

國 立 交 通 大 學

電信工程研究所

碩士論文

全球微波存取互通介面高增益天線陣列設計

Design of Worldwide Interoperability for Microwave Access
(WiMAX) High Gain Antenna Arrays



研 究 生：薛向均

(Hsiang-Chun Hsueh)

指 導 教 授：林育德 博士

(Dr. Yu-De Lin)

中 華 民 國 九 十 五 年 八 月

全球微波存取互通介面高增益天線陣列設計

Design of Worldwide Interoperability for Microwave Access

(WiMAX) High Gain Antenna Arrays

研究生：薛向均

Student : Hsiang-Chun Hsueh

指導教授：林育德博士

Advisor : Dr. Yu-De Lin

國立交通大學



A Thesis

Submitted to Institute of Communication Engineering

College of Electrical and Computer Engineering

National Chiao Tung University

In Partial Fulfillment of the Requirements

for the Degree of

Master

In

Communication Engineering

August 2006

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十五年八月

全球微波存取互通介面高增益天線陣列設計

研究生：薛向均

指導教授：林育德 博士

國立交通大學電信工程研究所

摘要

全球微波存取互通介面(Worldwide Interoperability for Microwave Access, WiMAX)具有無線、遠距傳輸、寬頻等優點，將是下一代無線通訊系統標準之一。本論文中，我們將研究適用於此系統 3.3GHz-3.8GHz 頻段的高增益天線陣列，並且能夠符合歐洲電信標準局(European Telecommunication Standards Institute, ETSI)規範的要求。

我們將藉由寬頻微帶天線、提升天線結構的高度與饋入網路設計來使設計的天線陣列能符合此系統頻段的頻寬與增益要求。

Design of Worldwide Interoperability for Microwave Access (WiMAX) High Gain Antenna Arrays

Student: Hsiang-Chun Hsueh

Advisor: Dr. Yu-De Lin

Institute of Communication Engineering
National Chiao Tung University

Abstract

The logo of National Chiao Tung University is a circular emblem with a gear-like border. Inside the circle, there is a stylized building or structure with the letters 'ES' and 'A' on it. Below the building, the year '1896' is inscribed. The entire logo is rendered in a light blue color.

WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access) has the advantages: wireless, far-distance transmission and wideband. It will be one of the wireless communication system standards in the next generation. In this thesis, we study high gain antenna arrays suitable for 3.3GHz-3.8GHz WiMAX communication system, and it also satisfies ETSI specification.

We use wideband microstrip antennas, increase the height of antenna structure and design of the feeding network to let the antenna arrays can conform to this system bandwidth and gain requirement.

謝 誌

首先，我要誠摯地感謝我的指導教授--林育德博士，這兩年來在學術研究及專業領域上給我的許多指導，使得我對於無線通訊系統與天線研究領域能有相當程度的了解。感謝口試委員：張志揚教授、沈志文博士、洪萬鑄博士，能在口試時對於學生的論文內容加以指導，使得此論文得以更加完善。

另外，感謝天線實驗室的學長喬欣與旭昇，提供在 WiMAX 領域上的知識與研究上的心得。以及感謝仲啟、宏霖和哲維學長，在碩一時對我在研究上的指導與幫助，還有感謝烈全學長這兩年不論是生活上及研究上帶給實驗室同學歡笑與幫助。當然，還要感謝實驗室的同學沈鵬、林翰、約廷和宗遠這兩年來互相幫助，互相成長以及可愛的學弟們。

最後，衷心感謝我最親愛的家人、在竹北的大伯父全家及親戚，因為有他們的全力支持與照顧，我才能無後顧之憂地完成研究所的學業。



目 錄

中文摘要.....	i
英文摘要.....	ii
謝誌.....	iii
目錄.....	iv
圖錄.....	v
表錄.....	vii
第一章 導論.....	1
1.1 工程背景與動機.....	1
1.2 章節介紹.....	2
第二章 基本理論與天線架構.....	3
2.1 微帶貼片天線和陣列理論.....	3
2.1.1 微帶貼片天線理論.....	3
2.1.2 陣列理論.....	6
2.2 天線結構.....	7
第三章 WiMAX 高增益天線陣列.....	11
3.1 型式 A 天線陣列.....	11
3.1.1 單一 E 型微帶貼片天線設計.....	11
3.1.2 天線陣列饋入網路.....	15
3.1.3 天線陣列模擬與量測.....	18
3.2 型式 B 天線陣列.....	27
3.2.1 單一微帶貼片天線設計.....	27
3.2.2 天線陣列饋入網路.....	31
3.2.3 天線陣列模擬與量測.....	33
第四章 結論.....	41
參考文獻.....	42

表 錄

表 2-1、ETSI-TS2 對輻射場型分佈之要求.....	9
表 3-1、以 Port2 為基準，能量與相位的變化量(a)不同頻率的輸出能量變化.....	17
(b)不同頻率的相位差變化.....	17



第一章 導論

(Introduction)

1.1 工程背景與動機

由於近年來電信多媒體應用快速的成長及網路使用的普及化，使用者需要的不只是能夠在任何地方任何時間使用電信資訊服務，且更需要增加使用頻寬。因此具有高傳輸速率的無線通訊系統將是下一代通訊系統的基本需求。

WiMAX(Worldwide Interoperability for Microwave Access)也就是全球微波存取互通介面，是一個逐漸發展的點對點或點對多點無線通訊網路標準。其不但可以提供使用者足夠的頻寬，也能夠讓通訊服務業者不須要在地廣人稀的地方佈線，建立寬頻基礎建設而增加其營運成本。因此，許多開發中國家及鄉村地區能透過建設 WiMAX 通訊系統，以無線、遠距、寬頻的方式取代實體寬頻佈線，加速寬頻到家普及率。

為了達到寬頻資料的無線傳輸，天線的製作上就有一定的規範及要求。現行的規範下在美國及歐洲各有規定頻段，其中美規訂於 2.5GHz-2.7GHz，而歐規訂於 3.3GHz-3.8GHz。本論文的天線陣列中心頻率設計於 3.55GHz，為了符合 WiMAX 寬頻資料傳輸及涵蓋範圍最大達 31 英哩的特性，天線陣列的設計必須具有高增益及寬頻的特性。因此本論文的天線陣列以滿足歐洲電信標準局 (European Telecommunication Standards Institute, ETSI) 規範為要求，天線增益在全頻段須大於 14dBi，反射損耗在全頻段須小於 -15dB，而天線場型符合 ETSI-TS2 mask。

傳統上，製作高增益天線以反射型天線[1]及透射型天線[2]為主。為了減少製作成本、縮小體積，我們使用了微帶天線陣列。微帶天線的基本觀念早在 1950 年代就已經被提出，到目前為止已有許多應用於各種不同的用途的微帶天線陸續

被提出。而微帶天線的寬頻設計方式有利用挖槽[3]、厚空氣介質[4]、饋入匹配電路[5]及利用間隙耦合貼片[6]來增加天線頻寬，為了補償探針過長所造成的電感效應，有使用電容耦合式饋入[7]、以及在天線上植入電容性的 U 型槽孔[8]。

1.2 章節介紹

本論文第二章介紹微帶貼片天線和陣列的基本原理及論文中所設計的天線陣列結構。第三章主要介紹兩種 WiMAX 高增益微帶天線陣列，內容包括：單一微帶天線設計及陣列饋入電路、模擬分析與量測。最後，第四章則為結論。



第二章 基本理論與天線結構

(Basic Theory and Antenna Structure)

2.1 微帶貼片天線和陣列理論

2.1.1 微帶貼片天線理論

微帶貼片天線(Microstrip Patch Antenna)具有結構簡單、製作方便、高度實用、而且可以很容易地經由長度及寬度的控制來做效能微調等特性。本論文中所製作的高增益天線以縮小面積，降低天線的剖面，降低成本，易於製作為主，利用微帶貼片天線的特色製作陣列，以達到我們需要的高增益天線。本論文中所設計的天線陣列以矩形微帶貼片天線為主。

矩形微帶貼片天線其結構包含了接地金屬面、介電質基板，還有饋入電路與輻射金屬片。如圖 2-1 所示。

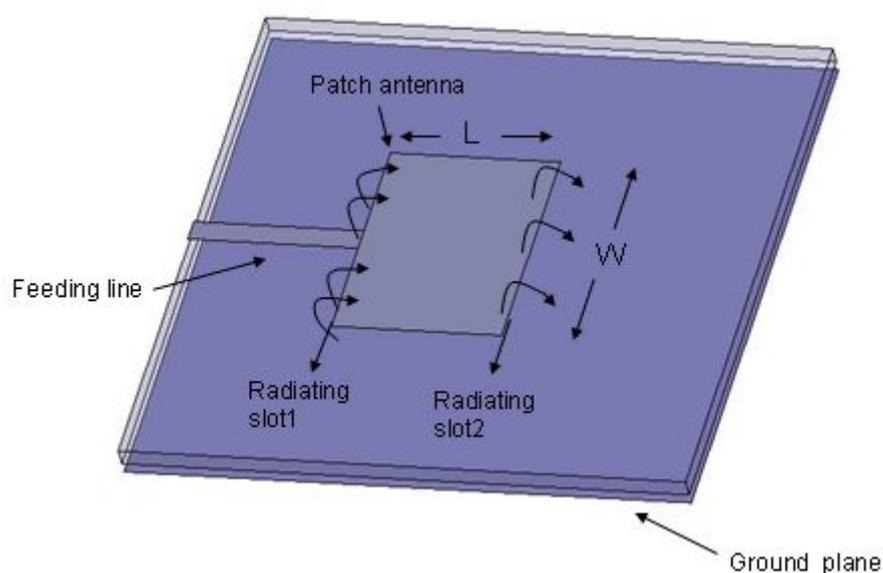
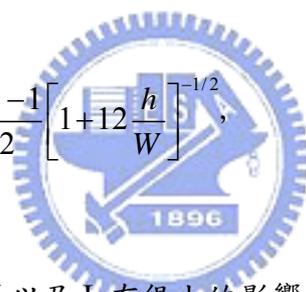


圖 2-1：微帶貼片天線示意圖

其可以視為兩個相隔長度 L 的 radiating slot，每個 slot 的寬度相當於基板的厚度 h ，長度則相當於貼片天線的 W 。理論上這兩個 slot 應該相距 $\lambda/2$ ，其中 λ 為在介質中的波長。在貼片天線中有兩個重要的參數：等效介電常數 (effective dielectric constant) 及等效長度 (effective length)。由於貼片天線的長和寬有限，所以在天線邊緣附近的會有漏電場的現象，此稱邊緣效應 (edge effect)。而漏電場和貼片天線的寬度以及基板的介電常數、厚度有關且是貼片天線長度與基板厚度比值的函數。如果天線的 L/h 值遠大於 1，則漏電場的現象不會太嚴重。由於當考慮到邊緣效應，貼片天線上的電場在邊緣輻射時會同時經過介電材料及空氣，所以介電常數便不是原本所指定的值。藉由式(2-1)我們可以得到一等效介電常數 ϵ_{reff} ，通常等效介電常數的範圍為 $1 < \epsilon_{reff} < \epsilon_r$ 。

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-1/2}, \quad W/h < 1 \quad (2-1)$$



等效介電常數對於天線的 W 以及 L 有很大的影響。而在天線輻射端的兩個槽，因為邊緣效應的影響，等效長度跟實際上的長度會有 $2\Delta L$ 的差距。由式(2-2)可以得到 ΔL 。

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\epsilon_{reff} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{reff} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8 \right)} \quad (2-2)$$

得知 ΔL 後，貼片天線的實際長度 $L = L_{eff} - 2\Delta L$ ，其中 $L_{eff} = \lambda_g/2$ 。另外，天線寬度 W 的大小是影響天線輻射效率的最大因素。其可由式(2-3)計算得知。

$$W = \frac{\lambda_0}{2} \left(\frac{\epsilon_r + 1}{2} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (2-3)$$

微帶貼片天線邊緣輸入阻抗一般介於 100~400 歐姆之間。計算其輸入阻抗時，可將天線的兩個 radiation slot 各代表一並聯的導納 Y，如圖 2-2 所示：

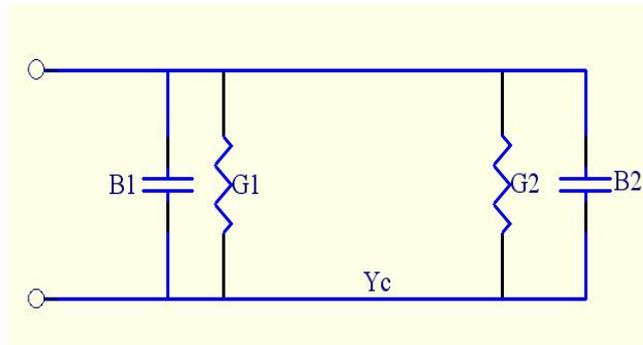


圖 2-2：微帶天線等效傳輸線電路圖

其中 G_1 及 B_1 的大小由天線的寬度 W 決定，式(2-4)及式(2-5)為 W 與 G_1 及 B_1 的關係式[9]。由於在此討論的天線為矩形貼片天線，天線兩邊的寬度會相同，故 G_2 及 B_2 的大小分別與 G_1 及 B_1 相同。而 Y_c 則為長度約為 $\lambda_g/2$ 傳輸線的特性導納。

$$G_1 = \frac{W}{120\lambda_0} \left[1 - \frac{1}{24} (k_0 h)^2 \right] \quad \frac{h}{\lambda_0} < 0.1 \quad (2-4)$$

$$B_1 = \frac{k_0 \Delta L}{Z_0} \sqrt{\epsilon_{\text{reff}}} \quad Z_0 = \frac{\eta_0}{\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} \frac{h}{W} \quad (2-5)$$

求得導納之後，由圖 2-2 等效傳輸線電路圖可得輸入阻抗 $R_{in} = 1/Y_{in}$ ， $Y_{in} = Y_1 + Y_2$ ， Y_1 為 slot1 的導納($Y_1 = G_1 + jB_1$)， Y_2 為 slot2 的導納($Y_2 = G_2 + jB_2$)。因為共振長度

為 $\lambda_g/2$ ，所以兩個 radiation slot 的電納相差 180° ($B_1 = -B_2$)，因此輸入導納為 $2G_1$ ，輸入阻抗則為 $R_1/2$ 。天線的邊緣輸入阻抗求得之後，我們可以利用 $\lambda/4$ 轉換線饋入以便與 50Ω 接頭匹配，或將微帶線伸入天線當中等饋入方式。

2.1.2 陣列理論

設計天線陣列時，其天線陣列的排列結構、各元素間的距離、各元素激發的振幅與相位及單一元素的場型，都會影響陣列的場型分佈[1]。圖 2-3 為一點波源等間距之線性陣列。

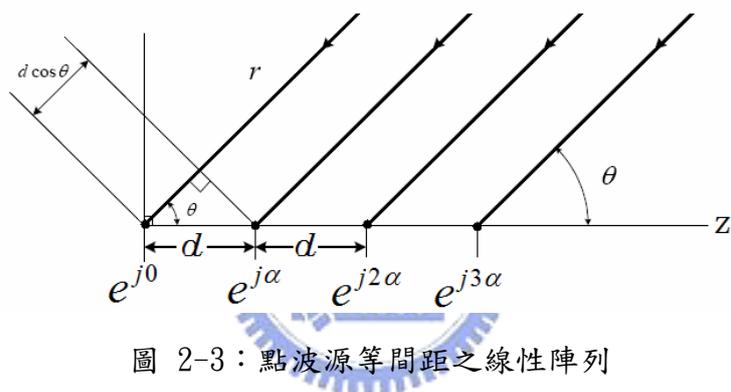


圖 2-3：點波源等間距之線性陣列

若元素間激發電流相位差為 α ，一等能量饋入的天線陣列之陣列因子：

$$AF = \sum_{n=0}^{N-1} A_0 e^{jn\psi} \quad , \quad \psi = \beta d \cos \theta + \alpha \quad (2-6)$$

其中 d 為天線陣列元素的間距， β 為波數， θ 為偏離 z 軸之角度， α 為元素間的相位差。

經過推導，忽略其相位因子，正歸化的陣列因子為：

$$f(\psi) = \frac{1}{N} \left[\frac{\sin(N\psi/2)}{\sin(\psi/2)} \right] \quad (2.7)$$

在 $\psi=0$ 時有最大值，主波束的方向為：

$$\theta = \cos^{-1} \left(\frac{-\alpha}{\beta d} \right) \quad (2.8)$$

藉由陣列因子我們將可以預估理想狀況下天線陣列的輻射場型，而天線陣列的輻射場型是由元素因子(element factor)和陣列因子(array factor)相乘而得。



2.2 天線結構

由於微帶貼片天線是一共振型天線，傳統上其頻寬很窄頻，所以我們必須藉由改變天線的形狀，增加天線的共振路徑，或者改變天線的結構，以提高頻寬及增益。

在設計微帶貼片天線時，基板(substrate)必需適當的選擇，其主要影響天線效能較大的有三個參數：介質損耗(正比於 $\tan \delta$)、介電常數(ϵ_r)以及厚度(h)。其中介質損耗越小越好，如此可以提高天線效率及增益，但相對的成本也較高；而介電常數也是越小越好，如此可以增加頻寬，提高天線的指向性及增益，但是其越小，天線的尺寸也就越大；厚度則是越大越好，如此可以提高天線效率及增益，也能夠增加頻寬，但厚度太大則容易產生表面波，使得部分能量被束縛在基板中，無法輻射出去。

基於上述基板對天線效能的影響，以及本論文對頻寬及增益的要求，我們採用 FR4($\epsilon_r = 4.4$)玻璃纖維基板並且架高，如此我們可以降低等效介電常數值及提高厚度，藉以達到寬頻及高增益的特性。如圖 2-4 所示：

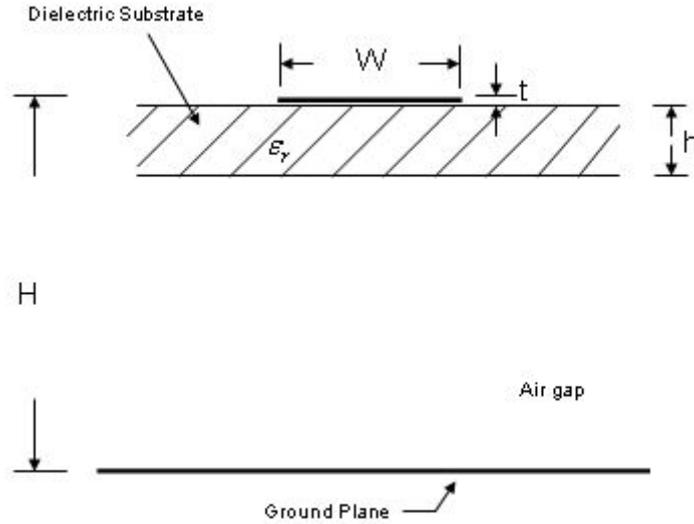


圖 2-4：懸浮微帶線結構(Suspended microstrip line configuration)

如圖 2-4 加上了 air gap 高度之後，其等效介電常數會有所改變，其可由式(2-9)得到一近似值[10]。

$$\epsilon_{\text{reff}} = \frac{\epsilon_r (h + (H - h))}{(h + \epsilon_r (H - h))} \quad (2-9)$$

另外，懸浮微帶線的特性阻抗(假設 $t=0$)則由式(2-10)得到較精確的值，以便設計饋入網路[11]。

$$Z_0 = \frac{\eta_0}{2\pi\sqrt{\epsilon_{re}}} \ln \left\{ F_1 / u + \sqrt{1 + (2/u)^2} \right\} \quad (2-10a)$$

其中，

$$F_1 = 6 + (2\pi - 6) \times \exp\left\{-\left(30.666/u\right)^{0.7528}\right\}$$

$$\eta_0 = 120\pi\Omega \quad u = W/h$$

$$\sqrt{\varepsilon_{re}} = \left[1 + \frac{h}{H-h} \left(a - b \ln \frac{W}{H-h}\right) \left(\frac{1}{\sqrt{\varepsilon_r}} - 1\right)\right]^{-1} \quad (2-10b)$$

其中，

$$a = \left(0.8621 - 0.125 \ln \frac{h}{H-h}\right)^4$$

$$b = \left(0.4986 - 0.1397 \ln \frac{h}{H-h}\right)^4$$

選定所使用的天線結構之後，我們可以藉由計算陣列因子，預估輻射場型的分布能夠符合 ETSI-TS2 的規範。表 2-1 為 ETSI-TS2 對輻射場型分布的要求。

Co-polar	Angle (°)	Gain (dB)
P0	0	0
P1	12	0
P2	30	-10
P3	90	-15
P4	150	-20
P5	180	-20
Cross-polar	Angle (°)	Gain (dB)
Q0	0	-15
Q1	90	-15
Q2	150	-20
Q3	180	-20

表 2-1：ETSI-TS2 對輻射場型分布之要求

由於本論文天線陣列由 2×3 陣列矩陣所組成，且微帶天線場型是分佈在天線的垂射(broadside)方向，故在設計天線陣列的饋入網路時，每個元素間所得到的能量應為等大小，同相位。圖 2-5 及圖 2-6 分別為 2×3 天線陣列 E-plane 及

H-plane 在相同大小及相位時，所計算的陣列因子。我們可以藉由適當間距的陣列因子與微帶天線的場型乘積，獲得理想上的天線陣列輻射場型分佈。

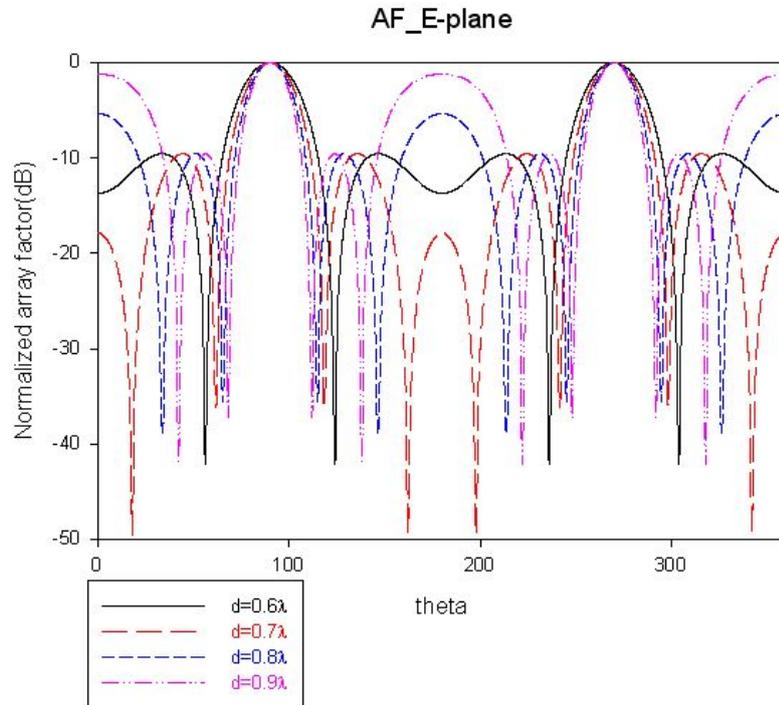


圖 2-5：在不同間距時，E-plane 的陣列因子

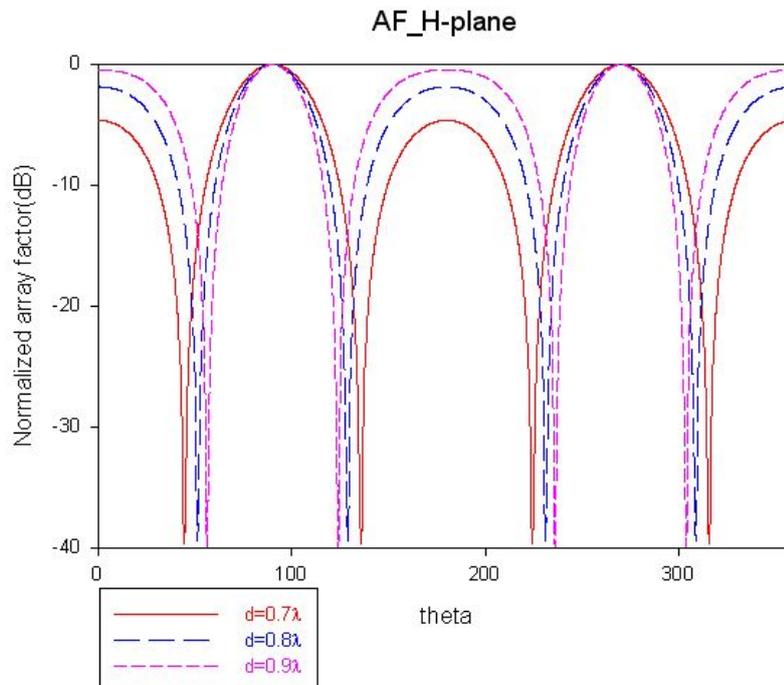


圖 2-6：在不同間距時，H-plane 的陣列因子

第三章 WiMAX 高增益天線陣列 (WiMAX High Gain Antenna Arrays)

3.1 型式 A 天線陣列

型式 A 天線陣列是以探針饋入的 E 型微帶貼片天線所組成。利用此天線寬頻的特性及天線架高的結構，達到寬頻、高增益的要求。在饋入網路部份，是以微帶線作功率分配，再經由探針饋入到天線。如圖 3-1 所示。

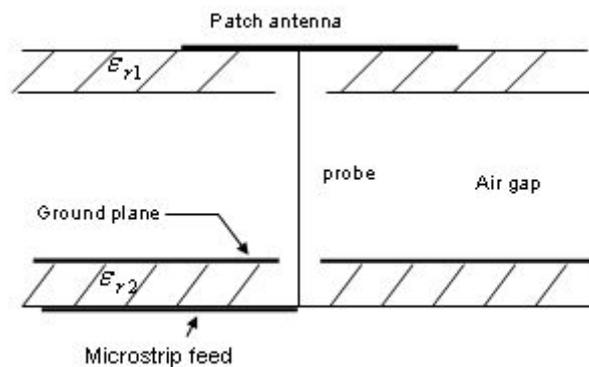


圖 3-1：型式 A 天線示意圖

3.1.1 單一 E 型微帶貼片天線設計[3]

E 型微帶貼片天線是在一矩形貼片上挖出兩平行的槽孔，藉由將槽孔長度、寬度及饋入位置的最佳化來達到寬頻的特性。其寬頻的機制是在高頻時電流會在貼片中心的部份共振，在低頻時則會在天線的兩旁。如圖 3-2 所示。這是利用電流共振路徑的不同，來達到寬頻的特性。圖 3-3 為在 3.3GHz 及 3.8GHz 模擬的電流分佈。從圖 3-3 可看到由於模擬軟體所切的 mesh 可能不是對稱的，使得其電流分佈左右兩邊的電流不一樣大。圖 3-4 為 E 型貼片天線的俯視圖，而其 air gap

為 5mm，饋入的探針直徑為 0.6mm，微帶線轉探針饋入所挖掉的接地面直徑為 1.725mm。

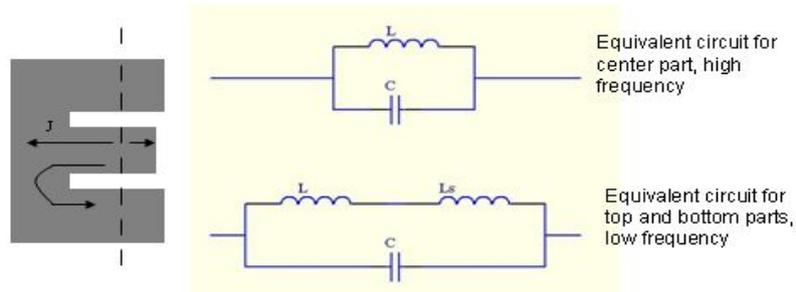


圖 3-2：E 型貼片天線的寬頻機制

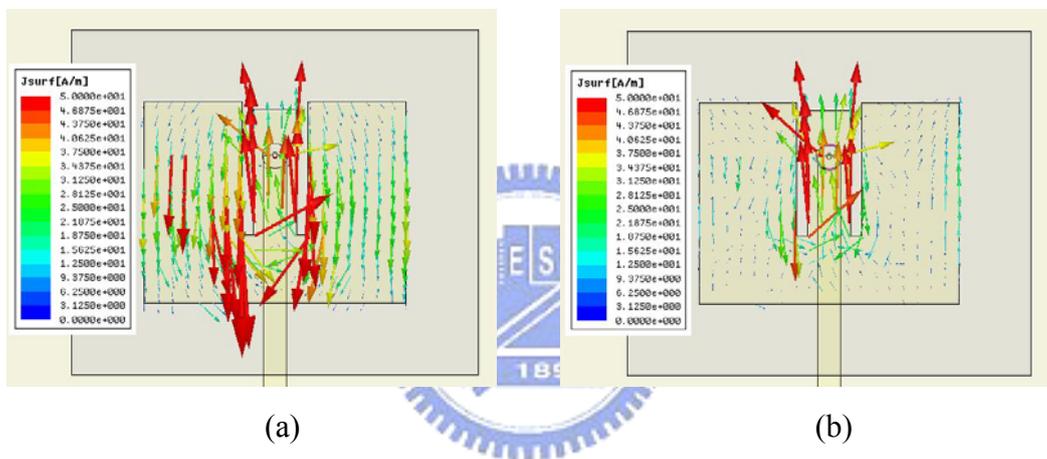


圖 3-3：E 型貼片天線模擬的電流分佈(a)3.3GHz(b)3.8GHz

E型微帶貼片天線設計參數如下：

Dielectric constant(top, bottom)	: 4.4 , 4.4
Substrate thickness(top, bottom)	: 0.8mm , 1.6mm
Loss tangent	: 0.02
Air gap	: 5mm
Single antenna size	: 36mm (W) x 28mm (L)
Slot line size	: 1.5mm (W_s) x 18.5mm (L_s)
Feeding position(L_p)	: 20.5mm
Center width(W_1)	: 6mm
Center length(L_c)	: 27mm

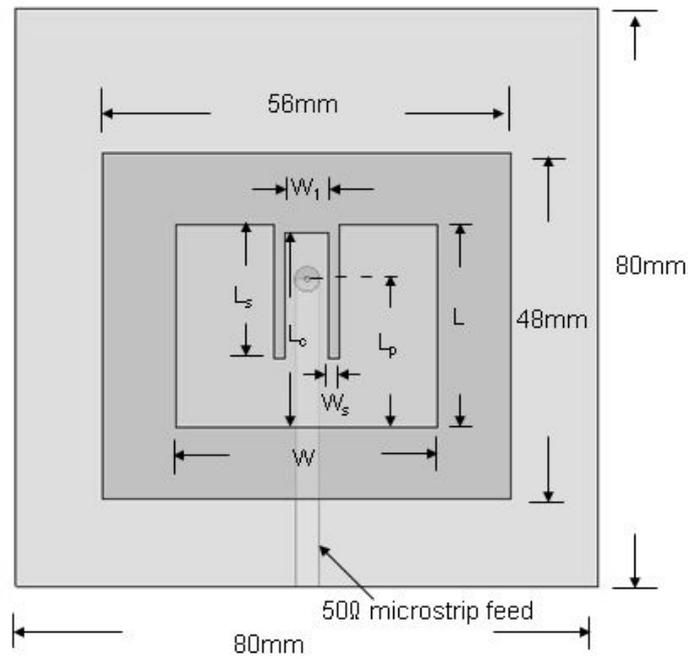


圖 3-4：E 型貼片天線俯視圖

在設計過程中，先以矩形微帶天線的基本理論公式將天線寬度及長度求出，再利用 Ansoft HFSS 模擬軟體調整 L_s 、 W_s 、 L_p 、 W_1 以進行最佳化。圖 3-5 為 E 型貼片天線模擬與量測的反射損失。圖 3-6 為 E 型貼片天線在 3.3GHz、3.5GHz、3.8GHz 模擬與量測的輻射場型。

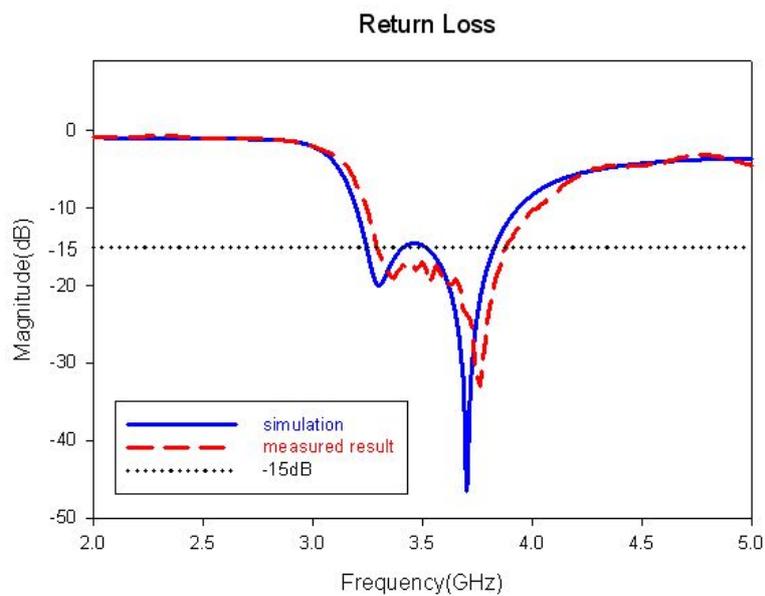


圖 3-5：E 型貼片天線之反射損失(S_{11})

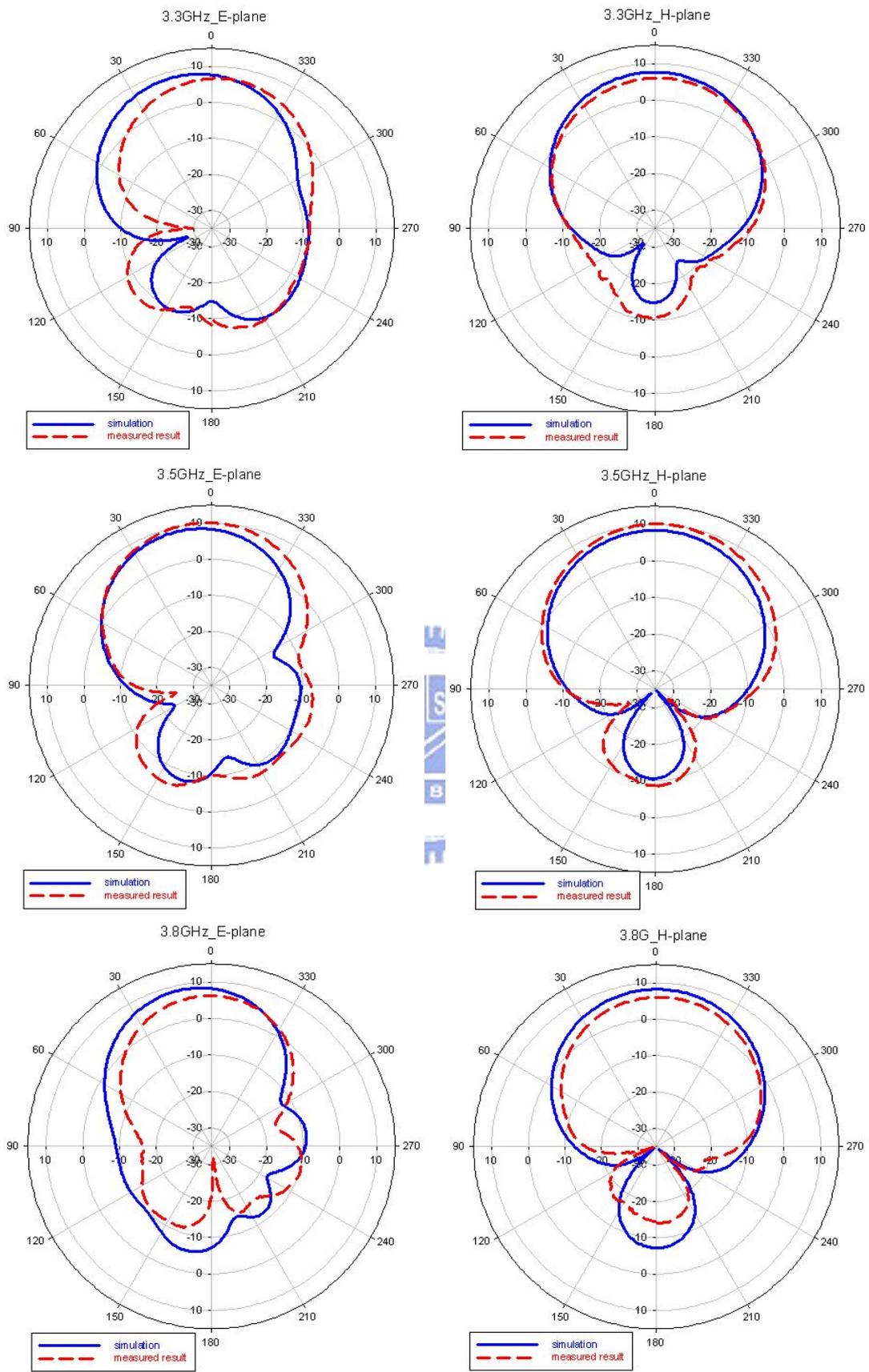


圖 3-6：E 型贴片天線在 3.3GHz、3.5GHz、3.8GHz 之輻射場型

3.1.2 天線陣列饋入網路

型式 A 天線陣列的饋入網路是以微帶線並聯的型式所設計，為了讓輸出埠 (port) 能夠等能量其微帶線的阻抗匹配如圖 3-7 所示。其中為了降低 E-plane 的 cross polarization，我們會將 Port6 及 Port7 所銜接之天線元素反向 180° 擺放。因此，在饋入網路設計中，Port6 及 Port7 需要跟其他輸出埠有 180° 的相位差，使每個天線元素的電流同相，以達到高增益的要求。

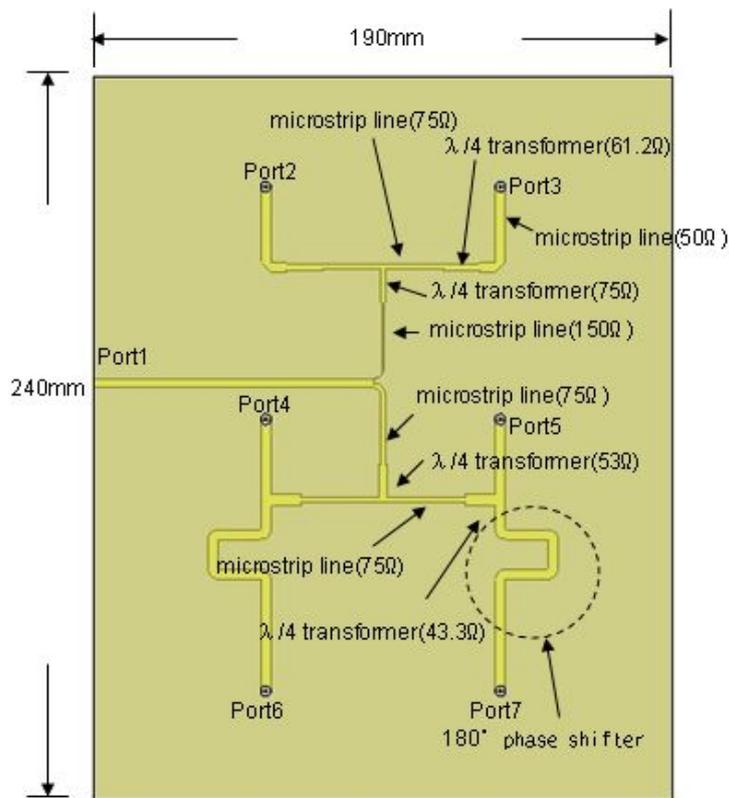


圖 3-7：型式 A 天線陣列饋入網路

圖 3-8 及圖 3-9 分別為饋入網路所量測的反射、插入損失 (Insertion loss) 及各輸出埠相位圖。從量測的結果可以發現在某些頻率點量到的各輸出埠能量會有些許不同，另外 Port6 及 Port7 跟其他輸出埠的 180° 相位差，會隨頻率的不同而有所改變。若以 Port2 為基準，其能量與相位的變化量如表 3-1 所示。又由於饋入網路每個輸出端的插入損失約為 -10.6dB ，所以此饋入網路損耗約為 47.7% 。

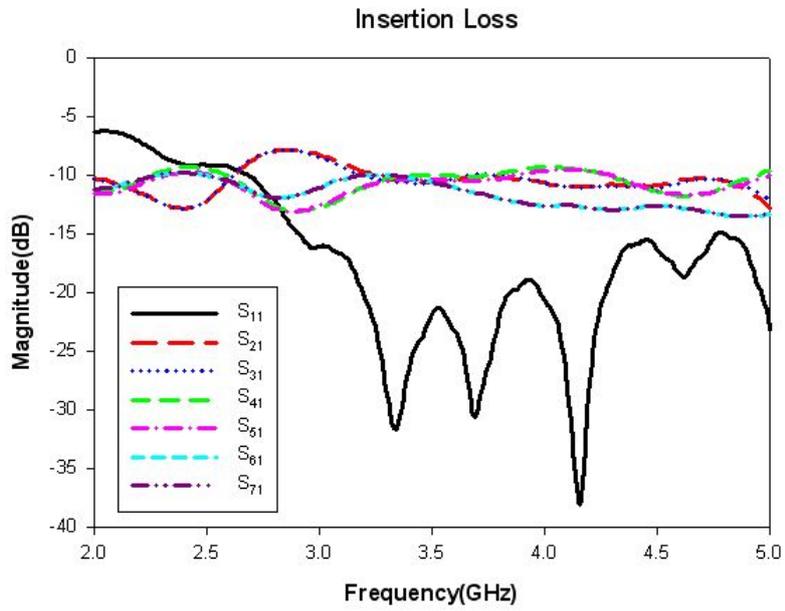


圖 3-8：天線陣列饋入網路之量測反射損失及插入損失

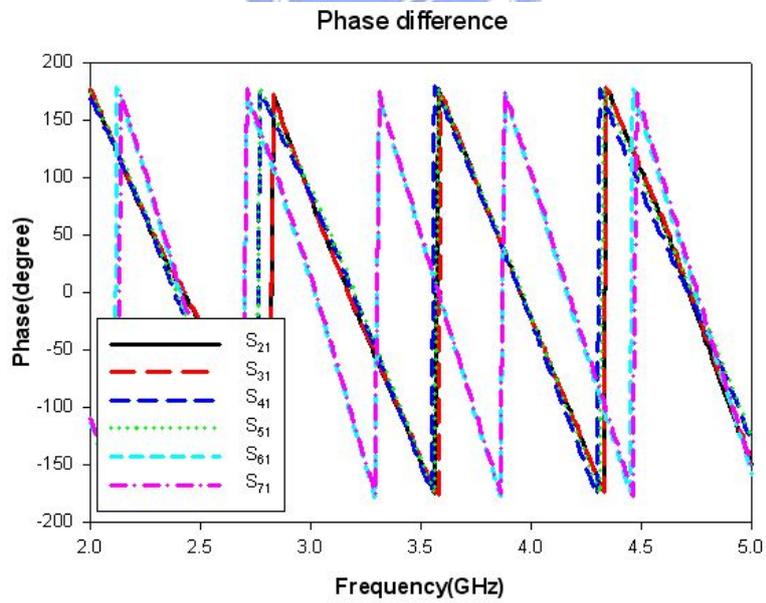


圖 3-9：天線陣列饋入網路各輸出埠之相位量測圖

	Port 3	Port 4	Port 5	Port 6	Port 7
3.3GHz	-0.2	0.0	-0.2	0.31	0.47
3.4GHz	-0.1	0.54	0.2	0.3	0.5
3.5GHz	0.0	0.67	0.3	0.0	0.2
3.6GHz	0.1	0.2	-0.2	-0.8	-0.6
3.7GHz	0.19	0.0	-0.4	-1.4	-1.2
3.8GHz	0.12	0.27	-0.2	-1.9	-1.8

單位：dB

(a)

	Port 3	Port 4	Port 5	Port 6	Port 7
3.3GHz	1.5	5.2	8.8	234.4	236.4
3.4GHz	2.6	2.0	5.8	217.0	208.0
3.5GHz	2.0	-3.0	2.0	195.9	197.0
3.6GHz	2.0	-5.0	0.0	-183.0	-182.0
3.7GHz	1.0	-4.0	1.0	-196.9	-195.7
3.8GHz	0.6	-0.8	3.8	-211.6	-209.6

單位：degree

(b)

表 3-1：以 Port2 為基準，能量與相位的變化量(a) 不同頻率的輸出能量變化

(b)不同頻率的相位差變化

3.1.3 天線陣列模擬與量測

由天線陣列理論及圖 2-6 所算的陣列因子可知要使得旁波瓣(sidelobe)較小，必須讓單一天線元素之間的間距小於一個波長。在此天線陣列中，每個元素與元素之間的距離為 $0.9\lambda_0$ 。在模擬過程當中，下層板的大小須大於上層板，也就是說接地面要比較大，其大小會影響天線增益，而需要這樣做的原因是由於天線結構架高 5mm。在第二章中有提到雖然在設計微帶天線時，厚度越高越好，可增加增益及頻寬，但卻容易產生表面波，使得部分能量被束縛在基板中，無法輻射出去的問題，所以藉由將接地面擴大，讓能量能夠輻射出去。如圖 3-10(a)所示。

由於在模擬的過程中，我們發現其輻射場型 backlobe level 大於 -20dB，這可能是由於陣列因子在其角度是最大值的關係。因此我們利用加上 cutting wall 的金屬牆[12]降低其 backlobe level。如圖 3-10(b)所示。圖 3-11 為實體圖。

型式 A 天線陣列參數如下：

Dielectric constant(top, bottom)	:	4.4	4.4
Substrate thickness(top, bottom)	:	0.8mm	1.6mm
Loss tangent	:	0.02	
Air gap	:	5mm	
Upper substrate size	:	194mm x	129mm
Ground size	:	240mm x	190mm

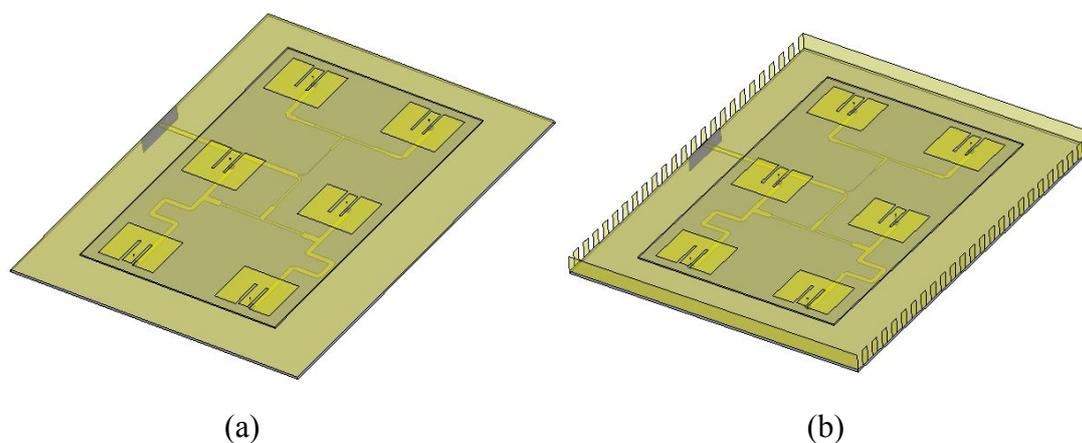
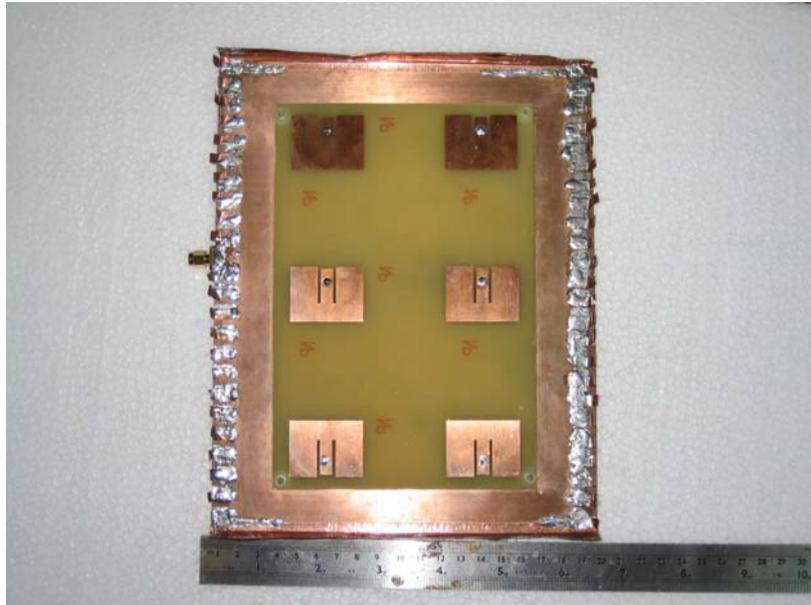
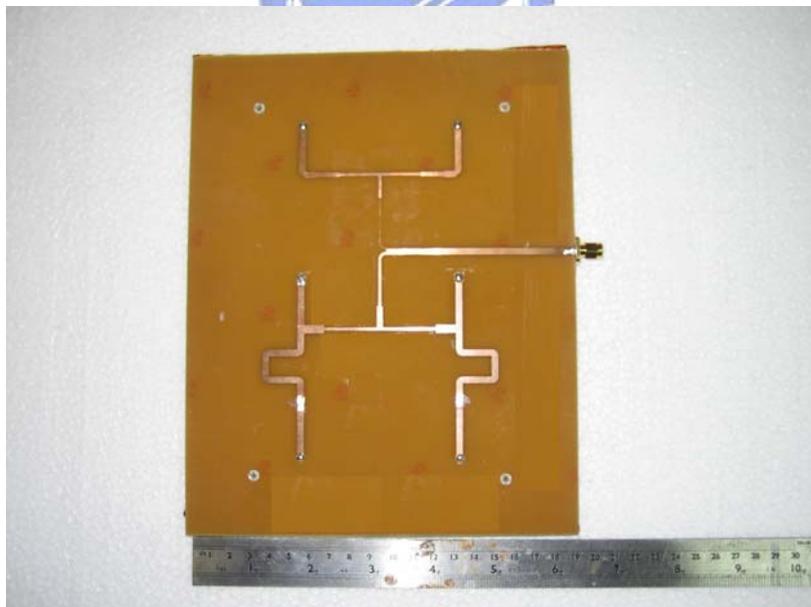


圖 3-10：型式 A 天線陣列結構圖(a)無 cutting wall(b)加上 cutting wal



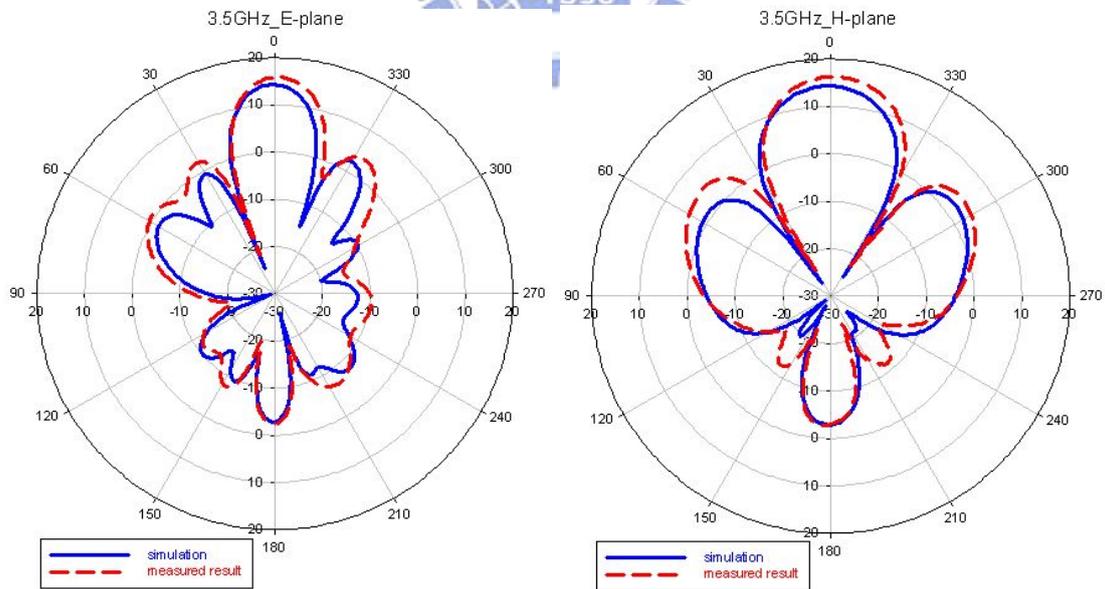
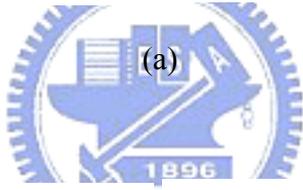
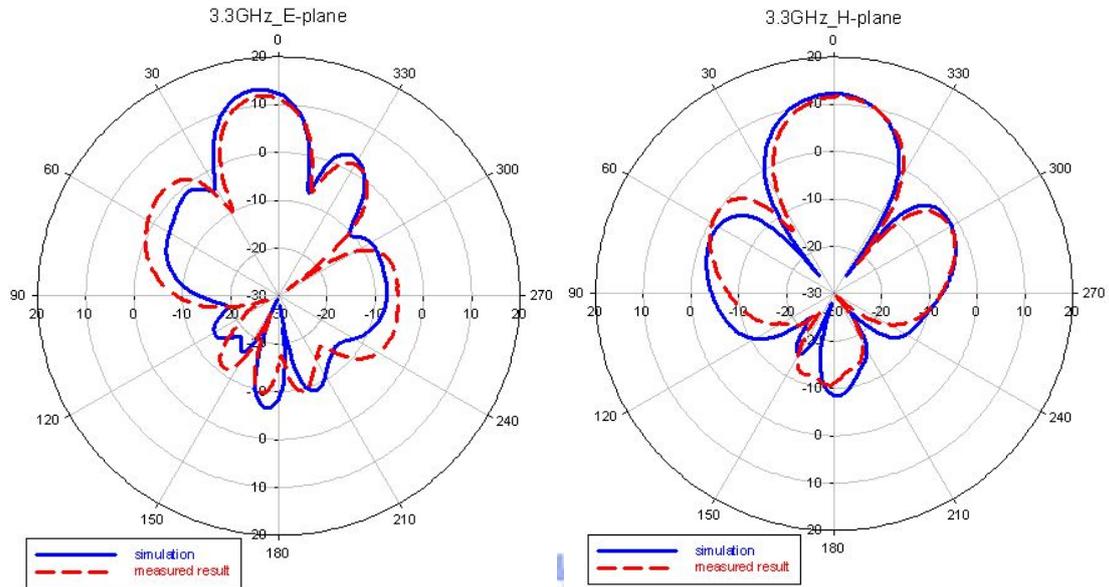
(a)



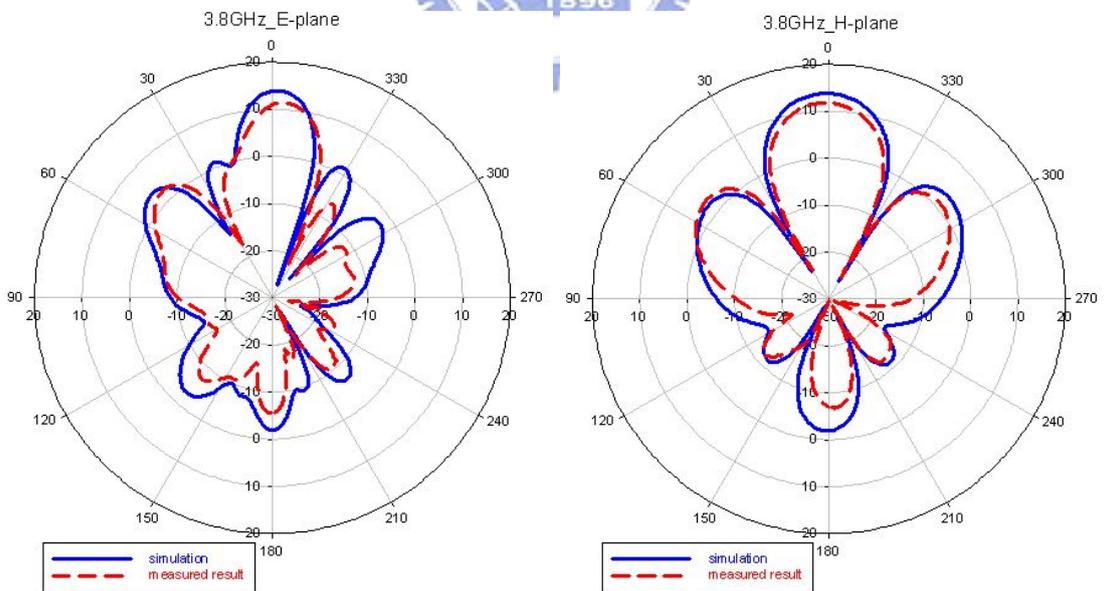
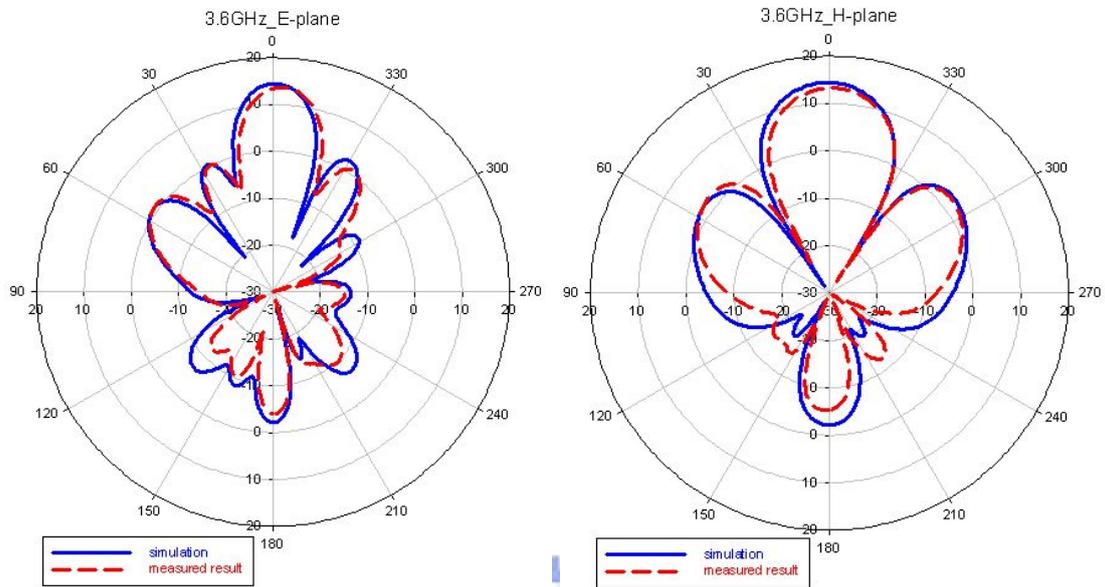
(b)

圖 3-11：型式 A 天線陣列實體圖(a)正面(b)背面

圖 3-12 為型式 A 天線陣列在 3.3GHz、3.5GHz、3.6GHz、3.8GHz 無 cutting wall 的輻射場型。



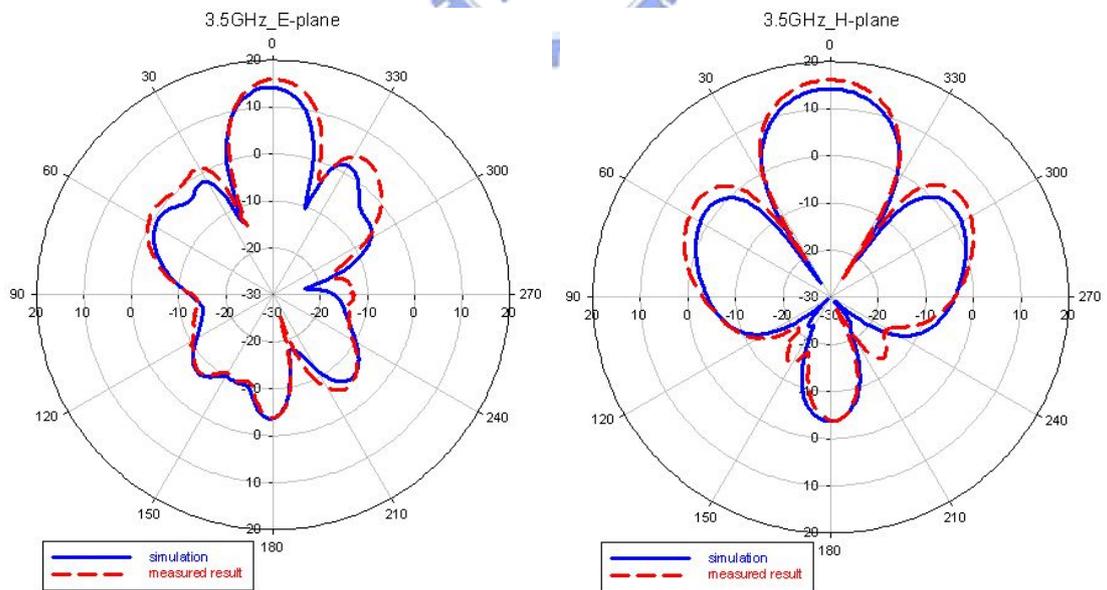
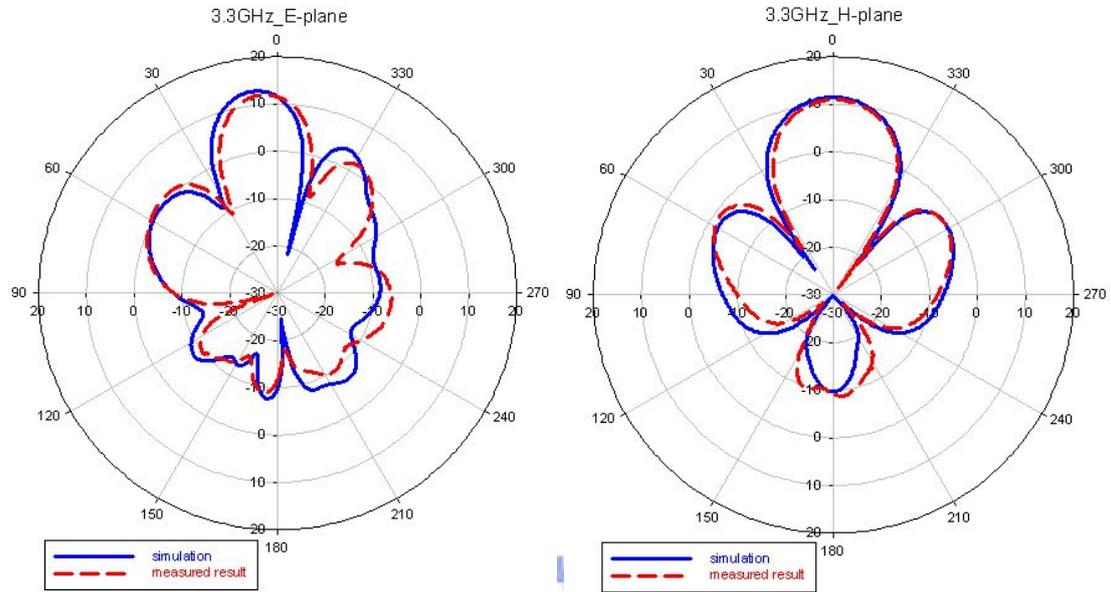
(b)



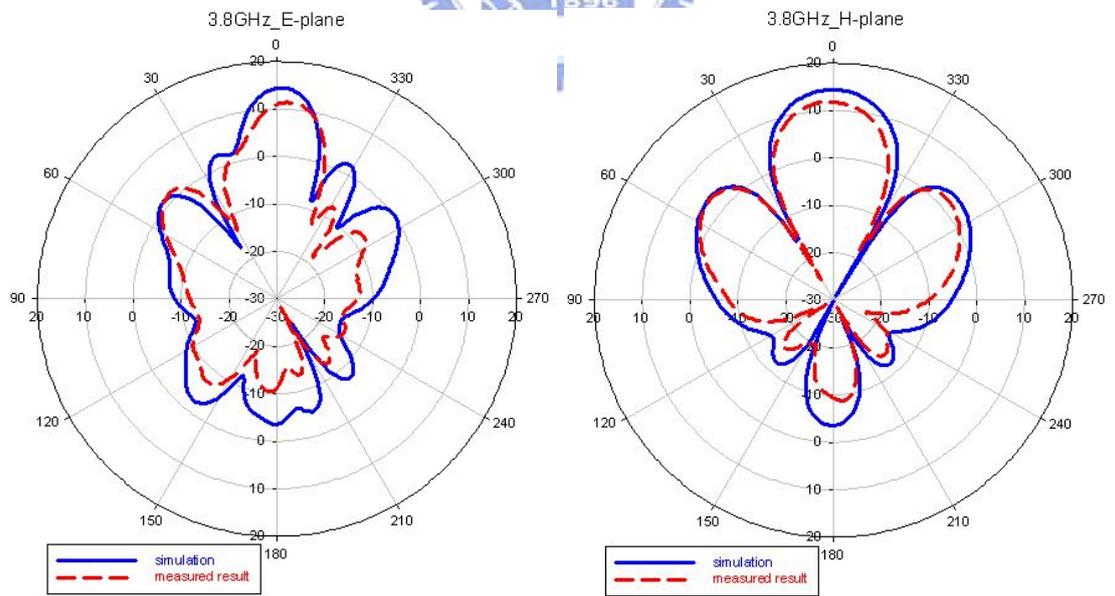
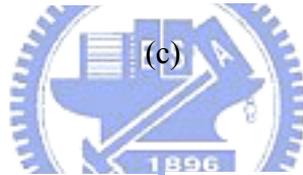
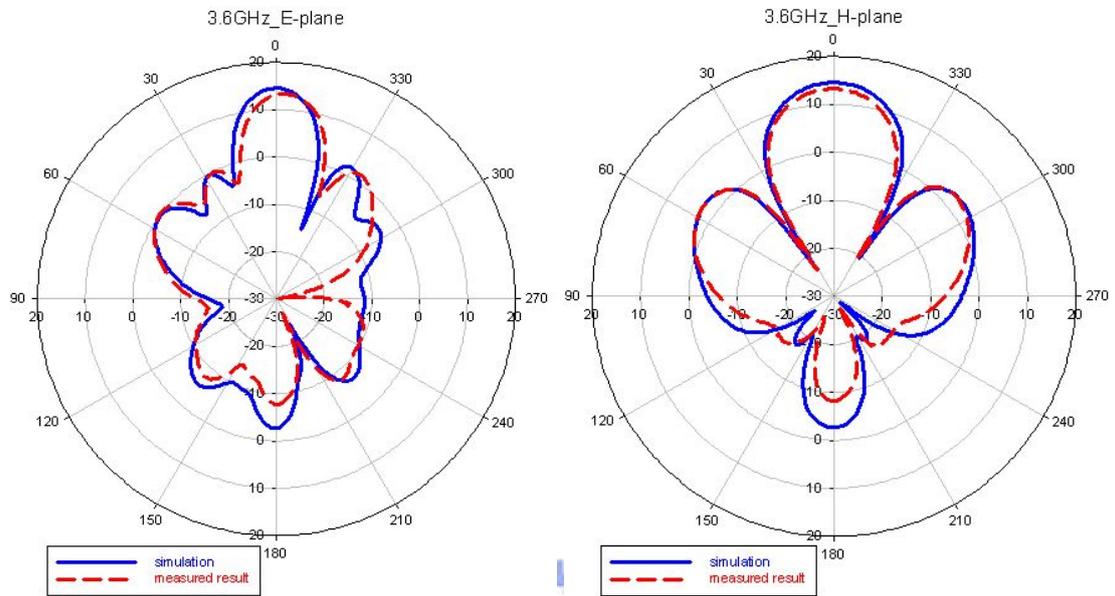
(d)

圖 3-12：無 cutting wall 的天線陣列輻射場型

圖 3-13 為型式 A 天線陣列在 3.3GHz、3.5GHz、3.6GHz、3.8GHz 加上 cutting wall 的輻射場型。



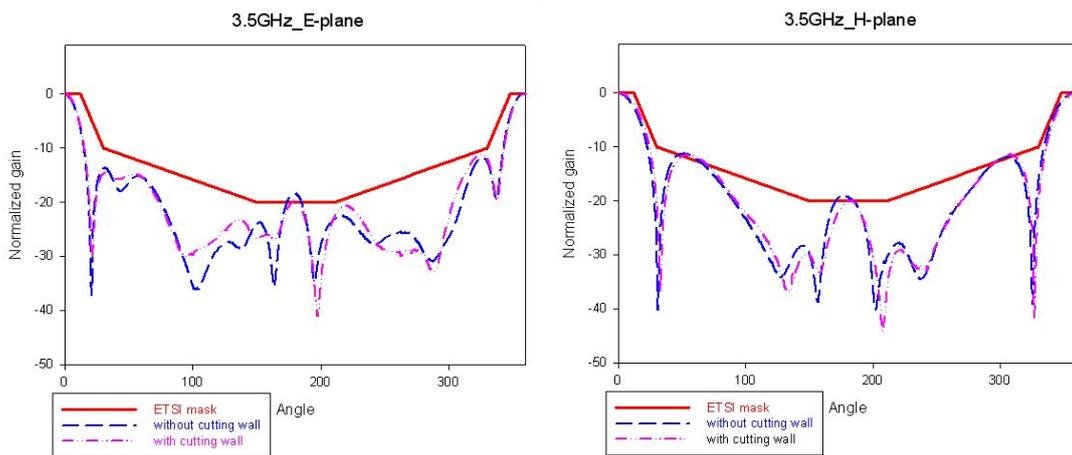
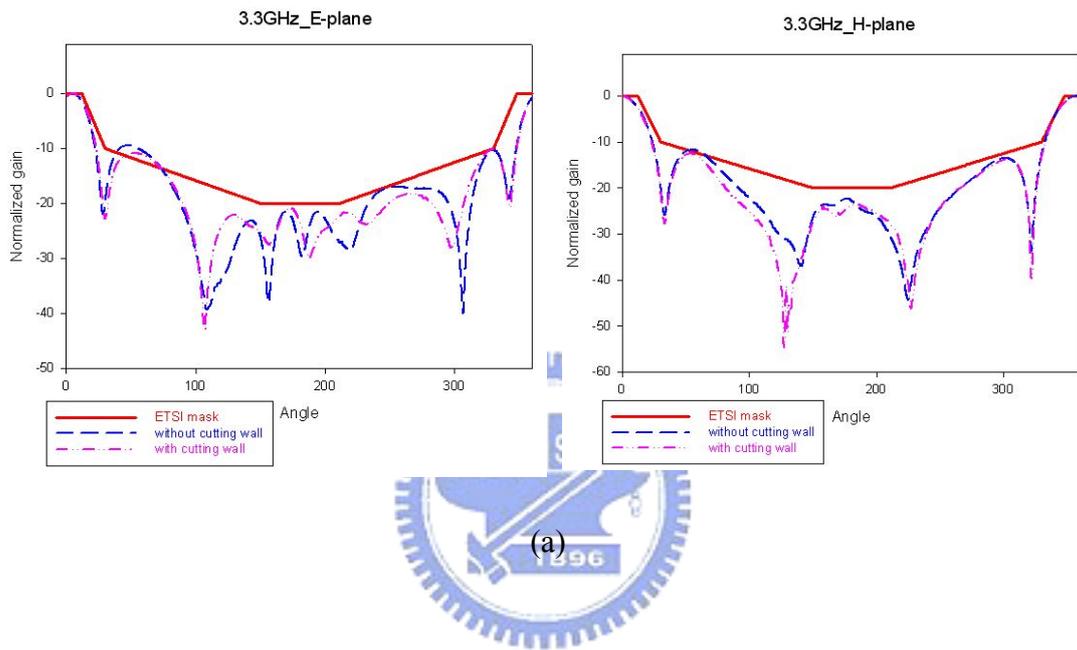
(b)



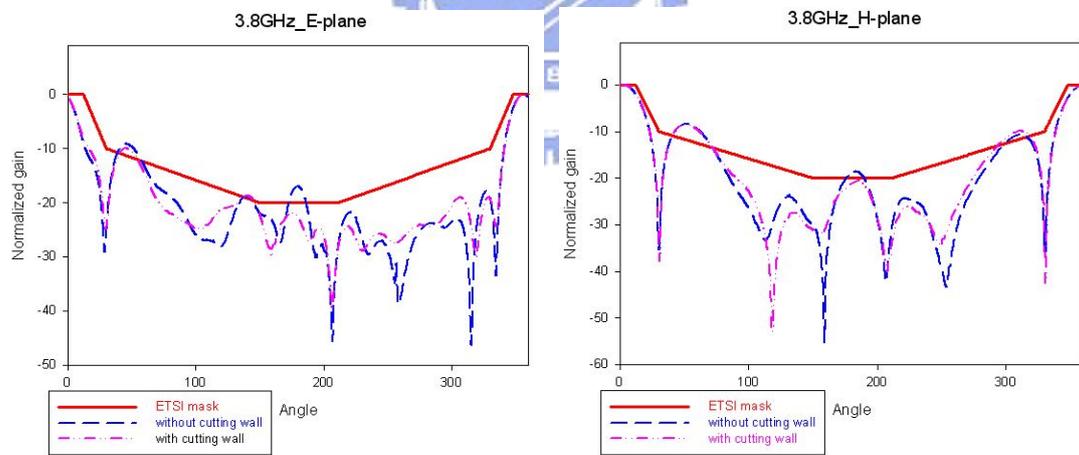
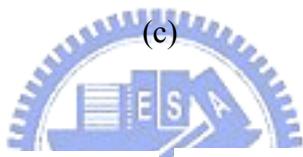
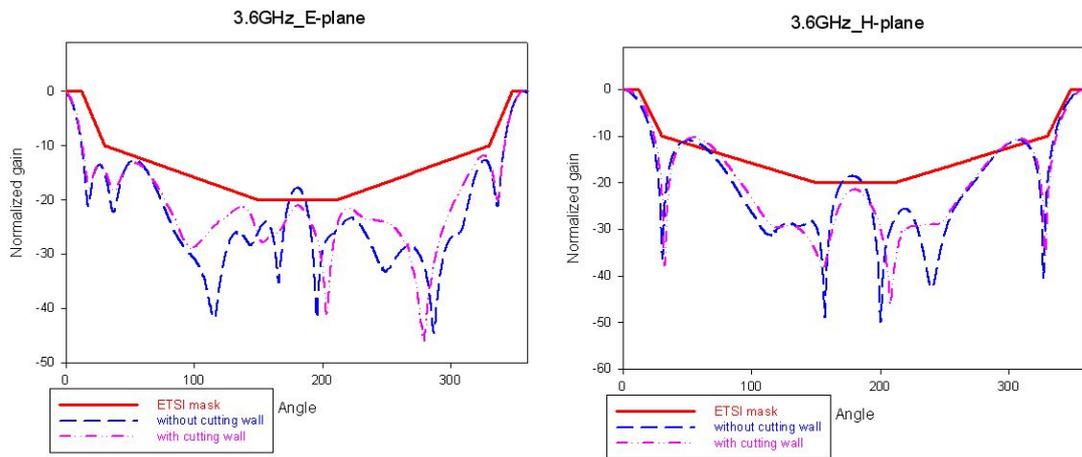
(d)

圖 3-13： 加上 cutting wall 的天線陣列輻射場型

利用 ETSI-TS2 mask 對我們所做的天線陣列場型相比較，如圖 3-14 所示。我們可以發現 sidelobe level 超出了 mask，其可以藉由調整天線間距再進行改善，而利用 cutting wall 所量到的 backlobe level 確實能夠達到 -20dB 以下的要求。



(b)



(d)

圖 3-14：型式 A 天線陣列輻射場型與 ETSI-TS2 之比較圖

圖 3-15 為模擬與量測的反射損失。圖 3-16 為實際量測的增益對頻率之響應圖。我們可以發現在型式 A 天線陣列沒有滿足全频段大於 14dB。其造成的原因有使用的板材介質損耗大，將近百分之五十；另外，饋入網路輸出端之間的相位差，在不同頻率時會逐漸升高將近 60 度，也由於饋入電路輸出端有相位差，使得天線陣列因子的主波束方向會移動一個角度，故在垂射方向所量到的增益會變小。

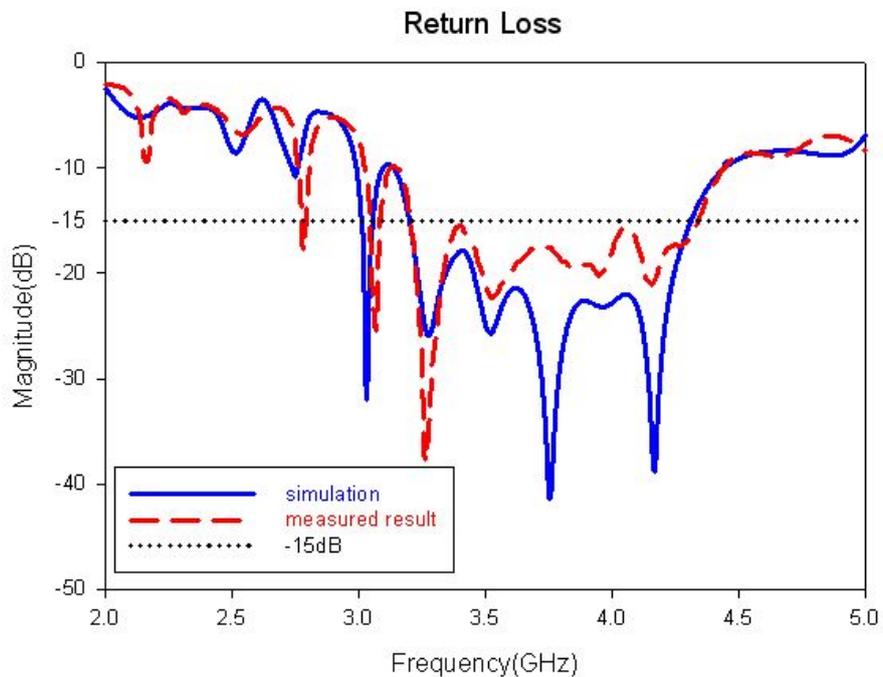


圖 3-15：型式 A 天線陣列模擬與量測之反射損失

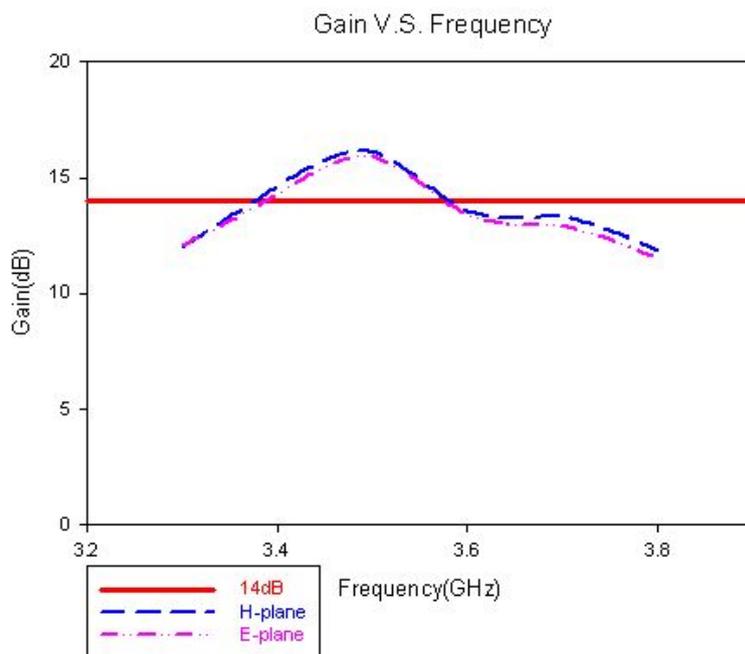


圖 3-16：型式 A 天線陣列增益對頻率圖

3.2 型式 B 天線陣列



型式 B 天線陣列是利用三個不同共振頻率的矩型微帶貼片天線及多級組抗匹配的饋入網路所組成，且同樣以天線架高的結構，達到寬頻、高增益的要求。其與型式 A 天線陣列不同之處在於將饋入網路與天線元素在相同的平面上，並利用探針同軸接頭饋入。如圖 2-4 所示。從圖中形式 B 天線陣列雖然是以一介電材料及接地金屬面所組成，但在實作時接地金屬面會以另一同樣的基板實現。

3.2.1 單一微帶貼片天線設計

在設計過程中，首先以在第二章當中我們提到的矩形微帶天線基本理論將天線寬度及長度求出，而由於架高結構，其等效介電常數可由式(2-9)得到一近似值。經過理論計算，再利用 Ansoft HFSS 模擬軟體進行最佳化。圖 3-17 為矩形微帶貼片天線模擬圖。

矩形微帶貼片天線設計參數如下：

Delectric constant	:	4.4
Substrate thickness	:	0.8mm
Lss tangent	:	0.02
Air gap	:	5mm
Single antenna size	:	45mm (W) x 29.75mm (L)
Feeding line width	:	1.07mm
Feeding line length	:	17.15mm

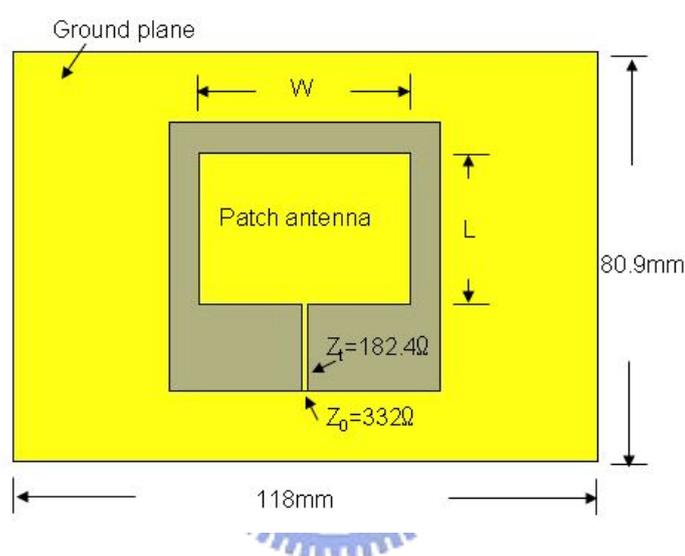


圖 3-17：矩形微帶貼片天線模擬圖

而設計過程當中，最重要的步驟為求出天線邊緣的輸入阻抗，以便我們設計之後的饋入網路。雖然天線的邊緣輸入阻抗可由式(2-4)及式(2-5)求出，但還是不夠準確讓我們方便設計饋入網路。所以，我們在設計天線時，會以一個四分之一波長特性阻抗為 Z_t 的傳輸線饋入，並以一個特性阻抗為 Z_0 的輸入埠進行模擬。如此當天線共振時，天線的邊緣輸入阻抗 Z_{in} 可藉由 $Z_{in} = Z_t^2 / Z_0$ 計算得知。或者，藉由在 Ansoft HFSS 模擬軟體中的 de-embed 功能得知其邊緣輸入阻抗。接下來，以設計一中心頻率為 3.55GHz 的矩形微帶貼片天線為例。圖 3-18 為矩形微帶貼片天線模擬的反射損失。圖 3-19 為利用 de-embed 功能所得到的天線邊緣

輸入阻抗圖。圖 3-20 為矩形微帶貼片天線在 3.3GHz、3.55GHz、3.8GHz 模擬的輻射場型。

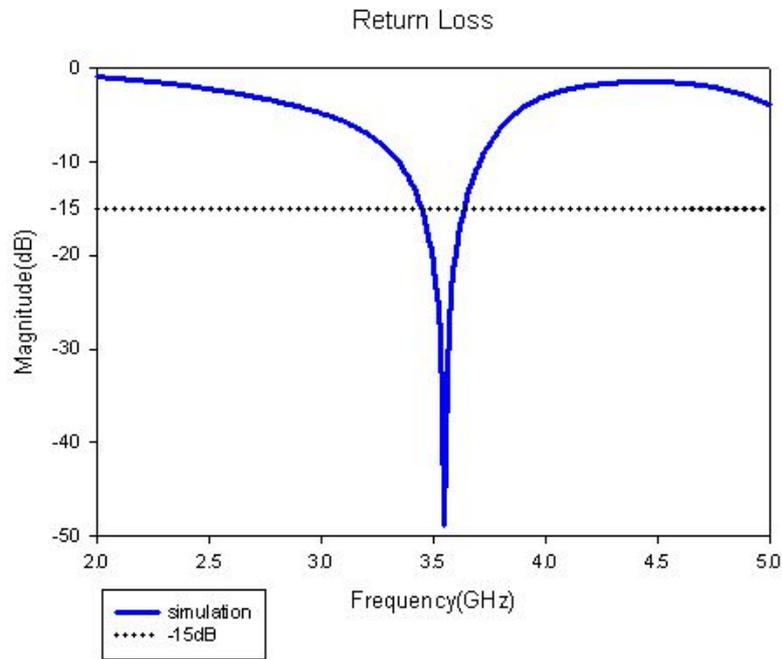


圖 3-18：矩形微帶貼片天線模擬的反射損失

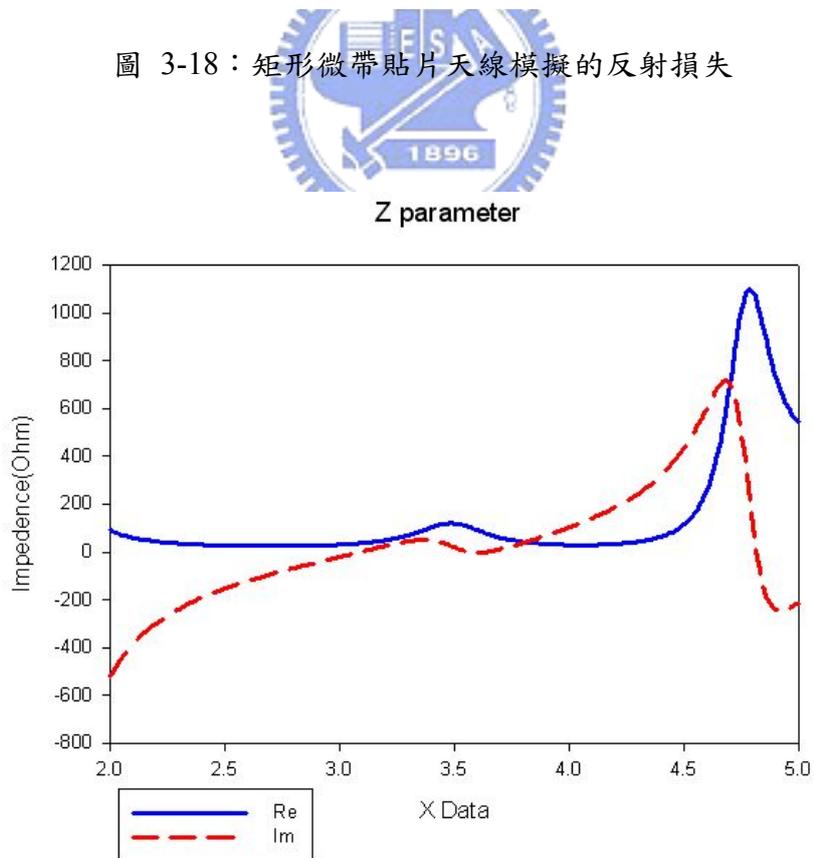


圖 3-19：矩形微帶貼片天線邊緣輸入阻抗模擬圖

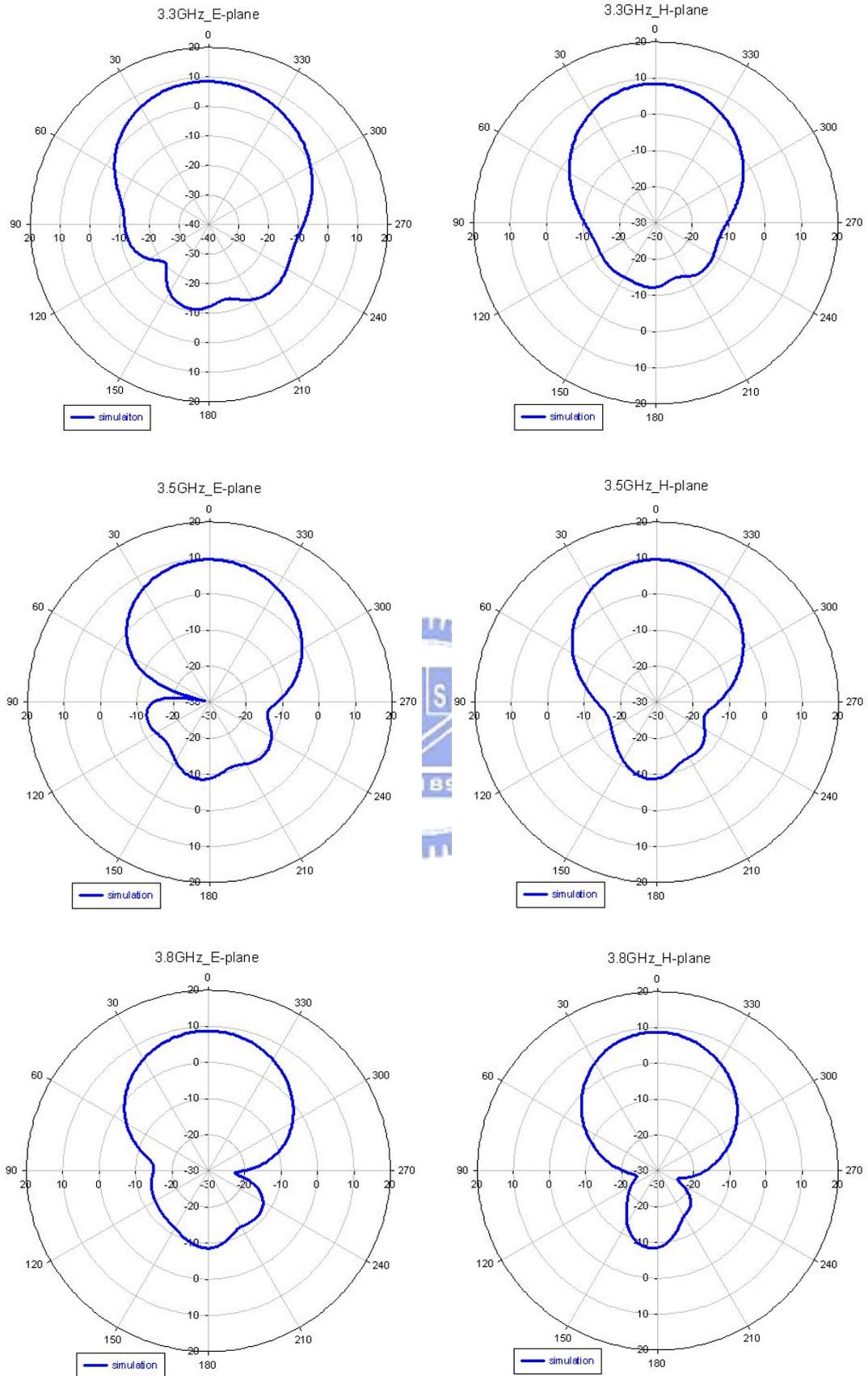


圖 3-20：矩形微帶貼片天線在 3.3GHz、3.55GHz、3.8GHz 模擬的輻射場型

3.2.2 天線陣列饋入網路

型式 B 天線陣列的饋入網路同樣以微帶線並聯的型式所設計，如圖 3-21 所示。如同型式 A 的饋入網路設計概念，Port6 與 Port7 與其他輸出埠要有 180° 相位差，但由於型式 B 天線陣列的饋入網路與天線元素同平面，所以在設計饋入網路傳輸線的特性阻抗時，可利用第二章提到的懸浮微帶線式(2-10)計算其特性阻抗。而在饋入網路的設計中，我們利用多級串接的傳輸線作阻抗匹配[13]，利用其寬頻的特性饋入到天線陣列，使其能夠達到寬頻的要求。另外，在模擬 180° 度相位差時，需考慮傳輸線的耦合效應。

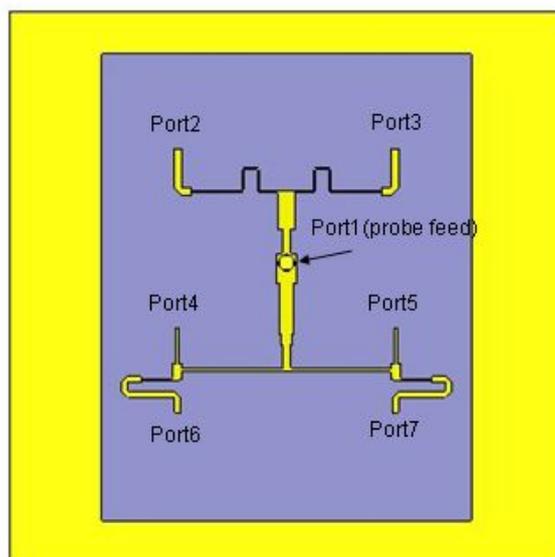


圖 3-21：型式 B 饋入網路示意圖

圖 3-22 及圖 3-23 分別為饋入網路所模擬的反射損失、插入損失及各輸出埠相位圖。從模擬圖中，可以發現其各輸出埠的能量及相位在不同頻率的變化比型式 A 天線陣列好，其每個輸出埠的能量差值在 3dB 以內，而 180° phase shifter 在不同頻率的相位差在 20° 以內。

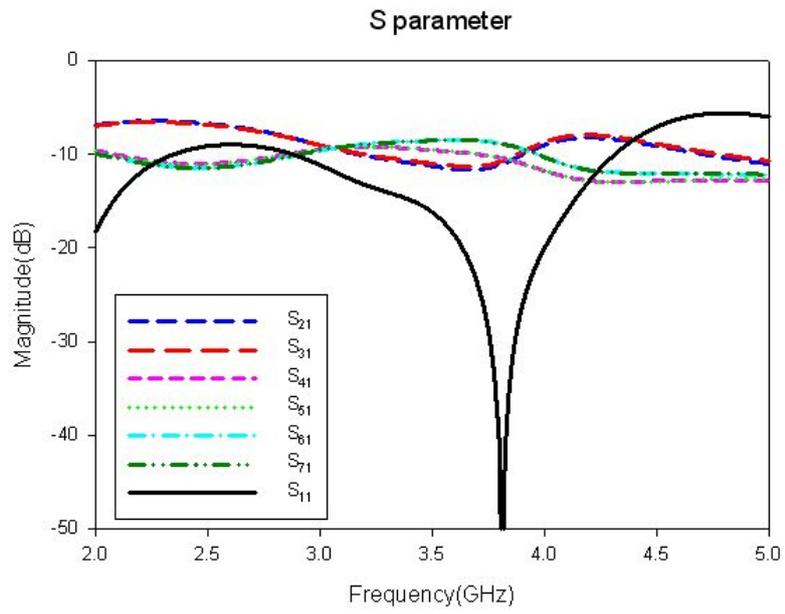


圖 3-22：天線陣列饋入網路之反射損失及插入損失模擬圖

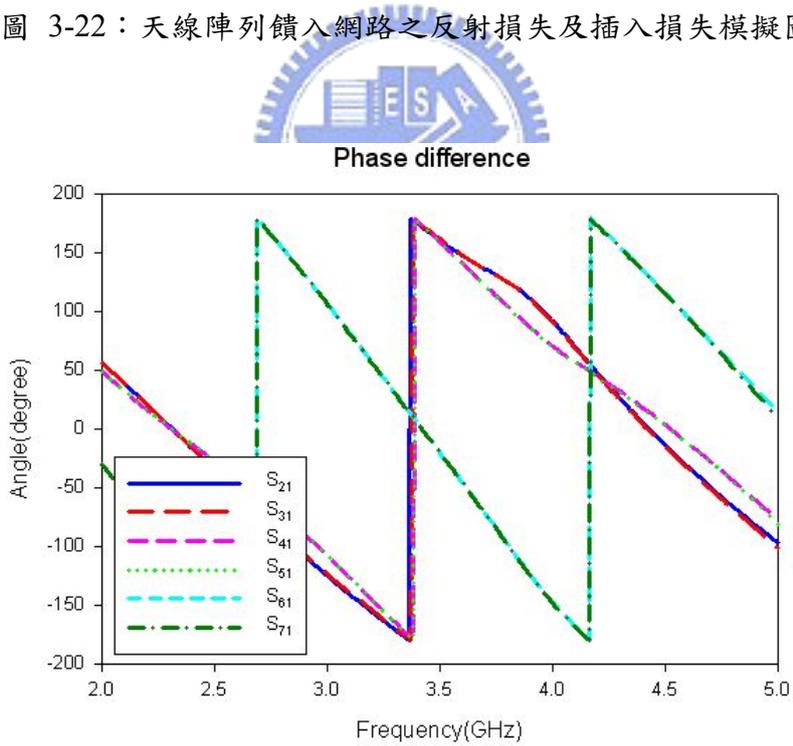


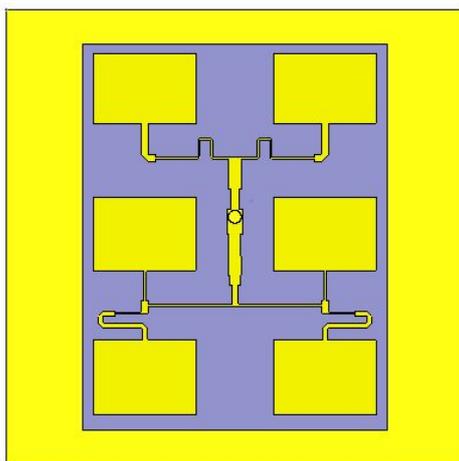
圖 3-23：天線陣列饋入網路各輸出埠之相位模擬圖

3.2.3 天線陣列模擬與量測

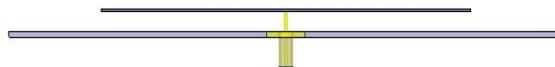
利用圖 2-6，我們選擇型式 B 天線陣列其縱向(x 軸)元素與元素之間的距離為 $0.68\lambda_0$ ，橫向元素與元素之間的距離為 $0.85\lambda_0$ 。在模擬過程中，饋入網路阻抗匹配與相位差會對天線陣列的影響非常大。另外，此天線陣列是利用探針饋入的方式將信號饋入到天線，由於天線陣列饋入網路其信號饋入端設計為 50Ω ，所以使用探針饋入方式會多了一電感效應，使饋路網路不匹配。因此在天線陣列的信號饋入端挖一環型槽孔，藉以改善探針饋入所產生的電感效應。圖 3-24 為型式 B 天線陣列結構圖。圖 3-25 為實體圖。

型式 B 天線陣列參數如下：

Dielectric constant(top, bottom)	:	4.4	4.4
Substrate thickness(top, bottom)	:	0.8mm	1.6mm
Loss tangent	:	0.02	
Air gap	:	5mm	
Upper substrate size	:	155mm x	122mm
Ground size	:	183mm x	183mm

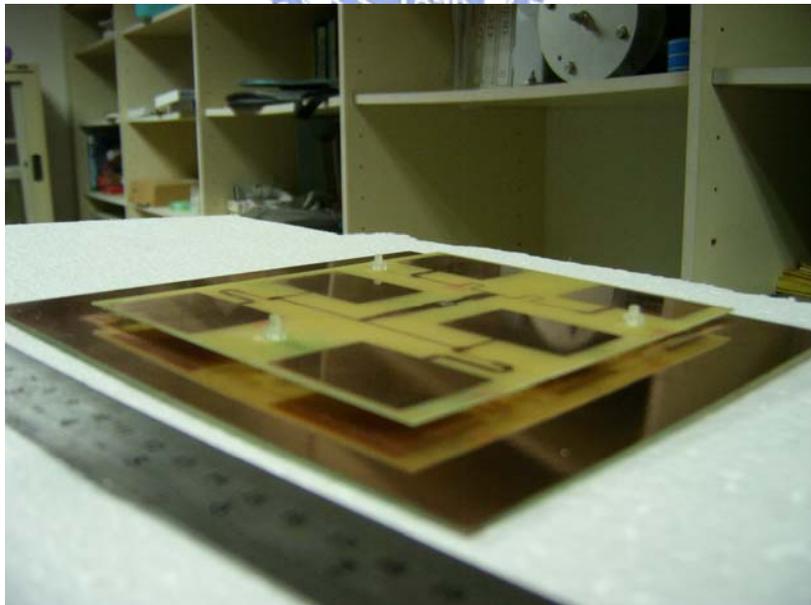
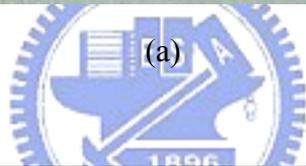
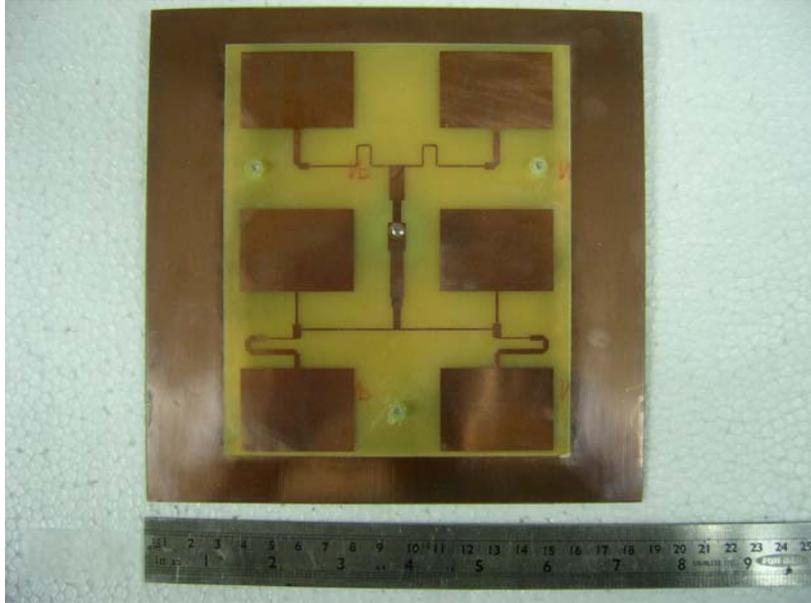


(a)



(b)

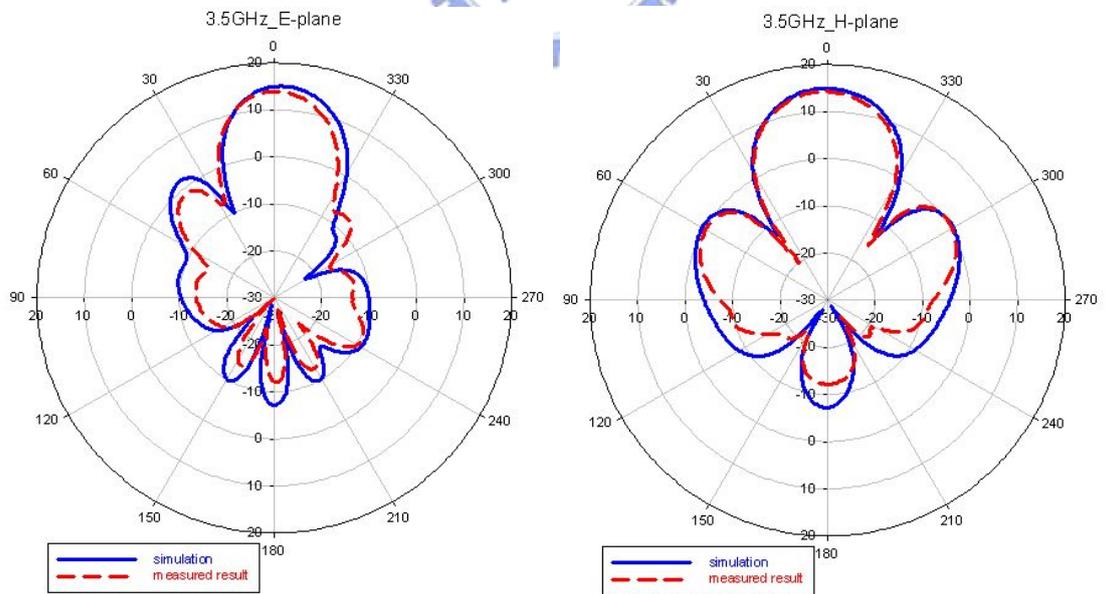
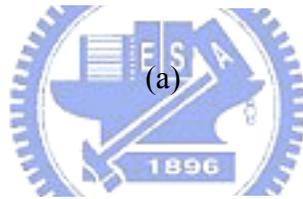
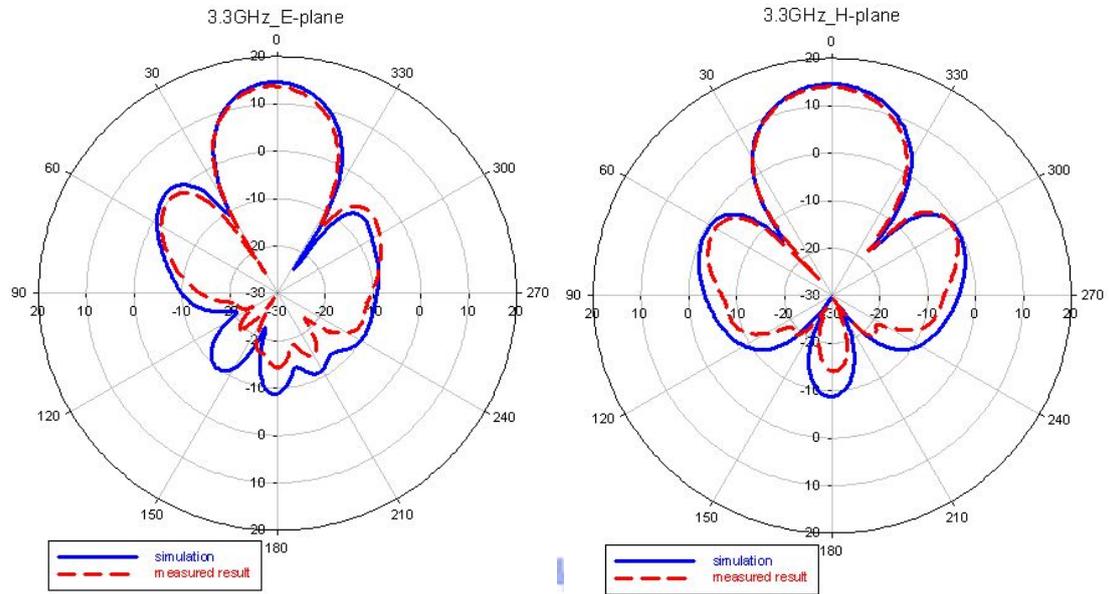
圖 3-24：型式 B 天線陣列結構圖(a)俯視圖(b)側視圖



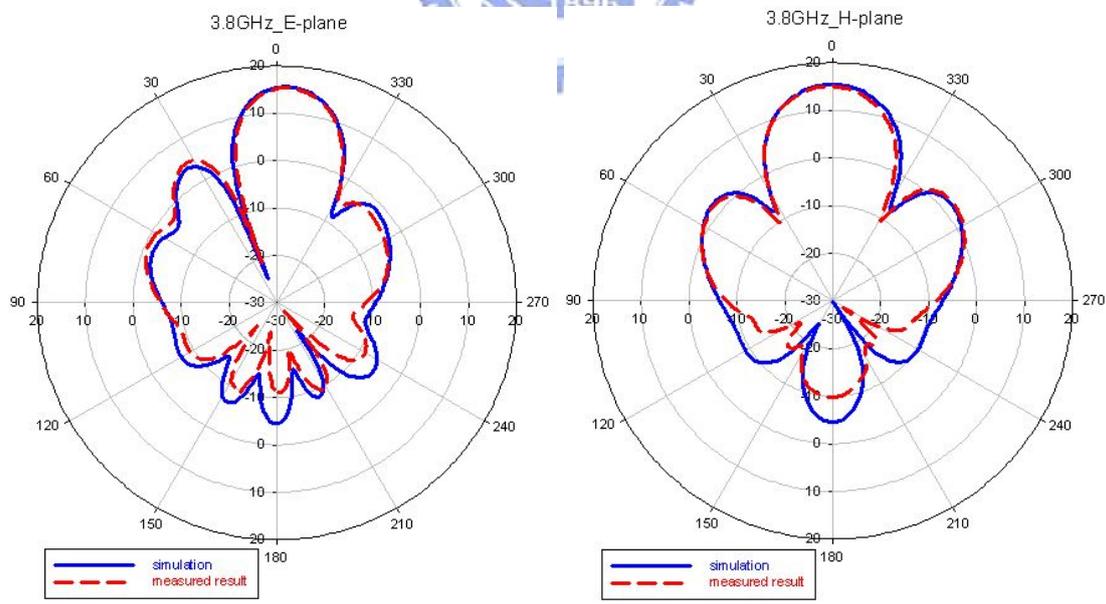
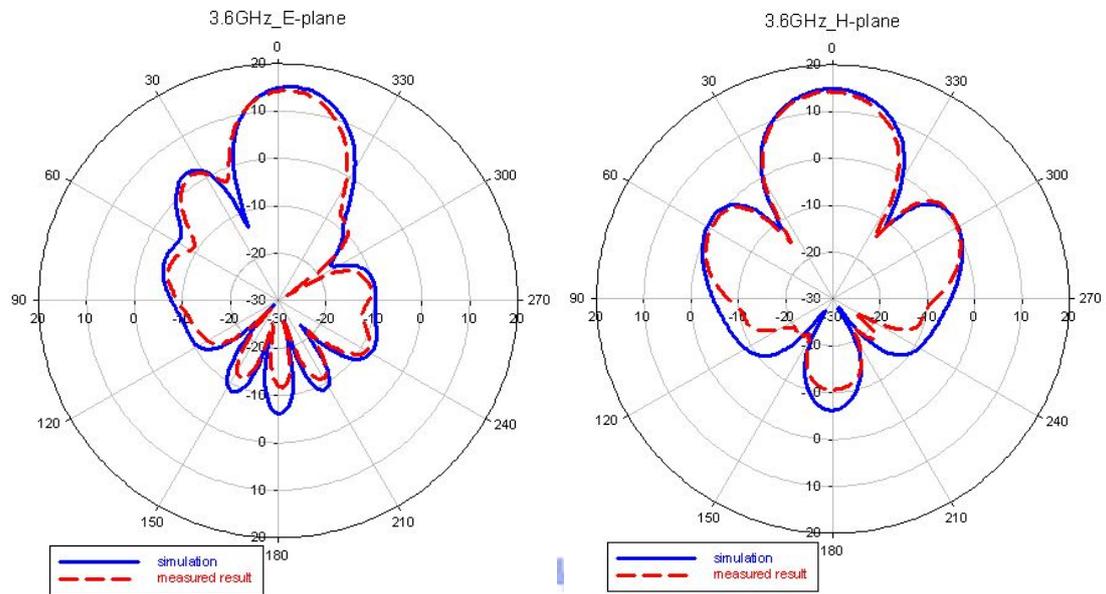
(b)

圖 3-25：型式 B 天線陣列實體圖(a)俯視圖(b)側視圖

圖 3-26 為型式 B 天線陣列在 3.3GHz、3.5GHz、3.6GHz、3.8GHz 的輻射場型。從圖中可看出模擬與量測的輻射場型相當一致，且增益也能達到要求。



(b)

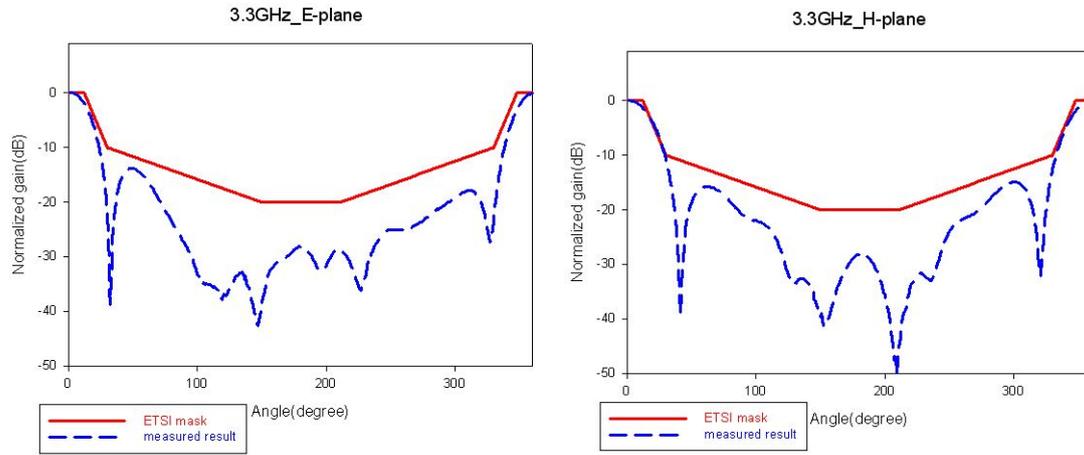


(d)

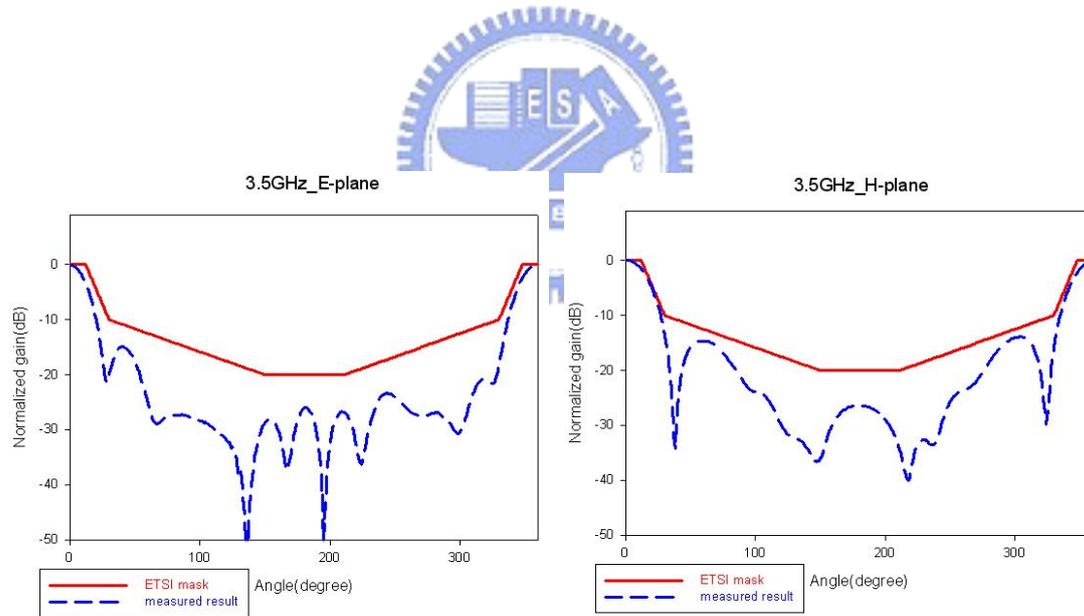
圖 3-26：型式 B 天線陣列輻射場型

利用 ETSI-TS2 mask 對型式 B 天線陣列輻射場型相比較，如圖 3-27 所示。

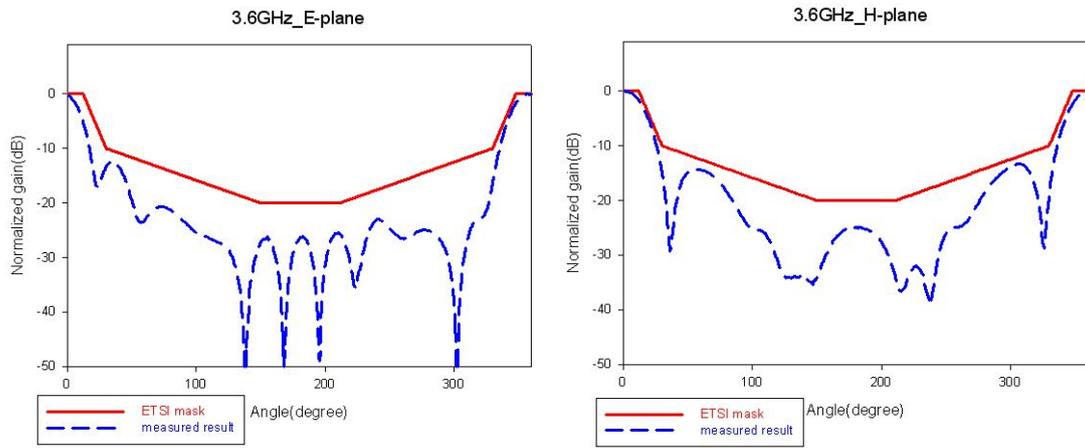
從圖中我們可以發現其輻射場型能夠符合 ETSI-TS2 mask。



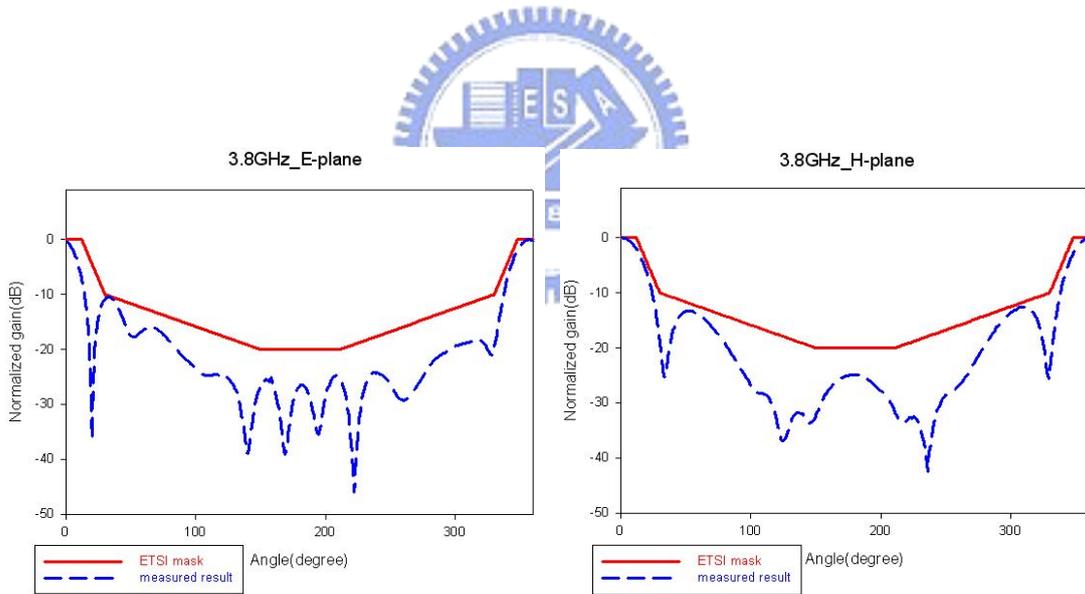
(a)



(b)



(c)



(d)

圖 3-27：型式 B 天線陣列輻射場型與 ETSI-TS2 之比較圖

圖 3-28 為型式 B 天線陣列模擬與量測的反射損失。其在中心頻率附近所量測出來的反射損失與模擬值有將近 5dB 的誤差，其所造成的原因可能是實作上環型槽孔的間隙並不均勻所造成。圖 3-29 為實際量測的增益對頻率的變化圖。其增益在全頻段都能達到 14dB，其中某些頻率點可看出 E-plane 與 H-plane 所量測到的最大增益值並不相同，其造成的原因可能也是由饋入網路輸出端在不同頻率時會有些微的相位差，使得天線的最大增益值會稍微偏移一個角度。

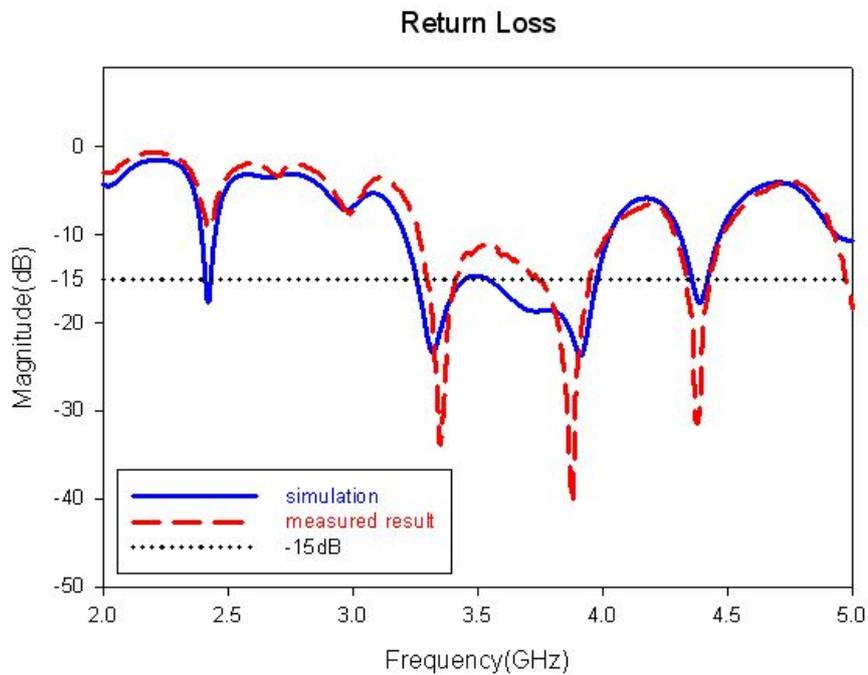


圖 3-28：型式 B 天線陣列模擬與量測之反射損失

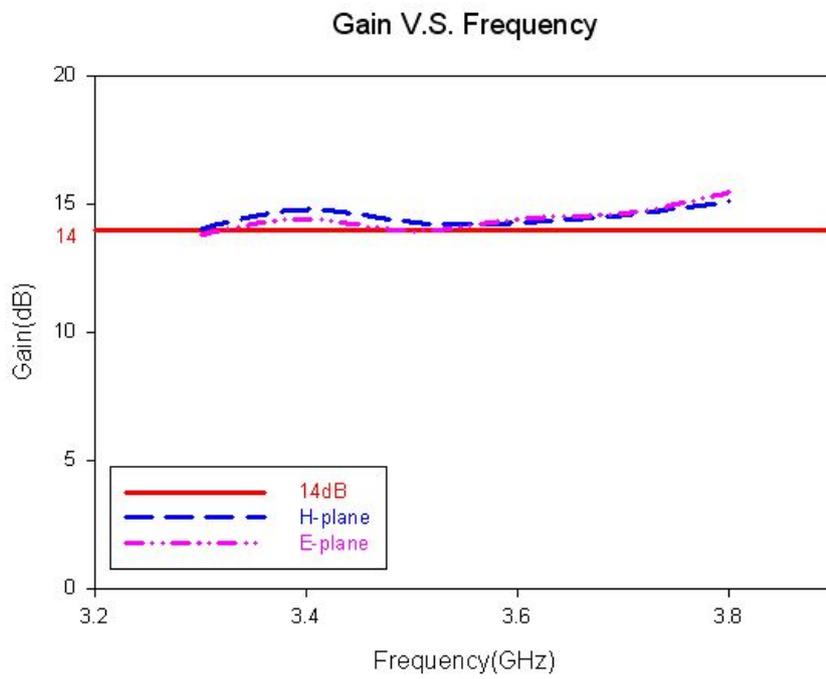


圖 3-29：型式 B 天線陣列增益對頻率圖



第四章 結論

(Conclusion)

本論文主要是研究適用於基地台的 WiMAX 頻段高增益天線陣列，並控制其頻寬、增益及輻射場型能夠符合 ETSI(European Telecommunication Standards Institute)的規範。在論文第三章中提出兩種型式的天線陣列，一是利用單一的寬頻天線組成陣列以提高增益值，另一個則是利用一寬頻的饋入網路於三組不同共振頻率矩形微帶天線所組成的天線陣列。這兩種高增益天線陣列都具有寬頻特性，且輻射場型能夠符合 ETSI-TS2 規範。唯在不同頻率下，饋入網路輸出端之間的相位差變化太大，使得型式 A 天線陣列在低頻與高頻的增益值沒有超過 14dB。另外，本論文所提出的天線陣列為印刷式天線，不但具有輕量化的特性且大幅降低製作上的困難度，也減輕了成本的負擔。

最後，如何讓饋入網路中的反相 180° phase shifter 不隨頻率的變化而變化是改善天線陣列的方法之一，而再進一步縮小天線的尺寸，也是在現今通訊系統中所需求的目標。

參考文獻

- [1] W. L. Stutzman and G. A. Thiele, *Antenna Theory and Design*, 2nd ed. New York: Wiley, 1998.
- [2] A. Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design*. New York: Wiley, 1997.
- [3] F. Yang, X. -X. Zhang, X. Ye, and Y. Rahmat-Samii, "Wide-band E-shaped patch antennas for wireless communications," *IEEE Trans. on Antennas and Propagat.*, vol. 49, no. 7, pp. 1094-1100, Jul. 2001.
- [4] A. Petosa, A. Ittipiboon and N. Gagnon, "Suppression of unwanted probe radiation in wideband probe-fed microstrip patches," *Electron. Letter*, vol. 35, no. 5, pp. 355-357, Mar. 1999.
- [5] H. F. Pues and A. R. Van de capelle, "An impedance-matching technique for increasing the bandwidth of microstrip antennas," *IEEE Trans. on Antennas and Propagat.*, vol. 37, issue 11, pp. 1345-1354, Nov. 1989.
- [6] Q. Song and X. -X. Zhang, "Broadband gap-coupled microstrip antenna arrays," *IEEE AP-S Int. Symp. Dig.*, vol. 4, pp. 1939-1942, Jul. 1992.
- [7] Gordon Mayhew-Ridgers, Johann W. Odendaal and Johan Joubert, "Single-layer capacitive feed for wideband probe feed microstrip antenna elements," *IEEE Trans. on Antennas and Propagat.*, vol. 51, no. 6, pp. 1405-1407, Jun. 2003.
- [8] T. Huynh and K. -F. Lee, "Single-layer single-patch wideband microstrip antenna," *Electron. Letter*, vol. 31, no. 16, pp. 1310-1312, Aug. 1995.
- [9] I. J. Bahl and P. Bhartia, *Microstrip Antennas*. Artech House, 1980.
- [10] J.R. James and P. S. Hall, *Handbook of Microstrip Antennas*. London : Peter Peregrinus Ltd., 1989.
- [11] K. C. Gupta, R. Garg, I. J. Bahl, P. Bhartia, *Microstrip Lines and Slotlines*, 2nd ed. Norwood, MA : Artech House, 1996.

- [12] T. P. Wong and K. M. Luk, "A wide bandwidth and wide beamwidth CDMA/GSM base station antenna array with low backlobe radiation," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 54, no. 3, pp. 903-909, May. 2005.
- [13] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 2nd ed. New York: Wiley, 1998.

