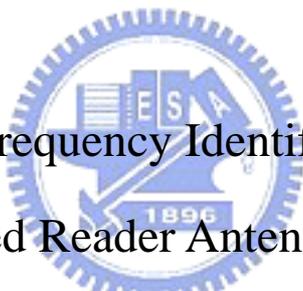


國 立 交 通 大 學

電信工程學系碩士班

碩士論文

射頻辨識系統圓極化讀碼天線與
變容二極體控制切換波束印刷天線陣列設計



Design of Radio Frequency Identification Circularly
Polarized Reader Antennas and
Varactor-Controlled Beam-Switching Printed Antenna Array

研 究 生：謝仲啟

(Chung-Chi Hsieh)

指 導 教 授：林育德 博士

(Dr. Yu-De Lin)

中 華 民 國 九 十 四 年 六 月

射頻辨識系統圓極化讀碼天線與

變容二極體控制切換波束印刷天線陣列設計

Design of Radio Frequency Identification Circularly
Polarized Reader Antennas and
Varactor-Controlled Beam-Switching Printed Antenna Array

研究生：謝仲啟

Student : Chung-Chi Hsieh

指導教授：林育德博士

Advisor : Dr. Yu-De Lin



A Thesis

Submitted to Institute of Communication Engineering
College of Electrical Engineering and Computer Science

National Chiao Tung University

In Partial Fulfillment of the Requirements

for the Degree of

Master of Science

In

Communication Engineering

June 2005

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十四年六月

射頻辨識系統圓極化讀碼天線與 變容二極體控制切換波束印刷天線陣列設計

研究生：謝仲啟

指導教授：林育德 博士

國立交通大學 電信工程學系

摘要

本論文前半段主要在設計適用於915MHz射頻辨識系統的圓極化讀碼天線，我們分別討論由雙饋入與單饋入架構實現圓極化微帶天線的技巧與面對的限制，並藉由提升天線高度與改變饋入架構來使設計的天線能符合此系統頻段的頻寬要求。

在無線通訊中，常希望能改變天線的波束方向與形狀來使訊號傳播增益與傳輸距離獲得提升，並減少不必要的干擾與降低被干擾的發生率。本論文後半段提出能採用平面印刷電路板技術來實現以變容二極體控制的切換波束式天線，以期能大幅降低硬體成本與縮小天線面積使天線符合輕、薄、短、小的無線通訊潮流。

本論文是使用美商Ansoft公司所出版的HFSS(High Frequency Structure Simulator)，來模擬與設計各式天線架構。

Design of Radio Frequency Identification Circularly Polarized Reader Antennas and Varactor-Controlled Beam-Switching Printed Antenna Array

Student: Chung-Chi Hsieh

Advisor: Dr. Yu-De Lin

Department of Communication Engineering
National Chiao Tung University

Abstract

Design of circularly polarized reader antennas suitable for 915MHz radio frequency identification system is proposed in the first half of this thesis. We discuss the techniques and limits to realize circularly polarized microstrip antennas by dual feed and single feed structure separately. By means of increase the height and change the feeding structure to let the design antennas can conform to this system bandwidth requirement.

In wireless communication, we often hope we can change the direction and shape of the antennas beams to improve the signal gain and propagate distance, and diminish the unnecessary interference and decrease the percentage of occurrence. Varactor-controlled beam-switching antennas which can be realized by planar printed circuit board is proposed in the second half of this thesis, in order to lower hardware fabrication cost and reduce antenna size to conform to the trend of wireless communication: light, thin, short, and small.

In this thesis, Ansoft HFSS is used to simulate and design every kind of antenna structure.

謝 誌

本論文能順利的完成，首先要感謝我的指導教授 林育德博士，在我的學術研究及專業領域上給我許多的指導，並給予我正確的研究方法及學習的態度。

另外我要感謝洪萬鑄、連偉宏、鄭貴元、許伯樺與林烈全等多位學長的指導與協助，使我能更加進入研究狀況，還有實驗室同學林哲維、吳旭昇、陳宏霖在這兩年中，互相的幫助並針對所遇到的問題相互討論，刺激彼此的上進心，讓我能以愉快的心情過完充實的研究所生活。另外與學弟問題交流，教學相長，也同時表達心中的感謝。

最後我要感謝我的父母及家人，提供我一個安定的環境，讓我能專心於學校的課業及研究上而無後顧之憂。



目 錄

第一章 導論.....	1
1.1 工程背景與動機.....	1
1.2 章節內容簡介.....	2
第二章 圓極化微帶天線設計原理.....	3
2.1 微帶天線.....	3
2.1.1 設計考量.....	3
2.1.2 探針饋入.....	3
2.2 雙饋入圓極化微帶天線.....	5
2.3 單饋入圓極化微帶天線.....	5
2.4 圓極化天線增益.....	7
第三章 射頻辨識系統圓極化讀碼天線設計.....	8
3.1 雙饋入圓極化微帶天線.....	8
3.1.1 支幹耦合器設計.....	8
3.1.2 雙饋入圓極化微帶天線設計.....	10
3.2 截角式單饋入圓極化微帶天線.....	12
3.3 縫隙耦合單饋入圓極化微帶天線.....	13
3.4 縫隙耦合單饋入圓極化微帶天線量測結果與討論.....	17
第四章 變容二極體控制切換波束印刷天線陣列.....	22
4.1 動機與簡介.....	22
4.2 基本原理.....	23
4.3 設計與分析.....	26
4.4 模擬和量測結果與討論.....	29
4.4.1 五元件變容二極體控制切換波束天線模擬和量測結果.....	29
4.4.2 分集式架構的天線模擬和量測結果與討論.....	33
4.4.3 雙饋入圓極化微變容二極體與高頻電容量測比較.....	36
4.4.4 七元件變容二極體控制切換波束天線模擬結果與討論.....	38
第五章 結論.....	41
參考文獻.....	42

圖 錄

圖 2-1、同軸探針饋入微帶天線說明.....	3
圖 2-2、在微帶天線上不同位置以探針饋入對天線輸入阻抗的比較.....	4
圖 2-3、補償饋入探針電感效應的方式.....	4
圖 2-4、雙饋入圓極化微帶天線激發方式.....	5
圖 2-5、常見單饋入圓極化天線.....	6
圖 2-6、單饋入圓極化天線兩正交模態的振幅與相位隨頻率變化情形.....	6
圖 2-7、圓極化天線輻射場型說明.....	7
圖 3-1、支幹耦合器架構示意圖.....	8
圖 3-2、支幹耦合器 S 參數模擬結果-1.....	9
圖 3-3、支幹耦合器 S 參數模擬結果-2.....	9
圖 3-4、支幹耦合器 S 參數相位差模擬結果.....	9
圖 3-5、雙饋入圓極化微帶天線天線.....	10
圖 3-6、雙饋入圓極化微帶天線天線模擬結果(a)S 參數模擬結果.....	10
(b)圓極化頻寬模擬結果、(c) 915MHz 場型(dBi).....	11
圖 3-7、Port2 有無接 50Ω 負載時天線圓極化軸比頻寬情形.....	11
圖 3-8、截角式單饋入圓極化天線實作照片.....	12
圖 3-9、縫隙耦合單饋入圓極化微帶天線結構圖與各項參數.....	13
圖 3-10、不同長度 t，天線阻抗的變化.....	14
圖 3-11、不同耦合距離 a，天線阻抗的變化.....	15
圖 3-12、不同截角 ΔL 大小，天線阻抗頻寬與圓極化變化情形.....	16
圖 3-13、縫隙耦合單饋入圓極化微帶天線實作圖(RHCP).....	17
圖 3-14、縫隙耦合單饋入圓極化微帶天線實作量測比較.....	18
圖 3-15、天線的輻射場型(YZ 切面)與增益(dBi)及圓極化情形量測結果.....	19
圖 4-1、切換寄生天線結構.....	23
圖 4-2、修正型的切換寄生天線結構.....	24
圖 4-3、八木-宇田天線.....	25
圖 4-4、設計的三元件、五元件、七元件變容二極體控制切換波束天線結構圖...26	26
圖 4-5、圖 4-4 的三個天線的輸入阻抗比較.....	26

圖 4-6、設計的折疊式偶極天線.....	27
圖 4-7、(a)三元件變容二極體控制切換波束天線結構圖與各參數.....	28
(b)天線 S 參數值、(c)天線場型(YZ 切面)(5GHz)(dBi).....	28
圖 4-8、五元件變容二極體控制切換波束天線結構圖與實體圖.....	29
圖 4-9、圖 4-8 天線模擬與實作 S 參數比較.....	30
圖 4-10、圖 4-8 天線的輻射場型(YZ 切面)(模擬 5.01GHz, 實作 5.10GHz).....	31
圖 4-11、分集式架構的變容二極體控制切換波束天線.....	33
圖 4-12、分集式架構的模擬與實作 S 參數比較.....	34
圖 4-13、分集式架構天線的輻射場型(XY 切面)(模擬 5GHz, 實作 5.12GHz).....	35
圖 4-14、用變容二極體與高頻電容實作切換波束天線的照片.....	36
圖 4-15、用變容二極體與高頻電容實作切換波束天線 S 參數比較.....	37
圖 4-16、高頻電容與變容二極體實作天線輻射場型(YZ 切面).....	37
圖 4-17、七元件變容二極體控制切換波束天線結構圖與各項參數.....	38
圖 4-18、各寄生元件電容值改變時 S 參數模擬結果.....	38
圖 4-19、圖 4-17 天線的輻射場型(YZ 切面)(5GHz)(dBi).....	39



表 錄

表 3-1、截角型單饋入圓極化天線隨高度變化結果.....	12
表 3-2、圖 3-13 天線實作之效能評估.....	21



第一章 導論

(Introduction)

1.1 工程背景與動機

近年來，無線射頻辨識系統(RFID)相關應用大量被提出與採用，例如物流管理、人員辨識、非接觸式 IC 卡等…。射頻辨識系統中，包含讀碼器(reader)、標籤(tag)和系統應用軟體三部分。本論文將討論使用於 UHF 頻帶射頻辨識系統(美國規格為 902~928MHz)的讀碼器，因為此頻帶讀碼器與標籤之間的訊息傳遞是藉由無線電波傳輸的方式達成，所以讀碼天線的特性好壞將會影響到整個射頻辨識系統能正確辨識的距離。

當天線增益提高，在其他條件不變下，系統能辨識的距離將會相對提昇。讀碼天線主要功能是發射帶有訊息的能量給不同位置的標籤，並且接收由標籤回傳的訊息。一般被動式標籤其標籤天線是線性極化天線，因為標籤擺設位置不一定，所以由標籤回傳至讀碼天線的電磁波可能是任何方向的線性極化波。故使用具有寬波束(wide beam width)的圓極化讀碼天線可改善此一問題。除此之外，讀碼天線還需具有足夠的頻寬以涵蓋操作的通訊頻段。本論文前半部份即在設計適用於 915MHz 射頻辨識系統的讀碼天線(reader antenna)。[1]

隨著無線通訊之快速發展，頻譜已成為珍貴之資源，所以希望藉由加強用戶端無線接取(Radio Access)能力，以達成提高頻譜效率及系統容量，並使系統運作更具彈性之需求。為滿足上述要求，智慧型天線(Smart Antenna)技術可說是解決頻譜資源匱乏、提昇系統容量、增進通訊品質相當有效的方式。

依設計考量不同，智慧型天線可分為自適性天線陣列(adaptive antenna array)與切換波束式(switch beam)系統與兩種。為了符合通訊設備輕、薄、短、小的科技潮流，本論文後半段即在設計能以平面印刷電路板(printed circuit board)技術來實現切換波束式的天線，以期能大幅降低硬體成本與縮小天線面積並使天線實作容易。

1.2 章節內容簡介

本論文共分五章，第二章先簡單說明圓極化微帶天線原理與設計考量，第三章主要介紹射頻辨識系統圓極化讀碼天線設計流程與其模擬和實作結果。第四章則是設計能以平面印刷電路技術達成變容二極體控制的切換波束天線陣列。最後，第五章對兩種天線項目在設計上遇到的困難以及未來我們可改善的方向與方法作個總結。



第二章 圓極化微帶天線設計原理 (Design Theory of Circularly Polarized Microstrip Antennas)

2.1 微帶天線

2.1.1 設計考量

第三章我們將設計適用於 915MHz 射頻辨識系統的圓極化讀碼天線，此系統頻段為 902~928MHz。若如一般將微帶天線洗在 0.4~1.6mm 介電值板材上來實作天線，由於微帶天線窄頻的特性，將很難以單饋入或雙饋入的技術達成在要求的頻段內圓極化皆在 3dB 軸比(axial ratio)以下且符合阻抗頻寬(impedance bandwidth)要求。

為了能增加天線的頻寬，最簡單的方式是增加天線基板(substrate)高度，當基板高度 h 增加時，天線的阻抗頻寬將獲得提升，天線的輻射功率也將跟著上升。但是 h 增加時也會使表面波造成的損耗(surface wave loss)增加，另外， h 增加後我們需以探針(probe)來饋入天線，由探針產生不希望的輻射情形也隨 h 增加而會加遽。天線基板的介電常數 ϵ_r (substrate dielectric constant)具有類似基板高度的功能，選用較低的基板 ϵ_r 其效果跟增加基板高度相同。[2]

2.1.2 探針饋入

如圖 2-1(a)，利用同軸探針饋入(coaxial probe feeding)的方式來激發微帶天線是一種相當常見的方式。由同軸電纜轉換成探針饋入至天線的過程在物理結構上產的不連續性(discontinuity)會使部分能量被儲存在接合處(junction)的附近，造成額外的電抗效應，圖 2-1(b)為其效應的一種等效電路。[3]

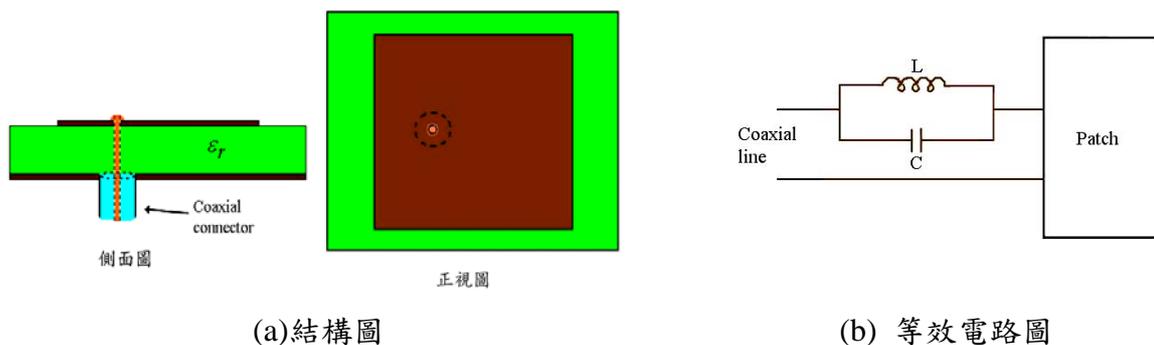
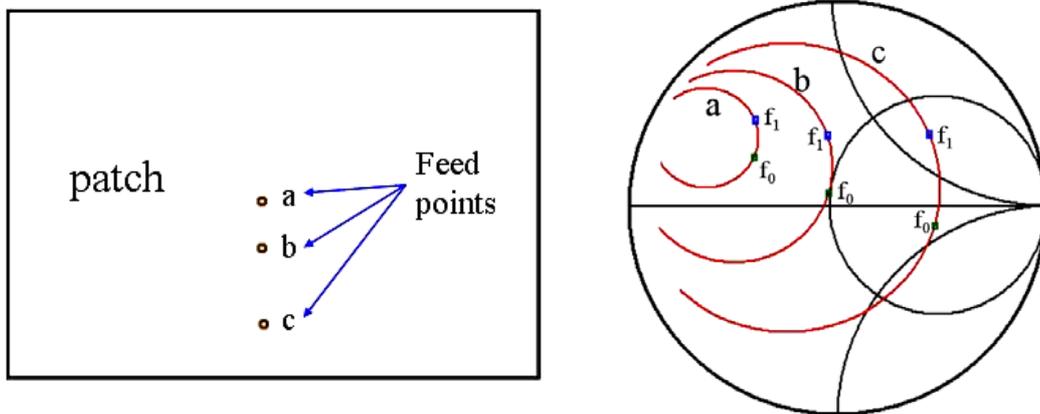


圖 2-1、同軸探針饋入微帶天線說明

利用探針饋入除了使微帶天線易於架高外，如圖 2-2 所示，藉由調整探針在天線上的饋入位置能變化輸入阻抗大小值使得天線設計獲得簡化

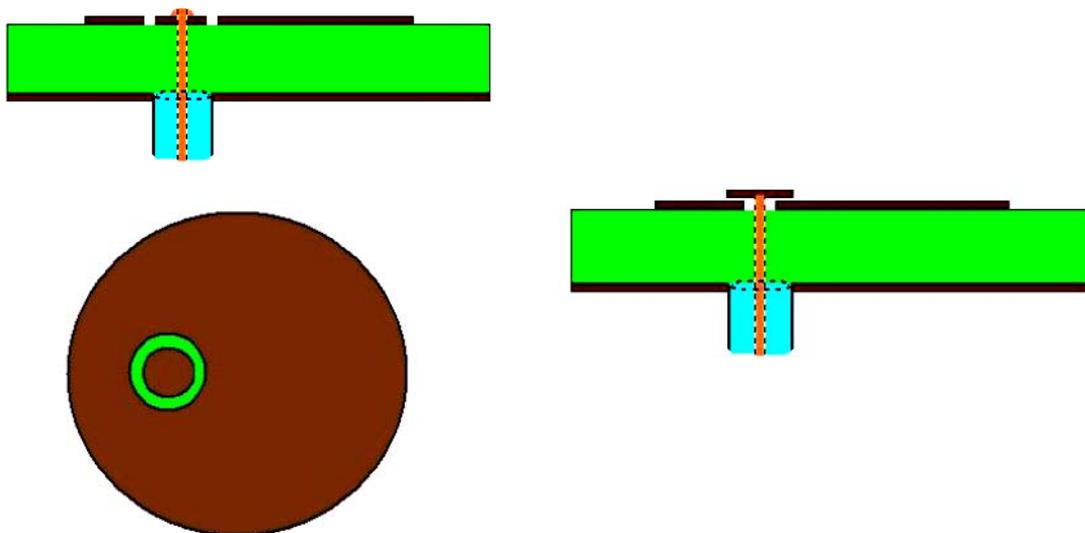


(a)微帶天線在不同位置饋入

(b)天線阻抗變化情形

圖 2-2、在微帶天線上不同位置以探針饋入對天線輸入阻抗的比較

雖然以探針饋入的方式上述好處，但是當我們利用此方式來架高天線時，探針也需跟著增長，這除了會使表面波造成的損耗與探針產生的輻射情形增加外，還會增加饋入天線的電感(inductance)。當設計圓極化天線時，此電感效應將會使得圓極化效應產生的頻段與阻抗頻寬分離使天線效能變差。[4] 由圖2-1的等效電路發現，我們可以藉由引進一額外的串聯電容效應來補償探針所產生的電感效應。圖2-3展示了為兩種補償的方式。[2]



(a)以環形槽產生串聯電感

(b)另一種方式來產生電感

圖 2-3、補償饋入探針電感效應的方式

2.2 雙饋入圓極化微帶天線

單一天線要產生圓極化的輻射情形，最簡單的方式是在天線上同時激發兩個正交的天線模態(orthogonal patch modes)，此兩模態強度相同(equal amplitude)相位角差90度(90° out of phase)。許多形狀的微帶天線都可以用來設計圓極化天線，例如正方形、圓形、五邊形、等邊三角形、環形等...，其中最常見的是正方形與圓形微帶天線。圖2-4顯示此兩種形狀的雙饋入圓極化微帶天線激發方式，若是能設計良好的功率分配器(power divider circuit)，使兩個正交饋入的訊號強度相同且相位差90度，則圓極化效果就能產生。例如使用支幹耦合器(branchline coupler)來當提供兩個正交饋入的訊號，由於它能在不錯的頻寬內符合上述要求，因此饋入的天線圓極化軸比頻寬理論上也相當寬頻。

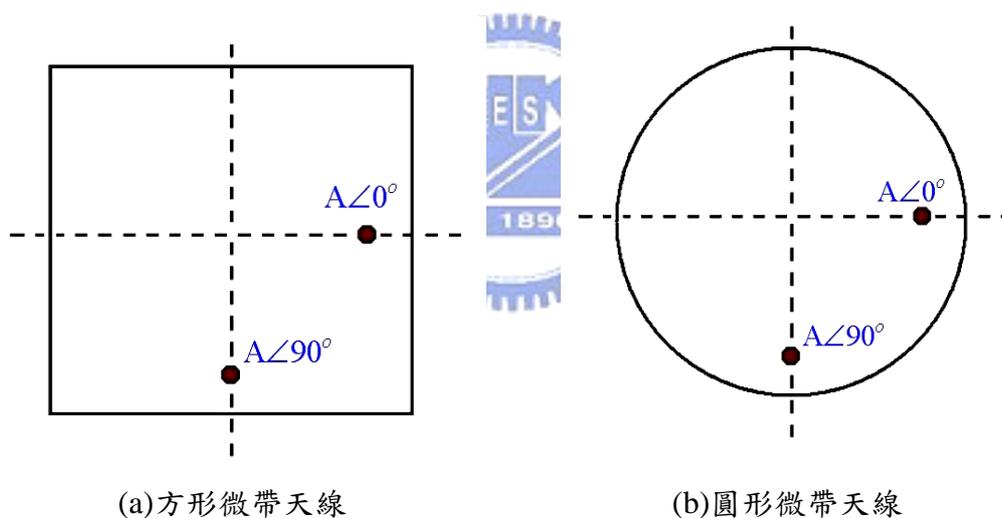


圖 2-4、雙饋入圓極化微帶天線激發方式

2.3 單饋入圓極化微帶天線

一般而言，以單一饋入的方式所激發的微帶天線輻射場型為線性極化(linear polarization)，為了能產生圓極化輻射情形，須藉由如圖 2-5 所示稍微改變天線形狀與饋入位置，使天線產生兩種共振模態。藉由適當的調整天線形狀與饋入位置，在中心頻率 f_0 時可產生如圖 2-6 所示的兩強度相同相位角差 90 度的模態，滿足圓極化產生條件。隨著頻率偏離中心頻率 f_0 後，兩模態強度與相位角差會

同時偏離圓極化產生條件，軸比也會跟著快速的衰減，使得 3dB 軸比頻寬較差。

[2]

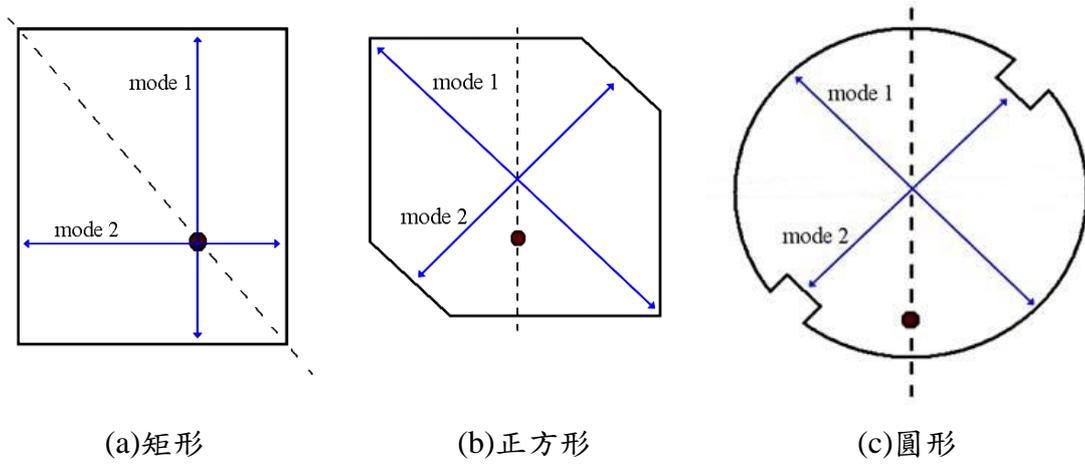


圖 2-5、常見單饋入圓極化天線

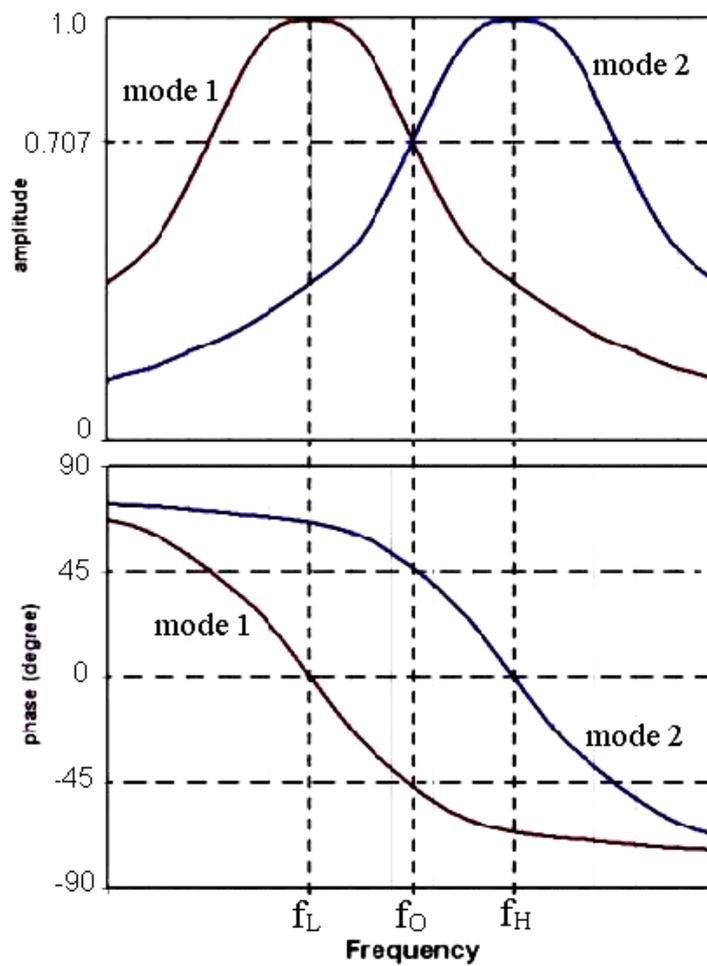


圖 2-6、單饋入圓極化天線兩正交模態的振幅與相位隨頻率變化情形

2.4 圓極化天線增益

圓極化天線在使用 spinning linear method 量測時，會旋轉線性極化訊號發射天線，使得待測天線量得如圖 2-7 的輻射場型。其圓極化軸比可由圖中估計得到。此天線的增益用此圖來定義卻有爭議，說是最大的 6.1dBi 或是最小的 4.7dBi 皆不合理。因此，藉由引進一修正因子 G_C (correction factor) 來精確定義圓極化天線增益。[5]

$$G_C(dB) = 20\log_{10}[0.5(1+10^{-AR/20})]$$

其中軸比(AR)可由圖 2-7 估計獲得。另外，將量測得到的最大天線增益以 $G_O(dBi)$ 表示，其單位中的 l 表示此天線增益是以等方向線性極化天線作基準(referenced to an linear isotropic antenna)。則新定義的圓極化天線可以 G_{CP} 來表示。

$$G_{CP}(dBic) = G_O + G_C + 3$$

其單位中的 c 表示此天線增益是以等方向圓形極化天線作基準(referenced to an circular isotropic antenna)。

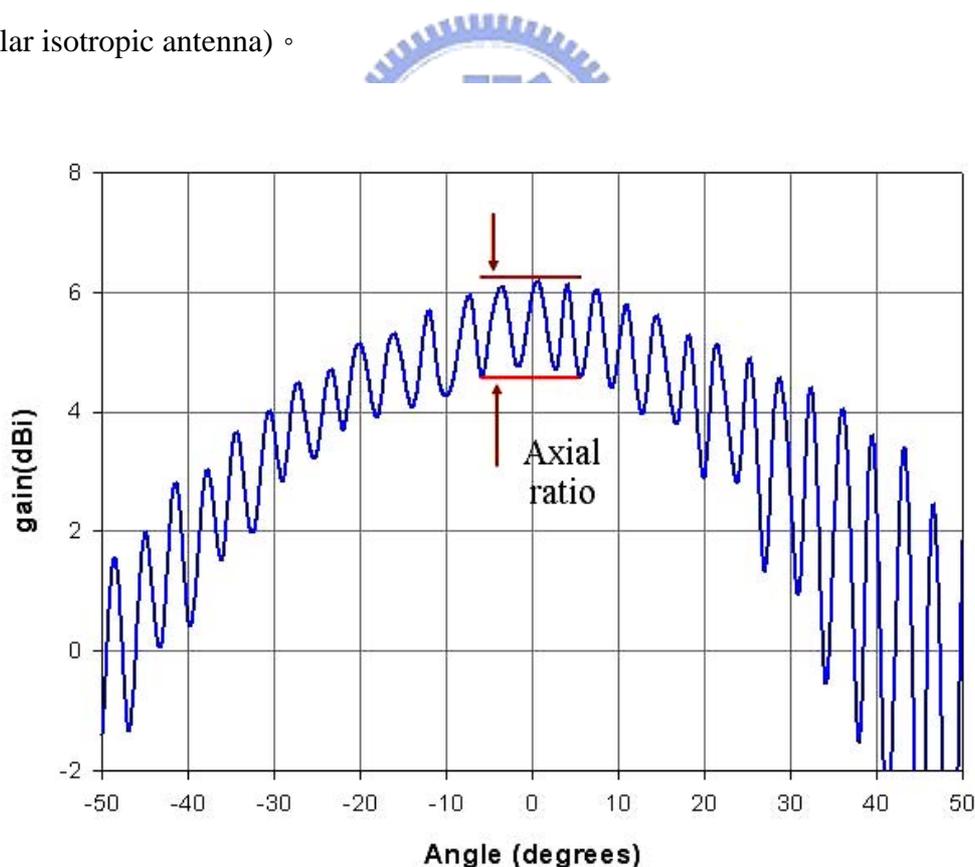


圖 2-7、圓極化天線輻射場型說明

第三章 射頻辨識系統圓極化讀碼天線設計

(Radio Frequency Identification Circularly Polarized Reader Antennas)

本章所要討論的射頻辨識系統圓極化讀碼天線天線，是利用第二章說明的圓極化微帶天線架構，將其應用到讀碼天線天線設計的結果。

3.1 雙饋入圓極化微帶天線

3.1.1 支幹耦合器設計

由第二章說明可知一般而言以雙饋入(dual-Feed)的方式來實現圓極化天線，若能使用較寬頻的 90 度功率分配器(quarter Hybrid)來饋入天線，則圓極化頻寬可大幅度提升。為達到天線所需規格，故採用支幹耦合器(branch-line coupler)(圖 3-1)來達成雙饋入圓極化天線。

依照支幹耦合器基本原理，設計一中心頻率在 915MHz 的支幹耦合器，得到結果如圖 3-2 所示。我們發現 S31 與 S41 因為 FR4 板材介電損耗緣故在操作頻率附近並沒有大小值相同。調整支幹耦合器中理論值為 $50/\sqrt{2}\Omega$ 部分的線寬，可獲得如圖 3-3 的結果，使得在在所需要的頻段 S31 與 S41 大小值幾乎相等。圖 3-4 為 S31 與 S41 之相位差，可確定在在操作頻段內相位差皆在 90 度附近。

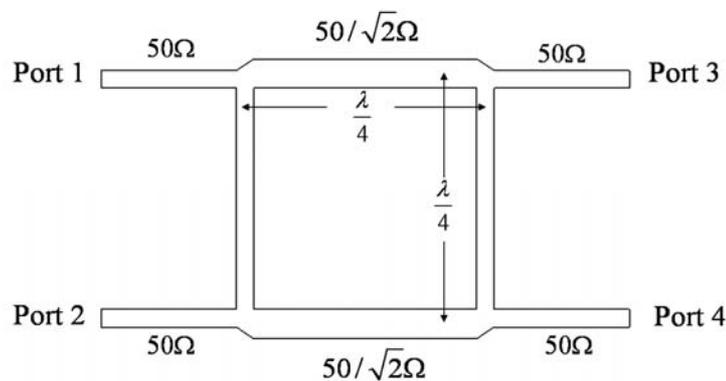


圖 3-1、支幹耦合器架構示意圖

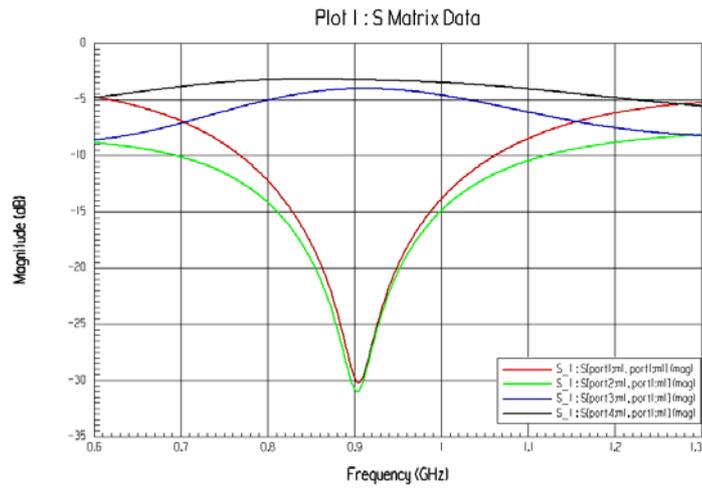


圖 3-2、支幹耦合器 S 參數模擬結果-1

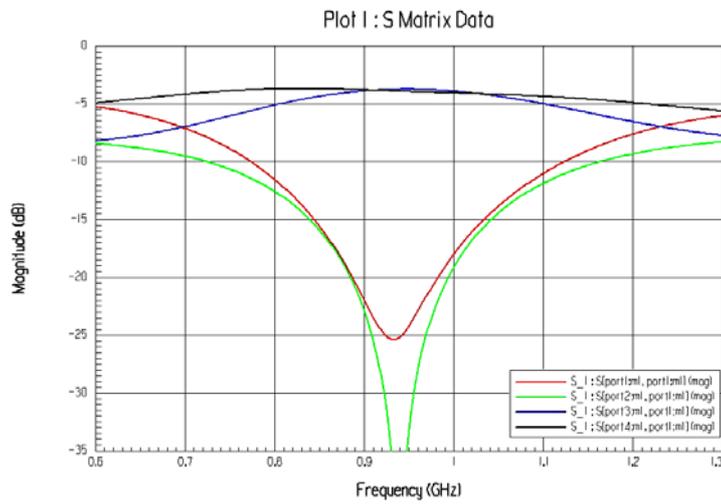


圖 3-3、支幹耦合器 S 參數模擬結果-2

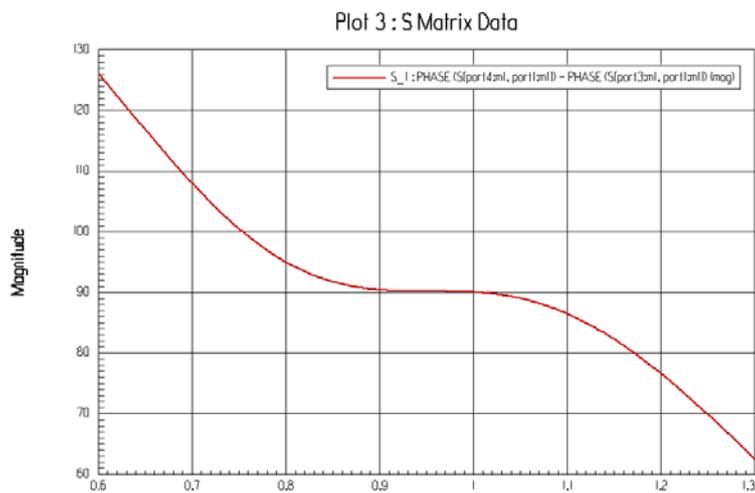


圖 3-4、支幹耦合器 S 參數相位差模擬結果

3.1.2 雙饋入圓極化微帶天線設計

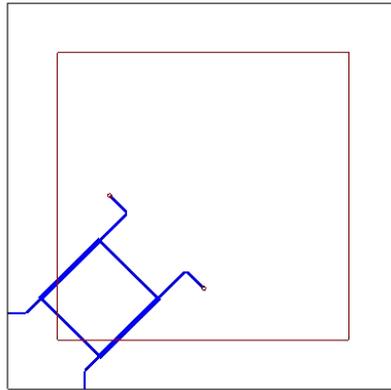


圖 3-5、雙饋入圓極化微帶天線天線

天線各項參數：

天線邊長=148mm

天線高度=6mm

$\epsilon_r = 4.7$

Loss tan=0.02

板厚=0.8mm

圖 3-5 為設計的雙饋入天線結構圖其圓極化頻寬主要是由 branch-line coupler 頻寬所決定，因此在 915MHz 的中心頻率時可輕易達成 70MHz 以上之圓極化頻寬。由於 branch-line coupler 特性的緣故，此類天線的阻抗頻寬除了看 S_{11} 外， S_{21} 也會決定頻寬限制，由 port(埠)1 打入天線的訊號若阻抗不匹配會反彈至 port2，也就是 S_{21} 若太大即使 S_{11} 很小此天線能量仍沒有進入到天線進而輻射至空氣中。所以在考慮此天線的使用頻段時，必須選擇 S_{11} 與 S_{21} 同時都小-10db 的頻段。由第二章說明可知，天線阻抗頻寬隨天線高度增加而增加，圖 3-6 為圖 3-5 所示天線的 S 參數與圓極化模擬結果。由模擬與實作可發現當天線高度大於 6mm 時，其 S 參數與圓極化頻寬就能滿足 915MHz 射頻辨識系統圓極化讀碼天線要求。

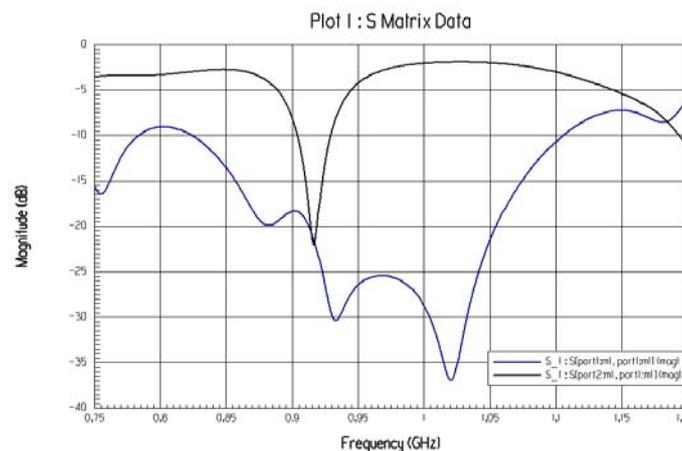
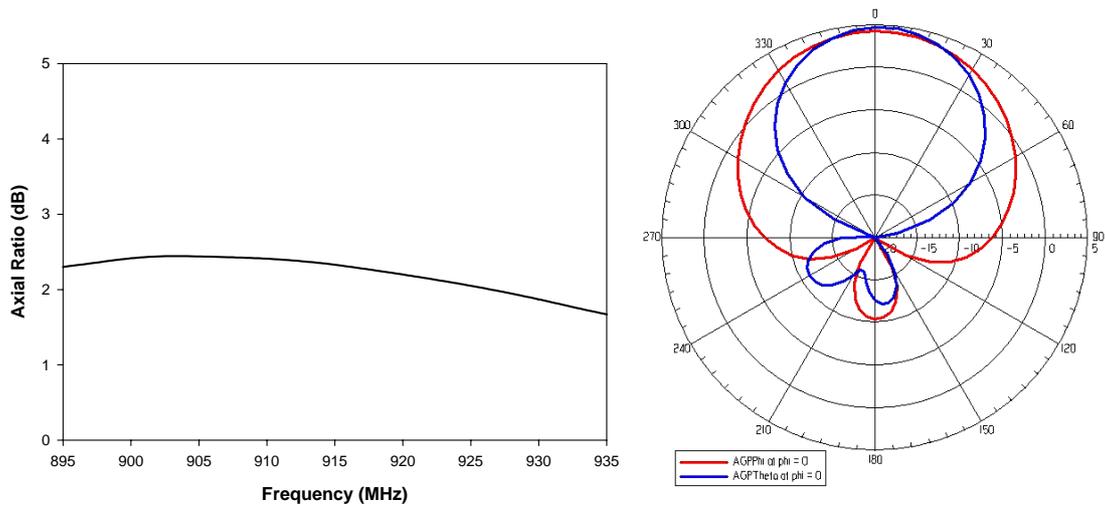


圖 3-6、(a)S 參數模擬結果



(b) 圓極化頻寬模擬結果

(c) 915MHz 場型(dBi)

圖 3-6、雙饋入圓極化微帶天線天線模擬結果

雙饋入圓極化天線一般在模擬與實作量測時，若由 Port 1 打訊號則在 Port 2 需接一 50Ω 負載(load)。圖 3-7 比較當 Port 2 接一 50Ω 負載與開路(沒接 50Ω 負載)時，圖 3-5 的天線所得到圓極化軸比頻寬情形。可以發現若沒接 50Ω 負載時此天線圓極化效果將大幅度的變差，這是雙饋入圓極化天線的一個缺點。另外，雙饋入圓極化天線須使用如 branch-line coupler 的饋入架構，這也會造成額外的能量損耗。

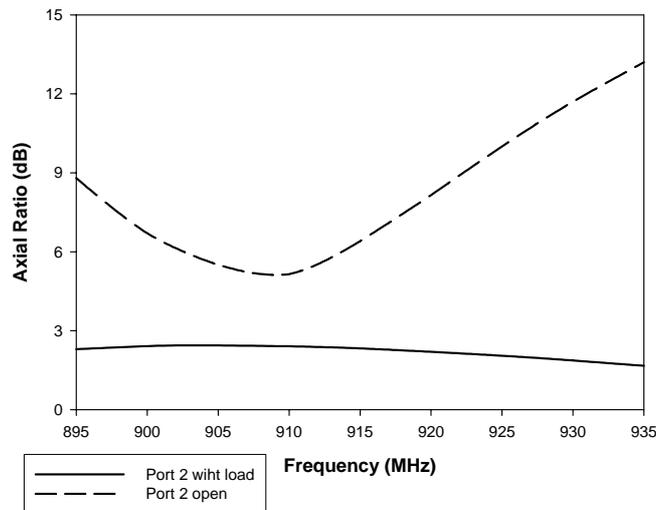


圖 3-7、Port2 有無接 50Ω 負載時天線圓極化軸比頻寬情形

3.2 截角式單饋入圓極化微帶天線

圖 3-8 為實作的截角式單饋入圓極化天線結構圖。由第二章說明可知，天線阻抗頻寬隨高度增加而增加，由模擬與實作也發現圓極化軸比頻寬也有此情形。但當天線高度增加時，天線之共振阻抗會變小，且饋入探針所引起之電感性亦會增加。由第二章說明可知，天線之共振阻抗會變小，可藉由將饋入點往天線外緣移動來獲得補償。至於饋入探針所引起之電感性，會使得阻抗頻寬與圓極化產生的頻段分離，我們可藉由在天線共振路徑上加入一金屬貼片或金屬螺絲，使得圓極化頻段與阻抗頻寬達成重疊。

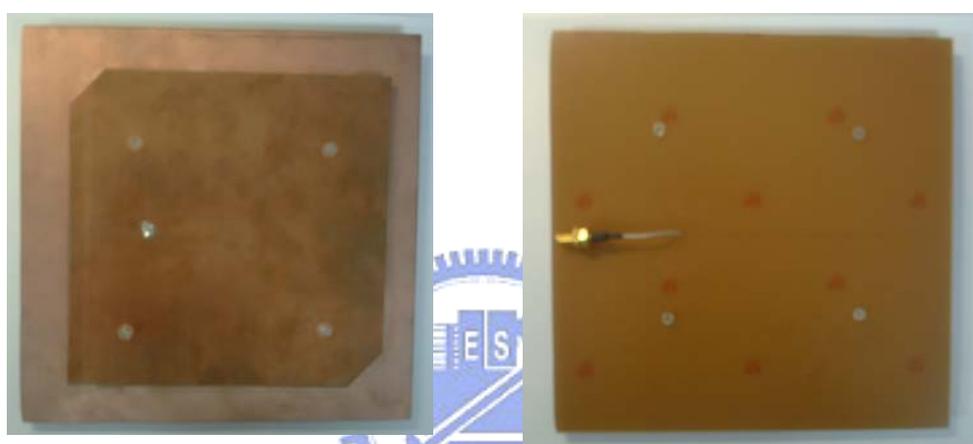


圖 3-8、截角式單饋入圓極化天線實作照片

表 3-1 為不同高度時，我們實作截角式單饋入圓極化天線所量到的結果。由表格可以驗證，隨著天線高度的增加阻抗頻寬與圓極化軸比頻寬皆跟著提升。實作發現，當天線高度超過 12.5mm 時，在天線上已經無法找到適當的饋入點。因此，為了達到 915MHz 射頻辨識系統圓極化讀碼天線的要求，我們必須改變饋入的機制，以期能在天線高度增加時達成阻抗匹配的效果

天線高度 (mm)	天線邊長 (mm)	f_c (MHz)	AR BW (MHz ; %)	S11 BW (MHz ; %)	附註
5mm	144	918	10.5 ; 1.14%	904-936 (32) ; 3.9%	量測
10mm	150	886	16 ; 1.805%	858-925 (67) ; 7.5%	量測
12.5mm	149	888.5	17 ; 1.91%	855-930 (75) ; 8.4%	量測
15mm	144	871.5	19 ; 2.2%		模擬

表 3-1、截角型單饋入圓極化天線隨高度變化結果，其中 f_c ：圓極化中心頻率，
AR BW：3dB 圓極化軸比頻寬，S11 BW：10dB 阻抗頻寬

3.3 縫隙耦合單饋入圓極化微帶天線

為了克服欲藉由提升天線高度以改善天線頻寬時所遇到的阻抗匹配問題，我們採用縫隙耦合(aperture coupling)的方式來饋入天線。圖 3-9 為設計的單饋入圓極化天線結構圖與各項參數

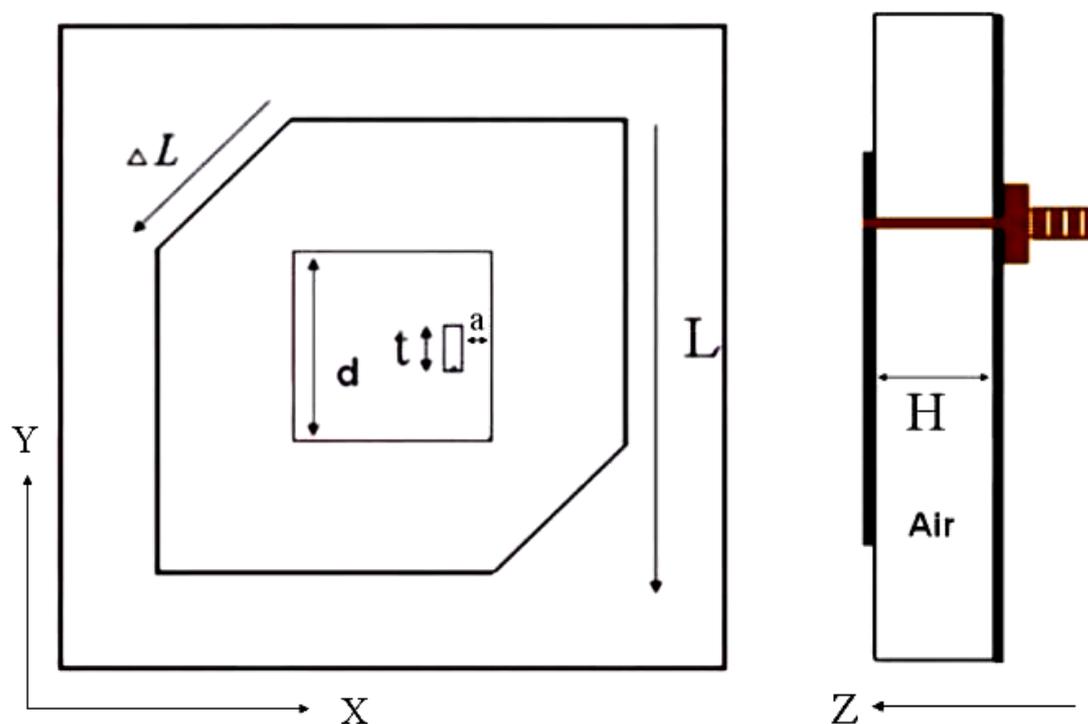


圖 3-9、縫隙耦合單饋入圓極化微帶天線結構圖與各項參數

利用縫隙耦合微帶線的方式來饋入天線，在相關的論文中已被提出，[6] 其不同於傳統直接將饋入探針連接到天線表面，而是在饋入探針連接到一段微帶線上，再藉由此微帶線以電容耦合的方式來饋入天線。如此一來，若能適當的調整各項參數，將可使得耦合電容與饋入探針所產生的電感性相互抵消同時也能達成 50Ω 輸入阻抗的效果。

當此種天線高度增加時，由模擬發現可藉由改變圖 3-10 中耦合器的長度 t 來抵消饋入探針所引起的電感性。圖 3-10 顯示在天線其他參數不變的情形下，不同 t 長度，天線史密斯圖變化情形。由圖可知，當 t 的長度下降時，除了相當於等效在天線饋入端額外串接一電容外，並不會對天線圓極化頻寬有明顯的影響。

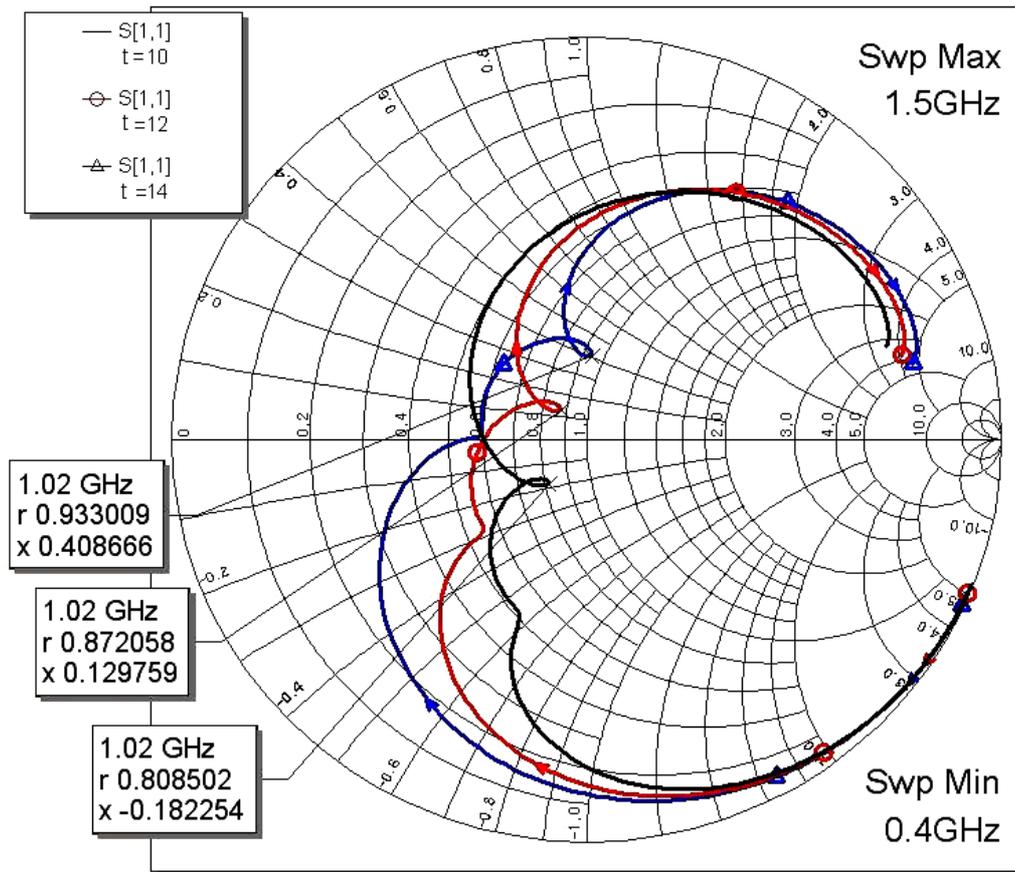


圖 3-10、不同長度 t ，天線阻抗的變化

天線各項參數：

$L=120\text{mm}$
 $t=10, 12, 14\text{mm}$
 $\epsilon_r = 4.7$

$d=40\text{mm}$
 $a=1\text{mm}$

Loss tan=0.02

$\Delta L=48.5\text{mm}$
 $H=25\text{mm}$
 板厚=1.6mm

50 歐姆之天線輸入阻抗可經由調整耦合器和天線間的距離 a 來達成。圖 3-11 顯示在天線其他參數不變的情形下，改變耦合器和天線間的距離 a ，天線史密斯圖變化情形。由圖可知，當 a 的值下降時，此種天線的輸入阻抗會隨著上升。

由模擬發現，除了增加天線高度能提升阻抗頻寬與圓極化軸比頻寬外，此種天線在固定高度時縮小天線內部邊長 d 值也能達成此效果。不過， d 值減小的同時，需適當縮小 t 值與拉近耦合距離 a 值才能達成阻抗匹配天線。

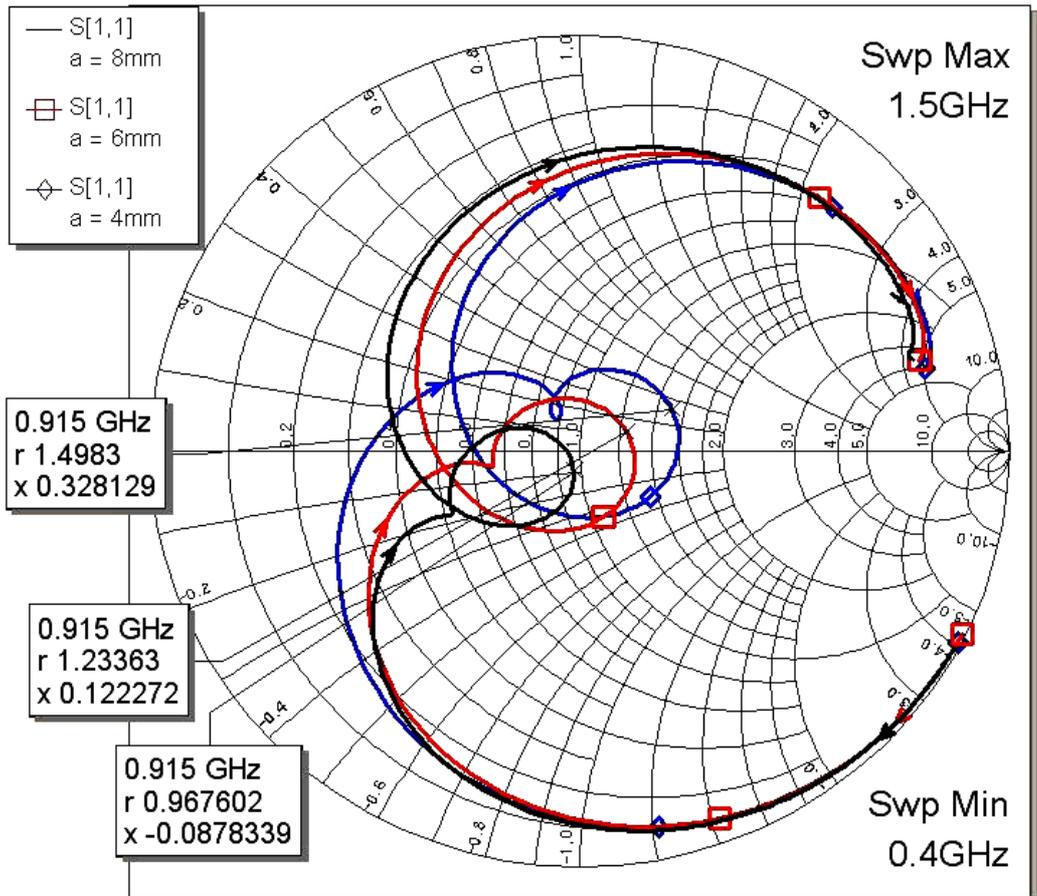


圖 3-11、不同耦合距離 a，天線阻抗的變化

天線各項參數：

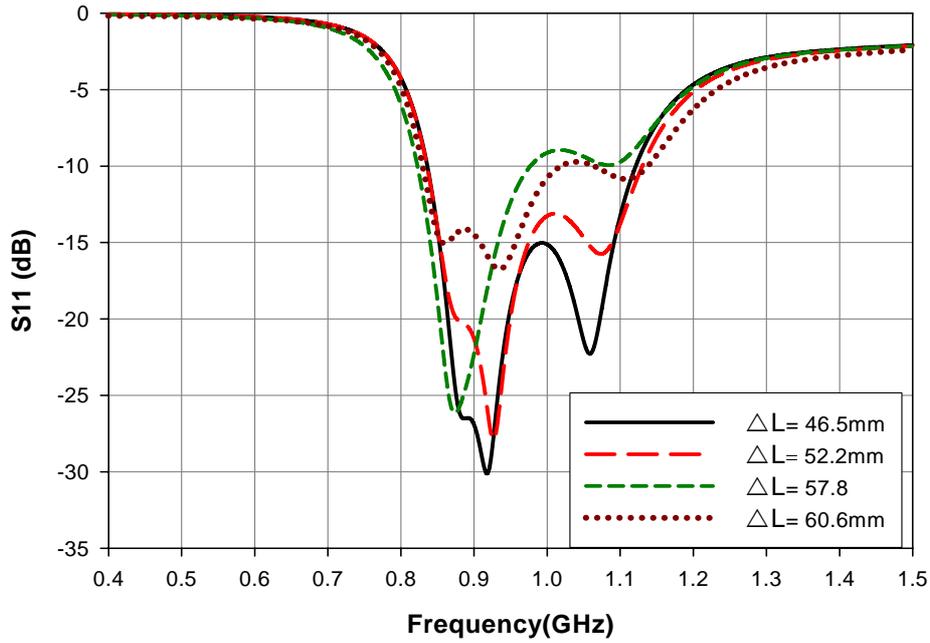
L=120mm
t=20mm
 $\epsilon_r = 4.7$

d=60mm
a=8, 6, 4mm
Loss tan=0.02

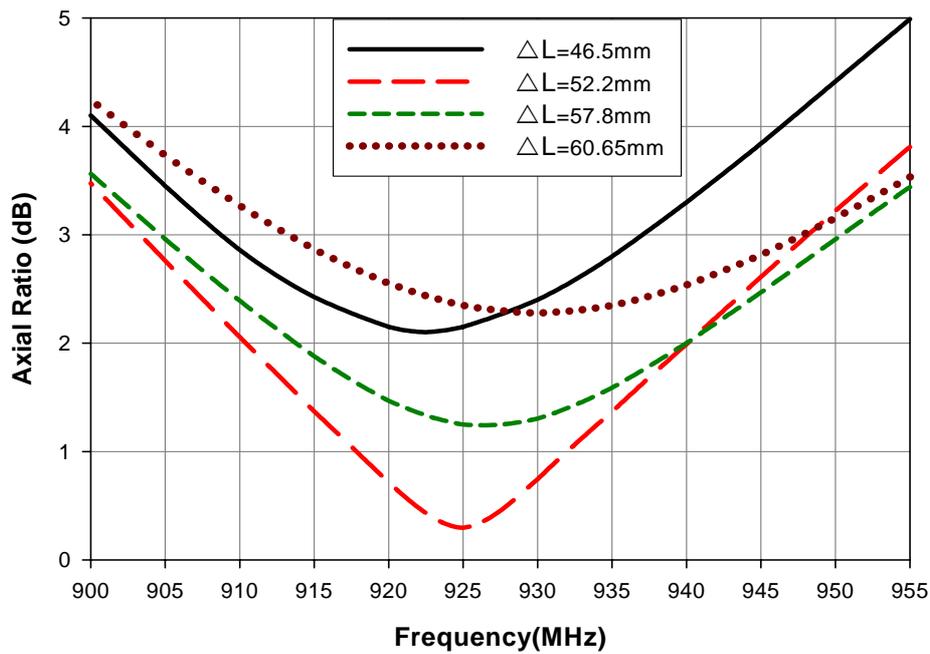
$\Delta L=45.6$ mm
H=25mm
板厚=1.6mm

圖 3-12 是在討論當天線已達成適當阻抗匹配後，不同截角 ΔL 大小對天線圓極化與阻抗頻寬變化情形。由圖 3-12(a)可知截角 ΔL 大小對阻抗頻寬變化不大，只需微調參數 a 和 t 值來恢復適當的阻抗匹配。不過對 3dB 圓極化頻寬而言，由圖 3-12(b)可知在其他天線參數不變下，調整截角 ΔL 大小可獲得最佳化情形。

模擬與實作通常會有些微的頻飄，我們可藉由稍微調整外邊長改變天線共振頻率，再藉由調整截角長度找出最佳化的圓極化情形。



(a) 天線 S 參數頻寬變化情形



(b) 天線圓極化變化情形

圖 3-12、不同截角 ΔL 大小，天線圓極化與阻抗頻寬與圓極化變化情形
天線各項參數：

$L=114.6\text{mm}$
 $t=9\text{mm}$
 $\epsilon_r = 4.7$

$d=50\text{mm}$
 $a=1\text{mm}$
 $\text{Loss tan}=0.02$

$\Delta L=46.5\sim 60.65\text{mm}$
 $H=30\text{mm}$
板厚=1.6mm

3.4 縫隙耦合單饋入圓極化微帶天線量測結果與討論

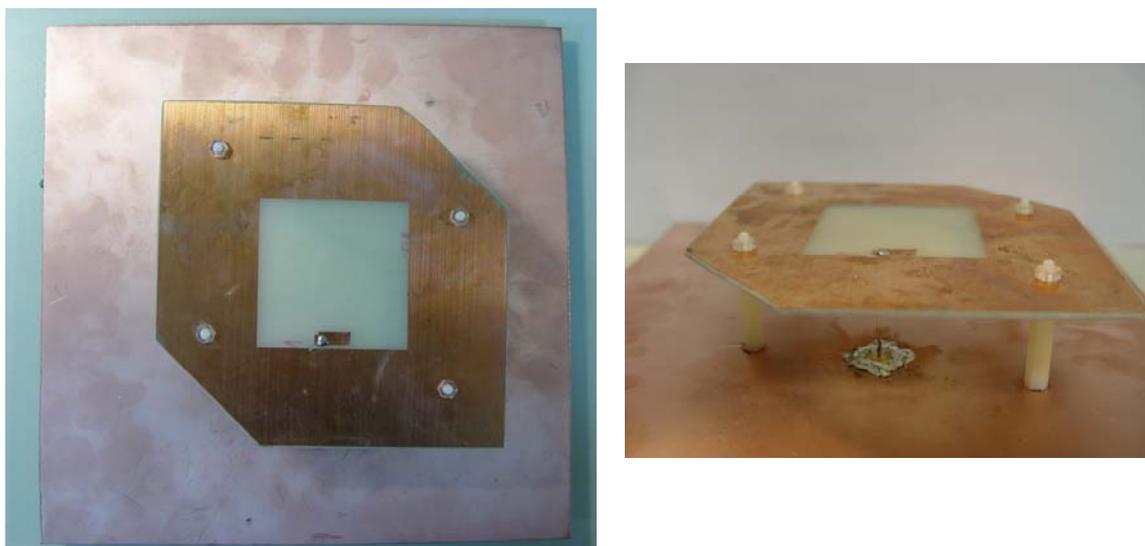


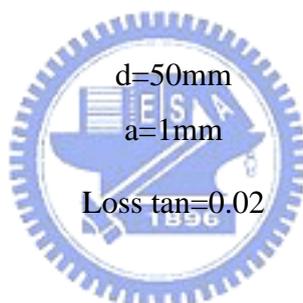
圖 3-13、縫隙耦合單饋入圓極化微帶天線實作圖(RHCP)

天線各項參數：

$$L=114.6\text{mm}$$

$$t=9\text{mm}$$

$$\epsilon_r = 4.7$$



$$d=50\text{mm}$$

$$a=1\text{mm}$$

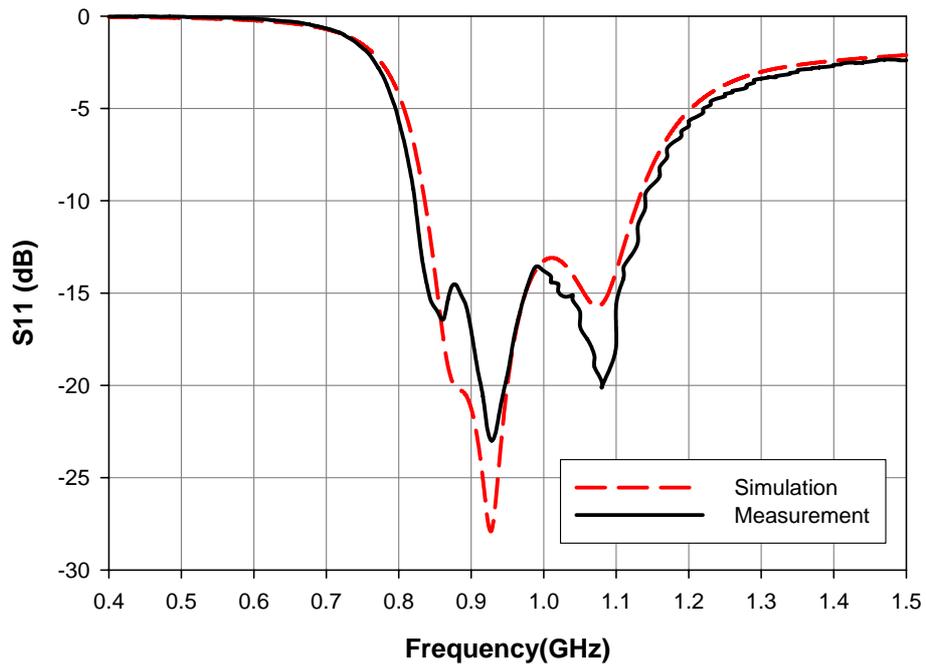
$$\text{Loss tan}=0.02$$

$$\Delta L=52.2\text{mm}$$

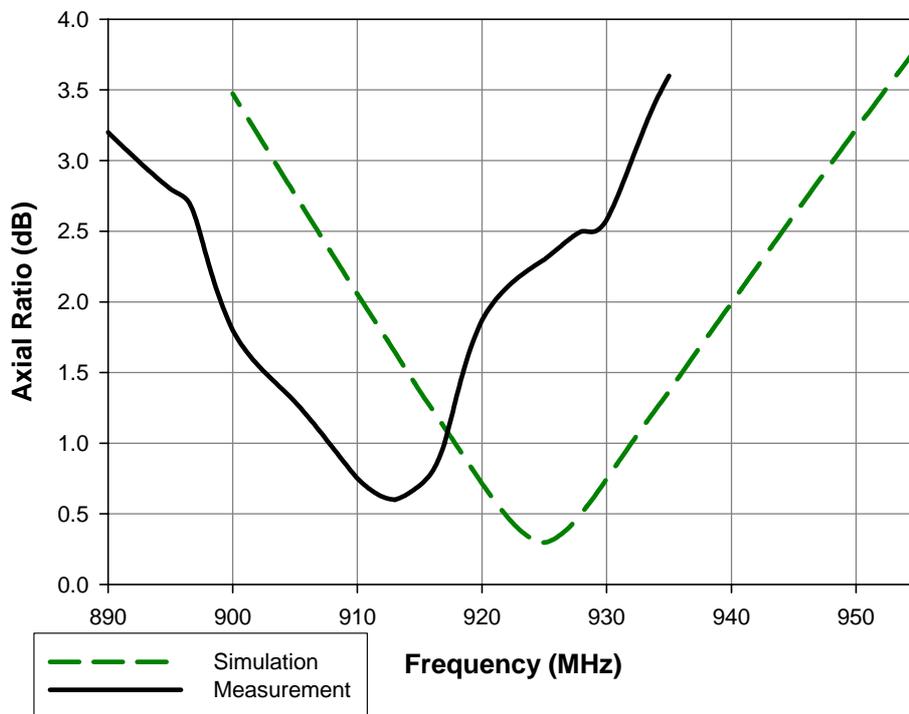
$$H=30\text{mm}$$

$$\text{板厚}=1.6\text{mm}$$

圖 3-13 為縫隙耦合單饋入圓極化微帶天線實作照片，圖 3-14 為實作量測與模擬結果之 S 參數與圓極化情形之比較。由圖 3-14(a)可知實作阻抗頻寬與模擬相當吻合，而由 3-14(b)發現，實作天線時圓極化頻率會往低頻飄移。因此我們在模擬時將圓極化頻段往高頻移動，使得實作天線圓極化中心頻率落在 915MHz 附近。圖 3-15 為天線的輻射場型與增益及圓極化情形量測結果。



(a) 阻抗頻寬比較



(b) 圓極化頻寬比較

圖 3-14、縫隙耦合單饋入圓極化微帶天線實作量測比較

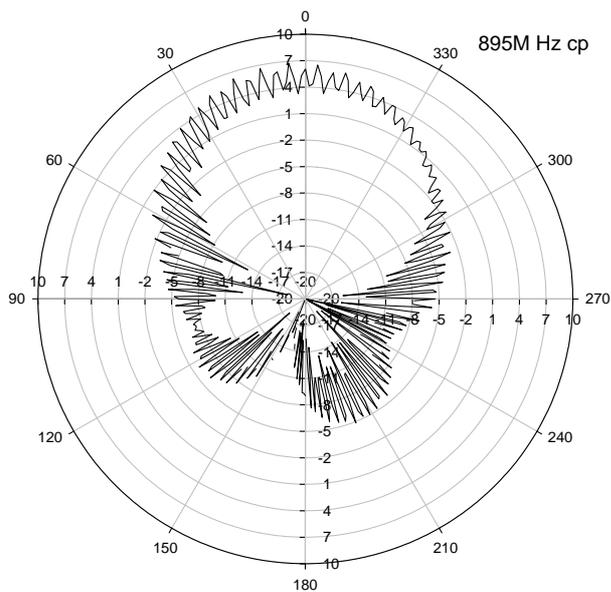


圖 3-15(a)、895MHz (dBi)

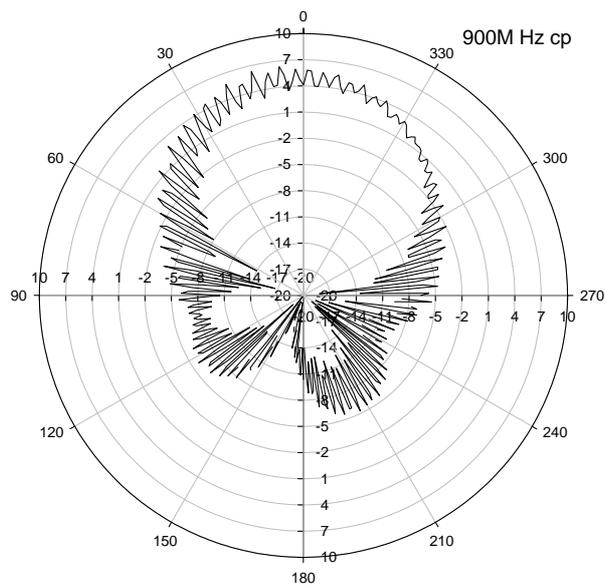


圖 3-15(b)、900MHz (dBi)

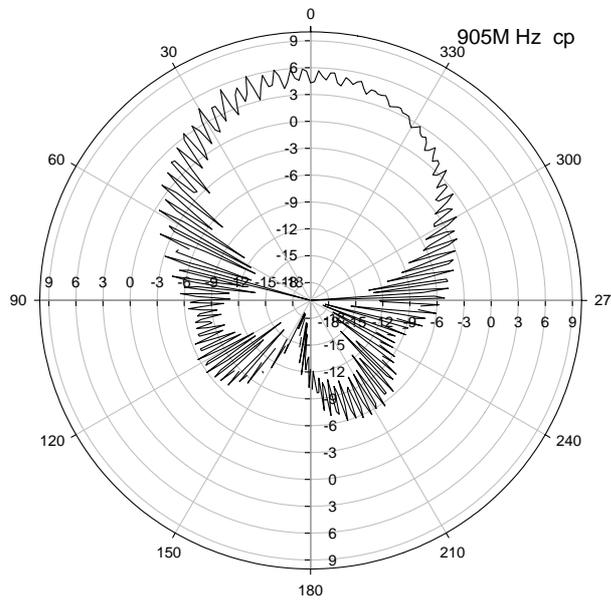


圖 3-15(c)、905MHz (dBi)

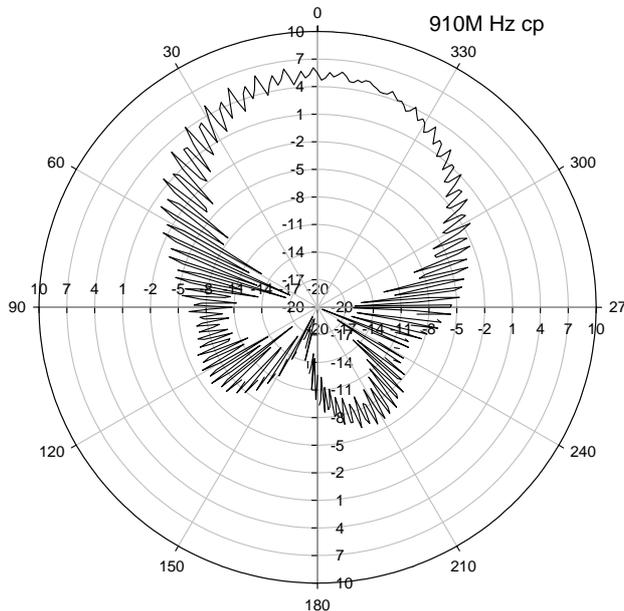


圖 3-15(d)、910MHz (dBi)

圖 3-15、天線的輻射場型(YZ 切面)與增益(dBi)及圓極化情形量測結果

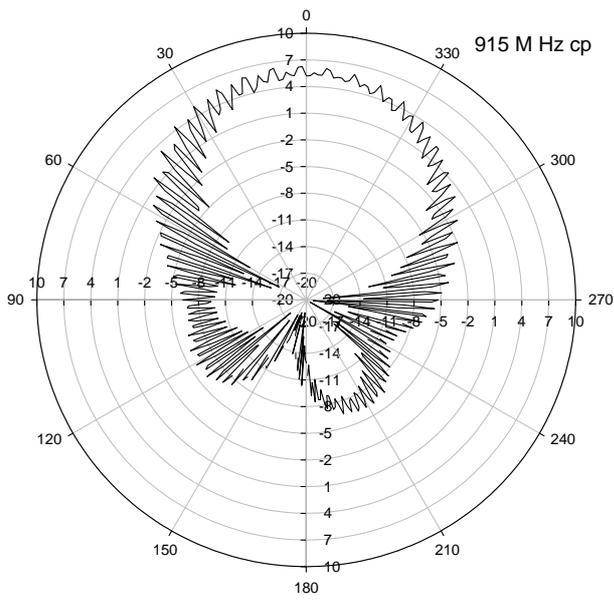


圖 3-15(e)、915MHz (dBi)

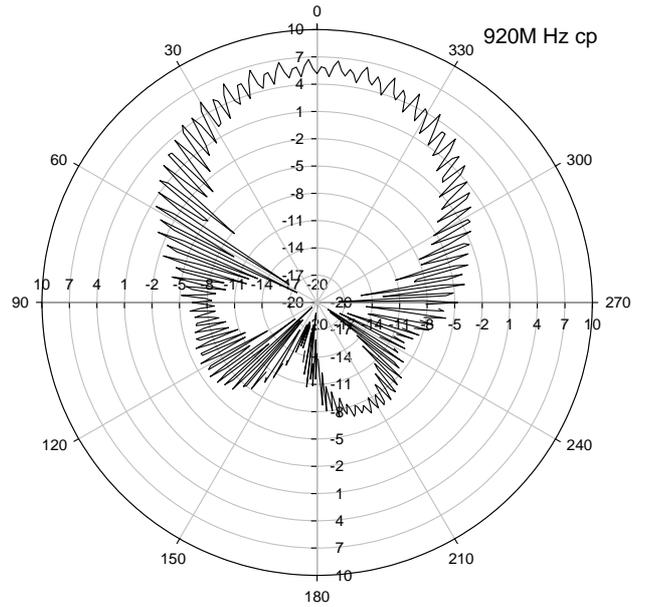


圖 3-15(f)、920MHz (dBi)

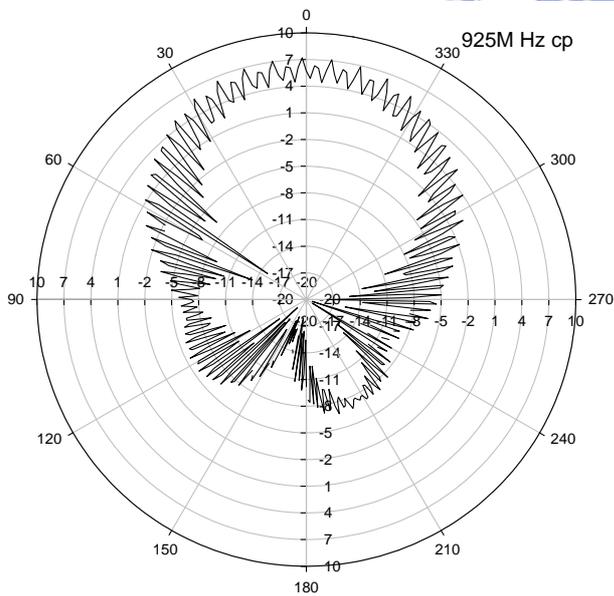


圖 3-15(g)、925MHz (dBi)

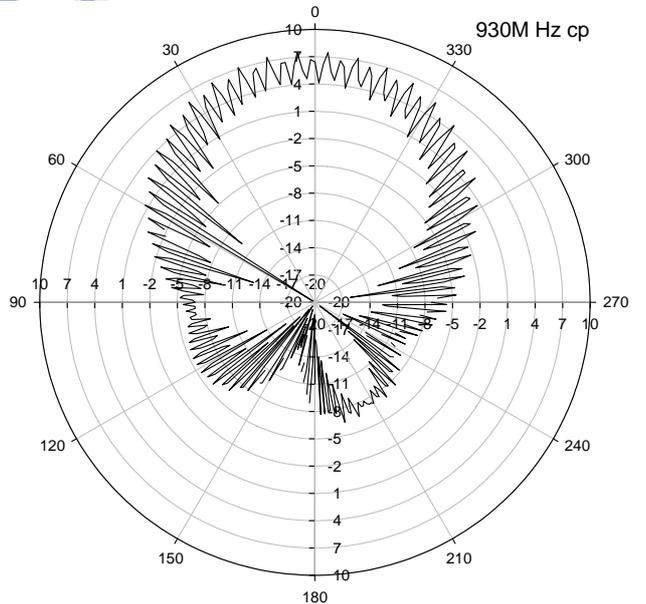


圖 3-15(h)、930MHz (dBi)

圖 3-15、天線的輻射場型(YZ 切面)與增益(dBi)及圓極化情形量測結果

天線效能	f_c (MHz)	AR BW (MHz ; %)	S11 BW (MHz)	peak antenna gain (dBic)*	shrink percentage (%)
模擬結果	925	45 ; 48.6	836~1130	7.66	30
實作量測	913	39 ; 42.7	822~1140	8.74	30

表 3-2、圖 3-13 天線實作之效能評估

f_c : 圓極化中心頻率、 AR BW : 3dB 圓極化軸比頻寬、

S11 BW : S 參數小於 10dB 之頻寬、

peak antenna gain : f_c 時天線增益，此處天線增益定義見 2.4 節

shrink percentage : 相對於典型二分之波長共振圓極化天線的縮小百分比

表 3-2 為圖 3-13 縫隙耦合單一饋入圓極化微帶天線實作之效能評估，可明顯看出天線圓極化中心頻率及頻寬皆能滿足 915MHz 射頻辨識系統圓極化讀碼天線要求。實作量測 3dB 圓極化頻寬小於模擬結果，主要原因可能有：1. 模擬圓極化是看零度的軸比，而量測則是以零度附近的相對高低點來計算軸比、2: 天線量測時若稍微偏離發射天線正向，也會使得圓極化情形下降。

第四章 變容二極體控制切換波束印刷天線陣列 (Varactor-Controlled Beam-Switching Printed Antenna Array)

4.1 動機與簡介

在無線通訊中，我們常希望能改變天線的波束方向與形狀來使訊號傳波增益與傳輸距離獲得提升，並減少不必要的干擾與降低被干擾的發生率。為了達成此目的，智慧型天線(Smart Antenna)技術日益受到重視。依設計考量不同，智慧型天線可分為自適性天線陣列(adaptive antenna array)與切換波束式(switch beam)系統兩種。

自適性天線陣列利用數位訊號處理和陣列天線觀念，充分利用訊號方向性來計算權重(weight)並適應性地調整權重，運用波束構成(beamforming)技術來控制波束場型 (beam pattern) 的調整，把主波束對準接收訊號並適應性地即時追蹤訊號，且同時將干擾訊號零陷(Null)掉，以期能提供一個能達到最大訊號雜訊干擾比(signal to interference and noise ratio；SINR)的天線場型，來提升接收品質並增加容量、擴大涵蓋面和提高傳輸速率。自適性天線陣列的效益雖然高，但因為需要具備高複雜度的適應性演算法，使得在硬體實現上的難度與成本增高。

切換波束式系統則是使用具有多個可切換的固定波束場型的天線，視接收訊號位置所在而切換不同的對應波束來接收訊號，同時消除干擾源訊號，因為訊號不一定會處於固定波束的中心點，因此切換波束作法並不能保證一定是最佳化的接收狀態，儘管如此，由於方法簡單且不需複雜的運算，使得切換波束式系統仍廣泛的被使用。本章節即在設計能以平面印刷電路板(printed circuit board)技術來實現切換波束式的天線，以期能大幅降低硬體成本與縮小天線面積並使天線實作容易。

4.2 基本原理

傳統的切換波束式系統其波束構成器(beamformer)採用巴特勒矩陣(Bulter matrix)，配合相對應的陣列天線來實現切換波束效果。但此系統若希望增加切換波束數目則系統所佔面積將大幅提昇。

另外一種適用於切換波束式系統的天線為切換寄生天線(switched parasitic antenna)，圖 4-1(a)為其原理示意圖。可發現此類天線只需一射頻輸入訊號在中間的天線饋入端，而藉由旁邊的寄生天線其上的二極體開關(diode switch)的開與關來使得天線陣列場型最大值出現在 $\theta=0$ 度或 270 度。圖 4-1(b)則是利用五元件(five element)單極天線(monopole antenna)來實現切換寄生天線，藉由四個二極體開關狀態不同可在 XY 平面上達成至少四個不同方向的波束切換。此種切換波束式系統如果想要增加切換波束數目，只需增加同心圓上的寄生天線數目，並不會增加系統所佔面積。[7]

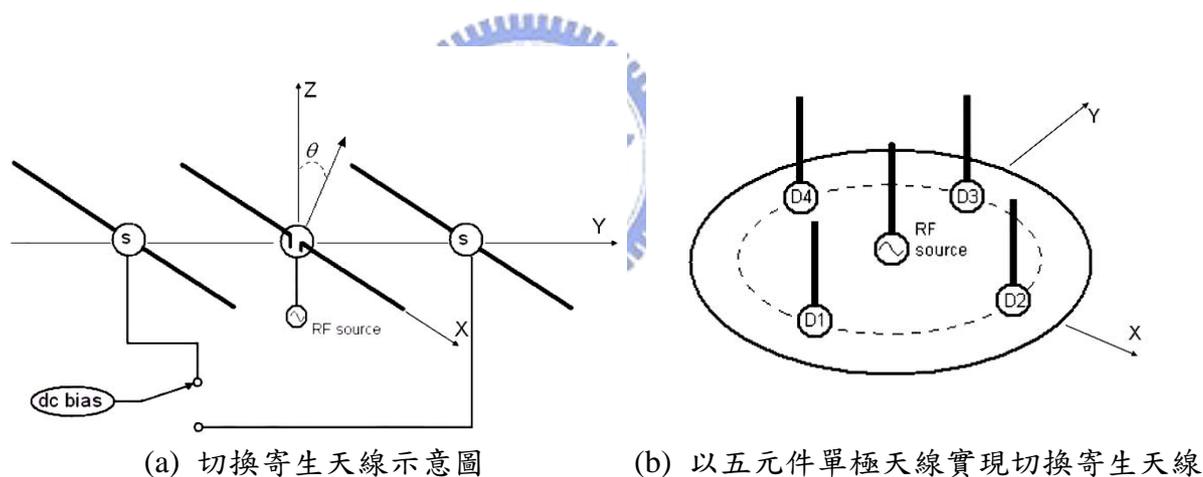


圖 4-1、切換寄生天線結構

圖 4-2(a)為一種修正型的切換寄生天線結構，其寄生天線連接到變容二極體(varactor diode)如圖 4-2(b)所示，此類天線原理源自圖 4-3(a)所示的八木-宇田天線(Yagi-Uda antenna)。[8] 八木-宇田天線是基本上包含驅動元件(driven element)、導波元件(director element)、與反射元件(reflector element)。其中驅動元件多採用半波長偶極天線(half wavelength dipole antenna)或四分之波長單極天線，典型的八木-宇田天線導波元件彼此的距離 S_D 介於 $0.2\sim 0.35\lambda$ 之間，而反射元件距離 S_R 則介於 $0.15\sim 0.25\lambda$ 之間，而導波元件長度稍微小於驅動元件，反射

元件長度則稍微大於驅動元件。由實驗發現當導波元件數目增加時天線增益能獲得提升，而各元件之間的長度與距離將會對天線之增益、輸入阻抗、場型增益前後比(front-to-back ratio)、半功率波束寬度(half power beam width：HPBW) 等造成影響。[9]

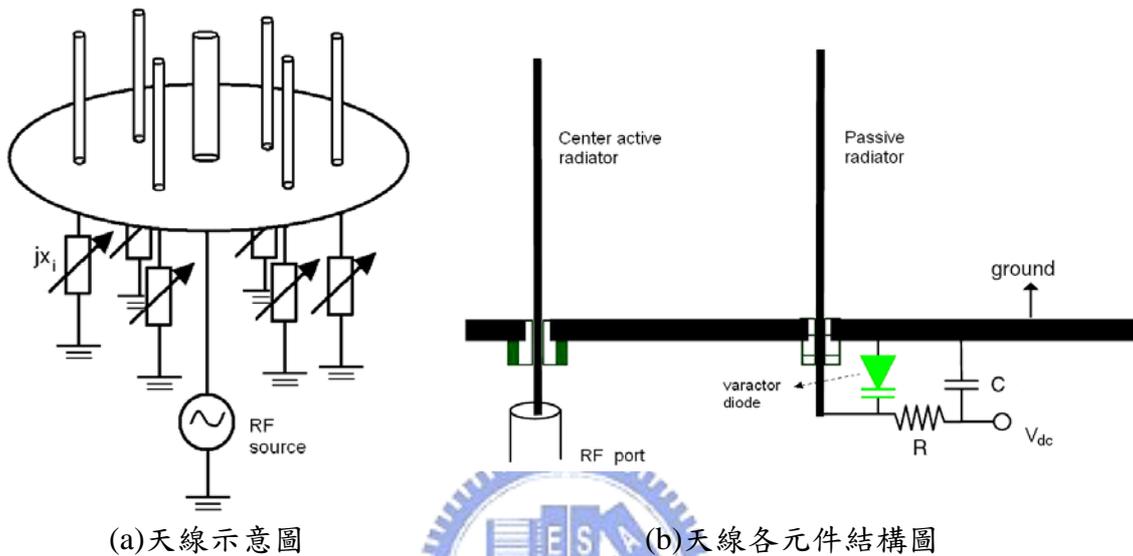
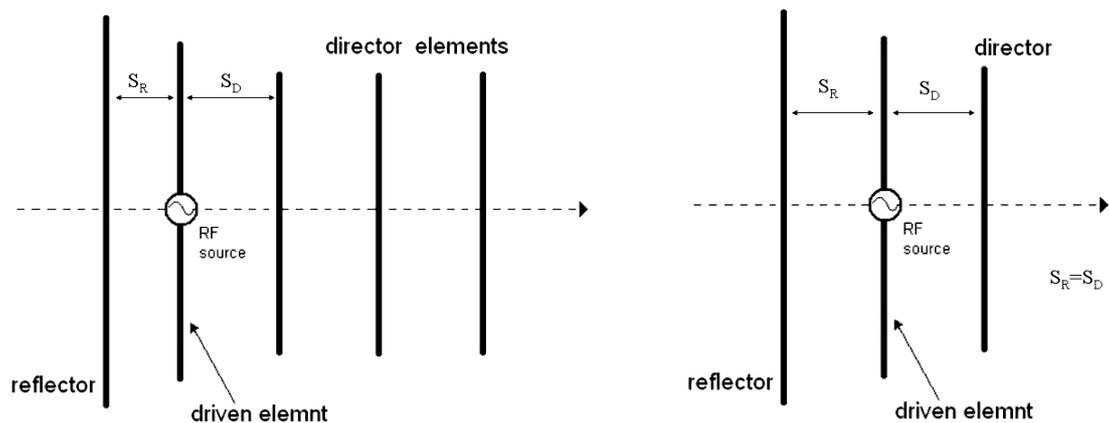


圖 4-2、修正型的切換寄生天線結構

最簡單的八木-宇田天線為三元件八木-宇田天線，也就是只有一個導波元件，根據實驗報告指出三元件八木-宇田天線最大可獲得增益約為 9dBi，而 S_D 和 S_R 約介於 $0.15 \sim 0.25 \lambda$ 之間，導波元件比驅動元件短約 5%，反射元件則比驅動元件長約 5% 左右。圖 4-2(a) 的天線即是利用類似圖 4-3(b) 等距離的三元件八木-宇田天線來實現切換寄生天線。[10]

圖 4-2(a) 的六個寄生元件當其下方負載為一負電抗(negative reactance)時在電磁波上(electric length)等效變短，即可視作三元件八木-宇田天線中的導波元件，當其下方負載為一正電抗時在電磁波上等效變長，即可視作三元件八木-宇田天線中的反射元件。[11] 圖 4-2(b) 修正型的切換寄生天線是藉由改變其下方變容二極體偏壓(bias)來改變電容值，由於變容二極體只提供不同的負電抗值，可藉由預先將六個寄生元件實際長度些微增加，使六個寄生元件能夠成功的扮演導波元件或反射元件。另外圖中的電阻(R)與電容(C)是用來阻隔高頻訊號與直流訊號。



(a)典型的八木-宇田天線結構

(b)等距離的三元件八木-宇田天線

圖 4-3、八木-宇田天線

圖 4-2 修正型的切換寄生天線相較於圖 4-1 傳統的切換寄生天線，多了幾項優點，1、相較於傳統切換寄生天線是由寄生天線上固定的開關狀態來改變天線場型，修正型的切換寄生天線可藉由最佳化各寄生天線上變容二極體的電容值來獲得最大的天線增益，2、傳統切換寄生天線所使用的開關多以 PIN 二極體(PIN diode)實現，當開關導通時會有直流電流(DC current)通過，使得功率消耗增加。而變容二極體則是藉由在逆偏狀態改變偏壓大小來改變電容大小，而其逆偏電流相當小可視為零，使得修正型的切換寄生天線功率消耗大幅縮小。[12]

本章即在設計能以平面印刷電路板(Printed Circuit Board)技術來實現修正型的切換寄生天線，以期相對圖 4-2 所示結構能更進一步降低硬體成本與縮小天線面積並使天線實作容易。

4.3 設計與分析

由於一般八木-宇田天線會有低輸入阻抗情形產生，若不使用阻抗轉換器則需以犧牲天線增益或放大副波瓣(minor lobe)來獲得阻抗匹配。圖 4-4 為我們設計以平面印刷電路板技術來實現三元件、五元件、七元件變容二極體控制切換波束天線模擬結構圖。各自的天線輸入阻抗如圖 4-5 所示，其輸入阻抗皆小於 50Ω 但彼此也並不相等。如同八木-宇田天線常見的阻抗轉換設計，我們採用如圖 4-6(a) 的折疊式偶極天線(folded dipole antenna)來取代原先的偶極天線。理想的折疊式偶極天線阻抗為理想的偶極天線之四倍，藉由些微調整折疊式偶極天線的線寬、線距與線長可獲得如圖 4-6(b)不同的天線輸入阻抗。因此，採用折疊式偶極天線除了可有效使欲計的切換波束天線阻抗提升至 50Ω 附近，藉由對折疊式偶極天線各參數的微調也能使各個設計天線阻抗匹配皆獲得有效的改進。

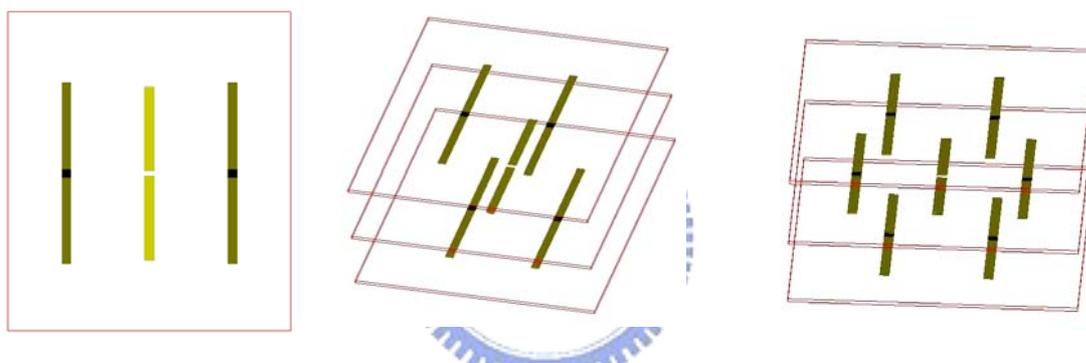


圖 4-4、設計之三元件、五元件、七元件變容二極體控制切換波束天線結構圖

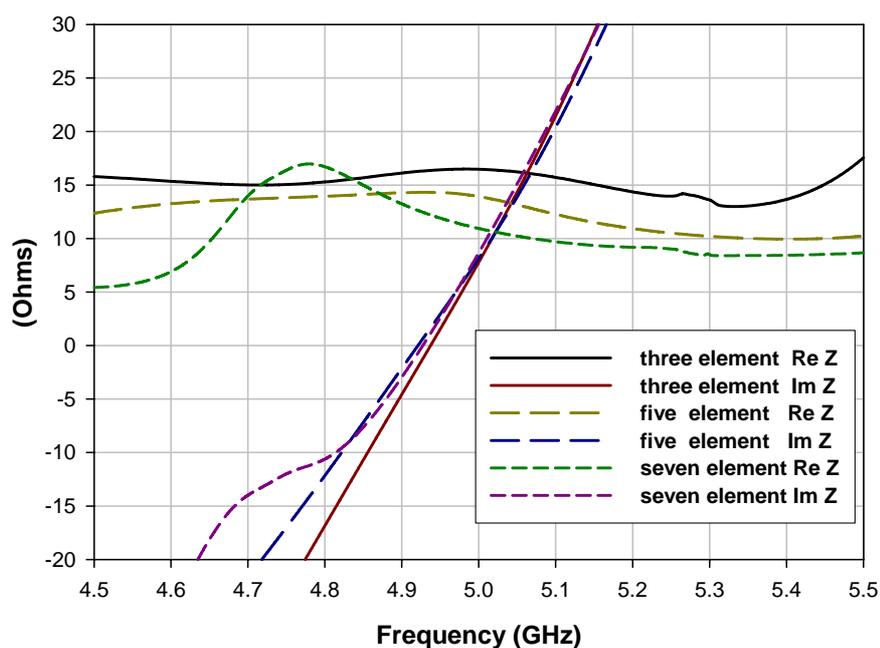
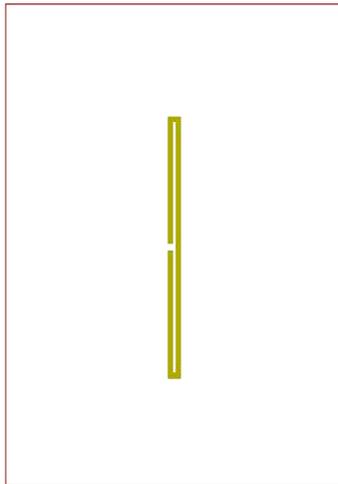
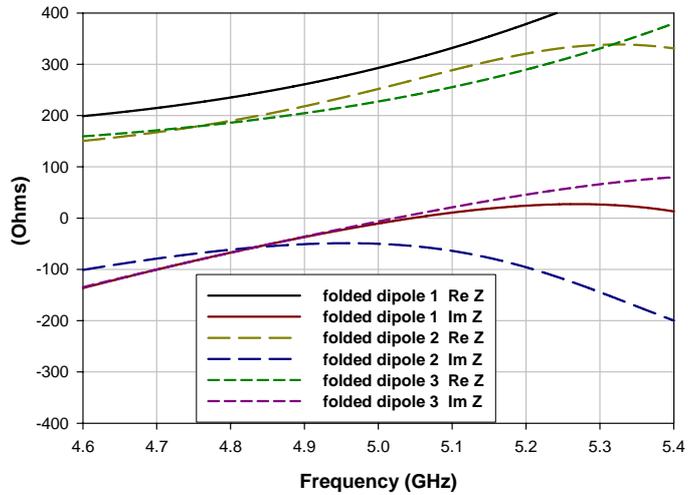


圖 4-5、圖 4-4 的三個天線的輸入阻抗比較



(a)結構圖



(b)天線輸入阻抗變化

圖 4-6、設計的折疊式偶極天線

由 4-2 節得知三元件八木-宇田天線 S_D 和 S_R 約介於 $0.15 \sim 0.25 \lambda$ 之間，由於所設計的切換波束天線 S_D 需和 S_R 相等以達成各波束大小相等，加上我們是將天線以平面印刷電路板來實現，因此天線距離需作些微的調整。另外由前節亦得知三元件八木-宇田天線導波元件比驅動元件短約 5%，反射元件則比驅動元件長約 5% 左右，如同決定天線距離一樣會遇到不理想的因素。我們在設計寄生天線長度時，先用實際不同長短的金屬帶來模擬找出最佳化增益時的導波元件與反射元件長度。再將變容二極體可變容值範圍置入寄生天線中模擬，寄生天線初始長度設定稍微比反射元件長(因為電容在電磁波上等效變短)，再慢慢縮減寄生天線長度找出較好的情形。當然，不可避免的需要在設計寄生天線長度過程調整各天線距離來達成最佳化結果。

圖 4-7(a)為設計的三元件變容二極體控制切換波束天線結構圖與各參數值，我們將變電容二極體範圍設定成 0.5pf 至 5pf。最後列出設計在 5GHZ 的兩個較佳天線的輻射場型(圖 4-7(b))與其 S 參數(圖 4-7(c))結果作比較。可發現 S 參數掉的情形都符合要求，而天線輻射場型大約在 7.8dbi 至 8.1dbi 左右，較大的主波束增益同時也使後瓣(back lobe)上升。

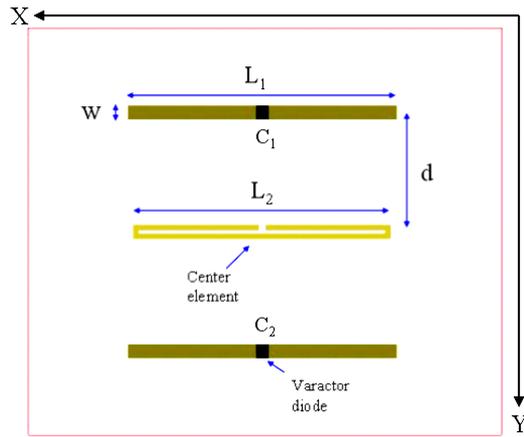


圖 4-7(a)、三元件變容二極體控制切換波束天線結構圖與各參數
天線各項參數：

寄生天線長= L_1

寄生天線寬= W

饋入天線長= L_2 (以折疊式偶極天線饋入)

天線距離= d

$\epsilon_r = 4.7$

Loss tan=0.02

板厚=0.4mm

變容二極體容值範圍：0.5pf 至 5pf

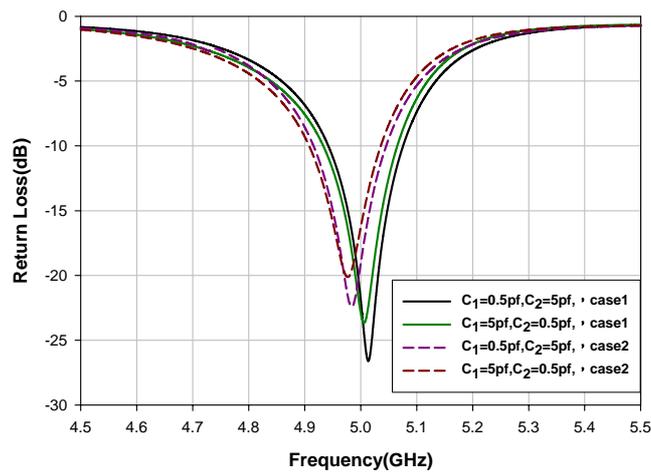


圖 4-7(b)，天線 S 參數值

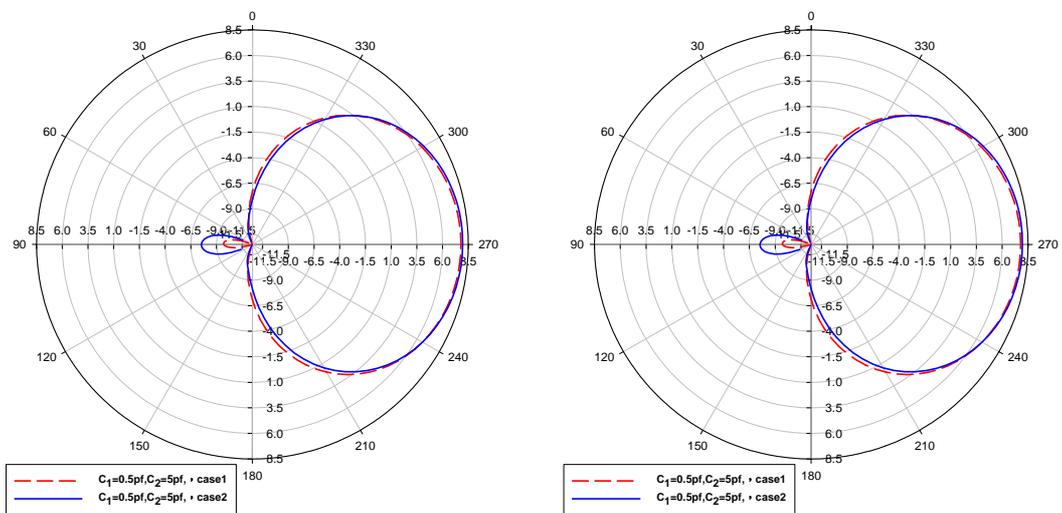
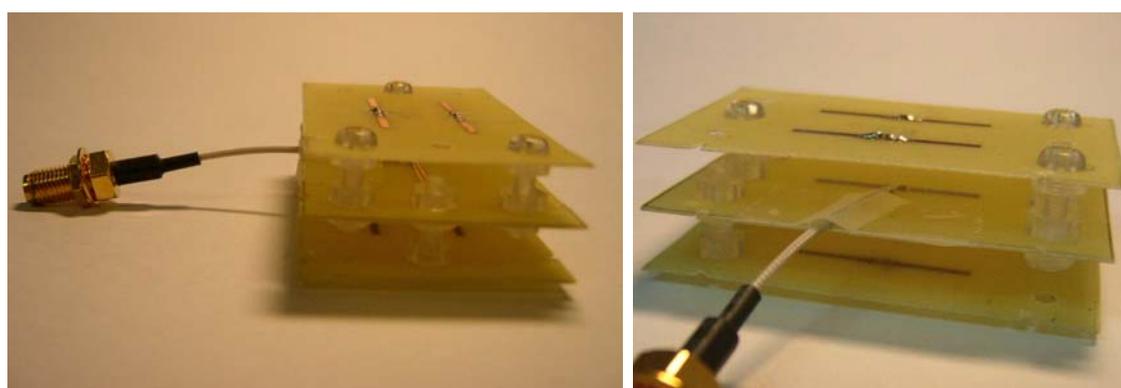
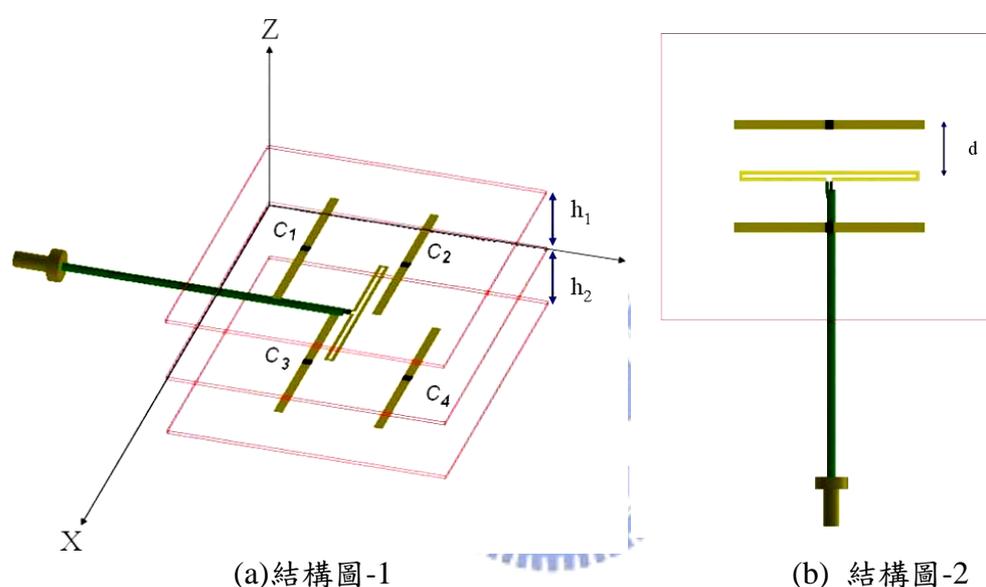


圖 4-7(c)，天線場型(YZ 切面)(5GHz)(dBi)

4.4 模擬和量測結果與討論

4.4.1.五元件變容二極體控制切換波束天線模擬和量測結果

圖 4-8 為五元件變容二極體控制切換波束天線結構圖與實體圖，實作時是以同軸電纜內層芯線與外層導體環分別饋入折疊式偶極天線的兩輸入端，在模擬時我們則是將折疊式偶極天線以理想 50Ω 的平衡饋入而忽略同軸電纜對天線效能的影響。另外為了實作量測方便，實作時變容二極體是以高頻電容來等效取代，在 4.4.3.節會討論此取代的影響。



(c)實體圖

圖 4-8、五元件變容二極體控制切換波束天線結構圖與實體圖

天線各項參數：

寄生天線長=22.1mm

寄生天線寬=1.2mm

饋入天線長=21.8mm

$h_1=h_2=8.1\text{mm}$

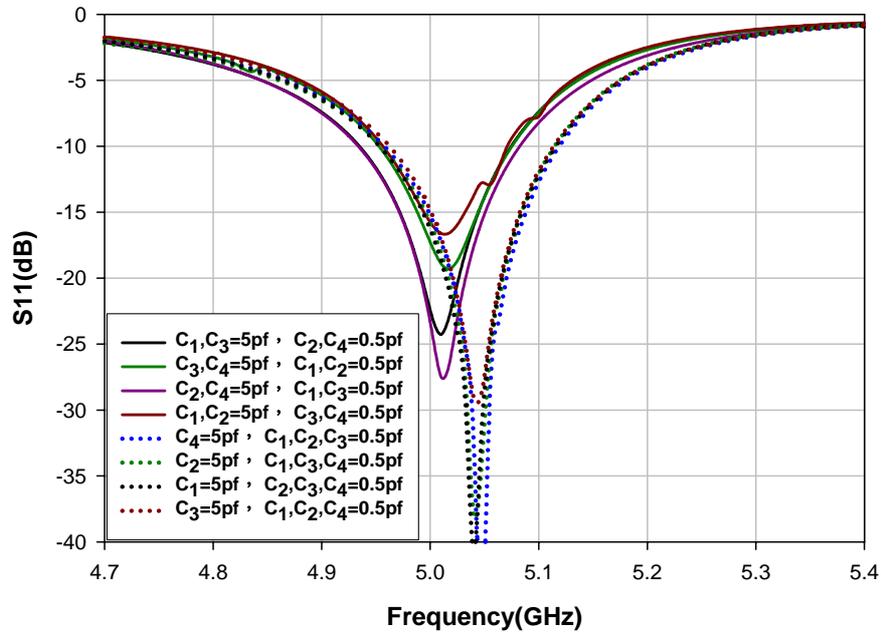
$d=6.25\text{mm}$

$\epsilon_r = 4.7$

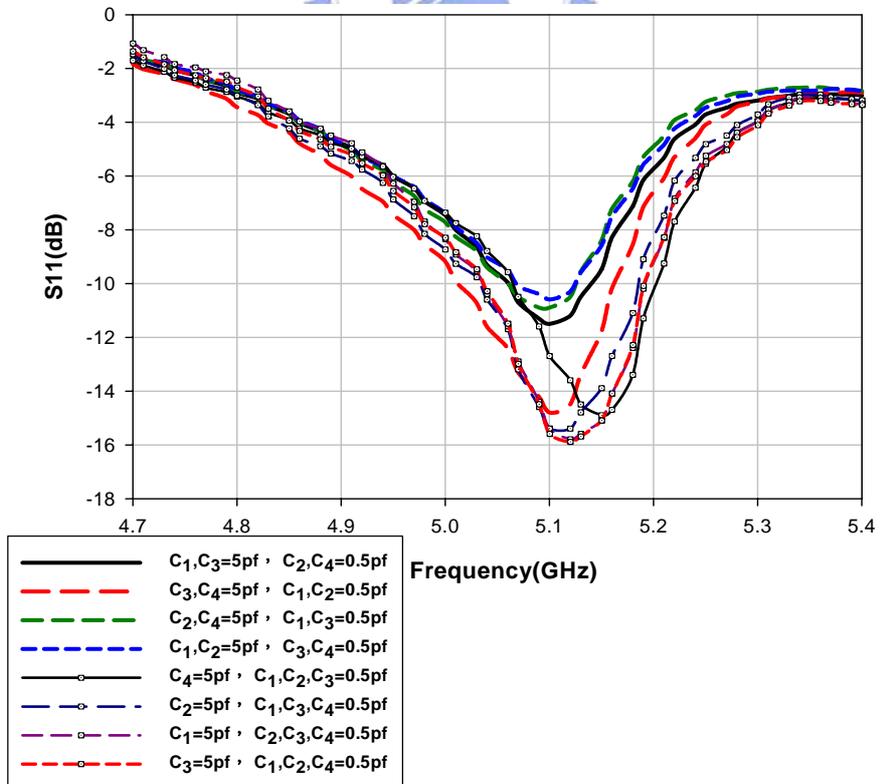
Loss $\tan=0.02$

板厚=0.4mm

圖 4-9 為天線 S 參數模擬與實作量測結果，可分為相鄰的電容兩兩相等或是只有一個電容與其他三個不同的兩種情形。由圖 4-9(a)S 參數模擬結果可發現，在相同的情形之下 S 參數頻率幾乎相等，而兩種情形彼此間會有些微的頻飄。圖 4-9(b)實作 S 參數除了些微頻飄外走勢與模擬大致相同。



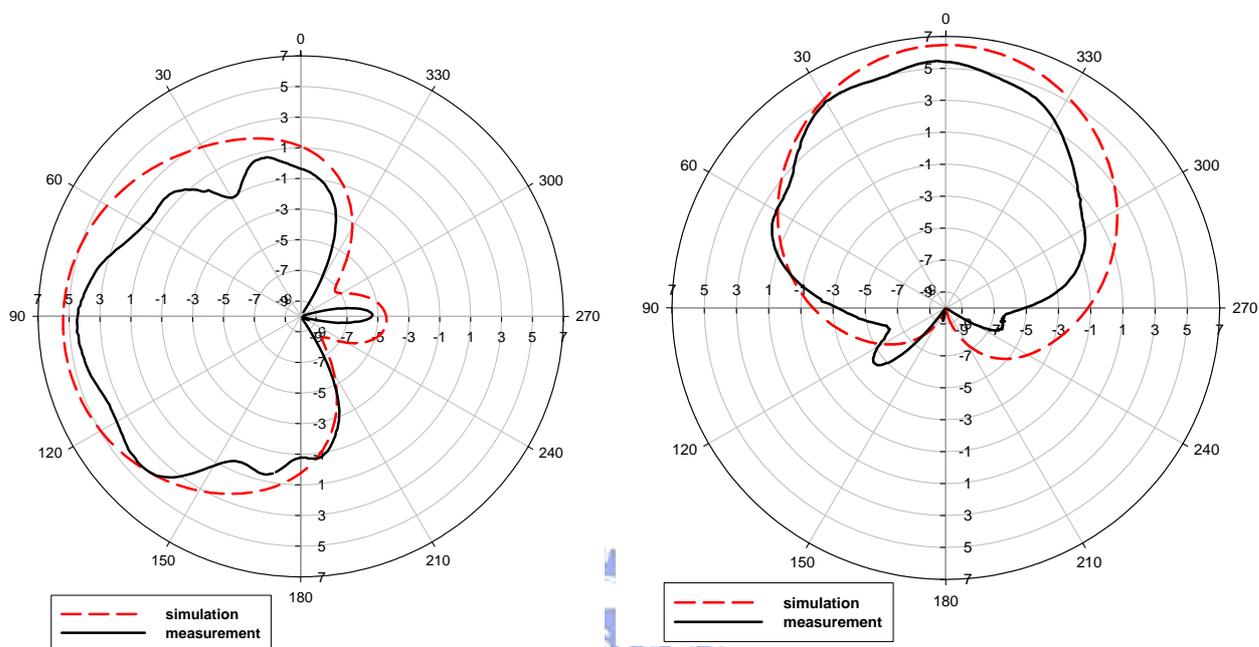
(a) S 參數模擬



(b) S 參數實作量測比較

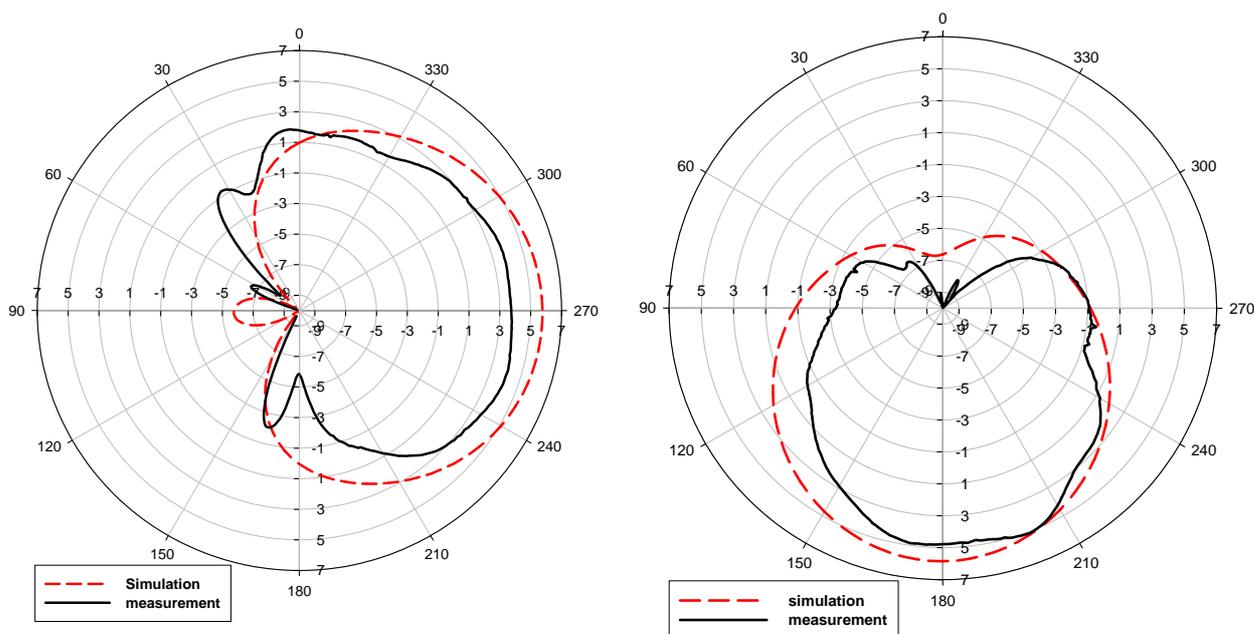
圖 4-9、圖 4-8 天線模擬與實作 S 參數比較

圖 4-10 為變化各寄生天線上電容值時天線的輻射場型模擬與量測結果，可發現模擬與實作波束切換情形相同，不過由於實作時受到同軸電纜饋入的影響使的場型有些變形。



(a) $C_1, C_3 = 5\text{pf}$ $C_2, C_4 = 0.5\text{pf}$

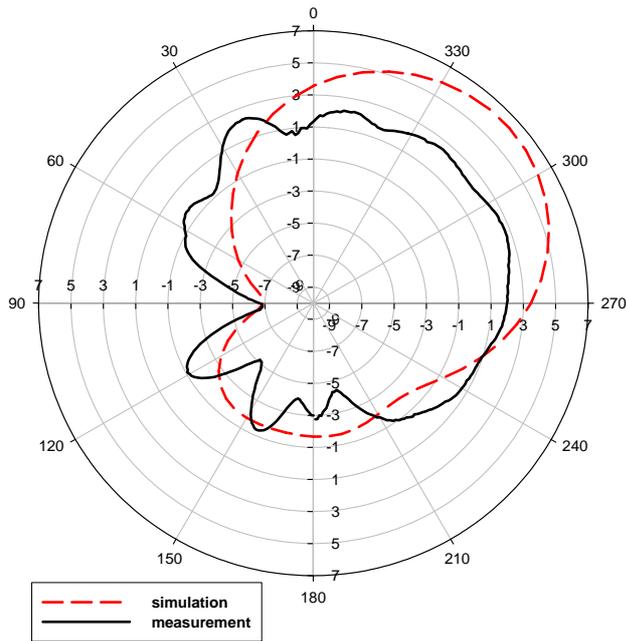
(b) $C_3, C_4 = 5\text{pf}$ $C_1, C_2 = 0.5\text{pf}$



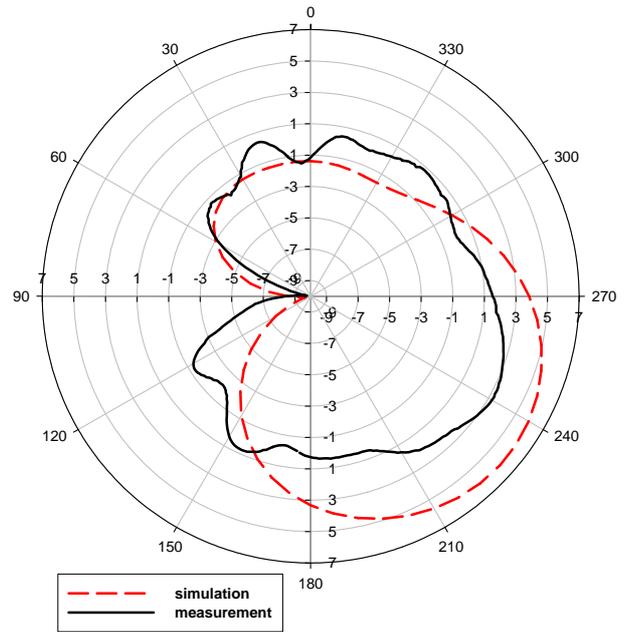
(c) $C_2, C_4 = 5\text{pf}$ $C_1, C_3 = 0.5\text{pf}$

(d) $C_1, C_2 = 5\text{pf}$ $C_3, C_4 = 0.5\text{pf}$

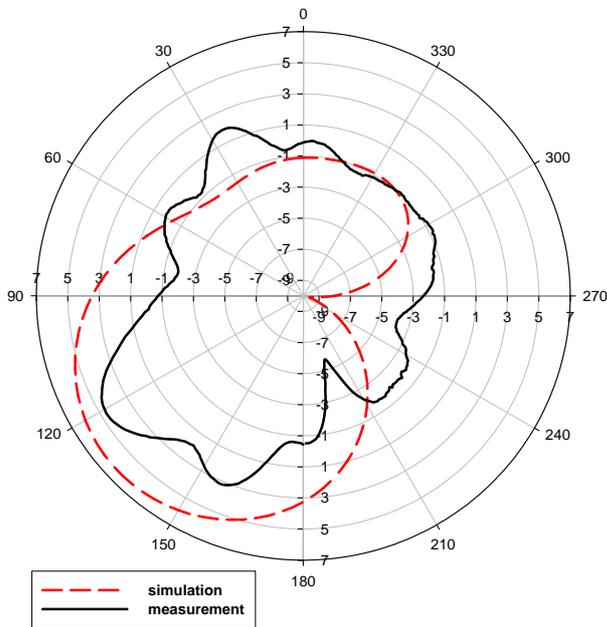
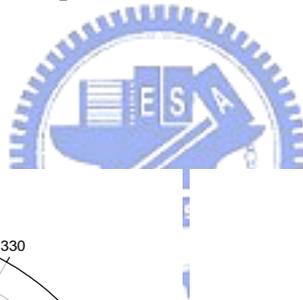
圖 4-10、圖 4-8 天線的輻射場型(YZ 切面)(模擬 5.01GHz，實作 5.10GHz)(dBi)



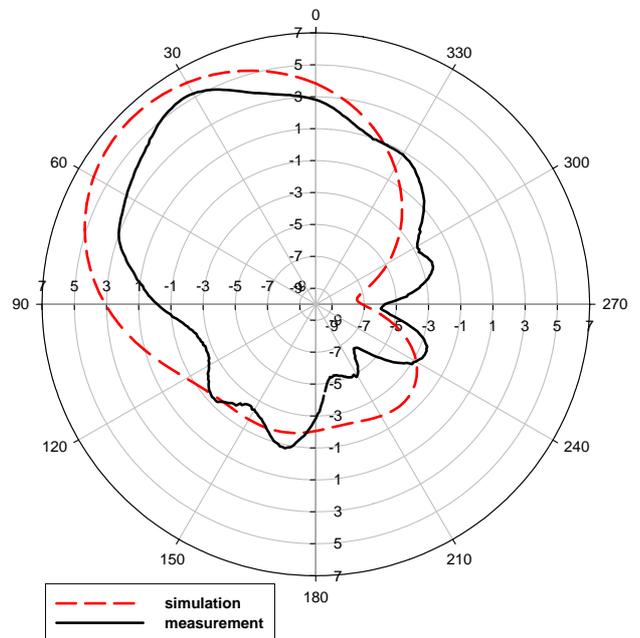
(e) $C_4=5\text{pf}$ $C_1,C_2,C_3=0.5\text{pf}$



(f) $C_2=5\text{pf}$ $C_1,C_3,C_4=0.5\text{pf}$



(g) $C_1=5\text{pf}$ $C_2,C_3,C_4=0.5\text{pf}$

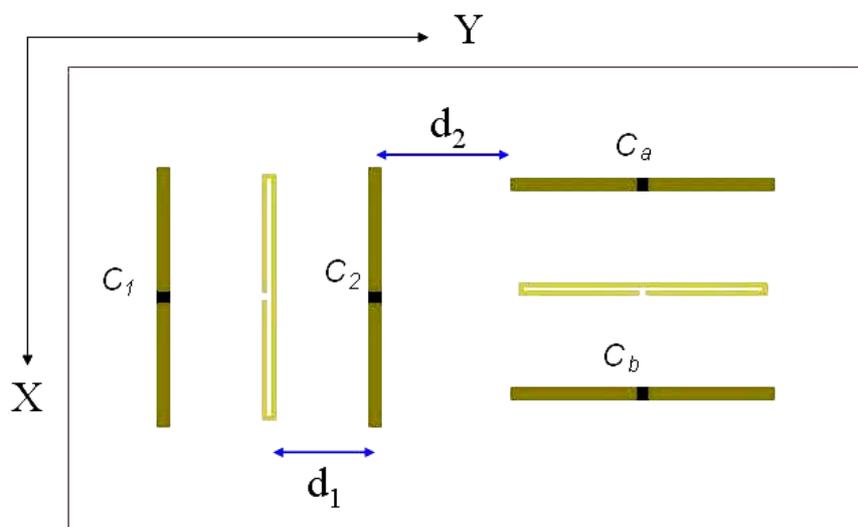


(h) $C_3=5\text{pf}$ $C_1,C_2,C_4=0.5\text{pf}$

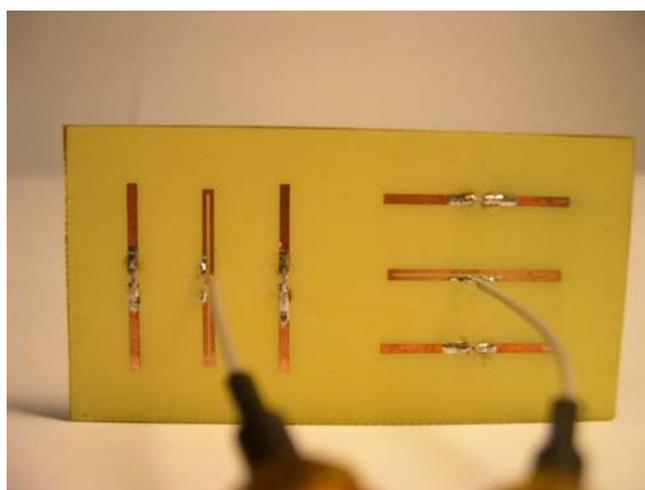
圖 4-10、圖 4-8 天線的輻射場型(YZ 切面) (模擬 5.01GHz, 實作 5.10GHz)(dBi)

4.4.2.分集式架構的天線模擬和量測結果與討論

因為 4.1.1 節所設計的變容二極體控制切換波束天線，雖然用平面印刷電路板技術實現，但仍需要以空氣架高成三層。若要真正達成完全平面化印刷天線設計，圖 4-11 分集式架構的設計是不錯的選擇。由模擬可發現當兩天線互相垂直時，即使距離很近彼此互相耦合(mutual coupling)的效應依舊相當的小，故 S 參數與場型與單獨一個的三元件變容二極體控制切換波束天線幾乎相同。



(a) 結構圖



(b) 實體圖

圖 4-11、分集式架構的變容二極體控制切換波束天線

天線各項參數：

寄生天線長=22.1mm

寄生天線寬=1.2mm

饋入天線長=21.8mm

$d_1=9.3\text{mm}$

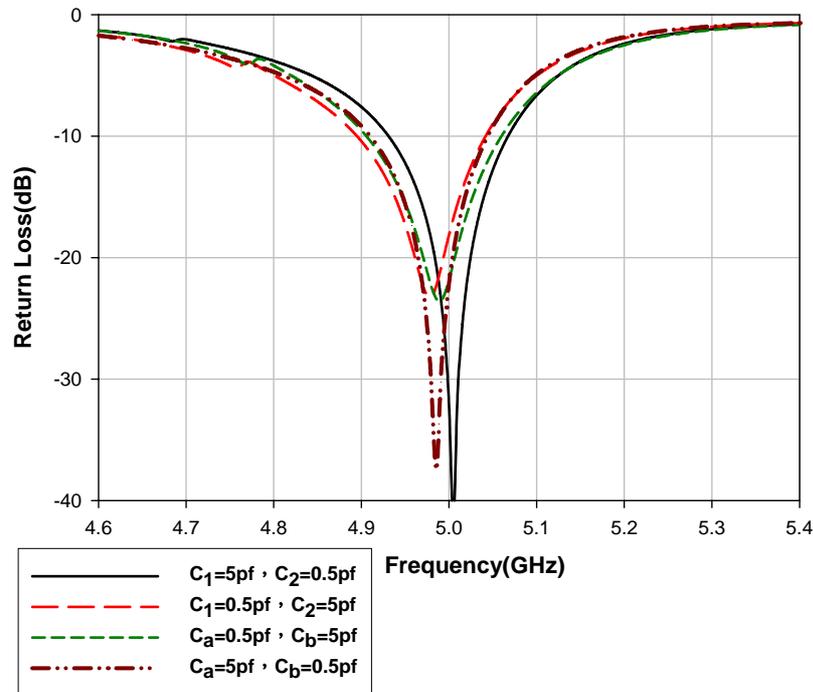
$d_2=11.4\text{mm}$

$\epsilon_r = 4.7$

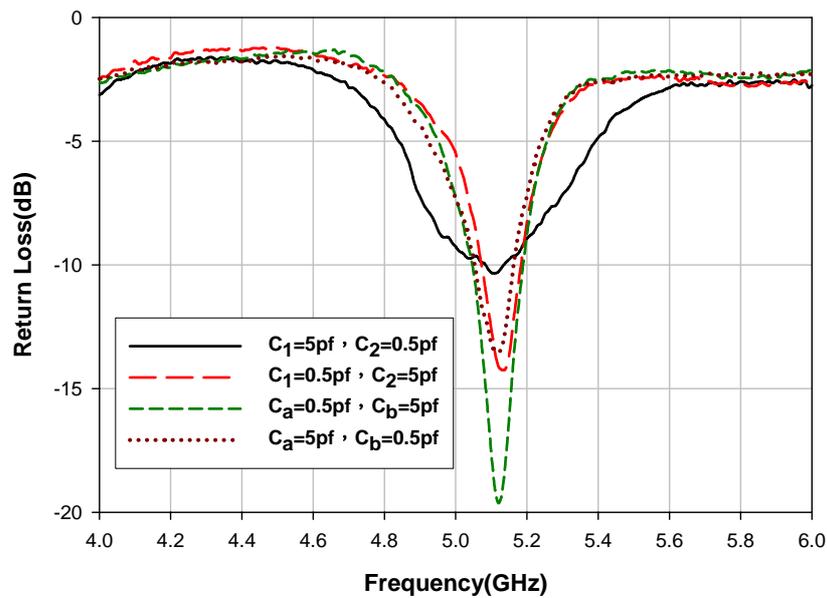
Loss tan=0.02

板厚=0.4mm

圖 4-12 為分集式架構模擬與實作 S 參數比較，由圖 4-12(b)發現實作時除了當 $C_1=5\text{pf}$ ， $C_2=0.5\text{pf}$ 之 S 參數外皆與模擬相當符合，這應該是因為當 $C_1=5\text{pf}$ ， $C_2=0.5\text{pf}$ 時天線場型最大值出現在 XY 切面 $\theta=90$ 度，因此實作時會受到另一天線同軸電纜的影響造成阻抗匹配變差。



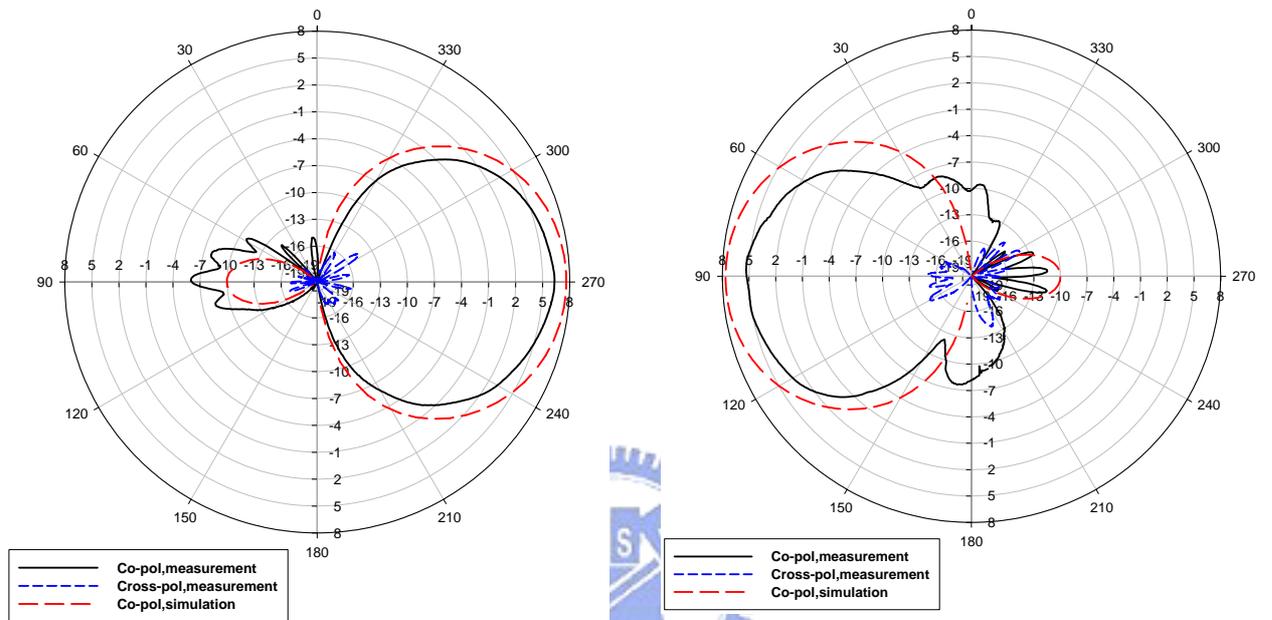
(a) S 參數模擬



(b) S 參數實作量測比較

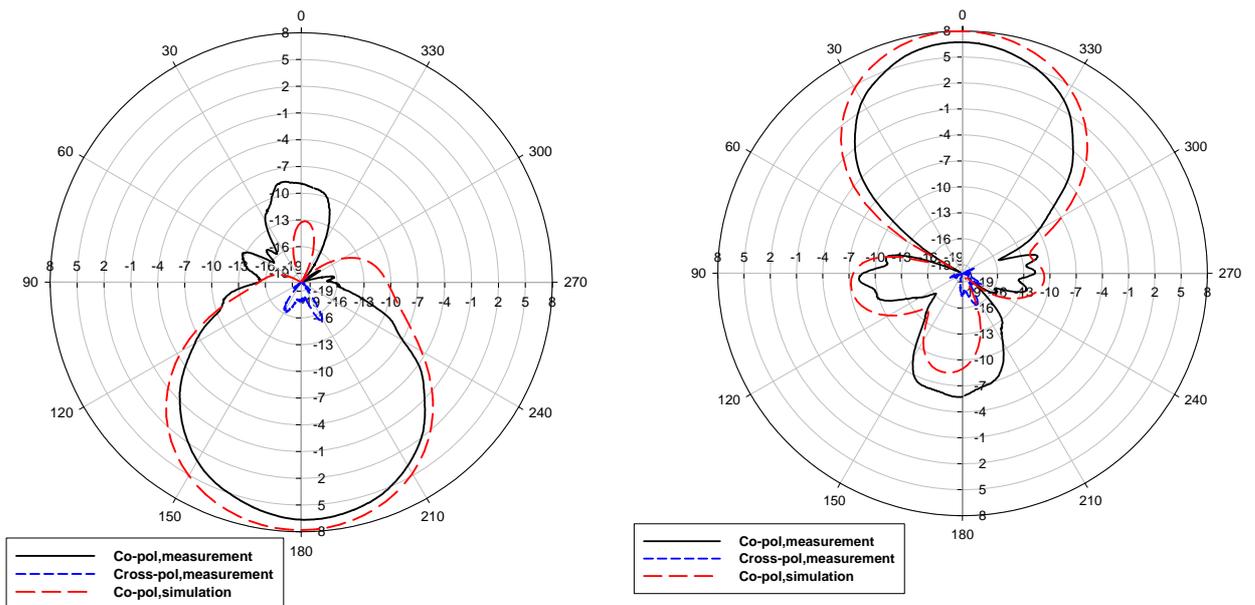
圖 4-12、分集式架構的模擬與實作 S 參數比較

圖 4-13 為分集式架構天線的輻射場型模擬與量測比較，除了 $C_1=5\text{pf}$ ， $C_2=0.5\text{pf}$ 時天線之場型稍微小一點外，其它幾乎相同，其原因同上所述。故證明我們設計的變容二極體控制切換波束天線能以印刷技術達成完全平面化天線的要求。



(a) $C_1=0.5\text{pf}$ ， $C_2=5\text{pf}$

(b) $C_1=5\text{pf}$ ， $C_2=0.5\text{pf}$



(c) $C_a=0.5\text{pf}$ ， $C_b=5\text{pf}$

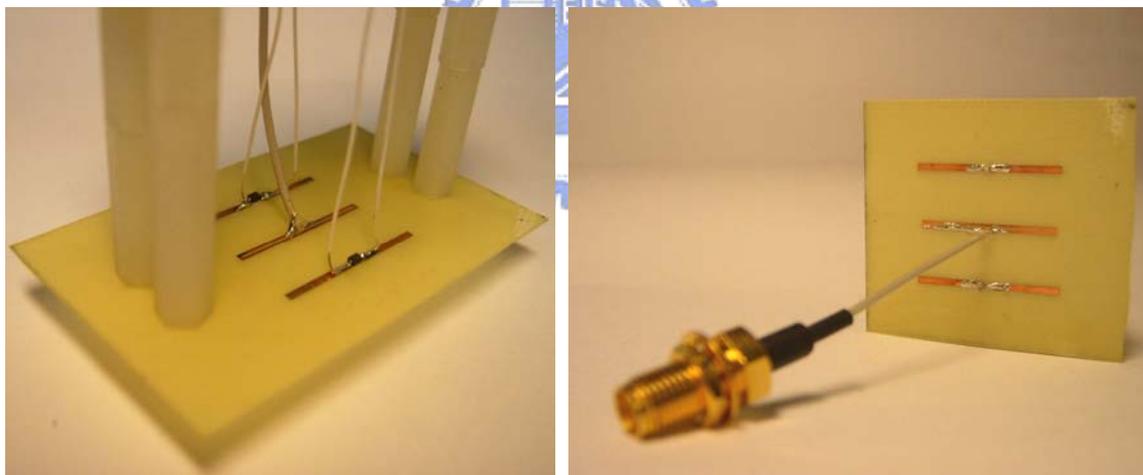
(d) $C_a=5\text{pf}$ ， $C_b=0.5\text{pf}$

圖 4-13、分集式架構天線的輻射場型(XY 切面)(模擬 5GHz，實作 5.12GHz)(dBi)

4.4.3. 變容二極體與高頻電容量測比較

前面章節設計的變容二極體控制切換波束天線，在實作時我們是以高頻電容來取代變容二極體，以簡化量測複雜度，本節以三元件變容二極體控制切換波束天線來實際討論此取代的影響。圖 4-14(a)為變容二極體實作照片，因為二極體需外加直流偏壓，為了降低偏壓電路對天線的影響我們將偏壓線路架高，而圖 4-14(b)為以高頻電路等效的實作照片。由於我們實際拿到的變容二極體可變範圍約為 0.6pf (逆偏 25V) 至 3pf (逆偏 2V) 故高頻電容也選用 0.6pf 與 3pf 來達成實際比較效果。

由圖 4-15 可知變容二極體與高頻電容對實作 S 參數影響不大。而由圖 4-16 發現用變容二極體實作確實能獲得與高頻電容相同的波束切換情形，不過由於變容二極體需外加直流偏壓，其偏壓電路雖已架高，仍舊使場型產生不想要的變形，可藉由將偏壓電路提高或重新設計一對場型影響較小的偏壓架構來獲得改善。



(a) 變容二極體實作照片

(b) 高頻電容實作照片

圖 4-14、用變容二極體與高頻電容實作切換波束天線的照片

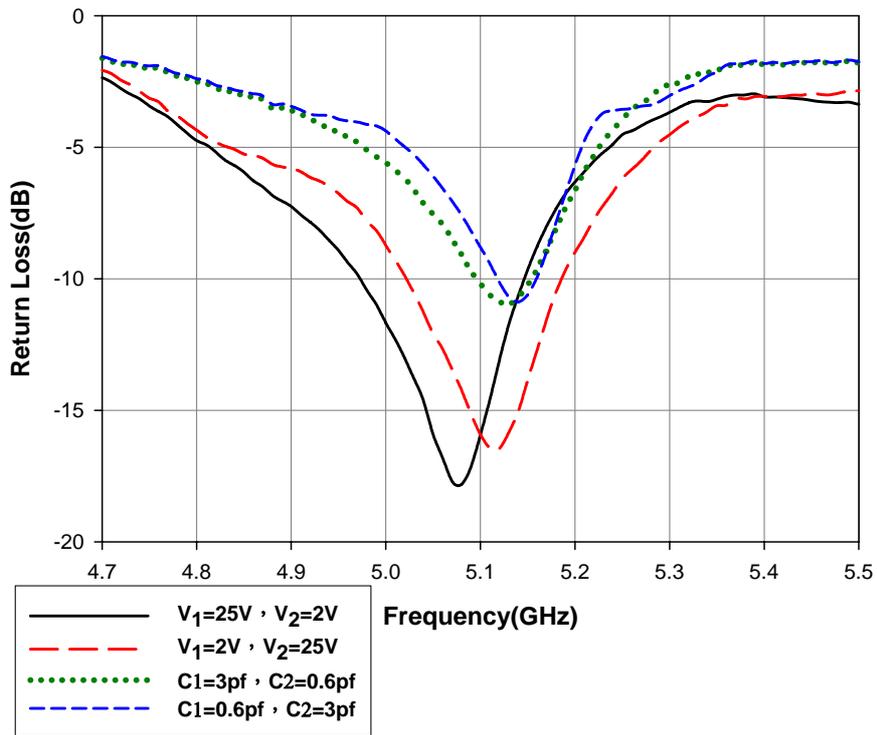


圖 4-15、用變容二極體與高頻電容實作切換波束天線 S 參數比較

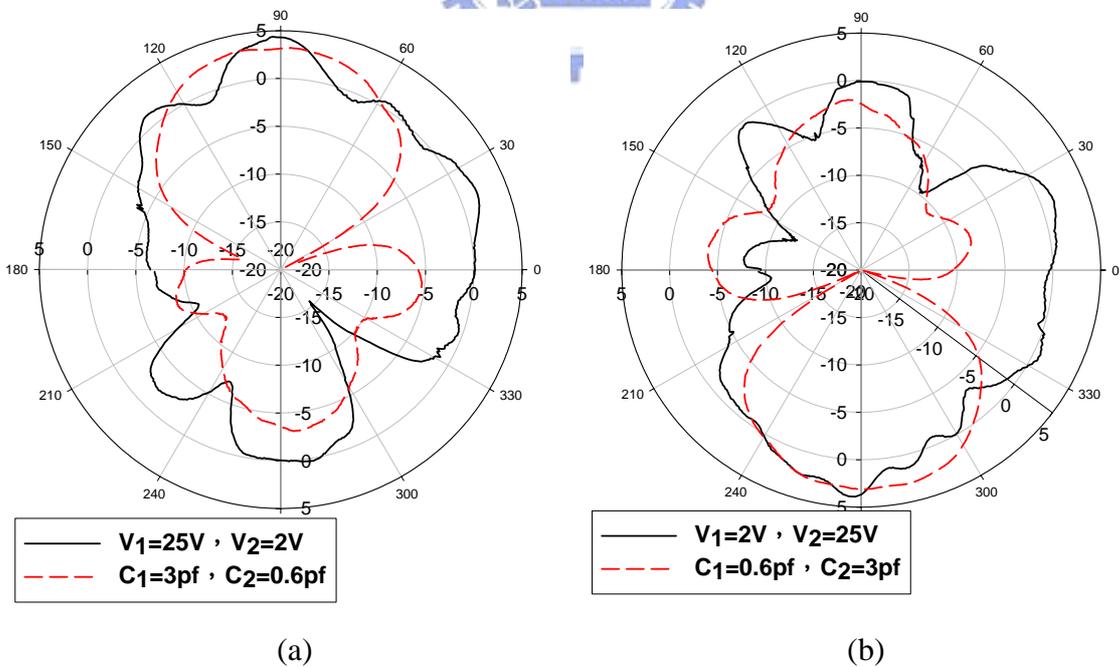


圖 4-16、高頻電容與變容二極體實作天線輻射場型(YZ 切面) (高頻電容 5.13GHz，變容二極體 5.10GHz) (dBi)

4.4.4. 七元件變容二極體控制切換波束天線模擬結果與討論

圖 4-17 為七元件變容二極體控制切換波束天線結構圖與各項參數。圖 4-18 為天線在各寄生元件電容值改變時 S 參數模擬的結果。圖 4-19 為天線在各寄生元件電容值改變時天線輻射場型參數模擬的結果。

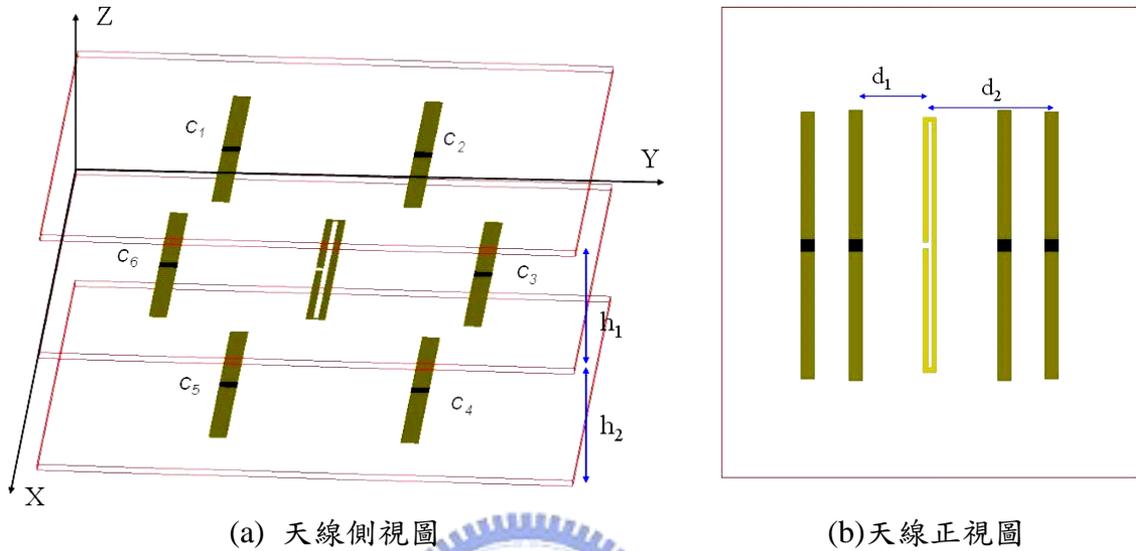


圖 4-17、七元件變容二極體控制切換波束天線結構圖與各項參數

天線各項參數：

寄生天線長=22.8mm
 $h_1=9.3$, $h_2=8.9$ mm
 $\epsilon_r = 4.7$

寄生天線寬=1.2mm
 $d_1=5$ mm , $d_2=10.25$ mm
 Loss tan=0.02

饋入天線長=21.8mm
 板厚=0.4mm

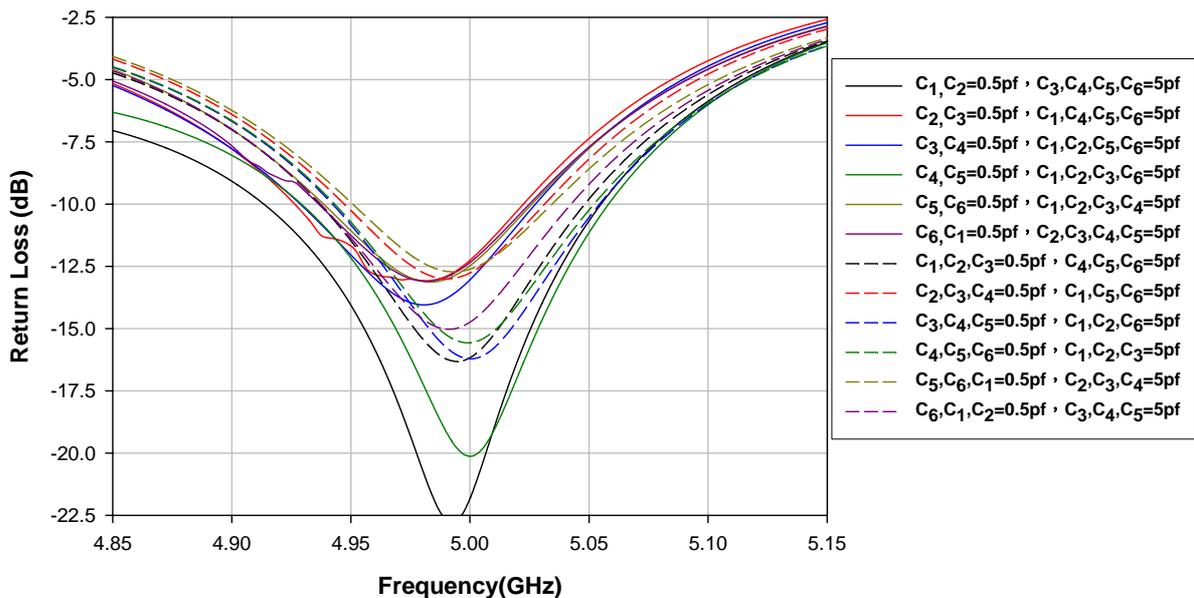
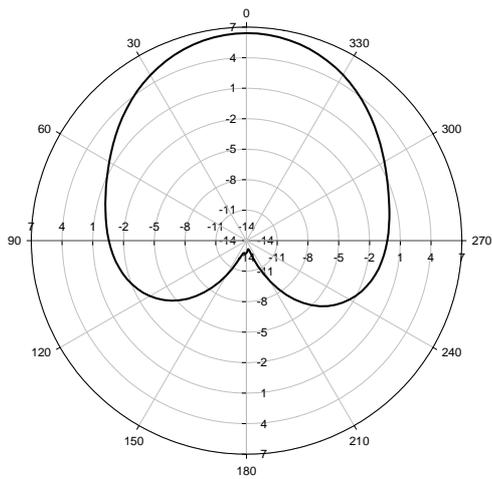
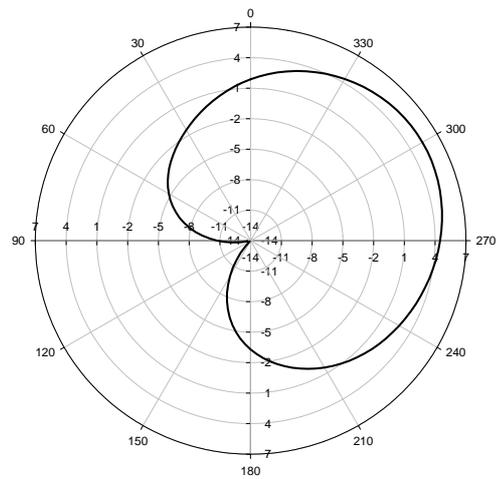


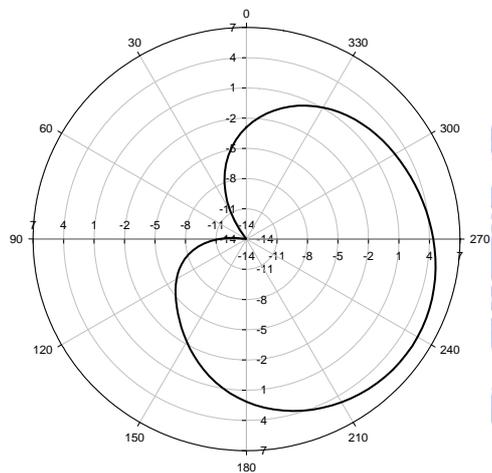
圖 4-18、各寄生元件電容值改變時 S 參數模擬結果



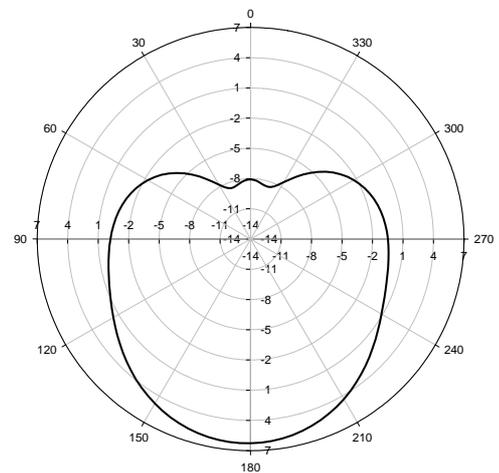
(a) $C_1, C_2 = 0.5 \text{ pf}$; $C_3, C_4, C_5, C_6 = 5 \text{ pf}$



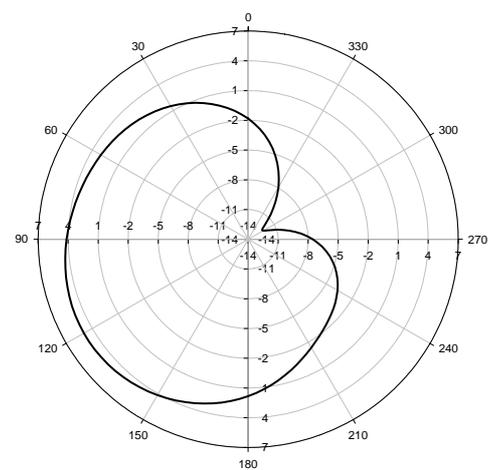
(b) $C_2, C_3 = 0.5 \text{ pf}$; $C_1, C_4, C_5, C_6 = 5 \text{ pf}$



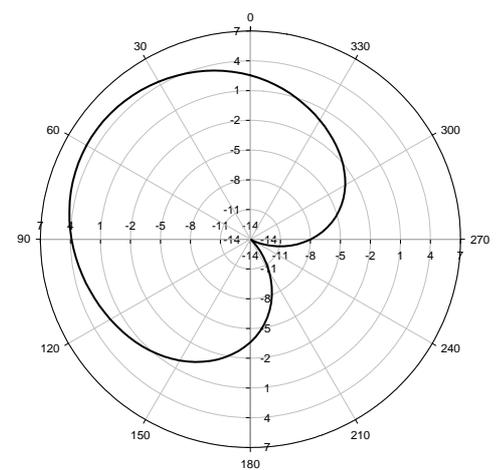
(c) $C_3, C_4 = 0.5 \text{ pf}$; $C_1, C_2, C_5, C_6 = 5 \text{ pf}$



(d) $C_4, C_5 = 0.5 \text{ pf}$; $C_1, C_2, C_3, C_6 = 5 \text{ pf}$

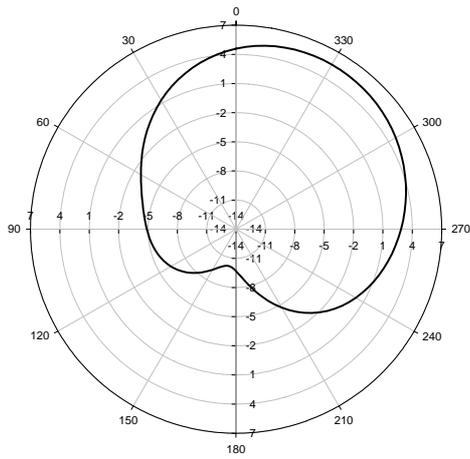


(e) $C_5, C_6 = 0.5 \text{ pf}$; $C_1, C_2, C_3, C_4 = 5 \text{ pf}$

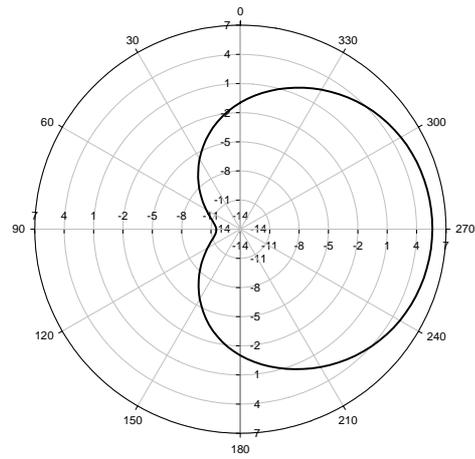


(f) $C_6, C_1 = 0.5 \text{ pf}$; $C_2, C_3, C_4, C_5 = 5 \text{ pf}$

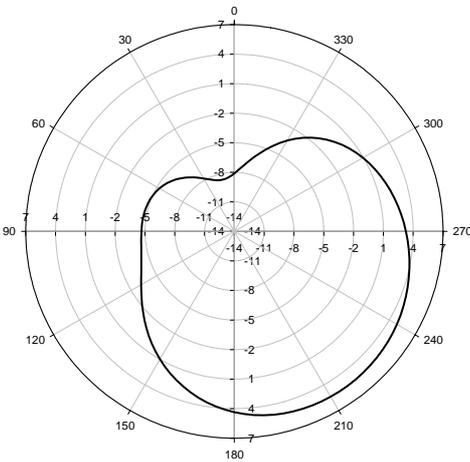
圖 4-19、圖 4-17 天線的輻射場型(YZ 切面)(5GHz)(dBi)



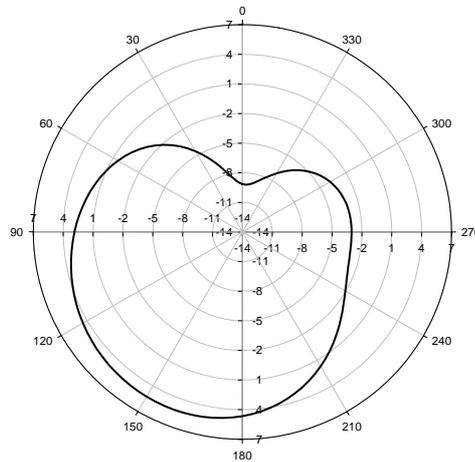
(g) $C_1, C_2, C_3 = 0.5 \text{ pf}$; $C_4, C_5, C_6 = 5 \text{ pf}$



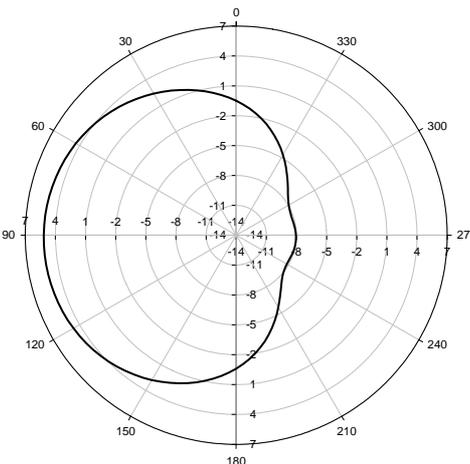
(h) $C_2, C_3, C_4 = 0.5 \text{ pf}$; $C_1, C_5, C_6 = 5 \text{ pf}$



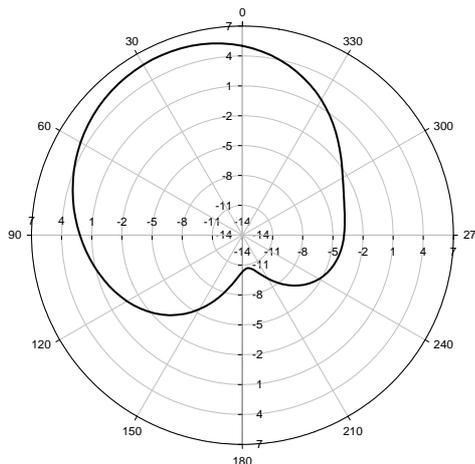
(i) $C_3, C_4, C_5 = 0.5 \text{ pf}$; $C_1, C_2, C_6 = 5 \text{ pf}$



(j) $C_4, C_5, C_6 = 0.5 \text{ pf}$; $C_1, C_2, C_3 = 5 \text{ pf}$



(k) $C_5, C_6, C_1 = 0.5 \text{ pf}$; $C_2, C_3, C_4 = 5 \text{ pf}$



(l) $C_6, C_1, C_2 = 0.5 \text{ pf}$; $C_3, C_4, C_5 = 5 \text{ pf}$

圖 4-19、圖 4-17 天線的輻射場型(YZ 切面)(5GHz)(dBi)

第五章 結論

(Conclusion)

本論文第三章所提出的圓極化讀碼天線，是依據 915MHz 射頻辨識系統所需的頻寬(902~928MHz)要求來設計，為了使圓極化與阻抗頻寬皆能符合頻段要求，採用空氣架高的方式造成天線尺寸較大。以縫隙耦合單饋入方式來設計圓極化微帶天線可有效縮小天線尺寸並滿足各項要求，進一步縮小天線尺寸則需藉由天線材料與改變設計架構來突破。

第四章提出的變容二極體控制切換波束式印刷天線陣列，由模擬與實驗結果可證明確能達到有效的波束切換情形，並且大幅縮小天線面積與製作成本。不過天線的饋入架構與變容二極體的偏壓電路會對天線場型與頻寬造成影響，因此進一步改良天線饋入架構和設計不會對天線造成影響的二極體偏壓電路是一重要課題。另外，如何充分利用變容二極體容值可變範圍，使切換波束可切換狀態增加以及如何使辨識程度提升，也是今後需努力的方向。



參考文獻

- [1] Klaus Finkenzeller, *RFID Handbook : Fundamentals and Applications in Contactless Smart Cards and Identification*, 2nd ed., John Wiley & Sons Ltd, 2003.
- [2] Ramesh Garg, Prakash Bhartia, Inder Bahl, Apisak Ittipiboon, *Microstrip Antenna Design Handbook*, Artech House, 2001
- [3] David M. Pozar, *Microwave Engineering*, 2nd ed., John Wiley & Sons Ltd, New York, 1998
- [4] B. M. Alarjani and J. S. Dahele, “Feed reactance of rectangular microstrip patch antenna with probe feed,” *Electronics Letters*, Volume 36, Issue 5, March 2000, pp. 388 -390
- [5] B.Y. Toh, R. Cahill, V.F. Fusco, “Understanding and measuring circular polarization,” *IEEE Transactions on Education*, Volume 46, Issue 3, Aug. 2003, pp. 313 - 318
- [6] J.S. Row, “Design of square-ring microstrip antenna for circular polarization,” *IEEE Electronics Letters*, Volume 40, Issue 2, 22 Jan. 2004, pp. 93 – 95
- [7] David V. Thiel, Stephanie Smith., *Switched parasitic antennas for cellular communications*, Artech House, 2002
- [8] W. L. Stutzman and G. A. Thiele, *Antenna Theory and Design*, 2nd ed., John Wiley, New York, Chap. 2, 1998.
- [9] Constantine A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, 2nd ed., John Wiley & Sons Ltd, 1997.
- [10] Neil L. Scoot, Miles O. Leonard-Taylor, Rodney G. Vaughan, “Diversity gain from a single-port adaptive antenna using switched parasitic elements illustrated with a wire and monopole prototype,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Volume 47, Issue 6, June 1999, pp. 1066 – 1070
- [11] Roger F. Harrington, “Reactively controlled directive arrays,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Volume 14, Issue 4, Oct. 1976, pp. 62 - 65
- [12] J. Cheng, M. Hashiguchi, K. Iigusa, T. Ohira, “Electronically steerable parasitic array radiator antenna for omni- and sector pattern forming applications to wireless ad hoc networks,” *Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceedings*, Volume 150, Issue 4, Aug. 2003, pp. 203 – 208