

國立交通大學

電信工程學系碩士班

碩士論文

含人工材料之四波束號角天線設計

A four-beam E-plane horn antenna design incorporating a wire-based



研究生：劉鴻萬 (Hung-Wan Liu)

指導教授：黃瑞彬 博士 (Dr. Ruey-Bing Hwang)

中華民國九十八年七月

含人工材料之四波束號角天線設計

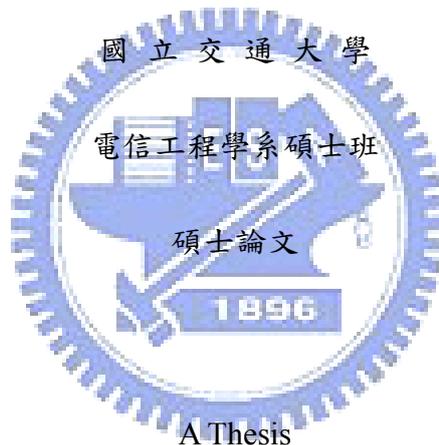
A four-beam E-plane horn antenna design incorporating a wire-based
metamaterial

研究生：劉鴻萬

Student: Hung-Wan Liu

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 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

中華民國九十八年七月

含人工材料之四波束號角天線設計

研究生：劉鴻萬

指導教授：黃瑞彬 博士

國立交通大學 電信工程學系

摘要

在本論文中，我們設計了一個含人工材料之四波束號角天線，它是結合週期結構的特殊折射現象與號角天線的設計原理而成。人工材料經過三種分析方式設計其金屬柱的尺寸及晶格間的距離，合成擁有等效折射係數趨近於 0 的二維晶格人工材料。因此，一旦電磁波由放置於週期結構中的同軸線激發，折射波傳遞的方向會幾乎與介質和空氣的交界面垂直。根據這樣的物理現象，我們製作了一個四路的功率分歧器，使其把能量平均的分往四個方向，再導引各路能量進入 E-plane 號角天線中，使其擁有四個錐狀波束的輻射場型。不僅在理論上計算出其色散與相位關係，並經過軟體的模擬及實際的量測其反射係數與輻射場型，最後可得 9.20dBi 的輻射增益，以及 200MHz 的頻寬。由於此結構允許擁有較大的機械製作誤差、極低的介質能量損耗以及廉價的製作費，所以必定會在未來點對點的通訊系統上擁有極大的發展。

A four-beam E-plane horn antenna design incorporating a wire-based metamaterial

Student: Hung-Wan Liu

Advisor: Dr. Ruey-Bing Hwang

Department of Communication Engineering
National Chiao Tung University

Abstract

In this thesis, we reported a four-beam E-plane horn antenna incorporating a wire-based metamaterial. Such a metamaterial is made up of metallic cylinders organized in a two-dimensional square lattice. After properly designing the lattice constant and unit cell pattern, we synthesized a medium having the effective refractive index smaller than unity. Therefore, once waves within the metamaterial were excited, the refractive wave tends to be perpendicular to that of the interface between metamaterial and uniform medium. Based on this concept, a 4-way power divider was design to equally distribute the input power into four different directions. We then guide each of the power into individual *E*-plane flared opening to radiate a directional beam pattern in each sector. In addition to the theoretical calculation regarding the dispersion- and phase- relation of the two-dimensionally periodic medium, we fabricated this antenna and measured its radiation characteristics including the return loss and far-field pattern. The excellent agreement between the measured and simulated results was obtained. Due to the properties of robust, low-loss, and low-cost, this antenna may have promising application in a point-to-multiple-point radio link system.

誌謝

首先我要感謝我的指導教授 黃瑞彬 博士，在這兩年的研究所給予我的指導，讓我在週期性結構及天線的領域得到相當多的知識與訓練。感謝彭松村教授、曾振東教授及吳霖堃教授在口試的時候前來指導。

感謝林烈全學長，在這一年多的時間給予我很多研究上的幫忙，也常常帶給我驚喜；也感謝已畢業的彥融、楊李鈞學長在我碩一時期的幫助，讓我快速了解怎麼當個研究生；還有正元、懷勇、能傑，可以每天跟你們討論課業上的問題，以及一起研究做實驗，真的是讓我進步很多，也真的非常快樂；謝謝宏麒、子淵、政皓、勝傑學弟，在碩二的期間一起營造快樂的氣氛。

最後要感謝我的家人，爸爸 江滔、媽媽 清香、又綿姐姐，因為有你們在後面得鼓勵與支持，我才能無後顧之憂地完成學業。



目錄

中文摘要.....	I
英文摘要.....	II
誌謝.....	IV
目錄.....	V
圖錄.....	VII
表錄.....	X
第一章 序論.....	1
1.1 動機與目的.....	1
第二章 特徵模態分析.....	3
2.1 特徵模態的基本原理與特性.....	3
2.1.1 特徵模態的模擬與設定.....	3
2.1.2 比較人工材料與空氣中的相位關係.....	7
2.1.3 週期性邊界條件與對稱邊界條件的比較.....	13
第三章 週期結構參數萃取.....	14
3.1 利用電磁軟體萃取S參數.....	14
3.2 利用S數求得等效係數.....	15
3.3 運用折射係數與阻抗的關係增加萃取的精準度.....	18
第四章 Marcuvitz 結構參數分析與萃取.....	21
4.1 Marcuvitz 等效電路與公式.....	21
4.1.1 Marcuvitz 等效電路結構.....	21
4.1.2 Marcuvitz 等效電路改良.....	23
4.2 Marcuvitz 等效電路結果與數據.....	25
第五章 含人工材料之四波束號角天線的設計.....	29
5.1 天線結構尺寸與照片.....	29

5.2 天線 S 參數模擬與量測結果.....	31
5.3 天線場型模擬與量測結果.....	32
5.4 比較天線是否使用人工材料的差別.....	39
5.5 天線電場分析.....	41
5.6 饋入電路的位置安排.....	42
5.7 同軸線饋入激發源長度的設計.....	43
5.8 人工材料週期與天線輻射特性比較.....	46
5.9 由 Poynting vector 分析人工材料有效面積.....	49
5.10 人工材料商用頻段尺寸.....	51
5.11 天線應用延伸.....	53
5.11.1 人工材料 Poynting vector 向量分析.....	53
5.11.2 人工材料功率分配器的使用.....	54
第六章 結論.....	56
參考文獻.....	57



圖錄

圖 2-1	特徵模態之單晶胞模擬結構圖.....	4
圖 2-2	人工材料的 3D 相位關係圖.....	5
圖 2-3	人工材料的相位關係圖.....	6
圖 2-4	單晶胞電場向量圖.....	7
圖 2-5	空氣中的特徵模態模擬結構圖.....	7
圖 2-6	7.0 GHz 的正交化相位關係圖.....	8
圖 2-7	7.5 GHz 的正交化相位關係圖.....	8
圖 2-8	相位關係示意圖.....	9
圖 2-9	色散關係圖 ($\phi_y = 0^\circ$).....	10
圖 2-10	色散關係圖 ($\phi_y = 160^\circ$).....	10
圖 2-11	平面波入射側視圖.....	11
圖 2-12	平面波入射示意圖.....	11
圖 2-13	鋁製的人工介質 Brillouin Diagram ($\phi_y = 0^\circ$).....	12
圖 2-14	鋁製的人工介質相位關係圖.....	12
圖 2-15	Brillouin diagram ($\phi_y = 0^\circ$).....	13
圖 3-1	單晶胞模擬結構圖.....	15
圖 3-2	單晶胞模擬結構示意圖.....	15
圖 3-3	訊號源及負載間的訊號流向圖.....	16
圖 3-4	等效波阻抗圖.....	18
圖 3-5	等效折射係數圖.....	19
圖 3-6	等效介電係數圖.....	19
圖 3-7	等效導磁係數圖.....	20
圖 3-8	等效傳播常數(Propagation Constant)圖.....	20

圖 4-1	金屬柱側視圖.....	22
圖 4-2(a)	橢圓形截面俯視圖.....	22
圖 4-2(b)	長方形截面俯視圖.....	22
圖 4-3	Marcuvitz 等效電路圖.....	23
圖 4-4	二維人工材料之等效電路圖.....	23
圖 4-5	等效波阻抗圖.....	25
圖 4-6	等效折射係數圖.....	26
圖 4-7	等效介電係數圖.....	26
圖 4-8	等效導磁係數圖.....	27
圖 4-9	等效傳播常數圖.....	27
圖 4-10	傳播常數比較圖.....	28
圖 5-1(a)	天線結構圖上方俯視圖.....	30
圖 5-1(b)	天線結構圖結構側面圖.....	30
圖 5-1(c)	天線結構圖天線實體照片.....	30
圖 5-2	天線 S 參數模擬與量測結果.....	31
圖 5-3	E-plane 場型圖.....	32
圖 5-4	H-plane 場型圖.....	32
圖 5-5	長方形槽孔示意.....	33
圖 5-6	TE ₁₀ 模態 H-plane 場型圖.....	33
圖 5-7	天線槽孔平面的電場向量圖.....	34
圖 5-8	7.4 GHz 到 7.7 GHz X-Y 平面的天線輻射場型.....	35
圖 5-9	7.4 GHz 到 7.7 GHz X-Z 平面的天線輻射場型.....	36
圖 5-10	天線的最大增益與頻率作圖.....	37
圖 5-11	未使用人工材料的天線結構圖.....	38
圖 5-12	未使用人工材料的天線輻射場型.....	38
圖 5-13	未使用人工材料天線的電場純量圖.....	39

圖 5-14	論文天線的電場純量圖.....	39
圖 5-15	同軸線饋入激發源示意圖.....	40
圖 5-16	同軸線饋入激發源位置示意圖.....	40
圖 5-17	同軸線長度的反射係數圖.....	43
圖 5-18	結構示意圖.....	44
圖 5-19	模擬結構示意圖.....	44
圖 5-20	串接一個單晶胞的 S 參數圖.....	44
圖 5-21	串接二個單晶胞的 S 參數圖.....	44
圖 5-22	串接三個單晶胞的模擬與等效電路 S 參數圖.....	45
圖 5-23	8 個週期的天線結構.....	46
圖 5-24	10 個週期的天線結構.....	46
圖 5-25	天線的反射係數圖.....	47
圖 5-26	週期數目為 10 且頻率為 7.62 GHz 時之天線電場純量圖.....	47
圖 5-27	各種週期的輻射場型.....	48
圖 5-28	人工材料折射圖.....	49
圖 5-29	Poynting vector 向量分析圖.....	49
圖 5-30	10 個週期的 Poynting vector 向量分析圖.....	50
圖 5-31	橢圓單晶胞示意圖.....	52
圖 5-32	人工材料 Poynting vector 向量圖.....	53
圖 5-33	功率分配器結構圖 (a)上方俯視圖 (b)側面圖.....	54
圖 5-34	功率分配器的反射係數與穿透係數圖.....	55

表錄

表 2-1 金屬等效常數表.....	11
表 4-1 不同萃取方法之截止頻率比較表.....	28
表 5-1 天線結構係數.....	31
表 5-2 天線各頻率的 最大增益	37
表 5-3 3dB Beamwidth X-Y plane.....	38
表 5-4 3dB Beamwidth X-Z plane.....	38
表 5-5 Sidelobe Level X-Y plane.....	38
表 5-6 Sidelobe Level X-Z plane.....	38
表 5-7 輻射場型係數(Radiation Pattern Parameters)比較表.....	40
表 5-8 同軸線長度與頻率的比較表.....	43
表 5-9 各種週期的中心頻率及頻寬.....	43
表 5-10 各種週期的 最大增益	45
表 5-11 各商用頻段的週期性結構尺寸 I.....	48
表 5-12 各商用頻段的週期性結構尺寸 II.....	48
表 5-13 各商用頻段的週期性結構尺寸 III.....	49
表 5-14 各商用頻段的週期性結構尺寸 IV.....	49
表 5-15 功率分歧器結構係數.....	52

第一章 序論

(Introduction)

1.1 動機與目的

1970 年，A. M. Nicolson 和 G. F. Ross 把原本量測微波元件的 S 參數，應用於萃取人工材料的等效係數[1]。但是後來這種萃取參數的方法在許多人的研究中發現了缺點，2002 年，D. R. Smith 和 S. Schultz 等人探討了單晶胞尺寸對這種方法產生的誤差[2]；2003 年，R. W. Ziolkowshi 對量測獲得的 S 參數在實部及虛部都趨近於 0 的頻率作了討論[3]。2004 年，J. A. Kong 團隊針對這種方式作了改進[4]，並分析了許多種類的人工材料，討論的單晶胞形狀有柱狀結構、環形結構、 Ω 結構及 S 型結構等，並對各種週期結構趨近於 0 的頻寬、等效係數調整的彈性度、以及 3dB beamwidth 大小等特性作了整理[5]。

除了 S 參數的萃取方法外，也有人使用了 Transfer-Matrix Method (TMM) 來分析電磁波在二維或三維金屬帶隙結構中反射與穿透的現象[6]。而 Finite-Difference Method (FEM) 與 Plane-Wave-Expansion 方法比較起來，則可以避免龐大矩陣運算的困擾，但不適用於曲線結構為其主要缺陷[7-9]。

2002 年，S. Enoch 把天線置入正方形的金屬網格結構中，利用此人工材料來控制輻射特性，以產生錐狀波束(Narrow Cone Beam)，證實輻射能量確實可局限在一個很小的範圍內。論文中把此人工材料折射的現象，看作是電漿效應，其等效介電係數表示為 $\epsilon_p = 1 - \frac{\omega_p^2}{\omega^2}$ 。 ω_p 是電漿頻率， ω 是電磁波在介質中的頻率[10]。同年 D. F. Sievenpiper 等人使用蕈狀(mushroom-type)的週期結構製作成平面式的反射板，當電磁波經過此人工材料 deflection 後，在不同的頻率，產生幾乎相同的反射角度，效果類似光學透鏡的反射現象，用來改變輻射角度的效果(Beam Steering)[11-13]。因為人工材料具有增強天線輻射增益的潛力，所以使用人工材料的天線就變成了很熱門的研究議題[14-16]。

在光學領域中，對週期性結構也非常有興趣，S.-Y. Lin 的研究團隊發現當頻率操作於光子晶體的帶隙(Bandgap)時，電磁波會有異常的折射現象[17]。H. Kosaka 等人研究發現，這種異常的現象對入射角及波長非常敏感，有時只要些微得改變入射的角度，即可產生巨大的折射角度變化(Beam Steering)，稱之為 Superprism phenomenon[18]。在 M. Notomi 的論文中，則利用繞射(diffraction)的觀念，來解釋這樣的現象[19]。

在本論文中，運用數值分析輔以電磁軟體，使用多種方式萃取等效係數，希望能充分了解柱狀人工材料的特性。進一步把週期結構與天線結合，使其擁有多方向性、高增益及旁波瓣(Sidelobe)強度極低的輻射特性，適合應用於高功率的手機基地台、無線通訊網路基地台或是十字路口的訊息傳送天線，使其擁有實際應用之價值。



第二章 特徵模態分析

分析完整的週期結構不僅需要耗費龐大的電腦資源，在計算結果的過程上，也必須花費許多時間，因此，把週期結構切割成單晶胞(Unit Cell)，來推算整體結構的特性，已是必然的趨勢。

2.1 特徵模態的基本原理與特性

電磁軟體單晶胞的分析可分為一般的模擬方式及特徵模態(Eigenmode)模擬方法。在一般模式下，模擬軟體是解埠與埠之間、或是埠與開放邊界條件(Open Boundary)間的 S 參數(S-parameters)，所以必須設置激發源。在本論文的結構中，當電磁波離開激發源進入每個單晶胞時，電磁波入射角度不一定相同，但在一般模式下，設定的波導埠卻只能產生平面波垂直入射，無法滿足所有情況，此為一般模式分析的缺陷。而特徵模態模擬方法則可避免設定激發源的困擾，不必確定電磁波進入單晶胞的入射方向，只解出結構的共振頻率。在本章節中，我們把軟體分析出來的數據經過 MATLAB 計算，可以得知此人工材料的相位關係、電磁波傳遞的方向、截止頻率及帶隙現象等，充分了解週期結構的特性。

2.1.1 特徵模態的模擬與設定

在特徵模態下，繪出結構的單晶胞，如圖 2-1 所示。依據原本將人工材料置入平行板的結構，設定上下兩面為理想導體(PEC)邊界條件，再依據二維週期重複的方向，把其餘的 4 個面分成兩組，分別設上兩組週期性邊界條件(Periodic Boundary)，設定方式如圖 2-1 所示，這樣就可以把此單晶胞的模擬看成一個二維無窮週期的人工材料。

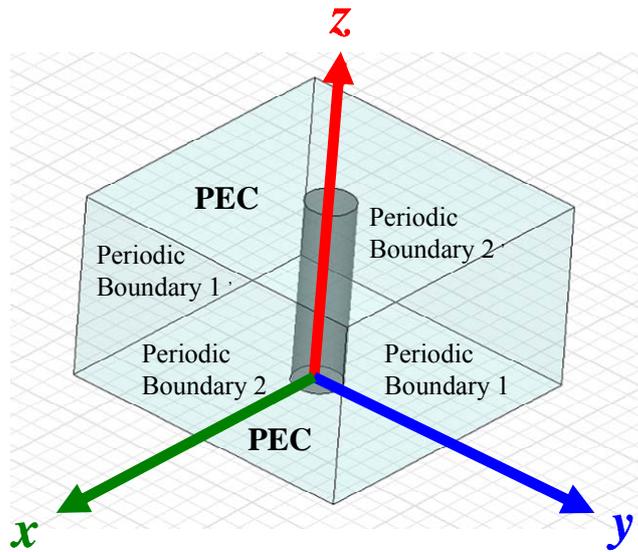


圖 2-1 特徵模態之單晶胞模擬結構圖

解釋電磁軟體中的週期性邊界條件，設定為同一組邊界條件的兩面，其形狀大小都必須相同。唯有相同形狀大小的兩面，任意在一面上找出一點，必存在相對應的點於同組的另一面上。Periodic Boundary 1 和 Periodic Boundary 1' 間波的關係為 $\psi_{1'} = e^{jC} \psi_1$ ， ψ 為電場， $C = kd \sin \theta \cos \phi$ ， d 是週期距離，所以當使用者給定一角度 C ，即確定了一組 phase delay，軟體會在每一組週期性邊界條件上取相對應的點，讓兩者電場依據此 phase delay，當作無窮週期的邊界條件。

在使用特徵模態時，不可以使用電流電壓源及各種入射波激發；在邊界條件上，不可以使用輻射邊界條件(Radiation Boundary)。解釋電磁軟體在特徵模態和一般模擬方式的差別，可由是否使用外在激發源來區別。當電磁軟體解一般結構時，是利用以下的方程式：

$$Sx + k_o T x = b \quad (2-1)$$

S 及 T 是與結構幾何形狀及 mesh 有關的數學矩陣。 x 是電場向量。 k_o 是空氣中的波數。 b 代表結構中的激發源。

而在特徵模態下，因為無激發源存在，所以(2-1)修改成(2-2)：

$$Sx + k_o T x = 0 \quad (2-2)$$

模擬軟體會依據以上的無源方程式，解得多組特徵值 k 和特徵向量 \mathbf{x} 。各個特徵向量代表不同的電場，而同組的特徵值就是該模態對應的波數，求得的波數可推得此模態的共振頻率：

$$f = \frac{kc_0}{2\pi} \quad (2-3)$$

C_0 代表光速。

因為週期性邊界條件 $\psi_i = e^{jC} \psi_1$ 的關係， e^{jC} 的完整週期為 360° ，所以在本論文的模擬設定中，才把角度 C 定為一變數，範圍從 -180° 到 180° ，利用電磁軟體計算在此 phase delay 關係下的特徵模態，再把取得的數據用 MATLAB 處理，得到 3D 的相位關係圖，如圖 2-2 所示，此為第一個模態的 3D 相位關係圖。 x 軸和 y 軸分別是 x 方向和 y 方向的 phase delay、 ϕ_x 和 ϕ_y ， z 軸是此模態對應的頻率。曲面對應到 z 軸的最低頻率，就是此模態的截止頻率。再把 phase delay 用 $\phi_x = k_x d_x$ 及 $\phi_y = k_y d_y$ 關係式，轉換成波數 k_x 及 k_y ，畫成相位關係圖 2-3。

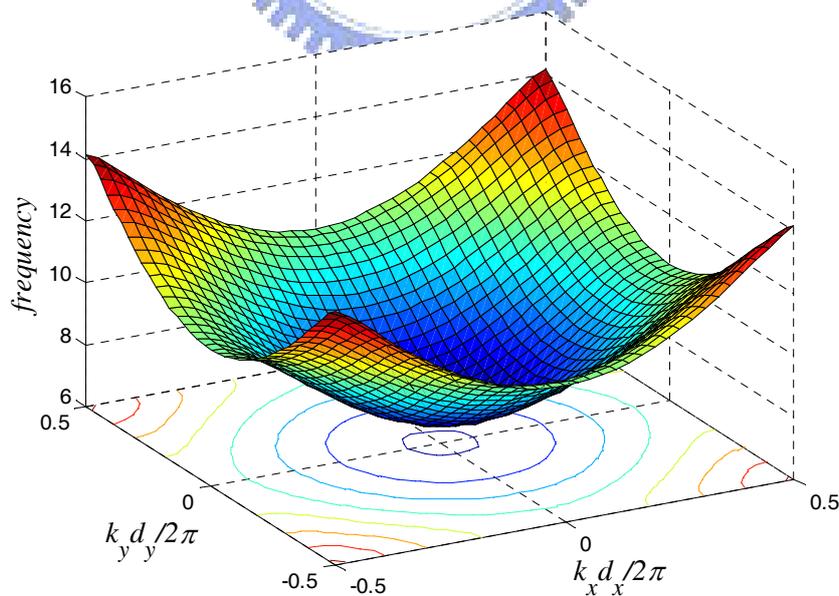


圖 2-2 人工材料的 3D 相位關係圖

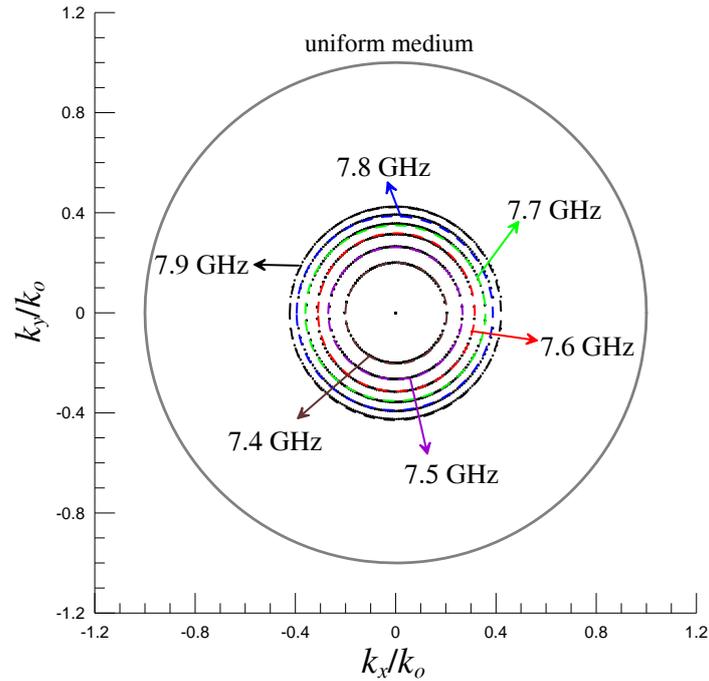


圖 2-3 人工材料的相位關係圖

圖 2-3 的橫座標軸為 k_x ，縱座標軸為 k_y ，單位是 $1/\text{meter}$ ，以 1 GHz 作為單位，頻率範圍從 7 GHz 到 14 GHz。因為此人工材料為二維週期結構，所以相位關係圖 2-3 會在 x 方向及 y 方向重複出現。當頻率於 7 GHz 到 10 GHz 之間，等頻率半徑會隨著頻率增加而變大。而此等頻率半徑，就是電磁波在人工材料中的傳播常數， $\beta^2 = k_x^2 + k_y^2$ 。特徵模態分析方法的優點是可以一次分析多個存在於此人工材料的模態，並可以依據不同的模態，分別作出其對應的相位關係圖，求得傳播常數。

在本論文假設的模擬條件下，軟體分析出來的頻率虛部皆為 0，這是因為單晶胞內的介質分別為真空及理想導體。若使用有損耗的介質，也只能求得介質的衰減常數，而非真正人工材料結構的衰減常數變化。

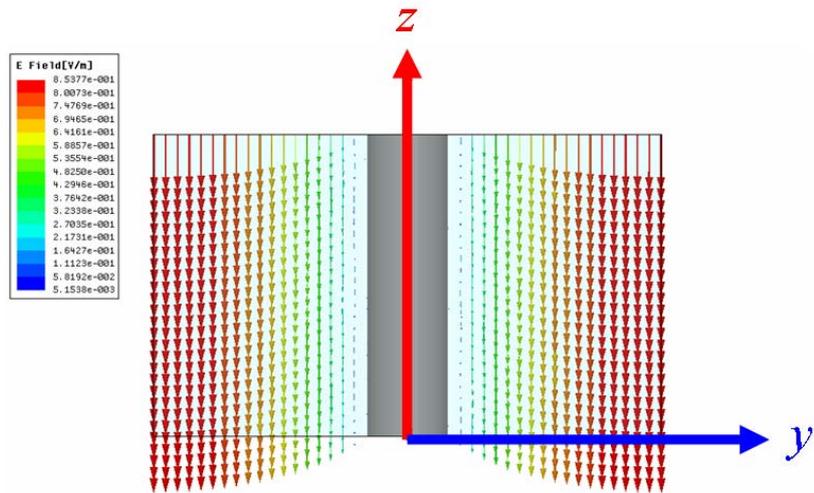


圖 2-4 單晶胞電場向量圖

除此之外，再繪出此單晶胞在第一個特徵模態下的電場向量圖，可見在此模態下電場方向皆平行於金屬柱。在往後的章節中，分析的電場方向必須一致，保證為同一個模態。

2.1.2 比較人工材料與空氣中的相位關係

為了了解波數在人工材料與空氣中的關係，我們把金屬柱從原本的單晶胞結構中去除，其餘的邊界條件不變，求出空氣中 k_x 及 k_y 的相位關係，修改的模擬結構如圖 2-5 所示。

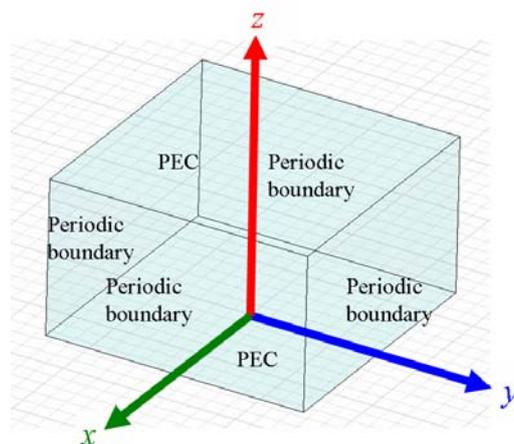


圖 2-5 空氣中的特徵模態模擬結構圖

綜合以上結構的模擬數據，分別做出不同頻率的相位關係圖，如圖 2-6 與 2-7。見圖 2-6，內圈實線為 7 GHz 時人工材料的波數關係，外圈虛線則為空氣中的模擬結果，座標皆以各頻率在空氣中的波數 k_0 作正交化。圖 2-7 則為 7.5 GHz 的正交化相位關係圖。

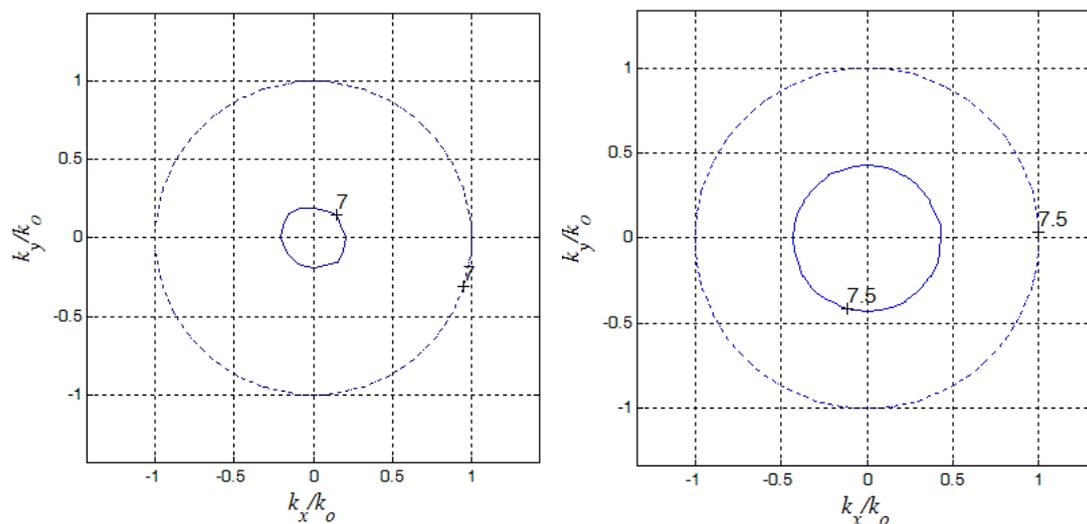


圖 2-6 7.0 GHz 的正交化相位關係圖

圖 2-7 7.5 GHz 的正交化相位關係圖

由圖 2-6 及圖 2-7 得知，在人工材料中激發的電磁波其相位關係為一個小圓，此小圓會遠小於電磁波在空氣中相位關係產生的圓，我們把相位關係繪出示意圖 2-8 來解釋。當電磁波從人工材料入射到空氣中時，因為介質交界面切線波數連續的關係，所以人工材料內的切線波數 $k_{1//}$ 會等於空氣中的切線波數 $k_{2//}$ ， $k_{1//} = k_{2//}$ 。假設在人工材料中激發一電磁波，其 x 方向的波數為 k_{x1} ，當電磁波入射到空氣中時，對應到 y 方向的波數為 k_{y1} ，折射波傳遞的方向如圖 2-8 虛線箭頭方向所示。所以電磁波傳遞的方向會與 equi-energy surface(相位關係的等頻率線)垂直，而與折射波群速(Group Velocity)($v_g = \nabla_k \omega(k)$)的方向平行。但若激發 x 方向的波數為 k_{x2} ，就無法在人工材料的波數關係內找到相對應的 k_{y2} ，電磁波不存在於此結構中。

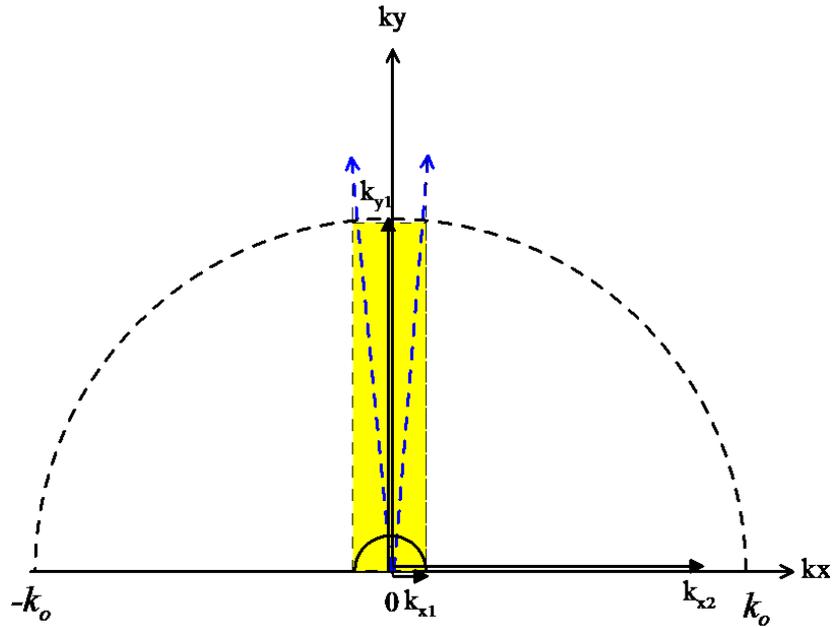


圖 2-8 相位關係示意圖

有了以上的分析，就可以解釋人工材料產生波束聚集的現象(Beam Sharpening Effect)，以應用於天線系統中。



在這裡，我們再把 3D 相位關係圖 2-2 取 $\phi_y = 0$ 的截面，因為假設 $\phi_y = 0$ ，所以 $k_y = 0$ ， $\beta = k_x$ 。縱座標為頻率，並畫出空氣中的色散關係作比較，做成圖 2-9 的色散關係圖。在 $\phi_y = 0$ 時，人工材料的頻率為 6.90 GHz，為本論文結構的截止頻率。除此之外，我們也可以改變不同的 ϕ_y ，在結構上相當於增加了 y 方向的斜向入射，在此任意選擇一個 ϕ_y 作圖，圖 2-10 為入射角等於 80° ， $\phi_y = 80^\circ$ 的 3D 相位關係圖，比較圖 2-9 與 2-10，發現入射角從 0° 變化到 80° ，截止頻率會從 6.92 GHz 變化到 7.80 GHz，因此入射角變大，截止頻率升高。因為此人工材料有這樣截止頻率的現象，類似電漿的特性(Plasma-like property)，所以其 3D 相位關係圖形狀就會是一個開口朝上的碗公，如圖 2-2 所示。

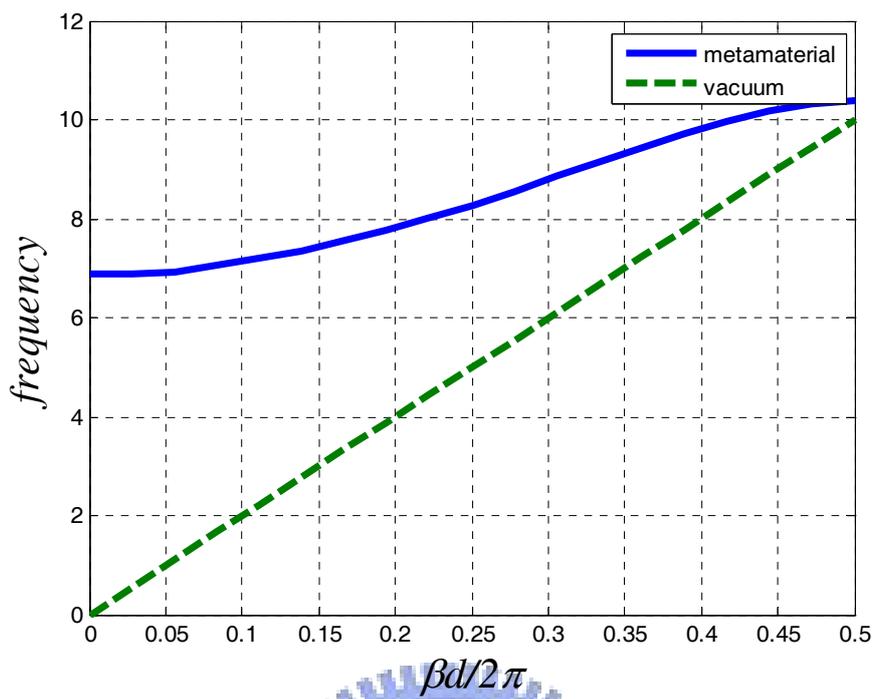


圖 2-9 色散關係圖 ($\phi_y = 0^\circ$)

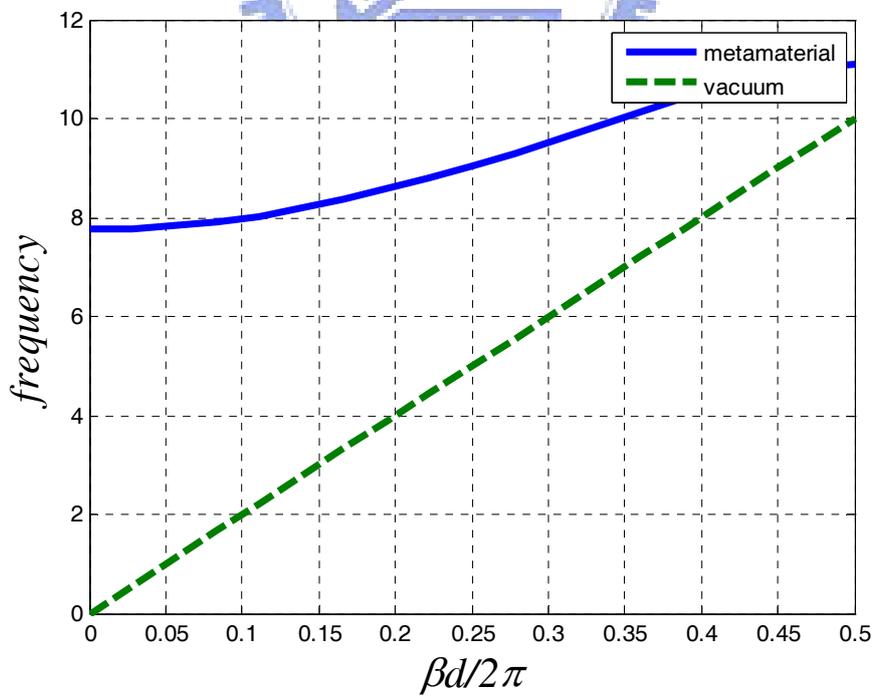


圖 2-10 色散關係圖 ($\phi_y = 80^\circ$)

作出圖 2-9 $\phi_y = 0$ 截面的色散關係圖還有另外一個涵義存在，當 y 方向的相位差等於 0，即可視為有一平面波傳播方向與 y 軸垂直，所以此平面波可於 $\phi = 0$ 的平面入射，如圖 2-11 所示。在此，我們再把 x 方向的相位差視為由不同頻率的電磁波經過 x 方向距離所產生，就可以把圖 2-9 解釋為一 x 方向垂直入射平面波的色散關係圖，圖 2-12 為垂直入射平面波示意圖。這個解釋方式，與第三章的激發方式相同，延續章節的連貫性。

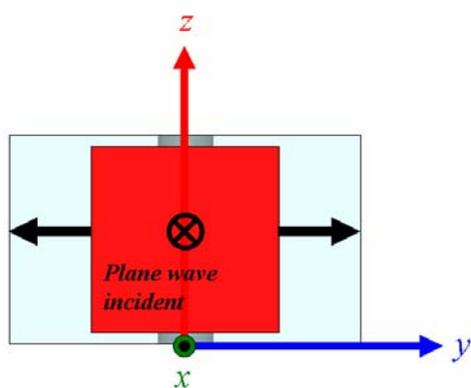


圖 2-11 平面波入射側視圖

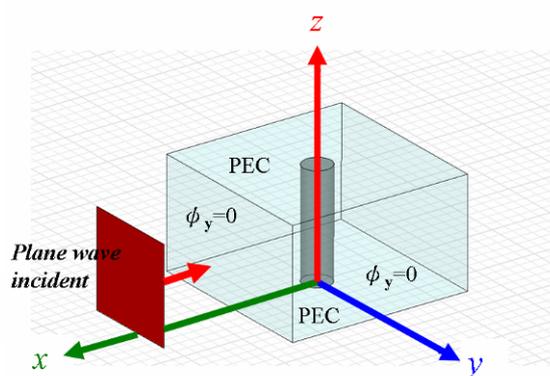


圖 2-12 平面波入射示意圖

最後，因為天線的製作是用鋁板一體成形，所以再此把人工材料從原本的理想導體改成鋁，比較其等效常數，如表 2-1。畫出相位關係圖及色散關係圖，得知截止頻率為 6.92 GHz。

表 2-1

金屬等效常數表

	<i>Relative Permittivity</i>	<i>Relative Permeability</i>	<i>Conductivity (siemens/m)</i>	<i>Dielectric Loss Tangent</i>
Aluminum	1	1.000021	3.8E7	0
PEC	1	1	1E30	0

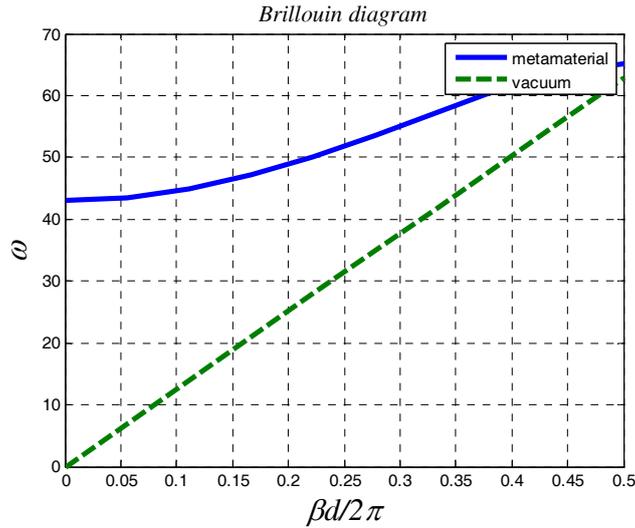


圖 2-13 鋁製的人工介質 Brillouin Diagram ($\phi_y = 0^\circ$)

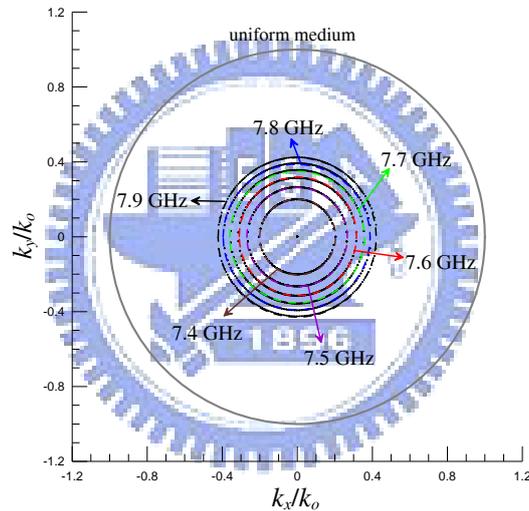


圖 2-14 鋁製的人工介質相位關係圖

特徵模態分析也可以看出此人工材料為一帶隙結構(Band Gaps Structure)，從 3D 相位關係圖頻率與模態的對應關係可以得知。若有頻率對應不到任何一個模態，那麼電磁波無法在此人工材料中激發，此頻率於拒帶(Stop-Band Region)內。由 3D 相位關係 $\phi_y = 0^\circ$ 的截面圖可以讀出數據。如圖 2-15 所示，此圖僅畫出頻率介於 0 到 22 GHz 使用特徵模態得到的數據作圖。當頻率於 10.37GHz 到 13.75GHz 時，無法對應到任何一個模態，此為人工材料的拒帶，此結果與第三章、第四章分析結果吻合。

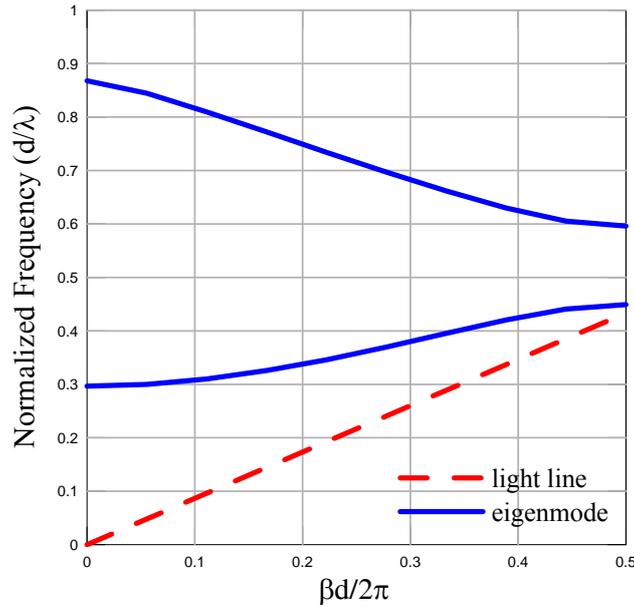


圖 2-15 Brillouin diagram ($\phi_y = 0^\circ$)

這樣的帶隙現象，有兩種解釋的說法。第一種是用散射的觀念來解說，當電磁波在週期結構中傳播時，會經歷多重散射，多重散射後的各電磁波，會與未散射的波在空間中形成建設性或破壞性干涉的區域。當建設性干涉的區域彼此不連通時，能量就無法傳遞，傳播模態不存在。若有一段頻率範圍皆無傳播模態存在，則這一段頻率範圍就是帶隙了。

第二種解釋的方法，則與邊界條件有關。以本論文的結構為例，其由許多週期性排列的金屬柱構成，當電磁波在結構中傳遞時，在這些柱體邊界上的電磁場必須滿足邊界條件。當有 n 個柱體時，就至少有 n 個邊界條件。若在一段頻率範圍內，無任何模態的電磁波可以滿足邊界條件，則此頻率範圍就是帶隙了。

2.1.3 週期性邊界條件與對稱邊界條件的比較

比較週期性邊界條件與對稱邊界條件(Symmetry Boundary)的差異，對稱邊界條件是假設使用理想導體或理想磁導體為依據，判斷截面上為切線方向電場或垂直方向電場，再以 Image Theory 作對稱。雖然本論文中單晶胞的結構是對稱的，但在不同的模態，對稱面可能會是 Perfect E Symmetry Boundary 或是 Perfect H Symmetry Boundary，所以為了避免困擾，就直接使用週期性邊界條件。

第三章 週期結構參數萃取

分析完整的週期結構特性，不論是用電磁軟體或是數值分析，都需要耗費許多時間以及複雜的程式計算。雖然在前一章節中，單晶胞的特徵模態分析方法可以了解人工材料的相位關係，但卻無法得知等效係數變化的規律，在變換人工材料的操作頻段時，就只能不斷得模擬各種不同結構的尺寸，非常沒有效率。所以，如何萃取人工材料的等效係數，完整了解週期結構的特性，是使用此結構事先必須準備的工作。

3.1 利用電磁軟體萃取 S 參數

在這章節中，萃取人工材料等效係數的方法是使用數值分析輔以電磁模擬軟體來完成。先使用電磁軟體模擬出單晶胞的 S 參數，再利用電路分析找出轉換函數(Transfer Function)解兩個二元二次方程式得等效折射係數(Effective Refractive Index) n 和等效波阻抗(Effective Wave Impedance) z 的值，再利用阻抗與折射係數的關係式 $\mu = nz$ 及 $\varepsilon = n/z$ ，來獲得等效介電係數(Effective Permittivity) ε 及等效導磁係數(Effective Permeability) μ [1-4][20-21]。

在做這種萃取分析前，必須先假設此結構為均勻(Homogeneous)的無窮週期人工材料，並以均勻平面波垂直入射。

取出此結構之單晶胞，單晶胞的模擬結構如圖 3-1 所示，柱狀結構的材質為理想導體(Perfect Electric Conductor)，周圍的介質為空氣。上方和下方為理想導體邊界條件，左邊和右邊為理想磁導體(Perfect Magnetic Conductor)邊界條件，而前方與後方則波導埠(Waveguide Port)，並假設在這樣的設定中，只存在一個傳播模態(Propagation Mode)。

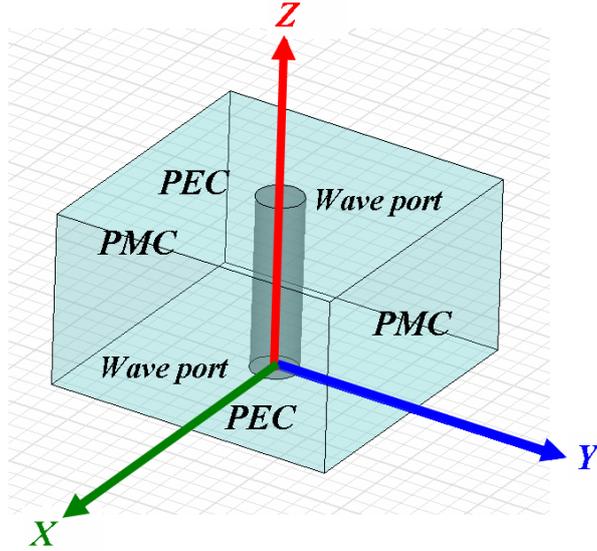


圖 3-1 單晶胞模擬結構圖

3.2 利用 S 數求得等效係數

把上一小節中的模擬結構繪成示意圖，如圖 3-2 所示。假設把此人工材料放入平行板中，單晶胞的厚度為 d ，阻抗為 Z ，空氣中的特性阻抗為 Z_0 。

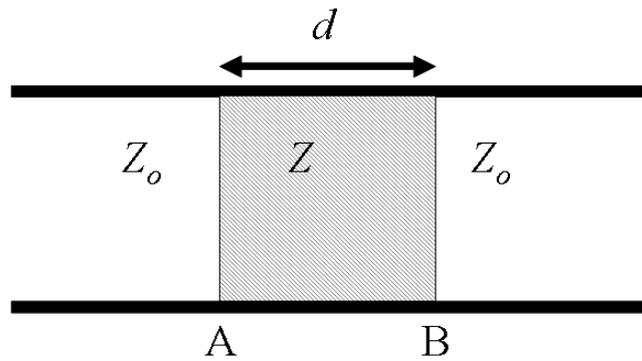


圖 3-2 單晶胞模擬結構示意圖

用 z 表示電磁波在單晶胞內相位改變的關係、 Γ 表示反射係數。

$$z = \exp(-j\omega\sqrt{\mu\epsilon}d) = \exp\left\{-j\left(\frac{\omega}{c}\right)\sqrt{\mu_r\epsilon_r}d\right\} \quad (3.2.1)$$

$$\Gamma = \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0} = \frac{\sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} - 1}{\sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} + 1} \quad (3.2.2)$$

利用以上的變數變換，繪出訊號源及負載間的訊號流向圖(signal flow graph)，如圖 3-3 所示：

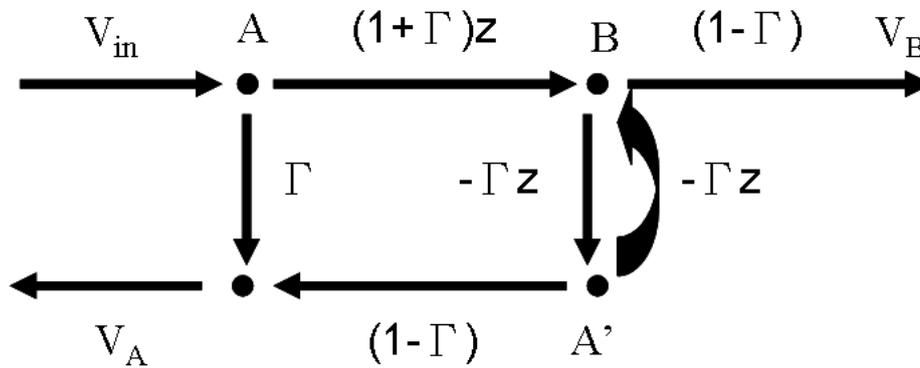


圖 3-3 訊號源及負載間的訊號流向圖

有了訊號流向圖，我們利用梅森法則(Mason's rule)找出電路的轉移函數：

1. S_{11} :

(1) 路徑(path) :

路徑 1(P_1) : Γ (3.2.3)

路徑 2(P_2) : $(1+\Gamma)z \cdot (-\Gamma z) \cdot (1-\Gamma)$ (3.2.4)

(2) 一階環(first order loop) :

所有一階環($\Sigma L(1)$) : $(-\Gamma z)(-\Gamma z)$ (3.2.5)

路徑 1 未經過之一階環($\Sigma L(1)^{(1)}$) : $(-\Gamma z)(-\Gamma z)$ (3.2.6)

路徑 2 未經過之一階環($\Sigma L(1)^{(2)}$) : 無

(3) 二階環(second order loop) : 無

轉換函數由梅森法可寫成

$$T = \frac{P_1(1 - \Sigma L(1)^{(1)} + \Sigma L(2)^{(1)} - \dots) + P_2(1 - \Sigma L(1)^{(2)} + \Sigma L(2)^{(2)} - \dots)}{1 - \Sigma L(1) + \Sigma L(2) - \dots} \quad (3.2.7)$$

推得

$$S_{11} = \frac{\Gamma(1 - (-\Gamma z)(-\Gamma z)) + (1+\Gamma)z \cdot (-\Gamma z) \cdot (1-\Gamma)}{1 - (-\Gamma z)(-\Gamma z)} = \frac{\Gamma(1 - z^2)}{1 - \Gamma^2 z^2} \quad (3.2.8)$$

同理推得

$$S_{21} = \frac{(1+\Gamma)z \cdot (1-\Gamma)}{1 - (-\Gamma z)(-\Gamma z)} = \frac{z(1-\Gamma^2)}{1-\Gamma^2 z^2} \quad (3.2.9)$$

等效折射係數 n 及波阻抗可由 S_{11} 和 S_{21} 的兩等式求得。令

$$X = \frac{(1-S_{11}^2 + S_{21}^2)}{2S_{21}} \quad (3.2.10)$$

作變數變換，得

$$Z = \pm \sqrt{\frac{(1+S_{11})^2 - S_{21}^2}{(1-S_{11})^2 - S_{21}^2}} \quad (3.2.11)$$

$$e^{ink_0 d} = X \pm i\sqrt{1-X^2} \Rightarrow n = \frac{1}{k_0 d} \left\{ \text{Im} \left[\ln(e^{ink_0 d}) \right] + 2m\pi - i \cdot \text{Re} \left[\ln(e^{ink_0 d}) \right] \right\} \quad (3.2.12)$$

m 是關於 branch index 的整數

在數學求解的過程中，開根號運算會產生正負號兩組解，但在現實的情況下，不會有物質同時擁有兩個等效係數，所以在選擇真正的解時，必須要依據物理意義來判斷。在此，我們把人工材料視為被動介質(Passive Medium)，而被動介質必須滿足下列的判斷式：

$$\text{Re}(Z) \geq 0, \text{Im}(n) \geq 0 \quad (3.2.13)$$

除此之外，D. R. Smith 和 P. Markos 等人也對人工材料單晶胞厚度的選擇，作了些許的研究與討論。觀察(3.2.12)式子中的 $\frac{2m\pi}{k_0 d}$ 項，整數 m 的選擇，會影響參數萃取結果是否為一連續函數。當單晶胞的週期距離 d 很大時，整數 m 的改變，不會讓結果產生很大的影響，若是沒有其他判斷的依據，決定 m 的值就非常困難，容易造成判斷錯誤。反之若是當週期距離較小時，整數 m 的變動對結果產生相對大的改變，在作圖或是程式判斷上就相對容易分辨。在此，本論文採用的解決方式是選擇一個厚度範圍，模擬其中多個數值，在這些結果中，選擇讓函數皆為連續的整數 m 作為最後的解，以確保其正確性。

3.3 運用折射係數與阻抗的關係增加萃取的精準度

S 參數的數據通常是由模擬或是實驗獲得，但在取得的過程中，只要有些微的誤差發生，很可能會造成程式在判斷正負上的錯誤。在此，我們把 S 參數的式子(3.2.8)與(3.2.9)相除做運算，獲得折射係數與阻抗的關係式(3.3.1)：

$$e^{ink_0d} = z = \frac{S_{21}}{1 - S_{11}\Gamma} \quad (3.3.1)$$

設定一個微小的正實數 δ ，當阻抗實部的絕對值大於 δ 時，用(3.2.13)式 $\text{Re}(Z) \geq 0$ 作判斷；但是當阻抗實部的絕對值小於 δ 時，因為人工材料為被動介質，衰減常數 α 不為負，所以阻抗代入(3.3.1)的絕對值、 $|e^{ink_0d}|$ 不可以小於 1。最後把經過這個程序的阻抗值結果代回式子(3.3.1)，求的等效折射係數。

運用這個方法可以避免在前一小節中 3.2.12 式子正負號選擇的困擾，但反射係數的結果卻是依據波阻抗運算而來，所以在判斷阻抗值時必須更加小心，否則將會導致後段處理上的一連串錯誤。在此除了依據已介紹的判斷條件外，仍需做一些程式上的處理，讓阻抗值為一連續函數。

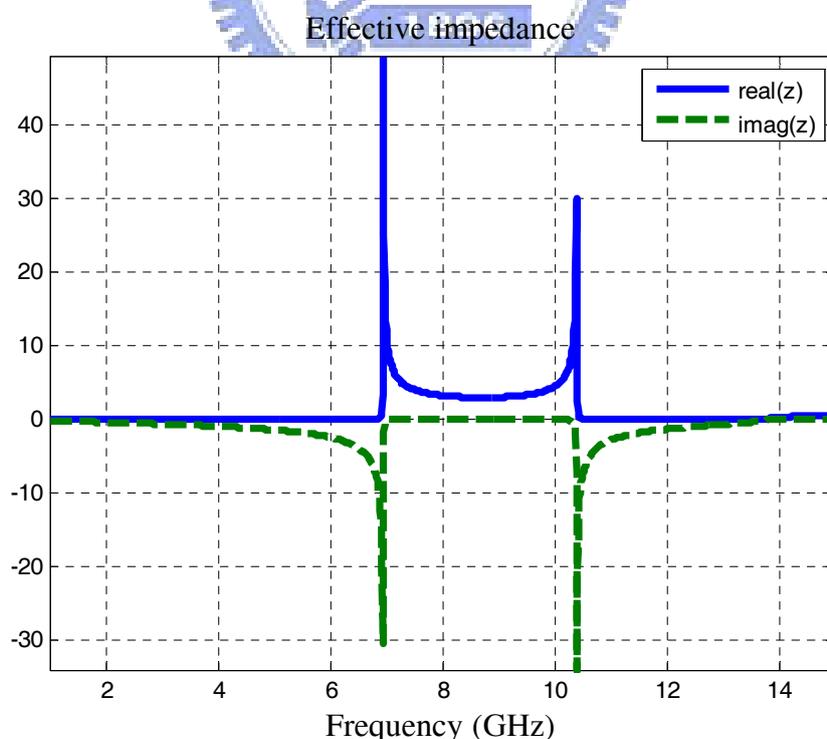


圖 3-4 等效波阻抗圖

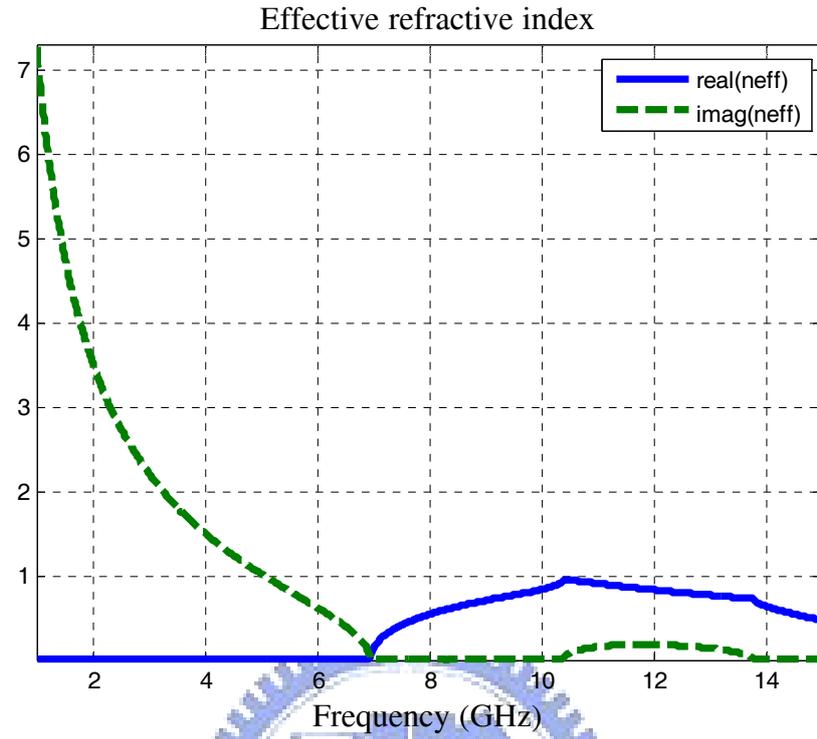


圖 3-5 等效折射係數圖

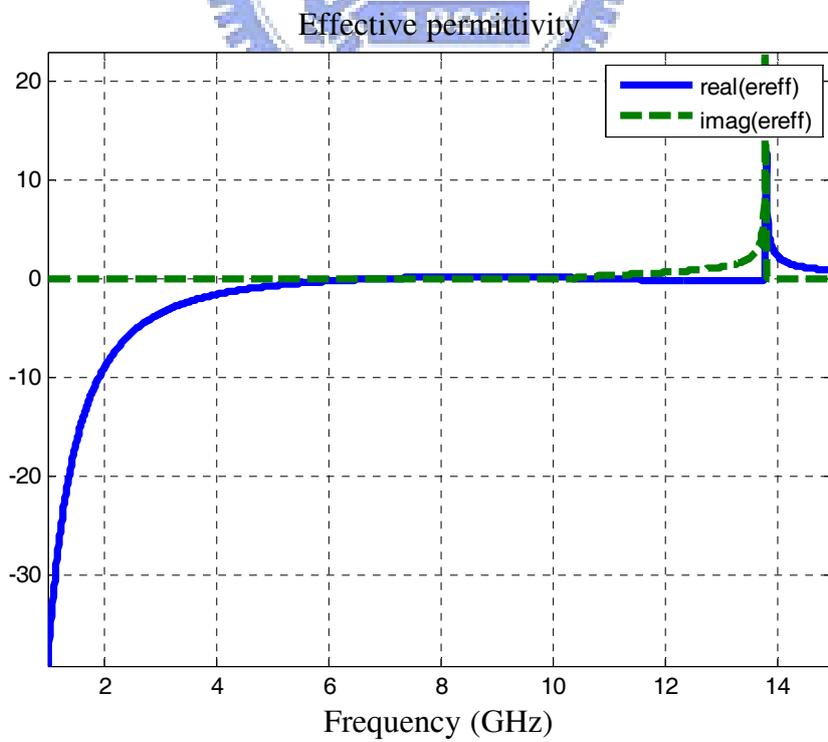


圖 3-6 等效介電係數圖

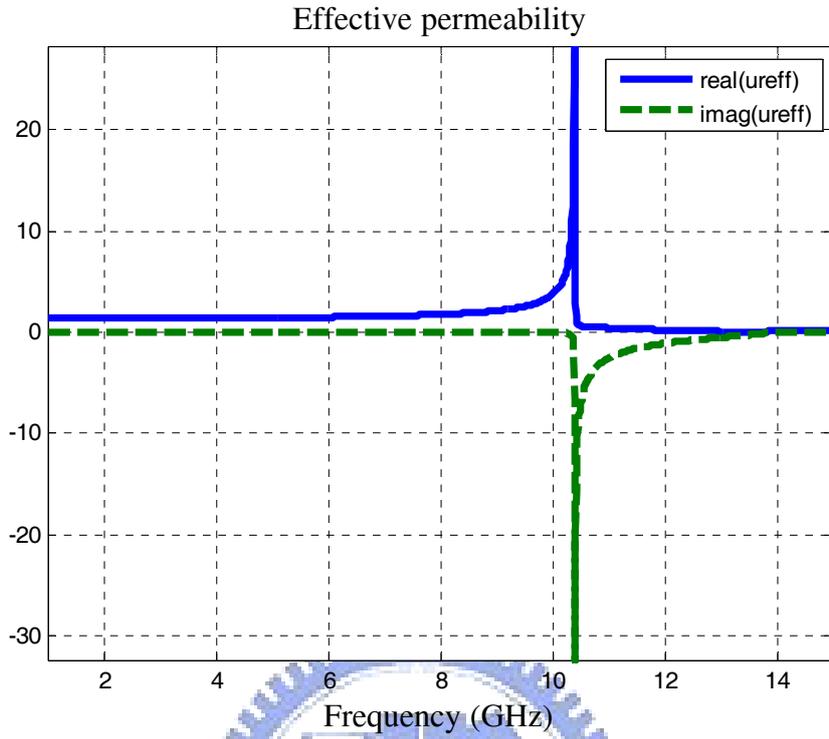


圖 3-7 等效導磁係數圖

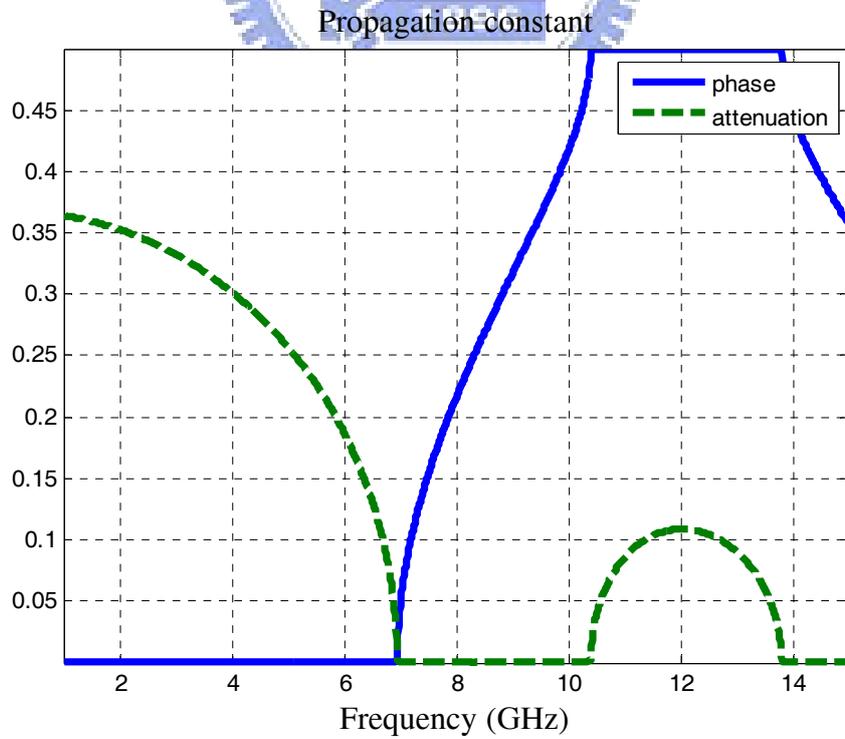


圖 3-8 等效傳播常數(Propagation Constant)圖

第四章 Marcuvitz 結構參數分析與萃取

在前面的章節中，都需要使用電磁軟體來完成結構的分析，但在經過多次的模擬及實驗中發現，S 參數的結果有時不太可靠，因為若是在人工材料等效係數趨近於 0 的頻率，只要模擬結果擁有些微的誤差，即有可能讓波阻抗 z 及折射係數 n 的在還原值上產生劇烈得變化，造成截止頻率的誤判。不僅如此，在特徵模式的模擬中，我們發現電磁軟體會依據不同收斂值，在計算共振頻率的結果中產生幾 MHz 的到幾十 MHz 變化，雖然這樣的誤差，不致於影響色散關係圖的趨勢，但是這樣的結果，仍然無法令我們滿足。因此，尋找一種純粹以數值分析的方法，讓參數萃取數據更加精準，就是本章節努力的目標。

4.1 Marcuvitz 等效電路與公式

雖然現在電磁軟體的運算越來越迅速，配合模擬結果的數值分析也比較直覺，但是受限於初始假設，無法有效得應用於所有情況。除了在第三章中提到一些數值分析上的問題外，其中最大的缺點，莫過於假設電磁波為垂直入射。在本論文中，天線是由同軸線饋入激發源(Coaxial Fed)激發，當電磁波在人工材料中傳遞時，斜向入射到單晶胞產生的效果就無法得知。在這章節中，利用 Marcuvitz 推導出來的等效電路，再輔以傳輸線的觀念，可有效得了解人工材料的特性。

4.1.1 Marcuvitz 等效電路結構

Marcuvitz 推導的結構為一維週期的無窮長金屬柱，每一金屬柱的截面可為圓形、橢圓形、正方形或長方形。激發的電磁波其電場方向與金屬柱平行，如圖 4-1 所示，入射角可任意改變，入射的方式及結構係數如圖 4-2 所示[22]。

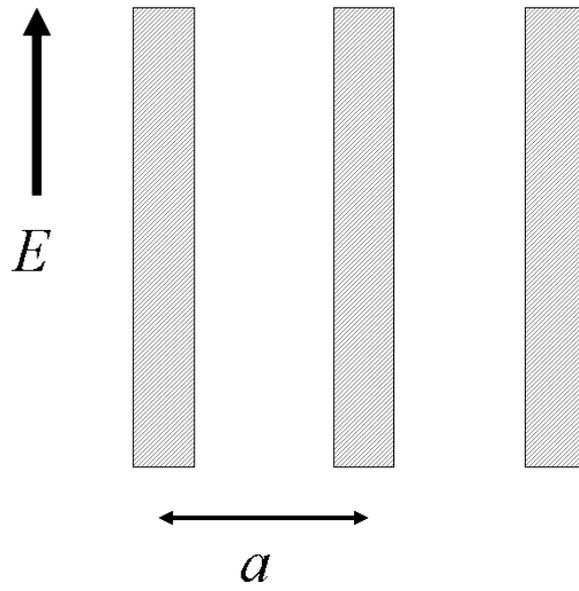


圖 4-1 金屬柱側視圖

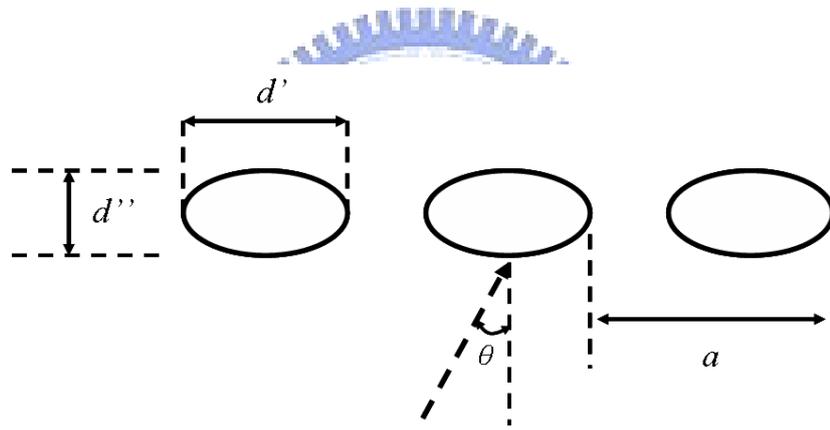


圖 4-2(a) 橢圓形截面俯視圖

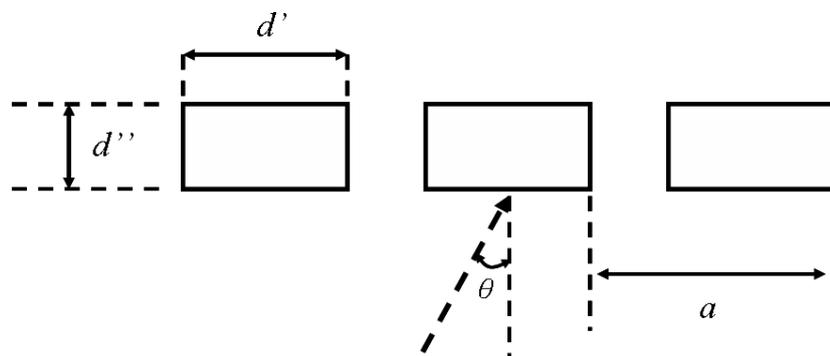


圖 4-2(b) 長方形截面俯視圖

4.1.2 Marcuvitz 等效電路改良

Marcuvitz 推導出來的等效電路為一維週期結構，但本論文的人工材料卻是由圓形金屬柱組合而成的二維晶格，在此我們把 Marcuvitz 推導出來的等效電路，如圖 4-3 所示，在週期與週期間用傳輸線連接，如圖 4-4 所示。解釋這樣的作法，我們把 2D 的週期結構看成由 1D 的週期結構堆疊而成。根據微波工程砌塊理論(Building Block Approach)的方法，一旦把 1D 週期結構看成基礎砌塊 (Building Block)，那麼 2D 週期結構的傳輸特性就由 1D 週期結構經由傳輸線串接(Cascade)而成[23]。

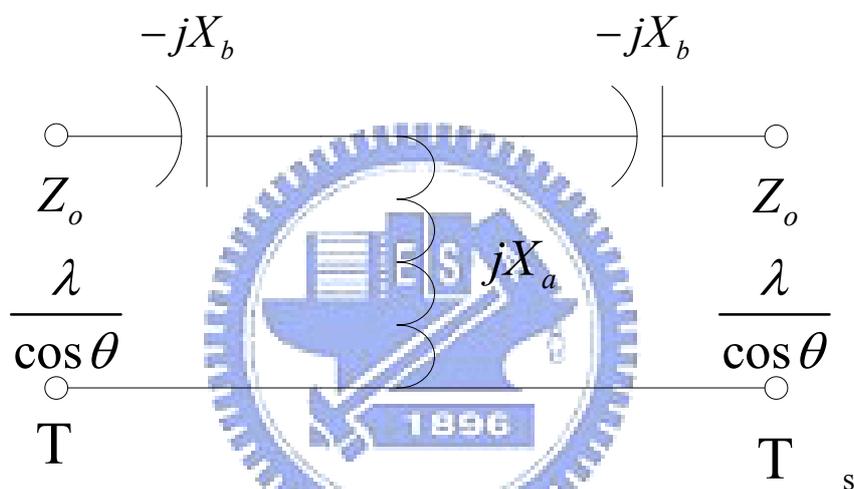


圖 4-3 Marcuvitz 一維週期等效電路圖

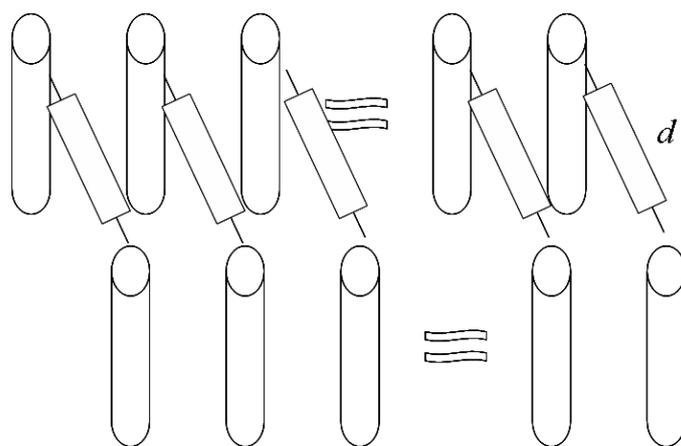


圖 4-4 二維人工材料之等效電路圖

$$\frac{X_a}{Z_o} = \frac{a \cos \theta}{\lambda} \left\{ \ln \frac{a}{2\pi r_o} + \frac{1}{2} \sum_{\substack{m=-\infty \\ m \neq 0}}^{\infty} \left[\frac{1}{\sqrt{m^2 + \frac{2ma}{\lambda} \sin \theta - \left(\frac{a \cos \theta}{\lambda}\right)^2}} - \frac{1}{|m|} \right] \right\} \quad (4.1.1)$$

$$\frac{X_a}{Z_o} \approx \frac{a \cos \theta}{\lambda} \left[\ln \frac{a}{2\pi r_o} + 0.601(3 - 2 \cos^2 \theta) \left(\frac{a}{\lambda}\right)^2 \right], \quad \frac{a}{\lambda} \ll 1 \quad (4.1.2)$$

$$\frac{X_b}{Z_o} = \frac{a \cos \theta}{\lambda} \left(\frac{2\pi r_1}{a}\right)^2 \quad (4.1.3)$$

$$d = \frac{(d' + d'')}{2} \quad (4.1.4)$$

橢圓截面條件：

$$2r_o = d \quad (4.1.5)$$

$$2r_1 = \sqrt{d'd''} \quad (4.1.6)$$

圓形截面條件：

$$2r_o = d \quad (4.1.7)$$

$$2r_1 = d \quad (4.1.8)$$



長方形截面條件：

$$2r_o = \frac{d'}{2} f_o\left(\frac{d''}{d'}\right) \quad (4.1.9)$$

$$2r_1 = \frac{d''}{\sqrt{2}} f_1\left(\frac{d''}{d'}\right) \quad (4.1.10)$$

其中方程式 f_o 及 f_1 為橢圓方程式：

$$f_o\left(\frac{d''}{d'}\right) = \frac{d'}{2} \frac{1}{E(\alpha) - \alpha'^2 F(\alpha)} = \frac{d''}{2} \frac{1}{E(\alpha') - \alpha'^2 F(\alpha')} \quad (4.1.11)$$

$$f_o\left(\frac{d''}{d'}\right) \approx \frac{d'}{2} \left[1 + \frac{d''}{\pi d'} \ln\left(4\pi e \frac{d'}{d''}\right) \right], \quad \frac{d''}{d'} \ll 1 \quad (4.1.12)$$

$$f_1\left(\frac{d''}{d'}\right) = \frac{d''}{\sqrt{2}} \frac{1}{E(\alpha') - \alpha'^2 F(\alpha')} \quad (4.1.13)$$

$$f_1\left(\frac{d''}{d'}\right) \approx \frac{d''}{\sqrt{2}} \left[1 + \frac{d'}{\pi d''} \ln\left(\frac{4\pi d''}{e d'}\right) \right], \quad \frac{d'}{d''} \ll 1 \quad (4.1.14)$$

$$\frac{d''}{d'} = \frac{E(\alpha') - \alpha'^2 F(\alpha')}{E(\alpha) - \alpha'^2 F(\alpha)}, \quad (4.1.15)$$

$$\alpha' = \sqrt{1 - \alpha^2}, \quad e = 2.718$$

E_o 及 F_I 為第一類橢圓積分(First kind of elliptic integral)與第二類橢圓積分(Second kind of elliptic integral)：

$$F(m) = \int_0^1 \left[(1-t^2)(1-mt^2) \right]^{-\frac{1}{2}} dt = \int_0^{\frac{\pi}{2}} (1-m \sin^2 \theta)^{-\frac{1}{2}} d\theta \quad (4.1.16)$$

$$E(m) = \int_0^1 (1-t^2)^{-\frac{1}{2}} (1-mt^2)^{\frac{1}{2}} dt = \int_0^{\frac{\pi}{2}} (1-m \sin^2 \theta)^{\frac{1}{2}} d\theta \quad (4.1.17)$$

4.2 Marcuvitz 等效電路結果與數據

把本論的結構尺寸代入上一小節的公式中，用 MATLAB 做計算，可得人工材料的等效係數。結果如圖 4-5 至 4-9。

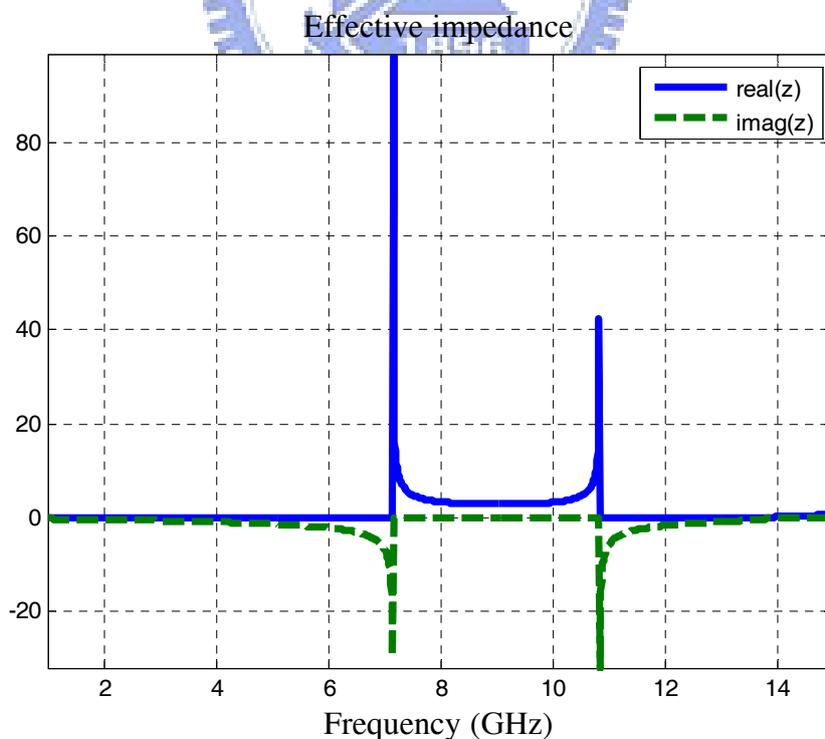


圖 4-5 等效波阻抗圖

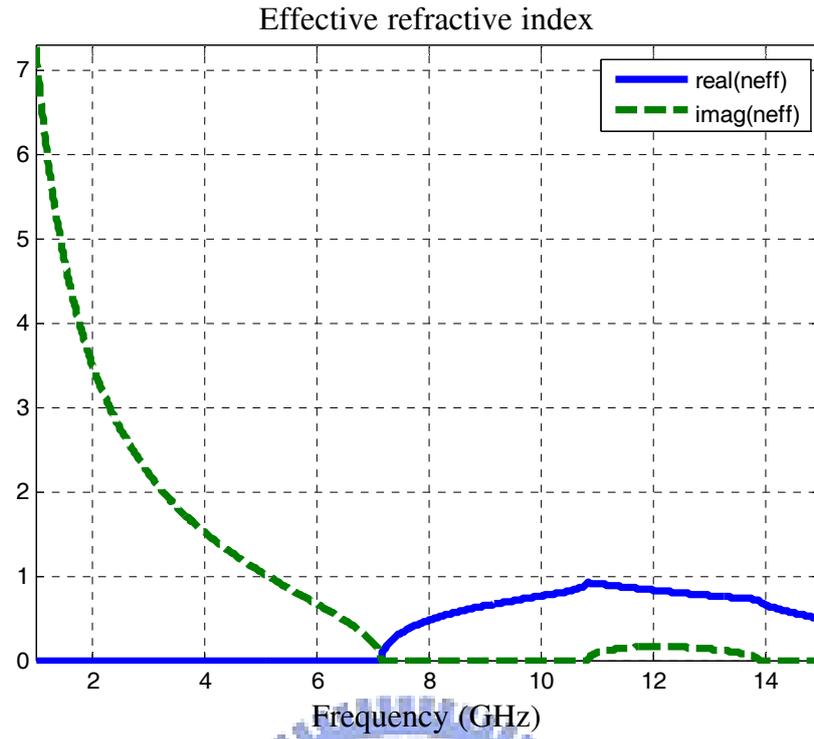


圖 4-6 等效折射係數圖

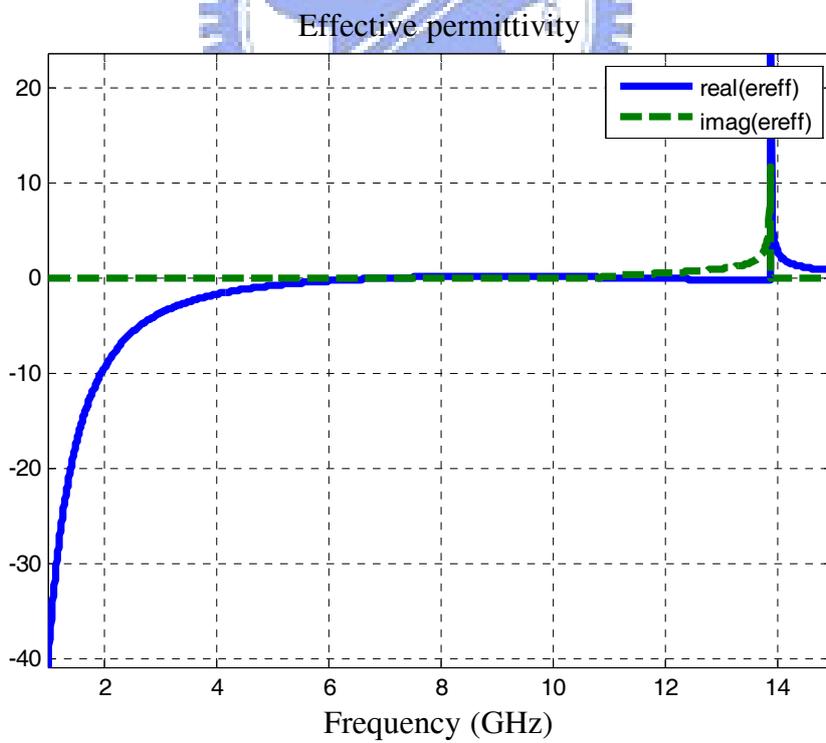


圖 4-7 等效介電係數圖

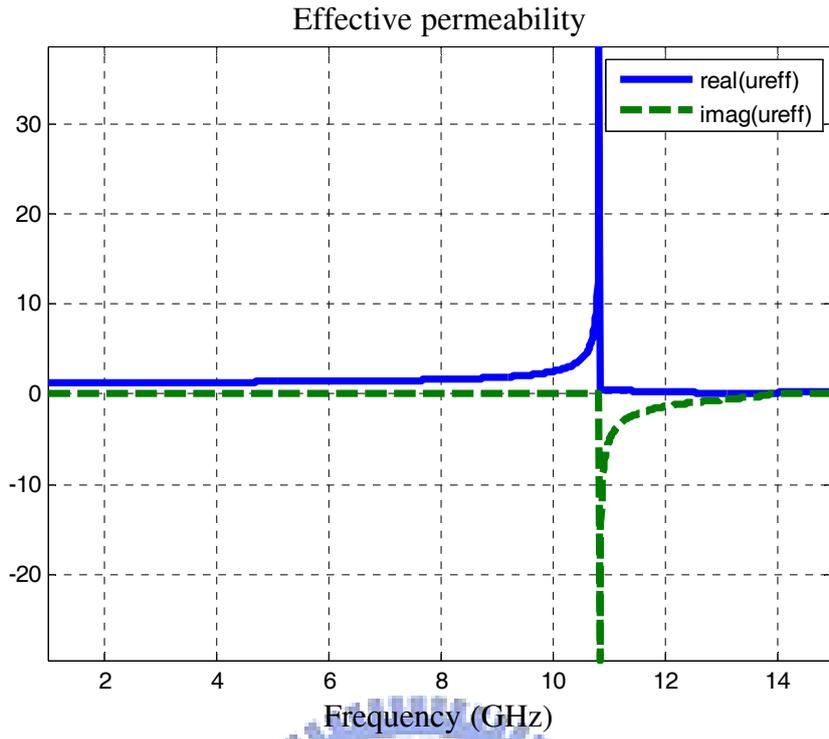


圖 4-8 等效導磁係數圖

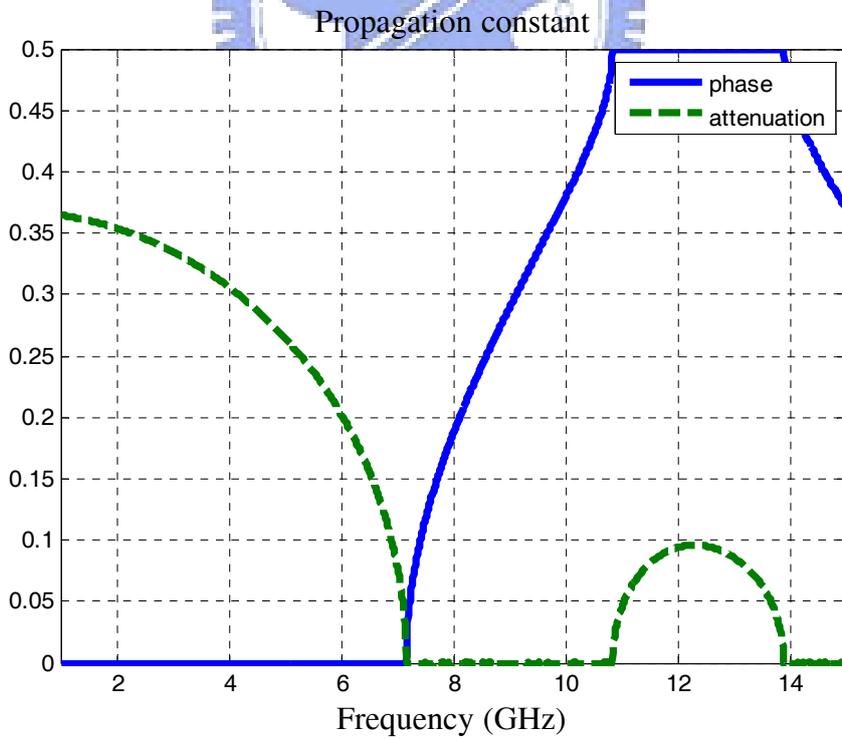


圖 4-9 等效傳播常數圖

在此，我們以人工材料的截止頻率來比較這三章萃取參數方法的差異，數據見表 4-1。

表 4-1

不同萃取方法之截止頻率比較表

	<i>Eigenmode Analysis</i>	<i>Effective constitutive retrieving method</i>	<i>Marcuvitz Equivalent Circuit</i>
<i>Cutoff Frequency</i>	6.90GHz	6.95GHz	7.16GHz

本論文的電路設計綜合這三章的分析結果，並依據人工材料衰減常數 (attenuation constant) 及折射係數的大小，來判斷天線的操作頻率。見圖 4-9，7.16 GHz 為此人工材料的截止頻率，當頻率低於 7.16 GHz 時，電磁波無法在此人工材料中傳遞；7.16 GHz 到 10.8 GHz 為通帶(Pass-Band Region)，10.8 GHz 到 13.9 GHz 為拒帶(Stop-Band Region)。又在通帶的頻率中，依據圖 4-6 的結果，選擇折射係數趨近於 0 的頻率，以產生波束聚集的效果。最後，比較使用 Marcuvitz 等效電路分析與特徵模態運算的結果，繪出傳播常數比較圖，如圖 4-10，其趨勢相當吻合。

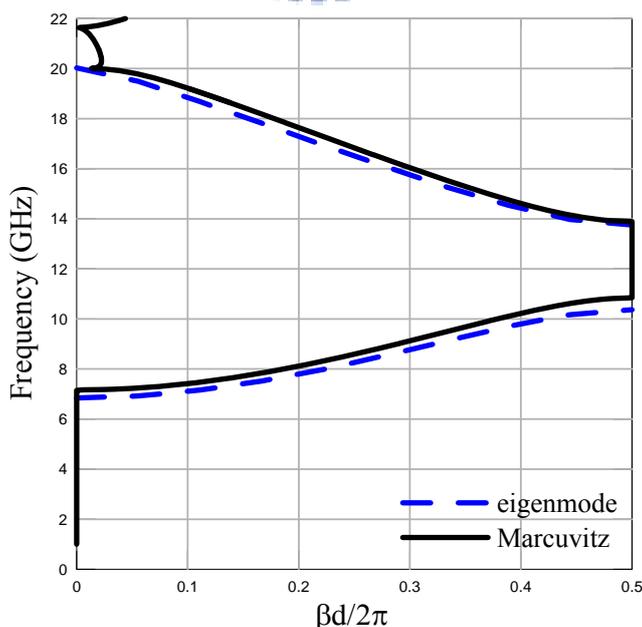


圖 4-10 傳播常數比較圖

第五章 含人工材料之四波束號角天線的設計

在本章節中，使用第二章、第三章及第四章中分析人工材料的方法，設計週期結構的尺寸，再利用電磁軟體分析天線電場強度與 Poynting vector，了解電磁波在人工材料中能量傳遞的方向。選定合適的尺寸後，模擬出天線遠場的輻射特性，比對是否符合先前的理論，最後附上模擬與量測的結果。

5.1 天線結構尺寸與照片

在本論文中，我們設計了一個含人工材料之四波束號角天線設計。人工材料放置於天線的平行板金屬中，其由週期性的圓形金屬柱結合而成的二維晶格。天線擁有四個輻射方向，分別為 $\pm x$ 軸及 $\pm y$ 軸，四個方向的輻射強度相等、輻射場型(Radiation Pattern)相同，我們分別把每一個方向的能量，導入類似傳統的 E-plane 號角天線，來增強天線的指向性(Directivity)[24-27]。

整體天線的結構設計由圖 5-1 所示，其包含了一個平行板金屬，平行板的末端延伸出邊長 l 的金屬板，並向上下偏折，形成號角天線。平行板金屬是用厚度 1.6 mm 的鋁板製成，兩平行板金屬的距離等同於人工材料中圓形金屬柱的高度皆為 9 mm，圖 5-1 用符號 h 表示。人工材料中， x 方向及 y 方向的金屬柱個數分別為 N_x 及 N_y ，數量皆為 6，而 x 方向與 y 方向的週期距離則分別為 a 與 b ，長度皆為 15 mm。圓柱的半徑是 1.18 mm，圖 5-1 用符號 r 表示。人工材料距離平行板金屬外緣的長度為 30 mm，用符號 e 表示，平行板金屬展開的長度 l 和高度 t 分別為 50 mm 及 20 mm。此天線是使用同軸線饋入激發源作激發，同軸電纜進入人工材料中的高度為 8 mm，長度用 i 表示。

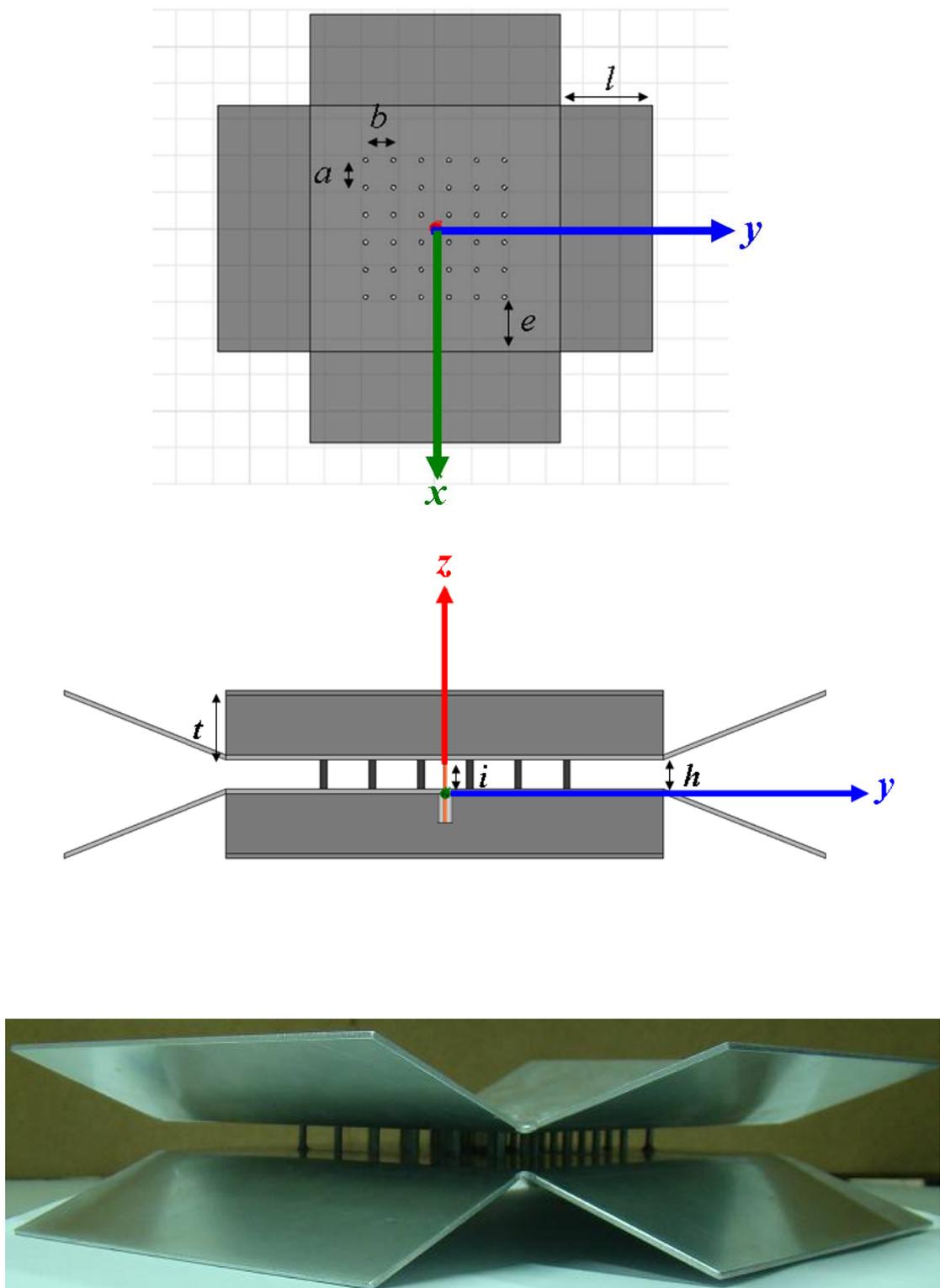


圖 5-1 天線結構圖 (a)上方俯視圖、(b)結構側面圖及(c)天線實體照片

表 5-1

天線結構係數

Parameter	e	l	t	i	r	a	b	h
Value (mm)	30	50	20	8	1.18	15	15	9

5.2 天線 S 參數模擬與量測結果

圖 5-2 為本論文天線 S 參數模擬與量測結果，模擬與量測的頻段皆為 7 GHz 到 8 GHz，其結果相當吻合。在頻率 7.46 GHz 時，實際電路量測到的 Return Loss 為 -24 dB，為此天線的中心頻率。圖 5-2 中加上符號的曲線是電磁軟體模擬的數據，平滑的曲線則是實際量測的結果。從這張圖得知，在頻段 7.35 GHz 到 7.55 GHz 之間，天線的反射係數皆低於 -10 dB，為此天線的輻射頻段(Radiation bandwidth)。

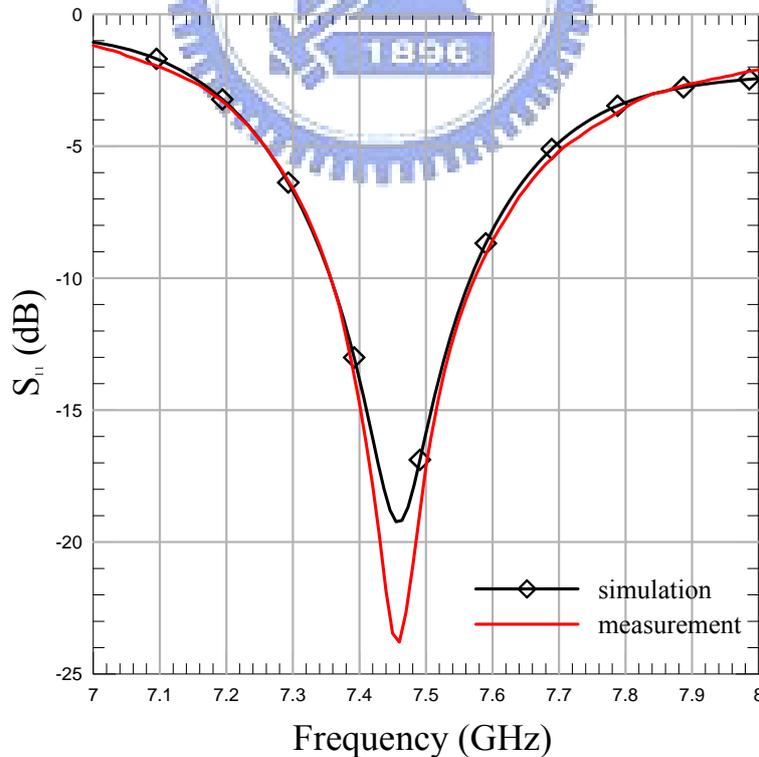


圖 5-2 天線 S 參數模擬與量測結果

5.3 天線場型模擬與量測結果

要了解天線的輻射特性，通常都是從天線結構中的電流分佈作起。由電流分佈求出推遲向量位(Phasor Retarded Potential)，再由推遲向量位求出電場及磁場。但有時我們卻不知道電流的分佈，亦無法做出大略的估計，在此使用號角天線(Horn Antenna)的計算方式，來近似分析本論文天線的輻射場型。

假設電磁波在出人工材料後，於平行板金屬末端開口產生均勻的電場， $E = E_0 \hat{y}$ ，電場方向如圖 5-5 所示，套用電場公式(5.1)、(5.2)，畫出 E-plane 和 H-plane 的輻射場型圖，如圖 5-3、5-4 所示[28]。

$$F_H(\theta) = \cos \theta \frac{\sin\left[\frac{(\beta L_x / 2) \sin \theta}{(\beta L_x / 2) \sin \theta}\right]}{(\beta L_x / 2) \sin \theta} \quad (5.1)$$

$$F_E(\theta) = \frac{\sin\left[\frac{(\beta L_y / 2) \sin \theta}{(\beta L_y / 2) \sin \theta}\right]}{(\beta L_y / 2) \sin \theta} \quad (5.2)$$

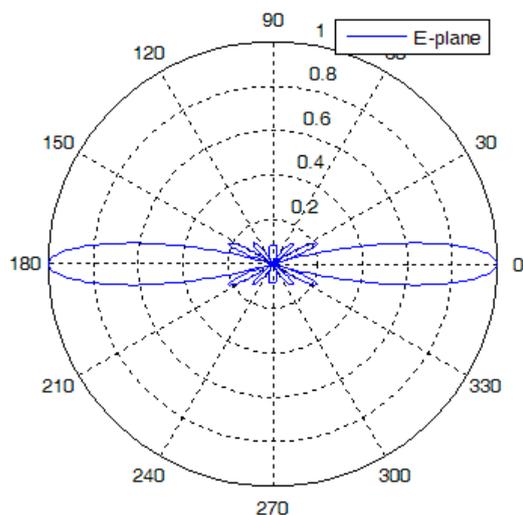


圖 5-3 E-plane 場型圖

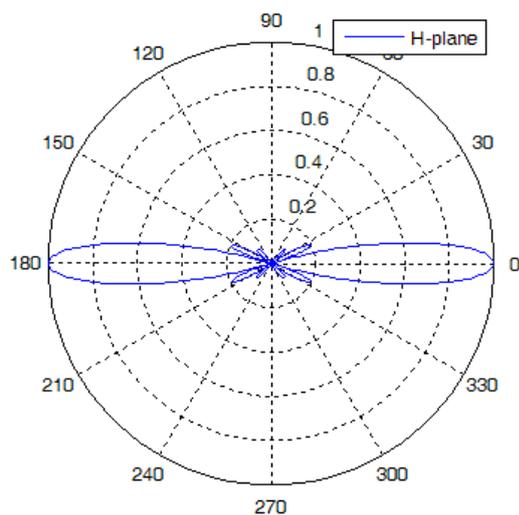


圖 5-4 H-plane 場型圖

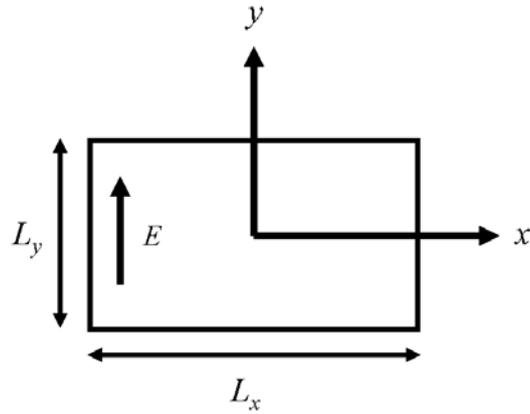


圖 5-5 長方形槽孔示意

但事實上於平行板金屬末端開口產生的電場並非均勻，在此假設非均勻場強如 TE_{10} 模態分佈，電場在 H-plane 非均勻，套用公式(5.3)[21]，並畫出其輻射場型。比較圖 5-4 與圖 5-6，即可得知擁有均勻振幅與較小相位差的近場場型，在遠場可產生較聚集的波束。

$$F_H(\theta) = \cos\theta \frac{\cos\left[\left(\beta L_x/2\right)\sin\theta\right]}{1 - \left[\frac{2}{\pi}\left(\beta L_x/2\right)\sin\theta\right]^2} \quad (5.3)$$

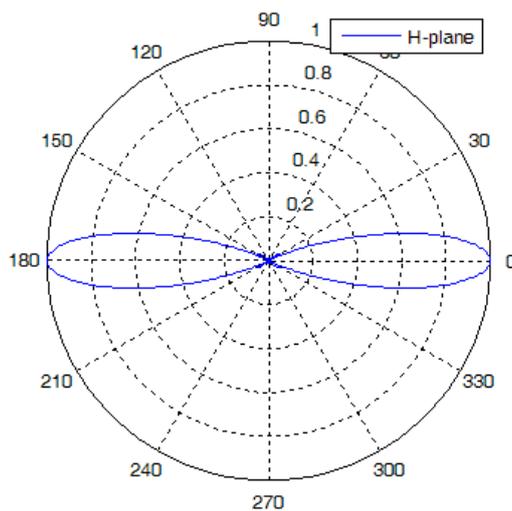


圖 5-6 TE_{10} 模態 H-plane 場型圖

數值分析出來的輻射場型，僅討論一個平面上的槽孔，前後沒有其他的邊界條件，所以產生兩個方向性的輻射，而在一般的號角天線中，因為後方連接波導埠，所以僅有當一方向性。

在本論文中，激發源擺設的位置於人工材料的正中央，所以在四個方向會有相同的輻射場型，再依據以上的分析，對本天線的輻射場型就有一定的了解。

圖 5-8 及圖 5-9 為天線的輻射場型，分別為天線的 X-Y 平面及 X-Z 平面，各圖的頻率範圍皆是 7.4 GHz 到 7.7 GHz，角度的解析度為 $2\pi/1400$ 徑度。從這些圖可以看出，不論是在 X-Y 平面或是 X-Z 平面的 cross-polarization 皆遠小於 co-polarization，所以在共同繪出 co-polarization 及 cross-polarization 圖時，就只能顯示出 co-polarization 的大小。接收到 cross-polarization 皆遠小於 co-polarization 的現象，可以藉由觀察天線槽孔平面的電場向量圖來解釋，如圖 5-7 所示。中央的長方形區域，其電場皆平行於金屬柱，為同一方向，因此產生單一極化方向的電磁波，其方向如圖箭頭方向所示，所以在接收端只有相同極化的天線，才得以接收到能量，因此產生 co-polarization 大小遠大於 cross-polarization 輻射量的場型。

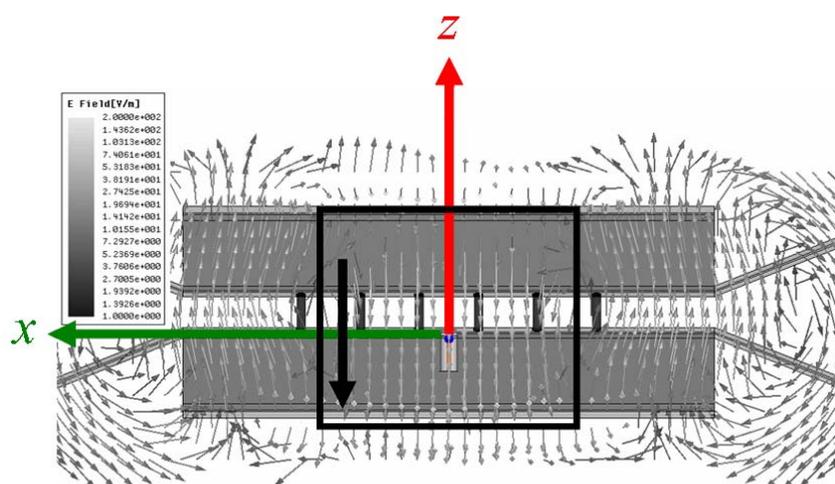


圖 5-7 天線槽孔平面的電場向量圖

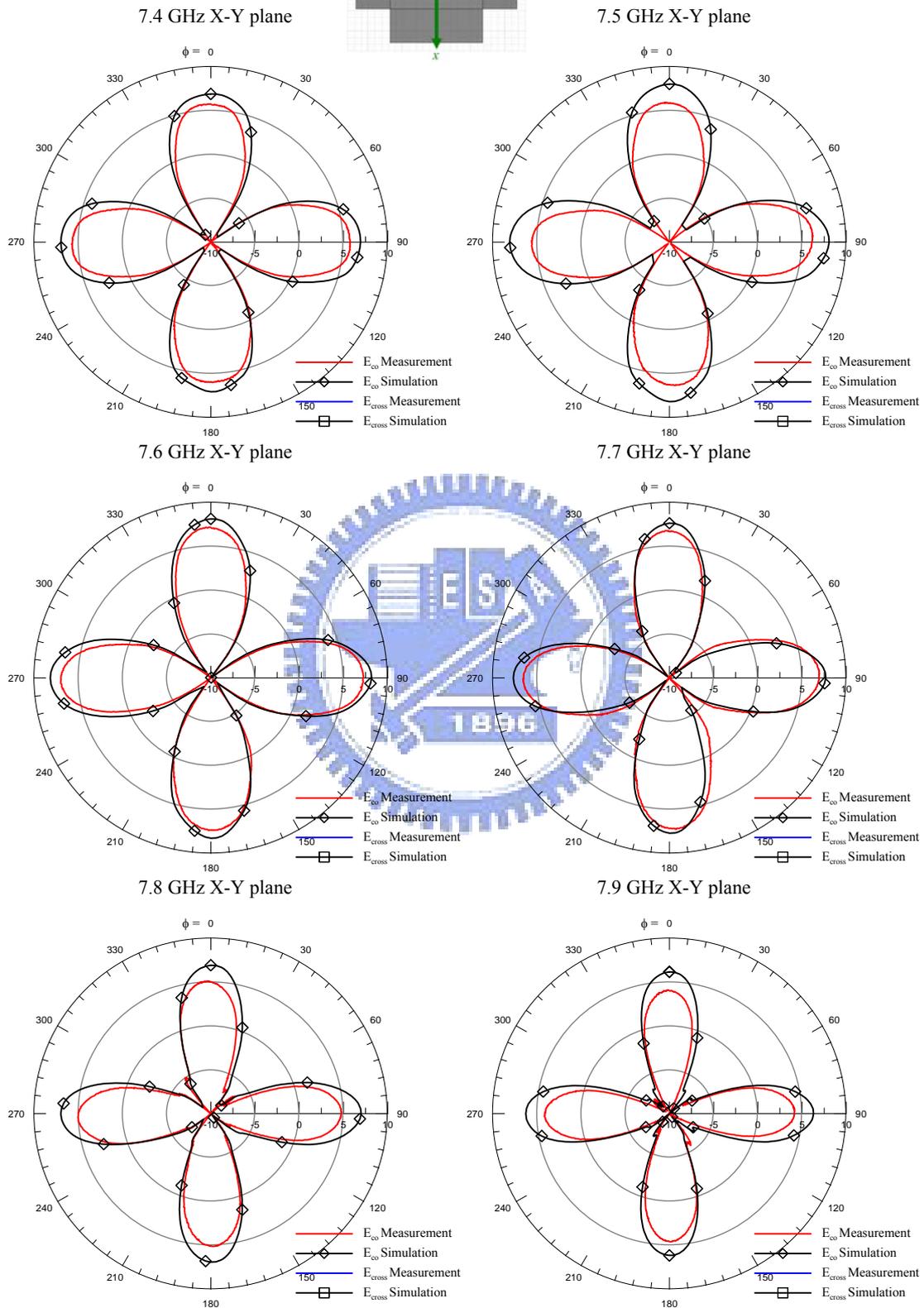
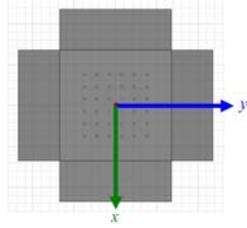
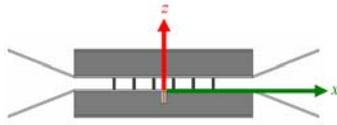
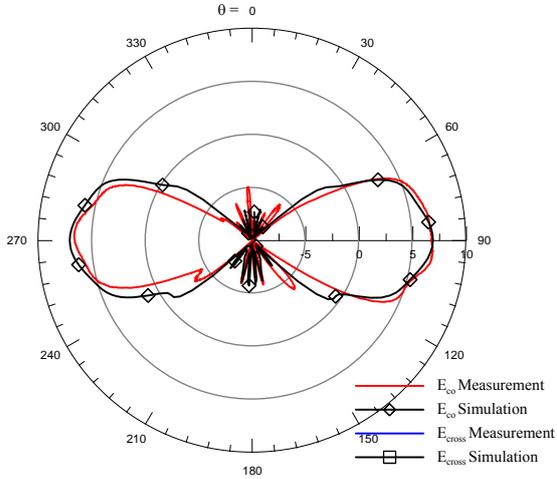


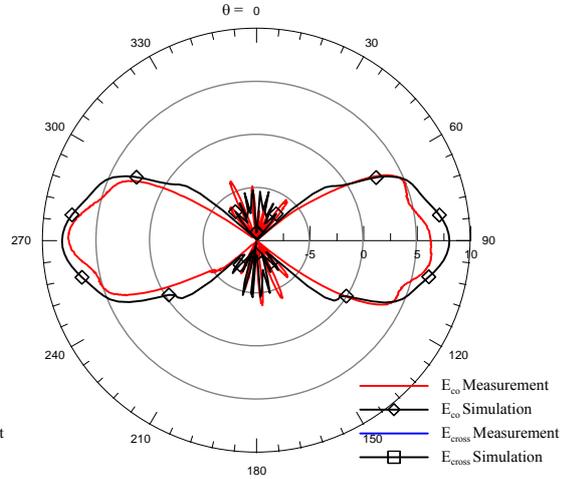
圖 5-8 7.4 GHz 到 7.7 GHz X-Y 平面的天線輻射場型



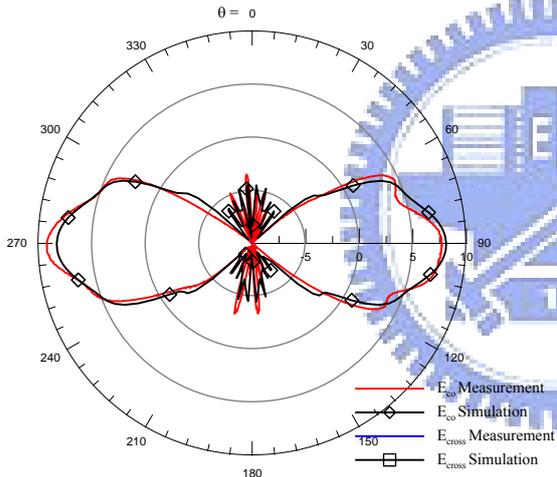
7.4 GHz X-Z plane



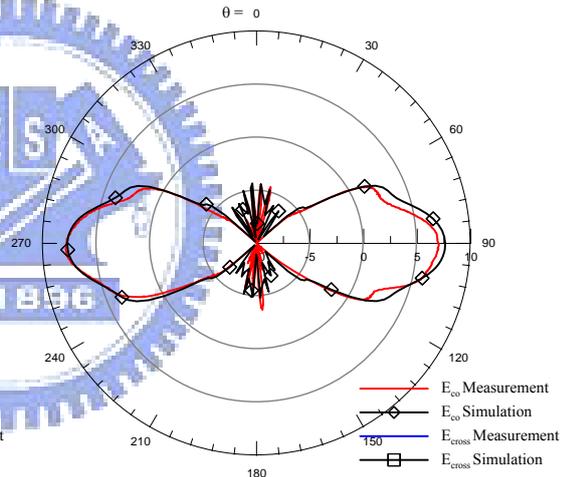
7.5 GHz X-Z plane



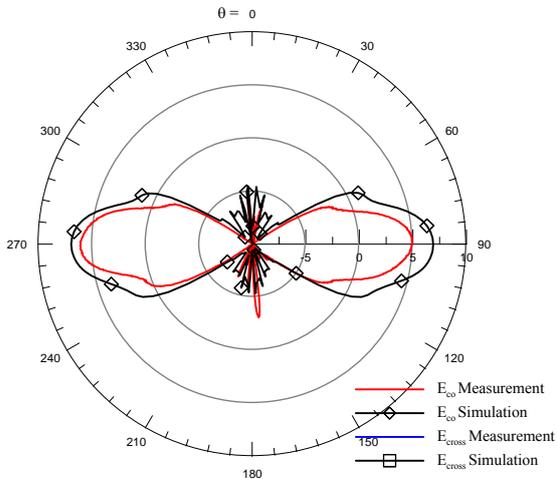
7.6 GHz X-Z plane



7.7 GHz X-Z plane



7.8 GHz X-Z plane



7.9 GHz X-Z plane

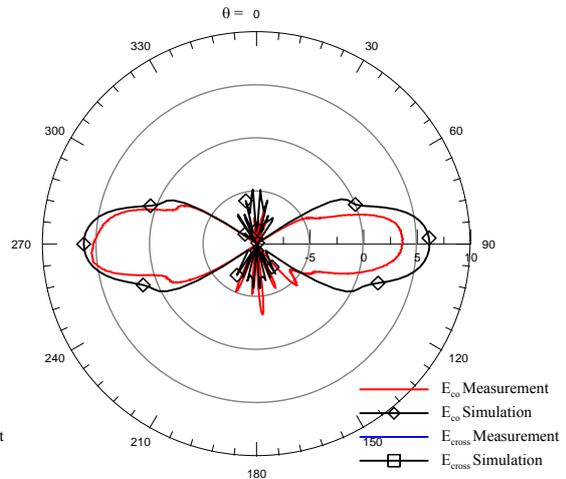


圖 5-9 7.4 GHz 到 7.7 GHz X-Z 平面的天線輻射場型

圖 5-10 是量測到的最大輻射增益($Gain_{max}$)與頻率作圖，在 7.6 GHz 時，此天線擁有最大的輻射增益。如圖 5-10 所示，加上正方形符號的曲線為量測結果，加上菱形符號的曲線則為模擬數據。

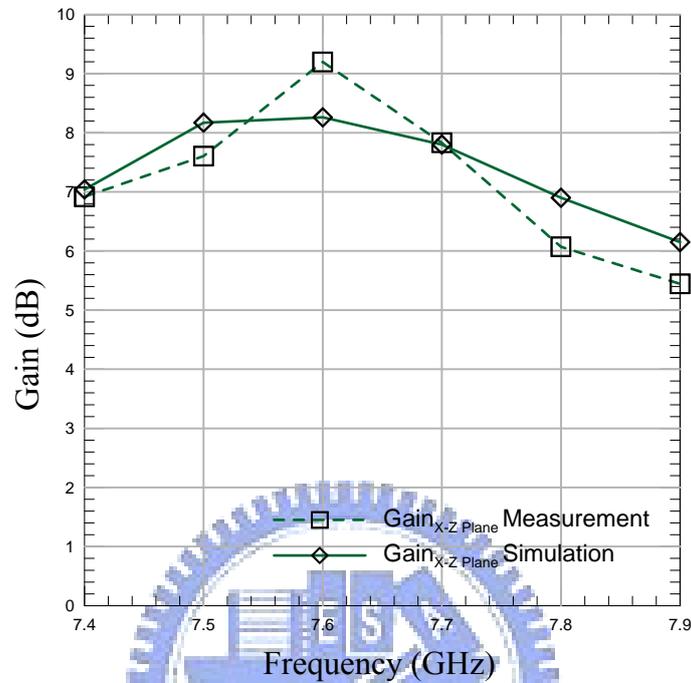


圖 5-10 天線的最大增益與頻率作圖

把此圖與反射係數圖作比較，發現反射係數的最低點正巧與增益的最大值頻率相當接近，所以當天線輻射最多能量時，剛好也擁有最好的輻射效果。

表 5-2

天線各頻率的最高增益

Frequency (GHz)	7.4	7.5	7.6	7.7	7.8	7.9
Gain (dB)	6.92	7.61	9.20	7.83	6.07	5.44

表 5-3

3dB Beamwidth X-Y plane

Frequency (GHz)	7.4	7.5	7.6	7.7	7.8	7.9
Simulation (degree)	37.36	33.76	30.02	26.91	25.60	25.31
Measurement (degree)	31.88	28.80	27.78	26.22	25.20	23.66

表 5-4

3dB Beamwidth X-Z plane

Frequency (GHz)	7.4	7.5	7.6	7.7	7.8	7.9
Simulation (degree)	45.11	42.28	35.61	31.24	29.68	29.74
Measurement (degree)	48.34	31.38	27.78	30.34	22.12	16.98

表 5-5

Sidelobe Level X-Y plane

Frequency (GHz)	7.4	7.5	7.6	7.7	7.8	7.9
Simulation (dB)	-17.06	-21.52	-25.05	-21.84	-17.79	-14.57
Measurement (dB)	-15.14	-17.39	-21.60	-21.12	-16.11	-12.23

表 5-6

Sidelobe Level X-Z plane

Frequency (GHz)	7.4	7.5	7.6	7.7	7.8	7.9
Simulation (dB)	-12.79	-12.81	-12.76	-12.14	-11.45	-11.01
Measurement (dB)	-11.86	-11.48	-12.37	-11.55	-9.16	-8.82

5.4 比較天線是否使用人工材料的差別

為了比較天線是否使用人工材料的差異，在圖 5-11 我們繪出不使用人工材料天線的輻射場型，頻率範圍從 7.4 GHz 到 7.9 GHz。從此圖可以得知，未使用人工材料的天線，其各方向的輻射強度沒有太大的差異，大致可以看作是一個全向性輻射的天線(Omnidirectional antenna)。把未使用人工材料的天線輻射場型與本論文相比，就可以明顯發現使用人工材料天線的優勢。

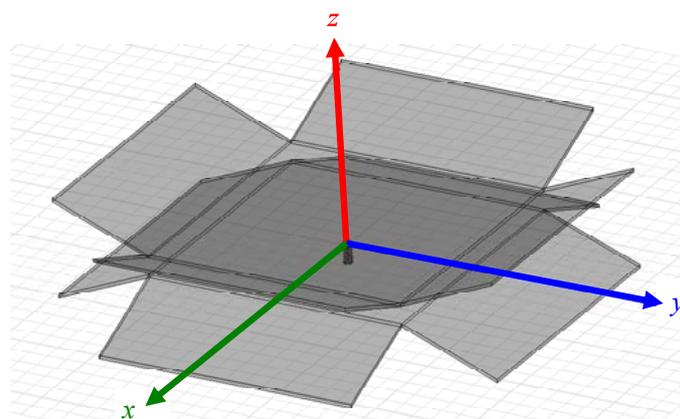


圖 5-11 未使用人工材料的天線結構圖

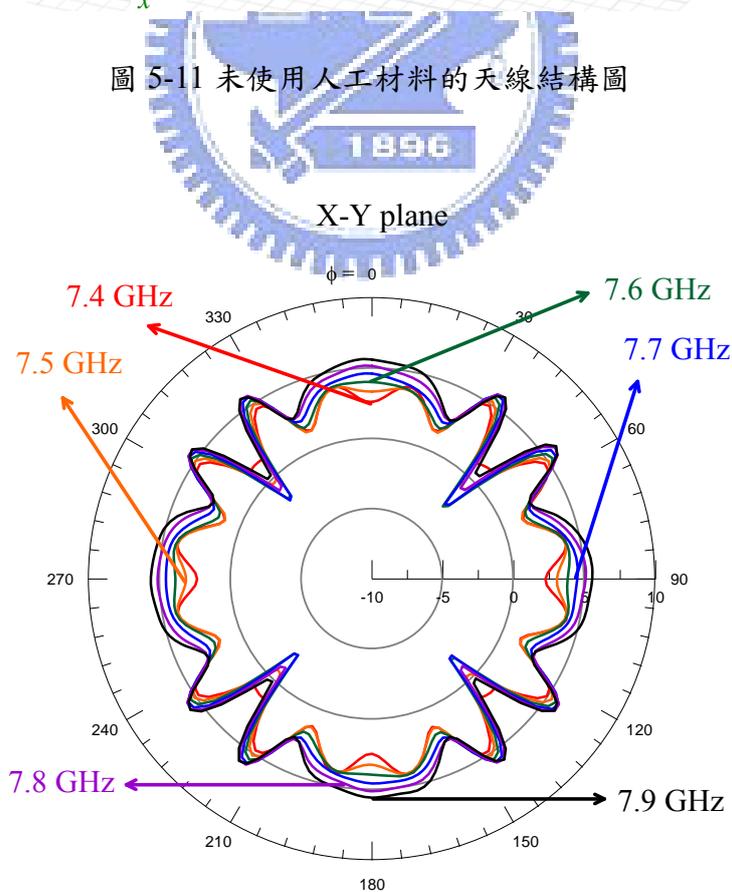


圖 5-12 未使用人工材料的天線輻射場型

表 5-7

輻射場型係數(Radiation Pattern Parameters)比較表

Frequency (GHz)	7.4	7.5	7.6	7.7	7.8	7.9
未使用人工材料的 Main beam (dB) $\phi = 34^\circ$	4.84	5.22	5.55	5.78	5.84	5.69
未使用人工材料的 Sidelobe (dB) $\phi = 0^\circ$	2.58	3.33	4.00	4.60	5.15	5.60
未使用人工材料的 Sidelobe level (dB)	-2.26	-1.89	-1.55	-1.18	-0.69	-0.09
人工材料天線的 Sidelobe level (dB)	-15.14	-17.39	-21.60	-21.12	-16.11	-12.23
使用人工材料後 Sidelobe level 的變化 (dB)	-12.88	-15.50	-20.05	-19.94	-15.42	-12.14

5.5 天線電場分析

比較是否使用人工材料天線的電場場型，圖 5-13 為未使用人工材料天線的俯視圖，電場場型為圓形。淺色部份代表較強的電場，深色的部份電場較弱。此圖正中央為同軸線饋入激發源所在，波形為無方向性的柱狀波。

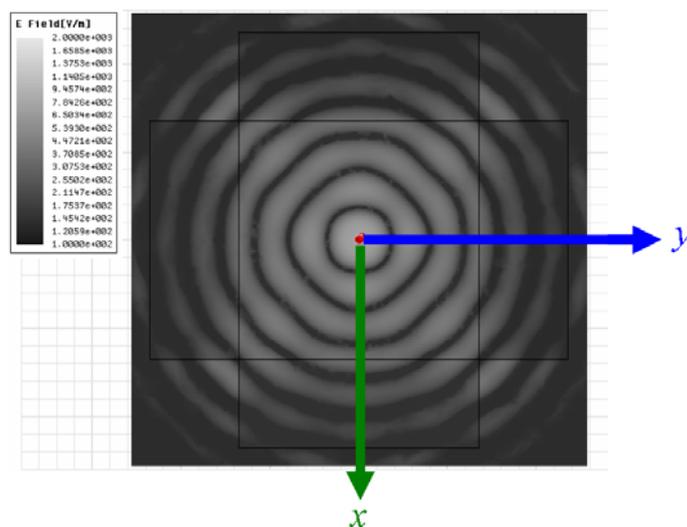


圖 5-13 未使用人工材料天線的電場純量圖

圖 5-14 為本論文天線的電場純量圖，從這一張圖可以明顯的看出，其電場強度集中於 $\pm x$ 軸及 $\pm y$ 軸。電場在人工材料中的形狀大致為一個正方形。

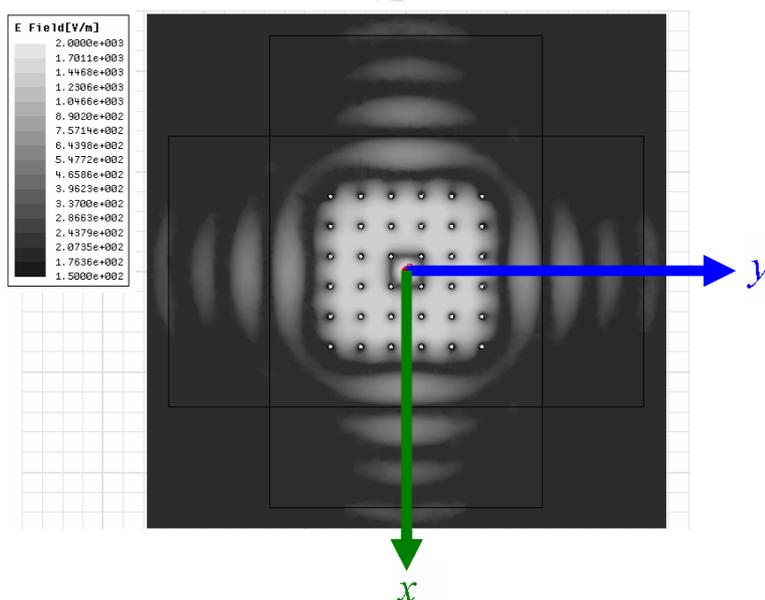


圖 5-14 論文天線的電場純量圖

5.6 饋入電路的位置安排

在前幾章分析人工材料的方法中，我們皆使用單一方向的電場激發源，因此無法使用一般論文常見的微帶天線(Patch Antenna)當作饋入。在本論文中，我們使用了同軸線饋入激發源，在此同軸電纜上的電場只有單一方向，只要適當的安排，即可讓電場方向與人工材料中的金屬柱平行，符合先前的數值運算。

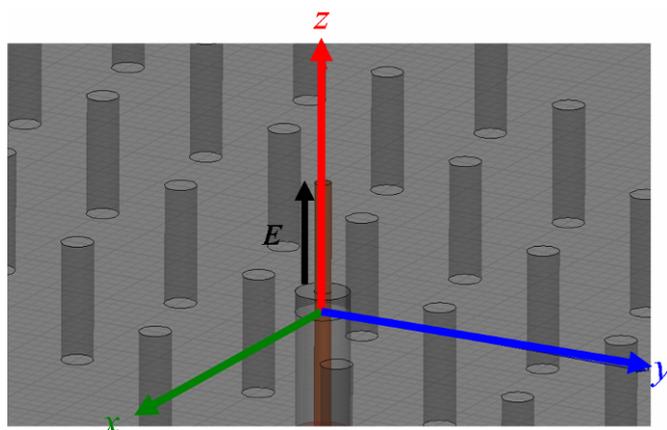


圖 5-15 同軸線饋入激發源示意圖

在本論文中，我們想要製作出一個擁有四個方向輻射特性的天線，所以會把激發源置於人工材料的中心，在同個平面上，四個方向彼此皆對稱，產生相同的輻射場型與大小。

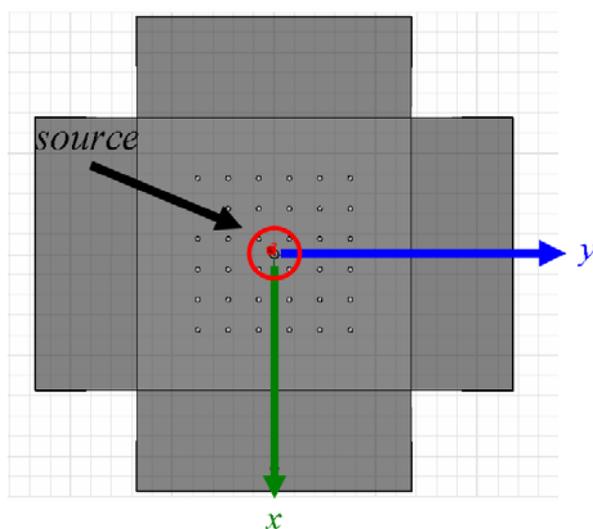


圖 5-16 同軸線饋入激發源位置示意圖

5.7 同軸線饋入激發源長度的設計

在這小節中，我們除了要討論同軸線饋入激發源長度對天線的影響外，也要研究這樣的饋入方式是否為單極天線的四分之一波長($\lambda/4$)激發。首先我們調整同軸線的長度作圖，如圖 5-17 所示，同軸線的長度分別為 6mm、7mm 及 8mm。

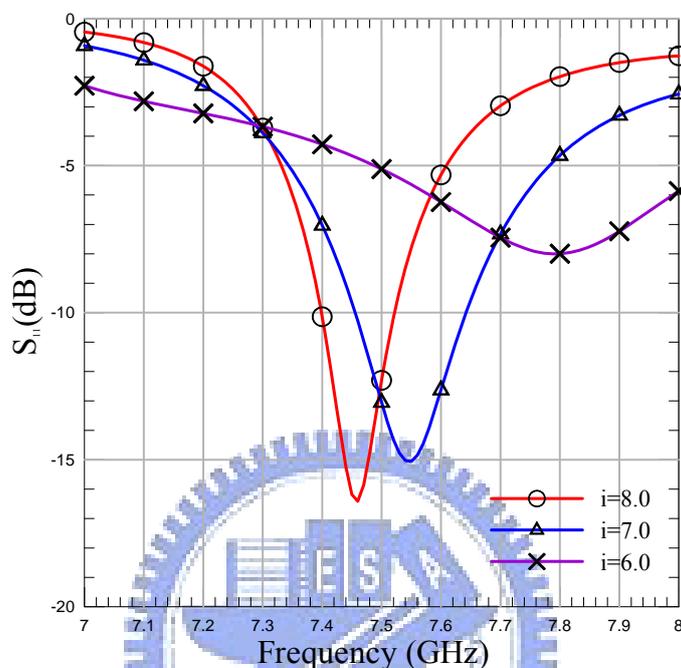


圖 5-17 同軸線長度的反射係數圖

由圖 5-17 可以觀察出，當同軸線長度從 8mm 變化到 6mm 時，頻率只從 7.46 GHz 升高到 7.79 GHz，且其中心頻率的改變呈現不規則變化。依據單極天線的理論，長度從 8mm 變化到 6mm，頻率應從 9.375 GHz 變化到 12.5 GHz，且頻率與長度成一線性關係。所以由圖 5-17 的討論，我們可以了解雖然同軸線長度與頻率有關，但主要影響天線的操作頻率，仍然取決於週期性結構的設計。

表 5-8

同軸線長度與頻率的比較表

Coaxial Line (mm)	6	7	8
Frequency (GHz)	7.79	7.55	7.46
S_{11} (dB)	-8.00	-15.06	-16.41

由以上的討論，我們發現天線的操作頻率與週期結構的排列有較大的關係。根據先前 5-6 小節中的討論，激發源必須置於結構的正中央，人工材料的週期為偶數，因此電磁波從同軸線激發源到空氣間經過一半的週期數。結構的示意圖如圖 5-18 所示，模擬的結構如圖 5-19。

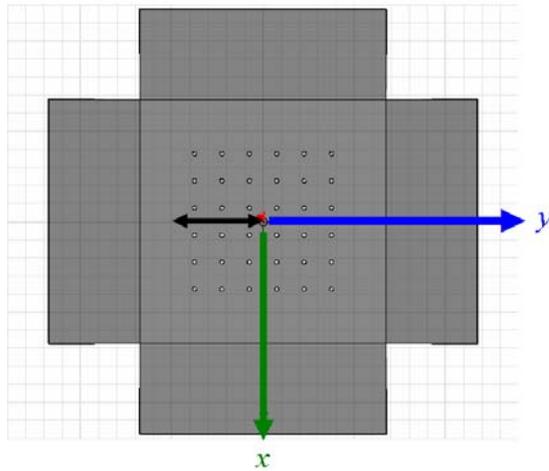


圖 5-18 結構示意圖

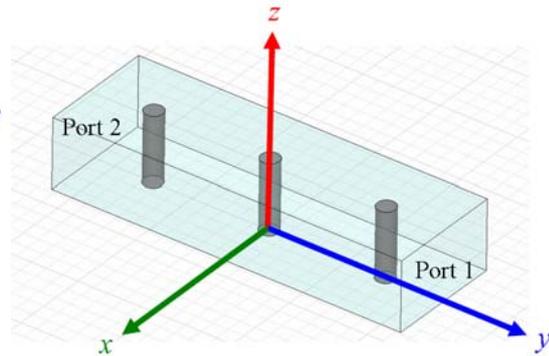


圖 5-19 模擬結構示意圖

根據第一章特徵模態的分析，我們知道垂直入射的截止頻率較低，所以在圖 5-18 箭頭標示的方向，我們必須設計讓電磁波在折射係數遠小於 1 的頻率可以穿透，這樣才可以確保我們的天線可以產生預期的效果。在此使用 Marcuvitz 的等效電路作數值分析，與電磁模擬軟體做比較。

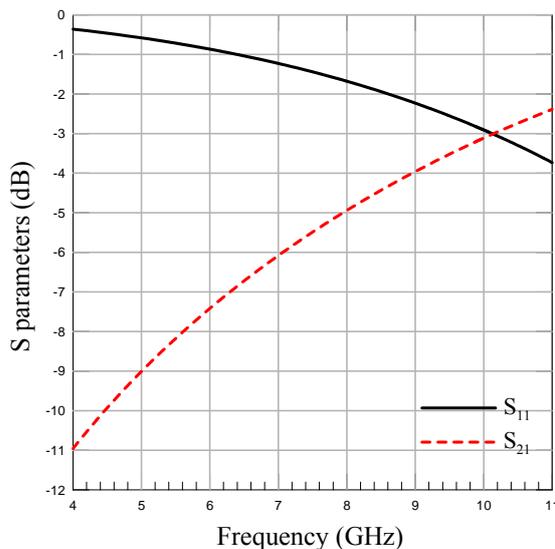


圖 5-20 串接一個單晶胞的 S 參數圖

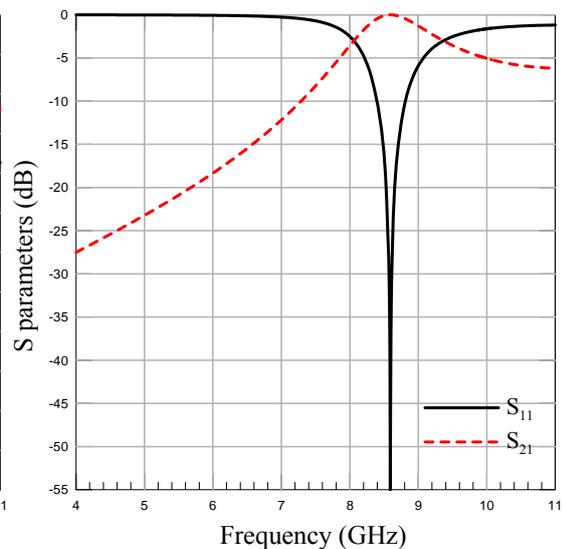


圖 5-21 串接二個單晶胞的 S 參數圖

從圖 5-18 及 5-19 中看出，只串接一個單晶胞時，沒有適當的頻率可以饋入能量。當串接二個單晶胞時，在頻率 8.5 GHz 的附近有機會讓能量完全穿透。但是依據先前幾章週期結構參數萃取的分析可以得知，8.5 GHz 非位於折射係數遠小於 1 的頻率，無法產生波束聚集的效果，因此不論串接一個或二個單晶胞的結構皆不適當。

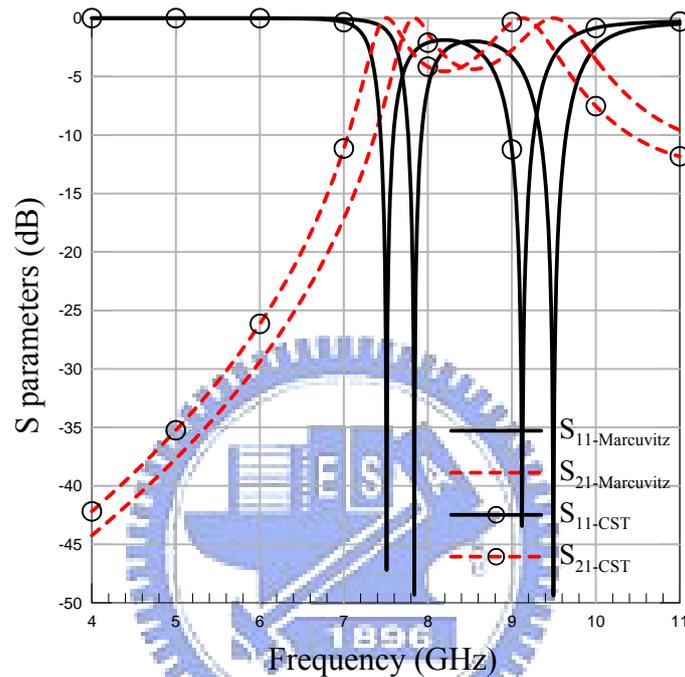


圖 5-22 串接三個單晶胞的模擬與等效電路 S 參數圖

在串接三個單晶胞的 S 參數圖中可以發現，在頻率 7.5 GHz 附近有機會讓能量完全穿透，因此我們選擇六個週期的人工材料來使用。雖然數值與模擬擁有些微的誤差，但是在這小節討論同軸線激發源的部份可以得知，同軸線長度的改變，會造成頻率的變動，且從實驗得知，平行板的高度，也會影響同軸線長度在饋入能量上的差異。而且本次的討論，未涵蓋斜向入射，也並非完整的結構，所以真實的情況必須再做調整。

5.8 人工材料週期與天線輻射特性比較

前幾章數值分析的方法，都是討論無窮週期的人工材料，但在實際應用上，不可能使用無限大的週期結構，因此週期個數的使用就必須小心得處理。依據實驗的結果，當人工材料的週期數量越多，天線的輻射增益就越強，所以在天線尺寸與輻射效果之間，必須有所取捨。在這小節中，我們討論不同的週期個數所產生輻射特性的差異。

當週期個數改變，平行板的尺寸會依據人工材料的大小再加上四個週期的長度作調整。本小節中討論的週期個數分別為 6 個、8 個及 10 個週期，8 個週期及 10 個週期的天線結構如圖 5-19 與圖 5-20 所示。

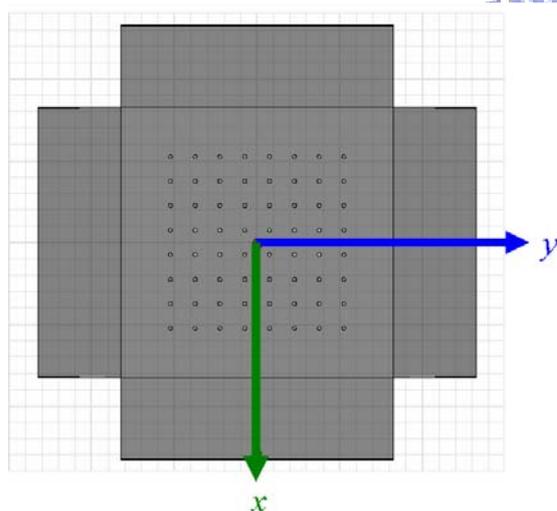


圖 5-23 8 個週期的天線結構

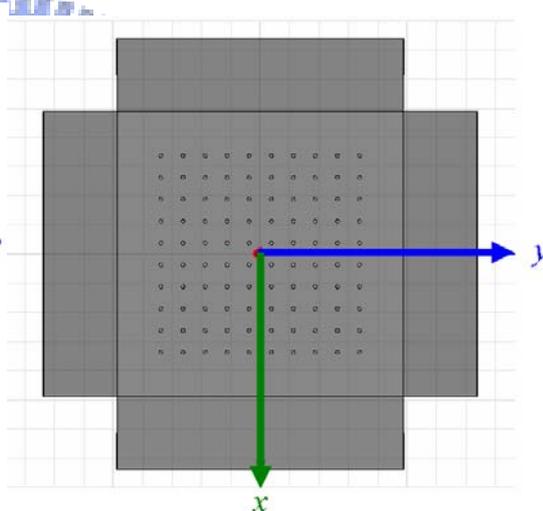


圖 5-24 10 個週期的天線結構

表 5-9

各種週期的中心頻率及頻寬

Periodic number	6	8	10
Frequency (GHz)	7.47	7.22	7.06
Bandwidth (MHz)	170	60	35

觀察模擬的結果，當週期數目變大時，可以饋入能量的頻率會越低，頻寬也會越窄。模擬結果如圖 5-21 所示，詳細數據見表 5-4。

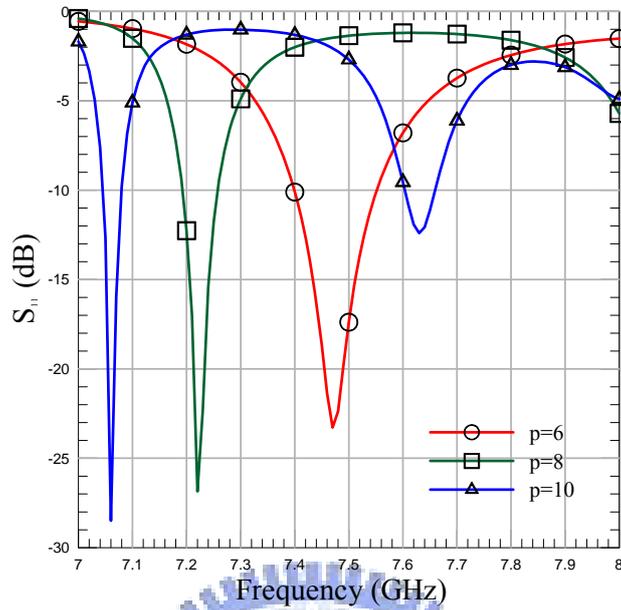


圖 5-25 天線的反射係數圖

由天線的反射係數圖發現，當週期數目為 10，頻率在 7.62 GHz 時，有另一個頻帶出現，觀察該頻率之電場純量圖，如圖 5-22 所示，在週期結構與空氣的交界面未產生折射係數趨近於 0 的現象，所以此頻帶非本論文預設之人工材料的現象，就不再討論其輻射場型。

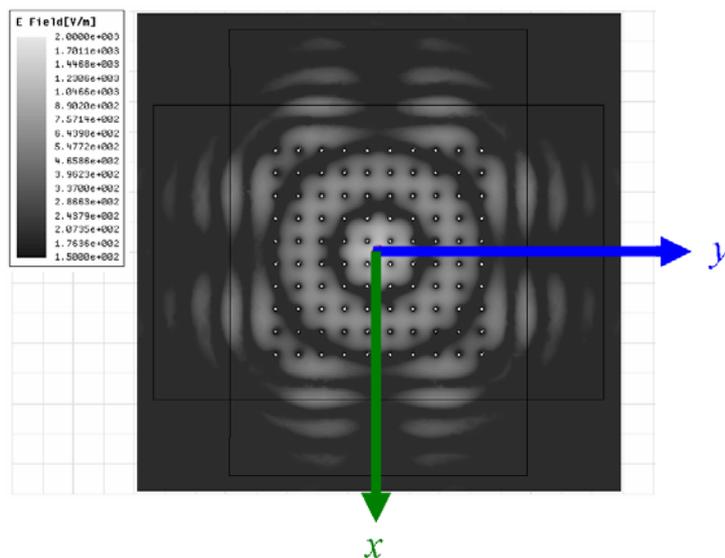


圖 5-26 週期數目為 10 且頻率為 7.62 GHz 時之天線電場純量圖

圖 5-23 是各種週期 X-Y 平面的輻射場型。表 5-5 是詳細數據。

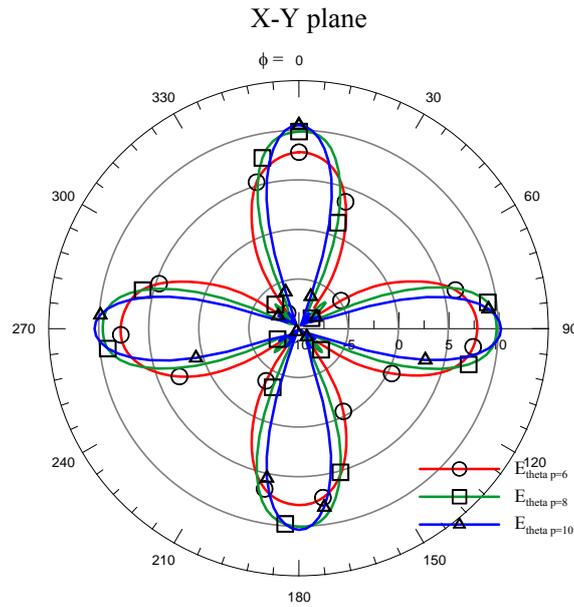


圖 5-27 各種週期的輻射場型

表 5-10

各種週期的最大增益

Periodic number	6	8	10
Gain (dB)	7.47	7.22	7.06

從輻射場型可以得知，當週期個數越多的時候，其 3dB beamwidth 就會越窄，但最大增益卻會隨著週期數目變多而提高。解釋這樣的現象，當電磁波傳遞到介質與空氣的交界面時，電磁波折射的角度會依據 Snell's law， $n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2$ 。而在人工材料的中心，折射係數趨近於 0，所以電磁波會垂直於介質界面射出，如圖 5-24 中線段 1，但隨著距離遠離人工材料的中心，其產生的折射角會慢慢增加，到了人工材料的邊緣，如圖 5-24 中線段 2，因為不再符合無窮週期的條件，介質不再擁有折射係數趨近於 0 的效果，波束不再聚集。因此，當週期數目越大時，可以達到波束聚集現象的電磁波比例增加，天線的增益也就越高。

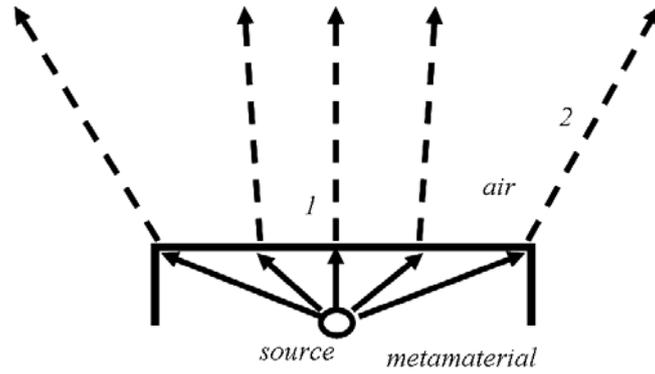


圖 5-28 人工材料折射圖

5.9 由 Poynting vector 分析人工材料有效面積

因為本論文為有限週期的人工材料，而有效的週期區域對於天線的設計非常重要，所以在本小節中提出判別有效範圍的方法。因為 Poynting vector 為電磁波能量傳遞的方向，所以藉由 Poynting vector 的方向，來判別電磁波在介質界面折射的角度。利用模擬軟體繪出整體結構的 Poynting vector，以激發源為原點，入射到空氣中，有效的人工材料範圍其折射係數會趨近於 0，以產生 90° 的折射角。圖 5-25 中箭頭表示的電磁波，即符合此有效區域的條件，而此箭頭的範圍，也是有效範圍的界線，由此可知，此 6 個週期的人工材料其有效週期大約為 5。

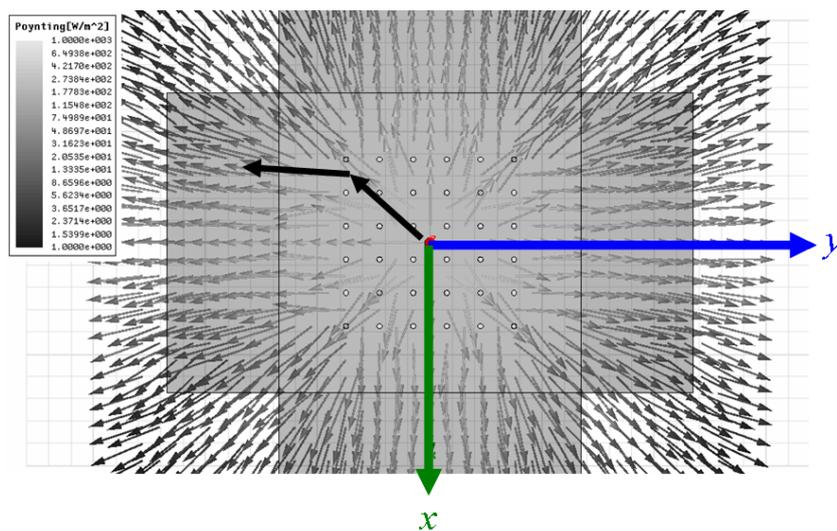


圖 5-29 Poynting vector 向量分析圖

再觀察 10 個週期的人工材料天線，依據相同的判斷方式，從下圖可以得知，10 個週期的人工材料其有效範圍為 8 個週期。雖然在前一小節週期與天線輻射特性比較中得知，較多週期的天線可以得到較強的輻射增益，但卻也降低了有效的週期比例，本論文所選用的 6 個週期人工材料雖然降低了一點輻射增益，但卻提升週期結構有效使用的比例，以及降低成本和天線尺寸。

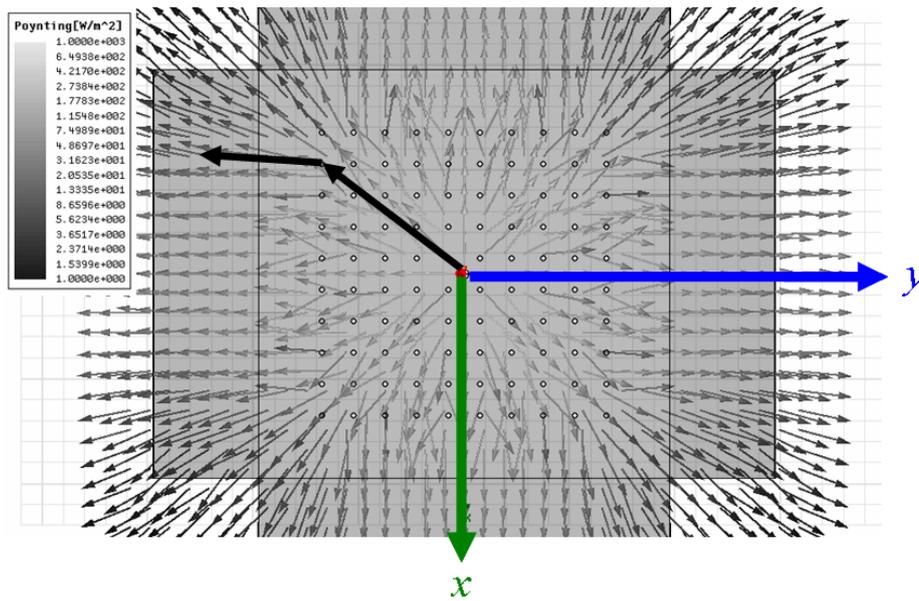


圖 5-30 10 個週期的 Poynting vector 向量分析圖

5.10 人工材料商用頻段尺寸

除了原先使用的頻段之外，在此也提供各商用頻段的週期性結構尺寸，如表 5-6、表 5-7 所示，此為固定人工材料單晶胞(unit cell)圓柱的半徑， $r = 1.18 \text{ mm}$ ，調整人工材料週期以符合各頻段的使用：

表 5-11

各商用頻段的週期性結構尺寸 I

Frequency	900 MHz	1800 MHz	850 MHz	1900 MHz	2.17 GHz	1.57 GHz
Application	GSM 歐規	DCS 歐規	GSM 美規	PCS 美規	3G 歐規	GPS
Theory (mm)	80	45	85	44	39	50
Simulation (mm)	80	45	85	44	39	50

表格 5-12

各商用頻段的週期性結構尺寸 II

Frequency	1.23 GHz	2.4 GHz	3.5 GHz	5.8 GHz	2.4 GHz
Application	GPS	WLAN	WiMAX	WiMAX	Bluetooth
Theory (mm)	63	35	26	18.5	35
Simulation (mm)	63	35.5	26	18.5	35.5

除了表 5-6、表 5-7 使用的圓柱狀單晶胞之外，在此也提供橢圓柱單晶胞的人工材料商用頻段尺寸。表 5-8、表 5-9 為固定橢圓單晶胞其 $r_1 = 1.18 \text{ mm}$ 及 $r_2 = 1.00 \text{ mm}$ ，如圖 5-27 所示。調整單晶胞週期，以符合各頻段的使用：

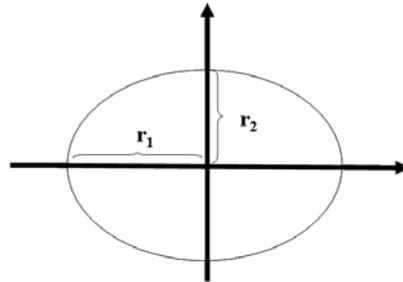


圖 5-31 橢圓單晶胞示意圖

表5-13

各商用頻段的週期性結構尺寸Ⅲ

Frequency (GHz)	900 MHz	1800 MHz	850 MHz	1900 MHz	2.17 GHz
Application	GSM 歐規	DCS 歐規	GSM 美規	PCS 美規	3G 歐規
Theory (mm)	79	45	83	43	38
Simulation (mm)	79	44.5	83	42.2	38

表5-14

各商用頻段的週期性結構尺寸Ⅳ

Frequency (GHz)	1.57 GHz	1.23 GHz	2.4 GHz	3.5 GHz	2.4 GHz
Application	GPS	GPS	WLAN	WiMAX	Bluetooth
Theory (mm)	51	65	35	26	35
Simulation (mm)	50	65	35.7	26	35.7

5.11 天線應用延伸

此人工材料具有良好的功率分配特性，可以有效、且對稱的把能量分配到多個方向。因此設計出來的天線，其 sidelobe 強度極低，若與功率分配器結合，就可以降低功率在傳送中的損耗。

5.11.1 人工材料 Poynting vector 向量分析

觀察人工材料 Poynting vector 向量圖，如圖 5-28 所示，能量傳播的方向只在 $\pm x$ 軸及 $\pm y$ 軸，且其強度相當集中，就算離開人工材料一段距離後，能量也不至於明顯的擴散，這就是為何此功率分配器在傳送及接收端之間不需要通道設計，且擁有極低損耗(insertion loss)的原因。

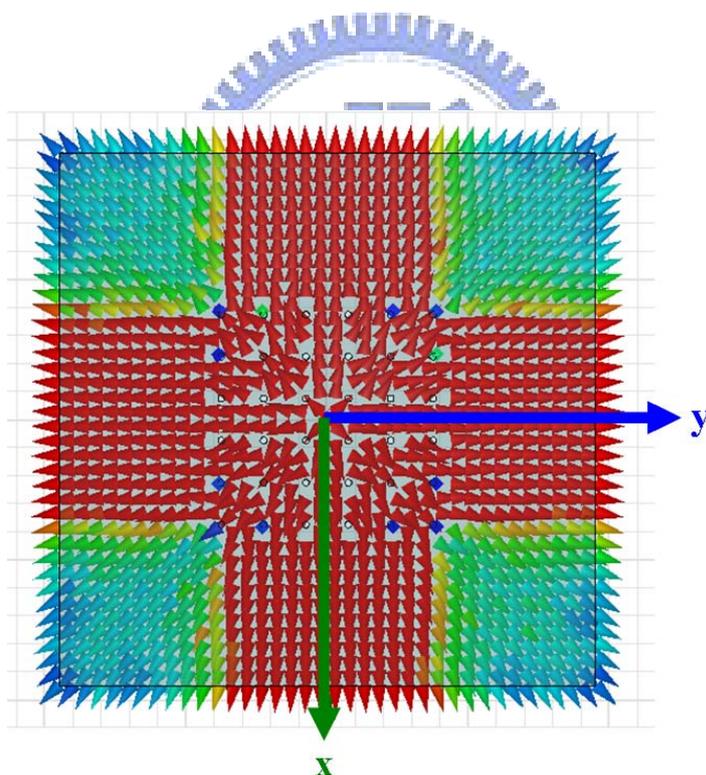


圖 5-32 人工材料 Poynting vector 向量圖

5.11.2 人工材料功率分配器的使用

在前一小節中，藉由 Poynting vector 向量圖了解能量傳遞的模式後，我們把此人工材料與功率分配器結合(Power divider)。

如圖 5-29，此功率分配器一樣是用厚度 1.6 mm 的鋁板製程，兩塊平行板間的距離與人工材料單晶胞圓柱的高度相同，用符號 h 表示。人工材料單晶胞金屬柱在 x 方向及 y 方向週期為 5 ，且兩個方向週期的間距皆為 a ，圓形金屬柱的半徑為 r ，人工材料到平行板外緣的距離是 e 。此功率分配器同樣是使用同軸線饋入激發源作激發，放置於人工材料的正中央，同軸電纜中心導體進入人工材料的長度為 i 。 p 為波導埠的大小(waveguide port)，結構圖如圖 5-29 所示。

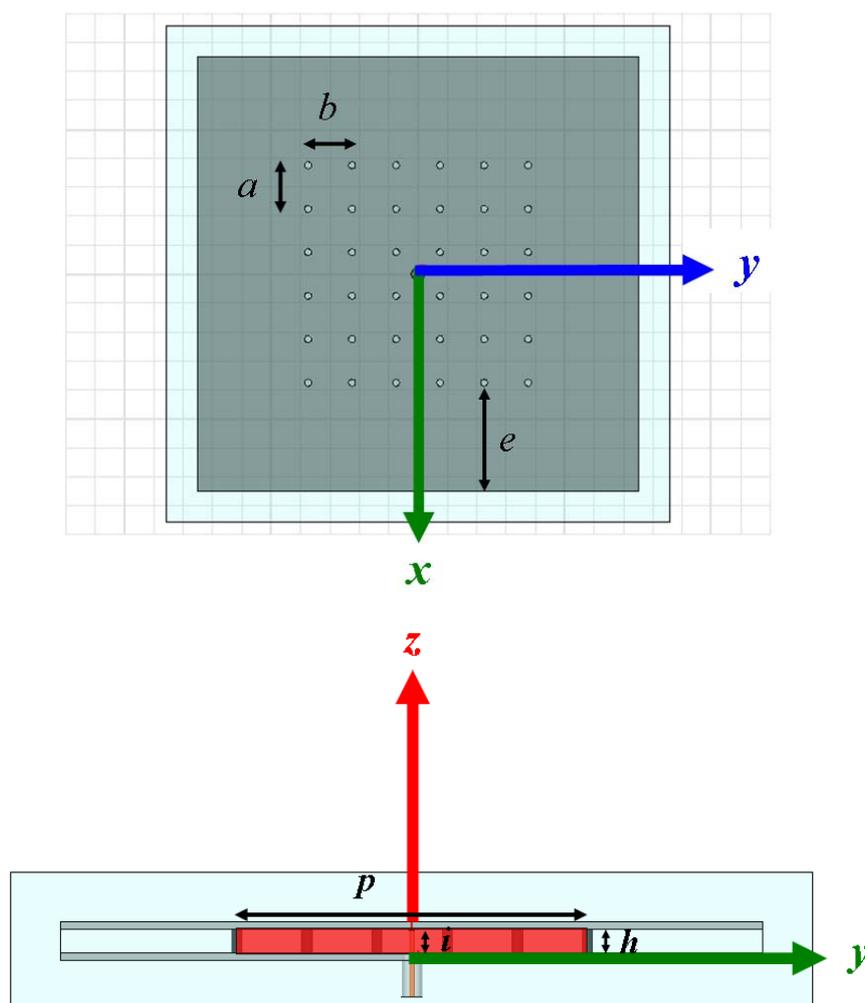


圖 5-33 功率分配器結構圖 (a)上方俯視圖 (b)側面圖

表 5-15

功率分歧器結構係數

Parameter	e	i	r	a	b	h	p
Value (mm)	30	8	1.18	15	15	9	30

圖 5-30 為此功率分配器之反射係數圖(S_{11})與穿透係數圖(S_{21})，實線是反射係數、虛線是穿透係數。在此改變不同接收埠的大小，以選擇合適的功率分配器尺寸。

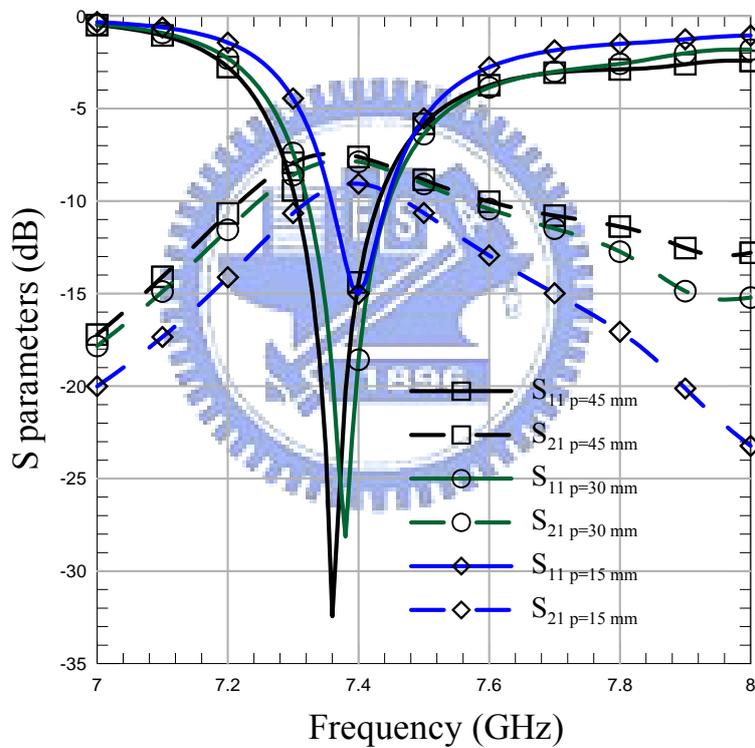


圖 5-34 功率分配器的反射係數與穿透係數圖

在這個模擬中，我們發現此人工材料確實有應用於功率分配器的潛力。若應用於光波的頻段，作短距離的能量分配，應該會有很好的發展。

第六章 結論

利用特徵模態分析法，我們得知損耗(lossy)或無損耗(lossless)的人工材料相位關係、單晶胞場型分佈、波傳遞的方向及帶隙現象。並且可以針對不同角度入射的電磁波，逐一分析其特性。第三章結構參數萃取的方法雖然僅適用於垂直入射的平面波，但是卻能從 S 參數的分析及轉換獲得各等效係數值，確認人工材料是否確實操作於介電係數與導磁係數都趨近於 0 的頻率。而最後第四章的 Marcuvitz 結構參數分析與萃取，則可以不必電磁軟體輔助，純粹以數值分析的方式來完成。最重要的貢獻在於有了等效電路，配合前面兩章的分析，對此人工材料做完整的報告。

把分析好的人工材料應用於天線結構中，目的為了證明前面三個章節的分析結果。這套分析方式不僅在本論文結構的模擬與量測中獲得驗證，並且製作出了一個多方向、高增益、sidelobe 強度極低等良好特性的天線。在通訊系統上，可以有效降低雜訊的產生，對稱的把能量分配到多個方向，輕易得產生點對點、或是點對多點的通訊架構，是一個多用途的整合型產品，具有提升未來通訊產品的功能、簡化電路的前瞻性。

參考文獻

- [1] A. M. Nicolson and G. F. Ross, "Measurement of the Intrinsic Properties of Materials by Time-Domain Techniques," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, Vol. 19, No. 4, 377-382, Nov. 1970.
- [2] D. R. Smith, S. Schultz, P. Markos, and C. M. Soukoulis, "Determination of effective permittivity and permeability of metamaterials from reflection and transmission coefficients," *Phys. Rev. B*, Vol. 65, 195104, 2002.
- [3] R. W. Ziolkowski, "Design, fabrication, and testing of double negative metamaterials," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol. 51, No. 7, 1516-1529, Jul. 2003.
- [4] X. Chen, T. M. Grzegorzczak, B.-I. Wu, J. Pacheco, Jr., and J. A. Kong, "Robust method to retrieve the constitutive effective parameters of metamaterials," *Phys. Rev. E* 70, 016608, 2004.
- [5] B. -I. Wu, W. Wang, J. Pacheco, X. Chen, T. Grzegorzczak, and J. A. Kong, "A study of using metamaterials as antenna," *Progress In Electromagnetics Research*, PIER 51, 295-328, 2005.
- [6] M. M. Sigalas, C. T. Chan, K. M. Ho, and C. M. Soukoulis, "Metallic photonic band-gap materials," *Phys. Rev. B, Condens. Matter*, Vol. 52, 11744-11751, 1995.
- [7] H. Y. David Yang, "Finite difference analysis of 2-D photonic crystals," *IEEE Trans. Microw. Theory and Tech.*, Vol. 44, No. 12, 2688-2695, Dec. 1996.
- [8] C. -P. Yu and H. -C. Chang, "Compact finite-difference frequency-domain method for the analysis of two-dimensional photonic crystals," *Optics Express*, Vol. 12, No. 7, 1397-1408, Apr. 2004.
- [9] N. A. Nicorovici and R. C. Mcphedran, "Photonic Band Gaps Noncommuting Limits and the "Acoustic Band"," *Phys. Rev. Lett.*, Vol. 75, No. 8, 1507, Aug. 1995.
- [10] S. Enoch, G. Tayeb, P. Sabouroux, N. Guerin, and P. Vincent, "A Metamaterial for Directive Emission," *Phys. Rev. Lett.*, Vol. 89, No. 21, 213902, Nov. 2002.

- [11] D. Sievenpiper, J. Schaffner, R. Loo, G. Tangonan, S. Ontiveros, and R. Harold, "A tunable impedance surface performing as a reconfigurable beam steering reflector," *IEEE Trans. Antennas and Propag.*, Vol. 50, No. 3, 384-390, Mar. 2002.
- [12] D. Sievenpiper, and J. Schaffner, "Beam steering microwave reflector based on electrically tunable impedance surface," *Elect. Lett.*, Vol. 38, No. 21, 1237-1238, 10 Oct. 2002.
- [13] D. F. Sievenpiper, J. H. Schaffner, H. J. Song, R. Y. Loo, and G. Tangonan, "Two-dimensional beam steering using an electrically tunable impedance surface," *IEEE Trans. Antennas and Propag.*, Vol. 51, No. 10, 2713-2722, Oct. 2003.
- [14] L. Liang, B. Li, S. H. Liu, C. H. Liang, "A study of using the double negative structure to enhance the gain of rectangular waveguide antenna arrays," *Progress In Electromagnetics Research*, PIER 65, 275-286, 2006.
- [15] A. K. Hamid, "Axially slotted antenna on a circular or elliptic cylinder coated with metamaterials," *Progress In Electromagnetics Research*, PIER 51 329-341, 2005.
- [16] B. Li, B. Wu, C. H. Liang, "Study on high gain circular waveguide array antenna with metamaterial structure," *Progress In Electromagnetics Research*, PIER 60, 207-219, 2006.
- [17] S.-Y. Lin, V. M. Hietala, L. Wang, and E. D. Jones, "Highly dispersive photonic band-gap prism," *Opt. Lett.*, Vol. 21, No. 21, 1771-1773, 1996.
- [18] H. Kosaka, T. Kawashima, A. Tomita, M. Notomi, T. Tamamura, T. Sato, and S. Kawakami, "Metallic photonic band-gap materials," *Phys. Rev. B*, Vol. 58, No. 16, 10096-10099, 1998.
- [19] M. Notomi, "Theory of light propagation in strongly modulated photonic crystals Refractionlike behavior in the vicinity of the photonic band gap," *Phys. Rev. B*, Vol. 62, No. 16, 10696-10705, 2000.

- [20] P. Markos and C. M. Soukoulis, "Transmission properties and effective electromagnetic parameters of double negative metamaterials," *Optics Express*, Vol. 11, No. 7, 649-661, Apr. 2003.
- [21] J. Baker-Jarvis, E. J. Vanzura, and W. Kissick, "Improved technique for determining complex permittivity with the transmission/reflection method," *IEEE Trans. Microw. Theory and Tech.*, Vol. 38, No. 8, 1096-1103, Aug. 1990.
- [22] N. Marcuvitz, *Waveguide handbook*, Radiation Laboratory Series, Vol.10, New York: McGraw-Hill, 1951.
- [23] R. B. Hwang, "Relations between the reflectance and band structure of 2-D metallodielectric electromagnetic crystals," *IEEE Trans. Antennas and Propag.*, Vol. 52, No. 6, 1454-1464, Jun. 2004.
- [24] P. Russo, R. Rudduck, L. Peters, Jr., "A method for computing E-plane patterns of horn antennas," *IEEE Trans. Antennas and Propag.*, Vol. 13, No. 2, 219-224, Mar. 1965.
- [25] J. Yu, R. Rudduck, L. Peters, Jr., "Comprehensive analysis for E-plane of horn antennas by edge diffraction theory," *IEEE Trans. Antennas and Propag.*, Vol. 14, No. 2, 138-149, Mar. 1966.
- [26] D. R. Rhodes, "An Experimental Investigation of the Radiation Patterns of Electromagnetic Horn Antennas," *Proceedings of the IRE*, Vol. 36, No. 9, 1101-1105, Sept. 1948.
- [27] E. Jull, "Errors in the predicted gain of pyramidal horns," *IEEE Trans. Antennas and Propag.*, Vol. 21, No. 1, 25-31, Jan. 1973.
- [28] L. S. Warren, A. T. Gary, *Antenna Theory and Design*, 2nd ed., John Wiley & Sons, Inc., 1998.