

國立交通大學

電信工程學系

碩士論文



具動態波束配置性之天線系統設計

An E-plane horn reconfigurable antenna system design

研究生：顏懷勇 (Huai-yung Yen)

指導教授：黃瑞彬 博士 (Dr. Ruey-Bing Hwang)

中華民國九十八年六月

具動態波束配置性之天線系統設計

An E-plane horn reconfigurable antenna system design

研究生：顏懷勇

Student：Huai-yung Yen

指導教授：黃瑞彬 博士

Advisor：Dr. Ruey-Bing Hwang

國立交通大學

電信工程學系

碩士論文



A Thesis
Submitted to Department of Communication Engineering
College of Electrical and Computer Engineering
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

具動態波束配置性之天線系統設計

研究生：顏懷勇

指導教授：黃瑞彬博士

國立交通大學 電信工程學系

摘要

在這篇論文中，我們提出一種可動態輻射不同增益場型的天線系統。此天線系統包含一使用印刷電路板以共振腔原理來運作的一分四功率分配器。由於共振腔內電磁場分布對稱的關係，此功率分配器可以在 2.3 GHz 到 2.5GHz 的所設計頻率範圍得到功率分配平均以及輸出訊號同向位的特性，進而獲得較高的隔離度。功率分配器的四埠再分別接入號角天線的輸入埠做訊號激發。特別的是，這四個號角天線是由雙平行金屬板在末端藉由四喇叭型開口所形成的四埠號角天線。在平行金屬板間放入金屬銅柱做為金屬隔離牆以增加四個號角天線間的隔離度。然而，最重要的是使由高頻切換器來做連接，當切換器開的時候訊號才餽入號角天線內；關的時候把訊號餽入到高頻阻抗內避免影響系統匹配。如此一來，我們可以不斷的四扇形區域內做波束切換。特別的是，我們提供多種不同的波束以涵蓋多樣化的區域。除了數值的模擬與分析外，我們還實際製作出成品並且量測其輻射特性。而實作結果的量測與模擬結果十分的吻合。

An E-plane horn reconfigurable antenna system design

Student : Huai-yung Yen

Advisor : Dr. Ruey-Bing Hwang

Department of Communication Engineering
National Chiao Tung University

Abstract

In this thesis, we reported a reconfigure antenna that is able to radiate different topologies of radiation pattern. Such an antenna system is composed of a 4-way power divider made from a cavity-type structure fabricated using printed circuit technology. Due to the symmetric electric field distribution in the resonant cavity, the power divider maintains equal amplitude- and phase- distribution in the frequency range from 2.3 GHz to 2.5 GHz. Moreover, the high isolation among the ports was obtained. The output ports of the 4-way power splitter are respectively connected to four E-plane horn antennas. Notably, the four E-plane horns are integrated in a metallic parallel-plate structure equipped with four flared open ends. To enhance the isolation among the four E-plane horns, the metallic cylinders array was employed as a sidewall of the horn antenna. Moreover, prior to connecting to each of the horn antenna the signal was connected to a Radio Frequency switch to turn on (to the antenna) or off (to a terminator). Therefore, we can dynamically switch the beam among the four sectors. Specifically, the beam pattern covering several sectors can also be obtained. In addition to the numerical simulation of the overall antenna structure, we have fabricated this antenna and measured its radiation characteristics. The excellent agreement between the measured and simulated results was obtained.

誌謝

本論文能夠完成，首先要感謝指導教授黃瑞彬老師在求學期間的指導，使我學會了很多在大學時期不清楚或是不熟的技能與知識。除了重視研究過程與研究成果外，還常常帶著我們到球場上揮灑汗水，讓我們擁有健全的體魄，而不僅僅是苦悶的研究生生活。

除了老師之外，感謝很多學長的支持，陳文禮學長總是能夠給我很好的意見，讓我看到原本沒有看到的地方；蔡岳禮學長在我研究的過程中提供了很多的意見與重要幫助，是我能順利畢業的重要推手；黃獻東學長提供了很多硬體上面的支援。除了學長的支持外，同學之間的相處更是讓我碩士生活與研究順利的重要原因，單哥、阿傑與金正元讓我的研究生生活過著多采多姿，一起探索新竹的美食，而且總能提供我很好的研究意見與在研究撞牆期的打氣和鼓勵，你們是我一輩子的重要朋友。

最後，我要感謝我親愛的家人。感謝叔叔、嬸嬸的用心栽培，使得我能夠走到今天這樣的成就。感謝女朋友默默的支持，以及把這一篇論文獻給我親愛的父親。

目錄

摘要.....	i
Abstract.....	ii
誌謝.....	iii
目錄.....	iv
第一章 序論	1
1.1 動機與目的.....	1
1.2 章節大綱.....	2
第二章 放射性共振腔功率分配器	3
2.1 簡介.....	3
2.2 常見功率分配器.....	4
2.3 共振腔理論.....	7
2.4 平面式放射性共振腔功率分配器的特性討論.....	11
2.5 實作與量測.....	18
第三章 具動態波束配置性之天線系統系統設計與量測結果	22
3.1 基板整合波導矩形導波管.....	22
3.2 金屬柱牆號角陣列設計與量測.....	23
3.2.1 天線結構模擬.....	23
3.2.2 金屬柱牆號角陣列實作與量測.....	29
3.3 高頻切換器(RF Switch)實作與量測討論.....	33
3.4 具動態波束配置性之天線系統實作與量測.....	37
第四章 結論	44
參考文獻.....	46

圖錄

圖 2-1	T 接面功率分配器圖	5
圖 2-2	威金森功率分配器	5
圖 2-3	環混成功率分配器	6
圖 2-4	圓柱狀共振腔	7
圖 2-5	貝索函數	8
圖 2-6	放射性共振腔功率放大器的結構圖。(a)上視圖 (b)下視圖 ($r=23.5\text{mm}$ $r_p=18.4\text{mm}$)	11
圖 2-7	一分八功率分配器的反射參數	12
圖 2-8	一分八功率分配器的隔離度	12
圖 2-9	共振腔內電場分佈圖。..... (a)由激發源激發的電場分佈 (b)由任一輸出埠激發的電場分佈	13
圖 2-10	各輸出埠的相位	14
圖 2-11	改變基板整合導波形成的共振腔半徑	16
圖 2-12	改變取得輸出訊號位置之半徑所得反射係數	16
圖 2-13	改變取得輸出訊號位置之半徑所得透射係數	17
圖 2-14	改變基板的板厚	17
圖 2-15	一分六功率分配器實體圖	18
	(a)正面 (b)背面	18
圖 2-16	一分六功率分配器，模擬與量測比較圖	19
圖 2-17	一分六功率分配器，反射參數量測圖	19
圖 2-18	一分八功率分配器實體圖	20
	(a)正面 (b)背面	20
圖 2-19	一分八功率分配器，模擬與量測比較圖	20
圖 2-20	一分八功率分配器，反射參數量測圖	21
圖 3-1	基板整合波導結構	22
	(a)基板整合波導結構 (b)等效波導結構	22
圖 3-2	金屬柱牆號角陣列結構圖	23
圖 3-3	金屬柱牆號角陣列改變 angle.....	24
圖 3-4	金屬柱牆號角陣列改變 horn_l..... (angle=40deg 在 2.4GHz).....	24
圖 3-5	金屬柱牆號角陣列反射係數(模擬).....	25
圖 3-6	金屬柱牆號角陣列 XY 平面 Realize Gain(模擬).....	26
圖 3-7	金屬柱牆號角陣列 XZ 平面 Realize Gain(模擬)	26
圖 3-8	金屬柱牆號角陣列加上兩金屬側板結構圖	27
	(angle=40° horn_l=60mm)	27

圖 3-9	金屬柱牆號角陣列加上兩金屬側板反射係數(模擬).....	27
圖 3-10	金屬柱牆號角陣列加上兩金屬側板 XY 平面 Realize Gain(模擬).....	28
圖 3-11	金屬柱牆號角陣列加上兩金屬側板 XZ 平面 Realize Gain(模擬).....	28
圖 3-12	金屬柱牆號角陣列實做圖	
	(a)斜視圖 (b)側視圖	29
圖 3-13	金屬柱牆號角陣列反射係數(模擬與量測比較圖).....	30
圖 3-14	金屬柱牆號角陣列量測相互干擾參數	31
圖 3-15	金屬柱牆號角陣列 XY 平面(水平面)波束量測圖.....	31
圖 3-16	金屬柱牆號角陣列 XZ 平面(垂直面)波束量測圖	32
圖 3-17	高頻切換器實作圖	
	(a)正面 (b)背面	33
圖 3-18	μ PG2012T 的建議布局電路	34
圖 3-19	μ PG2012T 的電路元件建議值	34
圖 3-20	高頻切換器的反射係數與透射係數	
	(Vcon= 0V).....	35
圖 3-21	高頻切換器的反射係數與透射係數	
	(Vcon= 3V).....	36
圖 3-22	具動態波束配置性之天線系統結構圖	37
圖 3-23	具動態波束配置性之天線系統實作結構圖	
	(a)側面圖 (b)斜視圖	37
圖 3-24	放射性共振腔功率分配器的反射參數量測	38
圖 3-25	具動態波束配置性之天線系統反射係數量測圖	39
圖 3-26	經由功率分配器以及高頻切換器後的介入損失	39
圖 3-27	具動態波束配置性之天線系統單埠開啟增益量測圖	40
圖 3-28	具動態波束配置性之天線系統相鄰埠開啟增益量測圖	41
圖 3-29	具動態波束配置性之天線系統相對埠開啟增益量測圖	42
圖 3-30	具動態波束配置性之天線系統全埠開啟增益量測圖	42
圖 3-31	具動態波束配置性之天線系統三埠開啟增益量測圖	43

表錄

表 2-1	$J_0(x)$, $J_1(x)$, $J_2(x)$ 的根.....	9
表 2-2	$J_0'(x)$, $J_1'(x)$, $J_2'(x)$ 的根.....	9
表 3-1	μ PG2012T 控制機制	
	(1：表示電壓介於 2.7 伏到 3 伏間).....	34



第一章 序論

(Introduction)

1.1 動機與目的

在現行通訊系統中，蜂巢式網路系統非常普及的被使用著。而隨著數位訊號處理技術的迅速發展、IC 的製程技術提高與成本降低，使得智慧型天線技術成為第三代行動通訊系統國際組織中不可缺少的一部分，且運用在 TDMA、FDMA 和 CDMA 系統中。

智慧型天線(Smart Antenna)是一具有高可配置性的無線天線系統，可以檢測局部的天線環境，根據其環境去調整工作狀態，以達到較佳的工作狀態，獲得比較好的效能。它的工作原理是利用一較窄的波束來實現空間分隔多工的概念，利用空間分集的概念來區分不同位置的使用者與訊號源。使用較窄的波束去對使用者收發訊號以獲得最大的收發功率來提高通訊品質，而處於非窄波束範圍的訊號則會被窄波束所抑制，進而降低所接收到的環境中雜訊強度，以提高訊號雜訊比(SNR)。除了可以讓接收訊號獲得較大的訊號雜訊比外，更可以減少對於其他收發端的干擾和多重路徑的效應。為了改變智慧型天線的波束場型，智慧型天線系統利用主動控制元件來改變電波輻射場型，達到空間分集的功能並實現空間分隔多重近接(Space Divider Multiple Access)存取之機制，可以提供降低時間延遲延展(time delay spread)與多重路徑衰落(multipath fading)的影響、增加發射效率(transmission efficiency)與系統涵蓋範圍及改善通訊品質與系統容量等好處。一般的智慧型天線大概可以分成兩種：波束切換天線(Switch Beam Antenna)及適應性天線(Adaptive Antenna)兩類。

波束切換天線是使用多個波束固定方向與相同寬度的指向性天線來取代傳統全向性天線，並用來覆蓋 360°的水平空間範圍。當用戶進入特定的波束涵蓋面(Beam Footprint)以後，系統會切換到對應波束，以獲得比較高的訊號雜訊比。

因為結構設計的關係，使得主要波束(Main Beam)的涵蓋面不一定會以最強的增益方向指向到訊號源，所以無法保證接收會獲得最好的訊號增益。但是藉由蜂巢式網路的搭配，可以降低這項缺點的效應，所以也是現行蜂巢式網路最常使用的天線結構。

適應性天線是利用數位訊號處理以及陣列天線(Arrays)的觀念，隨著不同方位給與不同的權重(Weight)，權重高的地方產生較強的天線增益。隨著環境的改變的去調整權重，在訊號方向調高權重，並且在雜訊的方向降低權重，使得波束在訊號方向最強，並且降低雜訊所造成的影響。雖然適應性天線的效果比較好，但是它需要較高的硬體與技術需求，所以在使用上還是以波束切換天線比較容易實行。

在本論文中，我們使用功率分配器搭配高頻切換器的方式形成高頻切換系統，再搭配環形天線陣列(Ring Arrays)建構成具動態波束配置性之天線系統。它是一種藉由不同的高頻切換器組合形成不同波束的系統，除了傳統的四方向波束外，還可以形成 45° 斜角的波束，使得在波束切換過程中不會產生死角。

1.2 章節大綱

本論文第二章中介紹放射性共振腔功率分配器，討論其特性並且實作與量測驗證。在第三章中，結合放射性共振腔功率分配器、高頻切換器與金屬柱牆號角陣列 (Four Square Array Horn Antenna) 來達到動態四波束切換(Four Switch-Beam)的效果。第四章為結論。

第二章 放射性共振腔功率分配器

2.1 簡介

我們使用平面式共振腔結構來做放射性共振腔功率分配器。這樣的結構會具有原本金屬波導高 Q 值和可承載高功率的優點。除此之外，它可以用於標準印刷電路板上，容易和平面傳輸線電路做整合，例如一般常見的微帶線 (microstrip line)、共平面波導 (coplanar waveguide)、槽線 (slot line)等。而其缺點在於所使用的是損耗性介質板，會使得能量在其中有所損耗。

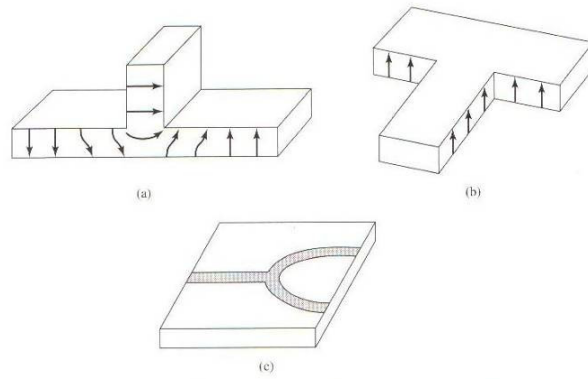
用共振腔來做功率分流的好處是設計簡單，比較容易獲得想要的頻率，並且具有功率分配平均與輸出訊號同相位.....等特點。而用柱型金屬共振腔來做時，製程上比較麻煩且必須使用三維探針來做輸入和輸出。現在用印刷電路基板來做，使得製程上變成比較容易，而且訊號的輸入和輸出可以用金屬柱體 (via) 來做代替三維探針。

我們在本章先介紹常見的功率分配器：T 接面功率分配器、威金森功率分配器跟環混成 (ring hybrid) 功率分配器等。並且就共振腔理論做些研究與探討。再藉由模擬和實作的方式來討論與驗證放射性共振腔功率分配器的特性。最後，在第三章使用一分四功率分配器應用在具動態波束配置性之天線系統上。

2.2 常見功率分配器

現在一般常用的功率分配器是T接面功率分配器、威金森功率分配器跟環混成(ring hybrid)功率分配器。T接面功率分配器的結構是一個三埠網路，一個輸入埠和兩個輸出埠。可以用不同的傳輸線型式來實現，如圖2-1，可利用微帶線(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。但是因為在三個路徑的交接面處，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。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。

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且設計簡單，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2-2，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，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。而輸出端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。此外，輸入和輸出端的傳輸線阻抗皆為 Z_0 ，後續電路連接不需使用阻抗轉換器。



Various T-junction power dividers. (a) *E* plane waveguide T. (b) *H* plane waveguide T. (c) Microstrip T-junction.

圖2-1 T接面功率分配器圖

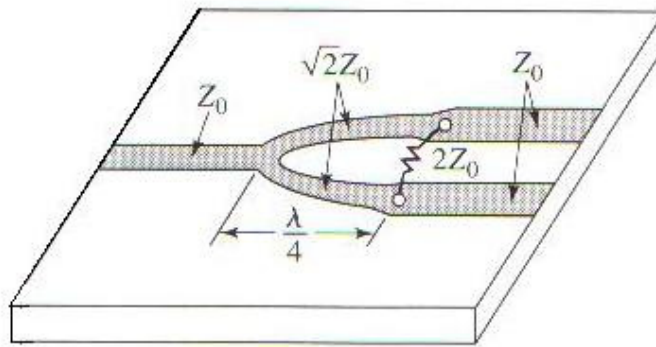


圖2-2 威金森功率分配器

環混成功率分配器為一個四埠網路，在圖2-3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。若將訊號從埠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2-3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。此外，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。相同的埠1至埠4的傳輸線阻抗皆為 Z_0 ，後續電路連接不需使用阻抗轉換器。

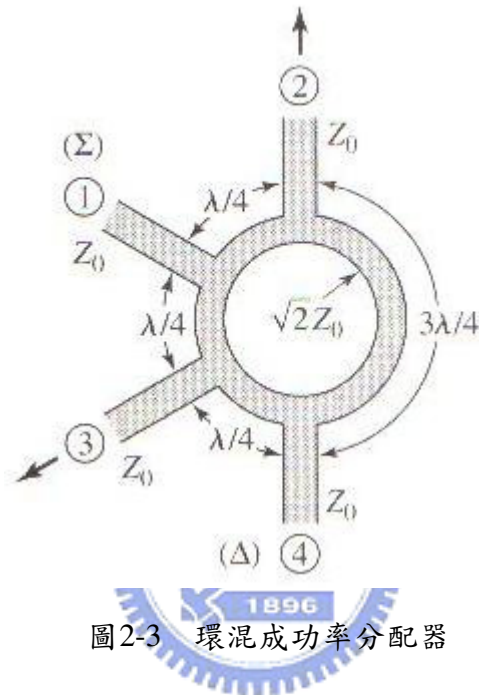


圖2-3 環混成功率分配器

2.3 共振腔理論

兩端由短路面封閉的一段圓柱波導構成圓柱型共振腔，如圖 2-4。

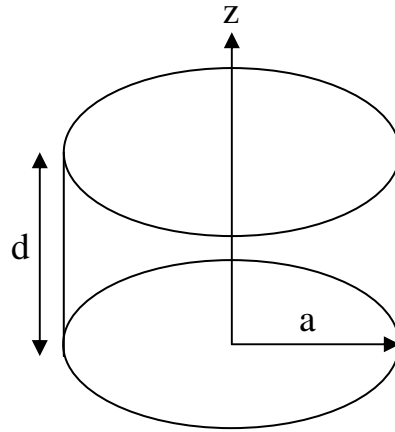


圖2-4 圓柱狀共振腔

由 Helmholtz's equation 和金屬的邊界條件，我們可以解得圓柱波導的特徵函數為：



$$TM_{nl} : \pi_z = AJ_n(k_{nl}\rho)\cos(n\phi)e^{-j\beta z} \quad k_{nl} = \frac{\chi_{nl}}{a} = l\text{-th root(zero) of } J_n(z)$$

$$n = 0, 1, 2, \dots$$

$$TE_{nl} : \pi_{mz} = BJ_n(k_{nl}\rho)\cos(n\phi)e^{-j\beta z} \quad k_{nl} = \frac{\chi'_{nl}}{a} = l\text{-th root(zero) of } J'_n(z)$$

$$n = 0, 1, 2, \dots$$

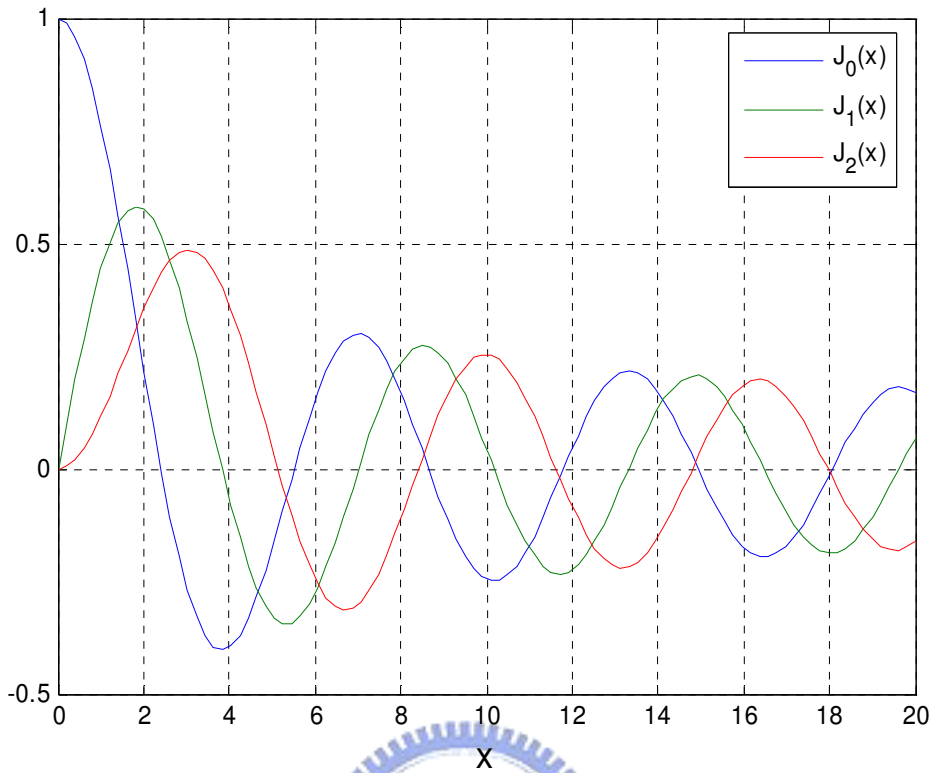


圖2-5 貝索函數

由於圓柱共振腔是由圓柱波導在上下兩端加上金屬使其短路，於是又增加一組邊界條件，使得特徵方程式必須包含 z 方向的特徵函數。圓柱共振腔的特徵函數為：

$$TM_{nlp} : \pi_z = AJ_n(k_{nl}\rho) \cos(n\phi) \cos(k_{zp}z) \quad k_{nl}a = \chi_{nl} = l\text{-th root(zero) of } J_n(z)$$

$$n = 0, 1, 2, \dots$$

$$k_{zp} = \frac{p\pi}{d}, \quad p = 0, 1, 2, \dots$$

$$TE_{nlp} : \pi_{mz} = BJ'_n(k_{nl}\rho) \cos(n\phi) \sin(k_{zp}z) \quad k_{nl}a = \chi'_{nl} = l\text{-th root(zero) of } J'_n(z)$$

$$n = 0, 1, 2, \dots$$

$$k_{zp} = \frac{p\pi}{d}, \quad p = 1, 2, \dots$$

由特徵方程式，可以得到共振腔的共振頻率：

$$TM_{nlp}: f_c = \frac{c/\sqrt{\epsilon_r}}{2\pi} \sqrt{k_{\rho nl}^2 + k_{zp}^2} \quad n = 0, 1, 2, \dots, \quad p = 0, 1, 2, \dots$$

$$TE_{nlp}: f_c = \frac{c/\sqrt{\epsilon_r}}{2\pi} \sqrt{k_{\rho nl}^2 + k_{zp}^2} \quad n = 0, 1, 2, \dots, \quad p = 1, 2, \dots$$

(c: 光速 3×10^8 m/s)

	n	0	1	2
1				
1		2.405	3.832	5.136
2		5.520	7.016	8.417

表2-1 $J_0(x)$, $J_1(x)$, $J_2(x)$ 的根

	n	0	1	2
1				
1		3.832	1.841	3.054
2		7.016	5.331	6.706

表2-2 $J_0'(x)$, $J_1'(x)$, $J_2'(x)$ 的根

表 2-1 和表 2-2 分別是貝索函數(Bessel's function)一次微分貝索函數的根，可以看到貝索函數的小的根是 $\chi_{01} = 2.405$ ；一次微分貝索函數的小的根是 $\chi_{11}' = 1.841$ ，由此可以知道主模和其截止頻率是：

$$TM_{010} : f_c = \frac{c/\sqrt{\epsilon_r}}{2\pi} \frac{\chi_{01}}{a} = \frac{c/\sqrt{\epsilon_r}}{2\pi} \frac{2.405}{a}$$

$$TE_{111} : f_c = \frac{c/\sqrt{\epsilon_r}}{2\pi} \frac{\chi_{11'}}{a} = \frac{c/\sqrt{\epsilon_r}}{2\pi} \sqrt{\left(\frac{1.841}{a}\right)^2 + \left(\frac{\pi}{d}\right)^2}$$

放射性共振腔功率放大器是由 SMA 接頭的探針由圓柱共振腔的中心饋入，再同樣用多個 SMA 接頭的探針在此共振腔內相同而且適當的半徑上將能量取出；而這種饋入的方式激發模態的特徵函數是在 ρ 方向為 $J_0(\rho)$ ，由圖 2-5 可以看出貝索函數在 $\rho=0$ 時，只有 $J_0(\rho=0) \neq 0$ ，其模態的特徵方程式：

$$TM_{0lp} : \pi_z = AJ_0(k_{0l}\rho) \cos(n\phi) \cos(k_{zp}z) \quad k_{0l}a = \chi_{0l} = l\text{-th root(zero) of } J_0(z)$$

由上式的 Hertz potential (π_z)，可以知道 z 方向的電場為

$$E_z = \left(\frac{\partial^2}{\partial z^2} + k^2 \right) \pi_z = (-k_{zp}^2 + k^2) AJ_0(k_{0l}\rho) \cos(n\phi) \cos(k_{zp}z)$$

這個放射性共振腔功率放大器在實際製作時準備使用厚度 1.6mm 的 FR4 板，為

了達到共振頻率在 2.4GHz 的條件，在 z 方向的模態 $\cos(k_{zp}z)$ 的 $k_{zp} = \frac{p\pi}{d}$ ，必須 $p=0$ ，使得此功率分配器的模態為 TM_{010} ，其 z 方向的電場為

$$E_z = k^2 AJ_0(k_{0l}\rho) \cos(n\phi)$$

為了達到較小的面積，此功率分配器使用的模態為 TM_{010} ，其共振頻率為

$$f_c = \frac{c/\sqrt{\epsilon_r}}{2\pi} \frac{2.405}{a} \quad \text{，於是由目標頻率 2.4GHz，可以估計設計半徑約為 22.8mm。}$$

2.4 平面式放射性共振腔功率分配器的特性討論

基本結構是在基板上的周圍用銀膠把基板側面封住，使得在基板上面形成一個放射性共振腔。從共振腔的中心做激發源，(圖 2-6 (a))，並於周圍適當的地方取出訊號(圖 2-6 (b))以達到功率分配的需求。因為輸入和輸出端皆於基板的兩面，適合用於在多層結構中的兩層，方便積體化複雜電路。此外，因為是共振腔結構來做功率分配器，所以製成時需要面積不大，也適合用於積體化電路中。不過，因為是採用共振腔結構的關係，會造成在頻寬上受到限制。

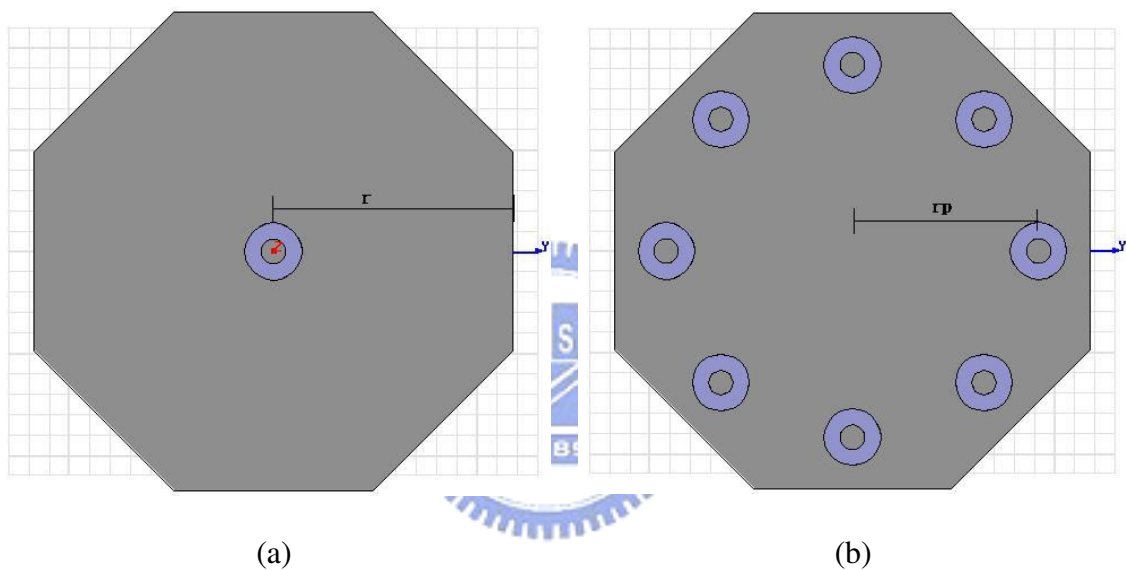


圖2-6 放射性共振腔功率放大器的結構圖。(a)上視圖 (b)下視圖

$$(r=23.5\text{mm} \quad r_p=18.4\text{mm})$$

從結構上看，以正多邊形來取得對稱性結構的優點。取出訊號的地方是以激發源為圓心來形成的圓形對稱型結構。因為結構的對稱性，所以我們在做功率分配的時候每一個輸出埠所獲得的功率會相同(圖 2-7)。除此之外，也可以視需求去調整輸出埠的數量，只需要簡單的調整結構半徑，不需要重新設計電路。除了能量分配平均外，各輸出埠在設計半徑夠大的情況下隔絕度都可以在-15dB 以下(圖 2-8)。

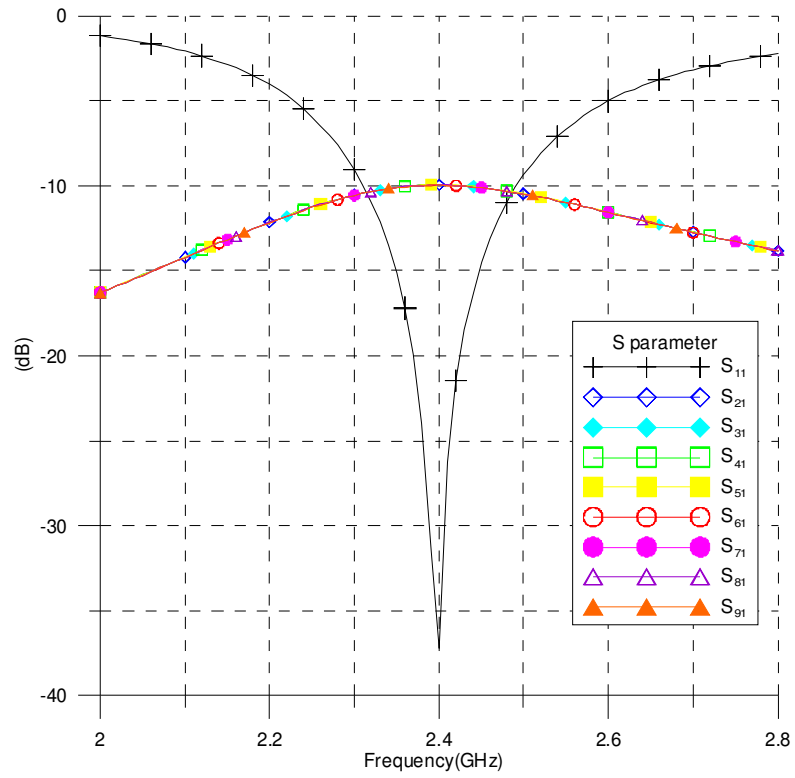


圖2-7 一分八功率分配器的反射參數

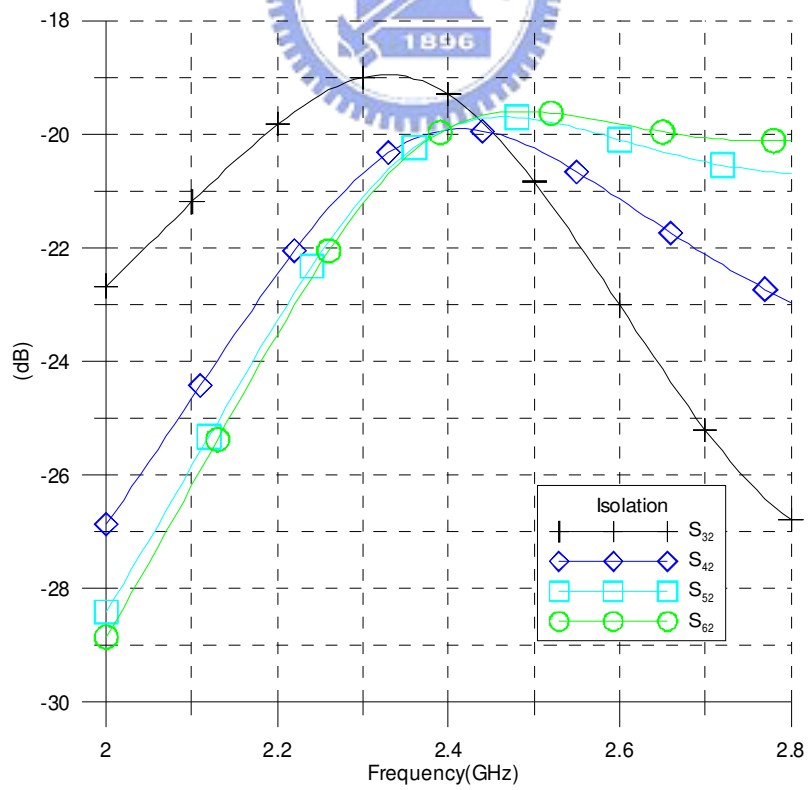
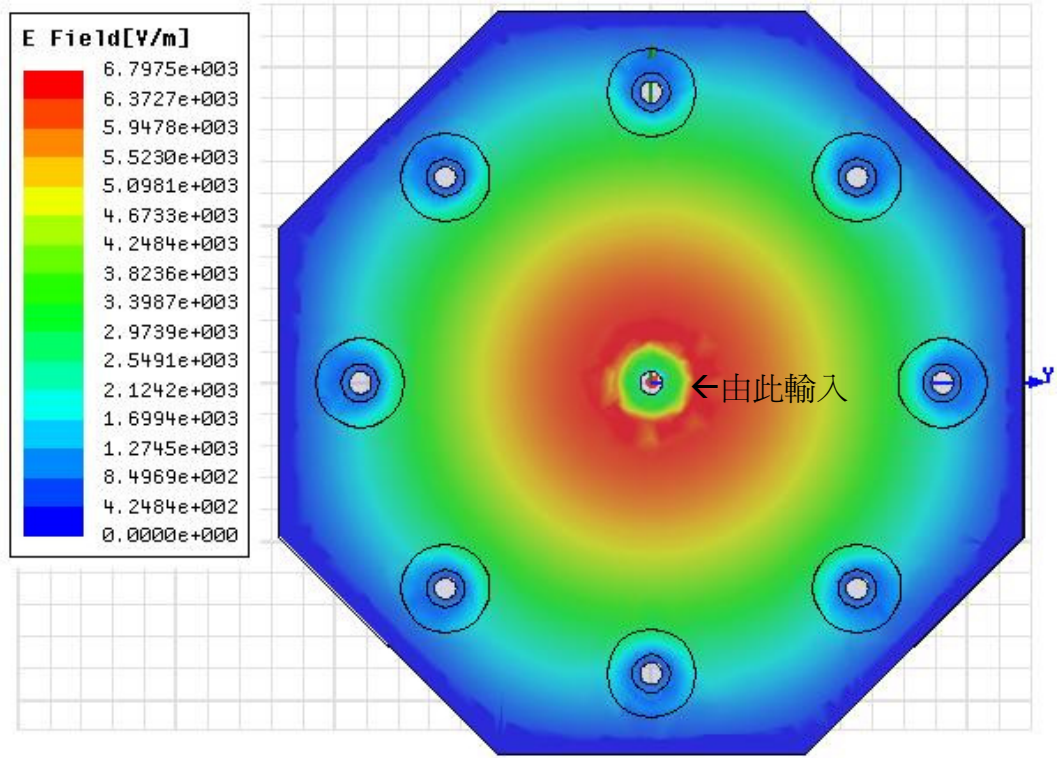
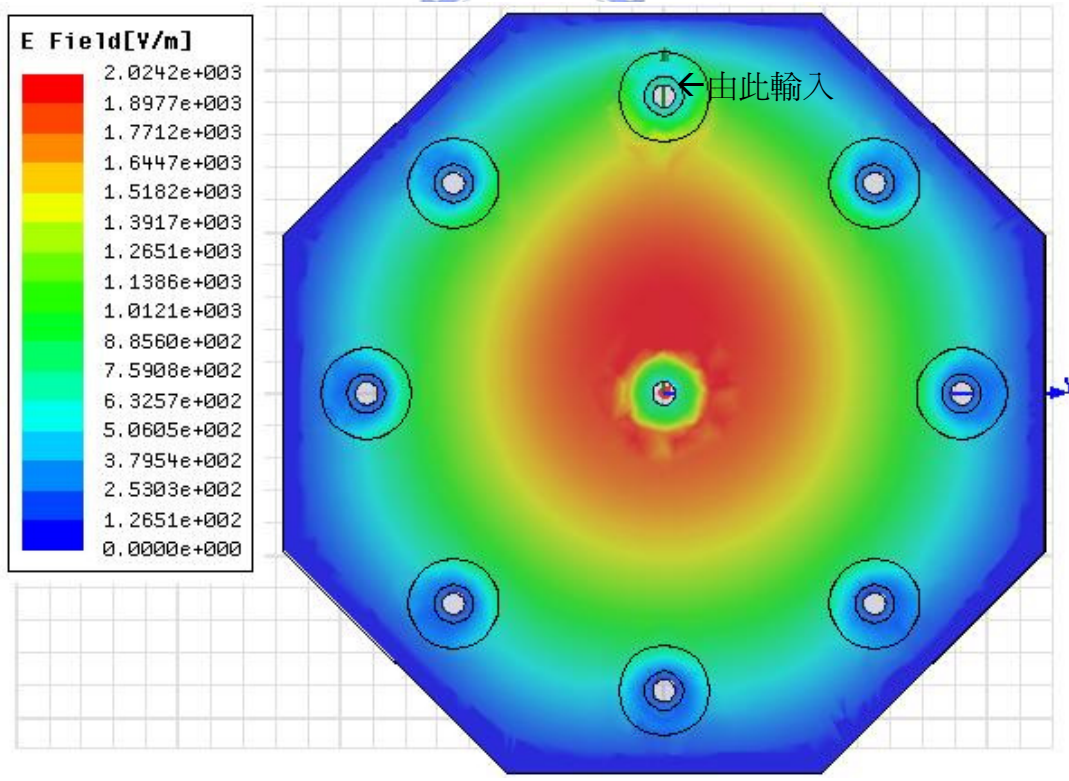


圖2-8 一分八功率分配器的隔離度



(a)



(b)

圖2-9 共振腔內電場分佈圖。

(a)由激發源激發的電場分佈 (b)由任一輸出埠激發的電場分佈

從圖 2-9 (a)來看，從激發點會呈現圓形放射狀電場往外面擴散，所以到各輸出埠時的電場值會相同。各輸出埠所獲得的功率一樣，形成一個均分的功率分配器。因為各輸出埠到激發點距離相同，所以輸出時彼此之間不會產生相位差（圖 2-10），形成一個分配功率相同且各輸出埠相位也相同的功率分配器。

從圖 2-9 (b)來看，在輸出埠半徑夠大的情況下，從任一輸出埠所打入的場會由該輸出埠往中心擴散。此時，雖然與相鄰的各輸出埠比較近，但是因為主要擴散的能量是往中間跑，造成各輸出埠彼此之間的隔離效果很好。使得這一個功率分配器不容易因為輸出埠阻抗的不匹配而影響到其他各輸出埠。

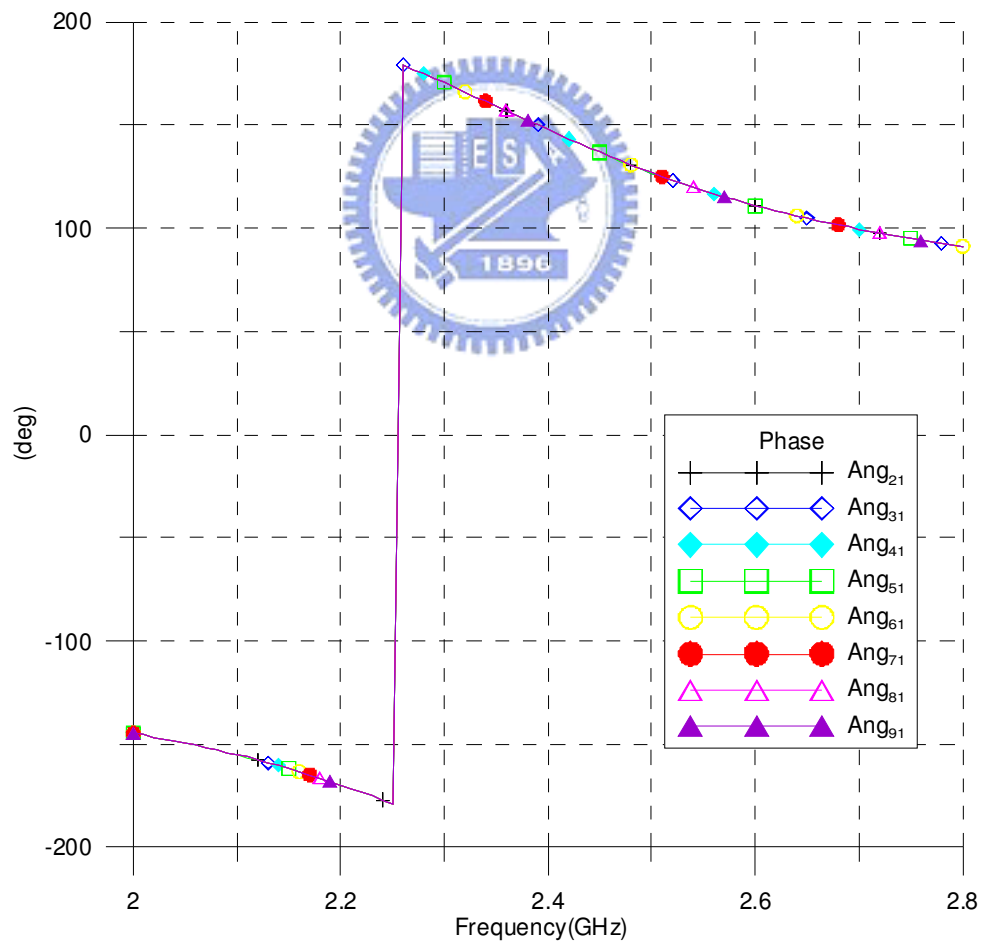


圖2-10 各輸出埠的相位

放射性共振腔功率分配器是以共振腔為主要結構，所以共振腔半徑決定工作中心頻率。從圖 2-11 來看，我們可以發現當半徑越大的時候，形成的共振腔中心頻率也就越低。並且由於以共振腔結構為主體的關係，會使得放射性共振腔功率分配器會形成明顯的帶通效應。

取出訊號的位置也是很重要的。從圖 2-12 中我們可以發現，不同的取出訊號半徑會影響到輸入訊號的能量大小，但是本身不太會改變放射性共振腔功率分配器的共振頻率。所以在選擇一個適當的輸出訊號位置時，可以讓輸入的匹配性越多。除了會影響輸入的匹配性外，選擇適當的位置也可以獲得較佳的輸出訊號能量，圖 2-13 為改變取出訊號半徑的透射係數模擬圖。從圖中可以知道，當所選的半徑有所改變的時候，獲得的能量會有所不同，所以必須慎選半徑。

我們接下來看選擇不同基板厚度對於結構的影響。從圖 2-14 可知，當選擇基板厚度為 0.4mm 的時候，-10dB 損耗頻寬只有 50MHz；當基板厚度增加為 0.8mm 的時候，-10dB 損耗頻寬同時增加為 90MHz；當基板厚度增加為 1.6mm 的時候，-10dB 損耗頻寬更近一步增加為 180MHz。由此可知，基板板厚會影響平面式放射性共振腔的頻寬。

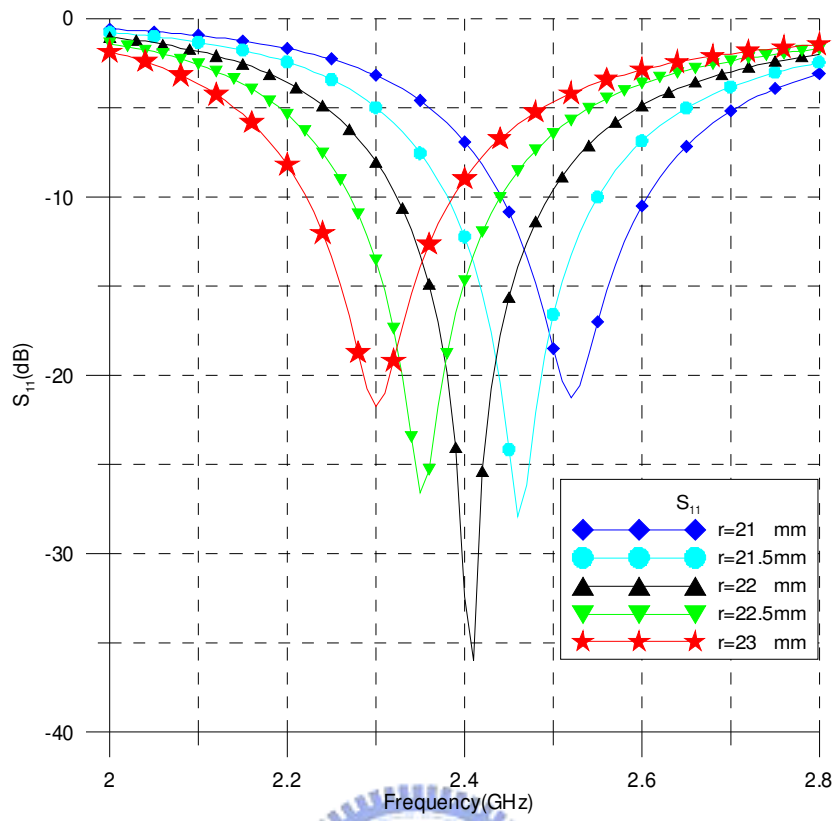


圖2-11 改變基板整合導波形成的共振腔半徑

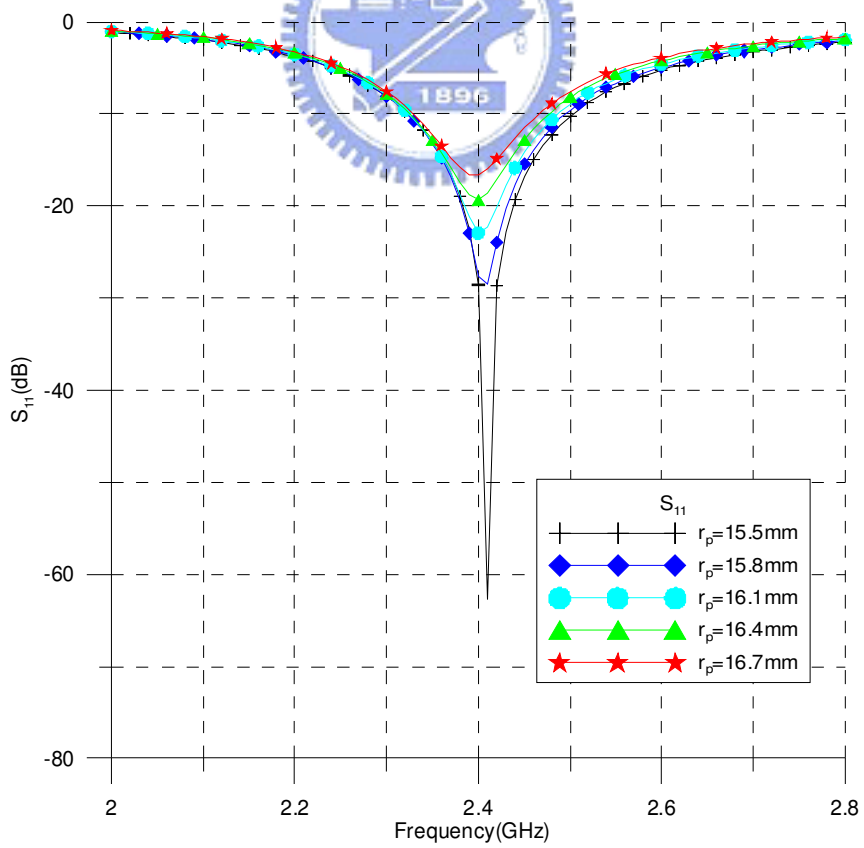


圖2-12 改變取得輸出訊號位置之半徑所得反射係數

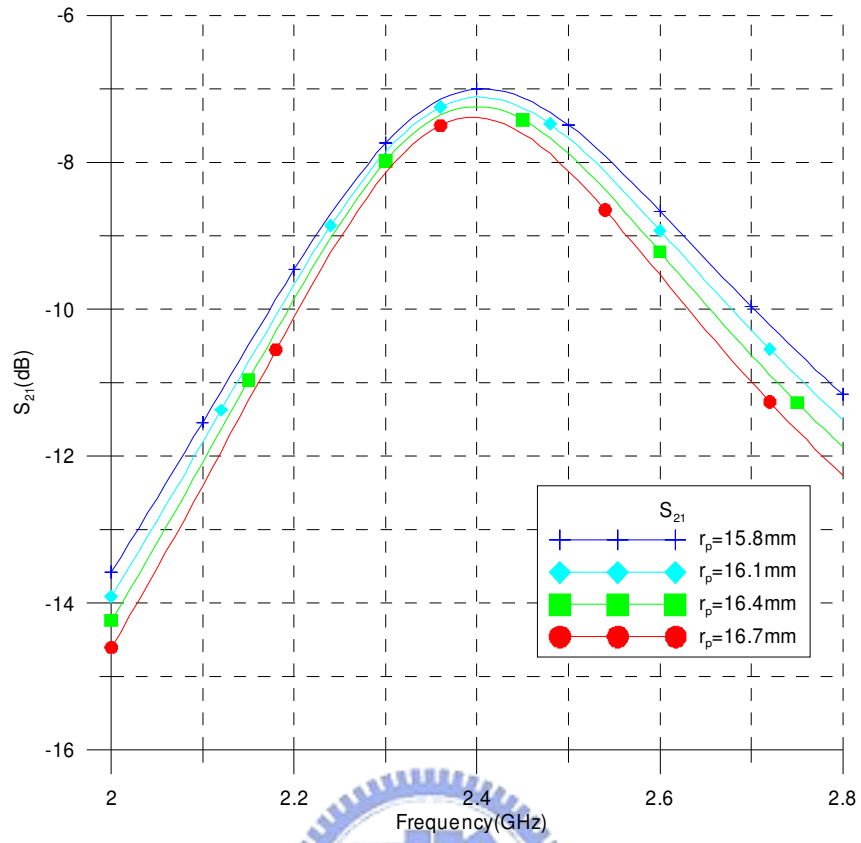


圖2-13 改變取得輸出訊號位置之半徑所得透射係數

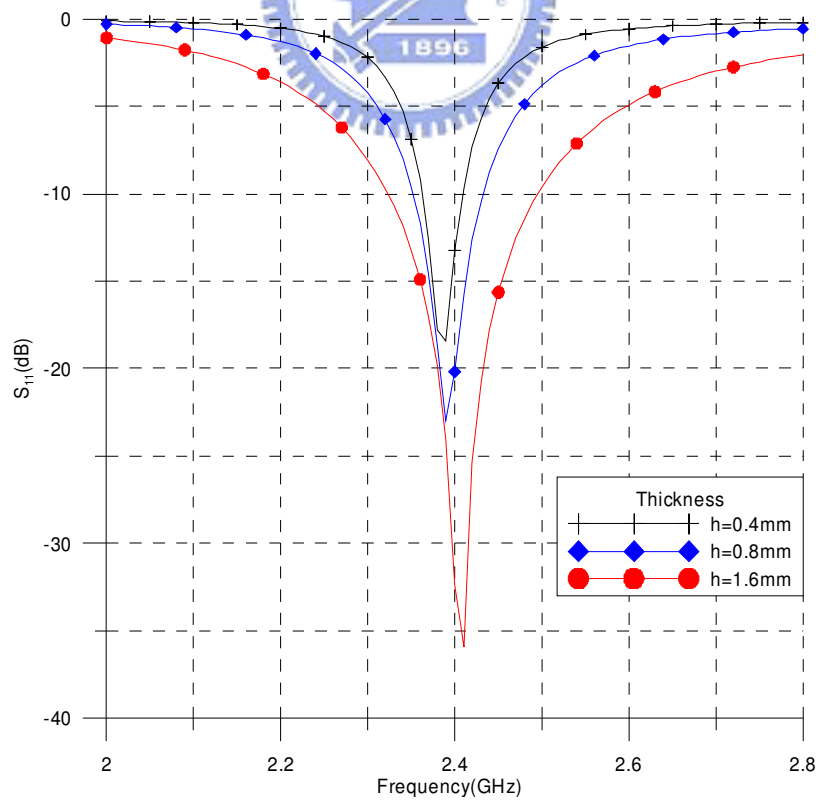
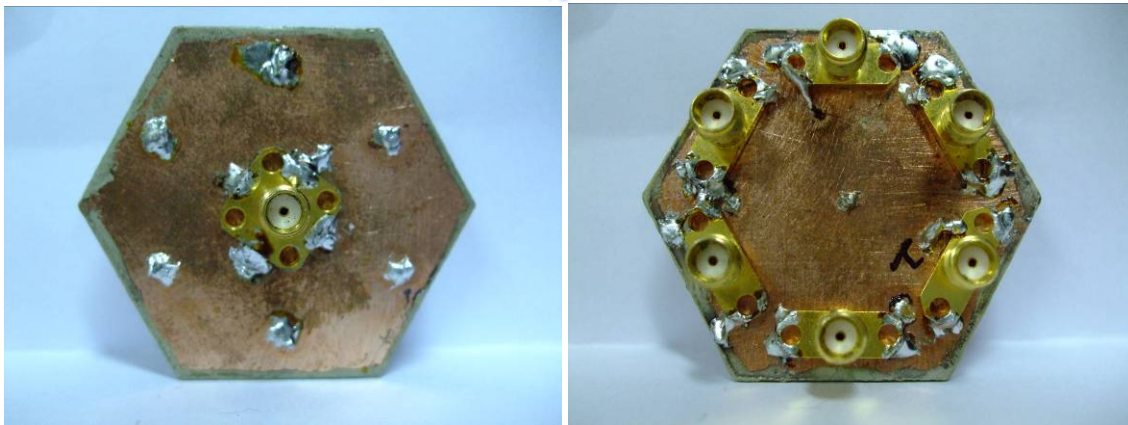


圖2-14 改變基板的板厚

2.5 實作與量測

為了驗證模擬的結果，我們實際製作了兩種平面式放射性共振腔功率分配器，分別是一分六平面式放射性共振腔功率分配器和一分八平面式放射性共振腔功率分配器。我們使用電磁模擬軟體 CST 來模擬平面式放射性共振腔功率分配器的特性。此處我們所選定的板材是介電常數為 4.4 的雙面 FR4 板，板材厚度為 1.6mm，介質損耗正切為 0.02。用 FR4 介質板製作共振腔的方式，是在 FR4 介質板的邊緣處塗上銀膠封住並連結上下兩金屬面，使場在介質板中無法溢出，進而形成平面式放射性共振腔。在實作中，在裁切板材的時候尺寸必須拿捏的很準確，因為會影響到所設計的中心頻率，像實作的兩塊功率分配器最後都比所設計的長度略長一點，造成中心頻率有所飄移。除了板材尺寸的拿捏外，輸出訊號的接頭位置更是必須注意的部份，如果位置略微偏掉，除了造成不匹配外，更可能會使得訊號完全無法饋入功率分配器中。

一分六平面式放射性共振腔功率分配器設計的中心頻率為 2.4GHz，正多邊形所選擇的半徑為 23.5mm，訊號輸入端金屬柱距離中心半徑為 18.4mm。實作圖如圖 2-15。圖 2-16 為實作與模擬比較圖。而圖 2-17 為實作量測圖。



(a)

(b)

圖2-15 一分六功率分配器實體圖

(a)正面 (b)背面

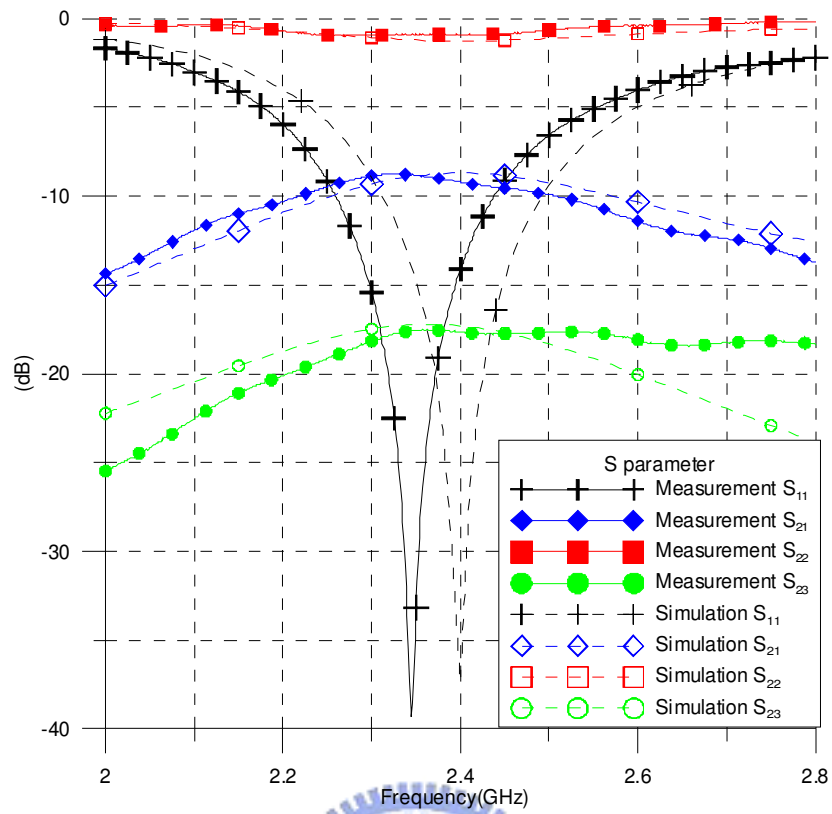


圖2-16 一分六功率分配器，模擬與量測比較圖

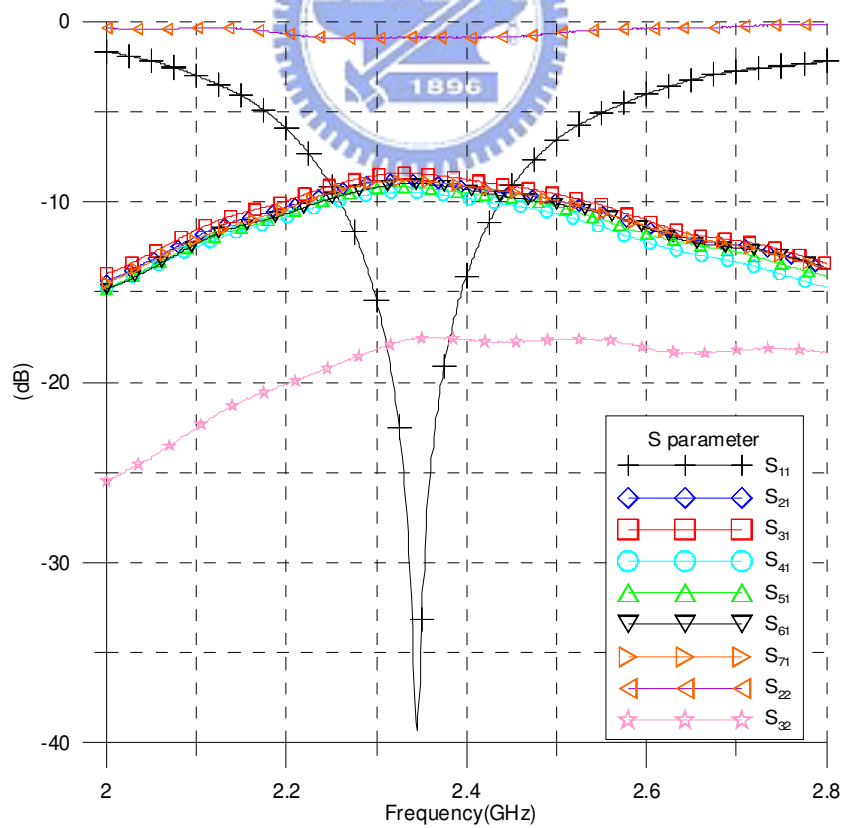


圖2-17 一分六功率分配器，反射參數量測圖

一分八平面式放射性共振腔功率分配器設計的中心頻率為 2.4GHz，正多邊形所選擇的半徑為 23.1mm，訊號輸入端金屬柱距離中心半徑為 17.4mm。實作圖如圖 2-18。圖 2-19 為實作與模擬比較圖。而圖 2-20 為實作量測圖。



(a)

(b)

圖2-18 一分八功率分配器實體圖

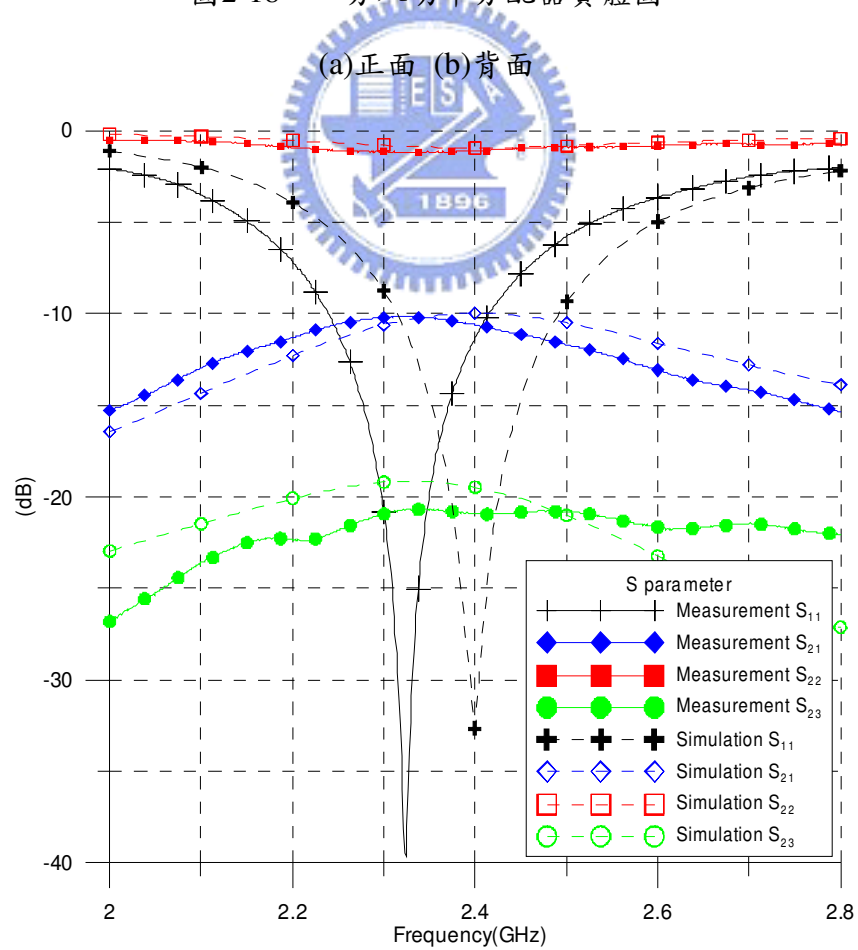


圖2-19 一分八功率分配器，模擬與量測比較圖

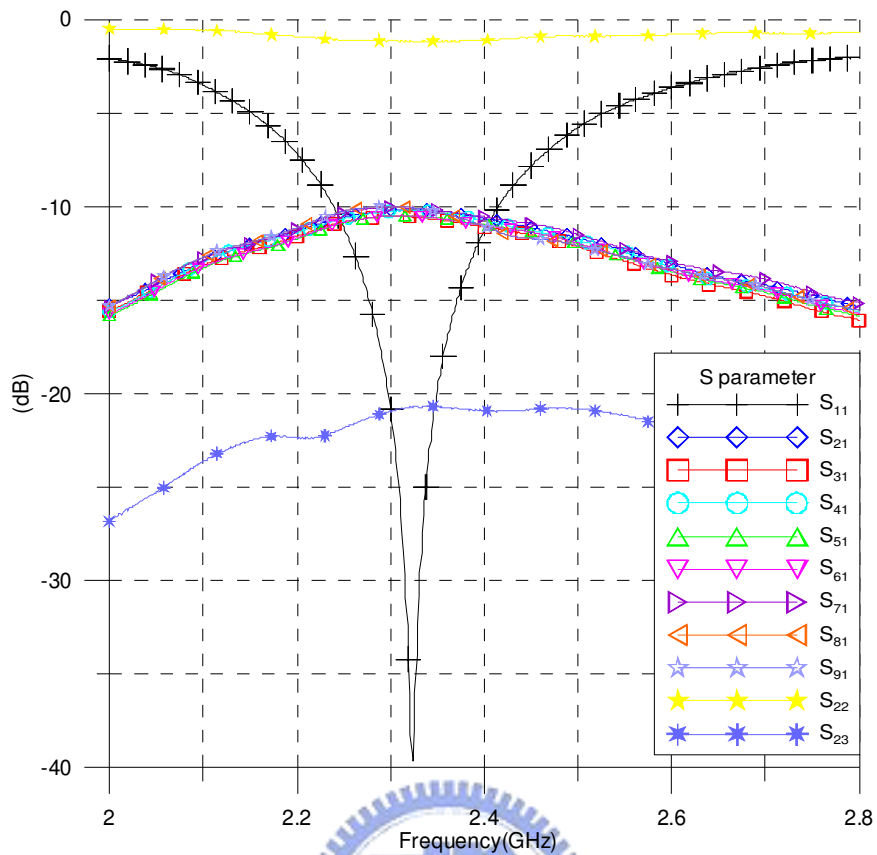


圖2-20 一分八功率分配器，反射參數量測圖

除了製作過程中造成的頻飄外，其餘的現象與模擬的現象是吻合的。一分六功率分配器實作的穿透係數為-8.741dB，而模擬的穿透係數為-8.70dB，實作共振頻率為 2.345GHz 上，-10dB 使用頻寬從 2.26GHz 到 2.437GHz 總共為 177MHz；一分八功率分配器實作的穿透係數為-10.142dB，而模擬的穿透係數為-9.979dB，實作共振頻率為 2.324GHz 上，-10dB 使用頻寬從 2.24GHz 到 2.414GHz 總共為 174MHz。

除此之外，我們可以從兩種圖中獲得一個資訊：當輸出的埠數量增加的時候，會使得輸出埠之間的隔離度增加。在一分六功率分配器的時候，隔離度在共振頻率時為-17.586dB；在一分八功率分配器的時候，隔離度在共振頻率時為-20.693dB。

第三章 具動態波束配置性之天線系統系統設計與量測結果

我們運用基板整合波導(SIW)的觀念，使用金屬銅柱來取代金屬面以隔離出四個空腔來分別做四個號角天線的饋入裝置，並且搭配高頻切換器(RF Switch)和放射性共振腔功率分配器來做到波束掃描的需求。

在此，我們先介紹基板整合波導的機制，再對純天線端做模擬與討論，最後是整個系統的實作與量測。

3.1 基板整合波導矩形導波管

圖 3-1 (a)為基板整合波導矩形導波管，由低損耗基板和週期性陣列金屬柱體所構成。圖 3-1 (b)則是基板整合波導矩形導波管等效成的矩形波導。因為藉由 3-1 (b)的方式比較容易做分析與設計。等效的方法有一個近似的方程式

$$w_{eff} = w - \frac{d^2}{0.95s}$$

在 s 是夠小的情況下，這個式子是成立的。

但是，在這個方程式下，它沒有考慮進去 d/w 的效應，但是實際上是有影響的。所以此時把這個方程式再修正為

$$w_{eff} = w - \frac{d^2}{0.95s} + 0.1 \frac{d^2}{w}$$

當 $s/d < 3$ 且 $d/w < 1/5$ 的情況下，這個方程式是足夠準確的[10]。

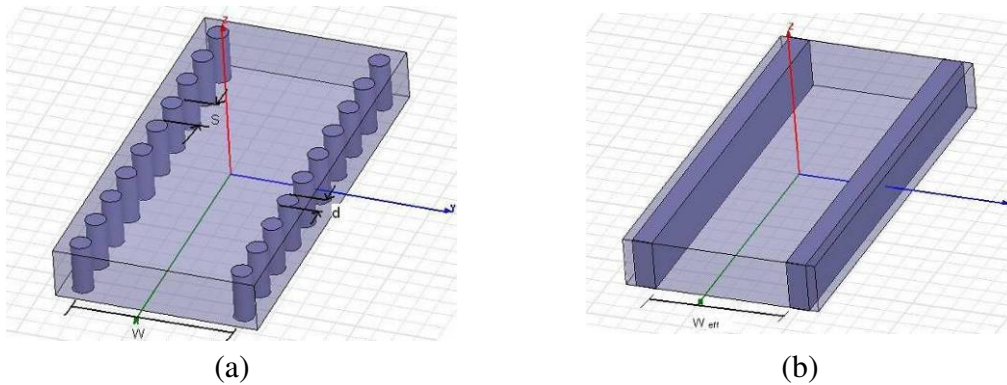


圖3-1 基板整合波導結構

(a)基板整合波導結構 (b)等效波導結構

3.2 金屬柱牆號角陣列設計與量測

3.2.1 天線結構模擬

因應需要四方向性的需求，利用金屬銅柱把方形盒體分割成四個等腰直角區塊，用單極天線(monopole)作訊號激發源，並以 E-plane 號角天線做為天線結構以改善後波瓣(backlobe)與主波束(Main Beam)的強度差值，結構如圖 3-2 所示。這樣的結構可以簡單地獲得四方面性的特點，並以此做為波束掃瞄的基礎天線結構。

號角天線的設計很簡單，由相關書籍中皆可以找到詳細的設計流程，不過我們在此是用短於波長的設計，即仰角金屬板長度小於欲設計頻率的波長，與一般號角天線所設計的方向不同。結構特性主要是由兩個參數所決定，一個是改變號角天線仰角金屬板的仰角角度，另外一個是改變號角天線仰角金屬板的長度。當改變不同的仰角角度時，會影響到後波瓣與主波束的強度差值，並且些微增加增益，如圖 3-3 所示。我們可以由圖 3-3 中看出來，當金屬板仰角越大時，後波瓣與主波束的差值就會越高。而金屬板長度則會影響到主波束的增益(Gain)，如圖 3-4 所示。隨著金屬擋板長度增加，增益也會隨著增加。

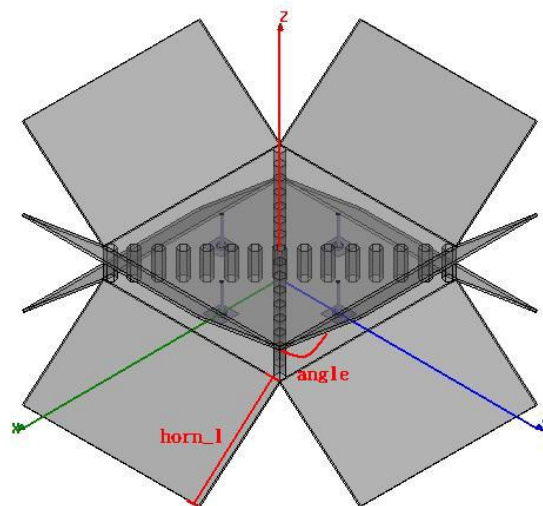


圖3-2 金屬柱牆號角陣列結構圖

(angle=40° horn_l=60mm)

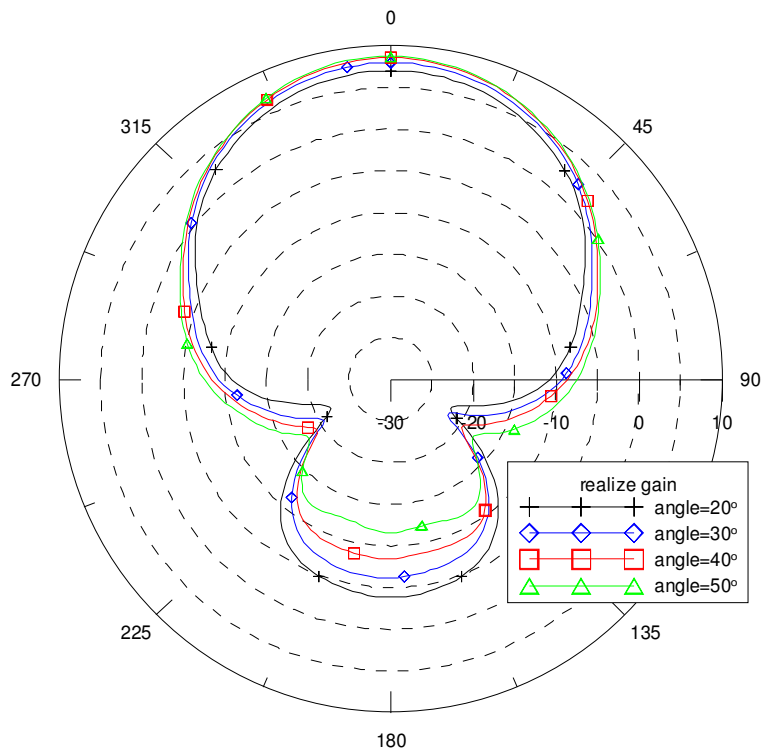


圖3-3 金屬柱牆號角陣列改變angle

(horn_l=60mm 在 2.4GHz)

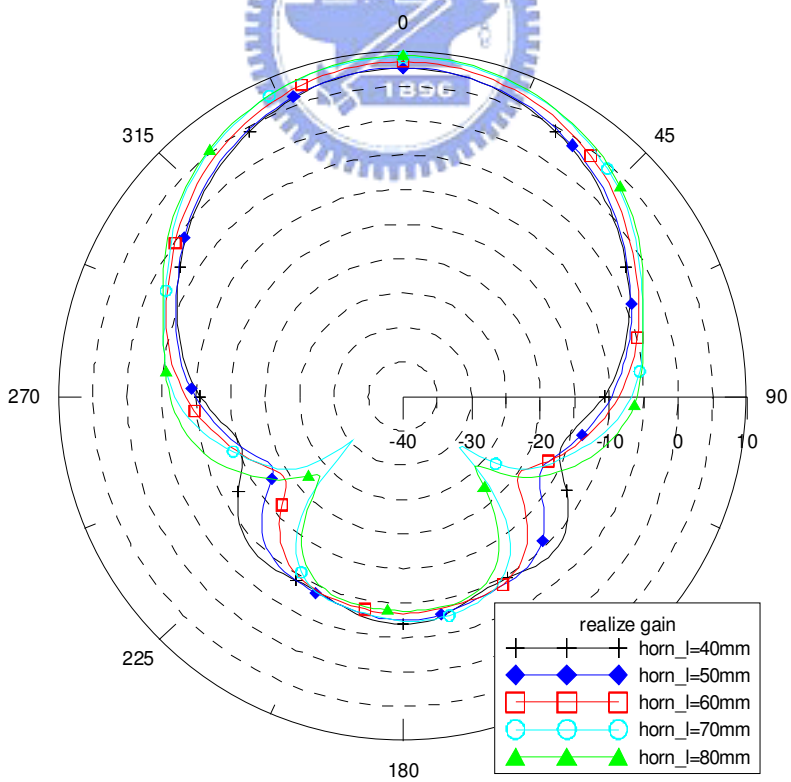


圖3-4 金屬柱牆號角陣列改變horn_l

(angle=40deg 在 2.4GHz)

我們選定 100mm × 100mm 的平行板來放入金屬銅柱隔成四個等腰直角三角形空間，如圖 3-2 所示。號角天線的仰角金屬板長度為 60mm，仰角為 40 度。圖 3-5 為此結構天線的反射係數。由圖可知，天線頻寬由 2.2GHz 開始可以使用到 3GHz 以上，涵蓋所希望設計的 2.4GHz，也包含住平面式放射性共振腔功率分配器的設計工作頻率範圍。由圖 3-6 可知，單一天線開啟時在水平面(XY 平面)的-3dB 頻寬約為左右各 32 度。由圖 3-7 可知，單一天線開啟時在鉛直面(XZ 平面)的-3dB 頻寬約為上下各 34 度。從水平頻寬上來看，四埠之間水平面的-3dB 頻寬空間上沒有重複到，在經由高頻切換器來切換波束的搭配下，我們可以在水平面上平均分割出四個垂直空間。每一次波束切換時只會接收到一個空間內的訊號，不會受到其他空間的訊號影響，可以使用空間切換的方式來增加同時使用的使用者數量，達到空間分割多工的效果。

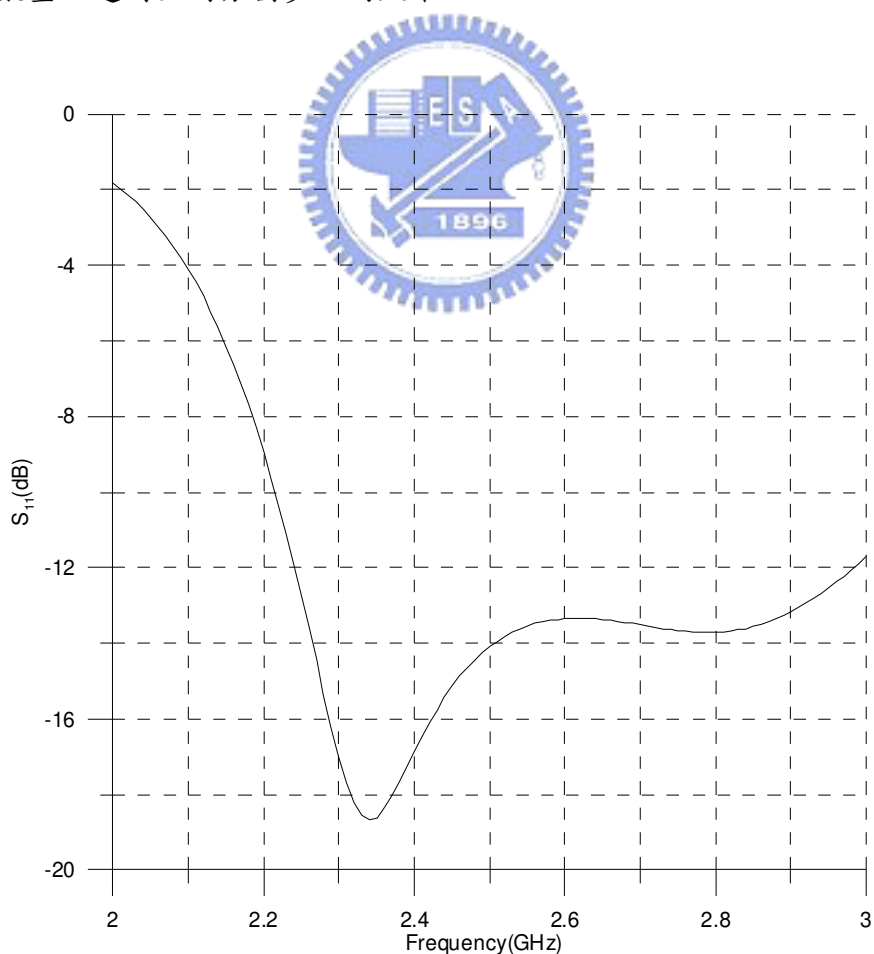


圖3-5 金屬柱牆號角陣列反射係數(模擬)

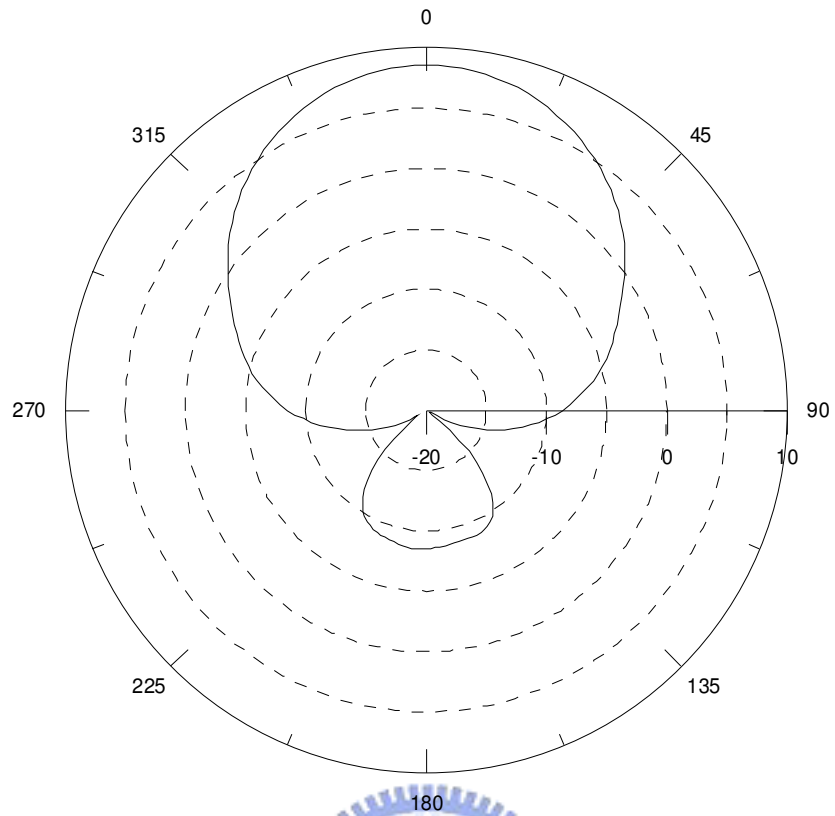


圖3-6 金屬柱牆號角陣列XY平面Realize Gain(模擬)

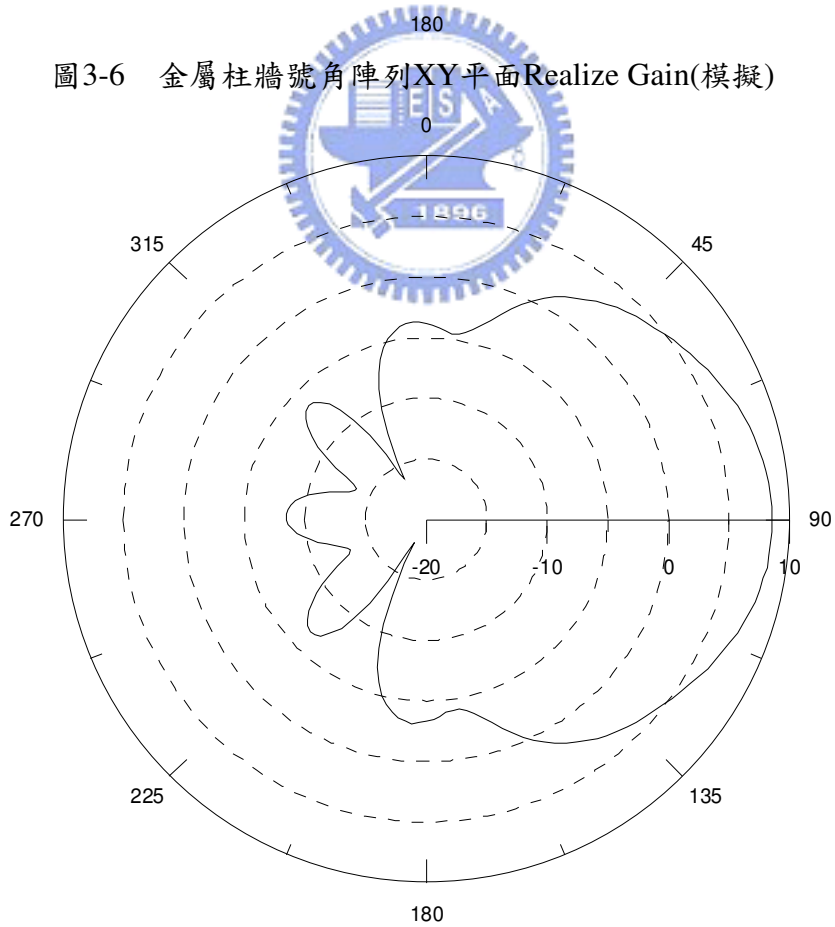


圖3-7 金屬柱牆號角陣列XZ平面Realize Gain(模擬)

我們還試著把仰角金屬板的兩旁邊給封閉起來，以觀察效果是否變好。結構如下圖 3-8 所示。

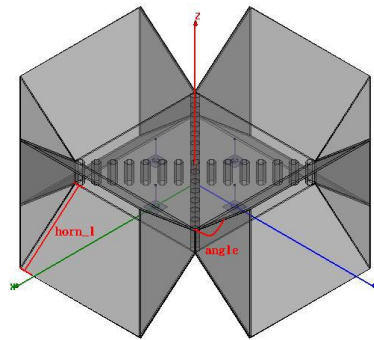


圖3-8 金屬柱牆號角陣列加上兩金屬側板結構圖

(angle=40° horn_l=60mm)

從圖 3-9、圖 3-10 及圖 3-11 我們可以得知加上金屬側板的效果在反射參數上的改變並不明顯，對於主波束增益上的增強也沒有明顯的增加，但是在後波瓣增益的抑制就有著明顯的增加。不過我們為了製作與組合上的便利性，所以最後還是以未加上金屬側板結構做為實作結構。

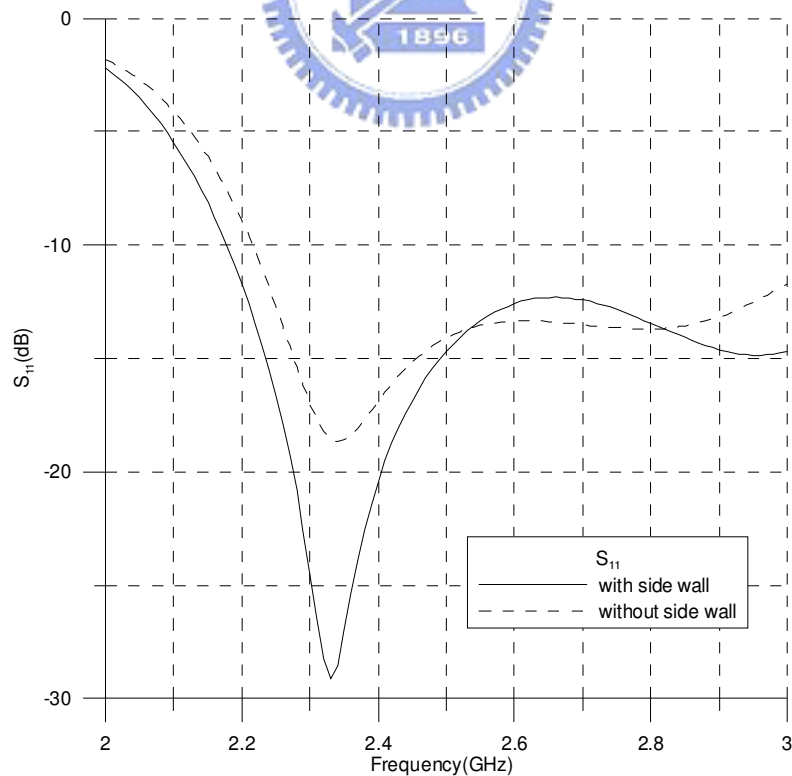


圖3-9 金屬柱牆號角陣列加上兩金屬側板反射係數(模擬)

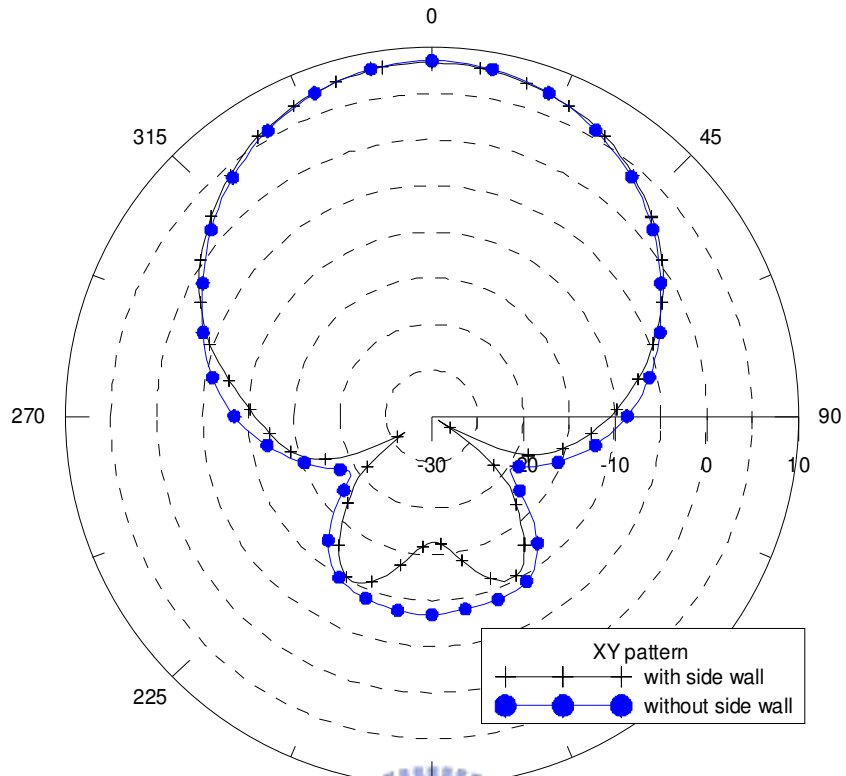


圖3-10 金屬柱牆號角陣列加上兩金屬側板XY平面Realize Gain(模擬)

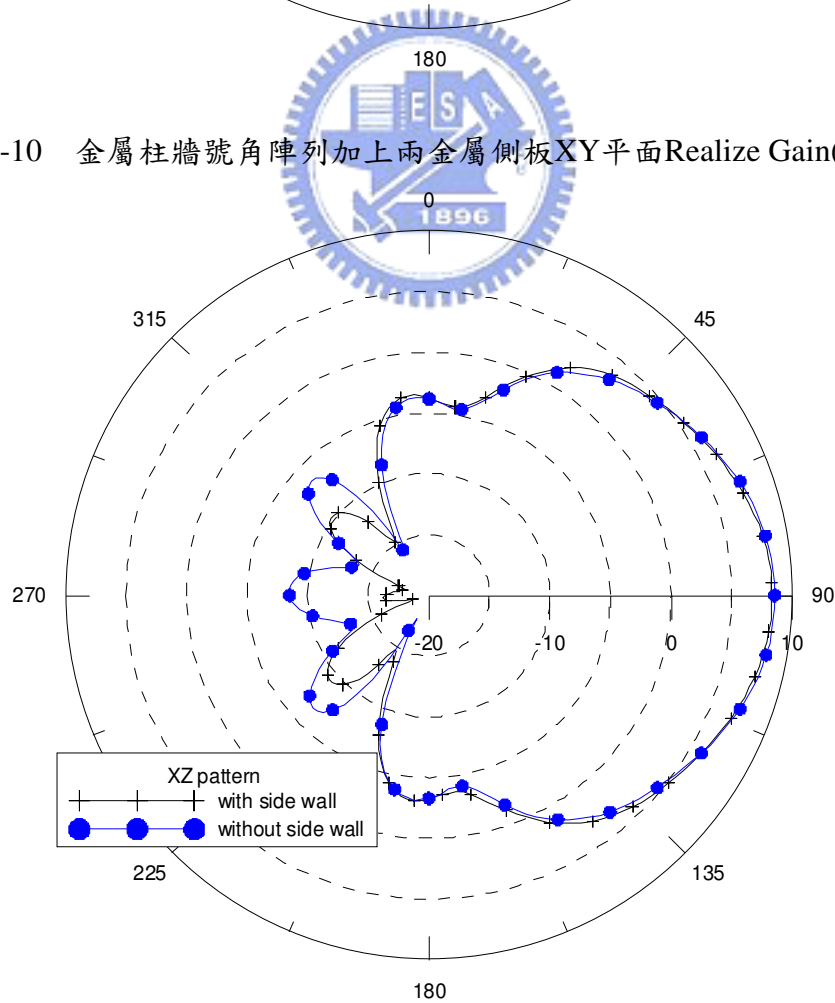
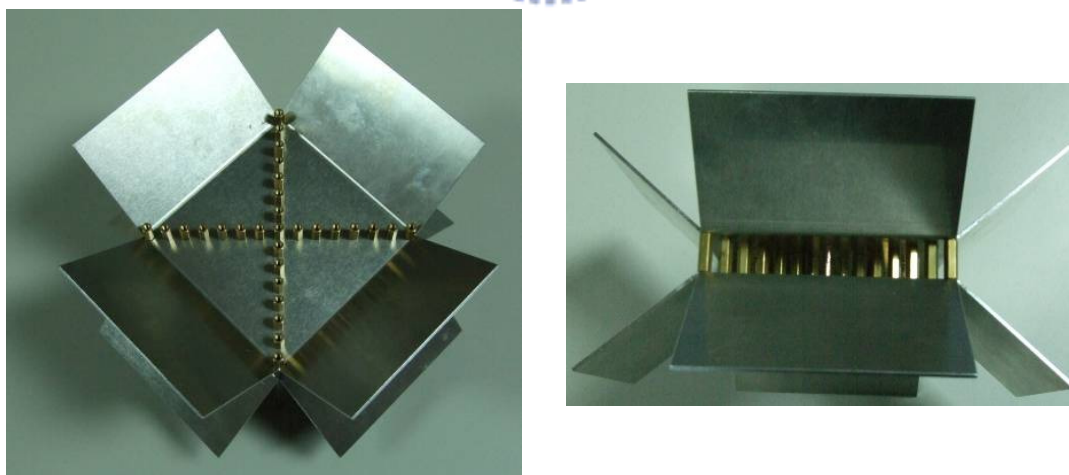


圖3-11 金屬柱牆號角陣列加上兩金屬側板XZ平面Realize Gain(模擬)

3.2.2 金屬柱牆號角陣列實作與量測

天線實作部分，藉由選用厚度 1mm 的鋁金屬板做為天線本體材質，可以使天線本體具有比較堅固的結構性，並且使得 CNC 折床所折出的號角天線仰角金屬板部分可以不容易變形而影響仰角。天線激發源使用捷寶的 SMA864L-0000 做為單極天線激發源，並在適當的地方做饋入，以激發號角天線在所設計的 2.4GHz 為工作頻率範圍。圖 3-12 為天線實體圖。

圖 3-13 為四個埠的反射係數量測圖，從反射係數量測圖中我們可以知道天線本身的匹配性是否良好。從圖 3-13 中我們可以得知，四個埠的反射係數在 2.4GHz 時都在 -10dB 以下，表示訊號在 2.4GHz 可以有很好的饋入，具有很好的匹配性。而從圖中我們可以獲得另外一個資訊，因為天線本身的頻寬很寬，所以會由平面式放射性共振腔功率分配器來決定系統頻寬。假若需求頻率在天線的頻寬下的話，就可依使用需求頻率來更替不同中心頻率的功率分配器，簡單即可獲得不同的系統工作頻率點。而另一方面來說，因為平面式放射性共振腔功率分配器具有有限頻寬的特性，可以使得在所設計頻率以外的訊號帶通特性不好，直接可以獲得初步頻帶隔絕的效果。



(a)

(b)

圖3-12 金屬柱牆號角陣列實做圖

(a)斜視圖 (b)側視圖

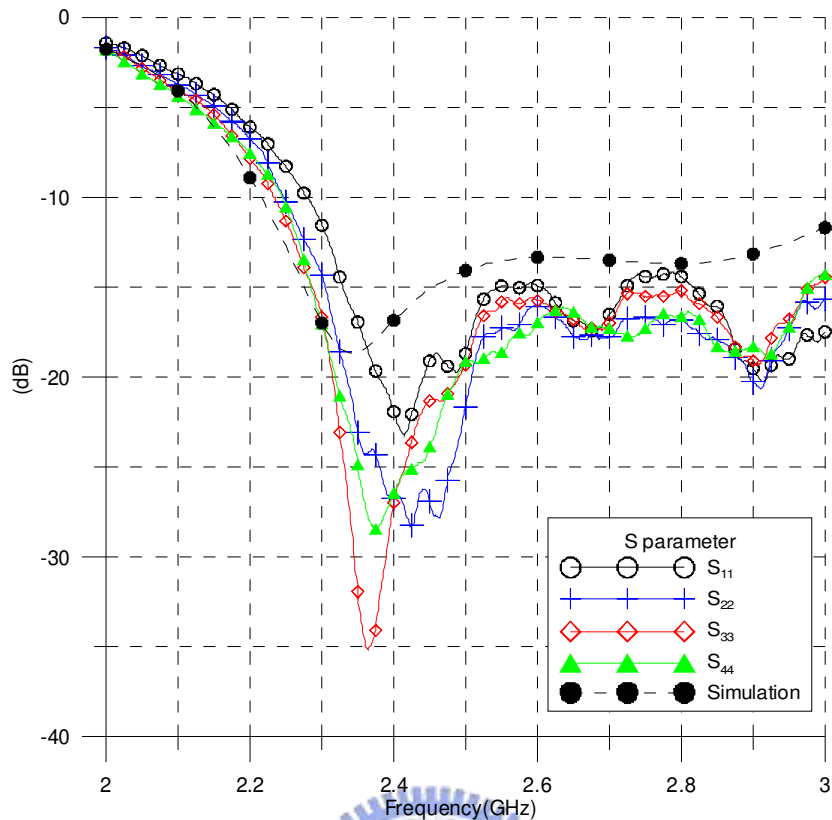


圖3-13 金屬柱牆號角陣列反射係數(模擬與量測比較圖)

因為使用 90° 環形陣列(90° ring array)的關係，所以彼此間天線的干擾情況就顯得重要。如果相互影響大的話，就會使得每一埠很容易收到其他埠所送出的訊號，進而影響到訊號的收發訊號判斷，圖 3-14 表示著四個埠的相互影響參數量測。從圖 3-14 中可得知，各埠相互影響係數皆在 -25dB 以下，表示彼此之間訊號會互相干擾的情況很低，天線本身的隔離度很好。

圖 3-15 與圖 3-16 是天線增益量測圖，圖 3-15 是水平面(X-Y 平面)的四埠增益(Gain)量測圖，而圖 3-16 是埠 1 垂直面(X-Z 平面)的增益量測圖。從量測中可知，金屬柱牆號角陣列會提供雙方向的 -3dB 頻寬範圍，在水平面上的 -3dB 頻寬為 66 度，左右兩邊各 33 度；在鉛直面上的 -3dB 頻寬為 64 度，上面兩邊各 32 度。這樣的量測結果跟模擬的相差不遠。

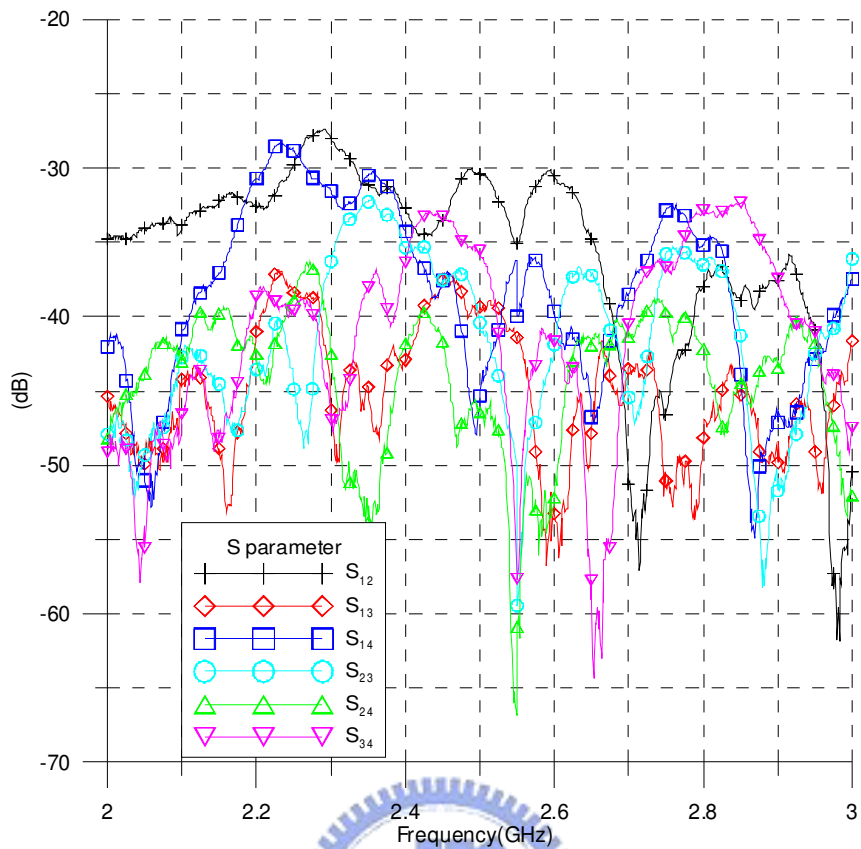


圖3-14 金屬柱牆號角陣列量測相互干擾參數

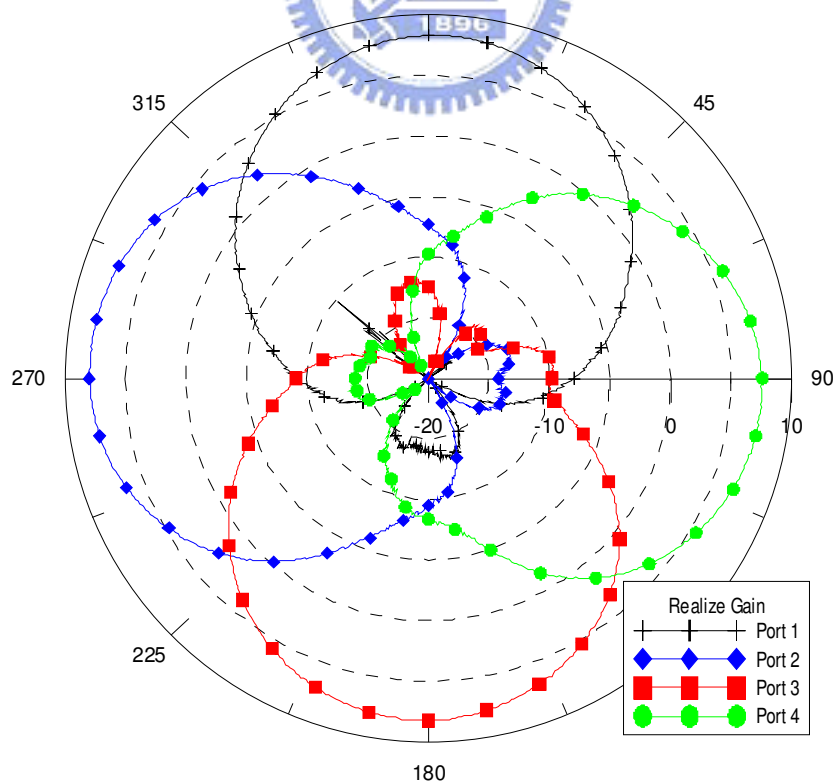


圖3-15 金屬柱牆號角陣列XY平面(水平面)波束量測圖

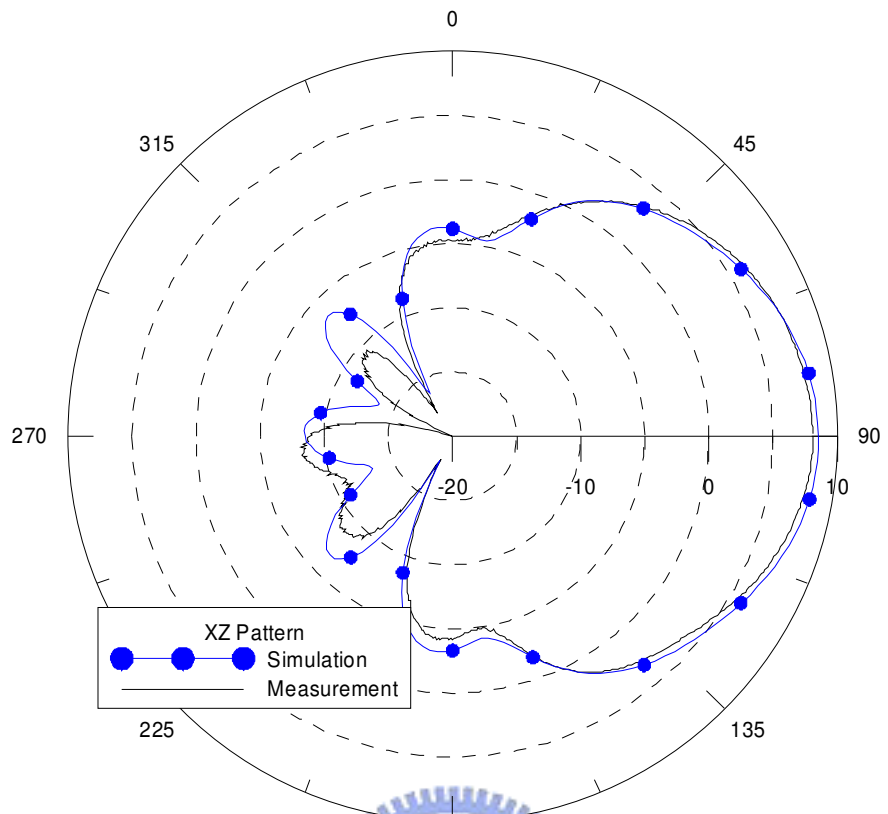


圖3-16 金屬柱牆號角陣列XZ平面(垂直面)波束量測圖



3.3 高頻切換器(RF Switch)實作與量測討論

藉由高頻切換器的使用，可以讓我們獲得動態波束切換的效果。在這邊我們選擇 NEC 公司的一分二高頻切換器，型號為 μ PG2012T。圖 3-18 為他們所建議的電路布局圖，我們使用 0.4mm 的 FR4 介質板，損耗正切 0.0027，介質常數為 4.4。

圖 3-17 為電路實作圖，左右兩邊為外接直流偏壓(DC Bias)，中間為 μ PG2012T 的砷化鎵 SPDT 二極體，並且在電容、訊號輸入與訊號输出的地方皆打入金屬柱與背面的地所相連接。我們所量測的是介入損失(Insertion Loss)、隔離度(Isolation)和反射係數(Return Loss)。介入損失是考量高頻訊號經過所會損耗掉的能量，而隔離度則定義為兩輸出訊號通道之間的干擾。

圖 3-19 為 NEC 所建議的電路元件值，我們在此一律以 output 2 接到號角天線端。為了當切換到 output 1 訊號能量不會回流，所以在 output 1 的地方接上高頻的負載，以避免訊號回流影響到整個高頻切換器的使用。如表 3-1 所示，高頻切換器以 V_{cont} 做為控制的訊號，當 V_{cont} 為 0 的時候，表示輸出端選擇為 output 2；當 V_{cont} 為 1 的時候，表示輸出端選擇為 output 1。

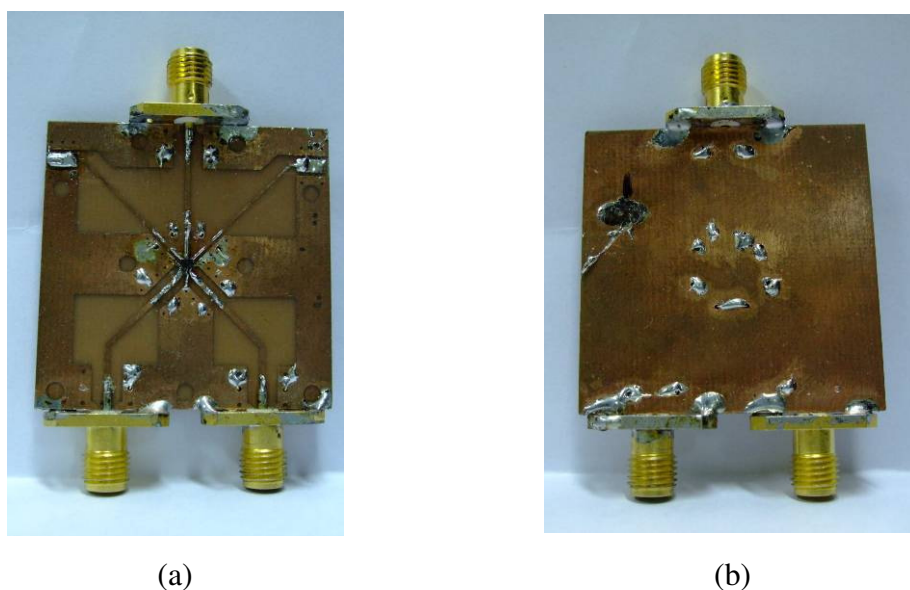
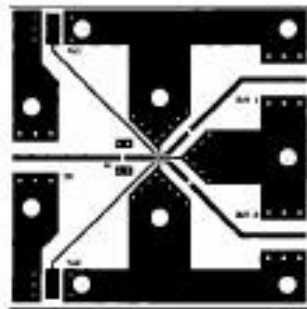


圖3-17 高頻切換器實作圖

(a)正面 (b)背面

Evaluation Board Pattern Layout



scale 1 : 1
size 38 mm × 38 mm
material FR4 (ELC4756/Sumitomo)
 h = 0.4 mm, $\epsilon_r = 4.6$

圖3-18 μ PG2012T的建議布局電路

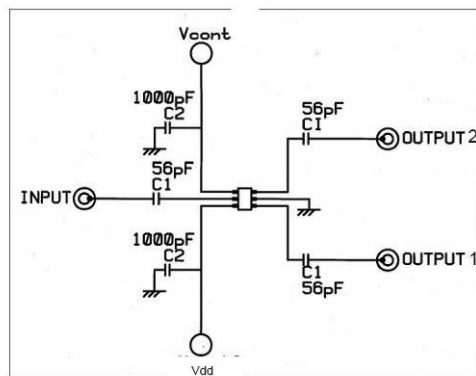


圖3-19 μ PG2012T的電路元件建議值

Vcont	Output Port
0	Output 2
1	Output 1

表3-1 μ PG2012T控制機制

(1：表示電壓介於2.7伏到3伏間)

圖 3-20 為 μ PG2012T 在 V_{cont} 為 0 時的參數量測圖。其中反射係數在 -15dB 以下，顯示能量幾乎都能由輸入端饋入；而 output 2 的穿透係數在 2.4GHz 時為 -0.9dB，表示主要的訊號目前皆由 output 2 做輸出，並且饋入到金屬柱牆號角陣列；而 output 1 的穿透係數在 2.4GHz 時為 -30dB，顯示主要能量皆在 output 2。

圖 3-21 為 μ PG2012T 在 V_{cont} 為 1 時的參數量測圖。其中反射係數在 -15dB 以下，顯示能量幾乎都能由輸入端饋入；而 output 2 的穿透係數在 2.4GHz 時為 -30dB，表示當高頻切換器 output 2 關閉時，不會有能量饋入到金屬柱牆號角天線裡去影響到系統發射；而 output 1 的穿透係數在 2.4GHz 時為 -0.9dB，而此能量將由高頻負載給吸收掉。

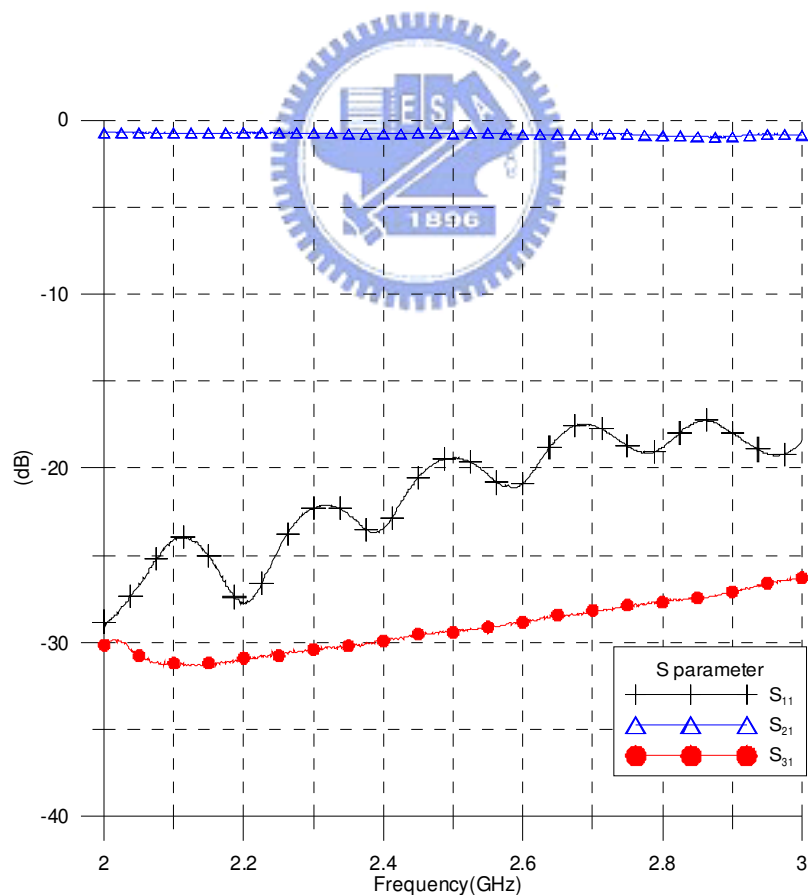


圖3-20 高頻切換器的反射係數與透射係數

($V_{con} = 0V$)

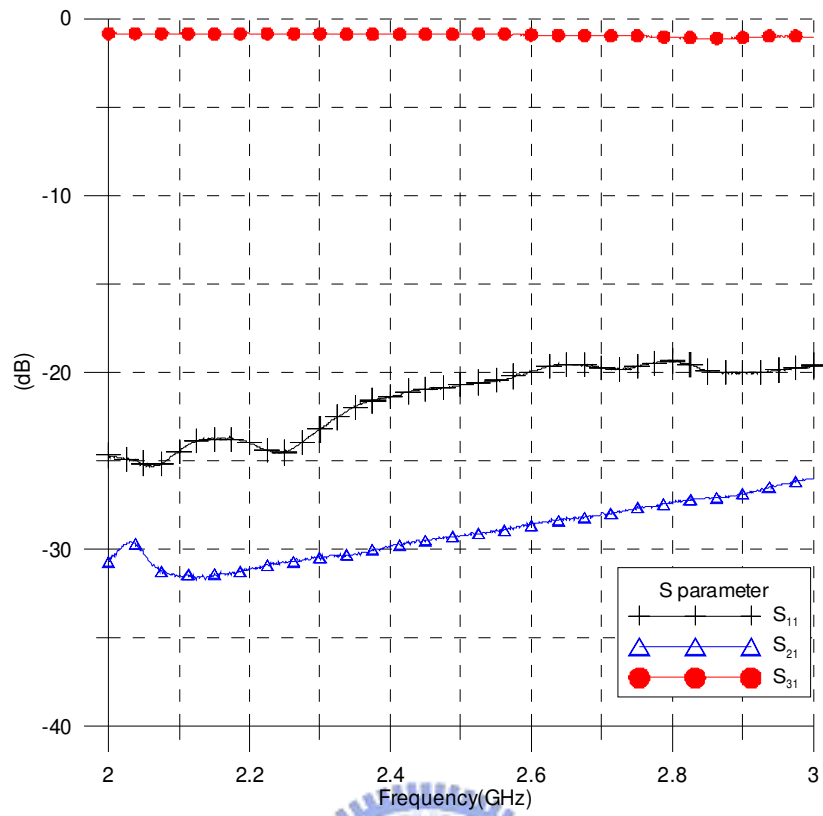


圖3-21 高頻切換器的反射係數與透射係數

(Vcon= 3V)



3.4 具動態波束配置性之天線系統實作與量測

最後的系統結構如圖 3-22 所示。在一分四功率分配器的部份，我們選用以 RO5880 為基板的一分四平面式放射性共振腔功率分配器，選用 RO5880 作基板，可以改善功率分配器的損耗。而高頻切換器使用 NEC 公司的 μ PG2012T，在 2.4GHz 下可以提供低於-1dB 的介入損耗。天線端則是使用金屬柱牆號角陣列做為收發端，以涵蓋水平面 360 度角的切換使用。

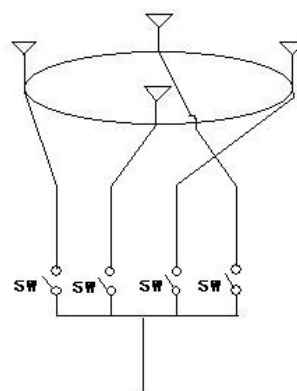
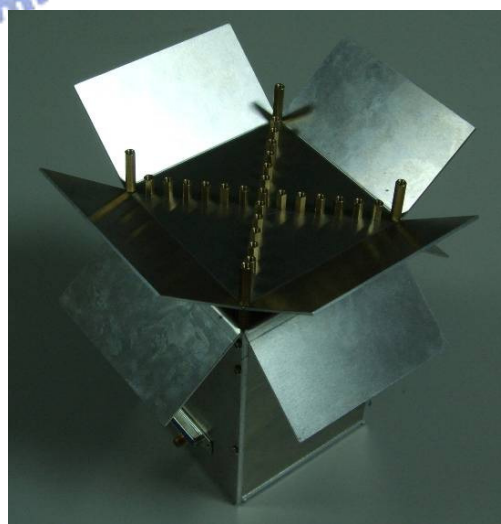


圖3-22 具動態波束配置性之天線系統結構圖

我們在金屬柱牆號角陣列下方用金屬鋁製作一金屬盒，把高頻切換器、平面式放射性共振腔功率分配器與控制電路板皆收納於其中，除了整齊美觀外也避免可能的外界高頻雜訊的干擾。控制訊號部分，使用 NI 公司的 Labview 軟體搭配 D-type 25 接腳的接頭來提供 3 伏的電壓，以控制四個高頻切換器的開關，進而達到自動波束切換的功能。圖 3-23 為具動態波束配置性之天線系統實作結構圖。



(a)



(b)

圖3-23 具動態波束配置性之天線系統實作結構圖

(a)側面圖 (b)斜視圖

如同前面所提過的，我們可以從比較圖 3-25 的具動態波束配置性之天線系統的反射係數量測圖與圖 3-24 的放射性共振腔功率分配器的反射參數量測圖可知，系統的反射係數主要由平面式放射性共振腔功率分配器所決定，由於平面式放射性共振腔功率分配器實作在 2.42GHz 上(圖 3-24)，所以天線的反射係數主要也掉在 2.42GHz 上。隨著不同埠的開關，具動態波束配置性之天線系統的反射係數改變並不大，顯示出不同高頻切換器在切換的時候，不會造成反射係數太大的差異性，影響到整體的匹配。

為了評估整個高頻切換線路的介入損失，所以我們量測了功率分配器、高頻切換器與中間線路的介入損失(Insertion Loss)的總和量，如圖 3-26 為所示。當高頻切換器開($V_{con}= 0V$)時，介入損失在 2.4GHz 時大約為-8.3dB。當高頻切換器開($V_{con}= 3V$)時，介入損失在 2.4GHz 時大約為-35dB。表示主要的輸入埠會由高頻切換器開的埠所決定，而關起來的埠幾乎沒有能量會饋入到金屬柱牆號角陣列裡面。

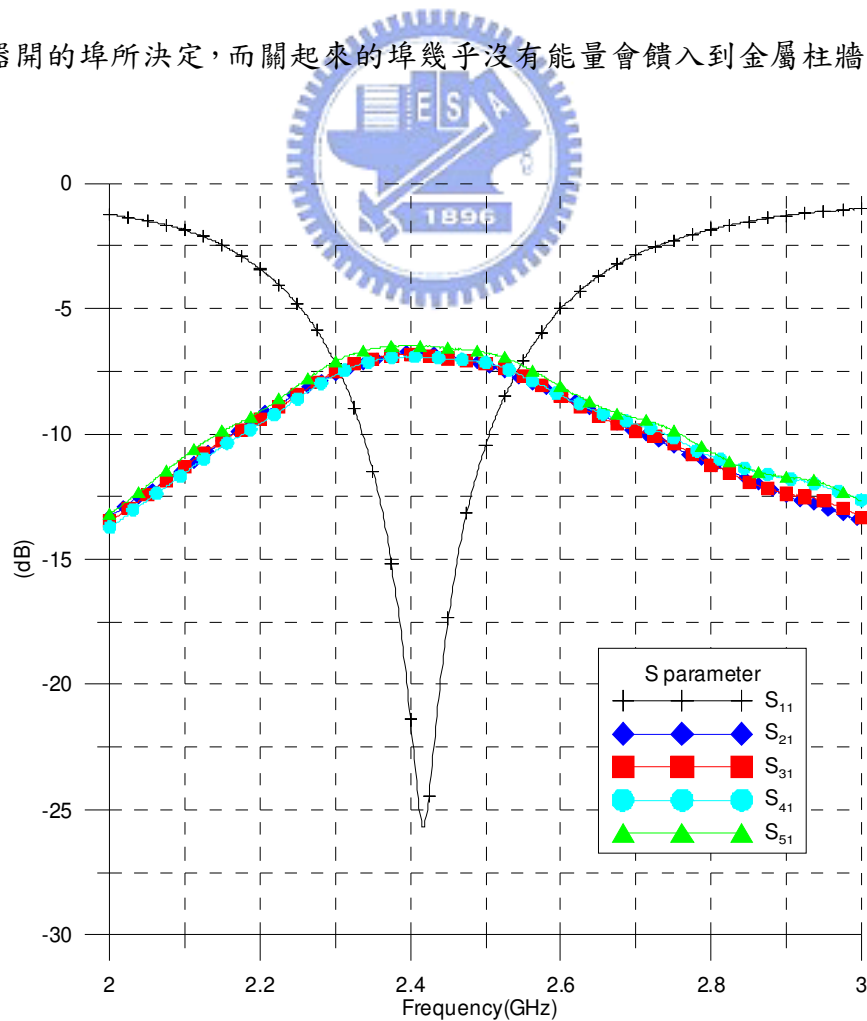


圖3-24 放射性共振腔功率分配器的反射參數量測

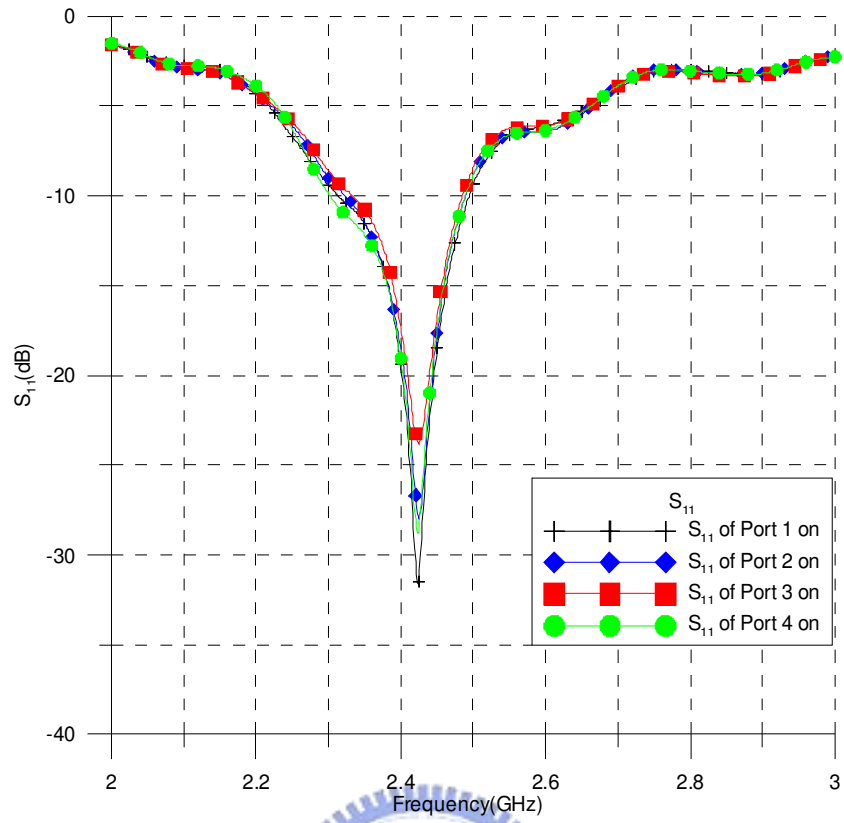


圖3-25 具動態波束配置性之天線系統反射係數量測圖

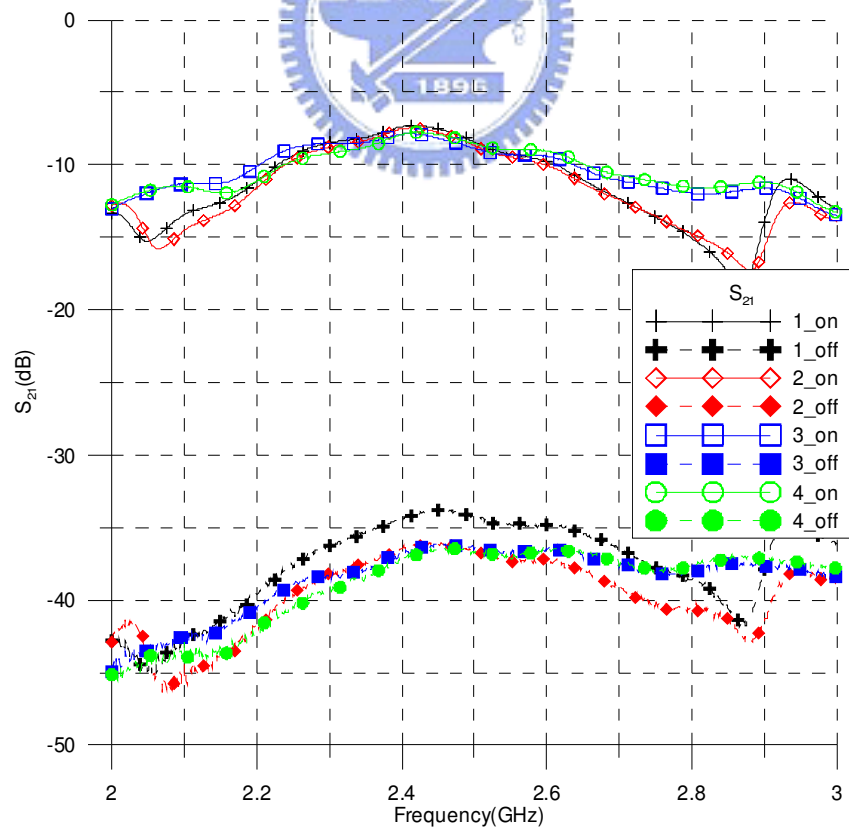


圖3-26 經由功率分配器以及高頻切換器後的介入損失

藉由功率分配器與高頻切換器的搭配，使得我們的波束切換系統可以擁有較高的變化性。除了單方向窄波束做波束切換外，還能夠提供較大 3dB 頻寬範圍的單波束掃描；同時兩相對方向做雙波束掃描；做全區域廣播等，形成一可動態調整的波束掃描系統

在單方向窄波束做波束切換下，單波束水平面 3dB 頻寬約 66° ，左右各 33° ，可涵蓋住垂直切割空間下 73% 的區域範圍，並且旁波瓣與主波束的差值可達到 -15dB 左右，後波瓣與主波束差值更可達到 -20dB 左右，如圖 3-27 所示。當我們需要較大範圍的波束切換功能時，可以選擇把四方向性號角天線的相鄰兩埠給輪流開啟，此時單波束水平面的 3dB 頻寬可將近達到 180° 左右的範圍，可以提供一個非常寬的使用範圍，如圖 3-28 所示。

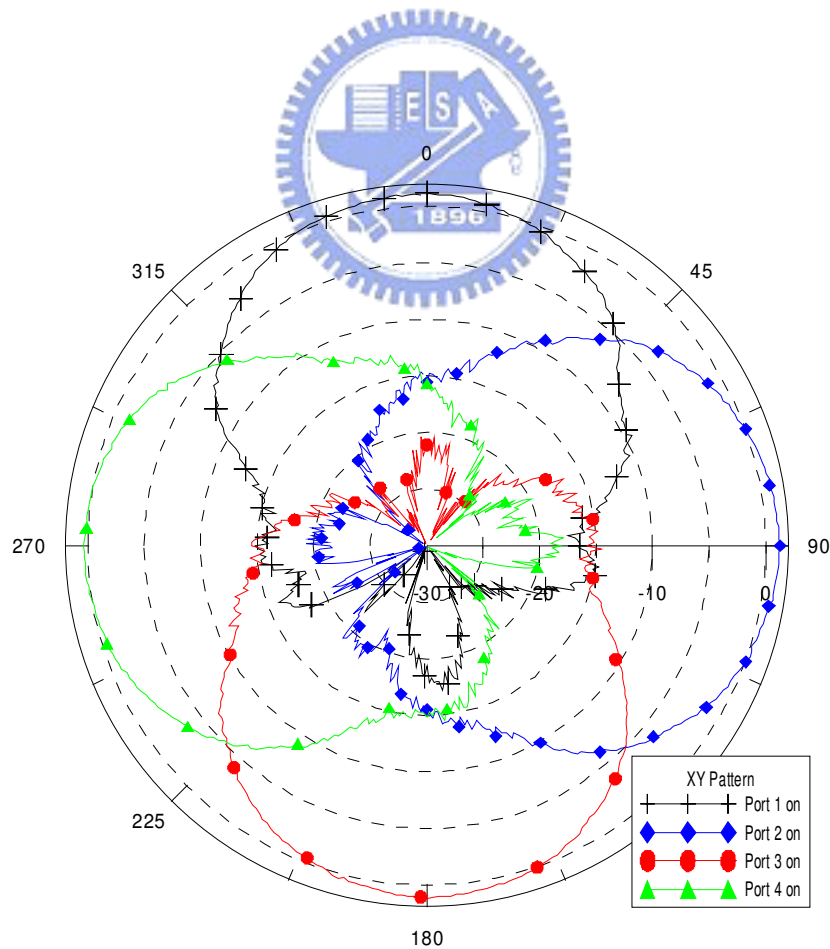
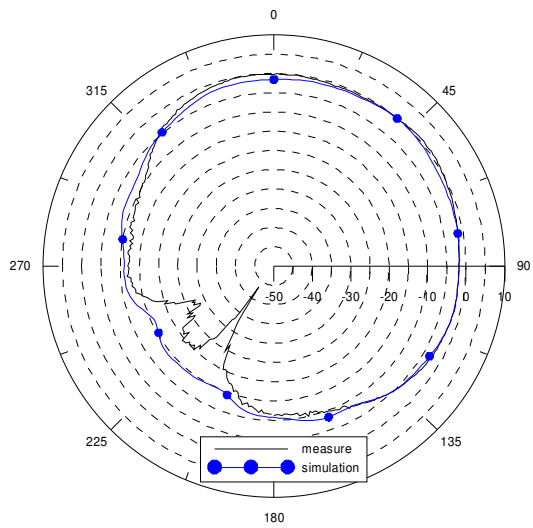
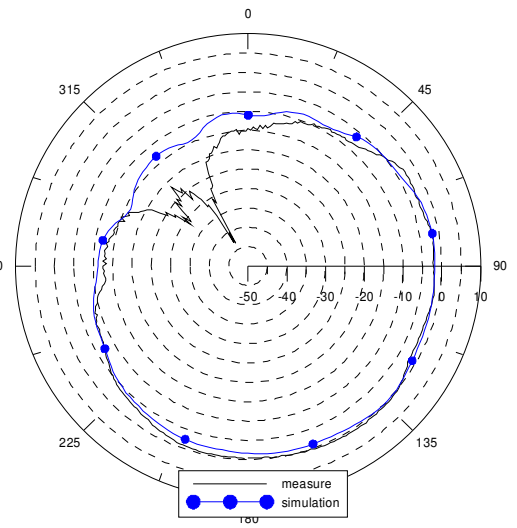


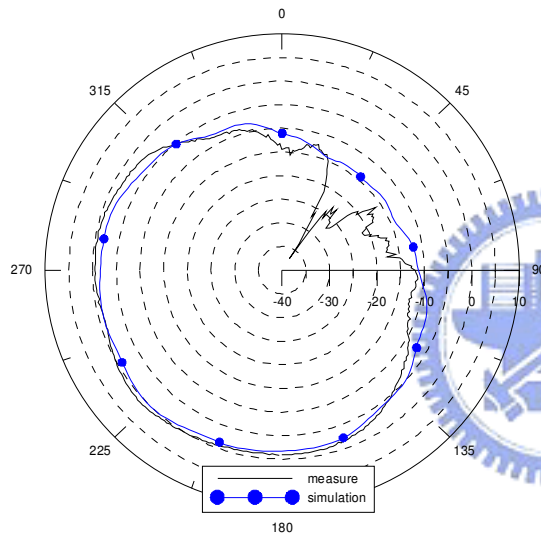
圖3-27 具動態波束配置性之天線系統單埠開啟增益量測圖



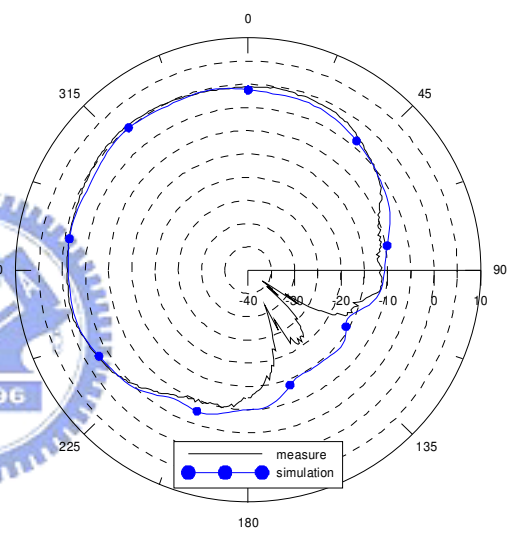
(a)埠 1 和埠 2 同時開啟



(b)埠 2 和埠 3 同時開啟



(c)埠 3 和埠 4 同時開啟



(d)埠 1 和埠 4 同時開啟

圖3-28 具動態波束配置性之天線系統相鄰埠開啟增益量測圖

除了做單波束切換以外，還可以形成雙波束切換系統，如圖 3-29 所示。把四方向性號角天線的相對兩埠給輪流開啟，可以在選擇開啟的兩方向各形成一窄波束，形成雙波束切換系統。如果我們四方向性號角天線的四埠同時開啟的話，此時會形成廣播的形式，在全部方向上面的增益相差不遠，如圖 3-30 所示。

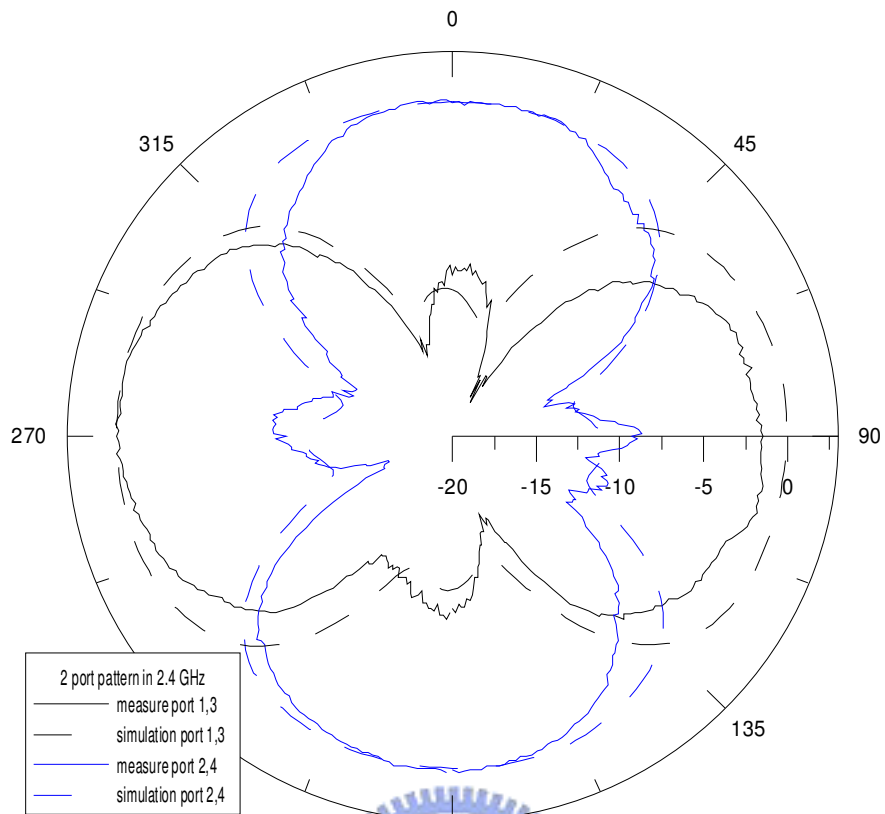


圖3-29 具動態波束配置性之天線系統相對埠開啟增益量測圖

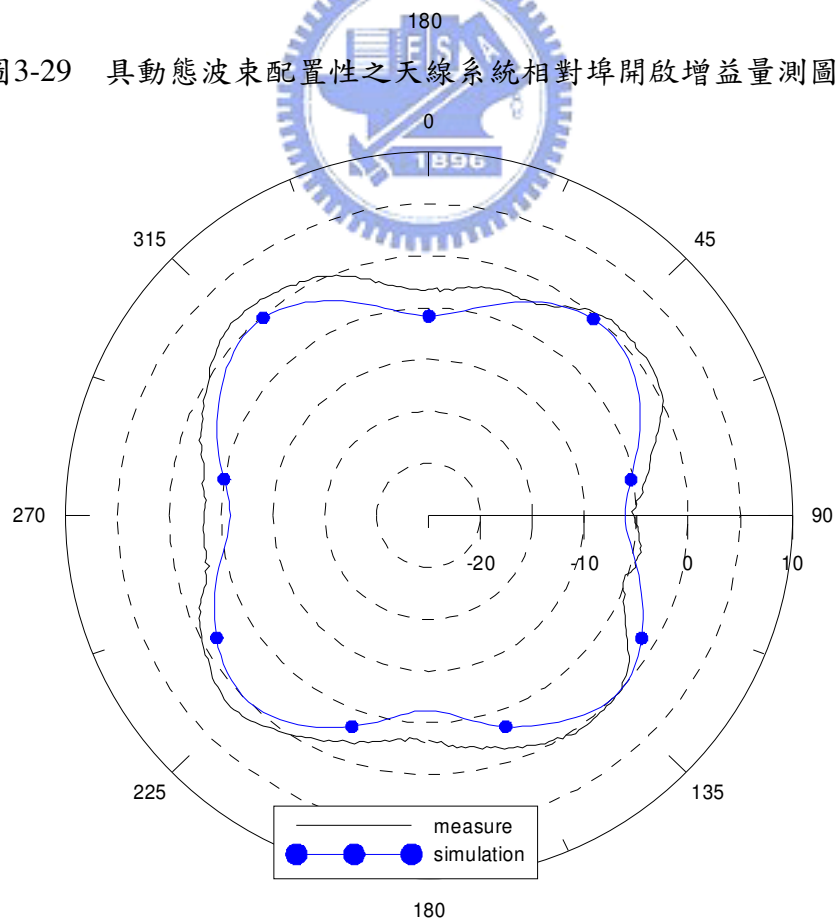
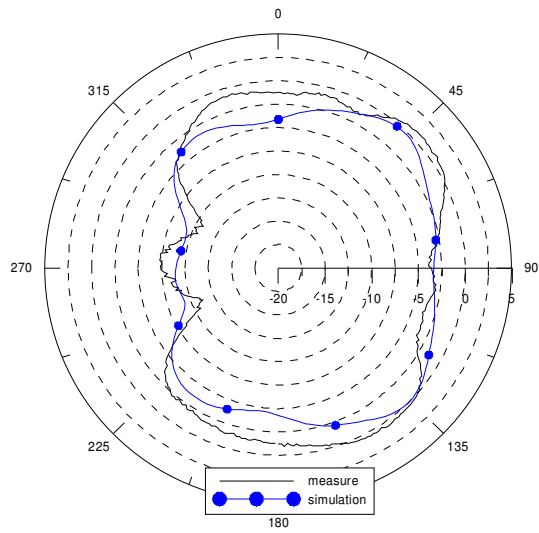
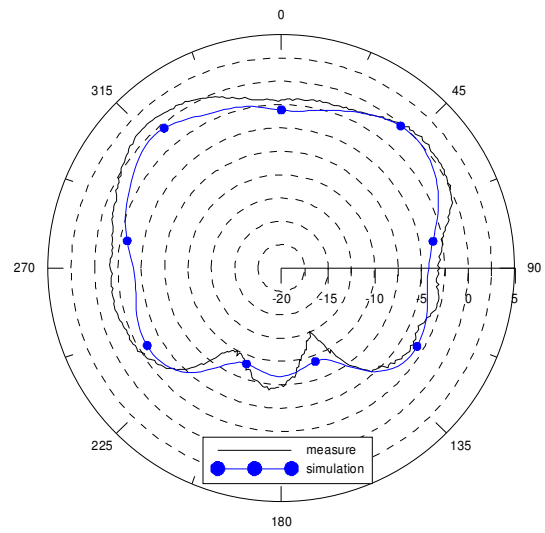


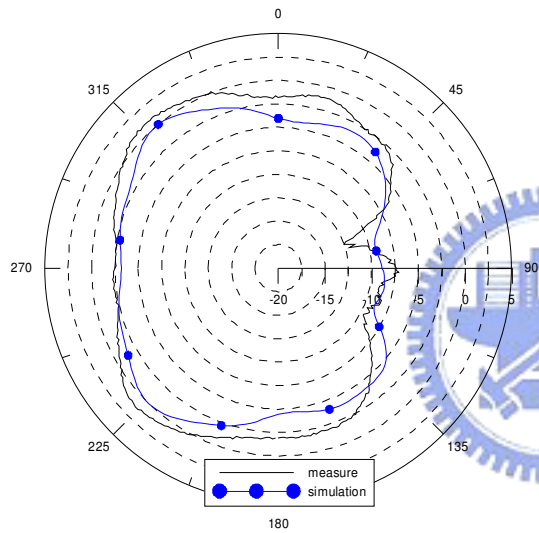
圖3-30 具動態波束配置性之天線系統全埠開啟增益量測圖



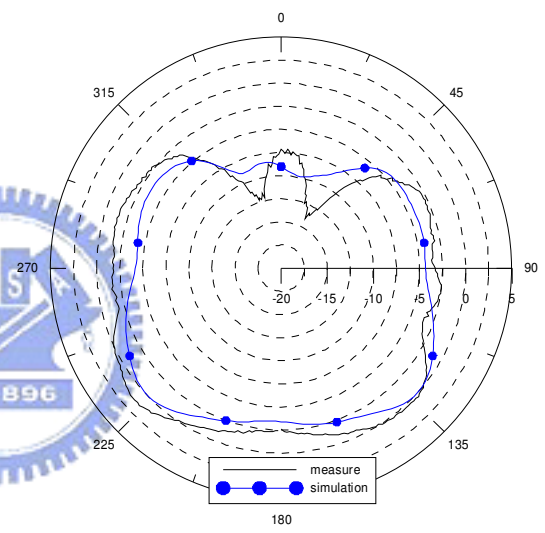
(a)埠 1、埠 2 和埠 3 開啟



(a)埠 1、埠 2 和埠 4 開啟



(a)埠 1、埠 3 和埠 4 開啟



(a)埠 2、埠 3 和埠 4 開啟

圖3-31 具動態波束配置性之天線系統三埠開啟增益量測圖

第四章 結論

(Conclusion)

在本論文中，我們使用功率分配器搭配高頻切換器的方式形成高頻切換系統，再搭配環形天線陣列(Ring Arrays)建構成具動態波束配置性之天線系統。它是一種藉由不同的高頻切換器組合形成不同波束的系統，除了傳統的四方向波束外，還可以形成 45° 斜角的波束，使得在波束切換過程中不會產生死角。

藉由基板共振腔結構來做一分多功率分配器，具有功率分配平均、功率分配同相位、設計與製程容易等優點，並且所佔面積小，適合用在多種系統中。金屬柱牆號角陣列使用金屬柱體(via)來形成四波束天線系統，並用單極天線做激發源，再搭配功率分配器與高頻切換器(RF Switch)來實現在水平面(XY 平面)的多種波束切換功能，形成一個動態的波束切換系統。

模擬部份，我們用電磁模擬軟體 CST 去計算平面式放射性共振腔功率分配器與金屬柱牆號角陣列的反射與輸入損失，並且觀察共振腔內的電場分布與號角天線的增益場形。

實作部份，我們使用 60mil 的 RO5880 基板去製作平面式放射性共振腔一分四功率分配器；金屬柱牆號角陣列則用金屬鋁和金屬銅柱來製作整體結構；使用 N.I.公司的 LabVIEW 搭配 D-type 25 pin 的接頭來做系統控制。最後再由網路分析儀 HP-8722D 進行反射係數與介入損失的量測，並以遠場量測實驗室量測金屬柱牆號角陣列和具動態波束配置性之天線系統的增益。

放射性共振腔功率分配器的中心頻率落在 2.417GHz 上，與所設計的 2.4GHz 差異了 17MHz；-10dB 頻寬從 2.338GHz 到 2.505GHz 總共 167MHz 比模擬的 160MHz 略好一點；透射係數分別為 -6.302dB、-6.625dB、-6.560dB、-6.104dB 比模擬的 -6.05dB 略差一些。

金屬柱牆號角陣列實作的 -10dB 頻寬從 2.3GHz 到 3GHz 與模擬的結果十分

符合；提供雙方向的-3dB 波束頻寬，在水平面上的-3dB 頻寬為 66 度，左右兩邊各 33 度；在鉛直面上的-3dB 頻寬為 64 度，上下兩邊各 32 度；各埠之間具有 -20dB 以上的隔離度，避免各埠之間的訊號會互相干擾。

具動態波束配置性之天線系統提供多種型式的波束，可以真正覆蓋 360°範圍。除形成 66°的窄波束切換外，還可以形成寬波束涵蓋斜 45°的區域。可應用於室內無線網路基地台之發射與接收而不會產生死角，以提高使用範圍並降低雜訊接受度。

不過以天線來說，此天線系統的增益值還略嫌低了一點，如何再有效的增加增益而不增加結構尺寸應該是可以繼續改善的目標。除此之外，目前的控制線路加上高頻切換器也佔去不少的空間，這部分的改善應該也是重要的目標。



參考文獻

- [1] W.L. Stutzman and G. A. Thiele, *Antenna Theory and Design*, 2nd ed., John Wiley, New York, 1998.
- [2] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 2nd ed., John Wiley, New York, 1998.
- [3] K. Song, Y. Fan and Y. Zhang, "Eight-Way Substrate Integrated Waveguide Power Divider With Low Insertion Loss," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, no. 6, June 2008.
- [4] L. J. Peter Linner and Gunnar Andersson, "Multi-Terminal power divider combining cavity and stripline technique," *European Microwave Conference, 1983. 13th*, Oct. 2006 pp.348–353.
- [5] Kuga N. and Arai H., "A Flat Four-Beam Switched Array Antenna," *IEEE Trans. on Antennas and Propagation.*, vol. 44, no. 9, Sept. 1996, pp.1227-1230.
- [6] K. Solbach, S. Angenendt, "Four-square array for multibeam applications using novel matrix feed," *Microwave Conference, 2007. European*, pp.1637-1640, 9-12 Oct. 2007.
- [7] G. Giorgetti, A. Cidronali, S. K.S. Gupta and G. Manes, "Exploiting Low-Cost Directional Antennas in 2.4 GHz IEEE 802.15.4 Wireless Sensor Networks," *Wireless Technologies, 2007 European Conference*, 8-10 Oct. 2007, pp.217–220.
- [8] K. Wincza, S. Gruszczynski and K. Sachse, "Reduced sidelobe four-beam antenna array fed by modified Butler matrix," *Electronics Letters*, Vol 42, Issue 9, 27 April 2006 pp.508-509.
- [9] M. Krairiksh, P. Ngamjanyaporn and C. Kessuwan, "A flat four-beam compact phased array antenna," *IEEE MWCL*, vol.12, No.5, May 2002, pp.184-186.
- [10] F. Xu and K. Wu, "Guided-Wave and Leakage Characteristics of Substrate Integrated Waveguide," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol.53, no.1, pp. 66-73, Jan. 2005.