

國立交通大學

電信工程研究所

碩士論文

複合式阻抗表面應用於減小雷達截面積之設計

Wideband RCS reduction using a composite impedance
surface

研究生：朱宏麒 (Ho-Chi Chu)

指導教授：黃瑞彬 博士 (Dr. Ruey-Bing Hwang)

中華民國 九十九年十二月

複合式阻抗表面應用於減小雷達截面積之設計
Wideband RCS reduction using a composite impedance
surface

研究生：朱宏麒 (Ho-Chi Chu)

指導教授：黃瑞彬 博士 (Dr. Ruey-Bing Hwang)



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

In Partial Fulfillment of the Requirements

For the Degree of

Master of Science

In

Communication Engineering

December 2010

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國 九十九年十二月

複合式阻抗表面應用於減小雷達截面積之設計

研究生：朱宏麒

指導教授：黃瑞彬 博士

國立交通大學電信工程研究碩士班

摘要

在近年來，匿蹤科技相當的熱門，也出現了實際上的應用在軍事方面，如美國的 F-22 戰機，有許多的研究都在致力於讓物體的雷達截面積縮小，來讓雷達誤判，在本論文中，我們使用所謂的複合式人造磁導體結構來製造出平面且寬頻能有效的在垂直入射方向減少雷達截面積的人造材料，主要原理是應用天線原理中陣列因子的觀念找出兩個人造磁導體，使他們的相位差在一段頻率內在 180 度附近，於是使得在垂直入射方向的雷達截面積被減少，我們將對此複合式人造磁導體參數做一詳細的分析，我們也將說明如何設計，同時我們也藉由模擬和量測來驗證此複合式人造磁導體結構的效果，最後我們可以得知此方法對於雷達截面積在垂直入射方向的縮小具有良好的功效。

Wideband RCS reduction using a composite impedance surface

Student: Ho-Chi Chu

Advisor: Dr. Ruey-Bing Hwang

Department of Communication Engineering

National Chiao Tung University

Abstract

Stealth technology has attracted considerable attentions in military for many years because of the application of radar system in ranging and detection for a moving object such as aircraft and ships. Radar Cross Section (RCS) reduction is an efficient way for stealth by minimizing the reflection of electromagnetic wave towards the incident direction. In this thesis, we investigate the wideband RCS reduction of a planar surface made up of a composite artificial magnetic conductor (AMC). Such a composite AMC consists of two types of unit cell pattern with 180-degree phase shift between them. By interleaving the two patterns and arranging them on a chessboard pattern, for a plane wave normally incident on this surface the reflecting wave will have a null field along the impinging direction. The commercial software based on the finite integration method (CST-Microwave Studio) is used for characterizing the reflection property of the AMC surface and scattering characteristics of the overall structure. Additionally, we have fabricated the structure and measured its scattering response including the bi-static and mono-static. Significantly, a wideband RCS reduction ranging from 16 GHz to 25 GHz is obtained. Since this planar structure can be fabricated using standard printed circuit board technology without via-hole process, it should have potential application in stealth technology.

誌謝

本論文能夠順利完成，首先要感謝指導教授黃瑞彬老師在碩士生涯這兩年來的指導，無論是在做人處事和研究方面都令我獲益良多。老師依照個人興趣和能力指導，使我能夠踏入研究的領域，在研究能力上有所進步。

同時也要感謝實驗室的學長：金正元、蔡岳霖，和同學許勝傑，學弟黃晟瑞、陳柏廷、王派宣、楊肅哲，蔡宜哲，潘海端，古晏晟，丁冠中大家會互相討論彼此的研究主題，找出彼此研究上的盲點，並互相幫助與鼓勵，而有一個研究氣氛良好的實驗室，讓我的碩士生過得多采多姿。最後要感謝我的父母親及好友曉晴，在這兩年的求學生涯裡，不斷的給予我支持和鼓勵，讓我能在無後顧之憂下，順利的完成學業。



目錄

摘要.....	i
Abstract.....	ii
誌謝.....	iii
目錄.....	iv
圖錄.....	iv
表錄.....	vi
第一章 導論.....	1
第二章 結構設定及分析方法.....	4
2.1 結構設定.....	4
2.2 二維平面無窮周期性結構的反射特性.....	5
2.3 單晶格分析.....	6
第三章 模擬結果與原理分析.....	12
3.1 結構設定及模擬結果.....	12
3.2 原理分析.....	24
第四章 量測器具及量測結果.....	27
4.1 量測器具設置.....	27
4.2 量測結果.....	30
4.3 量測結果整理和結論.....	39
第五章 應用.....	40
參考文獻.....	41

圖錄

圖 2-1 棋盤式結構示意圖.....	4
圖 2-2 二維平面無窮周期性結構.....	5
圖 2-3 單晶格設定示意圖.....	6
圖 2-4 兩種單晶格參數設定.....	6
圖 2-5 單晶格反射相位和頻率之關係圖.....	7
圖 2-6 改變 r_1 反射相位對頻率關係圖.....	8
圖 2-7 改變 t_1 反射相位對頻率關係圖.....	8

圖 2-8	改變 r_2 反射相位對頻率關係圖	9
圖 2-9	改變 r_1 反射相位差對頻率關係圖	10
圖 2-10	改變 r_2 反射相位差對頻率關係圖	10
圖 2-11	改變 t_1 反射相位差對頻率關係圖	11
圖 3-1	棋盤式結構局部放大圖	12
圖 3-2	棋盤式結構	13
圖 3-3	CST 模擬環境設定	13
圖 3-4	(a) 頻率為 15GHz 之遠場圖	14
圖 3-5	(a) 頻率為 16GHz 之遠場圖	15
圖 3-5	(b) 頻率為 16.5GHz 之遠場圖	15
圖 3-6	(a) 頻率為 17GHz 之遠場圖	16
圖 3-7	(a) 頻率為 18GHz 之遠場圖	17
圖 3-7	(b) 頻率為 18.5GHz 之遠場圖	17
圖 3-8	(a) 頻率為 19GHz 之遠場圖	18
圖 3-8	(b) 頻率為 19.5GHz 之遠場圖	18
圖 3-9	(a) 頻率為 20GHz 之遠場圖	19
圖 3-9	(b) 頻率為 20.5GHz 之遠場圖	19
圖 3-10	(a) 頻率為 21GHz 之遠場圖	20
圖 3-10	(b) 頻率為 21.5GHz 之遠場圖	20
圖 3-11	(a) 頻率為 22GHz 之遠場圖	21
圖 3-11	(b) 頻率為 22.5GHz 之遠場圖	21
圖 3-12	(a) 頻率為 23GHz 之遠場圖	22
圖 3-12	(b) 頻率為 23.5GHz 之遠場圖	22
圖 3-13	(a) 頻率為 24GHz 之遠場圖	23
圖 3-13	(b) 頻率為 24.5GHz 之遠場圖	23
圖 3-14	減少的雷達截面積對頻率關係圖	24
圖 3-15	相位差為 170 度和 190 度之遠場圖	25
圖 3-16	相位差為 180 度和 360(0)度之遠場圖	25
圖 3-17	相位差對應雷達截面積縮減量之關係圖	26
圖 4-1	量測器材示意圖	27
圖 4-2	雙(多)站雷達截面積量測器材示意圖	28
圖 4-3	雙(多)站雷達截面積量測器材在無反射室之實體圖	28
圖 4-4	單站雷達截面積量測器材示意圖	29
圖 4-5	單站雷達截面積量測器材在無反射室之實體圖	29
圖 4-6	人造磁導體結實體圖	30
圖 4-7	人造磁導體結構之三維場型	30
圖 4-8	(a) 頻率為 16GHz 之雙(多)站雷達截面積遠場量測圖	31
圖 4-8	(b) 頻率 16.5GHz 之雙(多)站雷達截面積遠場量測圖	31

圖 4-9 (a)頻率為 18GHz 之雙(多)站雷達截面積遠場量測圖	32
圖 4-9 (b)頻率為 18.5GHz 之雙(多)站雷達截面積遠場量測圖	32
圖 4-10 (a)頻率為 22GHz 之雙(多)站雷達截面積遠場量測圖	33
圖 4-11 (a)頻率為 24GHz 之雙(多)站雷達截面積遠場量測圖	34
圖 4-12 (a)頻率為 16GHz 之單站雷達截面積遠場量測圖	35
圖 4-12 (b)頻率為 16.5GHz 之單站雷達截面積遠場量測圖	35
圖 4-13 (a)頻率為 18GHz 之單站雷達截面積遠場量測圖	36
圖 4-13 (b)頻率為 18.5GHz 之單站雷達截面積遠場量測圖	36
圖 4-14 (a)頻率為 22GHz 之單站雷達截面積遠場量測圖	37
圖 4-14 (b)頻率為 22.5GHz 之單站雷達截面積遠場量測圖	37
圖 4-15 (a)頻率為 24GHz 之單站雷達截面積遠場量測圖	38
圖 4-15 (b)頻率為 24.5GHz 之單站雷達截面積遠場量測圖	38
圖 4-16 單站和雙站雷達截面積可縮減量和頻率關係圖	39



表錄

表 3-1 單晶格參數和相位差對應關係	12
---------------------------	----

第一章 導論

因十九世紀雷達系統的問世造成了匿踪科技(stealth technology)的興起，所謂的匿蹤指的是藉由一些方法來減少從目標物反射至雷達的雷達截面積(radar cross section,)，如些一來雷達便對目標物造成誤判，從而在軍事戰略上獲得先機，這也是此論文的動機，在此我們提出一種平面在波垂直入射向，可以減少從目標物反射至雷達的雷達截面積的人造磁導體表面，一開始我們先大概介紹幾種減少電磁波反射的方法。

我們從以前的叫 salisbury screen[1]，它是由吸波材料的原理加上反射的原理製作而成，主要是用來做吸波體使用，主體可分為兩部分，底部為一金屬板，可視為一完美導體，在其上方中心頻率四分之一波長處，放置一多層介質板，其目的是為了要損耗電磁波的能量，要和金屬板相距四分之一波長的目的是為了要使反射的波有 180 度的相位差，藉由相位差 180 度和其上吸波材料的效果，可以達成讓全部的反射波總和為零，便可以很有效的減少雷達截面積，但其缺點就是它的頻寬太窄，厚度要大於四分之一波長及雷達截面積的減少和入射的角度有相依性。如此一來便大大的減少它的實用性。

在 1988 年，由 MC-cormack and Fante 提出[2]來探討 salisbury screen 的反射特性，說明可以藉由完美磁導體取代在底下的金屬板，如此一來便可使在 salisbury screen 在金屬板和多層介質板的距離便不用大於四分之一波長，改善了 salisbury screen 的缺點，因為完美電導體它的反射相位是 180 度，而完美磁導體的反射相位是 0 度。所以完美電導體和完美磁導體它們的相位差是 180 度，於是我們只要用完美磁導體取代在底下的金屬板便可以做出一個超薄的 salisbury screen 提昇了它的實用性，但目前為止，尚未在自然界中發現自然的磁導體，但我們仍可做出有磁導體特性的結構，也就是所謂的人造磁導體(Artificial Magnetic Conductor)。

為了實現人造磁導體，在 1999 年由 Sievenpiper 所提出一種蘑菇型的結構[3] 並且加以驗證，這種結構通常是用印刷電路板技術來實做，主要是由很多個金屬方形小貼片排成二維的陣列在經由導通孔和接地面做連接。當然此金屬方形小貼片的物理尺寸小於操作頻率的波長，於是一個單位元的結構，便可視為一個共振腔，在共振頻率點附近，我們可以知道在共振腔內的阻抗大於在真空中的本質阻抗，所以我們便稱其為高阻抗表面(High Impedence Surface)，因為它有高阻抗的特性，所以反射的相位便是同相，於是在共振頻率點附近的特性便近似完美導體。

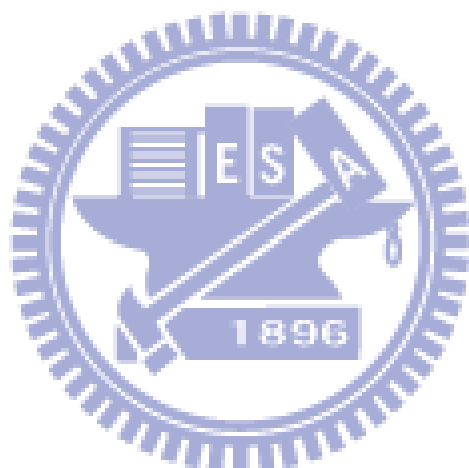
在上述我們可知完美電導體和完美磁導體它們的相位差是 180 度，於是有人便提出了一種平面的西洋棋盤式結構[4]，藉由完美電導體和在一段頻寬內有完美磁導體特的人造磁導體交錯排列，如此一來在一段很窄的頻寬內，便會造成反射的相位差 180 度，於是在垂直入射方向的雷達截面積就大大的被縮減。

此外，在 2008 年，由 Mittra 所提出一多層結構[5]，主要就是以介質層下面放置頻率選擇面(FSS)，在其下方在放不同的一層介質層，重復堆疊，藉由微基因演算法來做計算及優化，來達到寬頻且有效可減少雷達截面積的效果，但因為是由多層介質及頻率選擇面(FSS)堆疊而成，所以具有板厚太厚的缺點。

在 2009 年，由 de maggt 提出[6]將原本的西棋盤式結構中的完美電導體改成人造磁導體，提出藉由兩種不同的人造磁導體可以做出在兩段窄的頻寬內反射相位差 180 度，使得在兩段窄的頻寬內雷達截面積可以大大的被減少，同年，Mittra 對此也提出[7]若是可以使兩種不同的人造磁導體，反射相位差在 180 度附近，便可以做出一寬頻且具有減少雷達截面的人造磁導體表面，這也是本論文所採用的原理，針對此原理來做一完整的分析及實做。

在第二章，首先我們會先對分析方法來做一解釋，接著說明此人造磁導體結構，藉由分析兩個單晶格的參數和反射相位的關係來取得我們要的結果，在第三章說明使用電磁全波模擬軟體(Microwave studio CST)所模擬出來的結果在以簡易的天線陣列來解釋原理，第四章我們會對量測器材做詳細的說明，實際的量測單站雷達截面積(Monostaic RCS)和雙站雷達截面積(Bistatic RCS)，做一整理和先

前使用模擬軟體來做一比較，最後在第五章說明本論文所提出的人造磁導體的應用。



第二章 結構設定及分析方法

2.1 結構設定

上章所提到，完美磁導體的反射相位差是 0 度，而完全電導體的反射相位差是 180 度，在上章所提及的棋盤式結構是由完美導體和人造磁導體交錯式排列，藉由相位差 180 度來使得在垂直入射面的雷達截面積被減少，我們在此要找出兩種不同的人造磁導體，使它們的反射相位相差在 180 度附近，將其採取棋盤式結構排列方法(圖 2-1)，如此一來，便可以做出一種寬頻且有效縮小在垂直方向的雷達截面積的複合式人造磁導體。

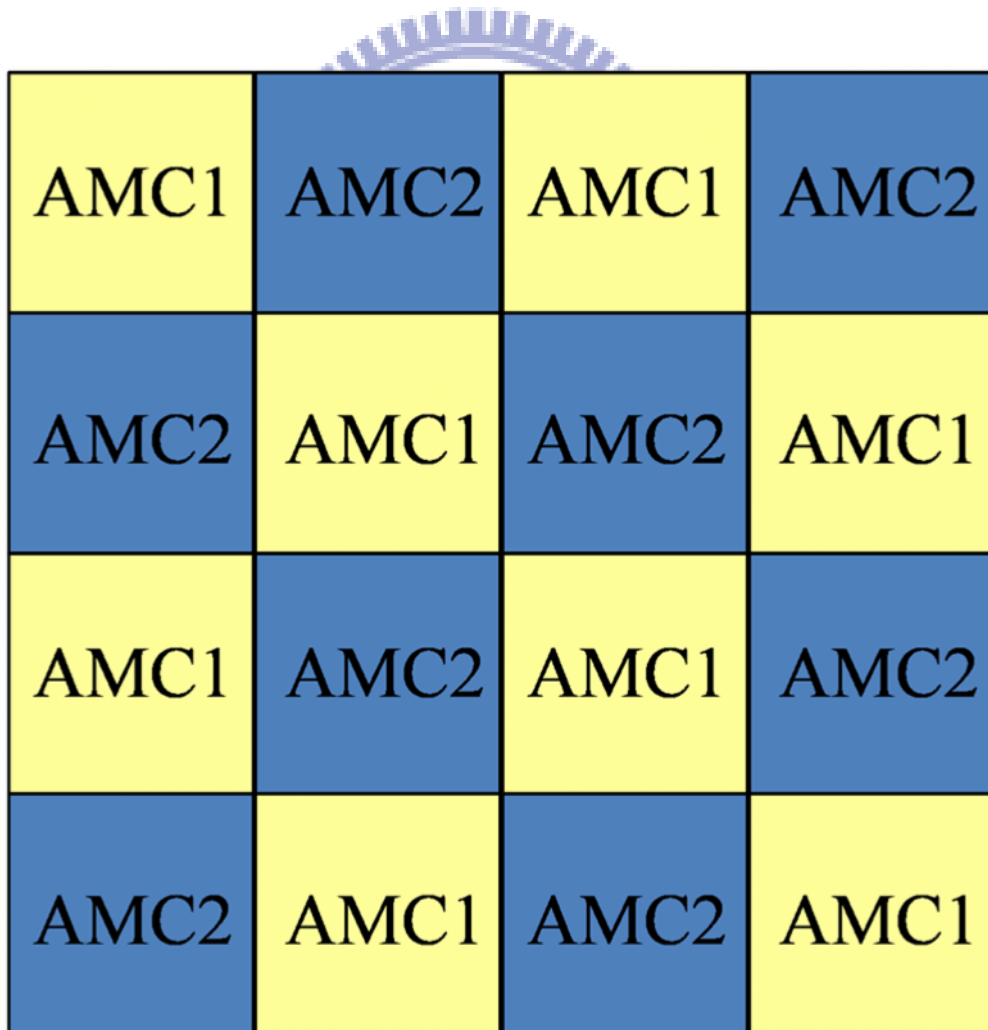


圖 2-1 棋盤式結構示意圖

2.2 二維平面無窮周期性結構的反射特性

大多人造磁導體，可由所謂的周期性結構所合成，然而我們一般先假設它是一個無窮周期的周期性結構來做分析(圖 2-2)，在二維平面無窮周期性結構中，在垂直入射時因為一個單晶格(unit cell)的物理尺寸小於其中心操作頻率之波長，故高階模態會衰減掉，最後只剩下基本模態也就是 TEM 模態，所以只要定義出一個單晶格然後在其電場垂直方向面設定為邊界條件為完美導體，另兩邊在磁場垂直面為完美磁導體，便可模擬出一個二維平面無窮周期性結構。

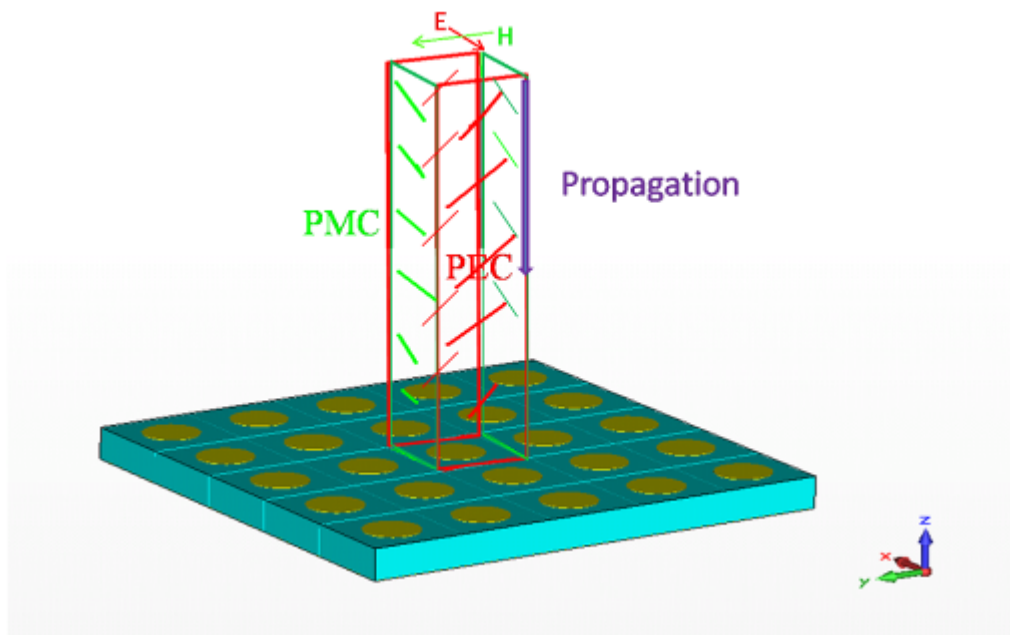


圖 2-2 二維平面無窮周期性結構

接下來在下圖 2-3 中是說明在電磁軟體中如何設定一個單晶格，圖 2-3(a)是先決定一種單晶格然後在圖 2-3 (b)中我們將埠指向貼近單晶格的表面，在由圖 2-3(c)做邊界條件之設定，這樣一來我們可以得到平面波打到一平面無窮周期性結構時反射相位和頻率的關係圖，藉由此方法，我們便可以找到所需要的單晶格的種類，來對此做分析。

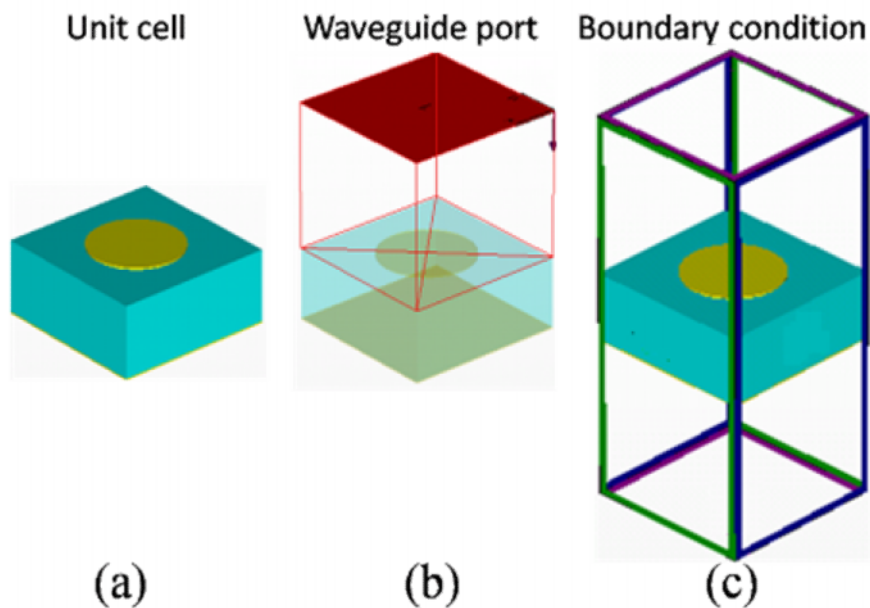


圖 2-3 單晶格設定示意圖

2.3 單晶格分析

在本論文中所使用的兩種單晶格(圖 2-4)分別是一個圓形的小貼片半徑為 r_1 ，在一邊長為 t 正方形的 FR4 板介電質系數為 4.4 板上，高度為 1.6mm，背面為一金屬面，另一個單晶格為是一正方形的金屬貼片邊長為 t_1 ，中間挖一圓孔，半徑為 r_2 ，同樣也在一邊長為 t 正方形的 FR4 板介電質系數為 4.4 板上，高度為 1.6mm，背面為一金屬面

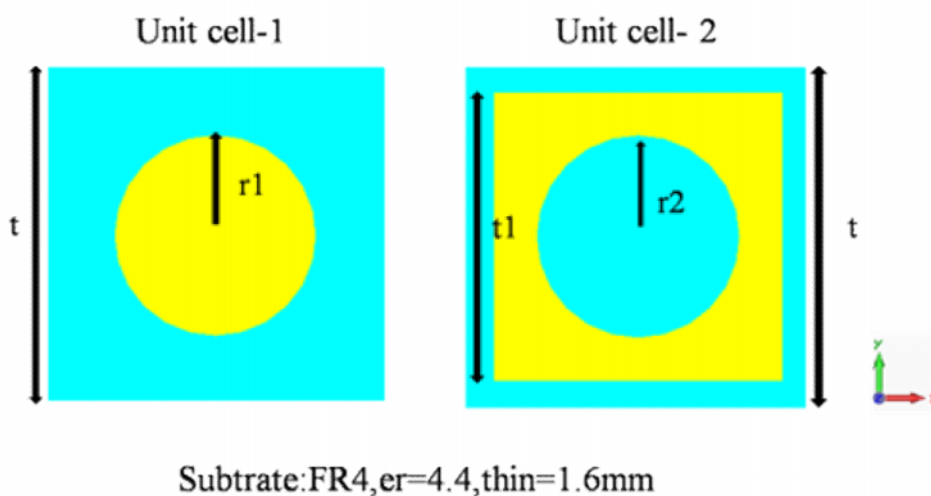


圖 2-4 兩種單晶格參數設定

我們選擇此兩種單晶格的原因主要是為了能使它們之間的相位差能達到在 180 附近，我們可藉由 2-2 節所提出的方法來做分析，來得出相位對頻率的關係圖，如果要能使相位差在 180 度附近，它的曲線應要近似於(圖 2-5)，這樣才能減出在 180 附近的相位差，故我們選擇此兩種單晶格。

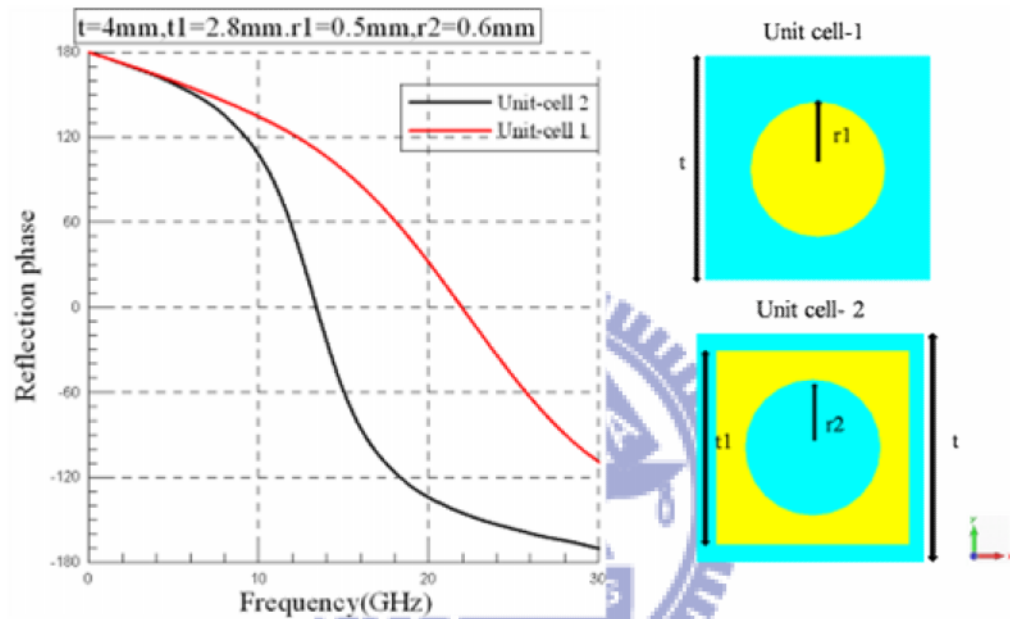


圖 2-5 單晶格反射相位和頻率之關係圖

我們針對我們所找出的兩種單晶格分別來做參數分析，我們的 t 為定值，為 4mm，先針對圓形小貼片此結構來做一分析， $t=4\text{mm}$ ， r_1 為變數，我們可得到其共振頻率點的變化為(圖 2-6)，反射相位為 0 那點即為共振頻率，我們可知 r_1 愈小共振頻率點愈高，反之 r_1 愈大共振頻率點愈低。

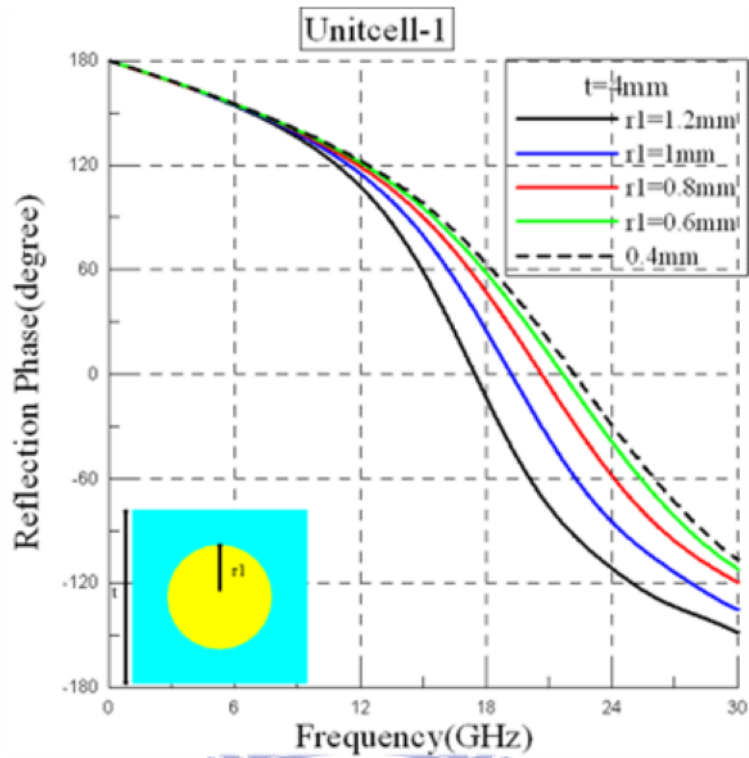


圖 2-6 改變 $r1$ 反射相位對頻率關係圖

接下來對方形的小貼片中間挖一個圓形的孔的單晶格來做分析，其孔半徑為 $r2$ ，方形貼片邊長為 $t1$ ，一樣 $t=4\text{mm}$ ，我們先將 $r2$ 固定為 1mm ， $t1$ 為變值(圖 2-7)，藉由(圖 2-7)我們可知 $t1$ 愈大共振頻率點會往低頻移動。

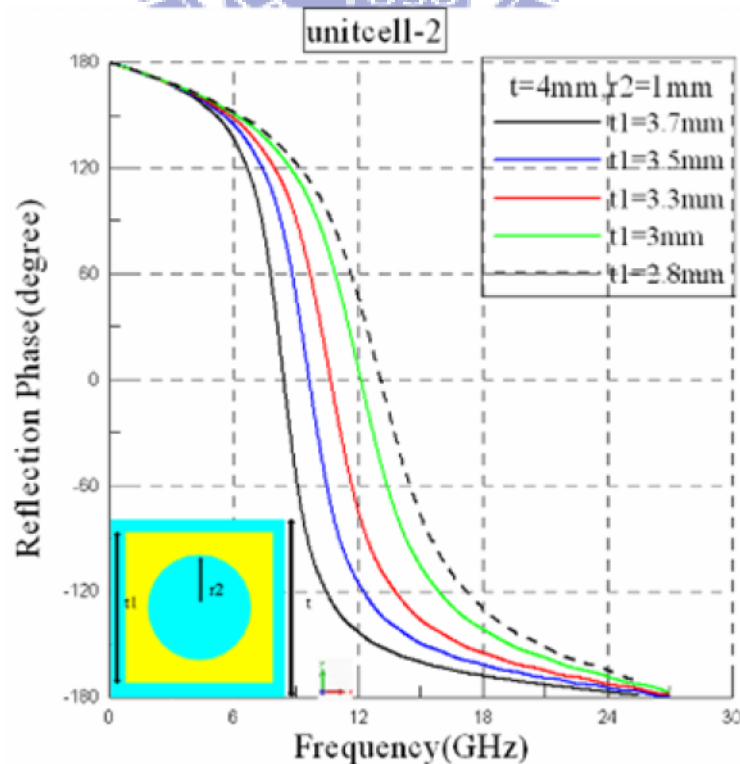


圖 2-7 改變 $t1$ 反射相位對頻率關係圖

接下來我們將 t_1 為定值 2.8mm， r_2 為變數(圖 2-8)，同理可由(圖 2-8)我們可知 r_2 愈大，共振頻率點會往低頻移動，但變動沒有很大。

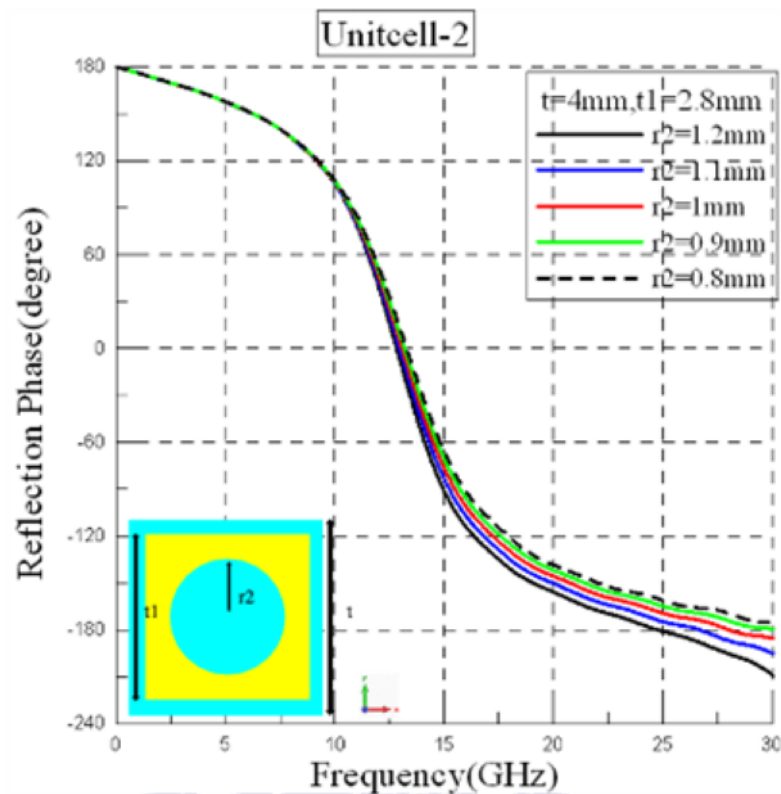


圖 2-8 改變 r_2 反射相位對頻率關係圖

我們將兩種單晶格的相位相減，可得出相位差，我們也是採用變動一個參數的方法來對相位差變化的趨勢來做分析，首先我們一樣先從 t 、 t_1 、 r_2 為定值， r_1 為變數(圖 2-9)，當 r_1 變小時，它們的相位差也會增加；接下來我們把 t 、 t_1 、 r_1 為定值， r_2 為變數(圖 2-10)，我們可知當 r_2 變大時，它們的相位差也會增加；最後我們把 t 、 r_1 、 r_2 為定值， t_1 為變數(圖 2-11)，同理 t_1 變大時，相位差也會變大，經由這些分析，可使得設計流程更加的迅速方便。

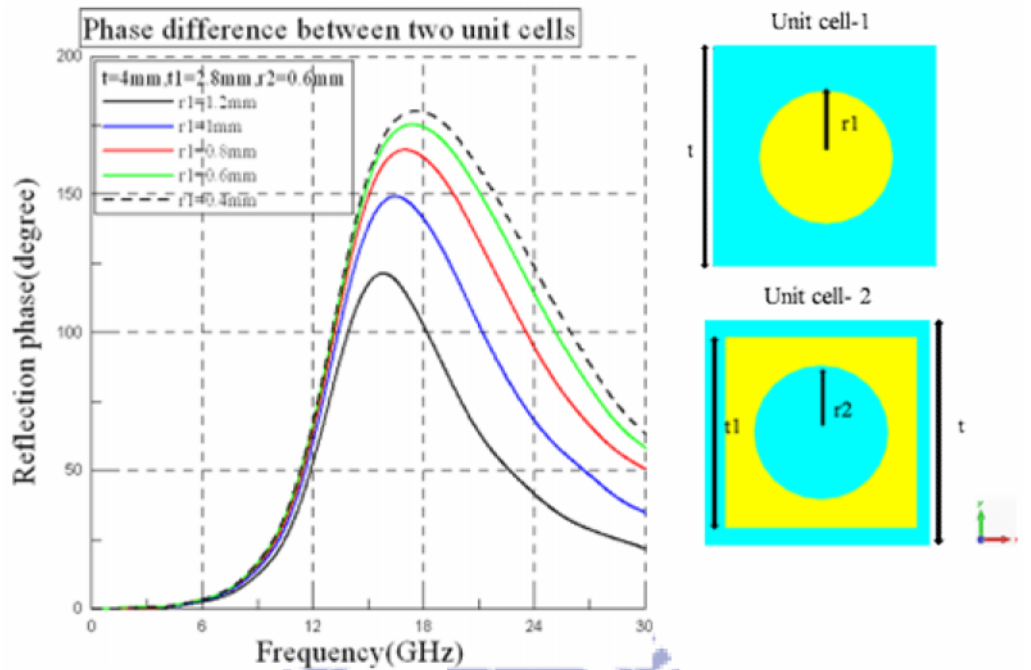


圖 2-9 改變 r_1 反射相位差對頻率關係圖

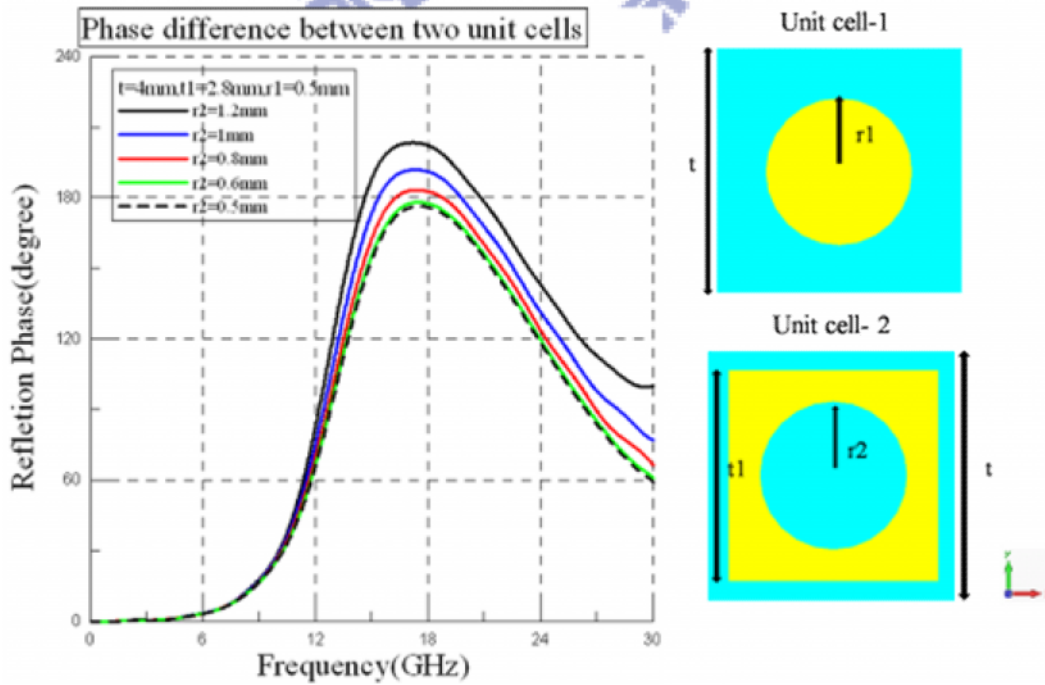


圖 2-10 改變 r_2 反射相位差對頻率關係圖

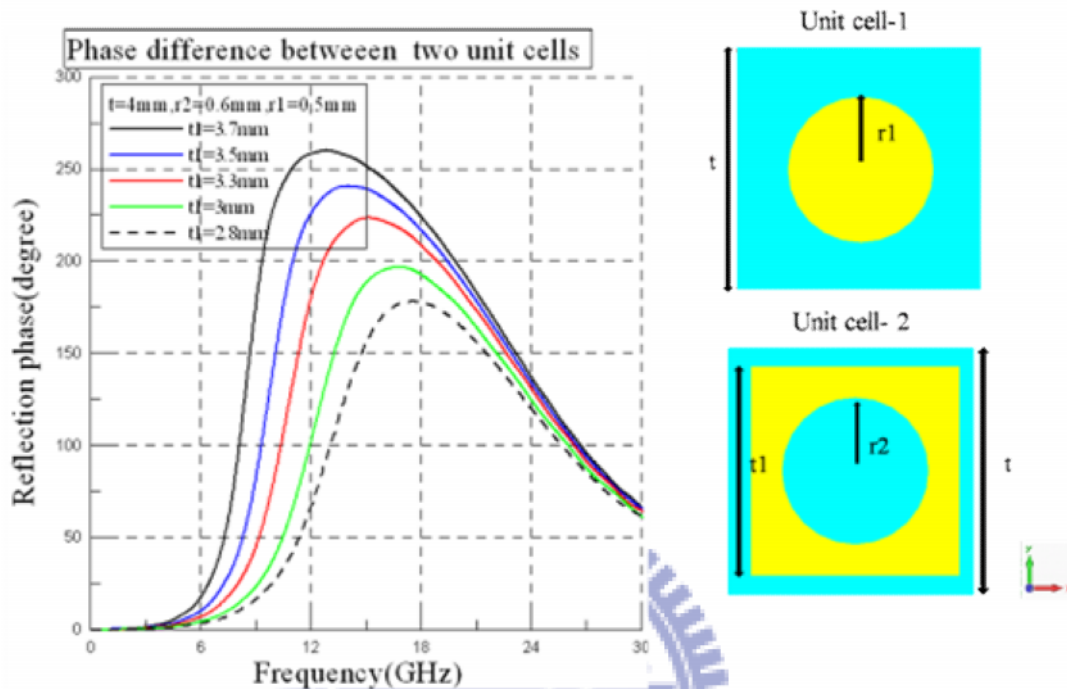


圖 2-11 改變 t_1 反射相位差對頻率關係圖

第三章 模擬結果與原理分析

本章將藉由全波電磁模擬軟體(Microwave studio CST)來做分析，先以模擬結果來看是否有達到我們想要的效果，並藉由簡易的天線理論來說明原理。

3.1 結構設定及模擬結果

我們將上章的兩種單晶格分別組成周期為五，一個周期長度為 t 的方陣，將其做成棋盤式排列，我們先將其一部分放大來看(圖 3-1)，最後組成一個邊長為 18cm 的棋盤式結構，但因為反射相位的分析在上節設定的是無窮周期性結構，所以和有限周期的周期結構會有一點差異，故將其上章所分析的相位差和其參數的對應關係做一整理(表 3-1)，藉由此表便可以對此結構做一微調，最後得到，它們的尺寸分別是 $t=4\text{mm}$ ， $t_1=2.8\text{mm}$ ， $r_1=0.5\text{mm}$ ， $r_2=0.6\text{mm}$ ，介質基板是厚度為 1.6mm，介電系數為 4.4 的 FR4。

	尺寸(mm)	相位差(degree)
r_1	變小	增加
r_2	變大	增加
t_1	變大	增加

表 3-1 單晶格參數和相位差對應關係

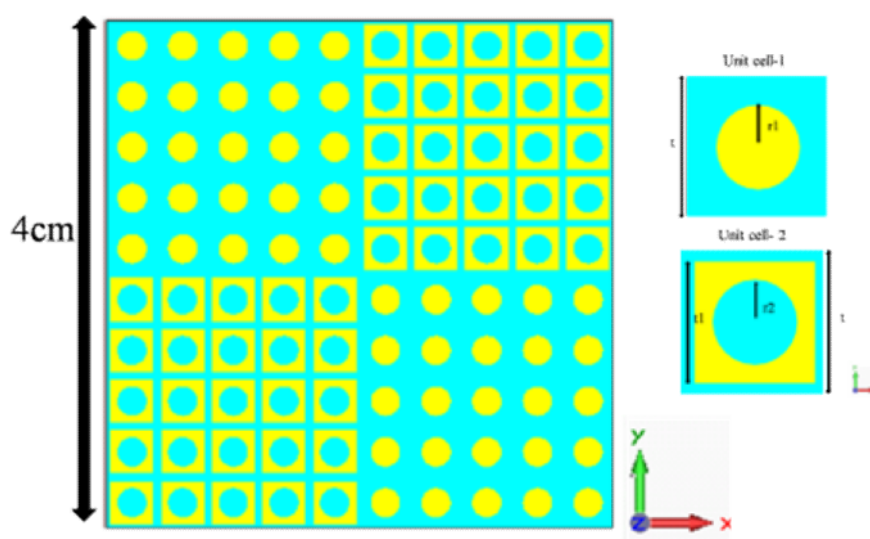


圖 3-1 棋盤式結構局部放大圖

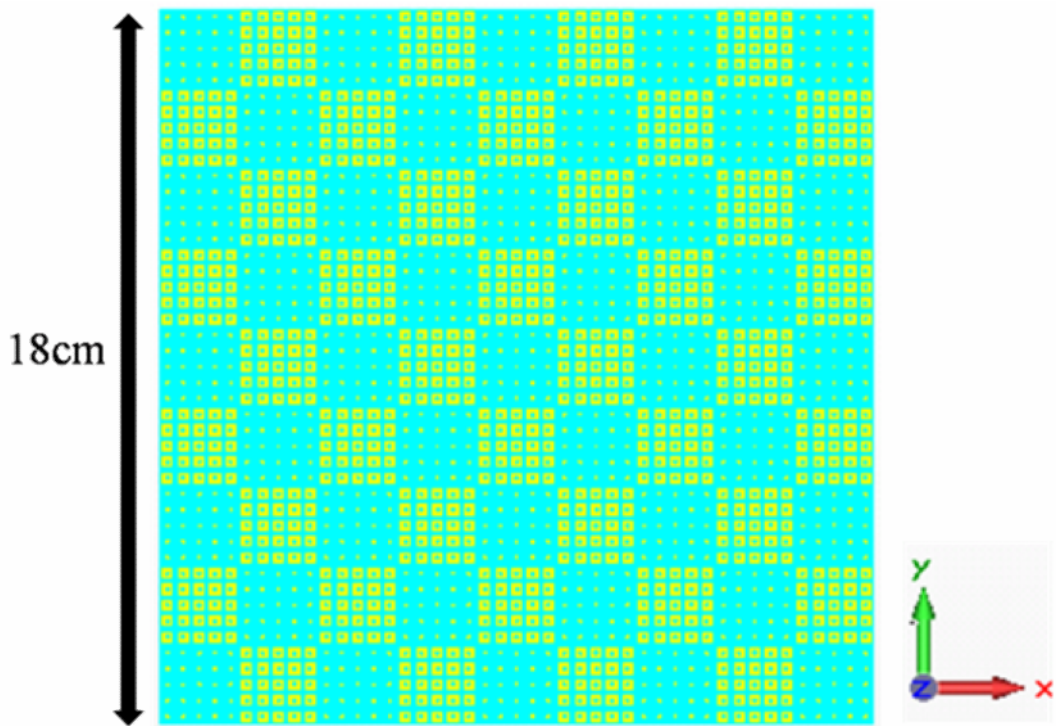


圖 3-2 棋盤式結構

我們使用全波模擬軟體(Microwave studio CST)來對此結構來做模擬,(圖 3-3)是在模擬雷達截面積的環境設置，主要是設定由一平面波垂直入射至我們的結構，電場為 x 方向，磁場為 y 方向。而我們也會模擬平面波垂直入射至相同面積的完美導體來做基準，來看一下我們的結構可減少多少的雷達截面積。

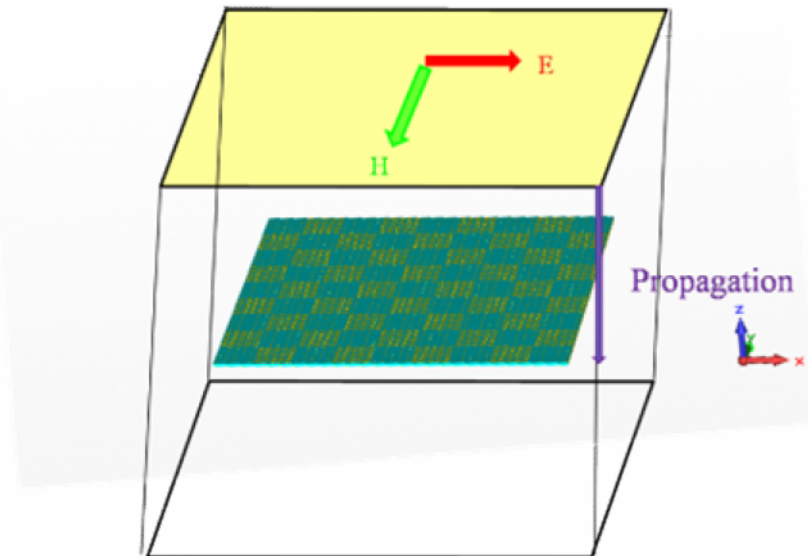


圖 3-3 CST 模擬環境設定

藉由模擬軟體我們可以得到遠場的結果從圖 3-4(a)至圖 3-13(b)，為頻率 15GHz-24.5GHz，以 0.5GHz 為間隔，紅線為同面積完美導體的遠場圖，黑線則為棋盤式結構的遠場圖。

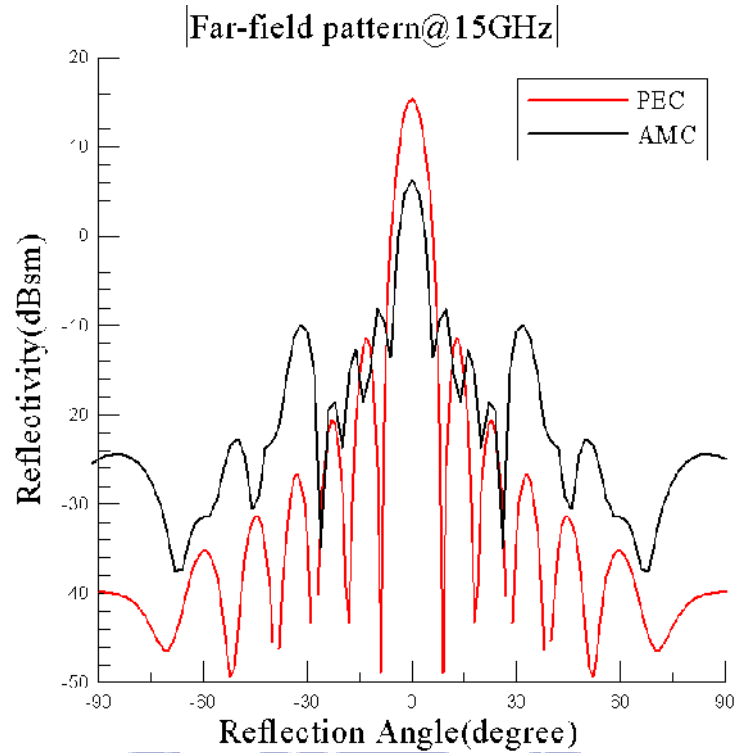


圖 3-4 (a) 頻率為 15GHz 之遠場圖

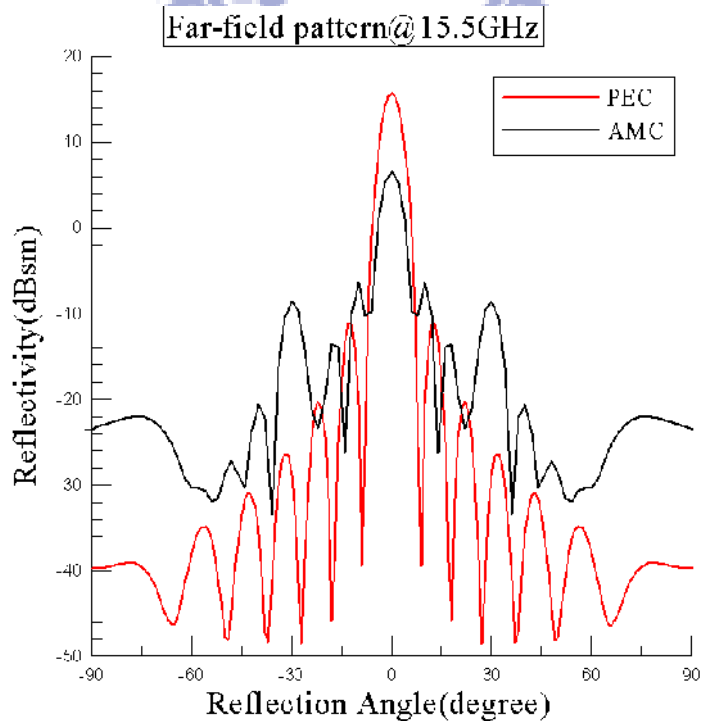


圖 3-4 (b) 頻率為 15.5GHz 之遠場圖

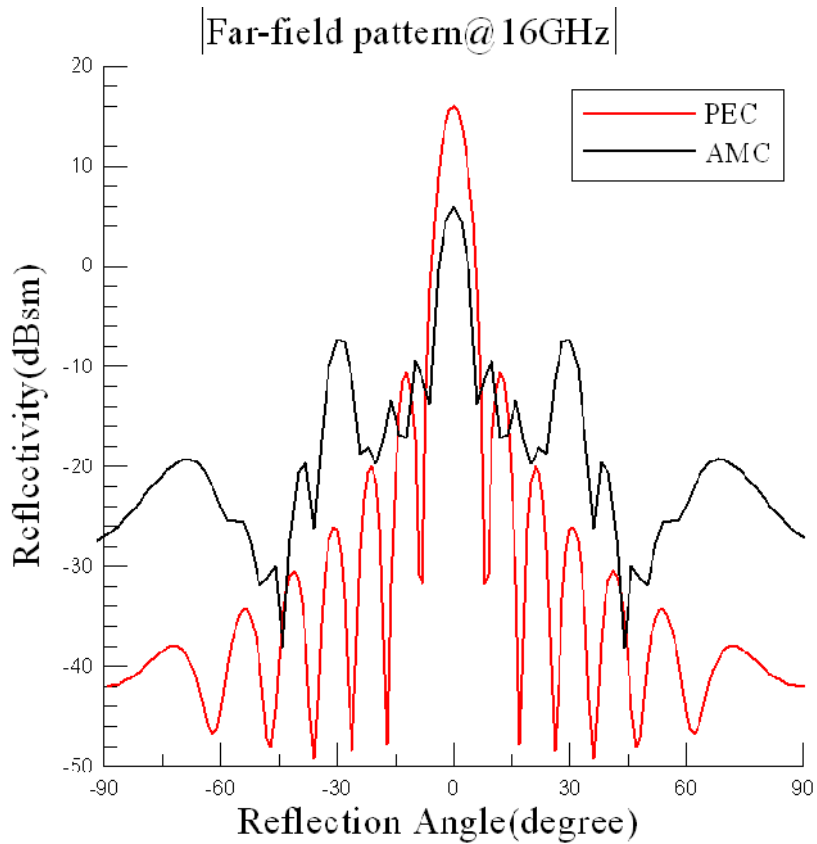


圖 3-5 (a) 頻率為 16GHz 之遠場圖

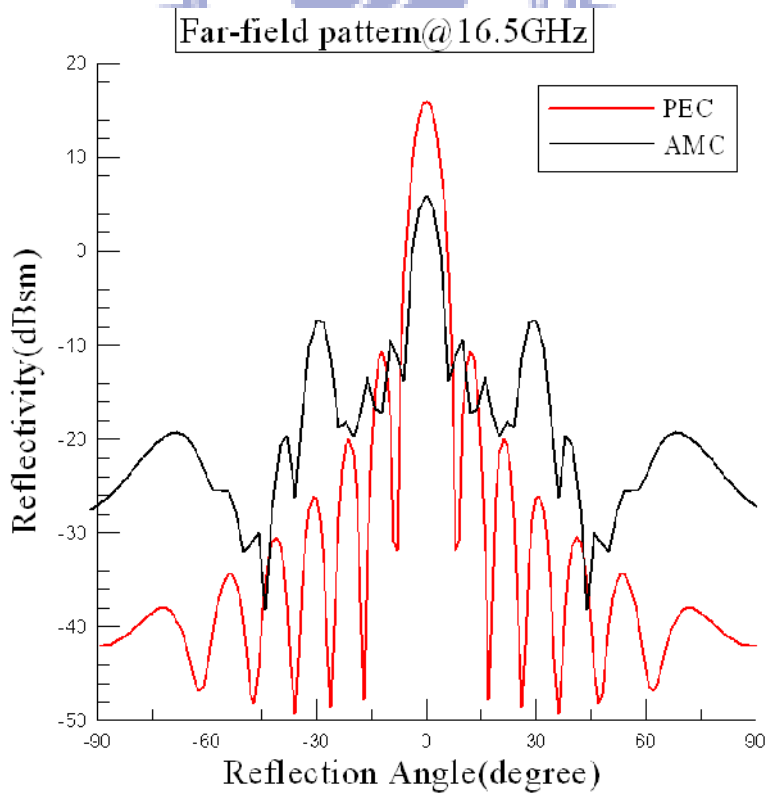


圖 3-6 (b) 頻率為 16.5GHz 之遠場圖

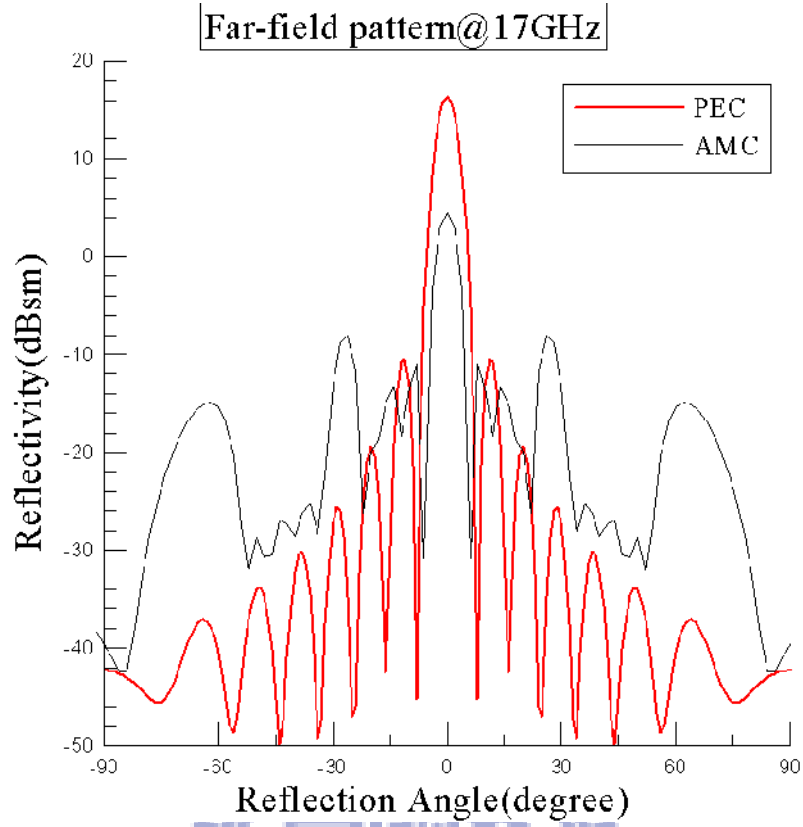


圖 3-7 (a) 頻率為 17GHz 之遠場圖

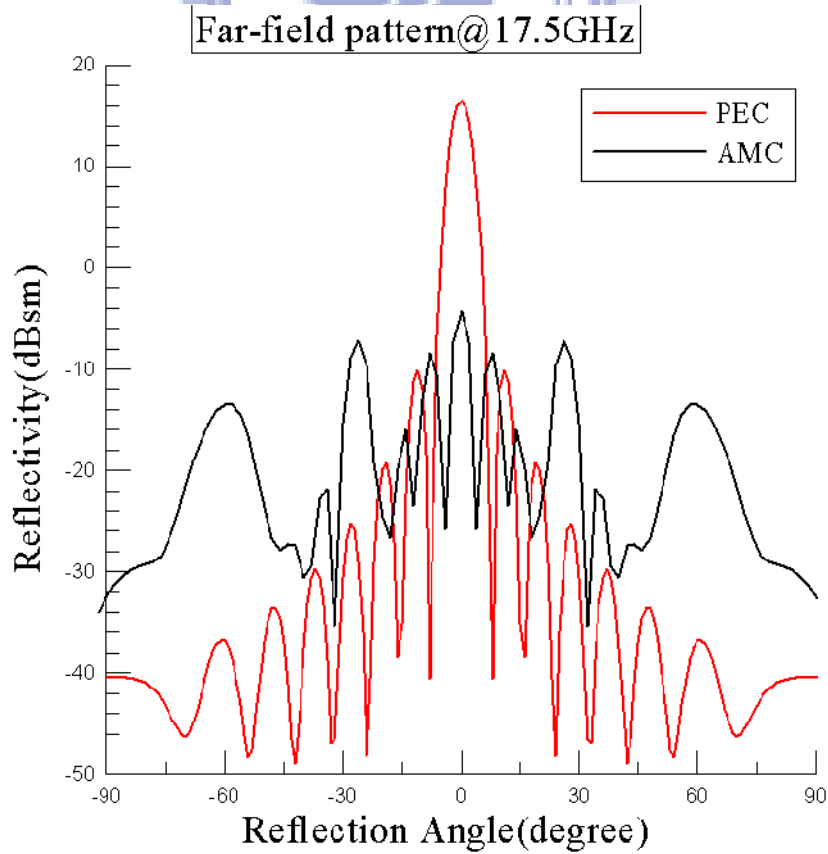


圖 3-6 (b) 頻率為 17.5GHz 之遠場圖

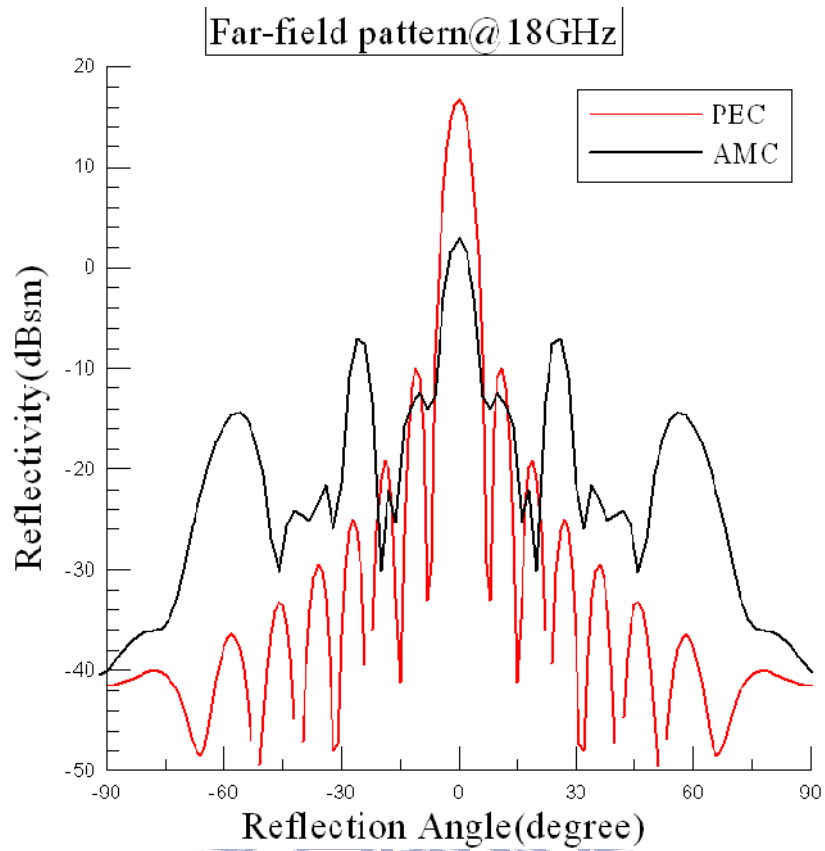


圖 3-8 (a) 頻率為 18GHz 之遠場圖

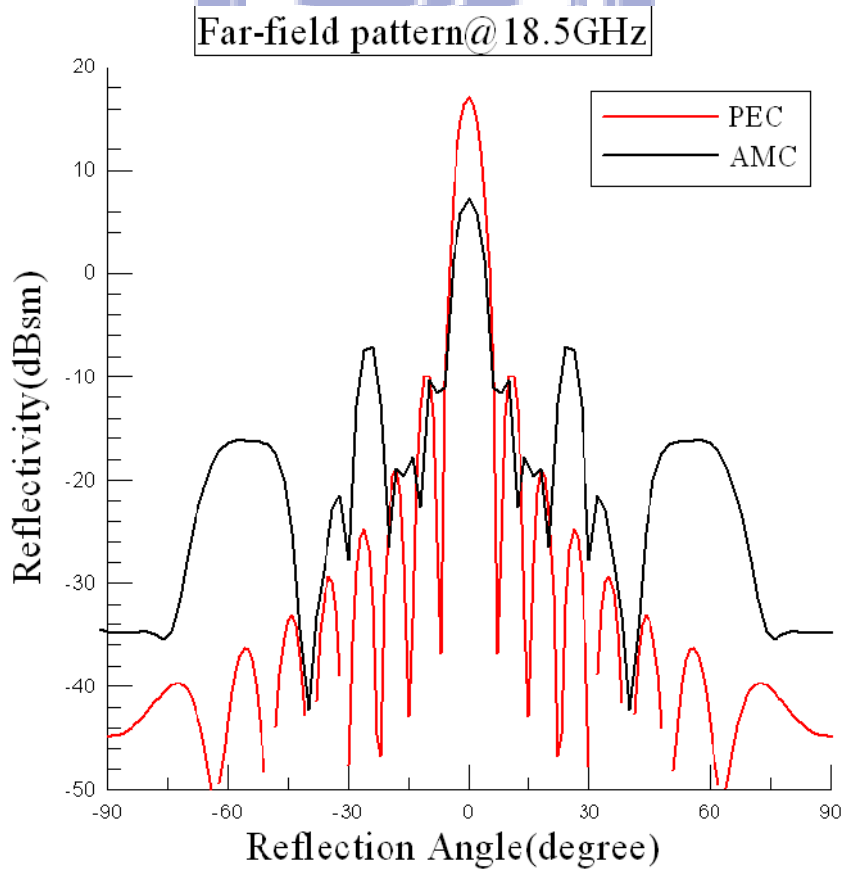


圖 3-9 (b) 頻率為 18.5GHz 之遠場圖

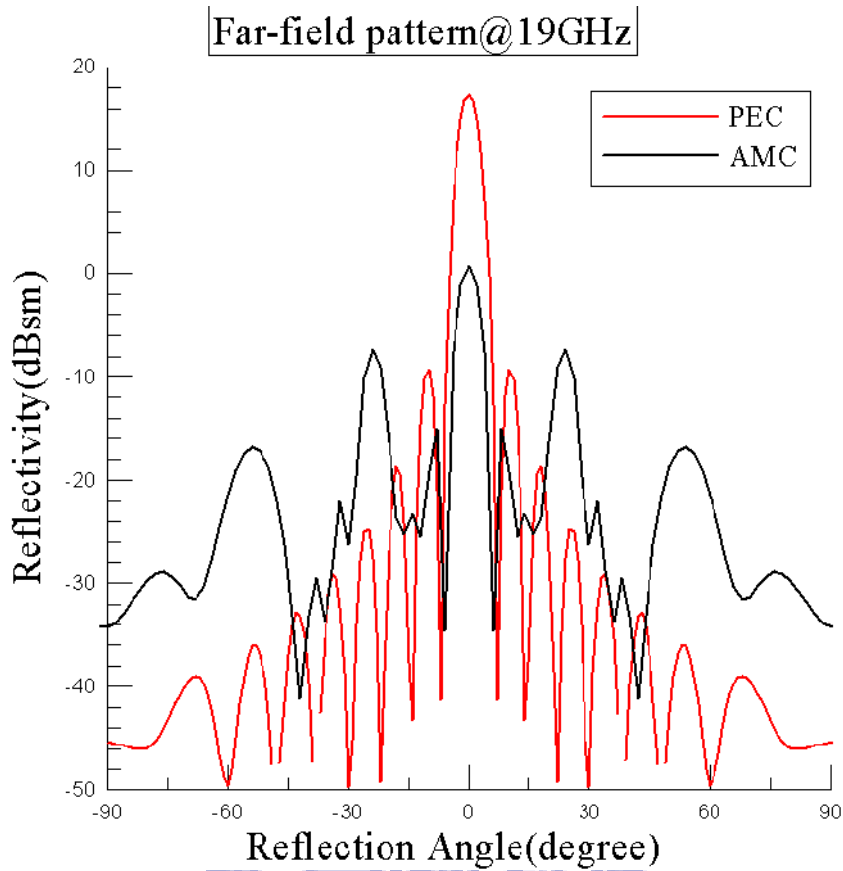


圖 3-10 (a) 頻率為 19GHz 之遠場圖

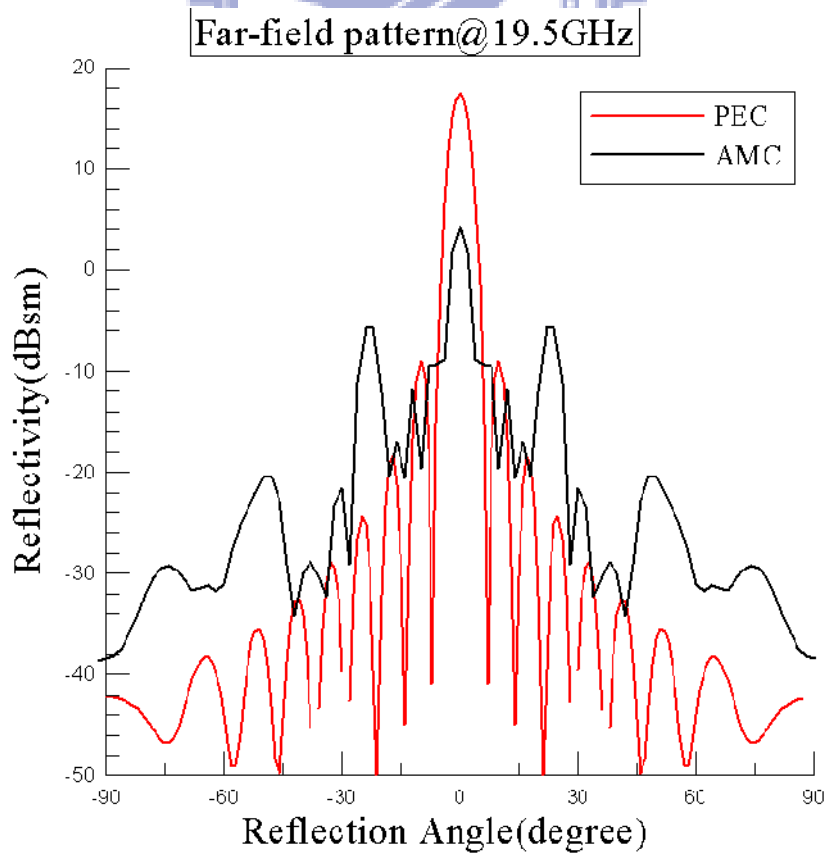


圖 3-11 (b) 頻率為 19.5GHz 之遠場圖

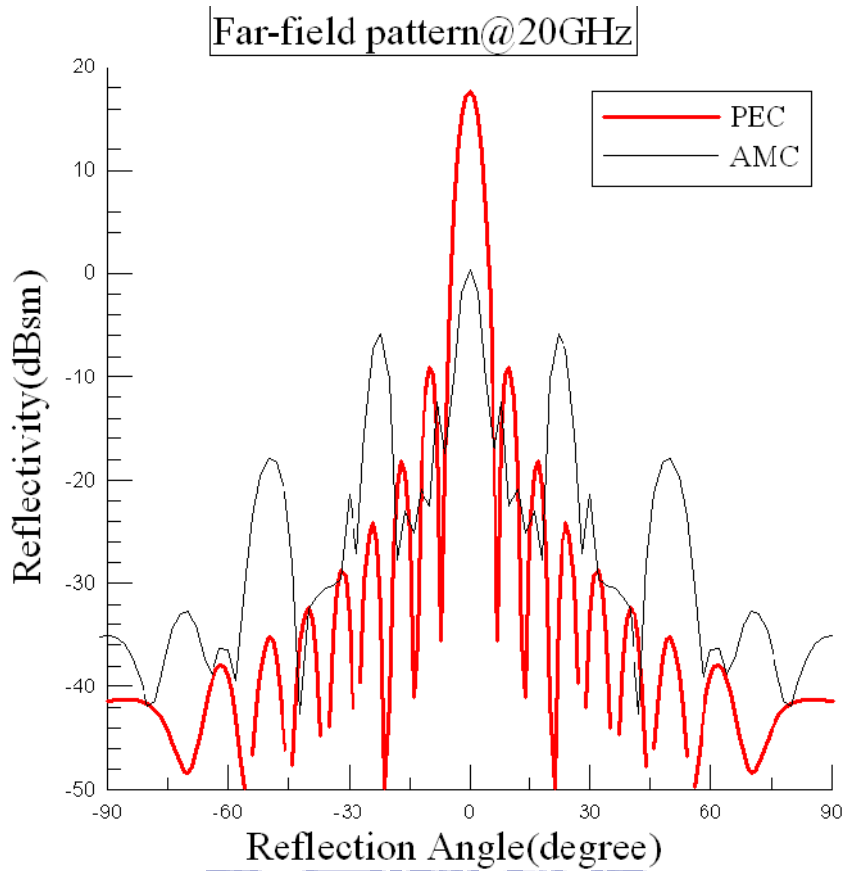


圖 3-12 (a) 頻率為 20GHz 之遠場圖

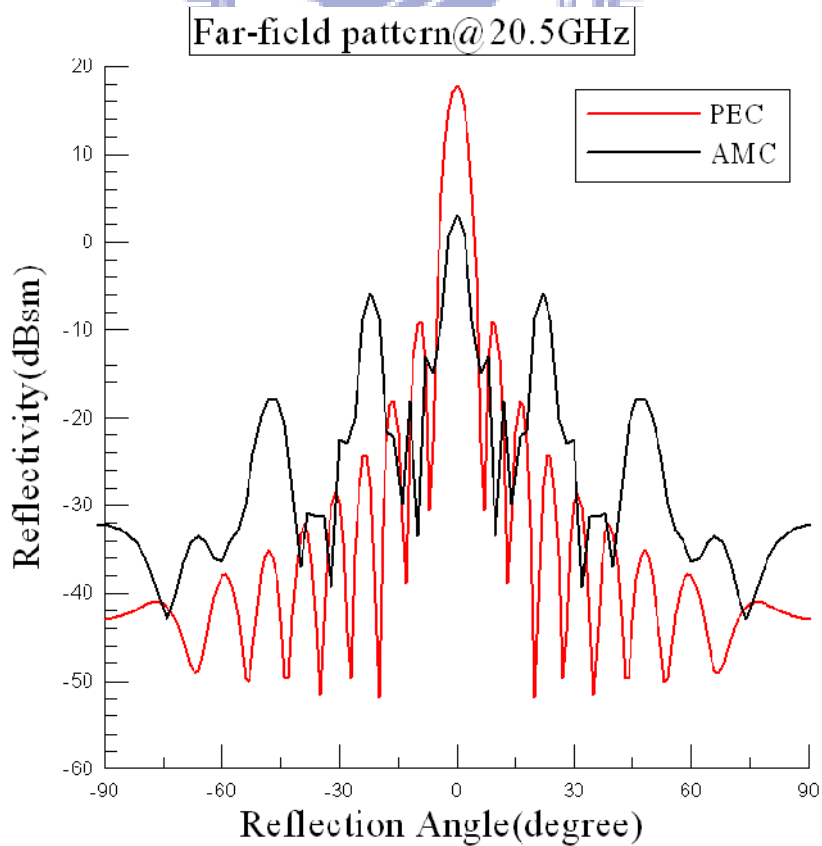


圖 3-13 (b) 頻率為 20.5GHz 之遠場圖

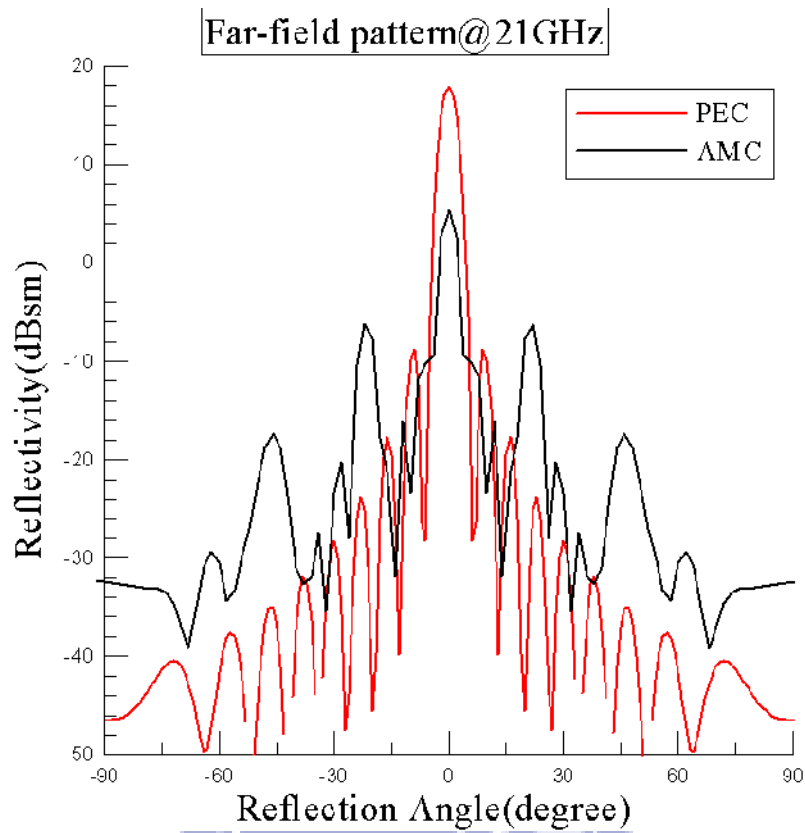


圖 3-14 (a) 頻率為 21GHz 之遠場圖

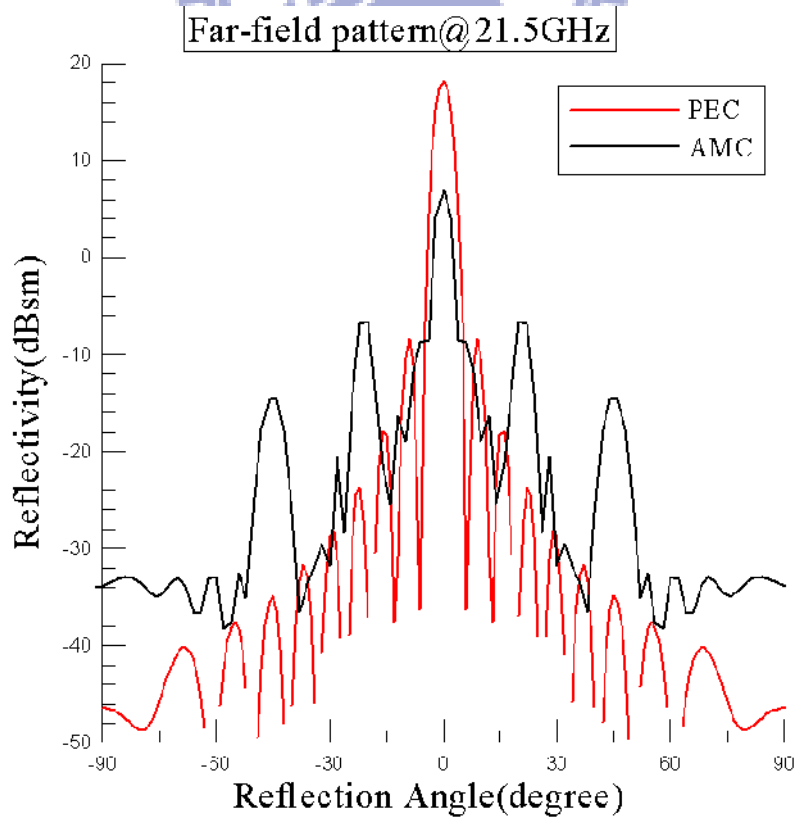


圖 3-15 (b) 頻率為 21.5GHz 之遠場圖

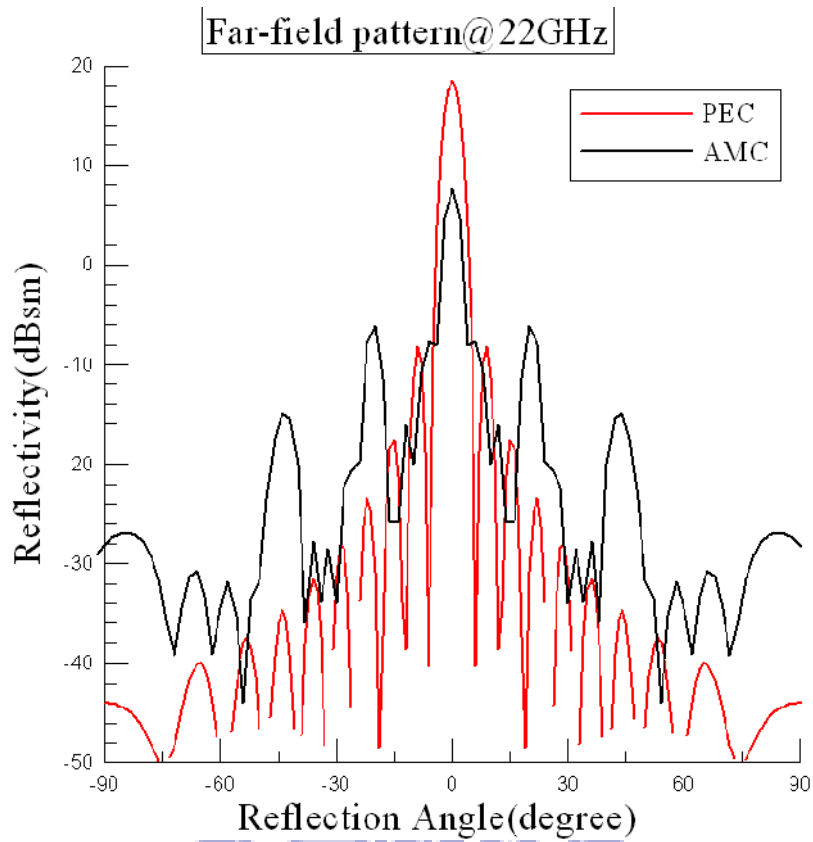


圖 3-16 (a) 頻率為 22GHz 之遠場圖

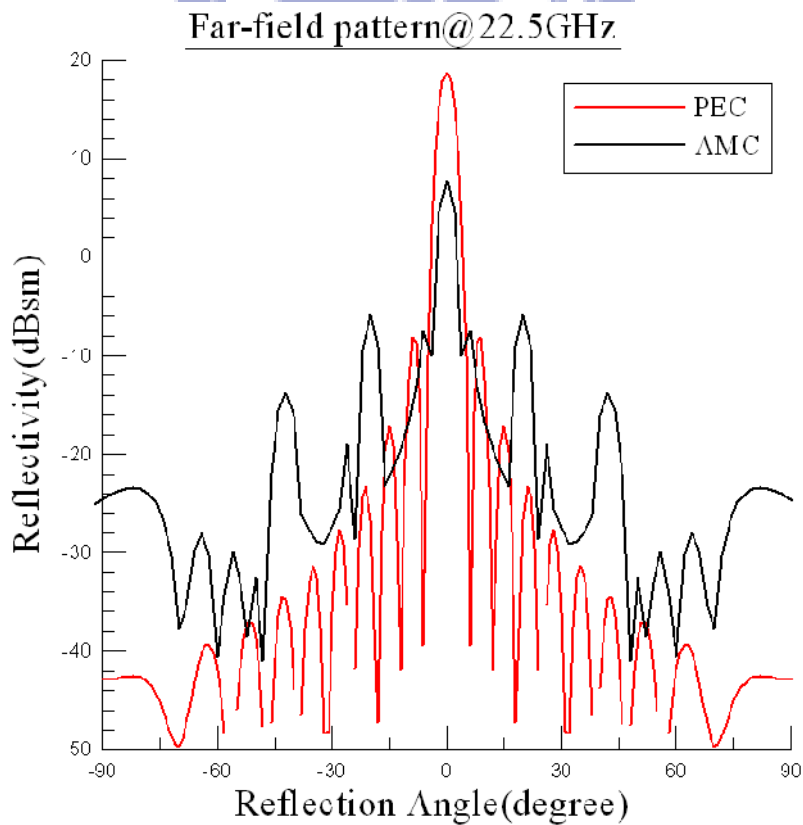


圖 3-17 (b) 頻率為 22.5GHz 之遠場圖

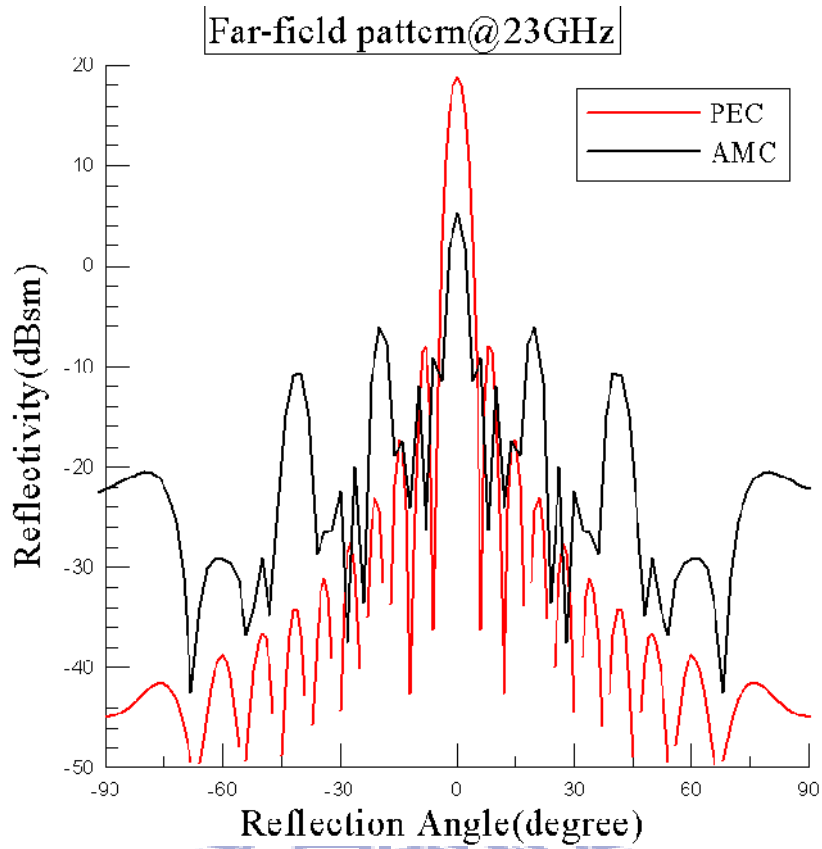


圖 3-18 (a) 頻率為 23GHz 之遠場圖

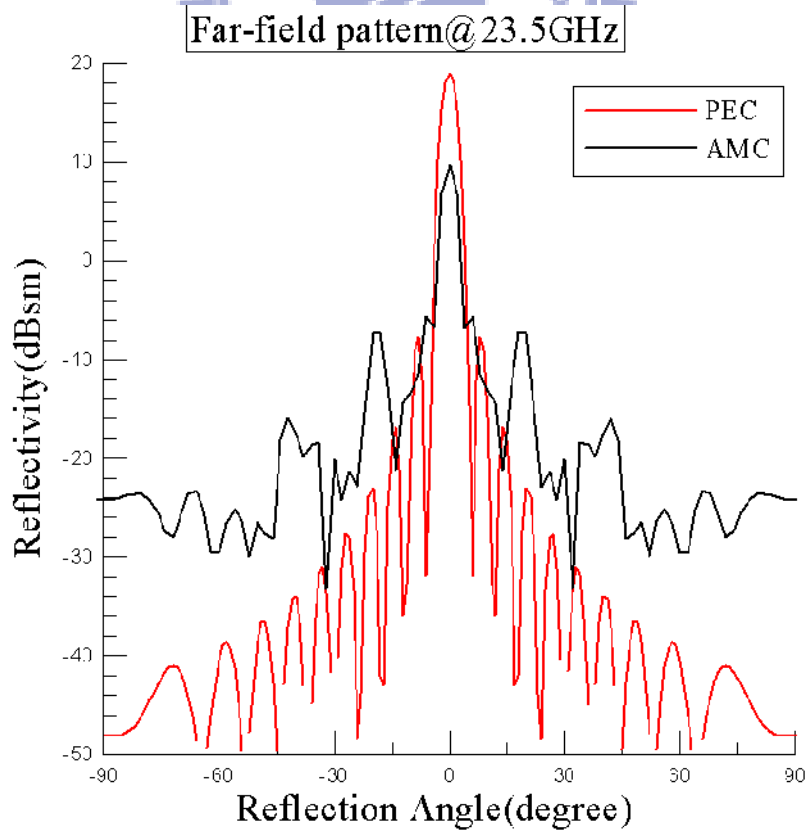


圖 3-19 (b) 頻率為 23.5GHz 之遠場圖

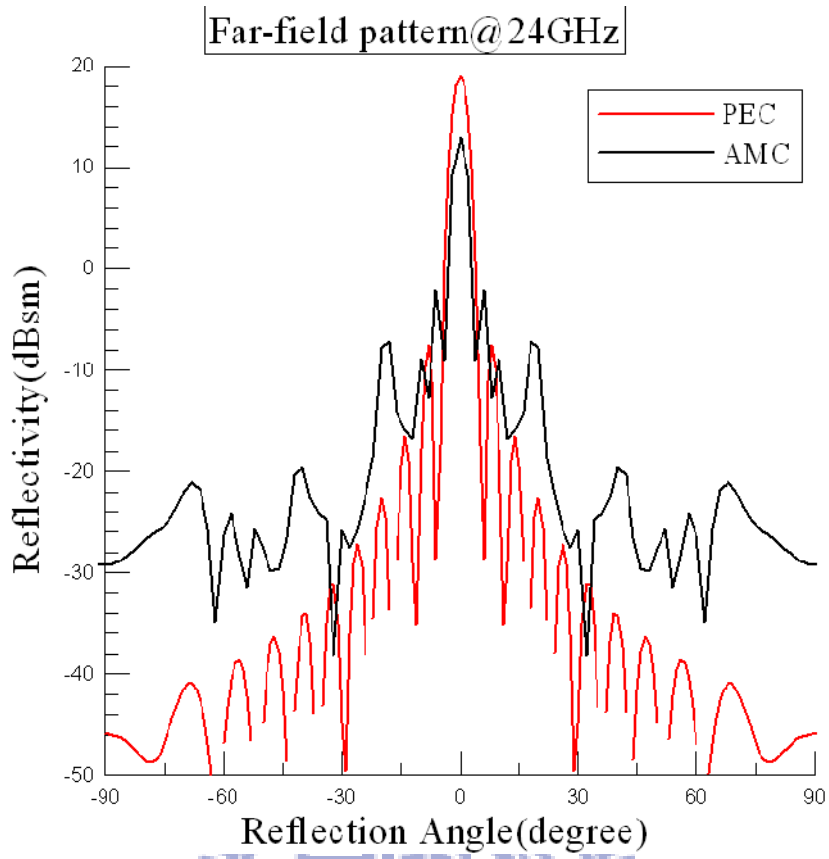


圖 3-20 (a) 頻率為 24GHz 之遠場圖

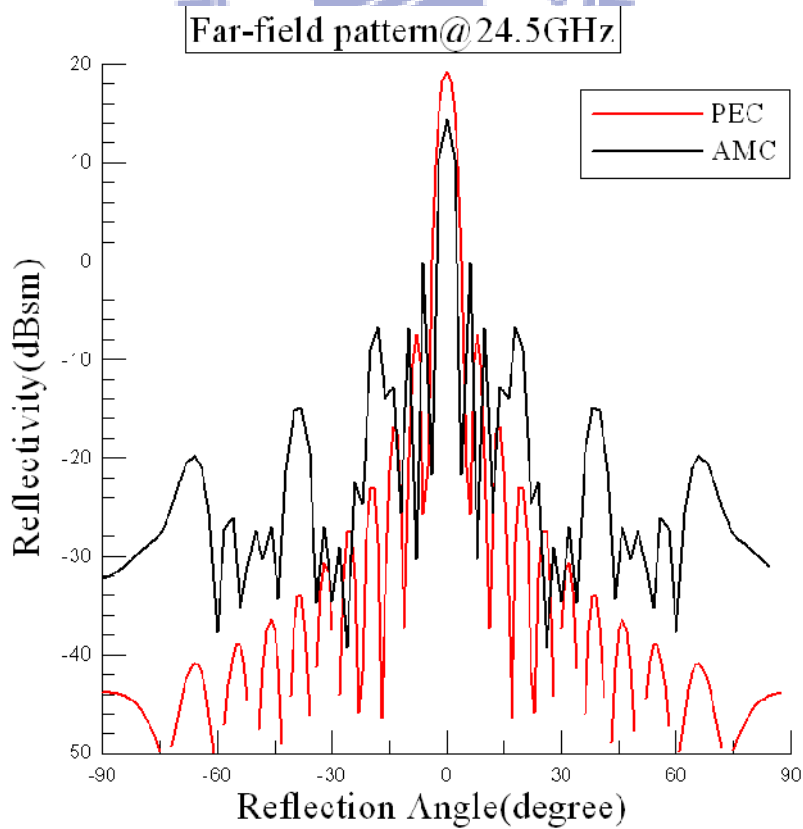


圖 3-21 (b) 頻率為 24.5GHz 之遠場圖

最後我們把頻率對應減少的雷達截面積關係做成圖，以反射角度在 0 度方向為主，以減少 10dBsm 為我們的基準，可得此結構有效的頻寬大概在 16-24GHz

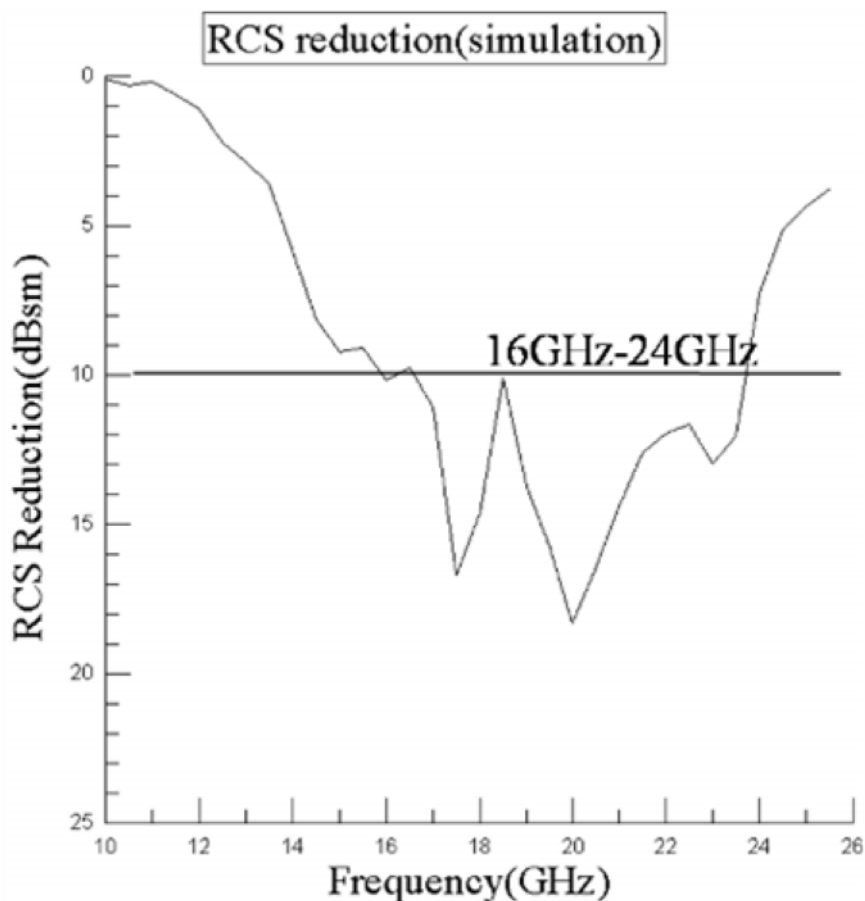


圖 3-22 減少的雷達截面積對頻率關係圖

3.2 原理分析

在上幾章節提及若是兩種單晶格相位差在 180 度附近可以使得雷達截面積有效的被縮減，可簡略地用天線原理中的陣列因子(array factor)來找出，下式是簡易的天線陣列因子的公式，假設 N 為此天線的個數， j 為第幾個天線， I_j 為第 j 個天線的電流大小， Ψ_j 為第 j 個天線的相位， x 為天線間的距離，在此設為等距。

$$AF = \sum_{j=1}^N I_j e^{j\Psi_j} e^{+jk_o x_j \sin\theta \cos\phi}$$

藉由 matlab 畫出圖來說明在垂直入射方向也就是 0 度時的變化，圖 3-15 及 3-16 分別說明在相位差為 170 度 190 度 180 度及 0 度時的值如何變化，接下我們

以 1 度為一格畫出(圖 3-17)，以減少 10dB 為基準，可得知在 170 -190 度這個範圍附近可以使得雷達截面積做有效的減少，所以我們在做分析時知道要使得相位差能在 180 度附近，這樣一來便可以達到寬頻且有效的減少雷達截面積，

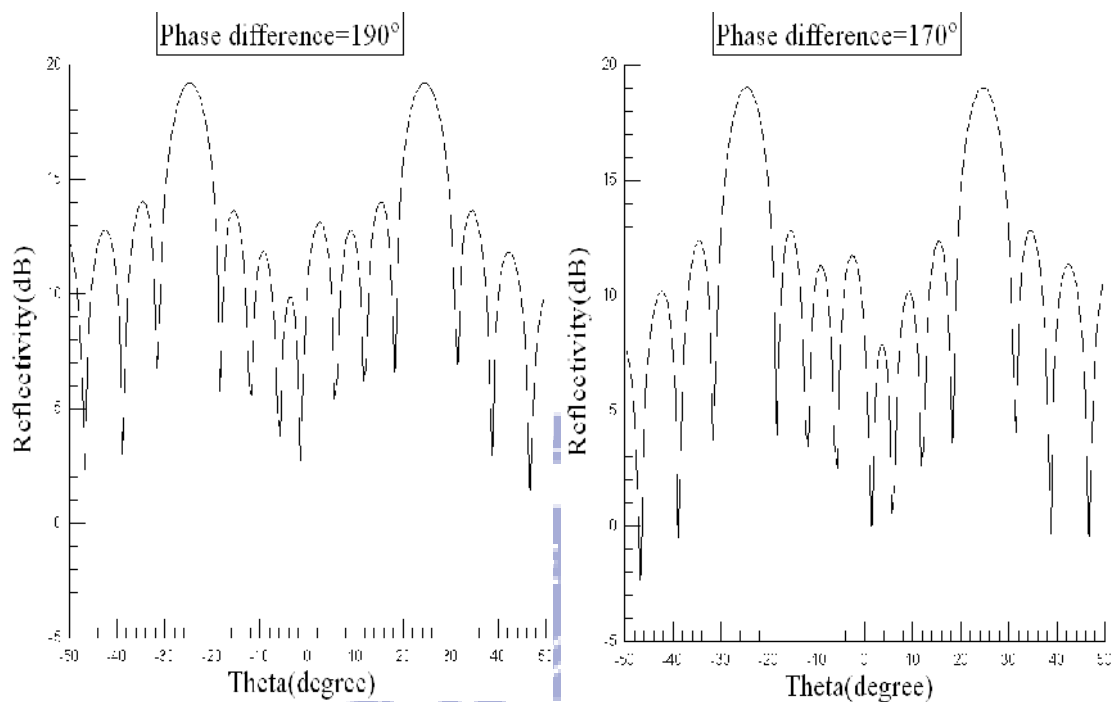


圖 3-23 相位差為 170 度和 190 度之遠場圖

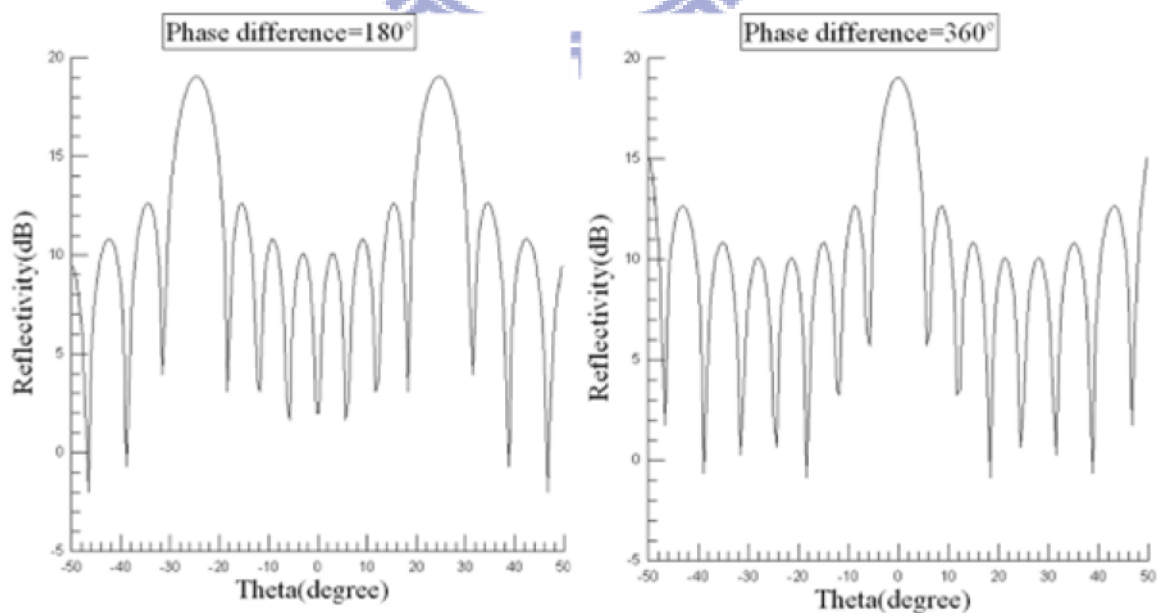


圖 3-24 相位差為 180 度和 360(0)度之遠場圖

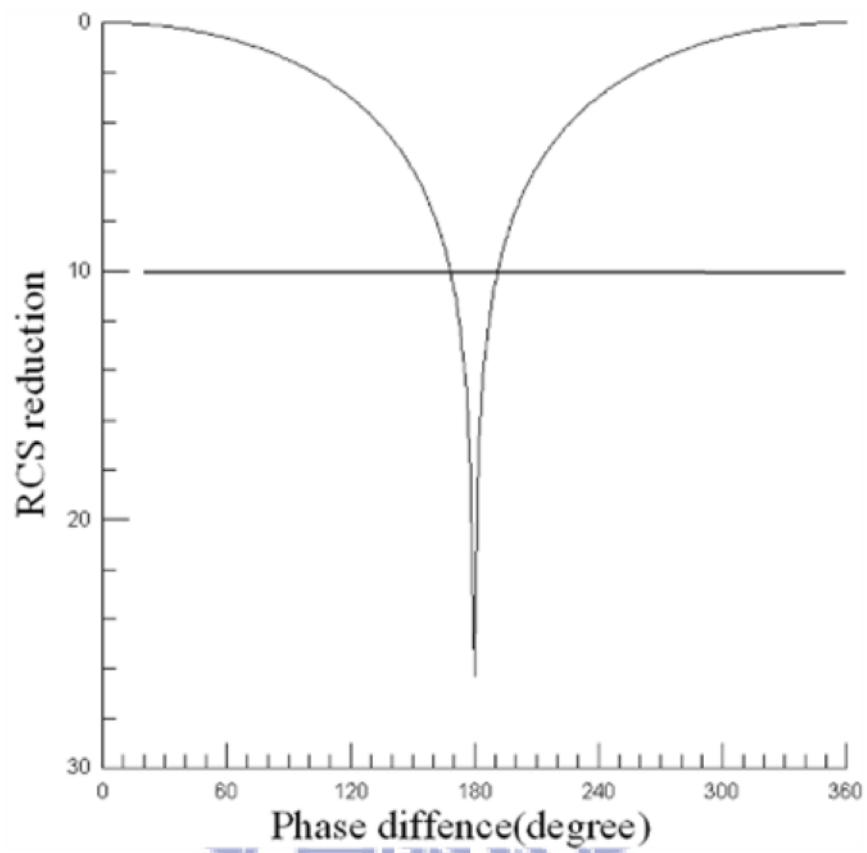


圖 3-25 相位差對應雷達截面積縮減量之關係圖



第四章 量測器具及量測結果

本章將利用製作出量測器材來量測單站雷達截面積(monostatic)和雙(多)站雷達截面積(bistatic)，最後藉由量測結果和第三章的模擬結果，來做一結論。

4.1 量測器具設置

一般來說雷達可以分為單站雷達(monostatic)，和雙(多)站雷達(bistatic)，在早期大都是以單站雷達為主，後期雙(多)站雷達才有比較多的應用出現，一般而言雙站雷達比較容易有效地偵測到目標物，單站雷達主要是說一個雷達的發射和接收都是一樣的天線，也就說同發同收，雙站雷達是說一個發射一個平面波打到一物體由很多個天線接收，也就是一發多收，一般而言雙(多)站雷達截面積可以近似成遠場。

為了要能夠量測單站雷達截面積和雙(多)站雷達截面積，我們使用壓克力製造了簡單但有用的量測器具(圖 4-1)主要是說明所做的支架的側視圖，藍色部分是一吸波材料，主要是防止過多的反射干擾實驗的準確性，紅色部分為我們的結構所放置的位置，在其下方我們是接一個可以旋轉的轉盤。

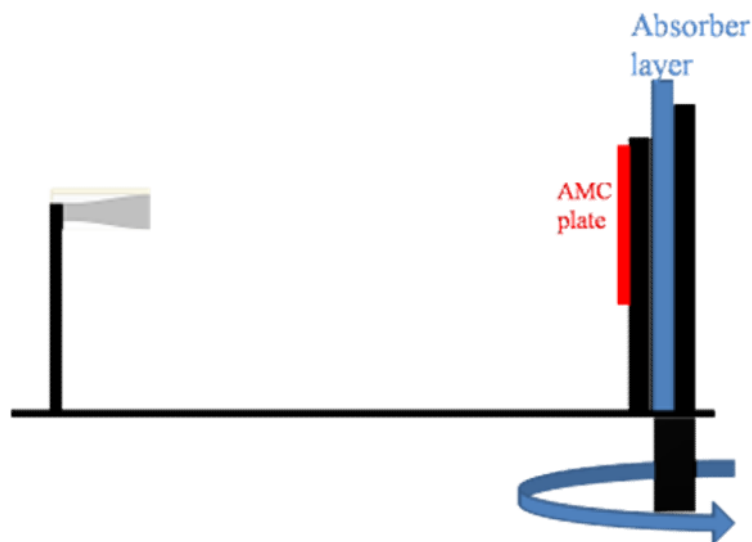


圖 4-1 量測器材示意圖

圖 4-2 在製作量測雙(多)站雷達截面積的器材所畫出來的示意圖，視角為側視，接收天線距離結構為 70cm，發射天線則距離大約是 4m，在圖 4-3，我們可看見在接收天線的支架材質我們改採用木頭且截體積盡量不要過大，主要是為了減少壓克力對發射天線電場的阻擋，如此一來我們量出來的值較不受到在接收天線下方支架的影響。

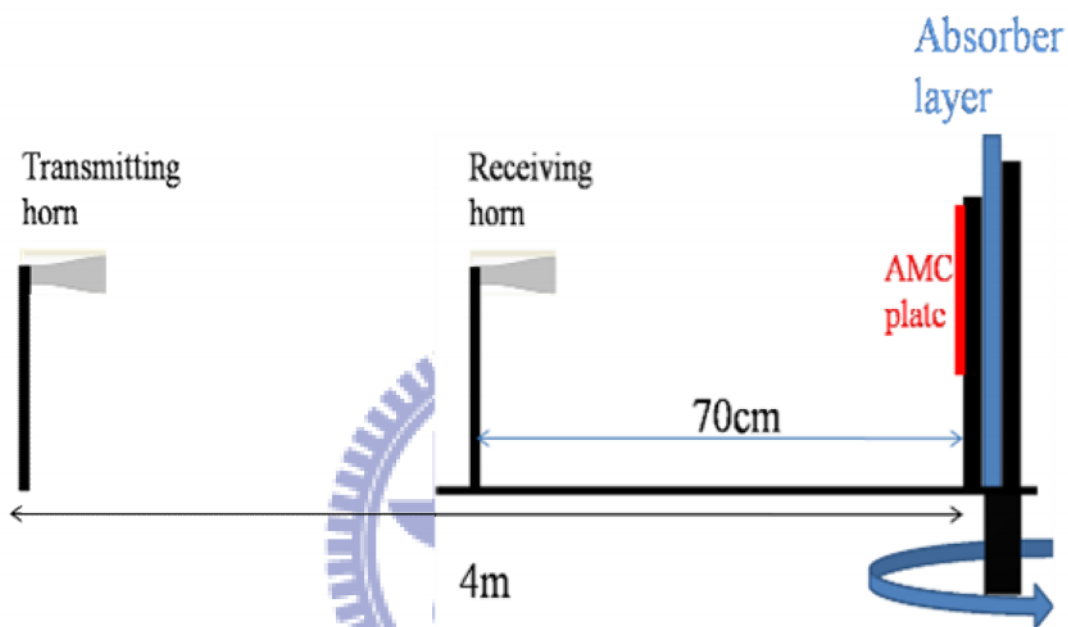


圖 4-2 雙(多)站雷達截面積量測器材示意圖

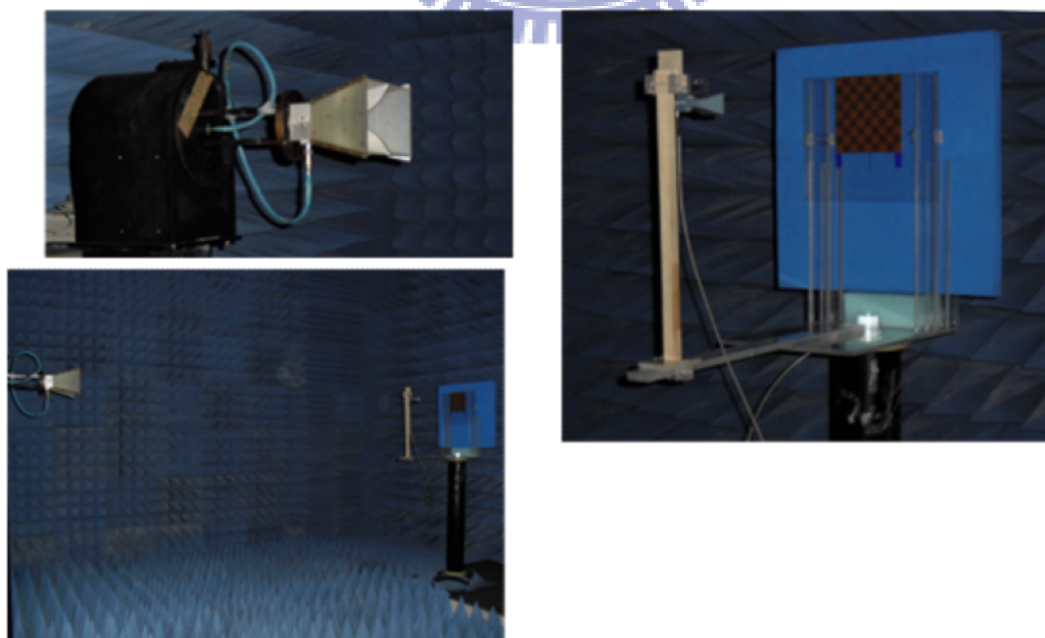


圖 4-3 雙(多)站雷達截面積量測器材在無反射室之實體圖

圖 4-4 為單站雷達截面積量測之示意圖，視角主要是由上往下俯視，我們的發射和接收天線距離結構 4m，在圖 4-5 我們可見，發射和接收天線之間有隔一層金屬板，主要是為了減少天線間的交互耦合作用，增加準確性。

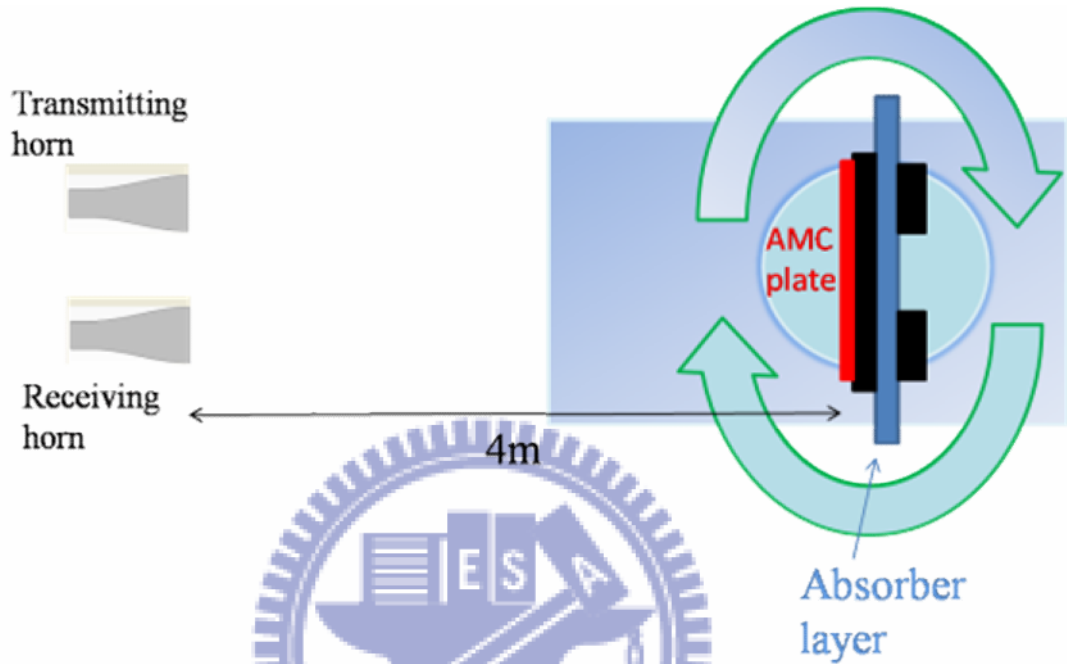


圖 4-4 單站雷達截面積量測器材示意圖

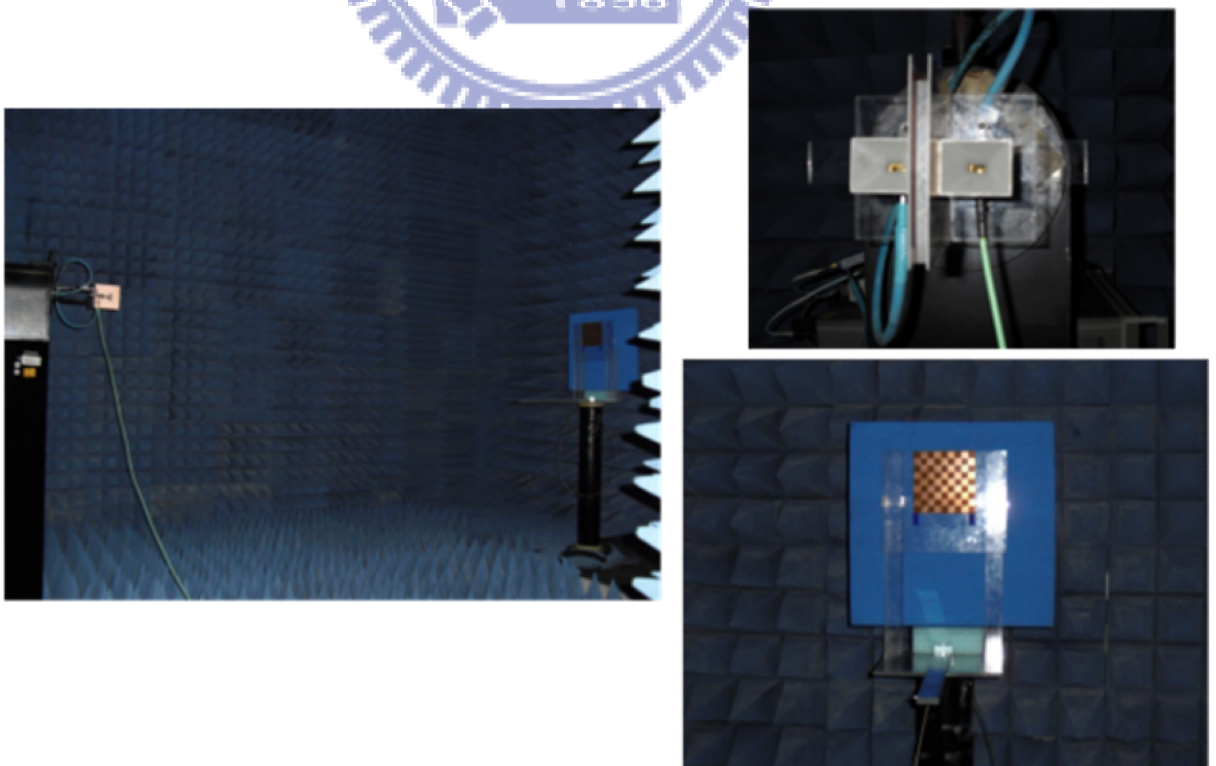


圖 4-5 單站雷達截面積量測器材在無反射室之實體圖

4.2 量測結果

我們是用簡易的蝕刻來做出實際的結構(圖 4-6)，實際的尺寸是邊長為 18cm 的正方形，我們是選用 Fr4 板，厚度 1.6mm，介電質系數 4.4，圖 4-7 是用電磁全波模擬軟體(Microwave studio CST)說明三維的遠場圖。

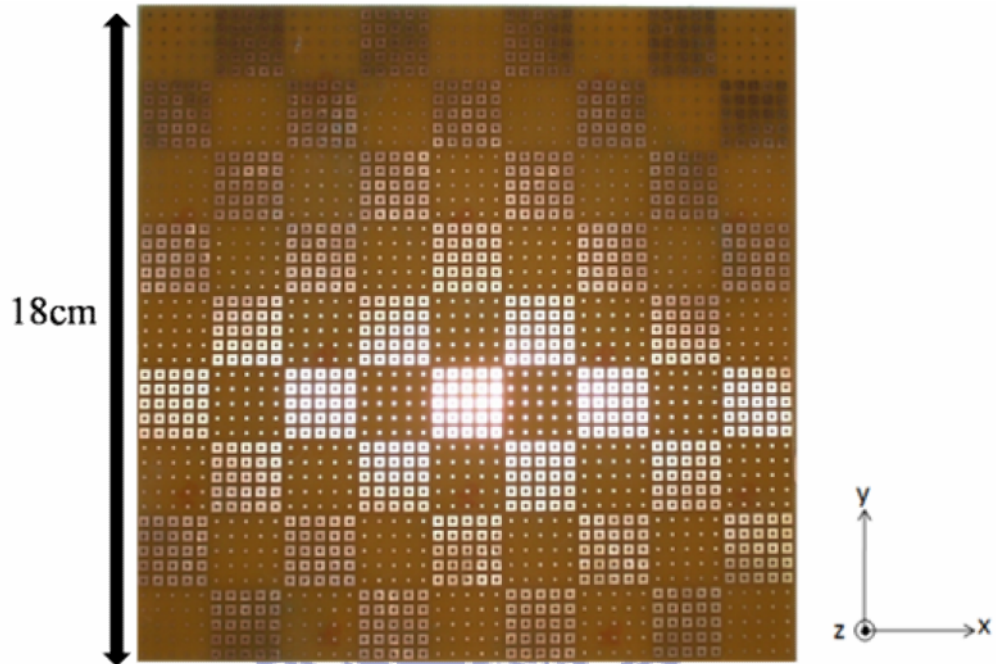


圖 4-6 人造磁導體結構實體圖

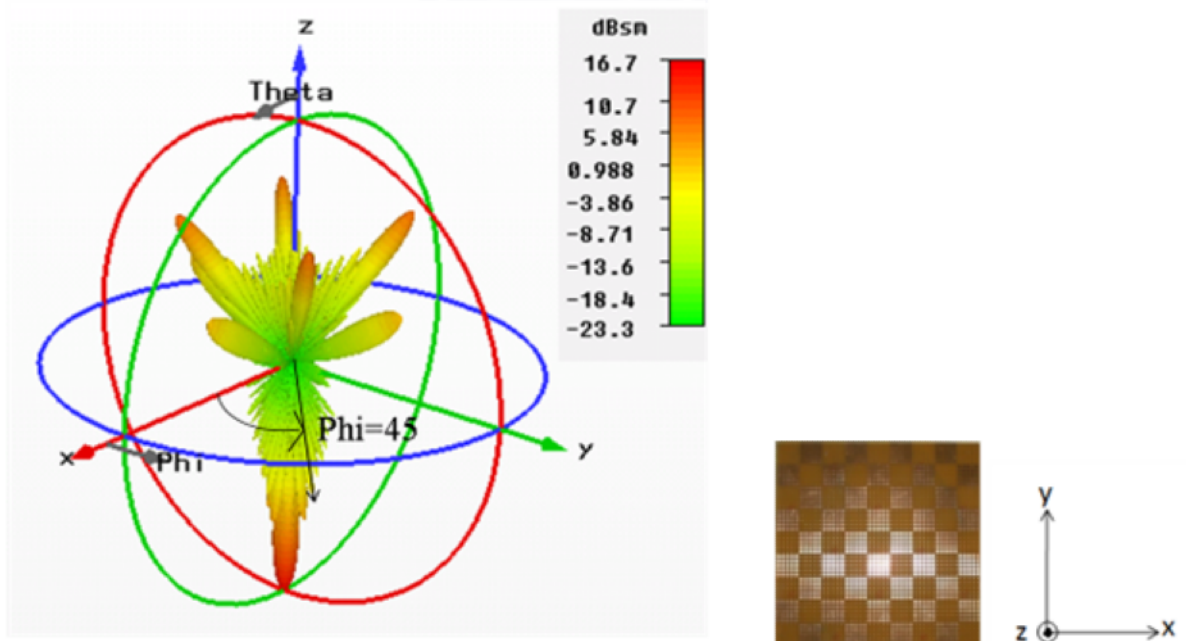


圖 4-7 人造磁導體結構之三維場型

我們量測的頻率範圍是 14GHz-26GHz，0.5 GHz 為間隔，量雙站雷達截面積和單站雷達截面積的結果，其中紅線代表完美導體，黑線表示人造磁導體結構，綠色虛線是背景雜訊。圖 4-8(a)，圖 4-8(b)，圖 4-9(a)，圖 4-9(b)，圖 4-10(a)，圖 4-10(b)，圖 4-11(a)，圖 4-11(b)，為 16GHz、16.5GHz、18GHz、18.5GHz、22GHz、22.5GHz、24GHz、24.5GHz 之雙(多)站雷達截面積遠場量測圖

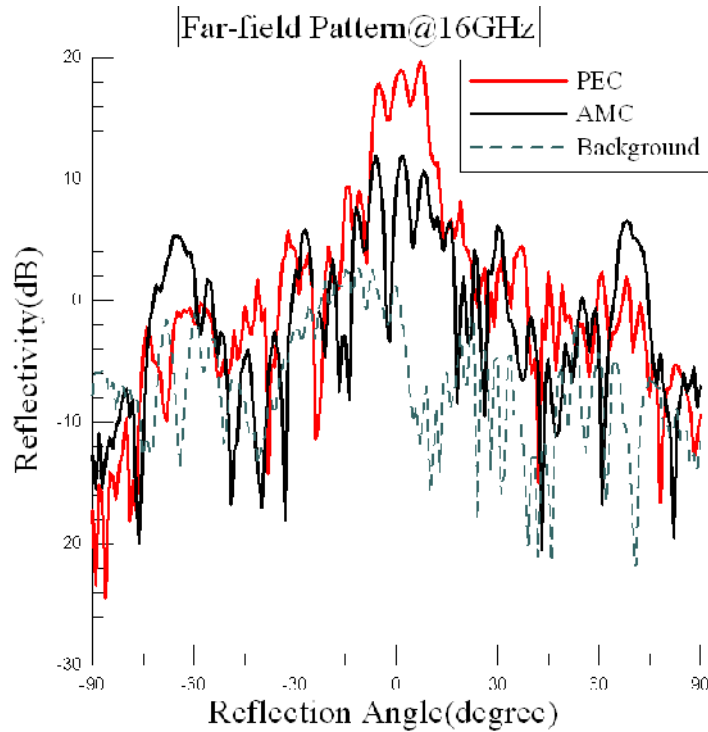


圖 4-8 (a) 頻率為 16GHz 之雙(多)站雷達截面積遠場量測圖

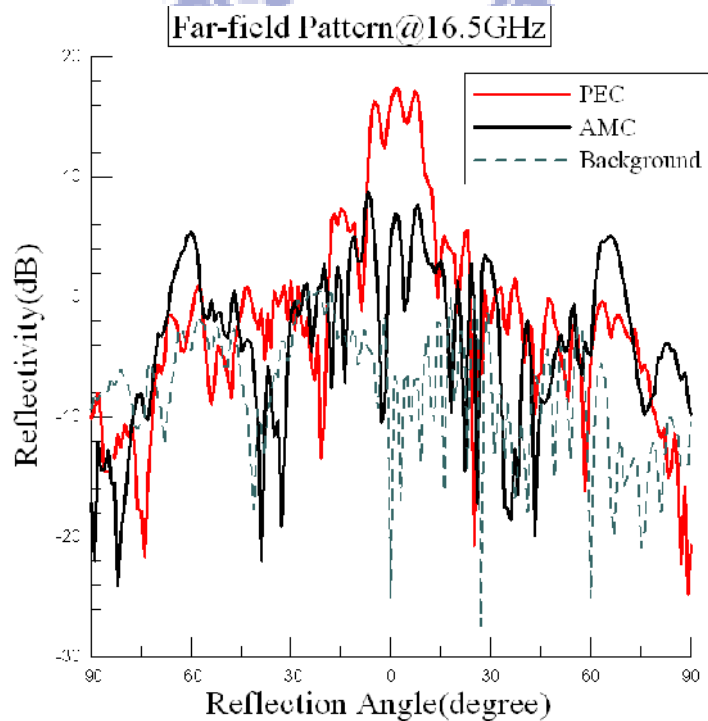


圖 4-9 (b) 頻率 16.5GHz 之雙(多)站雷達截面積遠場量測圖

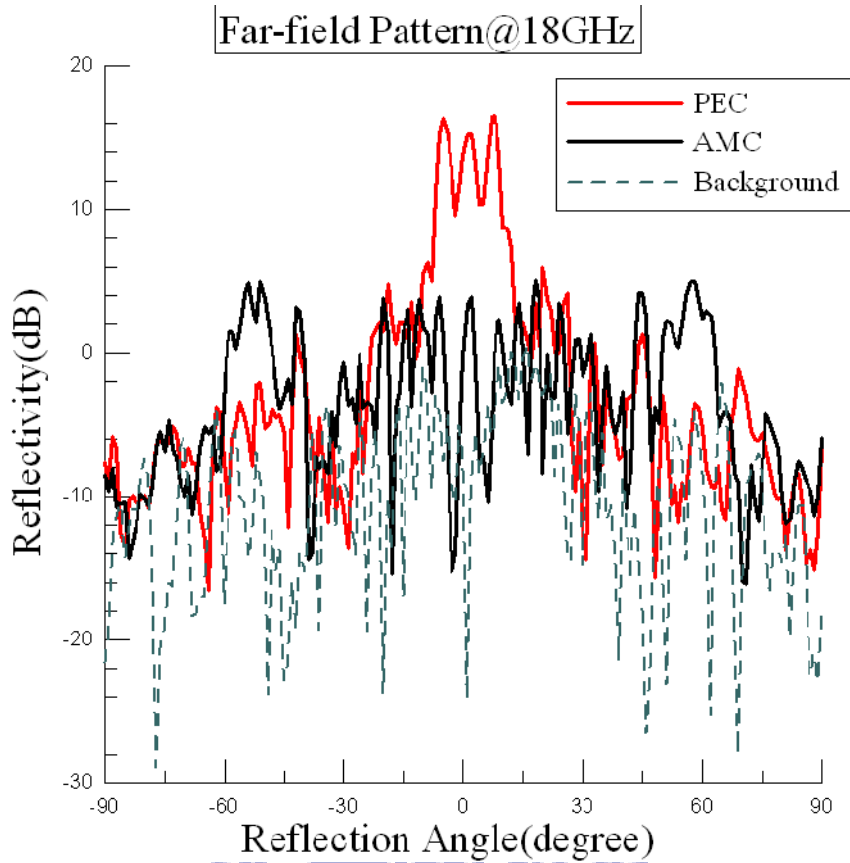


圖 4-10 (a) 頻率為 18GHz 之雙(多)站雷達截面積遠場量測圖

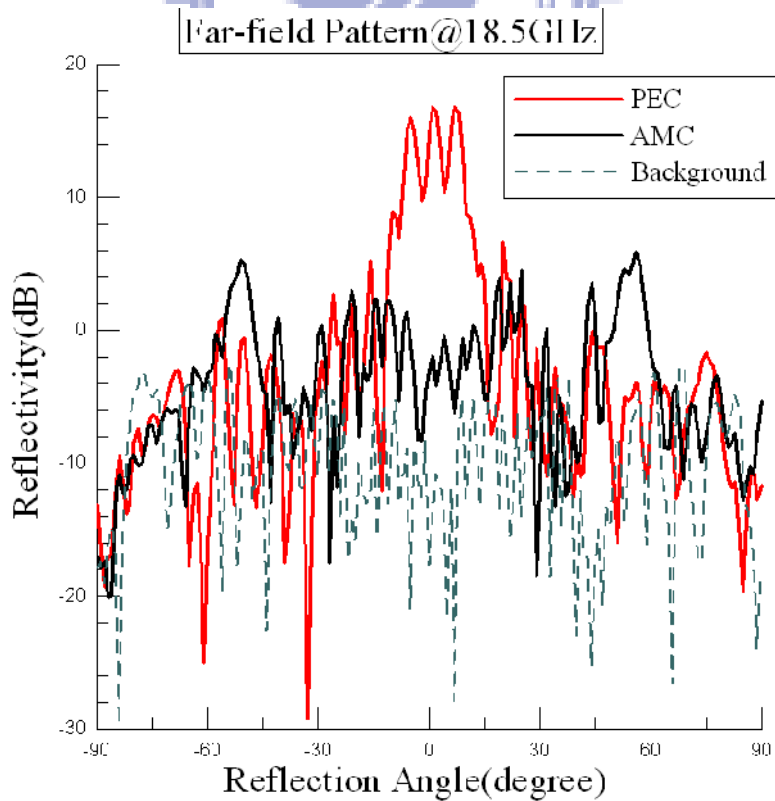


圖 4-11 (b) 頻率為 18.5GHz 之雙(多)站雷達截面積遠場量測圖

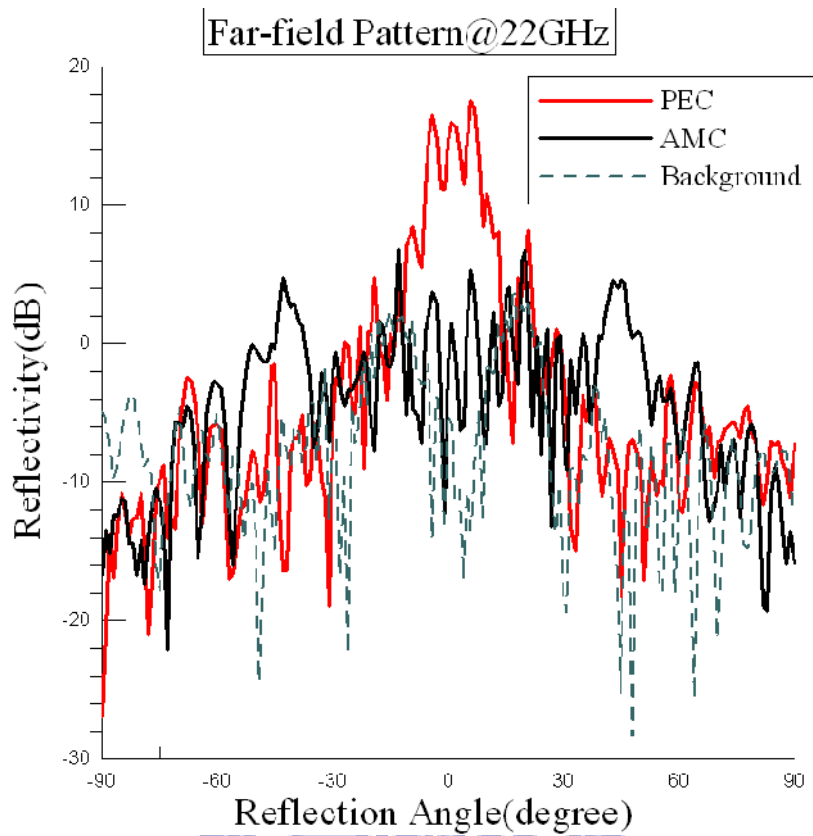


圖 4-12 (a) 頻率為 22GHz 之雙(多)站雷達截面積遠場量測圖

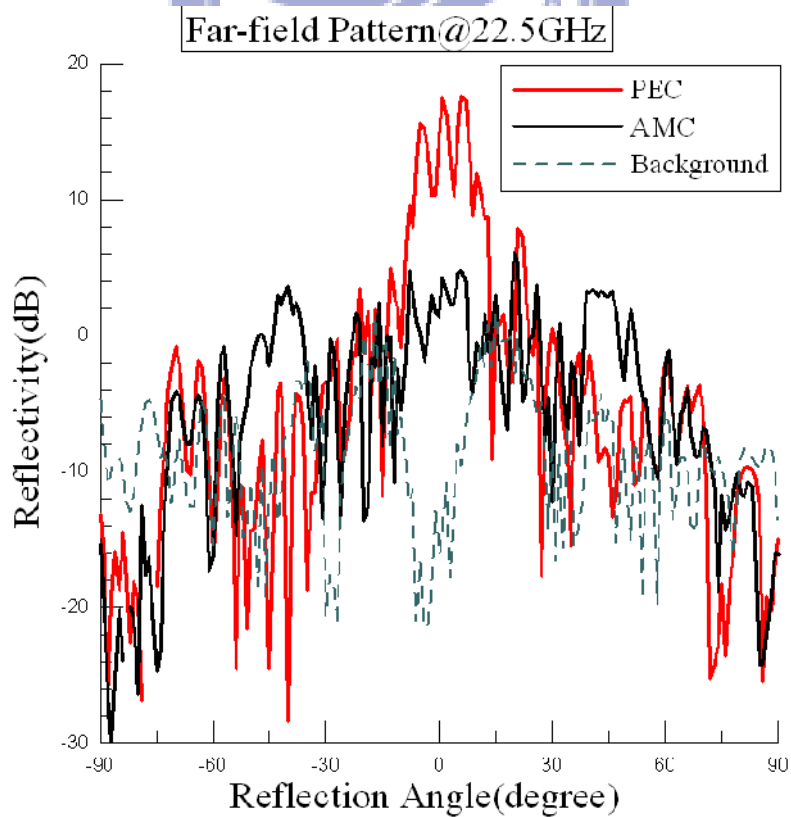


圖 4-10 (b) 頻率為 22.5GHz 之雙(多)站雷達截面積遠場量測圖

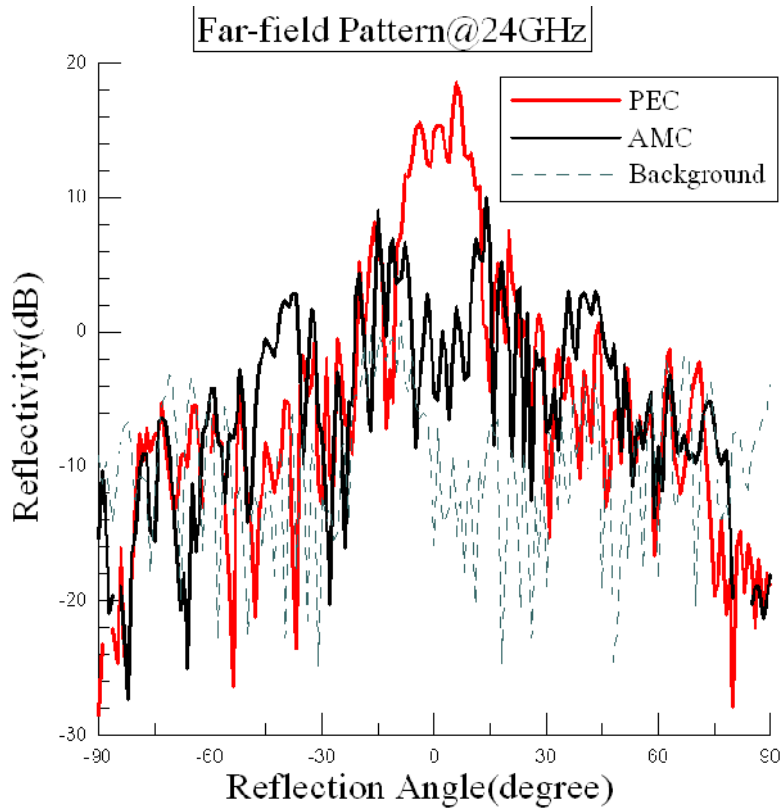


圖 4-13 (a) 頻率為 24GHz 之雙(多)站雷達截面積遠場量測圖

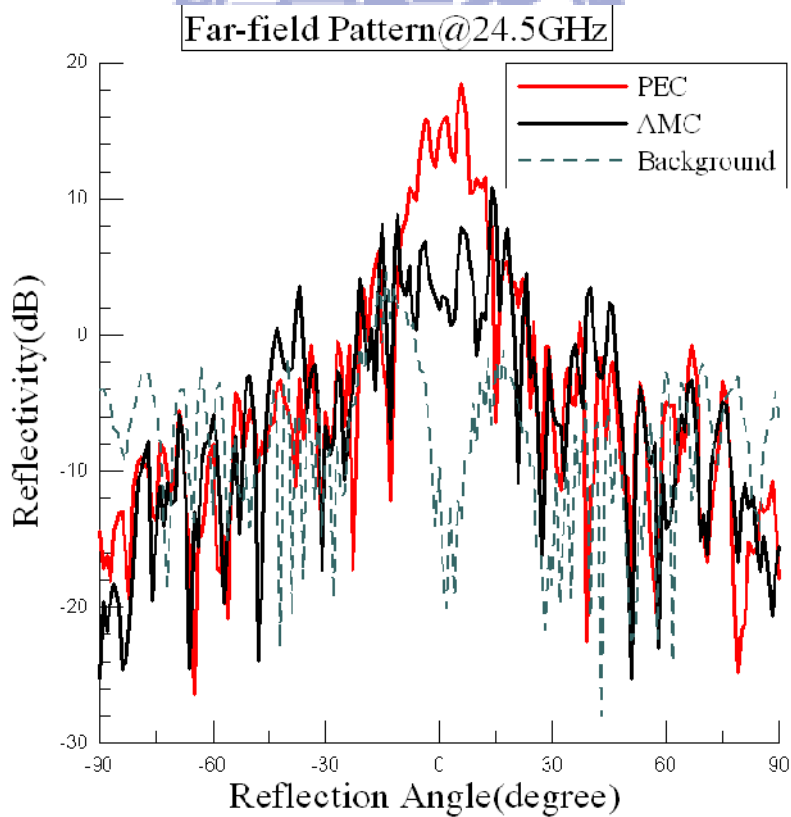


圖 4-11 (b) 頻率為 24.5GHz 之雙(多)站雷達截面積遠場量測圖

接下來圖 4-12(a)，圖 4-12(b)，圖 4-13(a)，圖 4-13(b)，圖 4-14(a)，圖 4-14(b)，圖 4-15(a)，圖 4-15(b)，為 16GHz、16.5GHz、18GHz、18.5GHz、22GHz、22.5GHz、24GHz、24.5GHz 之單站雷達截面積遠場量測圖中紅線代表完美導體，黑線表示人造磁導體結構，綠色虛線是背景雜訊。

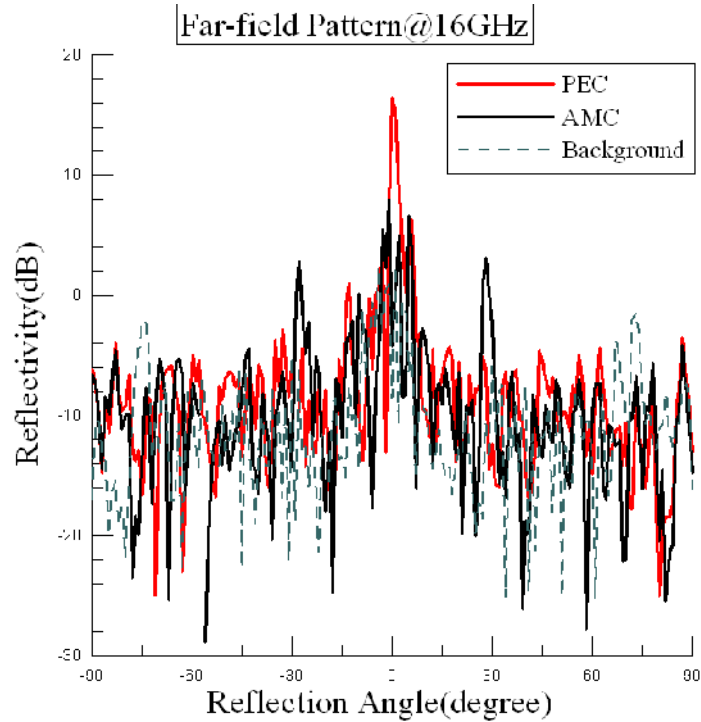


圖 4-14 (a) 頻率為 16GHz 之單站雷達截面積遠場量測圖

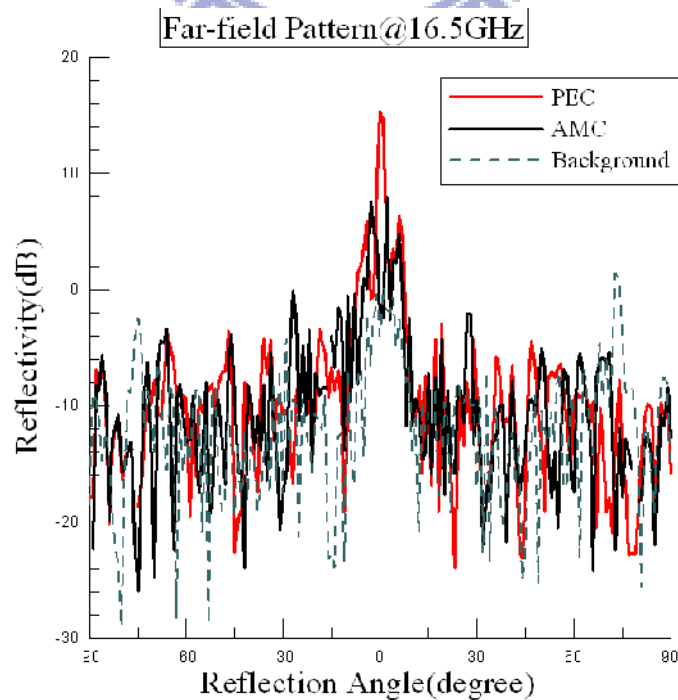


圖 4-15 (b) 頻率為 16.5GHz 之單站雷達截面積遠場量測圖

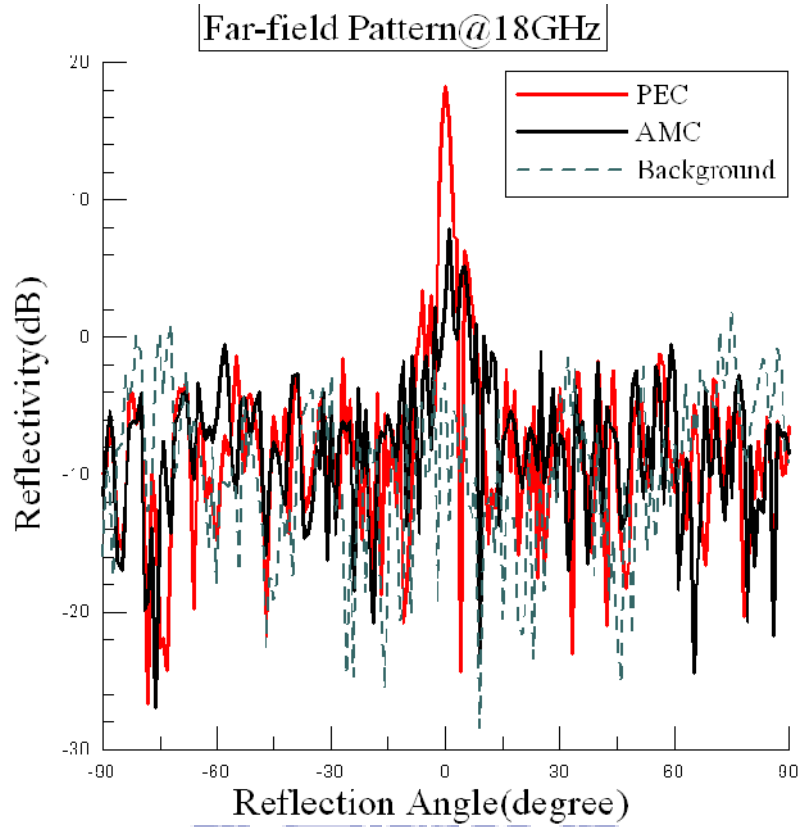


圖 4-16 (a) 頻率為 18GHz 之單站雷達截面積遠場量測圖

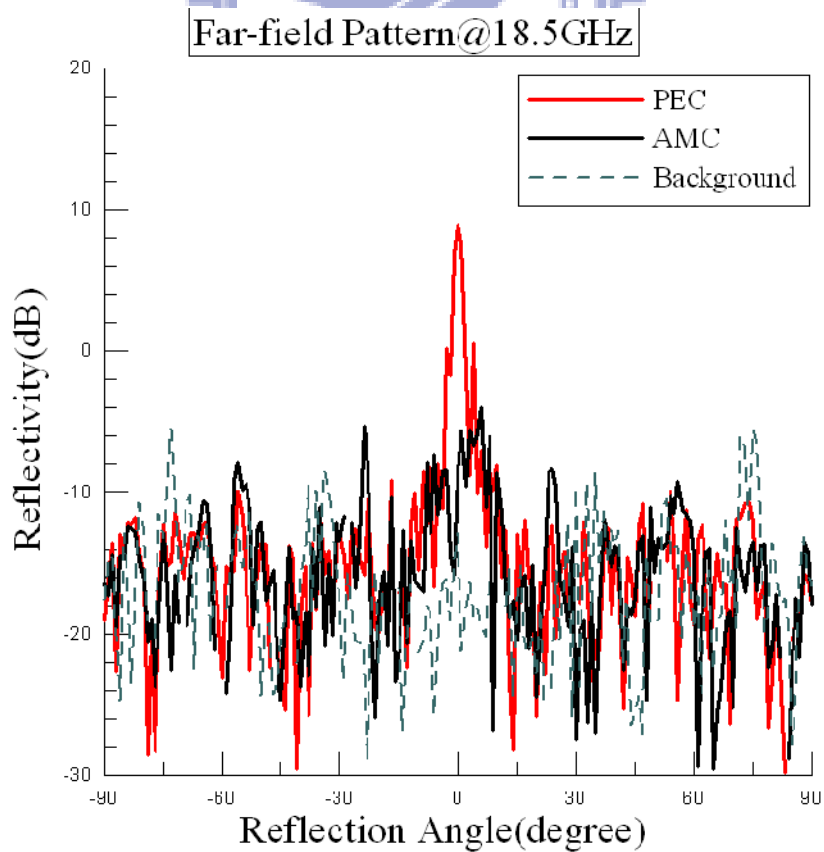


圖 4-17 (b) 頻率為 18.5GHz 之單站雷達截面積遠場量測圖

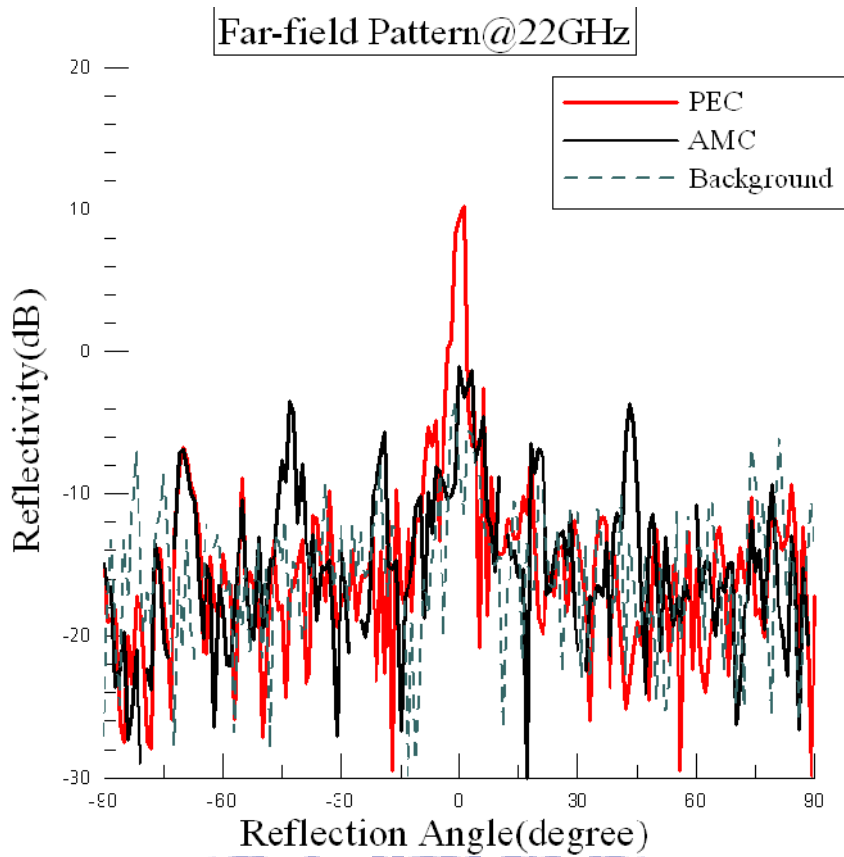


圖 4-18 (a) 頻率為 22GHz 之單站雷達截面積遠場量測圖

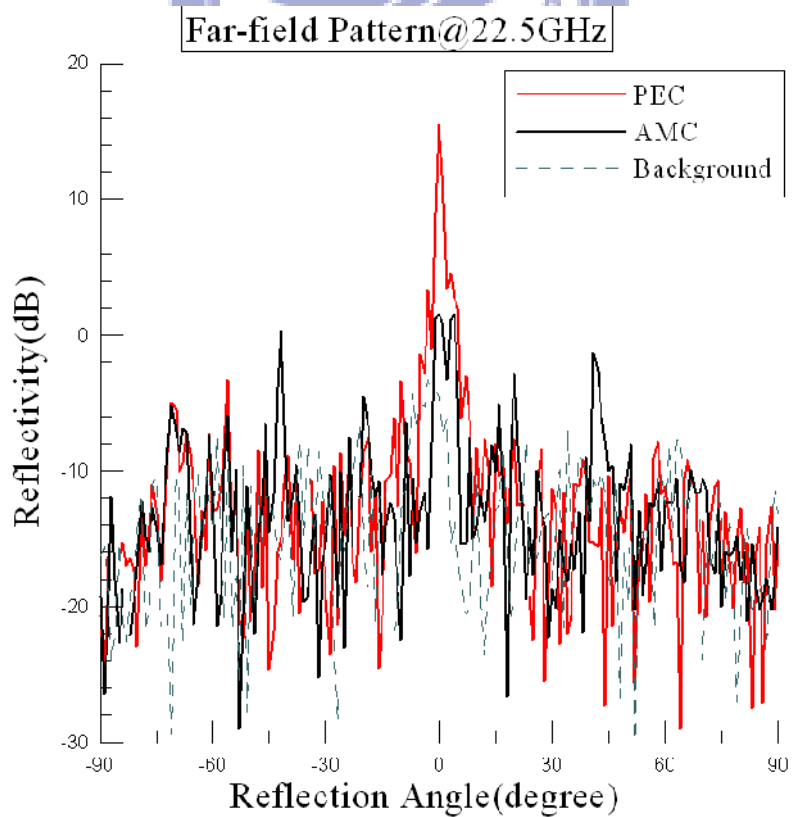


圖 4-19 (b) 頻率為 22.5GHz 之單站雷達截面積遠場量測圖

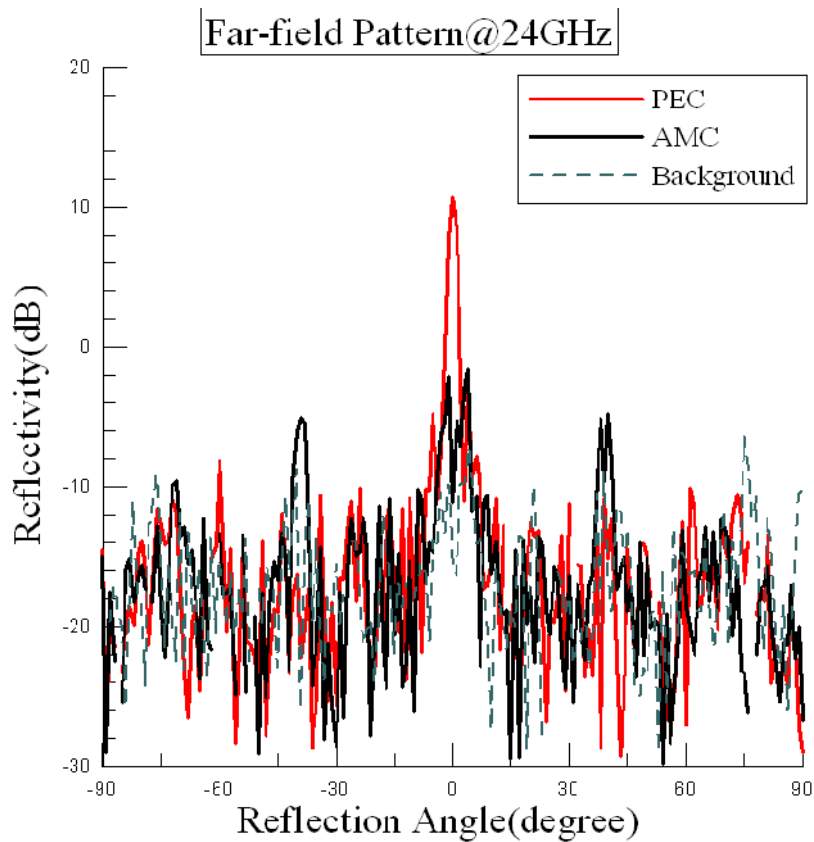


圖 4-120 (a) 頻率為 24GHz 之單站雷達截面積遠場量測圖

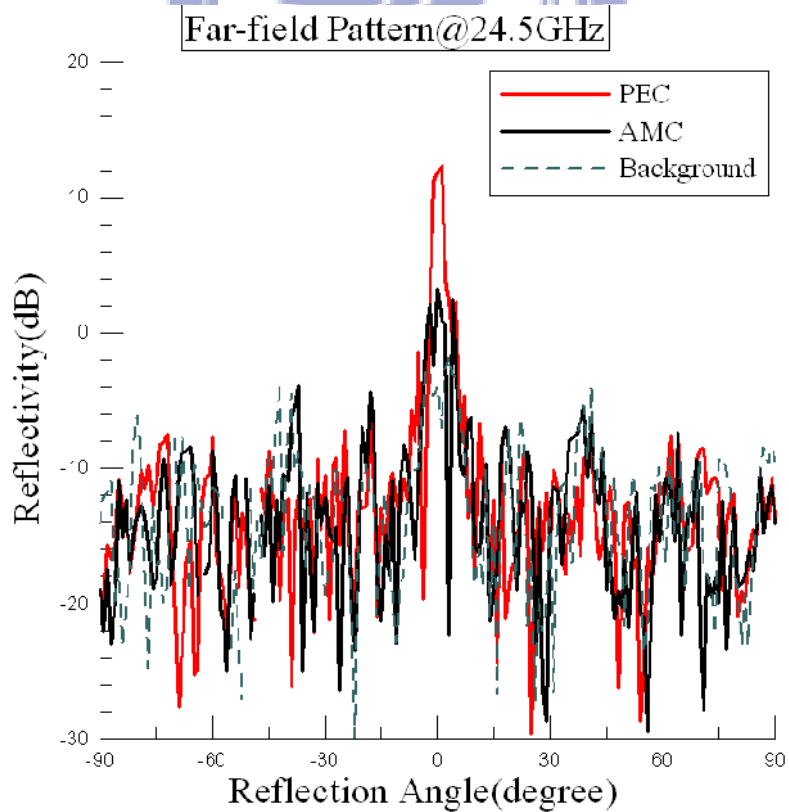


圖 4-121 (b) 頻率為 24.5GHz 之單站雷達截面積遠場量測圖

4.3 量測結果整理和結論

圖 4-16 為雷達截面積縮減的值對應頻率的圖，將其整理做一比較，我們發現不論是單站雷達截面積或是雙站雷達截面積的頻寬階有 16GHz-25GHz 大約是 9GHz，和模擬出來的結果大致上一致，可知此結構確有在垂直入射向具有縮減雷達截面積且有一段相當大的頻寬可供使用之。對於在雷達偵測上，我們可以將其使用在匿蹤科技上，且在製程上也很容易製造且低成本。

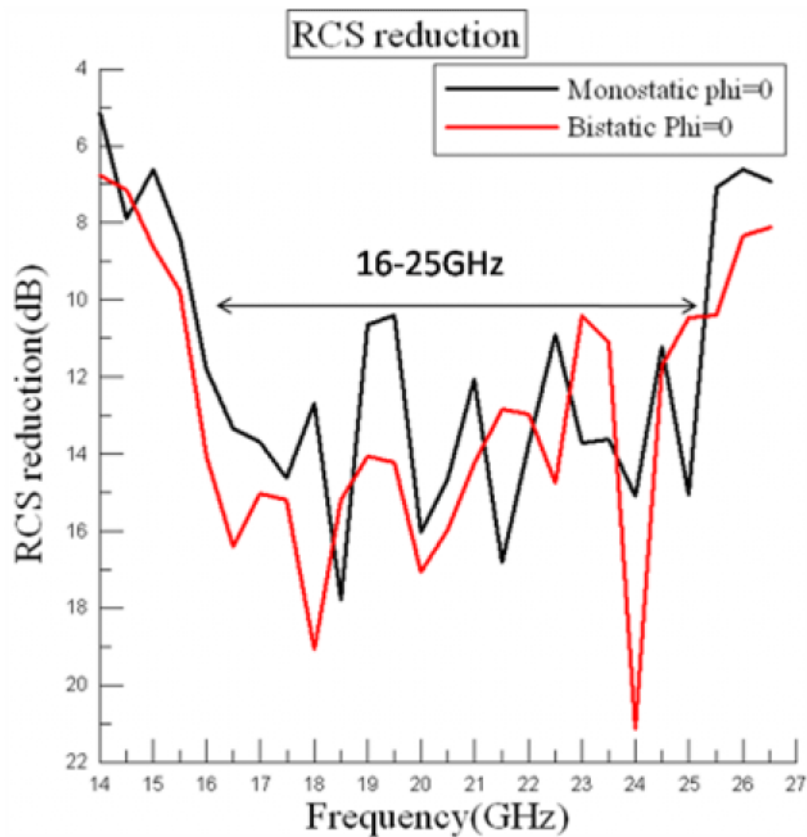


圖 4-122 單站和雙站雷達截面積可縮減量和頻率關係圖

第五章 應用

由上幾章的分析我們可簡易的製做出一個在垂直入射向寬頻且有效減少雷達截面積的平面人造磁導體，可操作的頻帶是 16GHz-25GHz, 大概是 ku 和 k 此兩頻段，一般而言雷達作用在 ku、k、ka...幾個頻段，所以只要藉由上幾章的分析方法，可以視情況調整頻率範圍，將其履蓋在船上面，達成匿蹤的效果，基本在做在船上面有不會應其速度太快，而發生金屬脫落之情況，而且也不會影響船的行進，圖 5-1(a)為瑞典的匿蹤軍艦，圖 5-1(b)為海影匿蹤軍艦，所以此結構對於在船及在一些陸地坦克之類的具有良好的應用性，且此結構因為是平面且具有寬頻縮減雷達截面積的功用，亦可當無反射室之吸波材料。



圖 5-1(a)瑞典匿蹤軍艦



圖 5-1(b)海影

参考文献

- [1] W. W. Salisbury, "Absorbent Body for Electromagnetic Waves," U. S. Patent 2 599 944, Jun. 10, 1952.
- [2] R. L. Fante and M. T. McCormack, "Reflection properties of the Salisbury screen," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 36, no. 10, pp. 1443–1454, Oct. 1988.
- [3] D. Sievenpiper, L. Zhang, R. F. J. Broas, N. G. Alexopolus, and E. Yablonovitch, "High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol.47, pp.2059-2074, Nov 1999
- [4] M. Paquay, J.C. Iriarte, I. Ederra, R. Gonzalo and P. de Maagt, "Thin AMC Structure for Radar Cross-Section Reduction." *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol.55, No.12, pp.3630-3638, Dec. 2007
- [5] Sourav Chakravarty, Raj Mittra, and Neil Rhodes Williams : " Application of a Micro-genetic Algorithm (MGA) to the Design of Broad-Band Microwave Absorbers Using Multiple Frequency Selective Surface Screens Buried in Dielectrics." *IEEE Trans. Antennas Propag.*, VOL.50, No.3, MARCH 2002. pp 284 - 296.
- [6] J.C. Iriarte, I. Ederra, R. Gonzalo, P. de Maagt : "Dual Band RCS Reduction Using Planar Technology by Combining AMC Structures", EuCAP 2009 .Berlin, 23-27 March. pp 3708-3709
- [7] Y. Zhang, R. Mittra, B. Z. Wang and N.T. Huang,: " AMCs for ultra-thin and broadband RAM design." *Electron. Lett.* 7th, May 2009 ,VOL.45 ,NO.10 pp 484 - 485
- [8] W. Yang, G. Hua and W. Hong, "Wideband artificial magnetic conductor structure for Ku-band antenna applications," *Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications, 2009 3rd IEEE International Symposium on*, Page. 954-957, 2009.
- [9] N. Engheta and R. W. Ziolkowski (2006). *Metamaterials-Physics and Engineering Explorations*. The institute of Electrical and Electronics Engineers.
- [10] M. E. de Cos, F. L. Heras and M. Franco, "Design of planar artificial magnetic conductor ground plane using frequency selective surfaces for frequencies below 1GHz," *IEEE Antenna and Wireless Propagation Letters*, Vol.8, pp.951-954, 2009.
- [11] Juan Yang, Zhongxiang Shen: "A Thin and Broadband Absorber Using Double-Square Loops." *Electron. Lett.* 2007, VOL.6 ,NO.10 pp 388 - 397

- [12] R. B. Dybdal, "Radar cross section measurements," *Proc. IEEE*, vol. 75, pp. 498–516, Apr. 1987.

