

國立交通大學

電信工程研究所

碩士論文

具高隔離度特性的 24-GHz 高指向性共振腔雙天線設



24-GHz High Directivity Cavity Dual Antennas with
High Isolation Performance

研究生：黃任淳 (Jen-Chun Huang)

指導教授：鍾世忠 博士 (Dr. Shyh-Jong Chung)

中華民國九十九年八月

具高隔離度特性的 24-GHz 高指向性共振腔雙天線設計

24-GHz High Directivity Cavity Dual Antennas with
High Isolation Performance

研究生：黃任淳

Student : Jen-Chun Huang

指導教授：鍾世忠博士

Advisor : Dr. Shyh-Jong Chung

國立交通大學



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 of Science

In Communication Engineering

August 2010

HsinChu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十九年八月

具有高隔離度特性的 24-GHz 高指向性共振腔雙天線設計

研究生：黃任淳

指導教授：鍾世忠博士

國立交通大學 電信工程研究所



摘要

本論文中將提出一個應用於汽車防撞雷達前視系統的高指向性共振腔天線，操作頻段為 24.025GHz~24.225GHz，主要架構由微帶型天線、部分反射平面 (Partially Reflecting Surface-PRS) 以及金屬邊牆所組合而成，利用天線輻射在共振腔內進行多重反射最終達到穩定模態進而產生高增益的輻射場，在整體高度上相對於一般常用的透鏡天線(Lens Antenna)可以有大幅度的縮減。

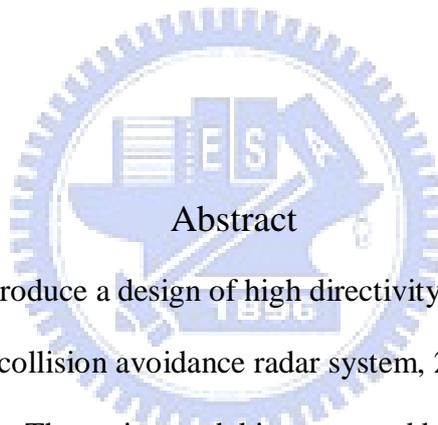
為了彌補共振腔天線大面積的缺點，我們將會討論饋入位置偏移中心對電場分佈的影響，進而將雷達的收發雙天線置放於相同的共振腔以達到面積縮減的目的，最終比較各種去耦合電路的特性，將天線結合全波長共振器來產生抵消路徑，達到二埠之間寬頻的高隔離度特性。

24-GHz High Directivity Cavity Dual Antennas with High Isolation Performance

Student : Jen-Chun Huang

Advisor : Dr. Shyh-Jong Chung

Institute of Communication Engineering
National Chiao Tung University



Abstract

In this thesis, we introduce a design of high directivity cavity antenna applied to 24GHz forward-looking collision avoidance radar system, 24.025GHz to 24.225GHz is the operating frequency. The major model is structured by patch antennas, the partially reflecting surface (PRS) and metal sidewalls. The multi-reflection of antenna radiation in the cavity is applied to reach higher gain and narrow beam, and miniaturize total height compared with the height of Lens Antennas.

Making up for the huge area of cavity antennas, we will analyze the electric field distribution affected by shifting the feeding position and then install the Rx and Tx antennas in the same cavity to reach the area miniaturization. Lastly we compare the characteristics of some different decoupling circuits. By combining the antenna and the one wave length resonator to generate another path, which cancels the antenna coupling, finally we can achieve a high isolation antenna for wide-band.

誌謝

從專題生至今已滿三年，首先我要感謝的就是指導老師鍾世忠教授，老師於大學部開授的電磁學讓我受益良多，也因此確立往後碩士班的研究目標，而老師也在這三年來持續耐心地指導，讓我對微波天線領域有更深認識，並讓我有機會可以接觸到許多不同應用的天線，適時給予建議因此在研究的過程中獲得很多難得寶貴的經驗。同時也要感謝我的口試委員郭仁財教授、林怡成教授、黃瑞彬教授對我的建議及指導，讓我的觀念更加清楚，論文更加充實。

接下來要感謝的是已從博士班畢業的阿信和菁偉以及博士班學長凱哥、肇堂和達叔，在我們還是對電波領略一知半解的專題生時的教導，幫助我們成功地跨出研究的第一步，而且不嫌麻煩地幫我們解答任何問題，讓我們充份地感受到實驗室的溫暖，還要感謝實驗室的助理群珮華和同時也是我直屬學長的柯柯，在我最後那段忙碌的日子給予了我很大的支持及幫助，沒有大家相信我的修業之路會走得更艱辛。還有已畢業的碩士班學長姊少華、浩宇、小池、柏翔、阿彬我也不會忘記那段大家一起渡過的歡笑時光。

當然還有同屆的財溢、子嫻、逼逼、阿諾、阿凱、Therese，感謝大家在研究所這二年來互相幫忙互相提攜，而實驗室的學弟志謙、阿澤、kimi、阿甘、瑋哥、人豪以及即將進到實驗室的新血子祐、叮咚妹，和你們說笑嘻鬧是最好的舒壓方式，感謝你們帶給我的歡笑以及回憶，也期許大家能維持實驗室的優良風氣，讓後進的學弟妹能感受到實驗室的溫情。

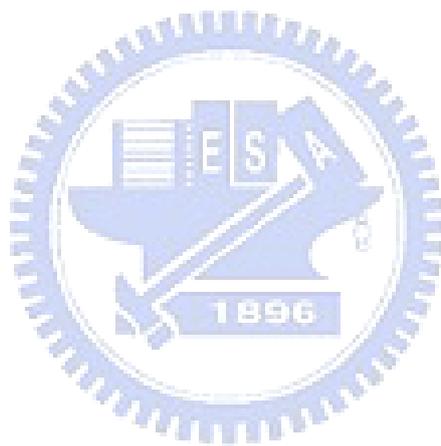
最後要感謝的就是我的家人在我求學路上的支持，甚至在我最後陷入研究瓶頸的時候來不辭辛勞遠到新竹給我打氣，有了你們我才有力量去完成任何事，感謝你們成為我最大的心理支柱。

目錄

中文摘要	i
英文摘要	ii
誌謝	iii
目錄	iv
圖目錄	vi
表目錄	ix
第一章 導論	1
1.1 雷達原理	1
1.2 背景與動機	3
1.3 文獻探討與研究利基	4
第二章 共振腔天線原理探討	12
2.1 多重反射模型	12
2.2 共振條件	14
第三章 單天線設計	16
3.1 饋入天線介紹	16
3.2 部分反射面設計	20
3.3 天線模擬	23
第四章 雙天線去耦合電路設計	30
4.1 雙天線距離對耦合量及場型的影響	30
4.2 去耦合電路的設計與比較	37
4.3 量測結果分析	44
第五章 結論	49
5.1 結論	49
5.2 未來工作	49

參考文獻-----52

附錄-----a

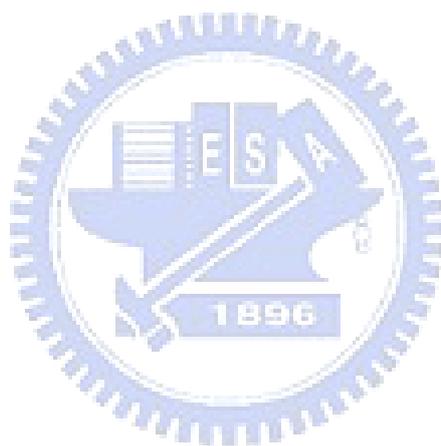


圖目錄

圖 1.1 雷達偵測原理示意圖	1
圖 1.2 雷達方程式示意圖	2
圖 1.3 使用超物質的共振腔天線	4
圖 1.4 使用 1-D EBG 的共振腔天線	5
圖 1.5 使用平面 EBG 或 FSS 的共振腔天線	6
圖 1.6 使用等效磁牆的共振腔天線	6
圖 1.7 使用 1-D EBG 的共振腔天線	7
圖 1.8 近似電漿環境的共振腔天線	7
圖 1.9 使用天線陣列饋入的共振腔天線	8
圖 1.10 使用雙層 FSS 的共振腔天線	8
圖 1.11 圓極化的共振腔天線	8
圖 1.12 使用 EBG 結構的去耦合電路	9
圖 1.13 使用槽孔結構破壞地面電流的去耦合電路	9
圖 1.14 使用額外路徑的去耦合設計	10
圖 1.15 使用電路匹配方式的去耦合設計	10
圖 2.1 多重反射示意圖	12
圖 2.2 共振條件示意圖	14
圖 3.1 微帶天線阻抗示意圖	16
圖 3.2 使用四分之一波長阻抗轉換器匹配饋入的微帶天線	17
圖 3.3 插入饋入的微帶天線 (a)俯視圖 (b)側視圖	17
圖 3.4 單一微帶天線反射係數模擬	18
圖 3.5 微帶天線輻射場型圖 (a)E-plane (b)H-plane	19
圖 3.6 部分反射面結構圖 (a)俯視圖 (b)側視圖 (c)單位元	20
圖 3.7 部分反射面對垂直入射波的反射係數	21

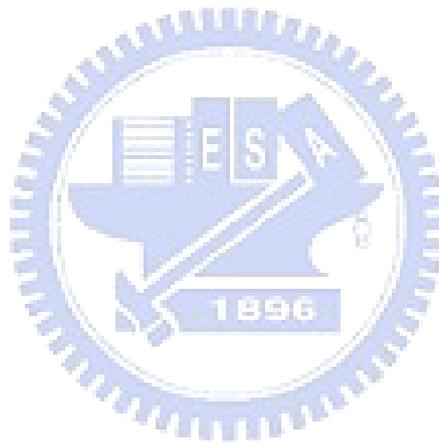
圖 3.8 平面波入射模擬設定	22
圖 3.9 共振腔單天線架構圖	23
圖 3.10 共振腔單天線散射參數模擬圖	24
圖 3.11 共振腔單天線增益模擬圖 (a)24GHz (b)24.2GHz (c)24.4GHz	25
圖 3.12 正中央饋入時的電場分佈 (a)E-Plane (b)H-Plane	27
圖 3.13 饋入偏移 6mm 時 E-Plane 的電場分佈	27
圖 3.14 饋入偏移 12mm 時 E-Plane 的電場分佈	28
圖 3.15 饋入偏移 18mm 時 E-Plane 的電場分佈	28
圖 3.16 饋入位置偏移的場型比較圖 (a) H-Plane (b)E-Plane	29
圖 4.1 雙天線相對位置示意圖 (a)面對面擺放 (b)平行擺放	30
圖 4.2 不同相對位置的雙天線散射參數模擬圖 (a)面對面擺放 (b)平行擺放	32
圖 4.3 不同相對位置的雙天線場型模擬圖 (a)面對面擺放 (b)平行擺放	34
圖 4.4 天線距離影響散射係數的模擬圖 (a) S ₁₁ (b) S ₂₁	35
圖 4.5 天線距離影響輻射場型的模擬圖 (a)E-Plane (b)H-Plane	36
圖 4.6 使用單一微帶線的去耦合電路示意圖	38
圖 4.7 使用單一微帶線去耦合設計的散射參數模擬圖	38
圖 4.8 使用平行耦合微帶線的去耦合設計	39
圖 4.9 使用平行耦合微帶線去耦合設計的散射參數模擬圖	40
圖 4.10 單一微帶線、平行耦合微帶線和共振腔天線的耦合量比較模擬圖	41
圖 4.11 環狀共振器與共振腔天線的耦合量比較模擬圖 (a)振幅 (b)相位	42
圖 4.12 使用共振器的去耦合設計	43
圖 4.13 使用環狀共振器去耦合電路的散射參數模擬圖	44
圖 4.14 去耦合雙天線散射參數量測圖	44
圖 4.15 天線隔離度量測比較圖	45
圖 4.16 收發天線場型量測圖 (a)H-Plane (b)E-Plane	46
圖 4.17 最佳隔離度量測結果	47

圖 4.18 最佳場型量測結果 (a)H-plane (b)E-plane-----	48
圖 5.1 單脈衝系統之 Σ 與 Δ 天線場型示意圖-----	50
圖 5.2 Δ 模模擬場型圖(H-Plane)-----	50
圖 5.3 激發 Δ 模的共振腔電場分佈(H-plane)-----	51
圖 5.4 結合單脈衝技術的天線構想圖-----	51



表目錄

表 3.1 微帶天線尺寸參數 (單位:mm)-----	18
表 3-2 部分反射面尺寸參數 (單位:mm)-----	21
表 3-3 鋁件架構參數表 (單位:mm)-----	23
表 4.1 單一微帶線去耦合電路參數表(單位:mm)-----	38
表 4.2 平行耦合微帶線的去耦合電路參數(單位:mm)-----	40
表 4-3 共振器去耦合電路參數表(單位:mm)-----	43



第一章 導論

1.1 雷達原理

雷達是一個用來偵測某一範圍之內物體的常見方法，主要操作原理是藉由傳送天線產生高功率的電磁波，利用電磁波直線前進且速度接近光速的特性，若在偵測範圍內存在著物體時，該目標物將會快速產生部分的反射回波訊號，再以接收天線將此訊號接收後再經過濾波器和放大器的處理後，適當地將此訊號作處理與傳送訊號比較之後，將可判斷目標物的存在與否，進而分析其距離、方向、高度、相對速度等資訊，並藉雷達顯示器顯示出來，雷達運作的示意圖如圖 1.1 所示。

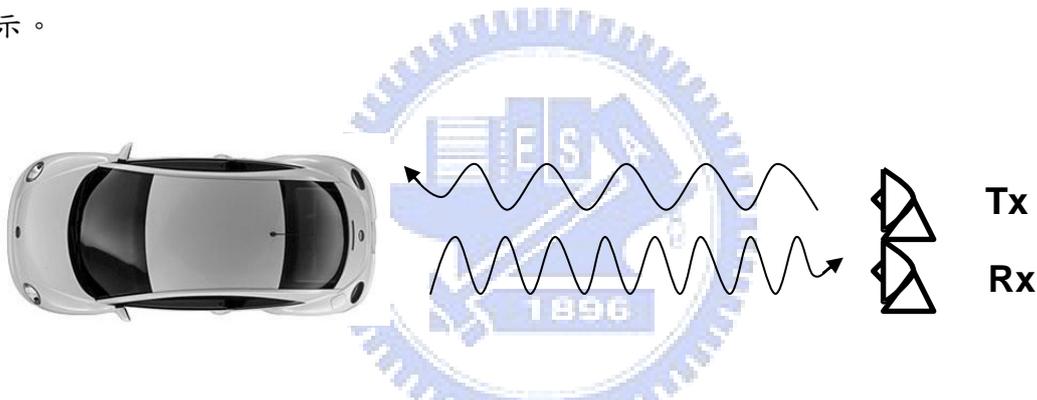


圖 1.1 雷達偵測原理示意圖

當我們比較回波訊號以及原傳送訊號的差異時，將可得到目標物的各種資訊，詳細內容如下：

距離：判斷距離的技術最常見的有二種，第一種為脈衝波雷達，以測量脈衝波發射與接收到回波的時間差來回推距離。第二種則為 FMCW 雷達，FMCW 則是用以固定的變化速度改變發射波頻率，比較發射與回波之間的頻率差值得到電磁波發送至反射折回的時間。

相對速度：根據都普勒效應，當雷達與目標在波的行進方向上有相對速度時，則回波訊號的頻率會隨著相對速度的大小產生頻率漂移如式(1-1)所示。

$$f_d = \left(\frac{2v}{c}\right) f_0 \quad (1-1)$$

其中 v 為雷達與目標物之相對速度在電磁波行徑方向上的分量、 c 為光速、 f_0 為發射電磁波頻率、 f_d 為都普勒偏移頻率。

角度：有許多方式皆可得知目標物角度的資訊，可以切換波束天線陣列或是機械式轉動天線偵測，另外還有單脈衝(Monopulse)技術[20]，利用切換不同的天線場型接收回波，在比較其回波大小來決定目標物所在角度。

式(1-2)為雷達方程式，藉由雷達方程式能夠描述雷達系統的特性。方程式中， P_t 為雷達系統發射的功率大小， G_r 、 G_t 分別為收發天線的增益， σ 為目標物相對反射面積(RCS，Radar Cross Section)， P_{\min} 為系統靈敏度， R_{\max} 為最遠可偵測距離， λ 為操作頻率的波長。

$$R_{\max} = \left[\frac{P_t G_t G_r \sigma \lambda^2}{(4\pi)^3 P_{\min}} \right]^{1/4} \quad (1-2)$$

由圖 1.2 代表雷達方程式的意義。雷達系統能接收的功率，為雷達系統發射的功率、發射端天線增益、目標物之反射面積、接收端天線功率以及雷達系統與目標物之間距離之影響的乘積。

由雷達方程式的結果，也可推測若希望能增加最大偵測距離，同時代表必須增加雷達的發射功率 P_t 、提高天線的增益 G_r 、 G_t 、或者增加系統的靈敏度 P_{\min} 。

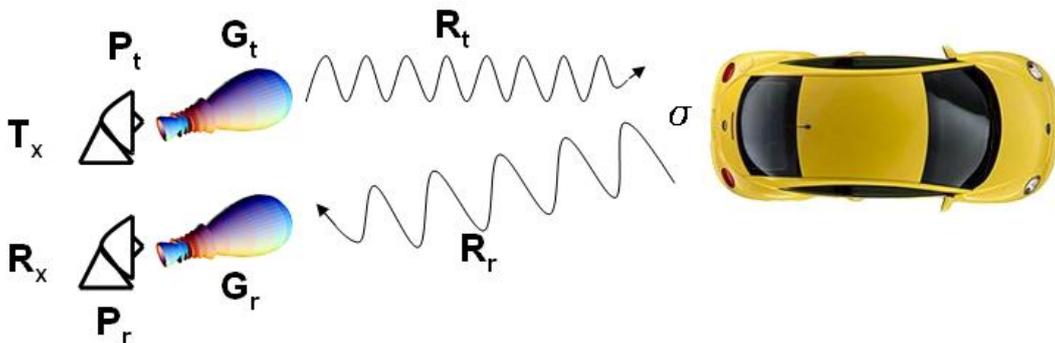


圖 1.2 雷達方程式示意圖

1.2 背景與動機

車輛普及率近年增加快速，在已開發國家和部分開發中國家平均每個家庭都有一輛以上的汽機車或其他機動車輛，而車輛的增加也衍生出許多交通安全的問題，為了彌補人感測能力上的缺失且隨著電子及通訊技術的進步，雷達的應用日漸增加，希望達到危險警示的功能，以提昇車輛行駛的安全性能和交通的順暢。根據研究，駕駛人如果增加 0.5 秒之反應時間，則車輛追撞之機率可減少 60%，而如能再多 0.5 秒，則追撞機率可減少剩下 10%，而美國聯絡車隊(US fleets of tractor-trailers)的四年資料也指出，Eaton-Vorad 的防撞警告系統降低了總計可防止事故平均值的 50% (國家高速公路交通安全管理局(National Highway Traffic Safety Administration, NHTSA)資料)，甚至可達 70%(Eaton-Vorad 資料)，因此爭取駕駛人的反應時間將是雷達系統的重點。

為了使雷達能有更大的偵測距離以爭取較多的反應時間以避開事故，我們依照雷達方程式(1-2)我們得知，除了增加系統靈敏度 P_{min} 和加大傳送能量 P_t 外，最直覺成本最低的方法就是增加收發天線的增益 G_r 、 G_t ，以往的系統中最常使用的架構為透鏡天線，但是一般的透鏡天線根據表面曲率和焦點位置的設計，為了達到較好的相位補償，通常饋入天線和透鏡本身需要一定的距離，使得整體體積增加，而透鏡本身的重量往往也成了雷達系統的負擔，因此我們改使用共振腔的結構，由於其操作原理使得天線的整體高度大約為該頻率在介質中的半波長 (本論文中共振腔介質為空氣)，在高頻的應用中可以相當輕薄，並利用多重反射的原理使天線最後的輻射增益上昇，有效地縮減高度和重量，使之更適用於汽車雷達的應用。

1.3 文獻探討與研究利基

1956 年出版了第一篇有系統討論共振腔天線的論文[1]，該文章提出了利用高反射的平面來合成共振腔，進而增進天線的輻射增益，內容提出了多重反射的模型解釋該架構的操作原理，並且用數學的方式規納出共振條件並計算天線增益值和該平面反射係數之間的關係，但是對於反射平面的設計尚未整理出一套有系統的理論。

到了 1980 年代，如圖 1.3 所示，開始使用超級物質(高介電物質或高磁導物質)來達到高反射量的效果[2]，此方式的好處為當板材的介電(磁導)係數決定後結構變數只有共振腔的高度，不需要作其他的考量，但是為了達到足夠的反射量，介電(磁導)係數必定要為極高的值，這在現實和成本上是很難達成的，因此這類研究主要還是停留在學術上的研究，尚無應用到實際生活。

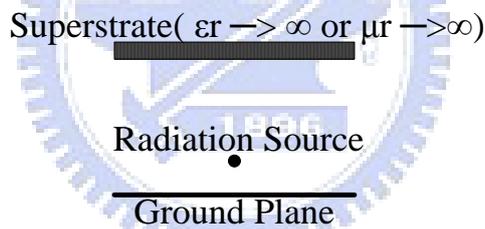


圖 1.3 使用超物質的共振腔天線[2]

由於前述的超級物質難以取得，到了 1990 年代開始有論文提出使用一維電磁能隙架構(1-D Electric-Magnetic Bandgap-1-D EBG)來取代單層的超級物質的構想[3]，圖 1.4 中為其架構圖，其中使用的基板都為一般的材料，成本不會太高，因此大大提昇了其實用性，不過缺點在於共振腔高度，每一層基板需要的厚度至少為該介質中的四分之一波長，而且為了達到很高的天線增益，此週期性結構必須要有一定的週期數，最終將使天線體積增大，這也是應用上的最大缺點。

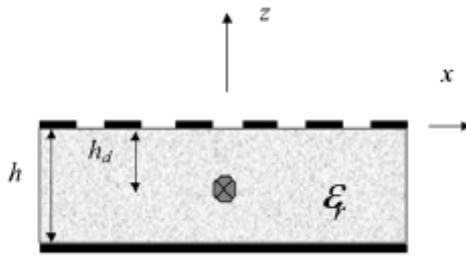


圖 1.5 使用平面 EBG 或 FSS 的共振腔天線[4][5]

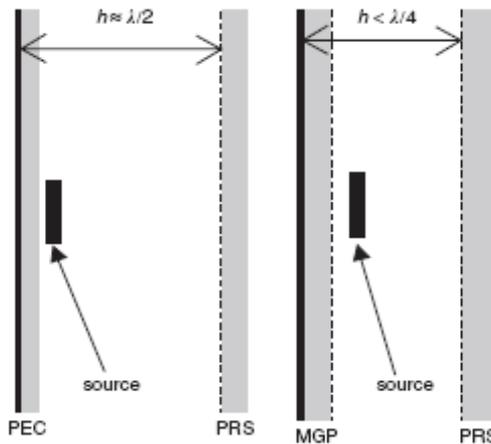
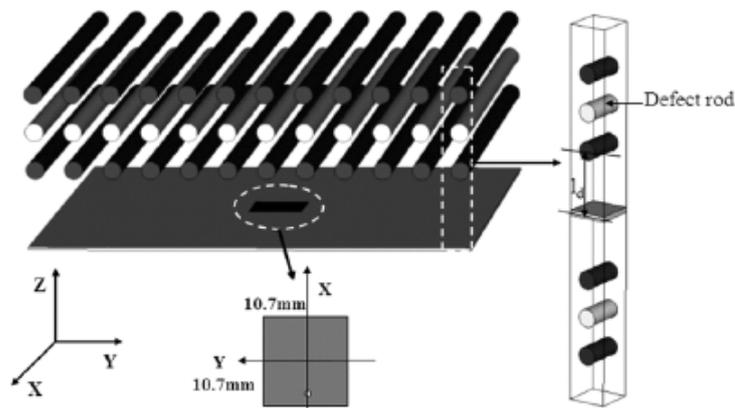


圖 1.6 使用等效磁牆的共振腔天線[6]

第二種架構如圖 1.7 所示，使用週期排列的平面基板或柱狀基板形成 1-D EBG 的結構來合成共振腔[7][8]。最後一種方式如圖 1-8 則是將天線放置於密集排列的金屬條中[9]，讓週遭環境類似於電漿的特性($\epsilon_r \ll 1$)，一樣可以產生類似共振腔的場型分布，但是由於金屬條之間的空隙必須遠小於操作頻率的波長，因此在高頻的應用中較難實現本架構。



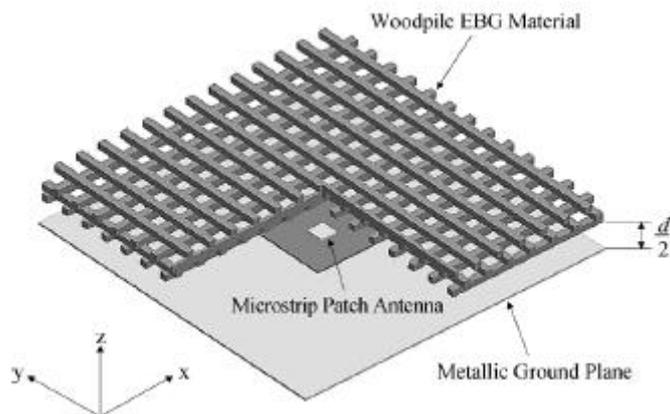


圖 1.7 使用 1-D EBG 的共振腔天線[7][8]

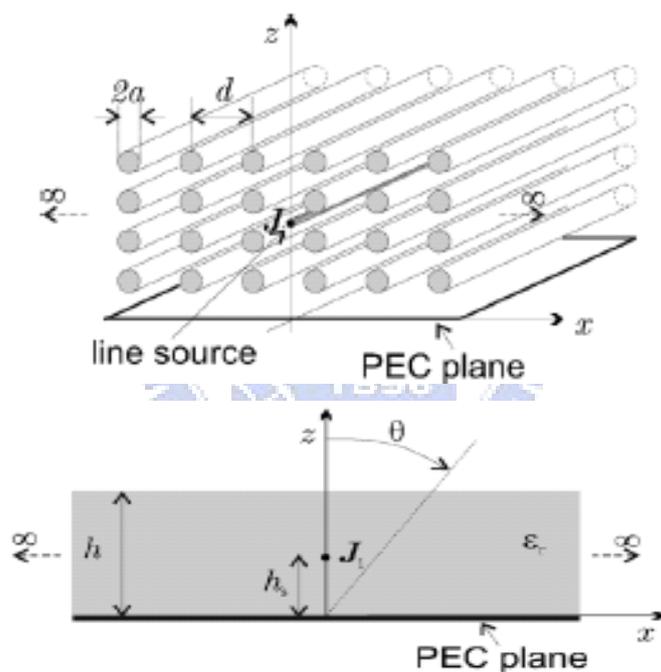


圖 1.8 近似電漿環境的共振腔天線[9]

近年來共振腔天線的研究不再侷限於於單天線的設計，許多進階的著作相繼出現，例如圖 1-9 中使用天線陣列來饋入共振腔[10]，使天線的孔隙效率(Aperture Efficiency)增加，進而突破單天線增益的極限，適當設計將可以使增益達到 30dBi 以上。此外也有學者進行操作頻帶相關的研究，如圖 1-10，使用額外的 FSS 來調整反射相位，達成雙頻和寬頻的應用[11]。圖 1-11 則是在共振腔上再加一層改變極化的金屬線路，達成圓極化的輻射場型[12]。

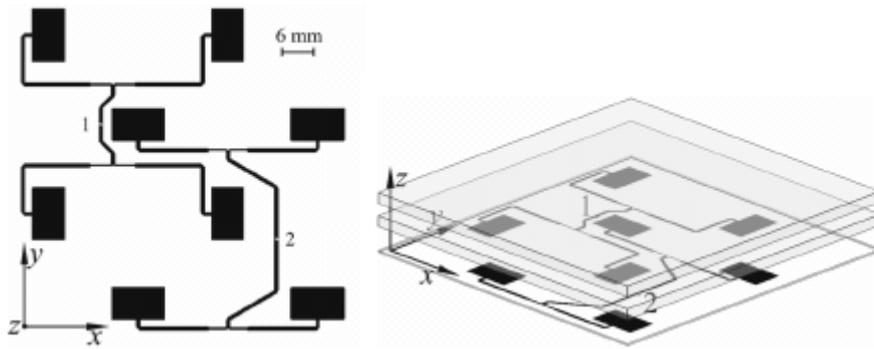


圖 1.9 使用天線陣列饋入的共振腔天線[10]

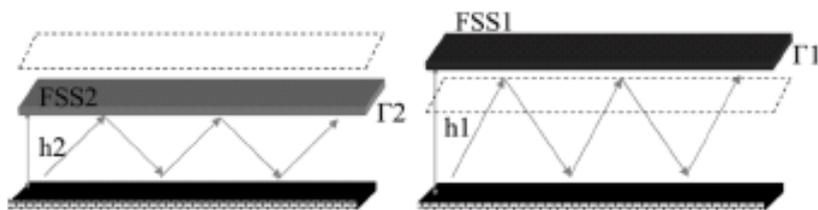


圖 1.10 使用雙層 FSS 的共振腔天線[11]

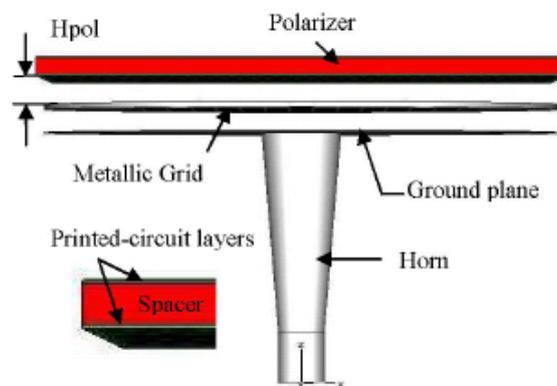


圖 1.11 圓極化的共振腔天線[12]

未來隨著衛星及雷達等點對點的通訊的發展，這類多功能高指向性的天線需求也會愈來愈高，如何突破即有限制並提昇空間使用效率將是一大課題，因此本論文將提出共用單一共振腔的多天線的設計，並利用去耦合電路達到高隔離度的特性，將空間使用率增加，且希望將天線間彼此的干擾降到最低，在設計多天線的去耦合電路前必須對能量主要耦合的方式作分析，一般來說共用基板的多天線能量耦合的原因可以分成三類，首先是表面波的產生造成隔離度的降低，要解決

這類問題最常見的方式為使用週期性結構合成電磁能隙(Electromagnetic Band Gap-EBG)來阻擋表面波的形成，如圖 1.12[13]。第二類能量耦合的原因則是共用地面的結構使得地線電流互相干擾，解決的方式如圖 1.13[14]使用在地面上挖槽孔的方式，讓天線之間的等效上就像是串聯了一個並聯共振器，形成帶拒濾波器(Band-Stop Filter)的結構，阻絕特定頻率的電流使隔離度提昇。

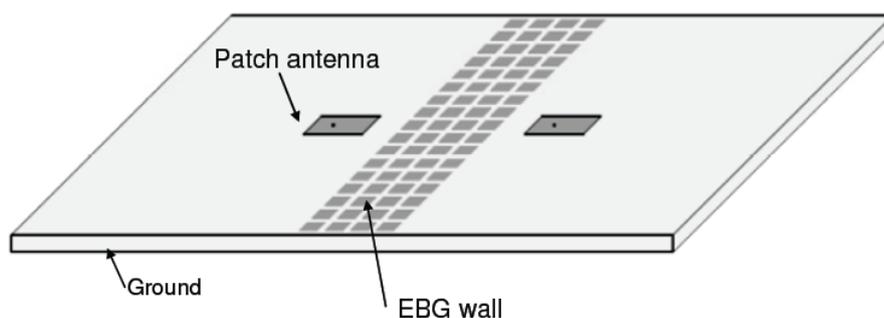


圖 1.12 使用 EBG 結構的去耦合電路[13]

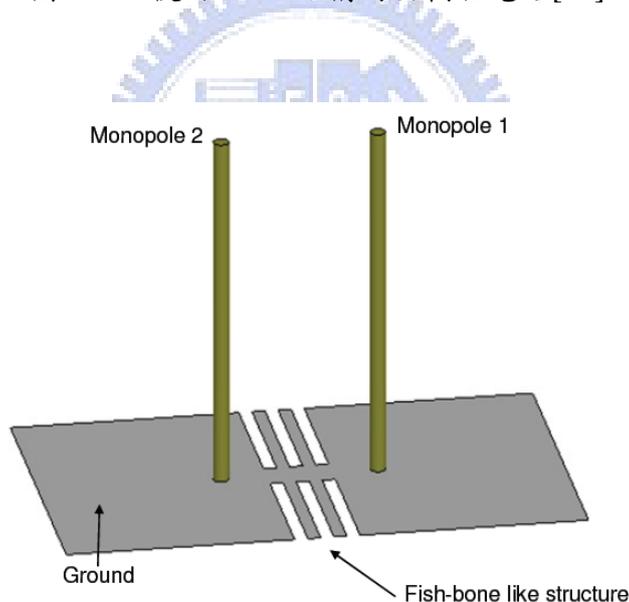


圖 1.13 使用槽孔結構破壞地面電流的去耦合電路[14]

第三種天線耦合的成因則是天線之間的距離過近或是場型方向的關係造成直接的輻射耦合，這類問題往往是最難處理的，解決方式通常是使用額外的耦合路徑來產生反相位的能量抵消如圖 1.14[15]或是使用如圖 1.15[16]從電路匹配的觀點直接對耦合量作設計，達到高隔離度的效果，這類問題通常在隔離度上可以有很大的改善，但是對於天線的輻射場型卻都會受到巨大的影響造成波束的偏

移。

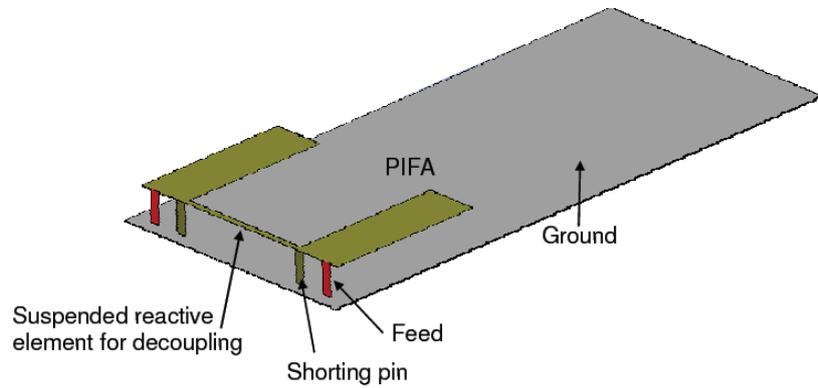


圖 1.14 使用額外路徑的去耦合設計[15]

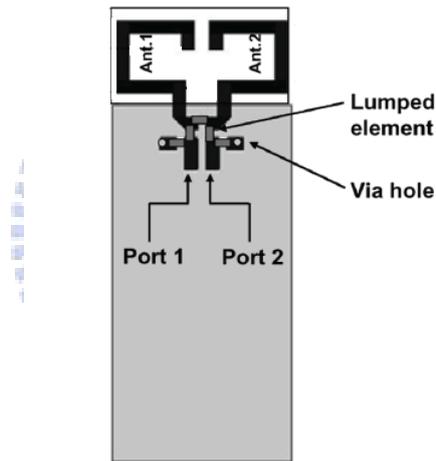
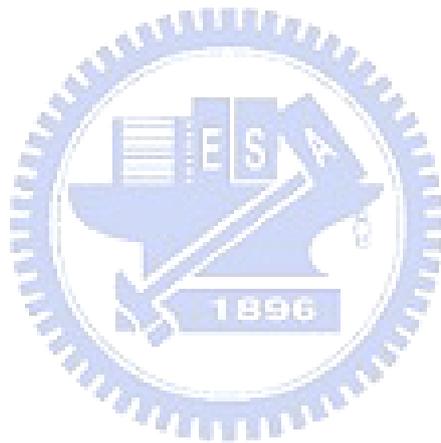


圖 1.15 使用電路匹配方式的去耦合設計[16]

我們將在本論文中提出一個應用於 24GHz 雷達系統的高增益共振腔天線，根據以往的文獻，一個共振腔只會提供給單一天線應用，本論文最大特色就是把雷達的接收天線以及傳送天線放置於相同的共振腔結構內，節省了一半的面積。由於二隻天線的極化方向必須相同，且激發出相同的共振模態，因此收發天線之間的耦合量將會相當大，在雷達系統中若收發天線的隔離度太低則系統將會誤判一個無相對速度物體的存在，所以我們在論文的第四章中提出了簡單有效的方式消除天線的耦合能量，並比較其頻寬，最後在操作頻帶內都可以擁有 20dB 以上

的隔離度。

在論文的最末，我們應用了二個反相饋入的微帶天線激發共振腔的高階模態，產生單脈衝技術中接收天線所需要的場型，若和原本的收發天線結合運用於雷達系統中的話將可以判斷物體的方向，且不會增加電路面積，但目前在結合上還有部分問題需要克服，所以尚停留在模擬的階段，這也是未來值得研究與改善的地方。



第二章 共振腔天線原理探討

2.1 多重反射模型

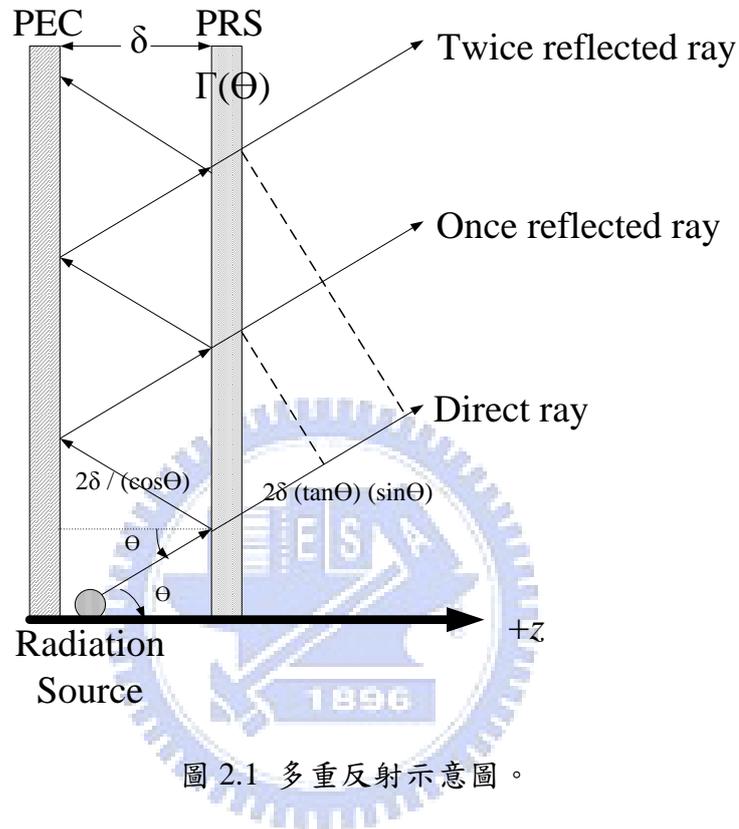


圖 2.1 多重反射示意圖。

圖 2.1 為 1956 年提出來的多重反射示意圖[1]，假設有輻射源位於一塊完美電導體（Perfect Electric Conductor-PEC）的上方，其輻射電場強度以數學式表示為 $f(\theta)$ ，若在 PEC 上方距離 δ 處設計一個部分反射面（Partially Reflecting Surface-PRS），其反射係數為入射角度 θ 的方程式可表示為 $\Gamma(\theta)$ ，從圖 2-1 中可以推知，當輻射電場入射該平面時，將會依據入射角度的不同產生不同值的反射與穿透電場，此時只要適當設計 PEC 和 PRS 之間的距離，將可控制各個反射波之間的相位關係，最終產生一種穩定的模態，使得該反射面上的電場皆為等相位，如此一來將可在 $+z$ 方向產生建設性干涉而得到高增益的輻射場。

根據此模型推算，經過多重反射後的電場強度可以用式(2-1)作算， Ψ_n 代表

波束經過 n 次反射後的相位變化，其中包括在共振腔內行進的路徑以及 PRS 和 PEC 反射所造成的相位偏移，一次反射和二次反射波的相位偏移計算方式如式 (2-2)、式(2-3)，經過整理後 n 次反射波將整理成式(2-4)。

$$E(\theta) = \sum_{n=0}^{\infty} |\Gamma(\theta)|^n \cdot f(\theta) \cdot \sqrt{1 - |\Gamma(\theta)|^2} e^{j\Psi_n} \quad (2-1)$$

$$\Psi_1 = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot 2\delta \cdot \tan\theta \cdot \sin\theta - \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \frac{2\delta}{\cos\theta} - \pi + \angle\Gamma(\theta) \quad (2-2)$$

$$\Psi_2 = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot 4\delta \cdot \tan\theta \cdot \sin\theta - \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \frac{4\delta}{\cos\theta} - 2\pi + 2\angle\Gamma(\theta) \quad (2-3)$$

$$\Psi_n = n \cdot \left[-\frac{4\pi}{\lambda} \cdot \delta \cdot \cos\theta - \pi + \angle\Gamma(\theta) \right] \quad (2-4)$$

從式(2-1)可發現 $E(\theta)$ 為一個公比為 $|\Gamma(\theta)|e^{j\left[-\frac{4\pi}{\lambda}\delta \cdot \cos\theta - \pi + \angle\Gamma(\theta)\right]}$ 的等比級數，因此電場強度可簡化成式(2-5)，將其取平方後即為得到式(2-6)的能量強度表示式。

$$|E(\theta)| = f(\theta) \sqrt{\frac{1 - |\Gamma(\theta)|^2}{1 + |\Gamma(\theta)|^2 - 2|\Gamma(\theta)| \cos\left[-\frac{4\pi}{\lambda}\delta \cdot \cos\theta - \pi + \angle\Gamma(\theta)\right]}} \quad (2-5)$$

$$E(\theta)^2 = f(\theta)^2 \frac{1 - |\Gamma(\theta)|^2}{1 + |\Gamma(\theta)|^2 - 2|\Gamma(\theta)| \cos\left[-\frac{4\pi}{\lambda}\delta \cdot \cos\theta - \pi + \angle\Gamma(\theta)\right]} \quad (2-6)$$

為了分析+z方向的輻射場型，令 $\theta=0$ 度代入式(2-6)，並適當設計共振腔高

度使得相位關係滿足如下的共振條件

$$-\frac{4\pi}{\lambda} \cdot \delta \cdot \cos\theta - \pi + \angle\Gamma(\theta) = 0$$

此時式(2-6)將可簡化成式(2-7)表示，最後天線增益將和饋入天線的增益以及 $\left(\frac{1+|\Gamma(0)|}{1-|\Gamma(0)|}\right)$ 值成正比，因此我們可以得到一個結論，當 PRS 的垂直入射反射係數愈大時，最後在+z 方向的增益也愈大。

$$E(\theta)^2 = \left[\frac{1 - |\Gamma(0)|^2}{(1 - |\Gamma(0)|)^2} \right] f(0)^2 = \left(\frac{1 + |\Gamma(0)|}{1 - |\Gamma(0)|} \right) f(0)^2 \quad (2-7)$$

2.2 共振條件

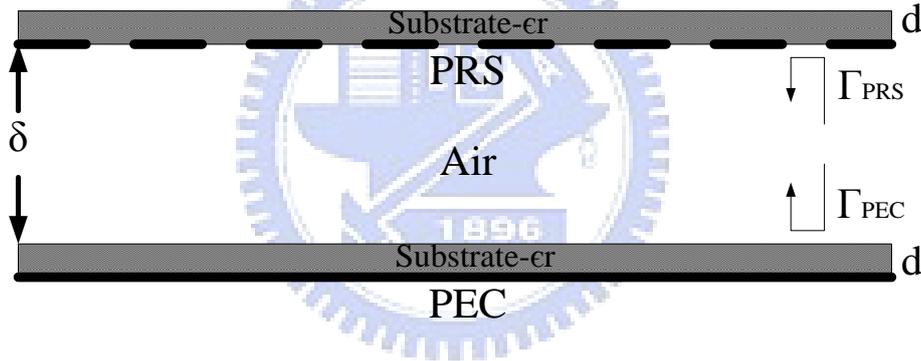


圖 2.2 共振條件示意圖

為了讓 PEC 和 PRS 可以在操作頻帶下達到預期的共振模態，我們必須適當設計二個平面之間的距離，而這距離主要取決於操作頻率及二個反射平面的反射相位關係。

如圖 2.2 所示，由於本論文中希望設計應用於前視防撞雷達系統的高增益天線，因此在此處我們關注重點為 θ 為 0 時的場型，固簡化算式只將垂直入射的情形列入討論，假設二平面中間的空氣層高度為 δ ， d 為二塊等效介電常數為 ϵ_r 的板材厚度， Γ_{PRS} 代表 PRS 的垂直入射反射係數， Γ_{PEC} 則是在空氣和下層板材交

界面的垂直入射反射係數，若板材的厚度相對介質波長很小的時候可以預期其反射係數約為 $1e^{j\pi}$ ，如此一來即可以用 2.1.1 裡提到的共振條件來估算共振腔高度，但若板材厚度不可忽略時我們可以用式(2-8)來做反射相位的修正。其中 Z_d 為介質中的波阻抗， Z_0 為空氣中的波阻抗， β 則是電磁波在介質中行進的波數，之後共振條件可整理成式子(2-9)，因此只需知道在該操作頻率下 Γ_{PEC} 和 Γ_{PRS} 的相位關係，我們就可以估算出需要的空氣層高度[1]。

$$\angle\Gamma_{\text{PRS}} = \pi - 2\tan^{-1}\left(\frac{Z_d \tan(\beta d)}{Z_0}\right) \quad (2-8)$$

$$\delta = \frac{N\lambda}{2} + \left(\frac{\angle\Gamma_{\text{PEC}} + \angle\Gamma_{\text{PRS}}}{\pi}\right)\frac{\lambda}{4} \quad N = 1,2,3 \dots \quad (2-9)$$



第三章 單天線設計

1.1 饋入天線架構

由於微帶天線(Patch Antenna)具有單方向輻射特性[17]，且極化方向單一，相當適合用來設計高增益共振腔天線，微帶天線的輸入實部阻抗特性如圖 3.1，從圖我們可以得知，若直接從邊緣饋入的話將會得到接近斷路的輸入實部阻抗，若從中心點饋入則是接近短路，因此平面式的微帶天線必需做適當地阻抗匹配。

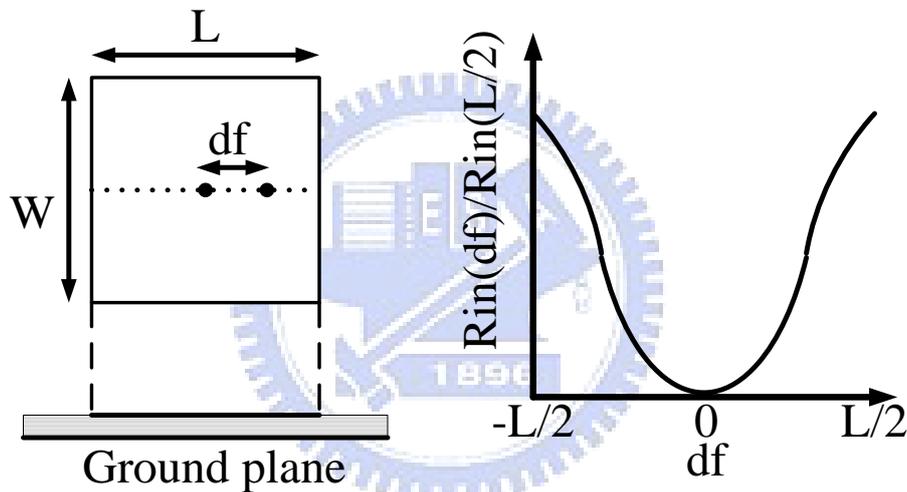


圖 3.1 微帶天線阻抗示意圖

最常見二種微帶天線的阻抗匹配方式有二種，第一種如圖 3.2，為使用四分之一波長阻抗轉換線[18]，此方式的好處是不會破壞原有的微帶天線架構，可以保留較單純的輻射和極化特性，但缺點是需要一段額外的傳輸線，且在本論文中天線所操作的頻段為 24GHz，為了避免能量在微帶線上有過多的損耗，板材的選用為 RO4003 8mil，較薄的基板導致此段高阻抗微帶線的寬度在實現上有很高的困難度。

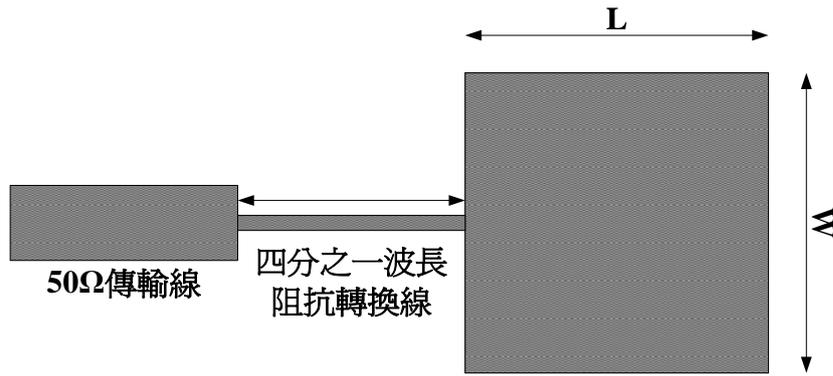


圖 3.2 使用四分之一波長阻抗轉換器匹配饋入的微帶天線

圖 3.3 為插入饋入的方式，根據圖 3.1 可以推測，當我們在開路和短路之間適當移動的饋入位置即可找到 50 歐姆的輸入阻抗點，且不會增加額外的電路面積，因此本論文的天線皆以此方式作匹配，此方式的缺點則是微帶天線其中一個輻射邊的有效長度將因為匹配槽孔的設置而縮短，造成輻射效率的降低，但若為了避免輻射效率降低而將槽孔寬度縮小的話，將使槽孔二段長邊之間產生很強的電場的耦合，這不僅會對中間的 50Ω 傳輸線造成影響，還會產生和微帶天線極化方向垂直的輻射電場，因此設計上需要我們特別注意。

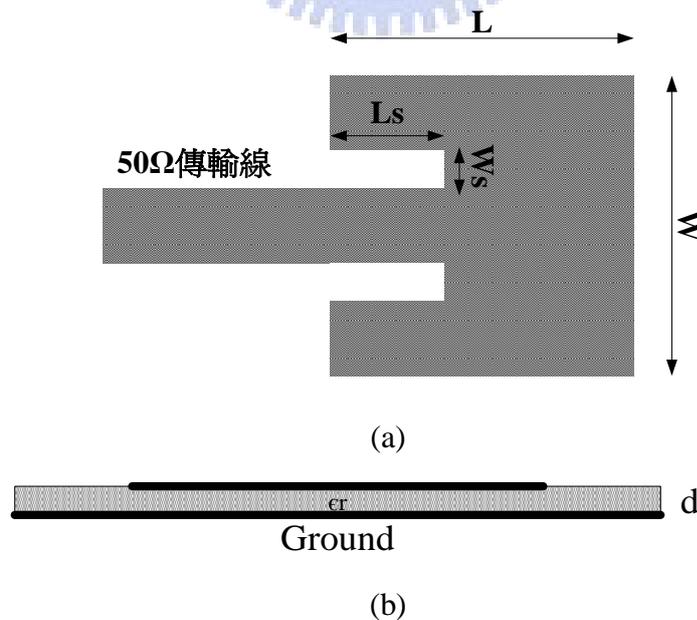


圖 3.3 插入饋入的微帶天線 (a)俯視圖 (b)側視圖

表 3.1 微帶天線尺寸參數 (單位：mm)

L	W	L_s	W_s	d
3.2	3.4	1.1	0.3	0.2

表 3.1 為微帶天線的尺寸表，使用 ϵ_r 為 3.58 的 RO4003 8mil 基板，圖 3.4 為模擬的散射參數圖，雖然雷達天線的操作頻帶為 24.025-24.225GHz，由於以往的經驗，實作後通常會向較低頻偏移，因此我們刻意將天線頻率設計於稍高的頻段，從圖 3.4 可觀察到該天線的反射係數在 24.435-24.745GHz 之間反射係數低於 -10dB 的頻寬達 300MHz 已滿足需求。

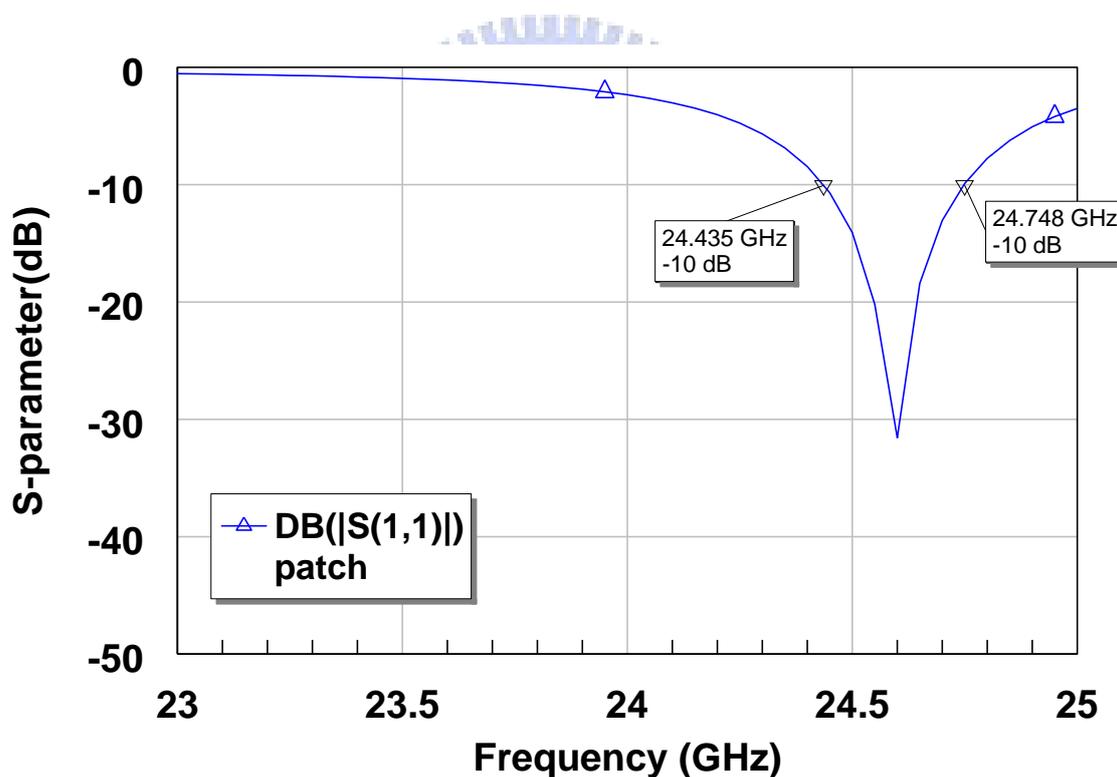


圖 3.4 單一微帶天線反射係數模擬

圖 3.5 為微帶天線在中心頻 24.6GHz 時的輻射場型，在本論文中天線的極化方向單一，交叉極化的值可忽略，因此所有的輻射場型圖僅會呈現總增益值，可得到增益峰值約為 6.7dBi。

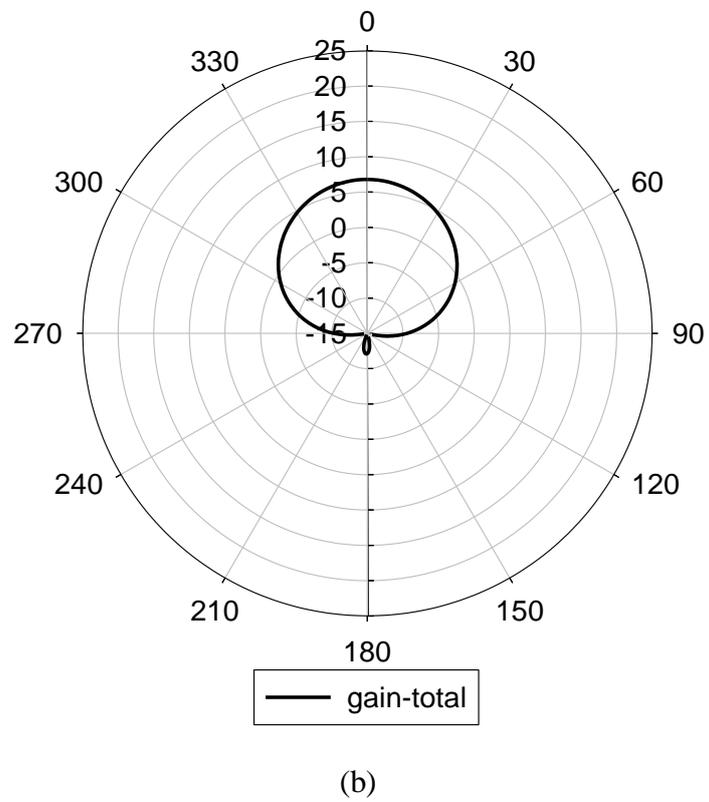
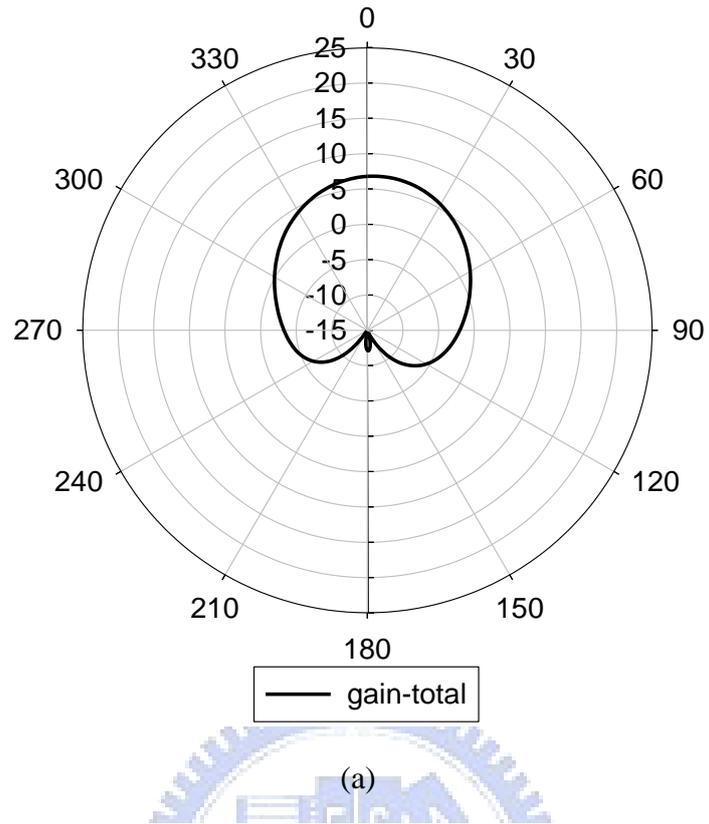


圖 3.5 微帶天線輻射場型圖 (a)E-plane (b)H-plane

3.2 部分反射面設計

本論文於第二章提到部分反射面的反射係數絕對值對最終天線的增益有決定性的影響，此外反射係數的相位則是直接影響了共振腔的高度，因此設計初期我們必須先對該平面的反射特性做分析。

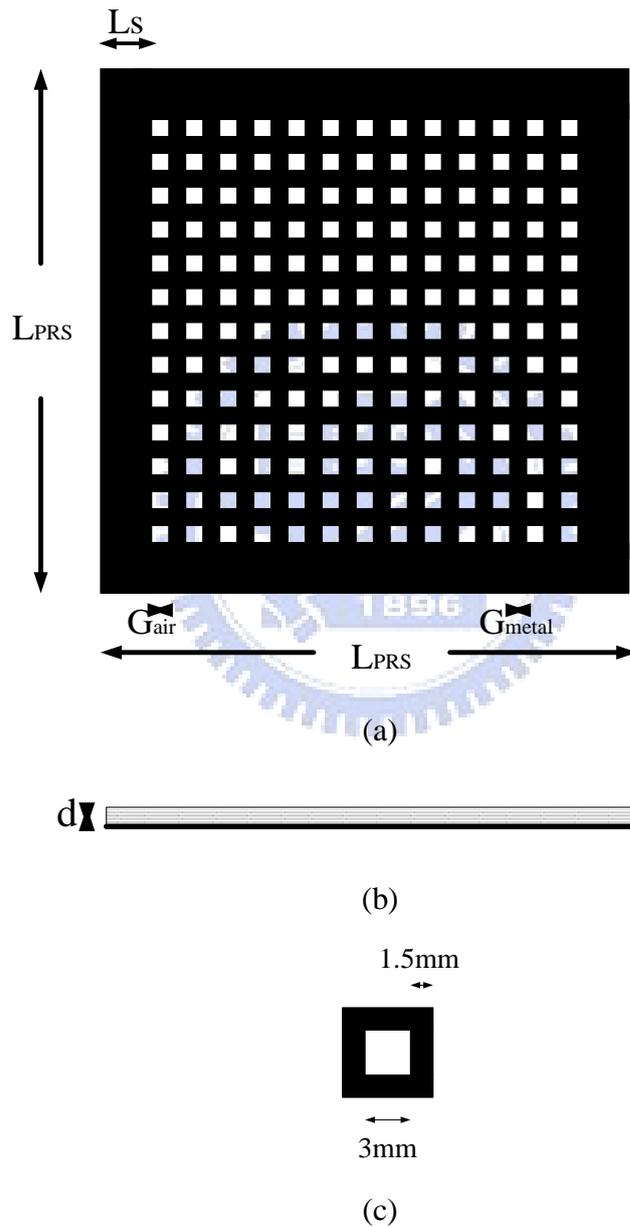


圖 3.6 部分反射面結構圖 (a)俯視圖 (b)側視圖 (c)單位元

圖 3.6 為我們首先提出的部分反射面結構圖，為了支撐金屬表面，我們同樣在 RO4003 8mil 的基板上實現該架構，電路尺寸如下表 3.2 所示，本論文中是使用 Ansoft High Frequency Structure Simulator (HFSS)[19] 全波模擬軟體針對該週期性架構的單位元做模擬，以平面波入射得到反射係數如圖 3.7，24GHz 處反射係數約為 0.97，代入式 2-3 如下。

$$E(\theta)^2 = \left(\frac{1 + |\Gamma(0^\circ)|}{1 - |\Gamma(0^\circ)|} \right) f(0^\circ)^2 = \left(\frac{1 + 0.97}{1 - 0.97} \right) f(0^\circ)^2 = 66 f(0^\circ)^2$$

原始的微帶天線增益為 6.7dBi，以此平面組合成共振腔後將可額外得到 18dB 的增益，預測結合的共振腔天線最高將可以達到約 24.7dBi 的增益，但由於我們的輻射源並非完全的平面波，且反射面也非無限大，因此會略低於此值。

表 3-2 部分反射面尺寸參數 (單位：mm)

L_{PRS}	L_s	G_{air}	G_{metal}	d
100	9.5	3	3	0.2

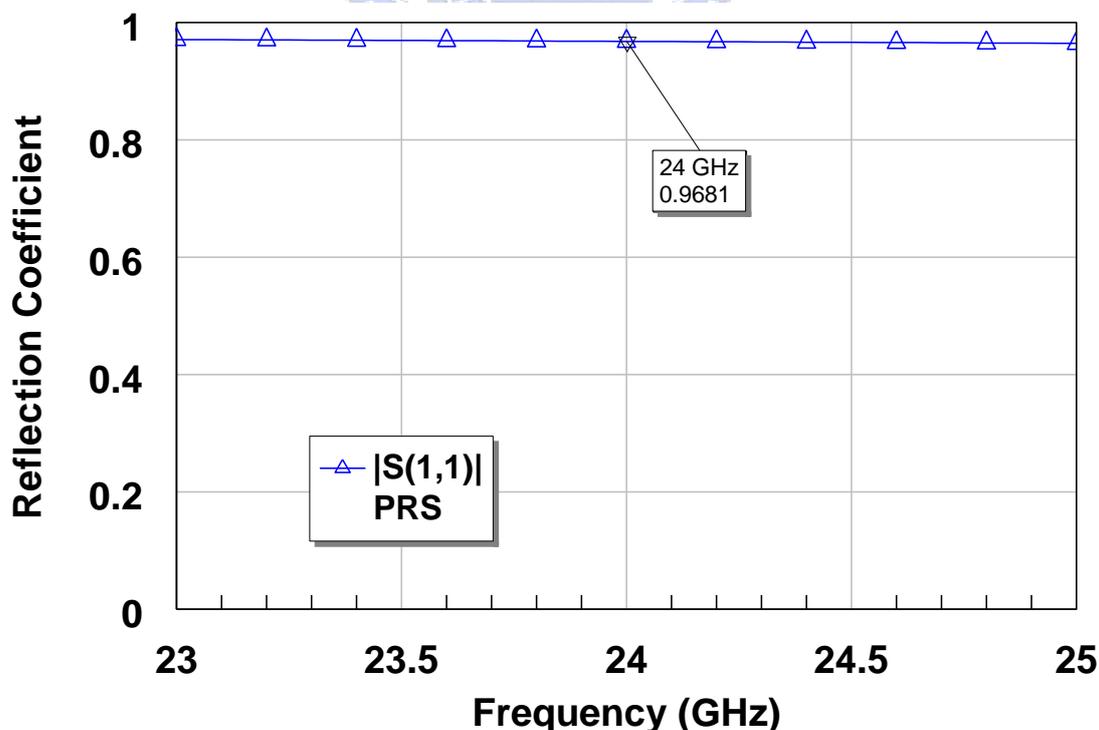


圖 3.7 部分反射面對垂直入射波的反射係數

共振腔的上下平面分別由部分反射面及微帶天線的地面所組成，所以必須對二個平面的反射相位作分析才能計算出共振腔的高度，但在 Ansoft HFSS 軟體裡若使用平面波來當訊號源只能得到反射係數的絕對值，無法得到相位的資訊，因此在模擬的設定上必須做了一些改變，如圖 3.8 所示，利用垂直的 PEC 和 PMC 圍成一個方形的導波管，利用 Ansoft HFSS 中的 Wave port 來饋入此結構，由於邊界條件的設定，激發出來的行進波將會以平面波的形式存在，用其入射設計 PRS 後將可以得到反射相位值。

我們以圖 3.6 之架構做同樣的模擬，在 24GHz 時得到約 170 度的反射相位，而共振腔的下表面因為是完整的金屬面，反射相位約為-180 度，依式 2.4 和式 2.5 計算結果如下

$$\delta = \frac{\lambda}{2} + \left(\frac{-(\pi - 0.94\pi)}{\pi} \right) \frac{\lambda}{4} \approx 6.1\text{mm}$$

若在 24GHz 要滿足共振條件，扣掉 0.2mm 的介質層則中間的空氣層大約需要 5.8~5.9mm 的高度，而此結果在後面的模擬中也將得到應證。

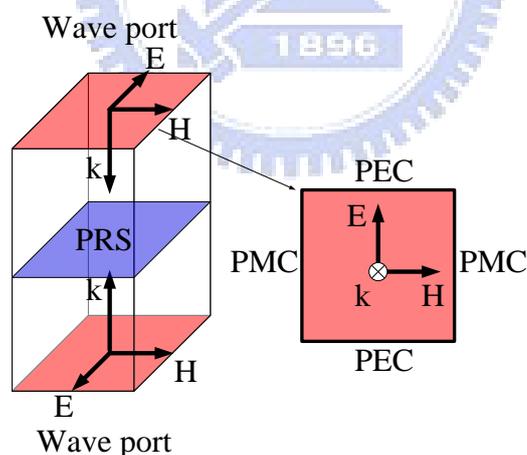


圖 3-8 平面波入射模擬設定

3.3 天線模擬

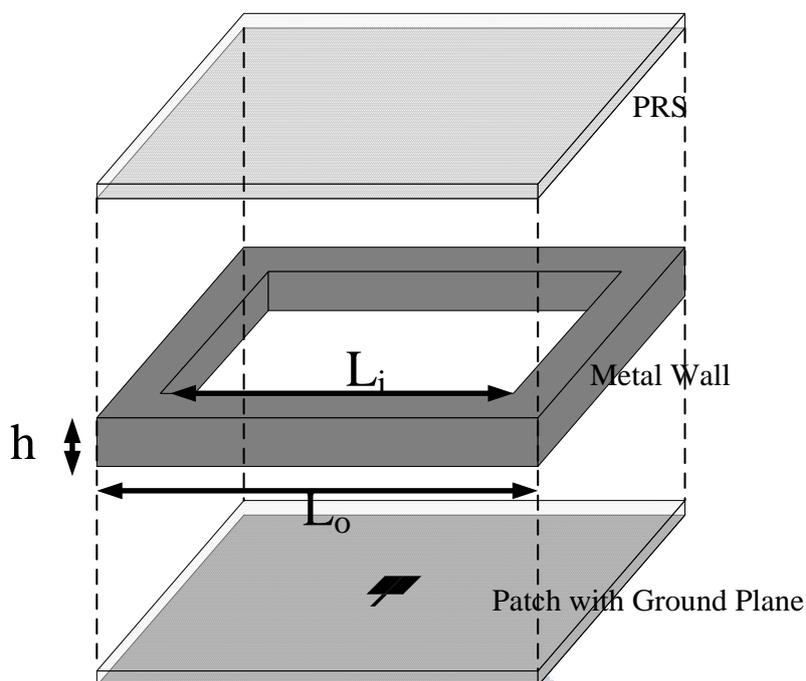


圖 3-9 共振腔單天線架構圖

我們將圖 3.4 的天線以及圖 3.6 的部分反射面做結合，空氣層的部分利用中空的鋁來做支撐定型的工作，架構如圖 3.9 所示，其中鋁件的參數值如表 3.2，利用 Ansoft HFSS 進行全波模擬發現，原本微帶天線操作頻率受到共振腔改變近場的影響，降低至雷達需要的頻帶內，圖 3.10 為模擬的散射參數圖，23.9GHz~24.4GHz 間的反射係數皆小於-10dB，圖 3.11 分別為該天線在 24GHz、24.2GHz 以及 24.4GHz 三個頻率點的輻射場型圖，在 24GHz 時天線增益可以達到 23.7dBi，不過缺點是增益頻寬並不大，且在 E-Plane 上有很大的旁波瓣。

表 3-3 鋁件架構參數表 (單位：mm)

L_o	L_i	h
100	81	5.7

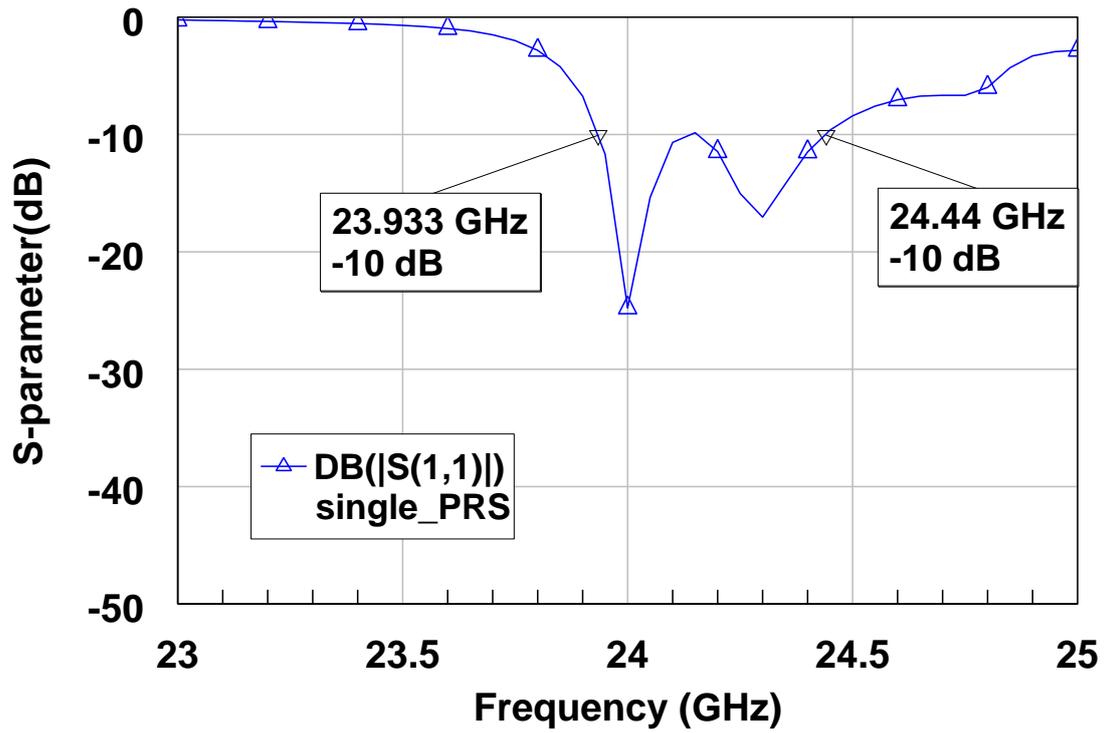
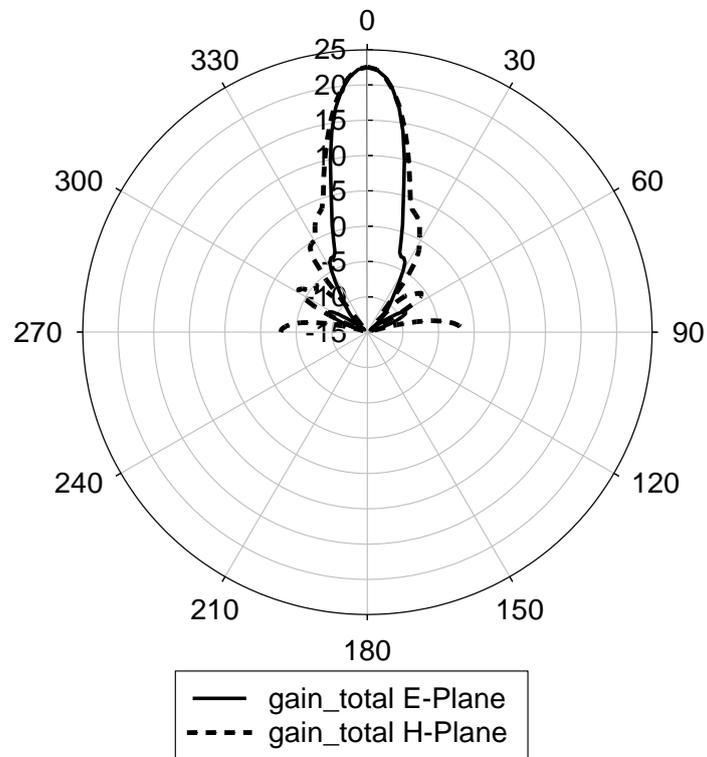


圖 3.10 共振腔單天線散射參數模擬圖



(a)

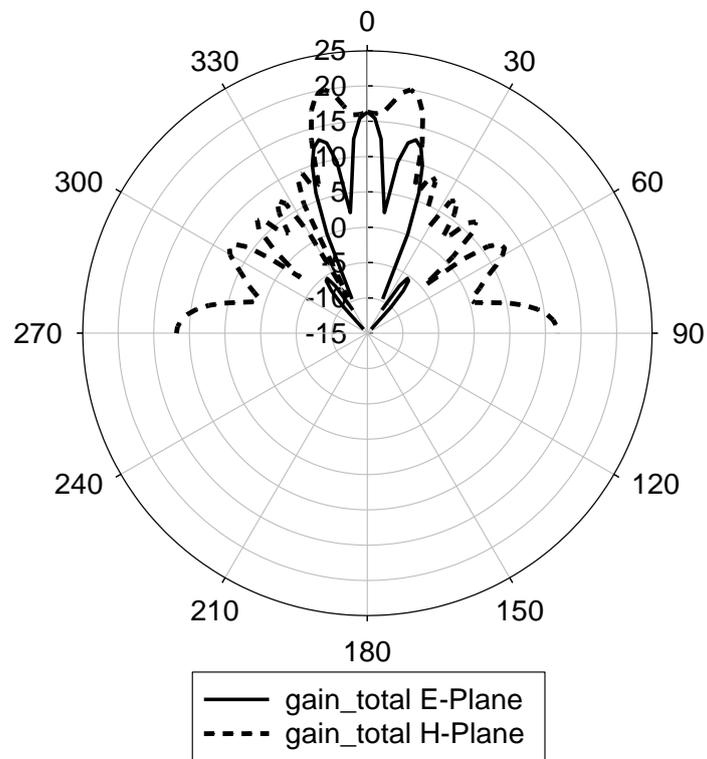
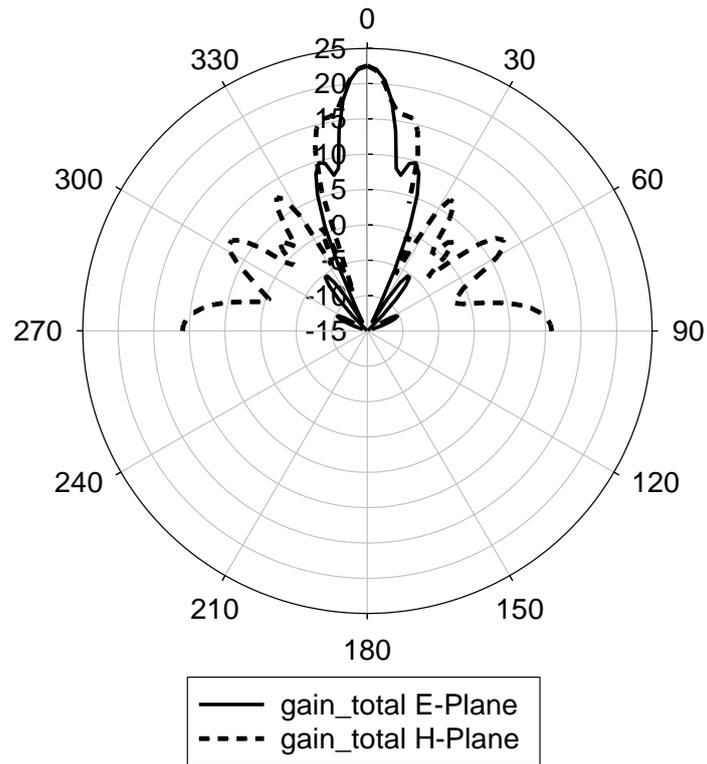
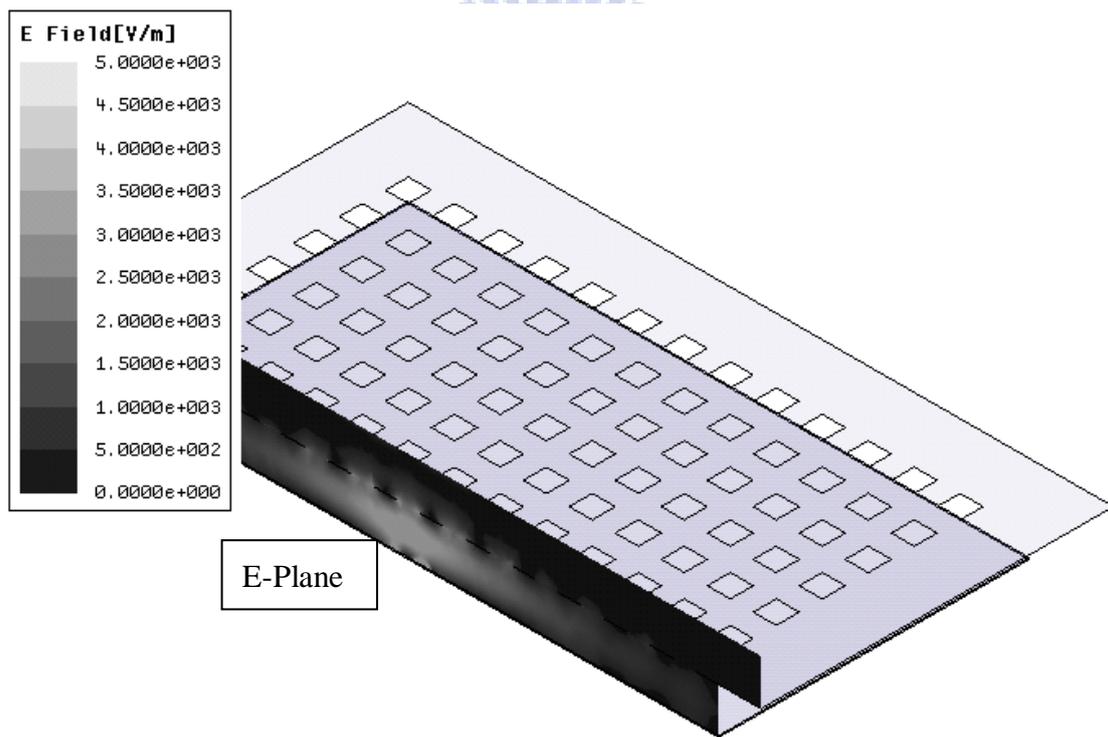
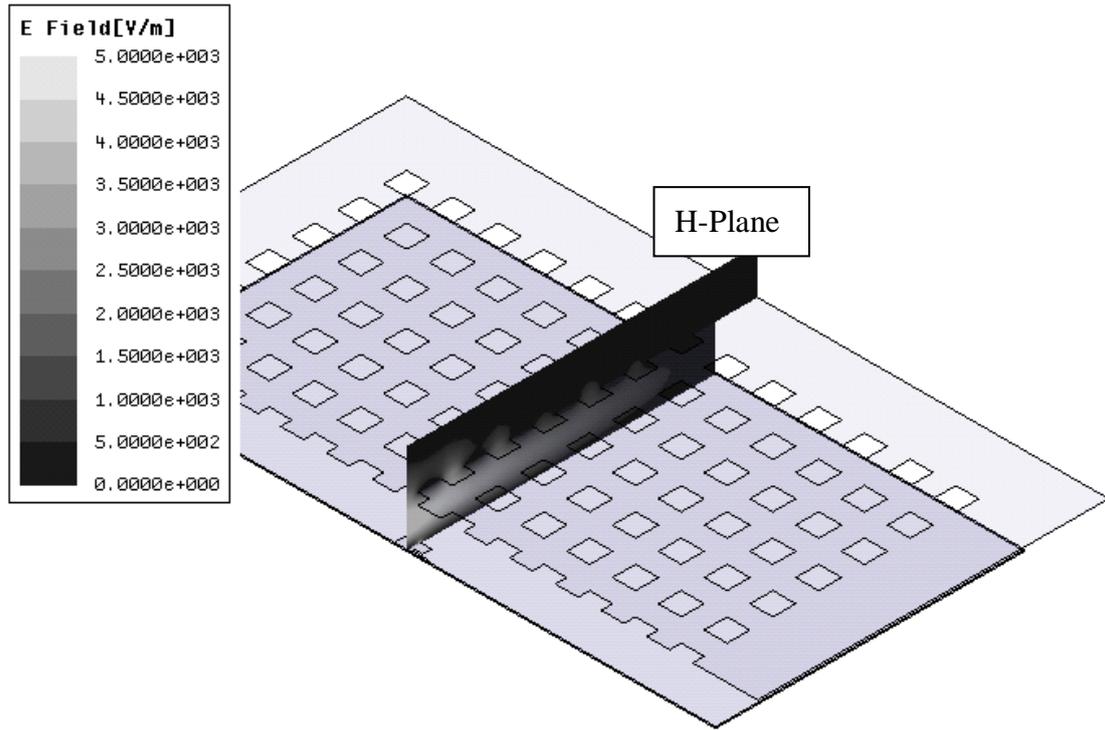


圖 3.11 共振腔單天線增益模擬圖 (a)24GHz (b)24.2GHz (c)24.4GHz

為了將此架構延伸至多天線的應用，必須分析當天線在共振腔內的位置產生偏移時對場型以及共振模態造成的影響，主要觀察共振腔內的電場分佈，圖 3.12 為 24GHz 微帶線線從結構正中央饋入時 E-plane 與 H-plane(模擬時將天線結構沿對稱面-E-plane 切半，因此 H-Plane 的電場只有顯示一半，另一邊的電場呈鏡射分佈)電場的分佈，若將微帶天線沿著 H-plane 分別移動 6mm、12mm、18mm，觀察其電場可得如圖 3.13-3.15 的結果，從中可發現即使饋入位置有所偏移，但激發出來的模態仍是相同，僅有電場最大值的位置隨著激發天線而偏移，但不會產生其他高階模，因此可以確定多天線共用單一共振腔是可實行的概念，比較其遠場輻射場型如圖 3.16，雖然饋入位置的偏移會使得場型在 E-plane 上的主波束有些微的偏差，但對系統影響還在可接受範圍內。



(a)



(b)

圖 3.12 正中央饋入時的電場分佈 (a)E-Plane (b)H-Plane

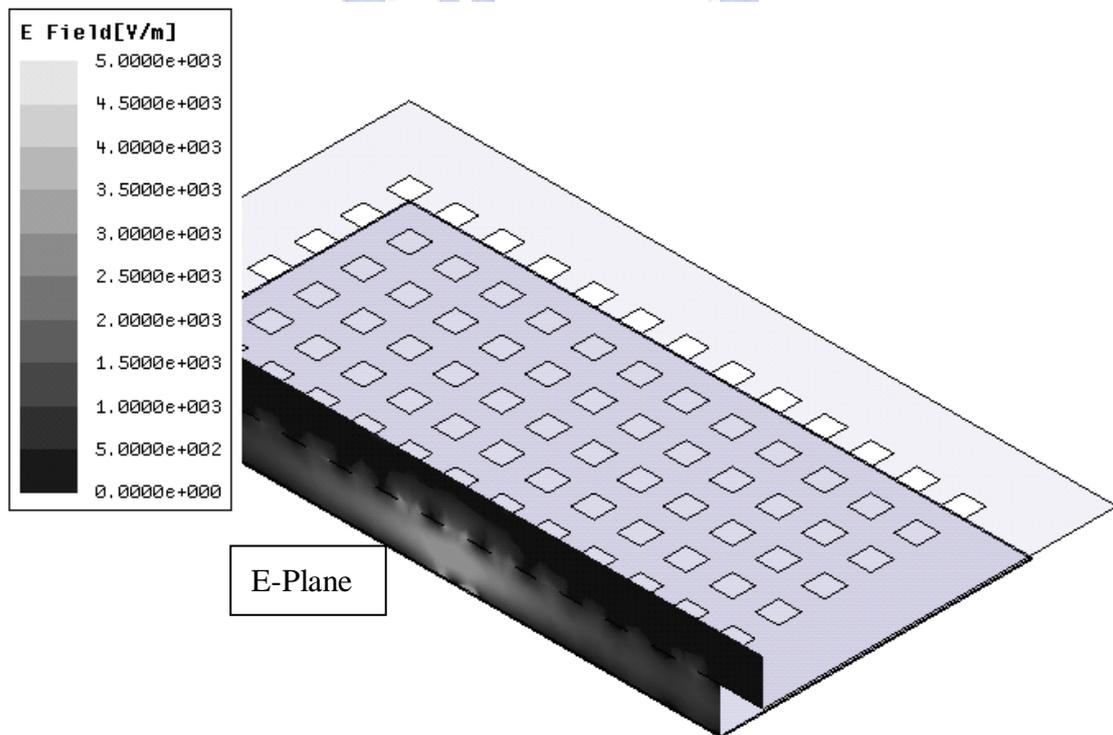


圖 3.13 饋入偏移 6mm 時 E-Plane 的電場分佈

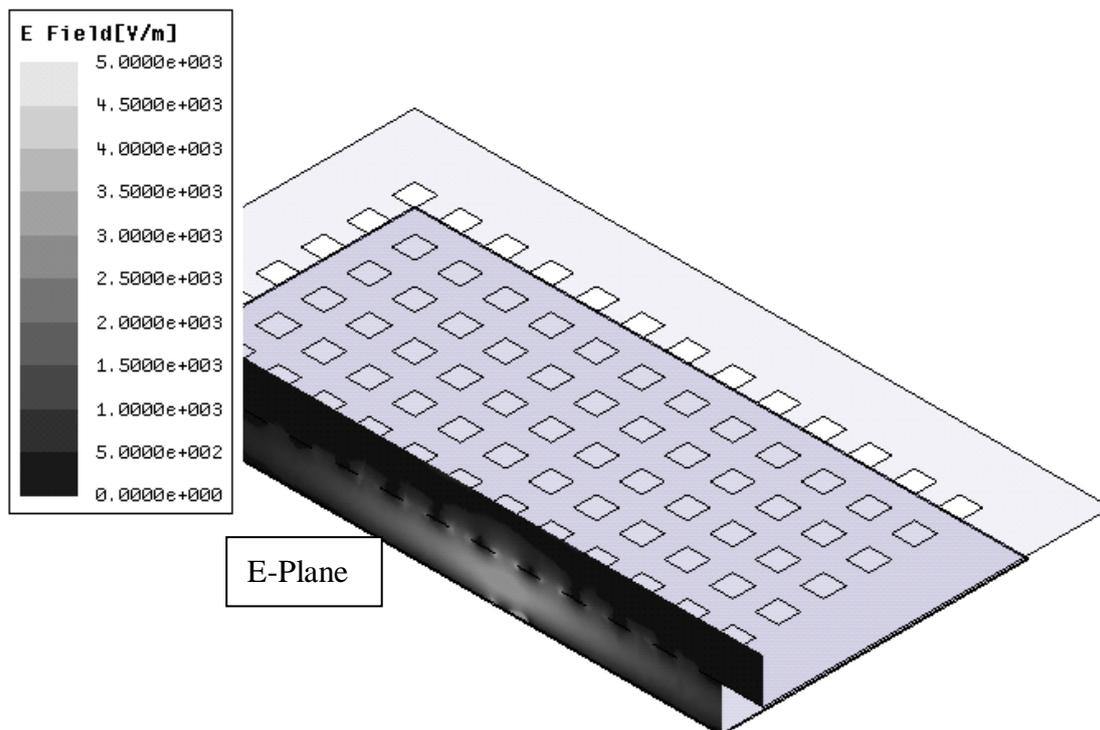


圖 3.14 鑽入偏移 12mm 時 E-Plane 的電場分佈

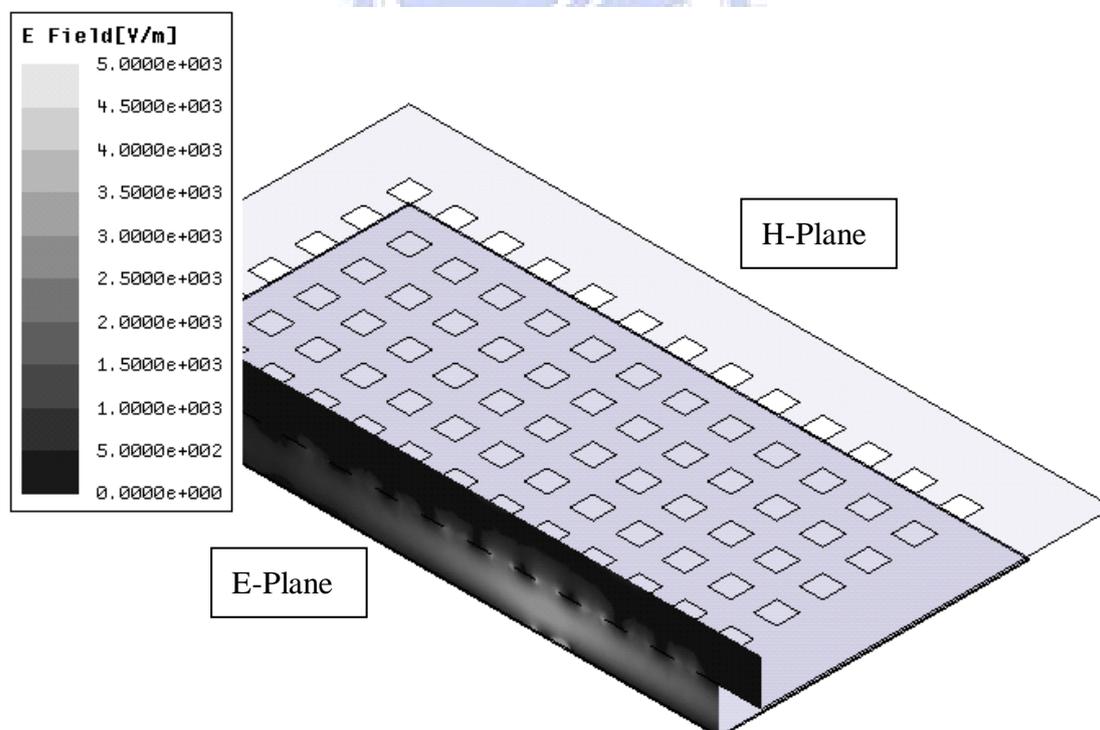
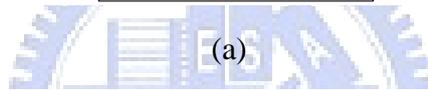
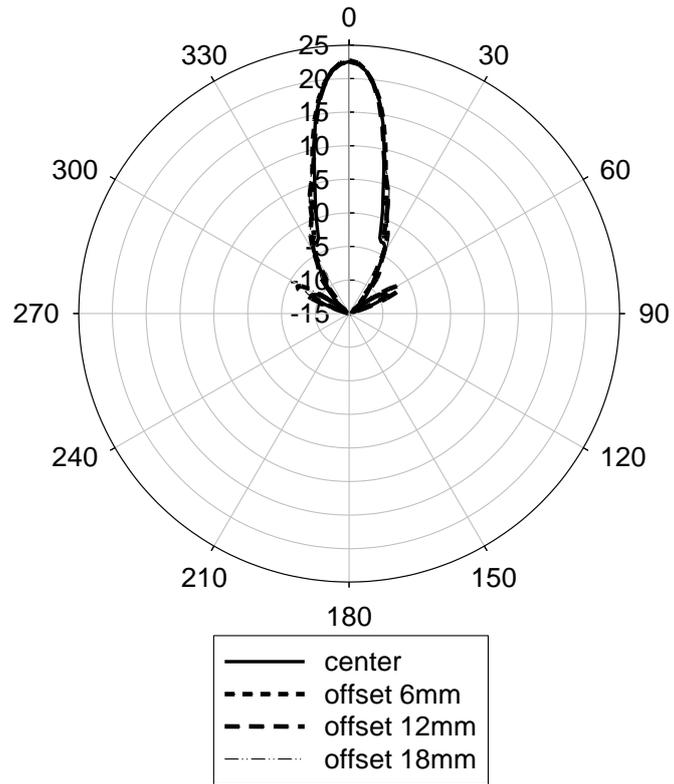
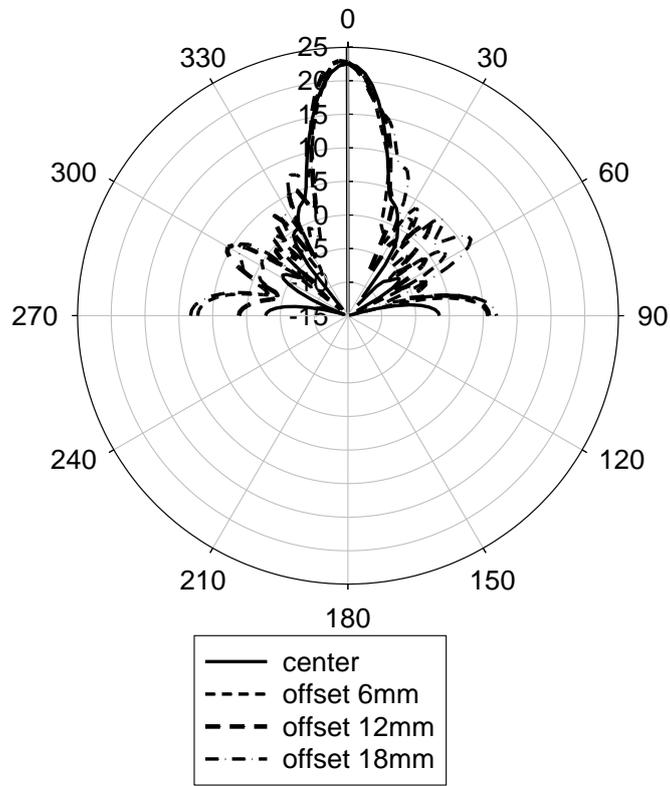


圖 3.15 鑽入偏移 18mm 時 E-Plane 的電場分佈



(a)



(b)

圖 3.16 饋入位置偏移的場型比較圖 (a) H-Plane (b)E-Plane

第四章 雙天線去耦合電路設計

4.1 雙天線距離對耦合量及場型的影響

為了節省雷達天線面積，本論文將讓收發天線共用單一共振腔，但和透鏡天線不同，透鏡天線是以折射的方式做相位補償，但共振腔天線則是靠多重反射最終達到高增益的效果，因此我們的設計在隔離度上將會面臨很大的問題，所以此節我們先就天線之間的各種參數來討論對效能造成的影響。

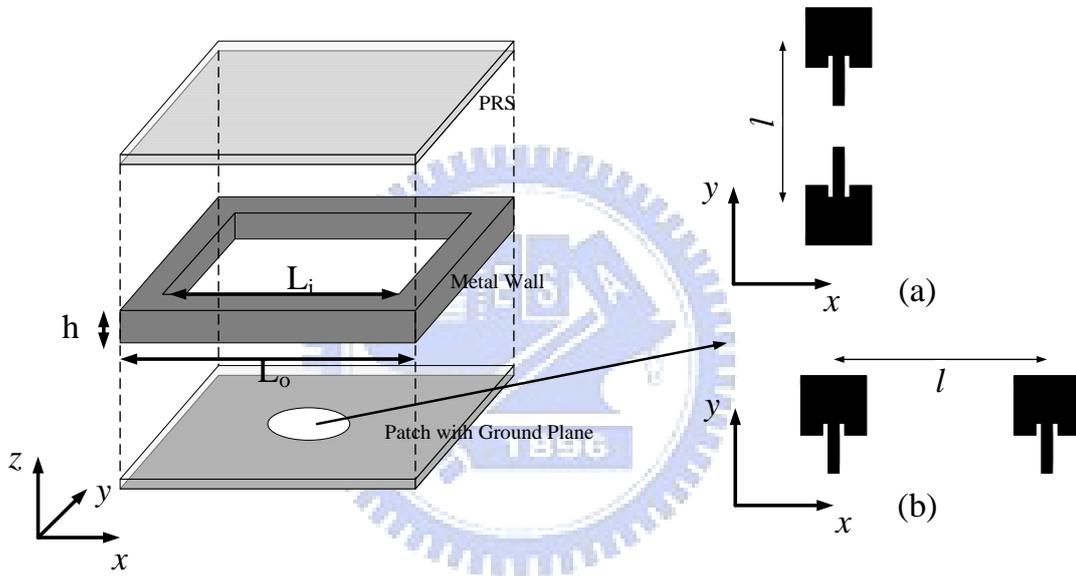
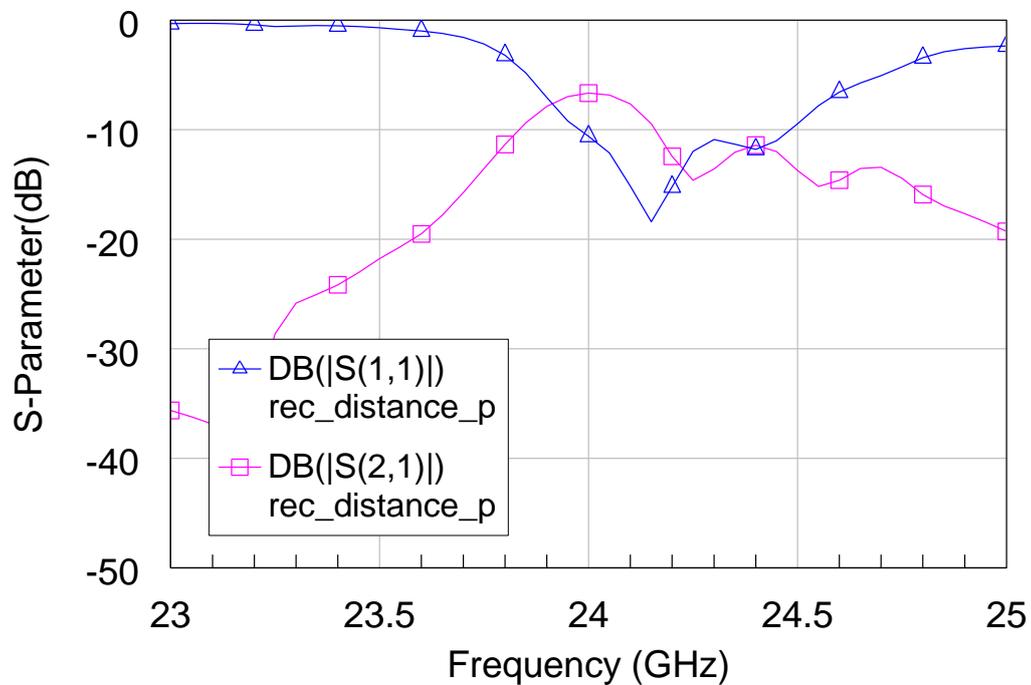


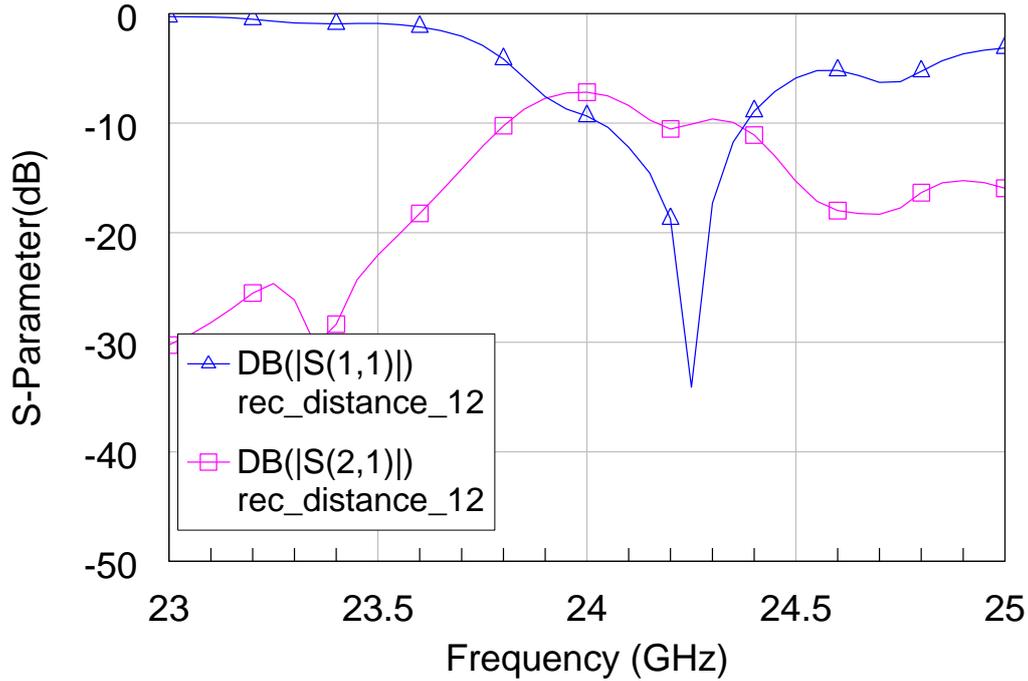
圖 4.1 雙天線相對位置示意圖 (a)面對面擺放 (b)平行擺放

首先就二隻天線之間的相對位置來做討論，主要分析的情形有二種，如圖4.1所示，分別將收發天線以面對面以及平行的擺放方式呈現，假設二隻天線的中心距離為 l ，為了討論方便首先先固定 l 為12mm，此距離約為24GHz訊號在空氣中的一個波長長度，接著針對二種擺放方式來進行模擬以得到其散射係數，如圖4.2所示，依照常理判斷，由於微帶天線本身最大輻射場在天線的正上方，且二隻天線相距一個波長的距離理應可以擁有不錯的隔離度，但由於PRS的存在使得電磁場必須在共振腔內經過多重的反射才能達到最後的穩定模態，在此過程中因為收

發天線極化方向相同，使得在穩定模態產生前就會有能量直接由另一隻天線所接收造成隔離度變差，而針對二種不同擺放方式模擬發現其中的差異並不會對雙天線之間的耦合量產生太大影響，隔離度大約都在7dB左右，從中我們可以歸納出一個結論，在共振腔雙天線極化方向相同的前提下，二個埠之間的耦合係數主要不受擺放方式影響，而是由天線之間的距離決定，但這是單從能量的觀點來分析，若從場型變化來判斷將可得到不同的結果，接下來必須模擬場型的變化來探討其中的優缺點。



(a)



(b)

圖 4.2 不同相對位置的雙天線散射參數模擬圖 (a)面對面擺放 (b)平行擺放

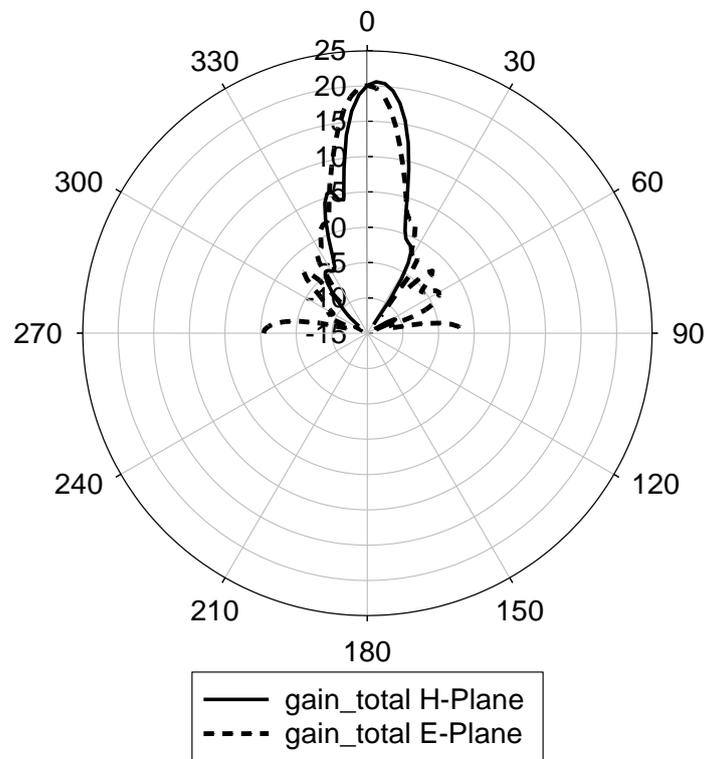
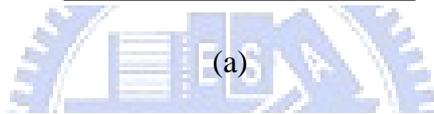
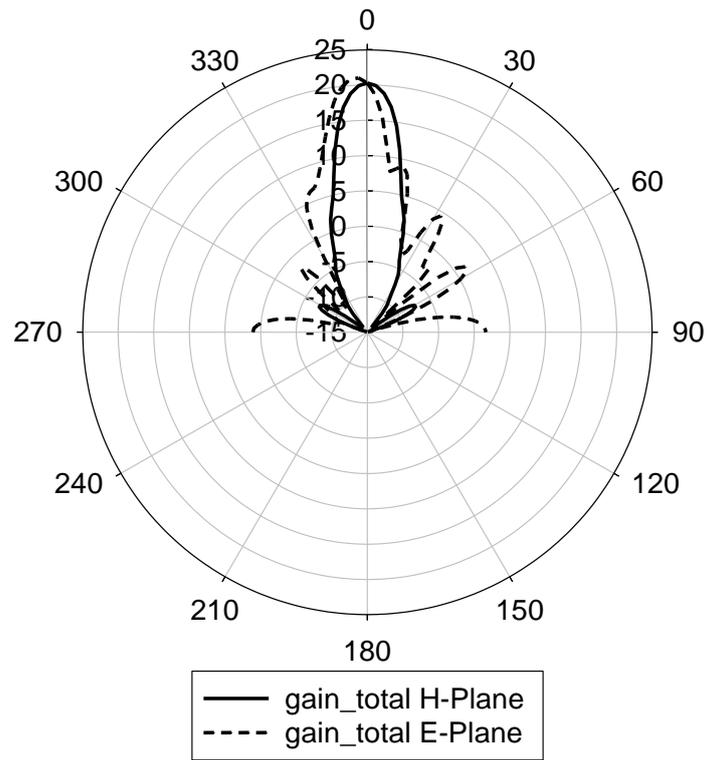
圖4.3中分別為不同擺放方式的雙天線模擬場型圖，模擬時只對其中一隻天線饋入能量，另一端則是接上50Ω負載當作接收天線，根據模擬結果發現傳送天線的場型將會受到接收天線的存在影響造成場型上產生變化使得主波束朝向天線自身方向偏移，面對面擺放的雙天線將使主波束在E-Plane上會偏移，若是平行擺放的雙天線其主波束將在H-Plane上偏移，如此一來接發天線的主波束將不會同向，而系統對雷達正前方的偵測能力也因此降低，此時就必須依照系統需要做出取捨。

在前述圖3.11發現，此共振腔天線原先在E-Plane上的輻射場型就存在著較強的旁波瓣，而在H-Plane卻可以有相當乾淨的主波束輻射，因此在眾多考量下決定犧牲E-Plane的輻射場型，採用了面對面的相對位置作為我們的設計，為避免旁波瓣對雷達系統判斷上的誤導，在安裝天線時我們將其H-Plane與地面平行，如此將可以使天線旁波瓣的能量打向天空及地面避免反射，但在H-Plane上仍可維持很好的場型特性，而且良好的對稱性也將有利於之後結合單脈衝技術，因此

本論文後面的電路架構皆以面對面的方式擺放收發天線。

為了解決收發天線之間低隔離度的缺點，必須針對不同的天線距離 l 值來分析其對耦合量及輻射場的影響，並觀察選擇最適用於雷達系統的尺寸架構來做設計。圖4.4中根據不同天線距離來模擬散射參數的變化，一如預期當我們增加天線之間距離時，天線之間的隔離度也將隨之增加，雖然如此但卻不能無限制地增加其距離，第一個原因是考量了共振腔模態的電場分布，為了得到高增益的場型饋入位置必須可以激發出適當的共振腔模態，而中心點是電場強度最大的地方，若我們增加天線之間的距離，這也代表了饋入位置偏離共振腔的中心愈遠，饋入點的偏離將直接造成了反射係數變大，不過此問題可以利用天線前端的匹配電路來解決，但會造成額外的電路面積。第二個原因則是因為當我們的饋入點偏離中心點時，主波束的偏移角度也會變大，而且較遠的天線距離使得天線的H-Plane上出現較強的旁波瓣，如圖4.5中呈現了天線距離在12mm~18mm之間變化時對輻射場型的影響，由於上面提到的因素，天線的距離決定將要在場型及耦合量上做適當的取捨。





(b)

圖 4.3 不同相對位置的雙天線場型模擬圖 (a)面對面擺放 (b)平行擺放

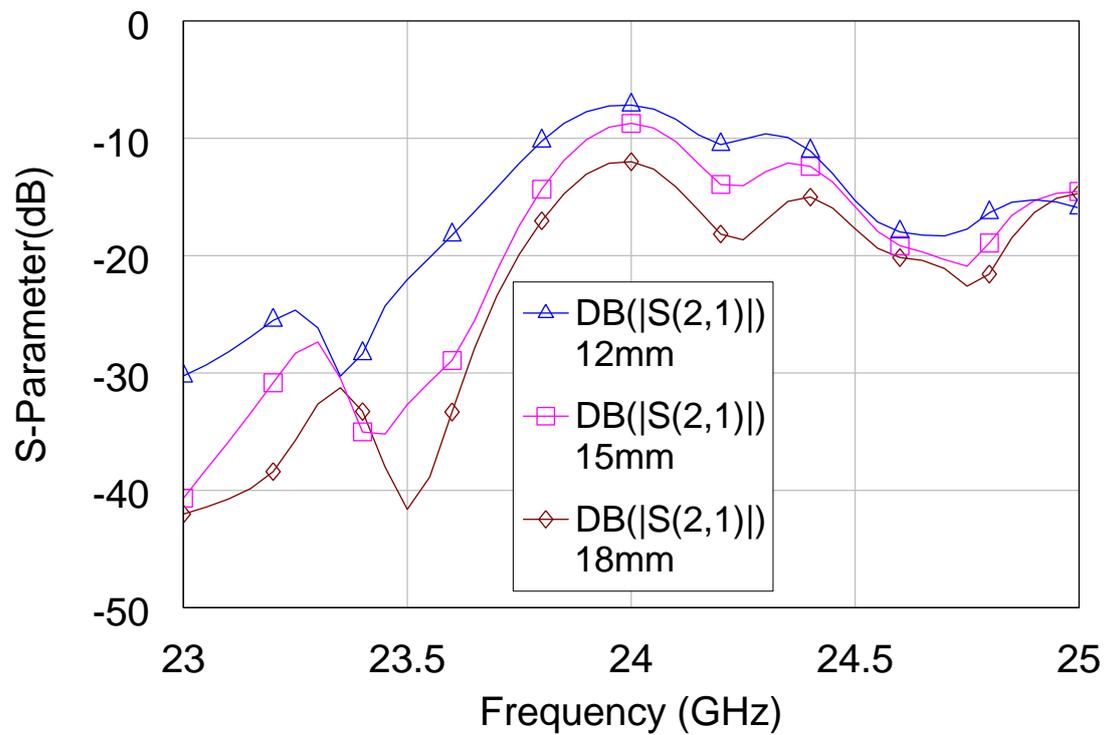
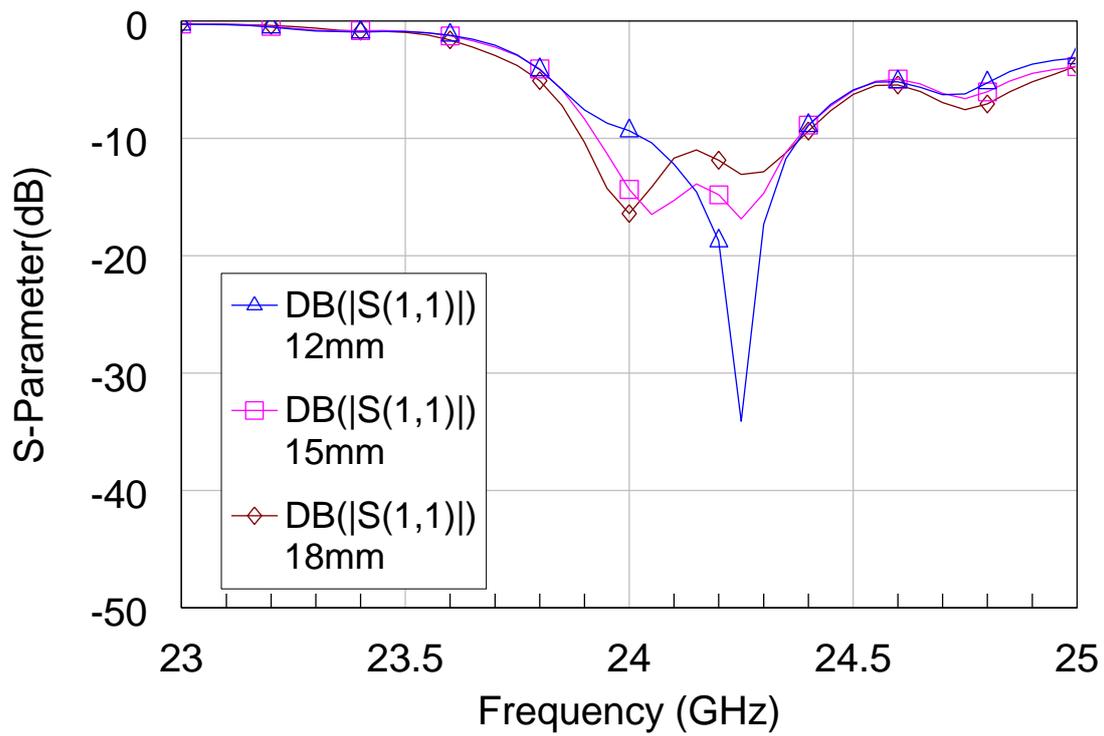
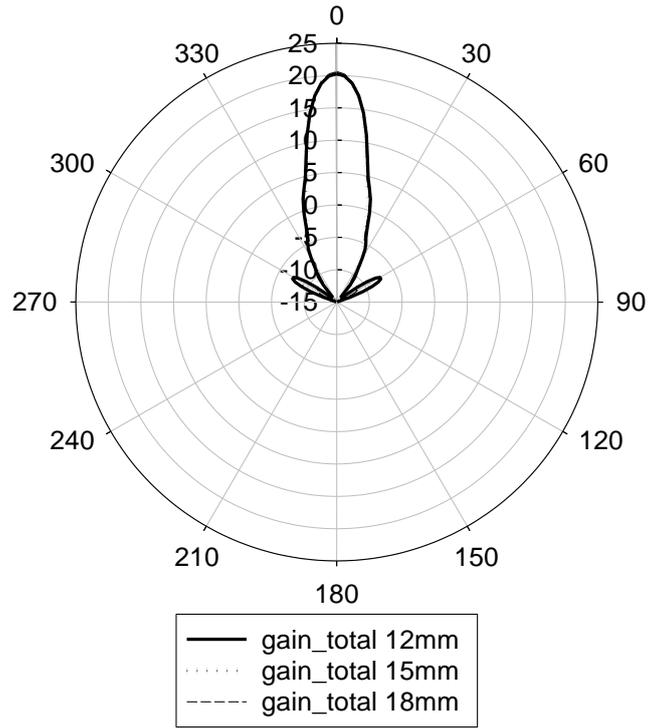
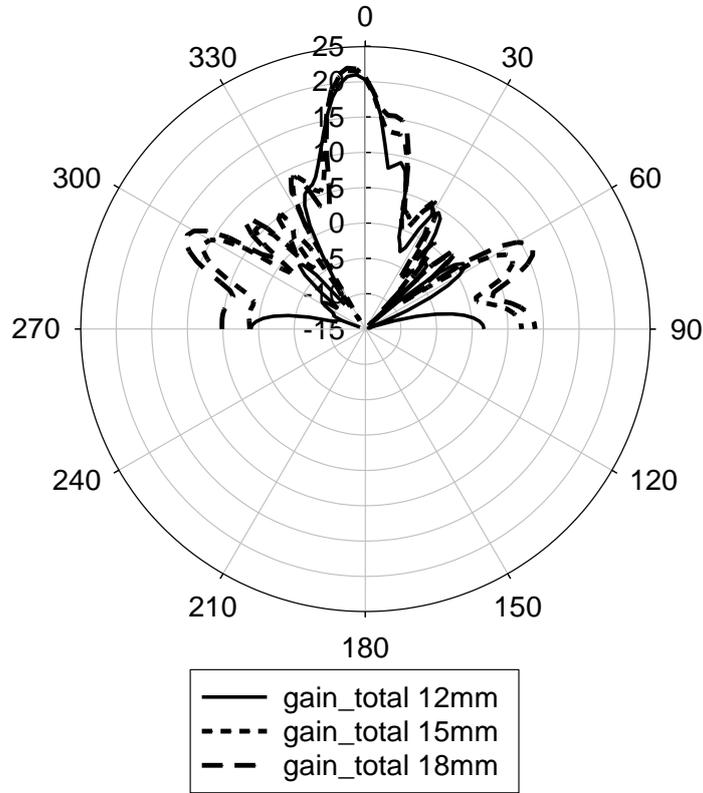


圖 4.4 天線距離影響散射係數的模擬圖 (a)|S11| (b)|S21|



(a)



(b)

圖 4.5 天線距離影響輻射場型的模擬圖 (a)E-Plane (b)H-Plane

4.2 去耦合電路的設計與比較

在 2.2 時我們針對了天線耦合的成因與解決方法做了分析，成因主要可分為表面波的因素、地面電流的干擾以及輻射干擾，本論文使用的天線架構中，基板厚度為 8mil 及其介電係數 3.58，且根據模擬的分析可排除表面波並非主要的耦合源，而二隻天線之間的距離相對波長相當大，地面的電流也不會造成太大干擾，分析判斷主要的耦合因素為 PRS 造成的反射能量直接被另一隻天線接收，因此選擇使用額外的路徑來產生反相的訊號抵消耦合的能量，為了滿足系統的需求，在本論文中希望收發天線間可以達到 20dB 以上的隔離度，並擁有至少 200MHz 的頻寬。

為了分析方便，我們固定使用 l 為 18mm 的天線距離來設計，模擬中若未使用任何去耦合設計前收發埠的隔離度大約為 12dB 左右，一般最直覺想到的去耦合方式如圖 4-6 所示，直接在天線前端用額外的微帶線連接，為避免過多能量經由該條微帶線耦合到另一端，且高頻時較寬的傳輸線容易造成輻射損耗，於是使用高特性阻抗寬度為 0.2mm 的細微帶線來完成這個設計，完整參數值如表 4.1 所示，藉由調整微帶線與天線主體的連接處產生反相抵消的能量耦合，利用電路軟體 Microsoft Office AWR 的輔助模擬，產生的散射參數圖如 4.7，模擬結果顯示此設計的確可以在操作頻帶內產生一個傳輸零點，但是隔離度大於 20dB 的頻寬卻相當地窄，大約只有 100MHz，此特性不足以供給雷達系統使用，而且由於天線與電路直接連結，很容易對天線的操作頻率以及反射係數造成影響，使得電路往往需要設計額外的匹配電路，這在設計上將可能造成很大的負擔。

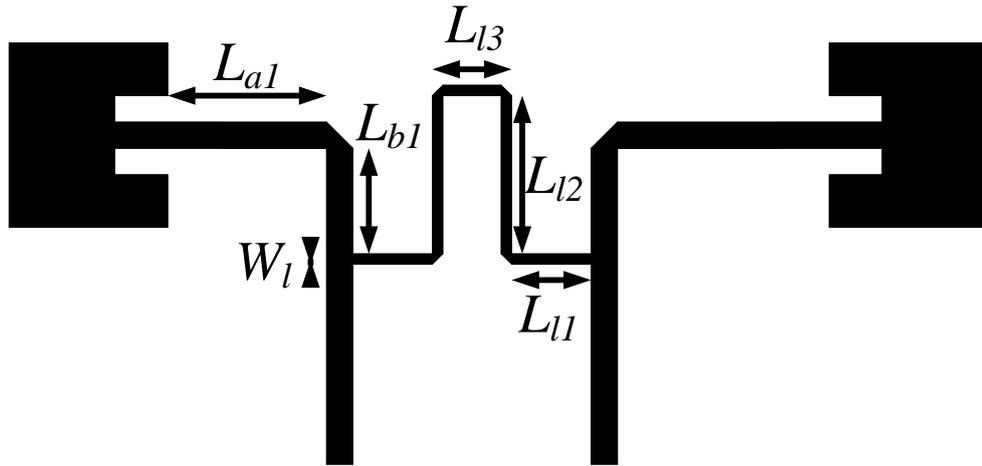


圖 4.6 使用單一微帶線的去耦合電路示意圖

表 4.1 單一微帶線去耦合電路參數表(單位：mm)

L_{a1}	L_{b1}	W_1	L_{l1}	L_{l2}	L_{l3}
1	4.1	0.2	3	3.4	2

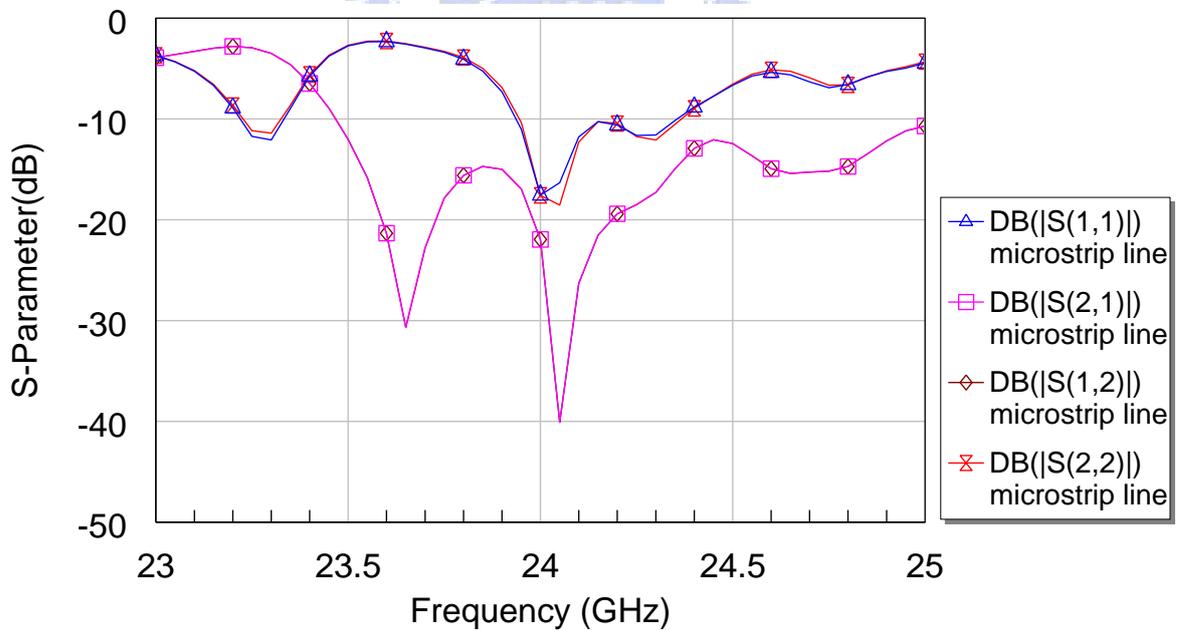


圖 4.7 使用單一微帶線去耦合設計的散射參數模擬圖

為了改善上一種電路的缺點，我們在架構上做了些微的改變，詳細架構圖如圖 4.9 所示，使用一段平行耦合微帶線來取代原先的單一微帶線結構，由於平行耦合微帶線的能量耦合量主要取決於該平行耦合線的長度以及距離，因此在耦合係數上的設計彈性較大，而且收發天線之間並無直接的金屬連結，對於天線原有的頻率阻抗特性影響也就相對較小，模擬的結果如圖 4.9 所示，同樣可以在特定頻率產生高隔離度的效果，但是和使用微帶線有相同的缺點，20dB 隔離度的頻寬過小限制了系統的效能。

頻寬過窄的問題雖然可使用二階不同長度的耦合線來改善其的隔離度特性，但是該架構在設計上相當不直觀，而且參數的敏感度極高，對於誤差的容忍度遠低於製作的誤差，目前只能藉助軟體最佳化的輔助來完成參數的調整，而架構上由於其存在著較大的不對稱性，往往會造成收發天線特性的偏差，其中最大的問題則是開放式的平行耦合線在實際製作時長度的誤差是我們無法控制的因素，而且本論文中天線的操作頻率落於 24GHz，在此頻率下些微的長度變化將在最終特性誤差上被放大，考量製作精密度及其敏感度後，最終放棄此設計。

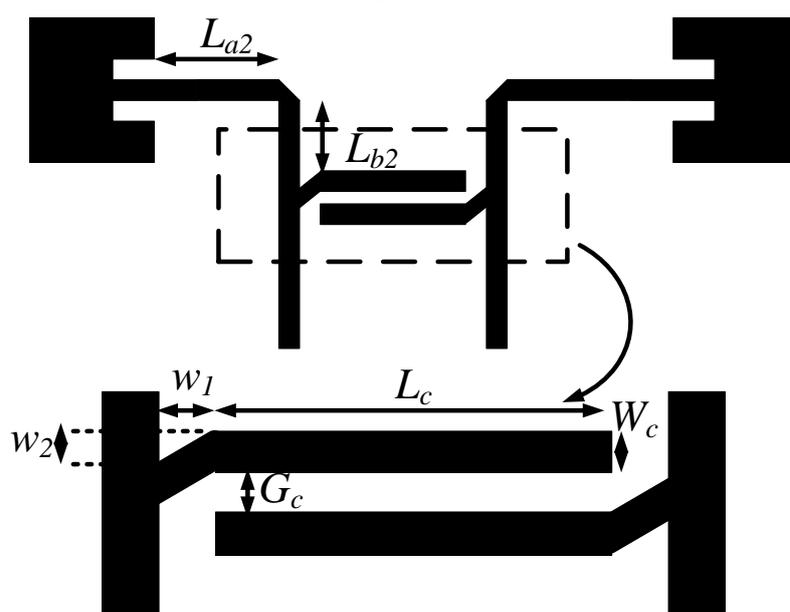


圖 4.8 使用平行耦合微帶線的去耦合設計

表 4.2 平行耦合微帶線的去耦合電路參數(單位：mm)

L_{a2}	L_{b2}	w_1	w_2	L_c	G_c	W_c
1	2.25	1.09	0.3	9.8	0.2	0.5

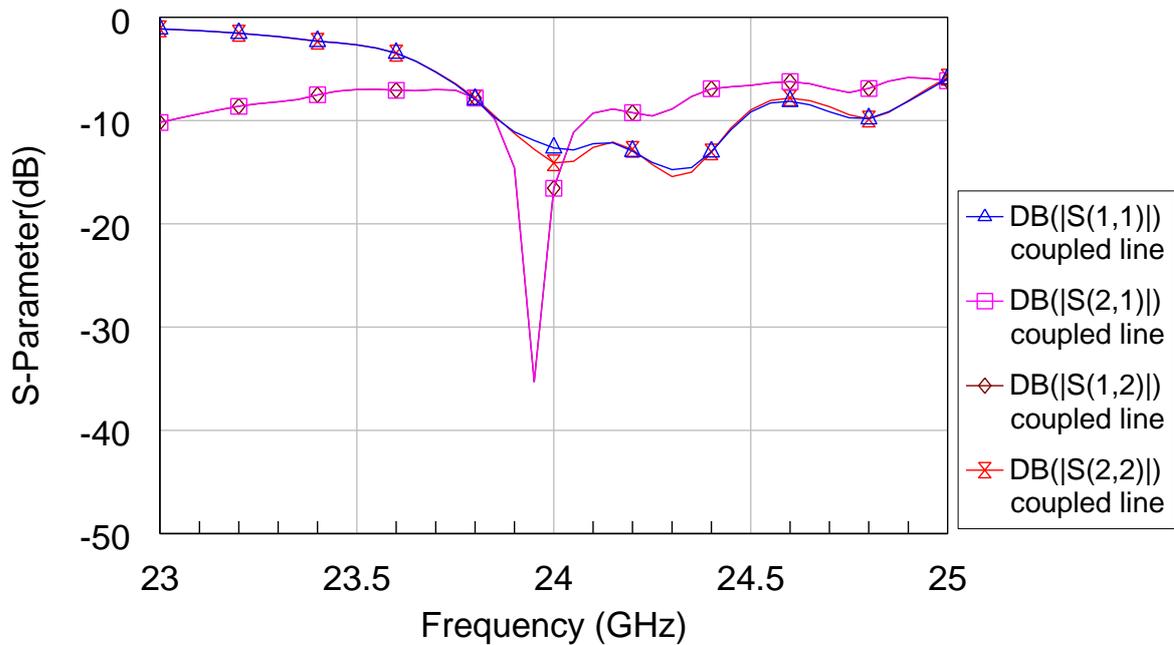


圖 4.9 使用平行耦合微帶線去耦合設計的散射參數模擬圖

上述二種方式都有頻寬上的缺點，為了達到寬頻的設計，我們必須分析其窄頻的原因。收發天線之間的耦合量主要是受到天線本身的操作頻率以及共振腔高度的所影響，而天線本身是窄頻的設計，而該共振腔只有在某些特定頻率達到共振條件時才会有較大的耦合量產生，因此耦合係數對於頻率的敏感度較高，比較前面二種去耦合電路和共振腔天線的耦合量，如圖 4.10 所示，不論是微帶線或是耦合線的耦合量相對來說對於頻率的變化較不劇烈，因此最終合成出來的電路都只能有特定幾個頻率點可以達到高隔離度的效果，若希望達到寬頻的去耦合設計，我們必須設計適當的路徑，其耦合量對於頻率的變化和天線本身相近，如此一來將可達到寬頻的特性。

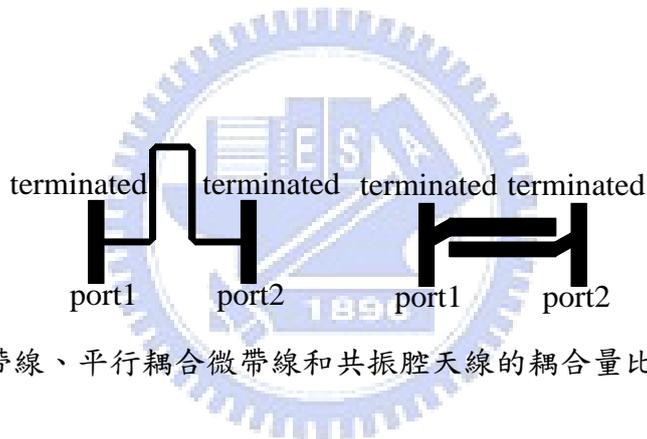
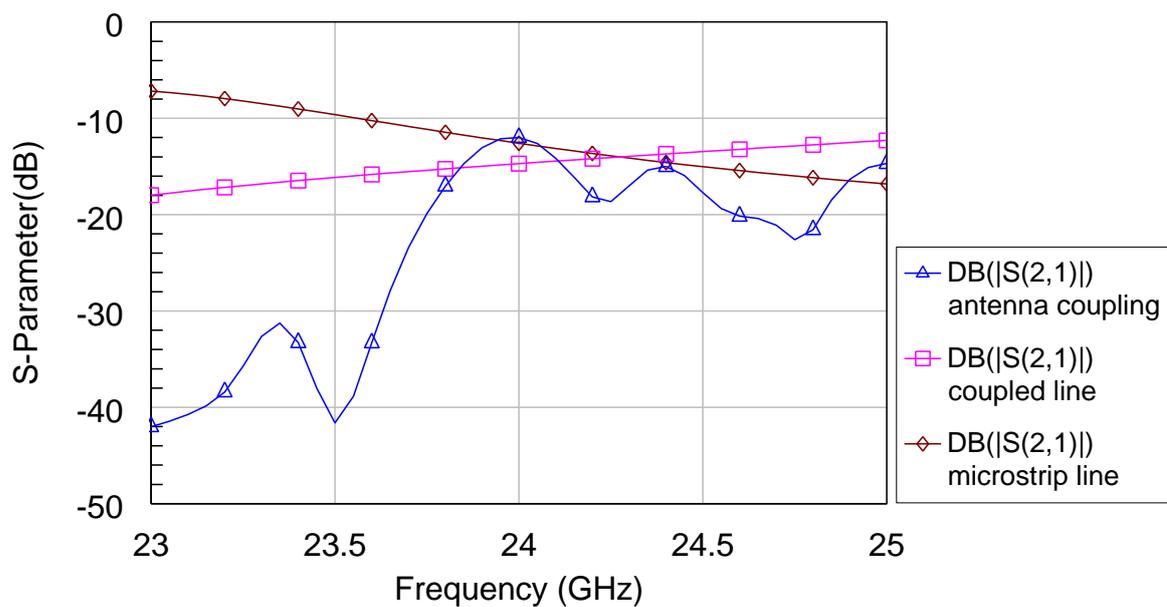
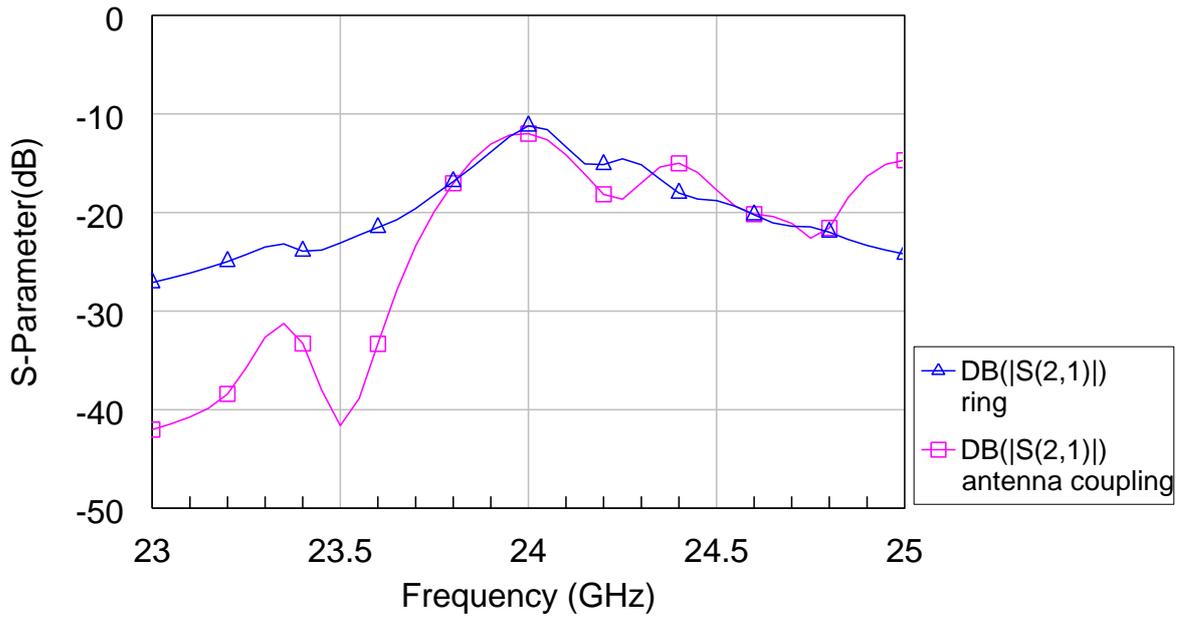
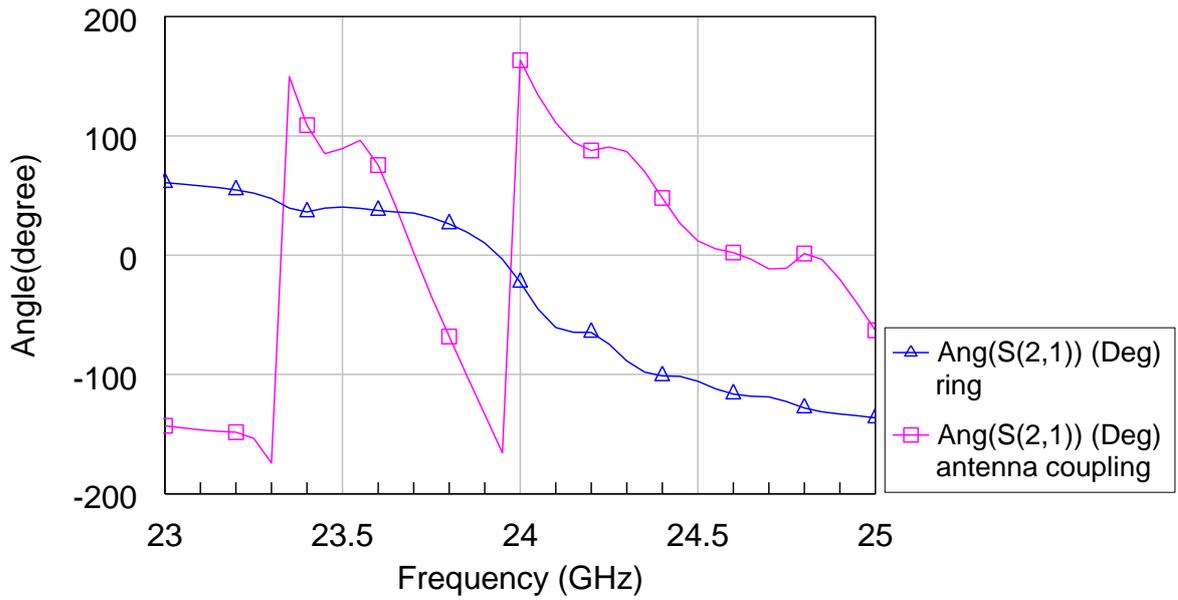


圖 4.10 單一微帶線、平行耦合微帶線和共振腔天線的耦合量比較模擬圖

為了建立一個耦合係數對頻率變化較劇烈的路徑，本論文將使用一個全波長的環狀共振器來實現此構想，首先針對共振器做分析，從圖 4.11(a)中可見，在 24GHz 附近頻帶收發天線和環狀共振器的耦合係數的曲線相當貼近，且從 4.11(b) 亦可觀察出當我們從用全波長共振器時二者的相位變化趨勢在頻段內也達到高程度的吻合，因此推論只需我們在天線和環狀共振器之間利用傳輸線提供適當的相位延遲即可達到寬頻的高隔離度特性。



(a)



(b)

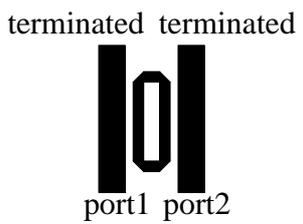


圖 4.11 環狀共振器與共振腔天線的耦合量比較模擬圖 (a)振幅 (b)相位

完整的天線架構如圖 4.12，圖中各參數分別列在表 4.3 中，模擬的散射參數如圖 4.13，圖中顯示收發天線的隔離度在 23.5GHz~24.5GHz 幾乎皆可以達到要求的 20dB，為了達到更佳的的阻抗匹配，天線前端皆以電感性的細線來完成此工作，如此一來此天線的模擬結果即可滿足雷達應用的需求。

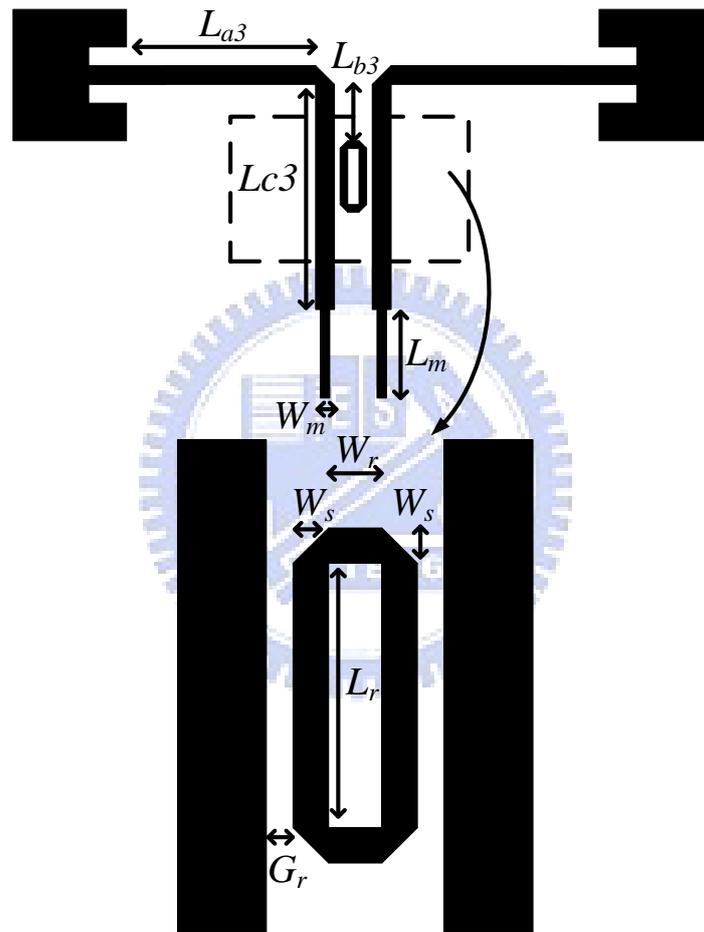


圖 4.12 使用共振器的去耦合設計

表 4-3 共振器去耦合電路參數表(單位：mm)

L_{a3}	L_{b3}	L_{c3}	W_s	L_r	W_r	G_r	L_m	W_m
6.2	3.25	9	0.3	2.92	0.4	0.25	4.5	0.2

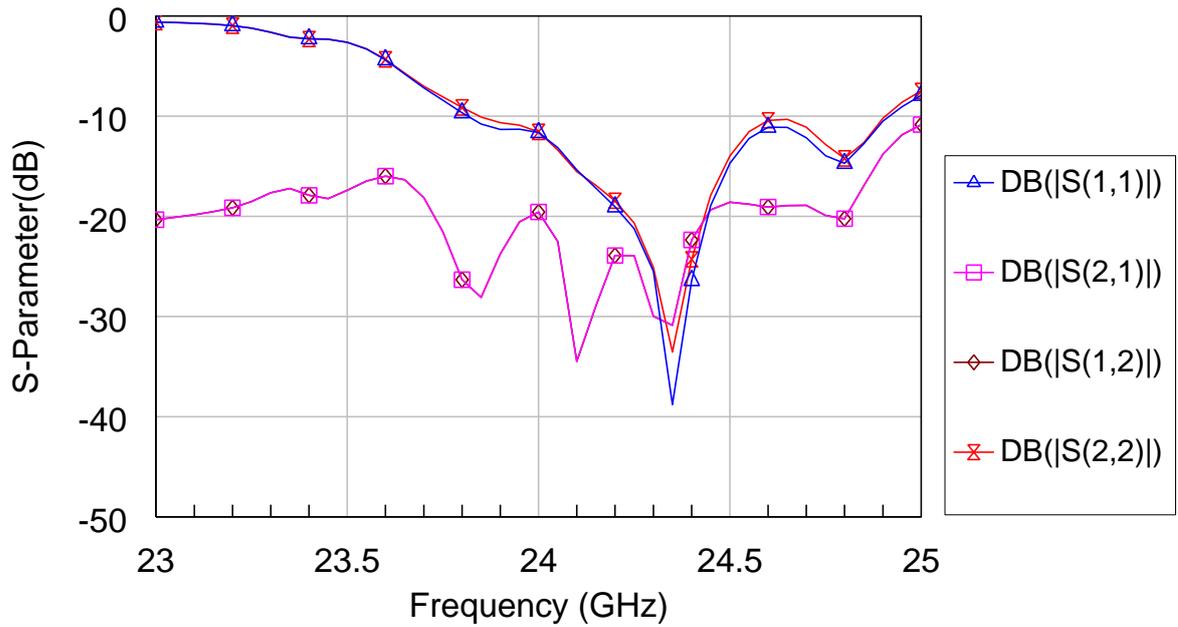


圖 4.13 使用環狀共振器去耦合電路的散射參數模擬圖

4.3 量測結果分析

比較過三種去耦合電路的模擬結果後，我們選擇使用環狀共振器來實現整個電路，得到的量測結果如圖 4.14，從圖來看可得知實作時天線頻率往低頻偏移，使得環狀共振器和天線的共振頻率產生偏差，而去耦合的效果因此受到限制，隔離度在 24GHz 處爬升至 18dB。

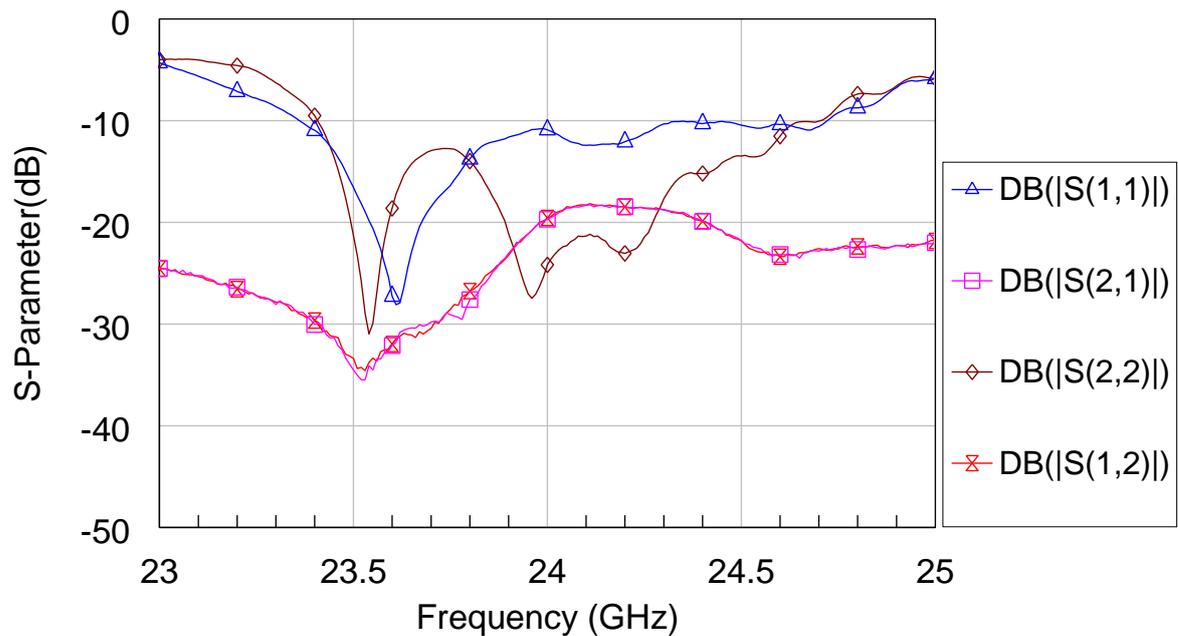


圖 4.14 去耦合雙天線散射參數量測圖

圖 4.15 為環狀共振器存在與否對於隔離度影響的量測圖，當我們實現去耦合電路時天線隔離度的改善有限，甚至在 24.2GHz 附近還因為額外的路徑造成更大的能量耦合，除了前述的天線頻飄以外，未去耦合的天線量測圖發現，其 S_{21} 結果與模擬時的-12dB 不符，量測的最大值在 23.6GHz 處也僅有-16dB，最大因素則是系統敏感度過大，由其是 PRS 和天線無法保持大範圍的平整，使得共振腔高度變化無法控制，這之間的誤差使得量測結果不符預期。

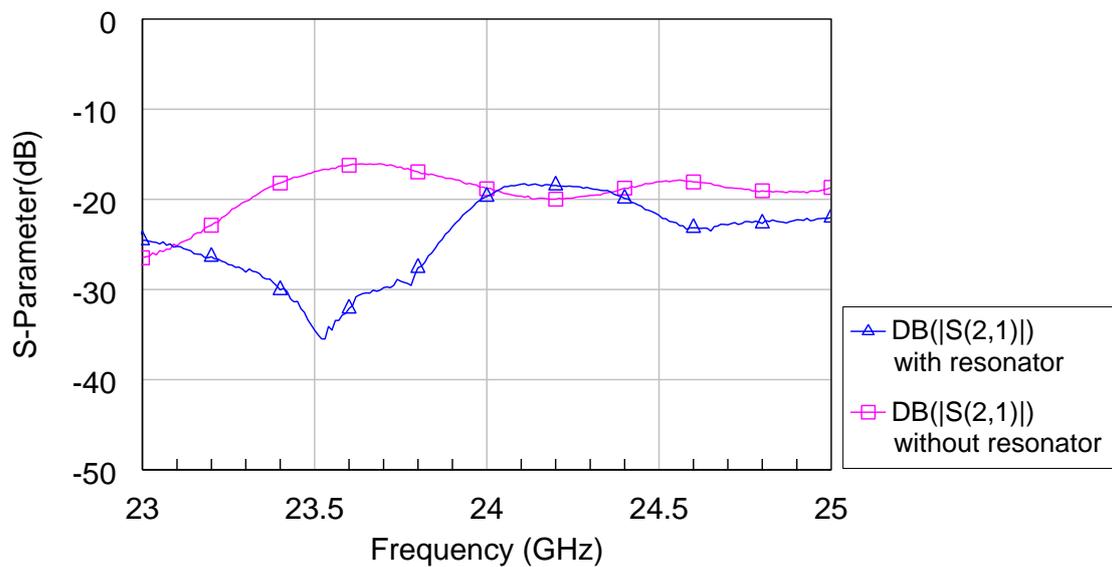
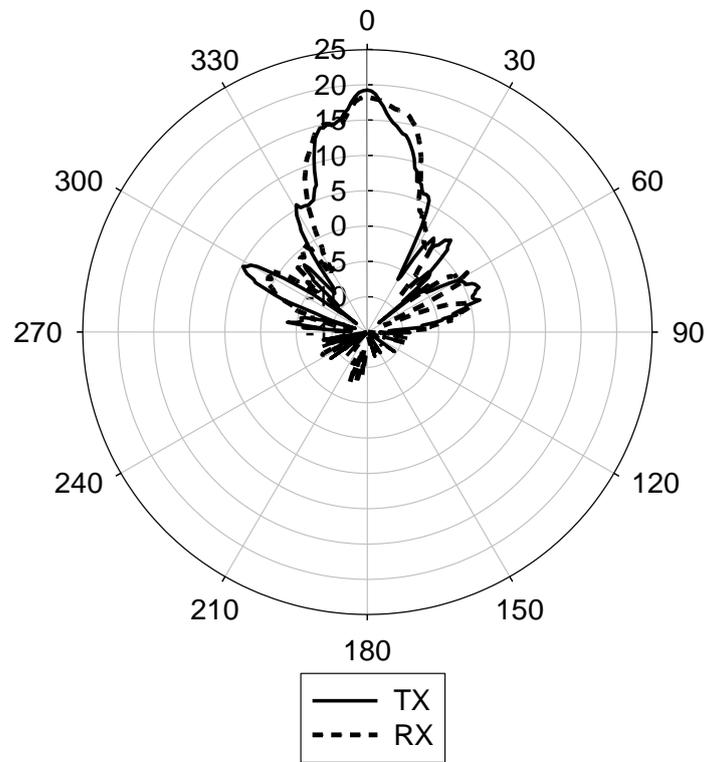
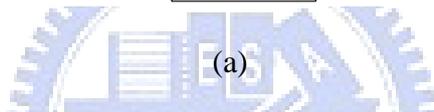
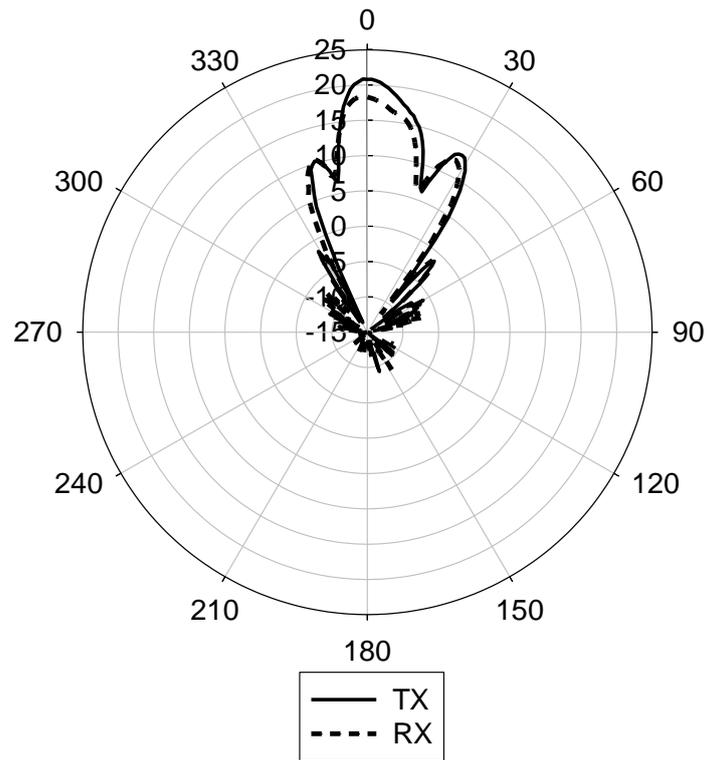


圖 4.15 天線隔離度量測比較圖

圖 4.16 為 23.9GHz 的天線場型的量測結果，發送天線的增益最高達 20.5dBi，而接收天線可能由於接頭損耗以及實作的匹配問題僅有 18.3dBi 的增益，主波束的 3-dB 波束寬約為 15 度，天線增益相較模擬有 2~4dB 的差異，可能因素相當多，為了保持天線結構的穩定及完整，實作時額外使用了螺絲及珍珠板($\epsilon_r \approx 1$)，螺絲的使用也破壞了地的完整性，這些都可能是造成額外損耗的原因，亦有可能是量測時的天線安置的角度沒有對準，對波束較窄的天線都會有較大的影響。

量測和模擬最大的差異是出現了二個預期以外的旁波瓣，旁波瓣壓抑僅能達到 8dB，此現象主要也是受到 PRS 平整度不足所影響。E-plane 的場型基本上和模擬類似，但旁波瓣較小，而波束寬較模擬時大，因此模擬時主波束偏移的現象量測時較不明顯。



(b)

圖 4.16 收發天線場型量測圖 (a)H-Plane (b)E-Plane

在量測過程中曾經得到過較佳的效能，可能由於實作的誤差造成最佳隔離度和最佳輻射場型無法在相同的高度下量測得，但其中的高度差別皆在 0.2mm 之內，無法很精準的量化比較，故將個別量測最佳結果列於下方。從此量測結果也可以得知此架構對於尺寸的誤差忍受度遠超乎手工製作的誤差，這也是將來亟需改善的重點。

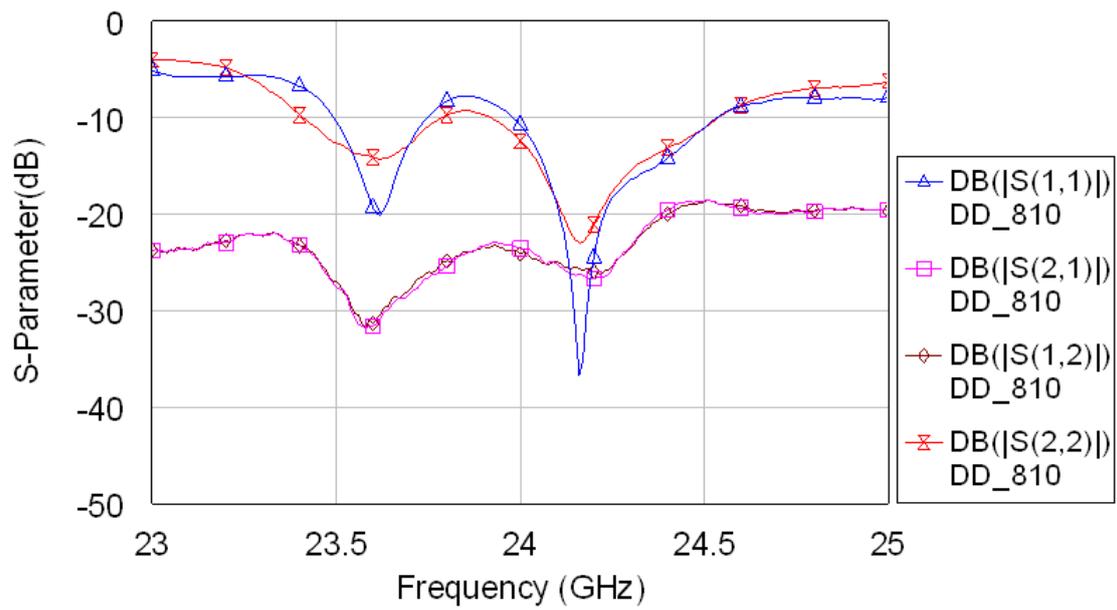


圖 4.17 最佳隔離度量測結果

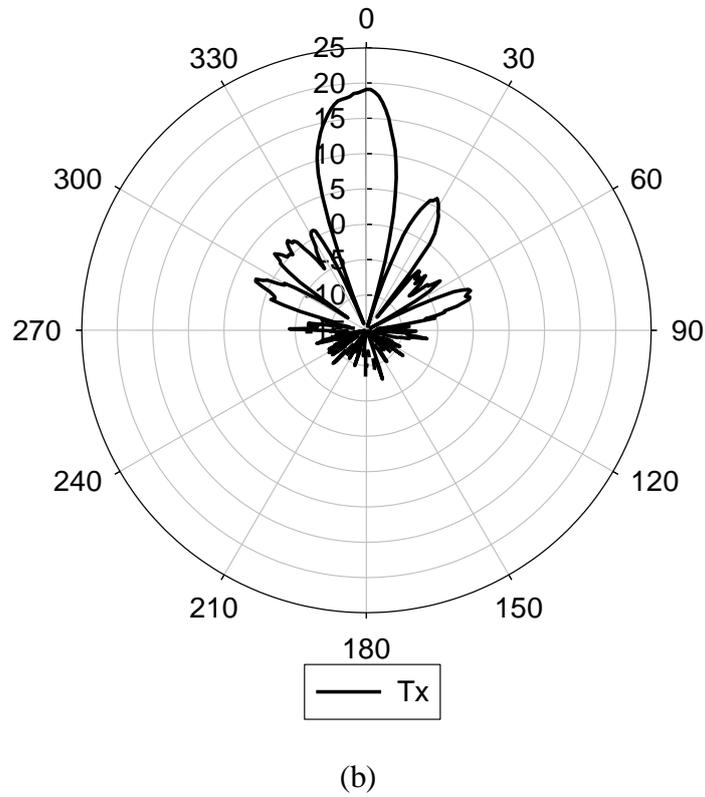
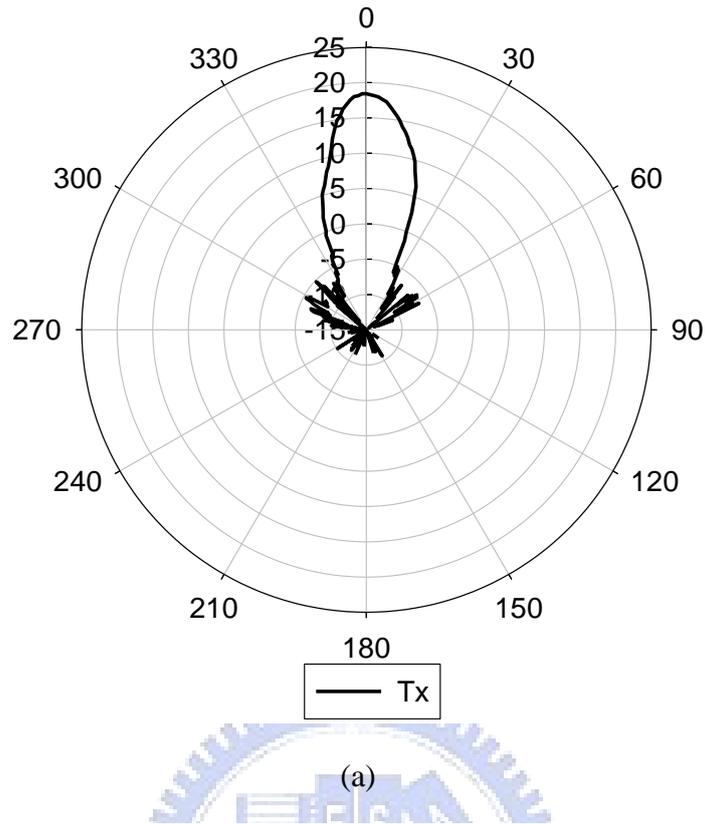


圖 4.18 最佳場型量測結果 (a)H-plane (b)E-plane

第五章 結論

5.1 結論

本論文使用了共振腔的概念使微帶天線達到高指向性的特性，相較於常見的透鏡天線，此架構不僅可以在高度上有相當程度的壓縮，且旁波瓣的壓抑也有較好的改善。藉由觀察饋入位置的變化對場型的影響，發現單天線所激發出來的模態並不會隨著饋入位置移動而產生太大變化，進而產生了多天線共用單一共振腔的構想，雙天線結合後會對主波束造成部分角度的偏移，因此原先偵測方向的天線增益將會隨著主波束的偏移而降低，但皆在系統容忍範圍內。最後透過能量抵消的概念消除天線之間的能量耦合，經過二個路徑耦合量的曲線逼近最後可以達到寬頻的去耦合效能，使多天線可以並存單一共振腔內以達到高面積使用率，此概念亦可運用到其他耦合量變化劇烈的多天線架構，但由於架構對於尺寸的誤差容忍度不足，因此實作上仍有很大的問題，造成量測資料誤差，這方面也是之後亟需研究改善的地方。

5.2 未來工作

1. 敏感度改善：

此電路實作量測時可明顯感覺整體特性不論是隔離度或是天線場型皆對共振腔高度有極高的敏感度，除了和操作頻率較高頻有關之外，本論文選用的 PRS 反射係數為 0.97 屬於高反射量的設計，猜測這是造成其高敏感度的原因，而且微帶天線、共振腔、去耦合電路都是窄頻的設計，若其中一樣頻率產生偏移，量測的結果將會無法控制，若是製成方面無法達到容忍誤差以內的話，未來將必須降低 PRS 的反射量來犧牲部分天線增益來改善實作上的困難，至於失去的增益可以天線陣列的方式饋入來改善。

2. 單脈衝技術[20]的引進：

為了使雷達可以判斷目標物的角度，單脈衝技術利用 Σ (Sum) 模與 Δ (Difference) 模二種不同輻射場型的接收天線，比較二種場型接收到的能量比來分辨物體角度，透過模擬發現當我們使用反相位能量同時饋入二隻位置對稱的天線時，將可以產生 Δ 模的場型如圖 5.2，從圖 5.3 中可看到 Δ 模在對稱面上的電場理想值為 0，所以假如我們將天線如圖 5.4 擺放，那 Rx- Δ 模對於 Tx 以及 Rx- Σ 的耦合量將會趨近於 0，如此一來一個共振腔將可共置三隻天線且不互相干擾，空間使用度將大大提昇。

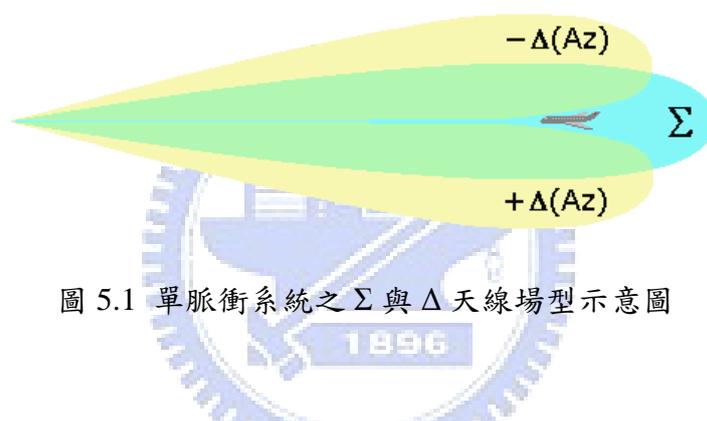


圖 5.1 單脈衝系統之 Σ 與 Δ 天線場型示意圖

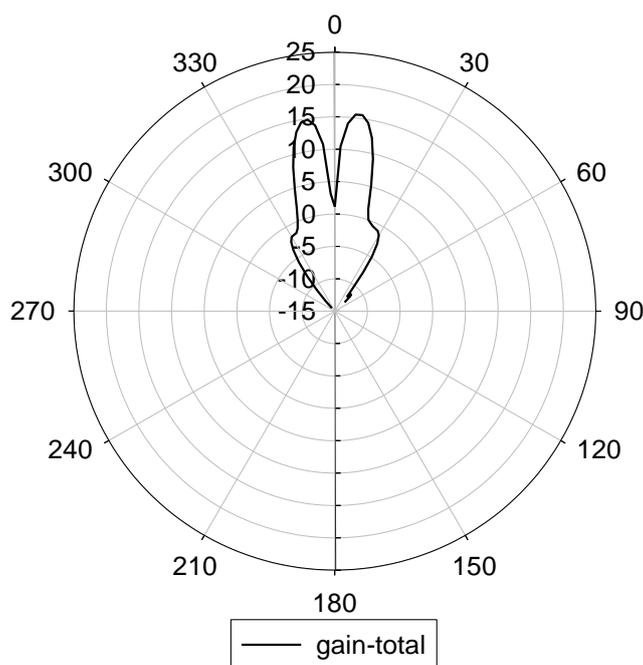


圖 5.2 Δ 模模擬場型圖(H-Plane)

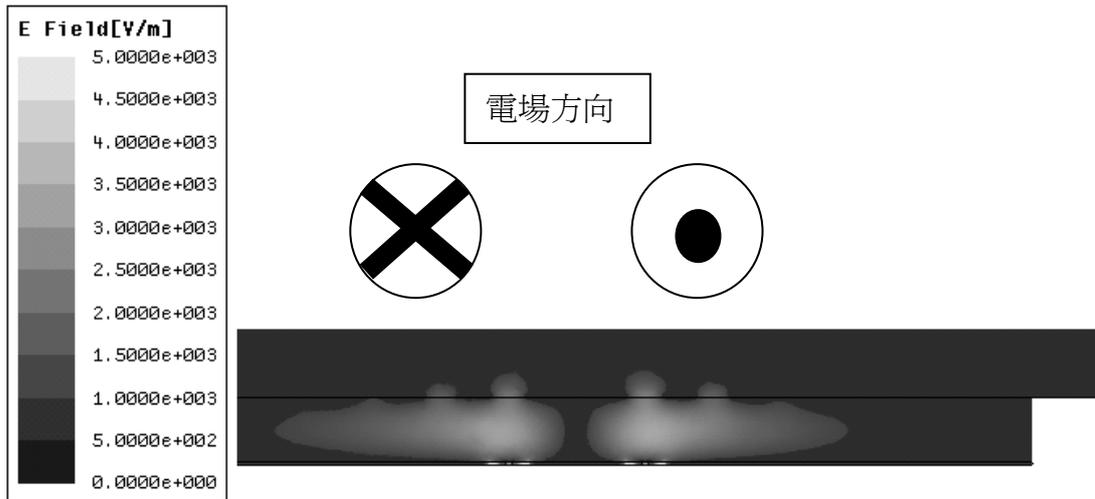


圖 5.3 激發 Δ 模的共振腔電場分佈(H-plane)

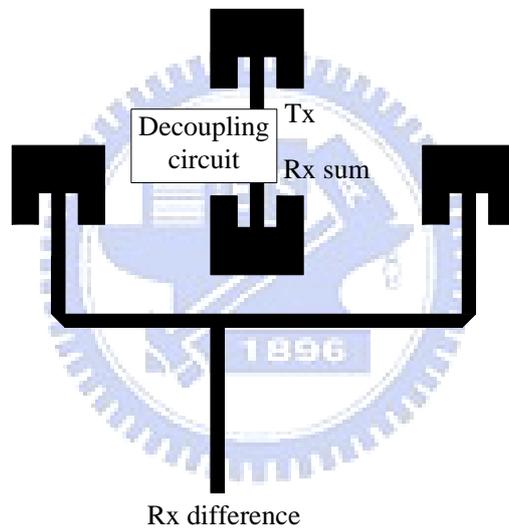


圖 5.4 結合單脈衝技術的天線構想圖

3. 引進垂直傳輸結構：

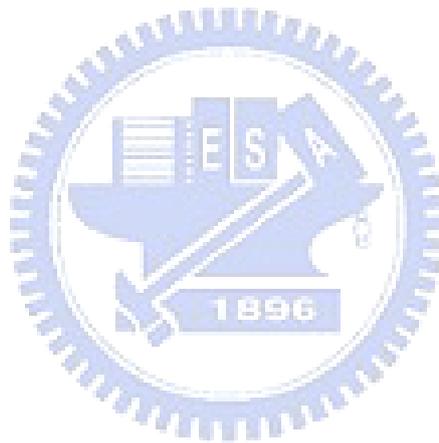
由於共振腔天線需要很大的面積，為了避免此面積的浪費，可以使用垂直傳輸結構[21]利用槽孔耦合的原理將訊號導引至地的另一面，如此一來將不會因為共振腔的面積使得整體電路增大，而且利用此技術可將天線前端的電路如去耦合電路移出共振腔之外，只留天線主體於共振腔內，使之特性更貼近理想。

参考文献

- [1] G. Von Trentini, "Partially reflecting sheet arrays," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 4, pp. 666-671, Oct. 1956.
- [2] D. R. Jackson and N. G. Alexopoulos, "Gain enhancement methods for printed circuit antennas" *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol. 33, N.9, Sept. 1985.
- [3] D. R Jackson, A. A. Oliner, and A. Ip, "Leaky-wave propagation and radiation for a narrow-beam multiple-layer dielectric structure," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol. 41, pp. 344-348, Mar. 1993.
- [4] T. Zhao, D. R. Jackson, J. T. Williams, H.-Y. D. Yang, and A. A. Oliner, "2-D periodic leaky-wave antennas-part I: metal patch design," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol. 53, N. 11, pp. 3505 - 3514, Nov. 2005.
- [5] T. Zhao, D. R. Jackson, J. T. Williams, "2-D periodic leakywave antennas-part II: slot design," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol. 53, N. 11, pp. 3515 - 3524, Nov. 2005.
- [6] A. P. Feresidis, G. Goussetis, S. Wang, , Y.C. Vardaxoglou, "Artificial magnetic conductor surfaces and their application to low-profile high-gain planar antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol. 53, Issue 1, Part 1, pp. 209 -215, Jan. 2005.
- [7] Y. J. Lee, J. Yeo, R. Mittra, W. S. Park, "Application of electromagnetic bandgap (EBG) superstrates with controllable defects for a class of patch antennas as spatial angular filters," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol. 53, N. 1, pp. 224-235, Jan. 2005.
- [8] A. R. Weily, L. Horvath, K. P. Esselle, B. C. Sanders, T. S. Bird, "A Planar Resonator Antenna Based on a Woodpile EBG Material" *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol. 53, No. 1, pp. 216-223, Jan. 2005

- [9] G. Lovat, P. Burghignoli, F. Capolino, D. R. Jackson, D. R. Wilton, "Analysis of directive radiation from a line source in a metamaterial slab with low permittivity" *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol. 54, N.3, pp. 1017-1030, March 2006.
- [10] R. Gardelli, M. Albani, and F. Capolino, "Array thinning by using antennas in a Fabry-Perot cavity for gain enhancement," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol. 54, N. 7, July 2006.
- [11] L. Moustafa and B. Jecko, "EBG Structure With Wide Defect Band for Broadband Cavity Antenna Applications," *IEEE Antenna and Wireless Propag. Lett.*, Vol. 7, pp.693-696, 2008.
- [12] E. Arnaud, R. Chantalat, M. Koubeissi, C. Menudier, T. Monediere, M. Thevenot, B. Jecko, "New Process of Circularly Polarized EBG Antenna by using meander Lines", IET Conferences, pp.1-6, 2007.
- [13] F. Yang and Y. R. Samii, "Microstrip antennas integrated with electromagnetic band-gap EBG structures: a low mutual coupling design for array applications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 51, no. 10, pp. 2936-2946, Oct. 2003.
- [14] C. Y. Chiu, C. H. Cheng, R. D. Murch, and C. R. Rowell, "Reduction of mutual coupling between closely-packed antenna element," *IEEE Tran. Antenna Propag.*, vol.55, no. 6, pp.1732-1738, June 2007.
- [15] A. Diallo, C. Luxey, P. L. Thuc, R. Staraj, G. Kossiavas, M. Franzen, and P.-S. Kildal, "Enhanced two-antenna structures for universal mobile telecommunications system diversity terminals," *IET Microwave. Antenna Propag.*, pp.93-101, Feb. 2008.
- [16] S.-C. Chen, Y.-S. Wang, and S.-J. Chung, "A decoupling technique for increasing the port isolation between two strongly coupled antennas," *IEEE Tran. Antenna Propag.*, vol. 56, no. 12, Dec. 2008.
- [17] W.L. Stutzman and G. A Thiele, "Antenna Theory And Design," 2nded., John Wiley, New York, 1998.

- [18] David M. Pozar “Microwave Engineering,” 3rded., John Wiley, New York, 2003.
- [19] High Frequency Structure Simulator (HFSS). Ansoft Corporation, Pittsburgh, PA, 2001.
- [20] W. Kolosowski, E. Sedek, M. Borejko, and A. Jeziorski, “Monopulse IFF antennas,” in *Microw. Radar and Wireless Communications, 2008. MIKON 2008. 17th International Conf.*, May 2008, pp. 1-4.
- [21] 許少華，24-GHz連續調頻單脈衝技術之雷達前端電路設計與整合，碩士論文，國立交通大學，2009。



附錄

