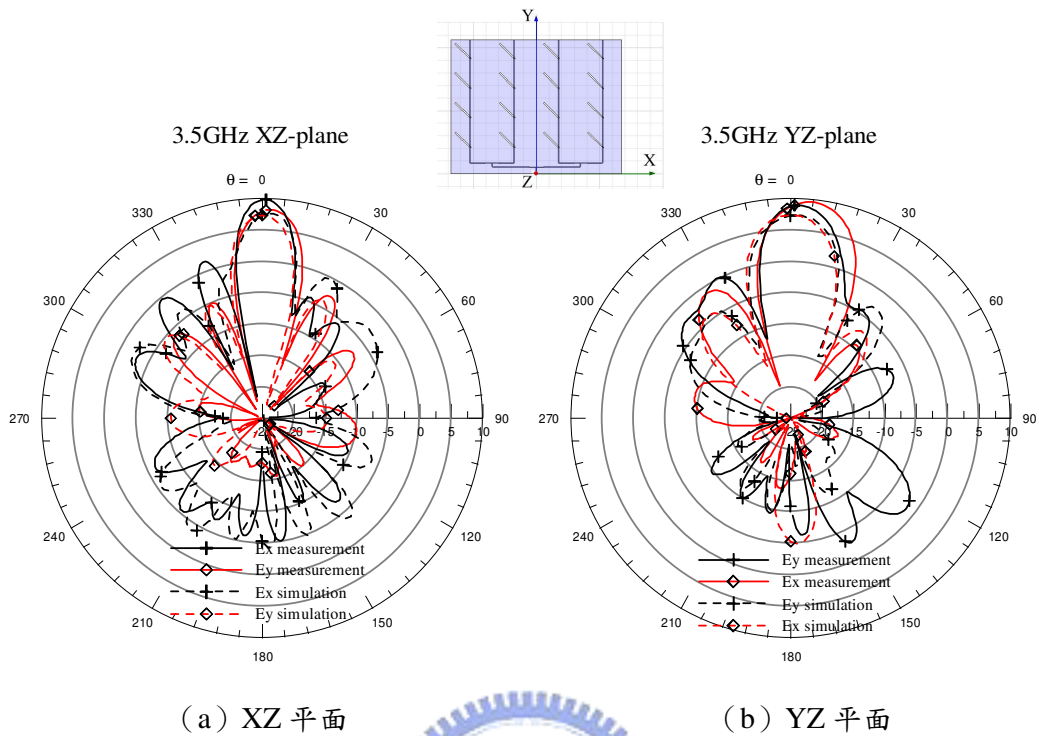


圖 4-28 4X4 槽孔陣列天線背面距離 2 公分加裝反射板在 3.5GHz 模擬與量測之

天線輻射場型圖

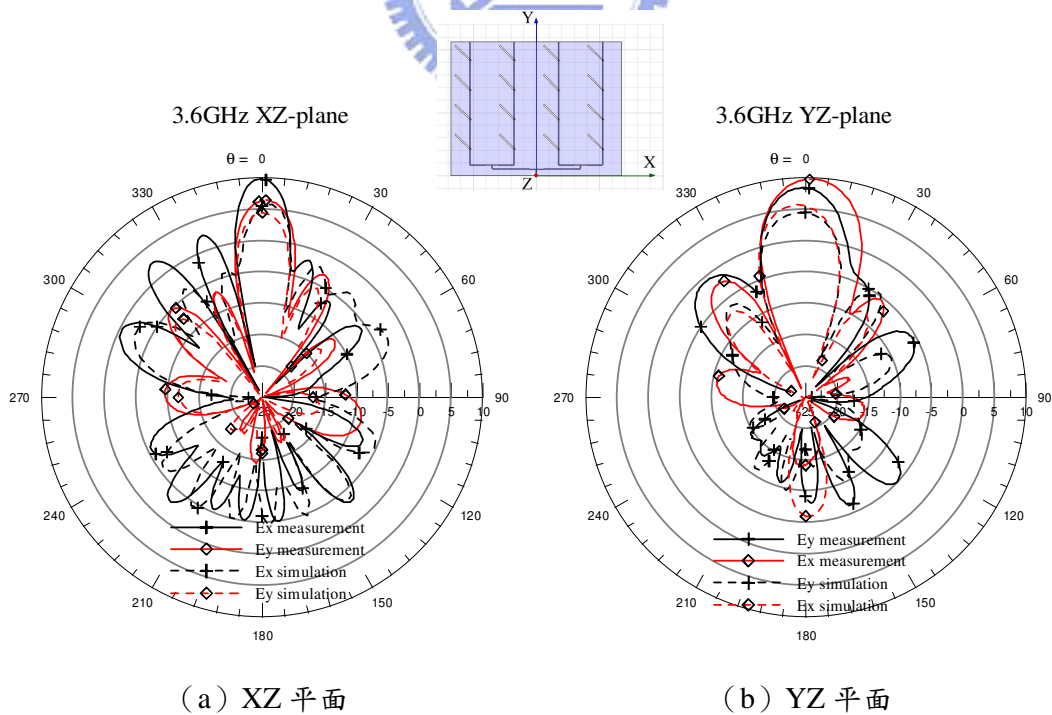


圖 4-29 4X4 槽孔陣列天線背面距離 2 公分加裝反射板在 3.6GHz 模擬與量測之

天線輻射場型圖

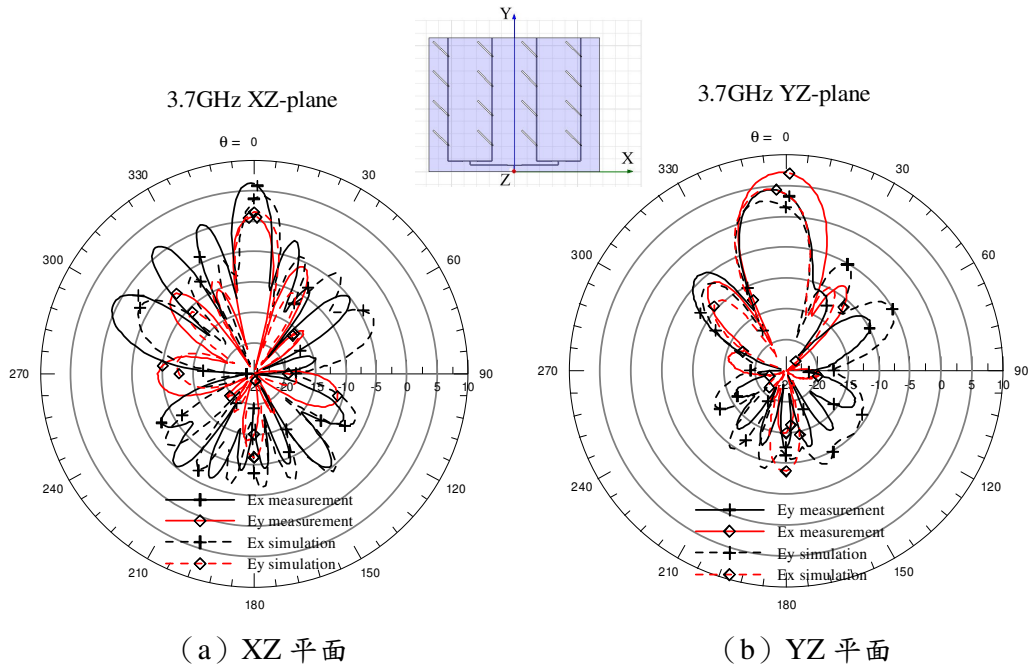


圖 4-30 4X4 槽孔陣列天線背面距離 2 公分加裝反射板在 3.7GHz 模擬與量測之

天線輻射場型圖

距離天線背面 2 公分加裝反射板，在圖 4-26 至圖 4-30，在天線最大增益皆比在距離天線背面 1 公分加裝反射板時，多出 1dB 左右。觀察出反射板距離陣列天線背面的距離會影響天線最大增益的多寡。在表 4-6 和表 4-7 記錄著 XZ 平面與 YZ 平面陣列天線的最大增益 (max gain)、最大增益角度 (max gain angle) 和 3dB 波束寬度 (3dB beam width)。在距離槽孔天線陣背面 1 公分處加裝反射板，會使 YZ 平面的最大增益角度變動幅度達到 18 度，比起在距離 1 公分加裝反射板的 10 度還多出了 8 度。在陣列天線背面加裝反射板的距離，不僅會影響最大增益還會影響最大增益角度的變動。

表 4-6 4X4 槽孔陣列天線背面距離 2 公分加裝反射板量測值(XZ 平面)

4X4 slot array	XZ-plane					
	Max gain (dBi)		Max gain angle (degree)		3dB beam width (degree)	
	Ex	Ey	Ex	Ey	Ex	Ey
3.3GHz	7.81	7.31	2	4	15	17
3.4GHz	9.87	9.4	1	3	14	16
3.5GHz	9.74	8.1	1	2	13	17
3.6GHz	9.75	6.39	0	1	13	16
3.7GHz	6.21	0.71	-1	0	12	16

表 4-7 4X4 槽孔陣列天線背面距離 2 公分加裝反射板量測值(YZ 平面)

4X4 slot array	YZ-plane					
	Max gain (dBi)		Max gain angle (degree)		3dB beam width (degree)	
	Ex	Ey	Ex	Ey	Ex	Ey
3.3GHz	7.51	6.93	13	13	31	35
3.4GHz	9.81	8.92	10	8	24	23
3.5GHz	9.52	8.89	2	2	22	18
3.6GHz	9.69	8.35	2	-1	22	20
3.7GHz	7.08	4.4	-2	-5	23	21

在圖 4-31 和圖 4-32 中比較無加裝反射板、距離 1 公分加裝反射板和距離 2 公分加裝反射板，其 Ex 和 Ey 的天線最大增益值。可以清楚的發現有無加裝反射板和反射板距離對最大增益的影響，距離 2 公分反射板的最大增益會比無反射板時在 XZ 平面最多差 3.5dB，在 YZ 平面最多差 2.5dB。

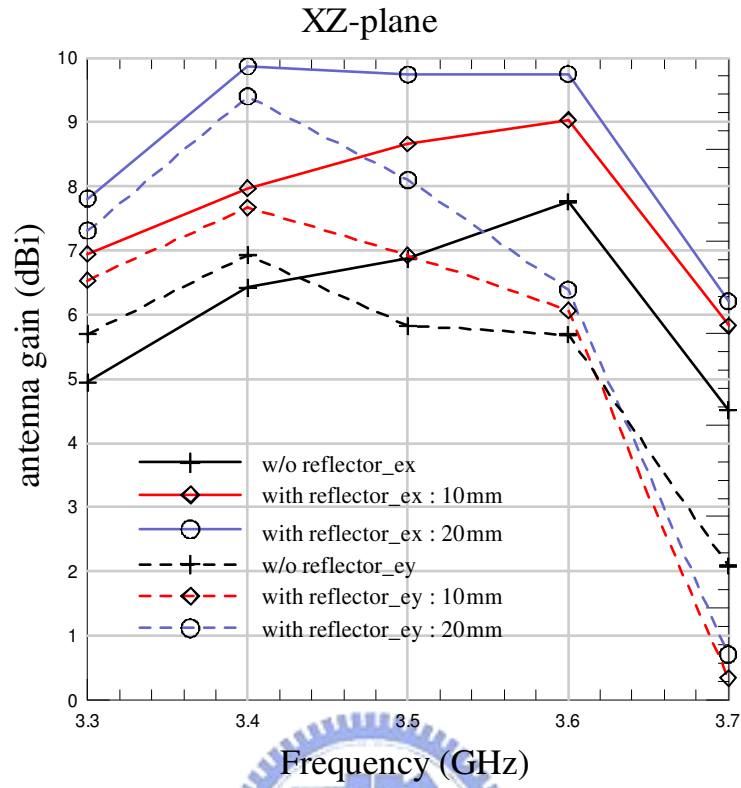


圖 4-51 XZ 平面天線最大增益圖

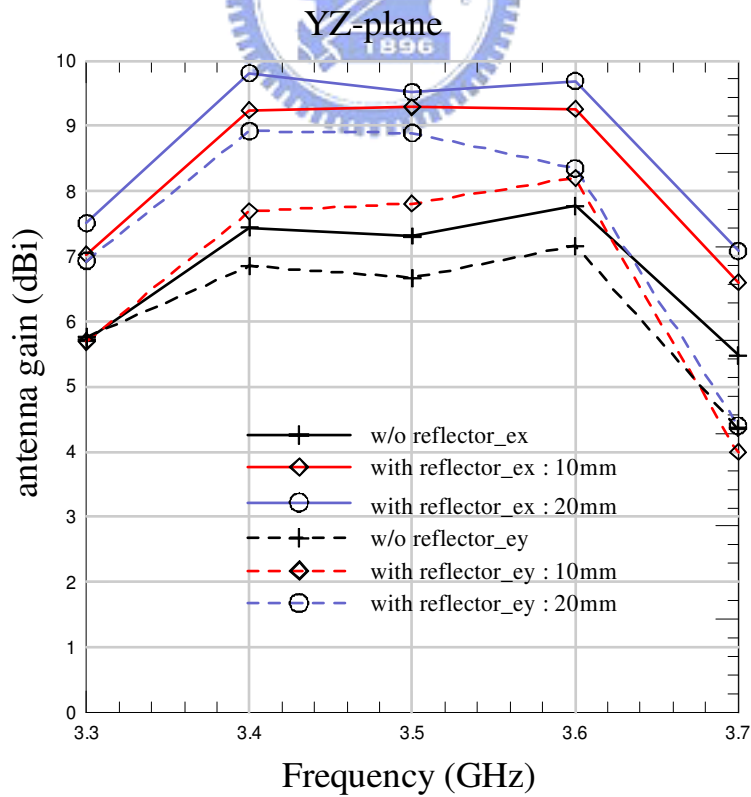


圖 4-52 YZ 平面天線最大增益圖

第五章 結論

設計將槽孔傾斜 45 度槽孔天線，進而製作出 1 X 4 槽孔陣列天線。利用 T 接面功率分配器設計出面積緊緻且功率分配效果不錯的一分四改良 T 接面功率分配器，其量測與模擬結果相當一致。實作部份使用 FR4 基板來製作，模擬部份是利用高頻電磁模擬軟體 HFSS。驗證了所設計 1 X 4 槽孔陣列天線和一分四改良 T 接面功率分配器的可行性。最後再將 1 X 4 槽孔陣列天線擴大為 4 X 4 槽孔陣列天線，再結合一分四改良 T 接面功率分配器，形成一個完整的陣列天線系統。

其 4 X 4 槽孔陣列天線量測結果，天線幅射場型在 YZ 平面和 XZ 平面的 Ex 和 Ey 分量皆有較高天線增益，且有較窄波束寬度。傾斜 45 度槽孔的效果，會使得在天線幅射場型會有兩個極化方向。

在天線幅射場型 3.4GHz 至 3.7GHz，YZ 平面 Ex 和 Ey 分量平均波束寬度各為 24.4 度與 23.4 度，天線最大增益平均值各為 8.72dBi 和 7.5dBi；XZ 平面 Ex 和 Ey 分量平均波束寬度各為 13.8 度與 16.4 度，天線最大增益平均值各為 8.67dBi 和 6.15dBi。其結果顯示 4 X 4 槽孔陣列天線適合運用在 WiMAX 中 3.4GHz 至 3.7Ghz 頻段的基地台中。

参考文献

- [1] M. Katayama, M. Yamamoto, T. Nojima and K. Itoh, "Microstrip-fed slot array antenna having 45° inclined linear polarization," *Electron. Lett.*, vol. 39, no. 21, pp. 1492-1493, Oct. 2003
- [2] Aldo Petosa, *Dielectric resonator antenna handbook*, Norwood, MA: Artech House 2007
- [3] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 2nd ed. New York: Wiley, 1998
- [4] W.L. Stutzman and G.A. Thiele, *Antenna Theory and Design*, 2nd ed. New York: Wiley, 1998
- [5] H. Kobeissi and K. Wu, "Design Technique and Performance Assessment of New Multiport Multihole Power Divider Suitable for M(H)MIC's," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 47, no. 4, pp. 499-505, Apr. 1999
- [6] F. Weinmann, "Design, Optimization, and Validation of a Planar Nine-Element Quasi-Yagi antenna Array for X-Band Applications," *IEEE Antenna Propag. Mag.*, vol. 49, no. 2, pp. 89-96, Apr, 2007
- [7] M. E. Bialkowski and A. M. Abbosh, "Design of a compact UWB Out-of-Phase Power Divider," *IEEE Micro. Wireless Compon. Lett.*, vol. 17, no. 4, Apr, 2007