

國立交通大學

電機學院 電信學程

碩士論文

新型微波縮小化地面電流扼流結構及其應用

A New Microwave Miniaturized Ground-Plane Current Choke and Its Applications



研究生：呂榮傑

指導教授：鍾世忠 教授

中華民國九十六年八月

新型微波縮小化地面電流扼流結構及其應用

A New Microwave Miniaturized Ground-Plane Current Choke and Its Applications

研究生：呂榮傑

Student : Jung-Chieh Lu

指導教授：鍾世忠

Advisor : Shyh-Jong Chung

國立交通大學
電機學院 電信學程
碩士論文



Submitted to 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 2007

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十六年八月

新型微波縮小化地面電流扼流結構及其應用

研究生：呂榮傑

指導教授：鍾世忠 博士

國立交通大學 電機學院 電信學程碩士班

摘 要

本論文中展示了一種新型微波縮小化地面電流扼流結構，利用 LC 並聯諧振原理，將工作頻率設計操作在 5.25GHz 之印刷式結構。在雙面金屬面之 FR4 基板上，其中一金屬接地面蝕刻出曲折型槽孔(Meander-type Slot)，另一面金屬面蝕刻出長方型金屬線，並藉由貫穿導通孔(Through Hole Via)接通，其整體結構提供電感性和電容性效應藉以產生一諧振頻率，形成類似開路結構(Open-like)高阻抗被動元件。另為方便分析微波縮小化地面電流扼流結構各項結構參數及其等效電路在其章節後提出一測試結構幫助驗證。

接著介紹兩種利用此結構之應用。應用一：減少行進波在接地層之效應：由傳統倒 L 型單極參考天線應用結構切入說明，因為系統接地層的存在使得倒 L 型單極天線的輻射場會往接地層的方向偏，大幅降低高頻電路之電磁相容性(EMC)及增加電磁干擾(EMI)。經由導入接地面電流扼流結構後倒 L 型單極天線的輻射場方向可明顯改變進而提高電磁相容性及降低電磁干擾。應用二：增加天線間隔離度：因系統小型化及多根天線應用趨勢，天線間耦合影響會越嚴重，發射的訊號透過天線耦合回授到系統電路裏面干擾高頻電路特性。經由導入接地面電流扼流結構後，可增加天線間隔離度。印刷方式可降低成本，易製作，縮小化可不佔空間，在無線通訊系統應用上可提供多項優勢。

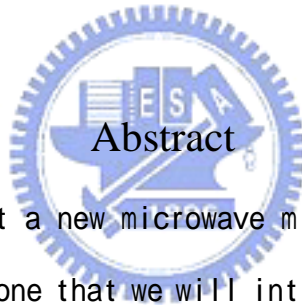
A New Microwave Miniaturized Ground-Plane Current Choke and Its Applications

Student : Jung-Chieh Lu

Advisor : Dr. Shyh-Jong Chung

Degree Program of Electrical and Computer Engineering

National Chiao Tung University



Abstract

In this paper present a new microwave miniaturized ground-plane current choke. The first one that we will introduce the structure of the choke frequency operated at 5.25GHz. The designed theory follows inductance and capacitance parallel resonance. It be composed of a meandered slot pattern etched on the ground plane, a metal rectangle trace on the upper one for FR4 substrate, through them by a via. The overall structure provide the characteristic of the inductance and capacitance generated a resonance frequency and be formed similarly open-like high impedance passive component. In order to easily analyze every parameter of the printed current choke and the equivalent circuit, this proposed a test structure to verify behind the chapter.

Continue we will introduce two applications. One application,

“ reducing the traveling wave effect on the ground plane ” : It accounted by conventional inverted-L monopole antenna structure. Because of the ground plane existed, resulted in tipped radiation pattern toward the groundside. It degraded the electromagnetic compatibility (EMC) and rose in electromagnetic interference (EMI) of the high frequency circuits. It clearly changed the direction of the antenna radiation pattern and enhanced the electromagnetic compatibility when ground plane current choke add in. Another application, ” increasing the isolation between antenna elements ” : The current trend is system miniaturized and many antennas application. It is becoming more and more serious for antenna coupling. The transmitted signal come back into system and interfered the characteristic of the high frequency circuits. It increased isolation between antennas when ground plane current choke add in. The proposed ground-plane ground plane current choke has printed profile, low cost, and ease to fabricate. It has the advantage of the wireless communication application.

誌謝

感謝指導教授鍾世忠博士教導，感謝實驗室同學與博班學長跟學姐與公司同事課業學習過程中指導，讓我在工作跟學校課業取得平衡點順利完成學業。



目錄

中文摘要.....	i
英文摘要.....	ii
誌謝.....	iv
目錄.....	v
圖目錄.....	vii
表目錄.....	x
第一章 緒論.....	1
1.1 背景及動機.....	1
1.2 研究內容與方法.....	4
第二章 理論.....	5
2.1 平衡-非平衡轉換器：Balun.....	5
2.2 單極天線與行進波天線.....	8
2.2.1 單極天線.....	8
2.2.2 行進波天線.....	14
2.3 天線陣列.....	18
2.3.1 耦合效應.....	18
2.3.2 二元陣列.....	21
第三章 縮小化電流扼流結構基本原理與設計.....	23
3.1 架構概念與基本原理.....	23
3.2 縮小化電流扼結構設計.....	27
3.3 模擬與實作量測結果.....	32

第四章 縮小化電流扼流結構之應用.....	43
4.1 減少行進波在地面的影響之應用.....	43
4.1.1 倒 L 型天線之模擬與實作量測分析.....	43
4.1.2 倒 L 型天線加地面電流扼流結構之模擬與實作量測分析.....	51
4.2 增加天線間的隔離度之應用.....	57
4.2.1 基本設計架構跟模擬與實作量測分析.....	57
第五章 結論.....	61
參考文獻.....	62



圖目錄

圖 2.1	偶極天線 (a)平衡式電流 (b)非平衡式電流.....	5
圖 2.2	偶極天線之銅軸電纜線饋入 (a)電流分佈圖 (b)等效電路.....	6
圖 2.3	偶極天線之銅軸電纜線加套管型平衡轉換器饋入 (a)電流分佈圖 (b)等效電.....	7
圖 2.4	理想偶極天線垂直置放於理想接地層 (a)示意圖 (b)鏡像理論等效模型.....	8
圖 2.5	邊界條件在平面 PP' 理想接地面之切線電場為零 (a)射線方向分量 (b)垂直射線方向的分量.....	10
圖 2.6	理想偶極天線平行置放於理想接地層 (a)示意圖 (b)鏡像理論等效模型.....	11
圖 2.7	理想偶極天線傾斜置放於理想接地層 (a)示意圖 (b)鏡像理論等效模型.....	12
圖 2.8	偶極天線基本架構圖.....	12
圖 2.9	單極天線基本架構圖.....	13
圖 2.10	駐波圖.....	14
圖 2.11	行進波圖.....	14
圖 2.12	行進波天線架構.....	15
圖 2.13	行進波天線輻射場型圖.....	17
圖 2.14	陣列天線間耦合示意圖.....	18
圖 2.15	陣列元素等效電路圖.....	19
圖 2.16	兩個陣列元素耦合等效電路圖.....	21
圖 2.17	二元陣列圖.....	22
圖 3.1	系統架構示意圖.....	25
圖 3.2	縮小化電流扼流結構設計圖.....	29

圖 3.3	縮小化電流扼流結構測試架構 (a)3D 圖 (b)等效電路.....	31
圖 3.4	參數 a (a)模擬結果 (b)實作結果之量測分析圖.....	33
圖 3.5	參數 b (a)模擬結果 (b)實作結果之量測分析圖.....	34
圖 3.6	參數 c (a)模擬結果 (b)實作結果之量測分析圖.....	36
圖 3.7	L 型 meander pattern slot (曲折型槽) (a)不同曲折線密度結構 (b)模擬結果 (c)實作結果之量測分析圖	37
圖 3.8	測試架構(不含電流扼流結構)之 S 參數圖.....	39
圖 3.9	電流扼流結構測試架構雙埠網路反射損失模擬與實作 (a) S11 大小 (b) S11 相位 (c) S22 大小 (d) S22 相位之結果量 測分析圖.....	41
圖 3.10	電流扼流結構圈測試架構實作照片圖 (a)參考平面示意圖 (b)正面 (c)背面.....	42
圖 4.1	倒 L 型天線應用示意圖.....	44
圖 4.2	倒 L 型天線反射損失模擬與實測圖.....	44
圖 4.3	倒 L 型天線, 天線輻射場型, Y-Z 平面, 模擬與實作結果量測.....	45
圖 4.4	饋入不同輸入相位電流分佈圖.....	46
圖 4.5	倒 L 型天線 5.25GHz 天線輻射場型三個不同平面實作結果量測 (a)Y-Z (b)X-Z (c)X-Y.....	48
圖 4.6	天線陣列輻射場角度示意圖.....	49
圖 4.7	倒 L 型天線加電流扼流結構應用示意圖.....	52
圖 4.8	倒 L 型天線加電流扼流結構反射損失模擬與實測圖.....	52
圖 4.9	饋入輸入 0 deg 相位電流分佈圖.....	53
圖 4.10	倒 L 型天線加電流扼流結構, 天線輻射場型, Y-Z 平面, 模擬與實作結果量測.....	54
圖 4.11	倒 L 型天線加電流扼流結構 5.25GHz 天線輻射場型三個不同平面 實作結果量測 (a) Y-Z (b) X-Z (c)X-Y.....	55

圖 4.12 參數 Id 模擬結果分析圖..... 56

圖 4.13 天線間隔離度基本架構應用示意圖..... 57

圖 4.14 倒 L 型天線 S 參數 (a) 模擬結果 (b) 實作結果之量測分析圖.....58

圖 4.15 倒 L 型天線之隔離度 S 參數
(a) 模擬結果 (b) 實作結果之量測分析圖..... 59



表目錄

表 3-1 不同面耦合餽入三頻天線共振頻段與頻寬.....29



第一章 緒論

1.1 工程背景及動機

天線是所有無線通訊產品必備零組件之一，也是通訊設備能否收發空中電波要件。目前市面資訊產品外觀皆往輕、薄、短小特性發展，須配合各系統產品形式做整體設計，也需兼具美觀特質，在天線形狀尺寸、電氣規格及製造過程中皆充滿挑戰，使得設計技術為顧及各項因素增加許多困難度。

天線在設計時必須要先行考慮不同的安裝方式與需求考量。如位置不能太接近電源產生源，使用的外殼材料所產生的干擾及影響，這是因為設備的外殼及屏蔽層使用材料中的介電常數、厚度，以及到天線表面的間距都會影響天線的諧振頻率，場型，在選擇天線的設計方式之前應該做完整的評估[1]，在效能、造型、體積、成本方面有所取捨，採用最適合的天線設計解決方案。如一般在筆記型電腦使用外接無線網路卡會因為電腦本體而影響到無線網路卡本身的輻射場型手機[2]。

小型化系統往往在應用上都有成本考量低成本易製造，印刷式的設計就成最優先考量，但也需顧及天線基本特性：等效全向輻射功率 (equivalent isotropically radiated power : EIRP)、阻抗頻寬、輻射效率、增益值、降低對系統干擾性等。

在系統空間有限的設計前題下 EMI / EMC 的問題需認針思考[3][4]。從電磁波輻射性的先天特性來分析，天線設計與 EMC 最大的不同點，在於天線設計是希望透過工程師的設計，發射出特定頻率之電磁波，而一般 EMC 工程師所遇到的問題，便是找出並遏止在非預期所出現的 EMC 電磁波干擾現象。不過，如果單就輻射特性來看，天線設計與 EMC 的干擾問題，在本源上可將其視為一體兩面。也就

是說，要產生電磁波輻射，就必須要有所謂的天線結構，電流才能透過該結構產生出電場與磁場的變化，進而將能量以輻射的方式於空間中傳遞。電磁波的特性與天線結構的關係，可以從幾個方向來來考量。

天線輻射原理：電磁波的產生，基本上是透過電場與磁場的變化過程將能量以波的方式在空間中傳遞。天線的存在提供了電場變化的環境，其幾何外型決定了電場可能振盪的空間，而產生天線效應的材質則會以金屬材質為主，也就是說：金屬結構的幾何外形尺寸，將決定該結構所產生電磁波的頻率範圍，在分析輻射問題的來源時，可以先從金屬結構的尺寸上來思考該結構與天線尺寸及頻率的關係。

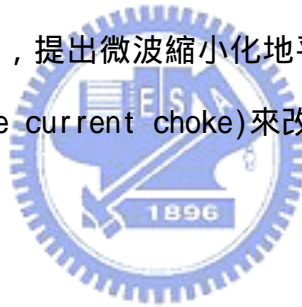
場型與極化方向：在電磁波傳遞過程中，電場與磁場的變化方向會與電磁波的方向呈現垂直狀態；簡單來說，是指電場的變化方向將左右了輻射傳遞方向，而所謂電場極化的方向，就是指電場振盪方向。若從天線設計的角度來看，首先必須要先確認天線結構中的極化特性，將有助於確認該結構所產生之電磁波傳遞的方向，當然透過空間中的電場場型分佈，將更清楚了解不同頻率中所造成的能量傳遞方向。在一般的狀況下，場型的結構的輻射方向會以平面均勻的傳遞，若能儘早確認輻射源的場型特性，將可以更有效的將 EMC 的解決對策下在最有效的位置。

天線與天線相互之間的影响與干擾：在系統中有 2 個以上的天線結構在互相靠近時，除了頻率會有所干擾之外，在這個空間內的電場場型，也會因為 2 組天線相對距離的不同而有所改變。從一個偶極天線所產生的場型來看，其結構所產生的電磁波會往平面的方向進行傳遞動作，但是當加入另一幾何外型完全相同，及同相位的偶極天線所產生的相對距離；從這方面可觀察到，原本均勻朝著各方所產生的平面發射輻射場型，會因此改為朝著特定方向產生輻射性，這與原本單一一個天線所產生的場型有相當明顯的差異；同樣地將相對距離改變時，其結果的場型變化更為明顯。

若只是從單一電子零組件，或是以天線結構來分析輻射特性是有所不足的；因為除了單一零組件的輻射特性外，元件之間的擺放方式與配置，以及相互耦合造成的影響與效應，這都是在設計天線之初，就必須要先行納入考量[16]。

因額外感應電流造成輻射場改變或多天線間除了彼此干擾或對系統影響造成天線特性訊號品質改變[5]，一般上會用 1/4 波長傳輸線轉換器的應用[6]，天線帶實體高頻扼流圈(choke)或使用金屬遮蔽物(shield)，針對電磁干擾(Electromagnetic—Interference : EMI)用來降低影響。而對耦合問題的降低大多會要求要有 1/2 波長間距。在不受機構規範下這些對策都可使用，配合系統產品形式就要有所考量。

本論文針對天線受到小型化系統限制對天線特性產生諸如上述的種種影響，在低成本，易製作前題，提出微波縮小化地平面電流扼流結構(microwave miniaturized ground-plane current choke)來改善天線特性。



1.2 研究內容與方法

本論文共分為四個章節。

第一章，緒論，說明本論文研究的相關背景及動機。

第二章，中將針對本論文會用到之原理做論述，平衡轉換器(balun)，鏡像理論，單極天線行進波天線天線，陣列基本二元陣列等應用原理作介紹。

第三章，針對微波縮小化電流扼流結構設計原理。從概念構想到理論設計驗證一系列模擬與實作量測分析，對傳統 $\lambda/4$ 傳輸線與設計內容之應用上比較分析，研究過程中針對研究內容提出一測試架構來幫助了解每一步設計步驟。

第四章，將介紹微波縮小化電流扼流結構的兩種應用。一為能夠對 EMI/EMC 作改善降低系統接地層上天線感應電流的影響，二為提供增加天線間隔離度降低耦合等，說明縮小化電流扼流結構設計實用性。

第五章，結論。



第二章 理論

此章將針對本論文會用到之原理[7]做論述，2.1 節介紹應用在銅軸電纜線 (coaxial cable) 上平衡電流-非平衡電流 (balance current to unbalance current) 轉換器 (balun)。2.2 節，2.3 節介紹單極天線跟行進波天線原理。2.4 節介紹天線陣列原理介紹。

2.1 平衡-非平衡轉換器：Balun

在天線結構設計上，一般多為對稱型式，因為其中牽涉到天線電流是否為平衡式或非平衡式電流。

圖 2.1 (a) 平衡式電流：傳輸線之火線與地線上電流大小一樣 ($I_1 = I_2$)，不會造成額外輻射。但實際應用上在這樣架構下還是會有漏電流造成微量輻射不過影響不大。

圖 2.1 (b) 非平衡式電流：因為傳輸線之火線與地線上電流 ($I_1 > I_2$) 會造成非預期額外輻射量。天線上有非平衡式電流存在會迫使天線場型改變，因此在天線設計上或其它應用上觀察電流分佈是一項重要工作。

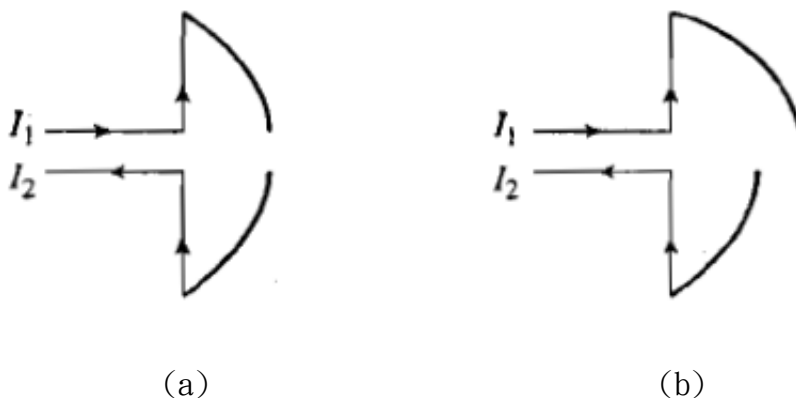
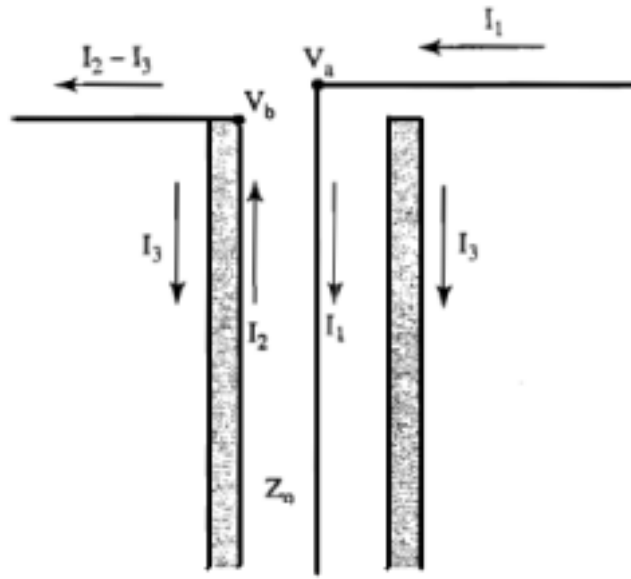
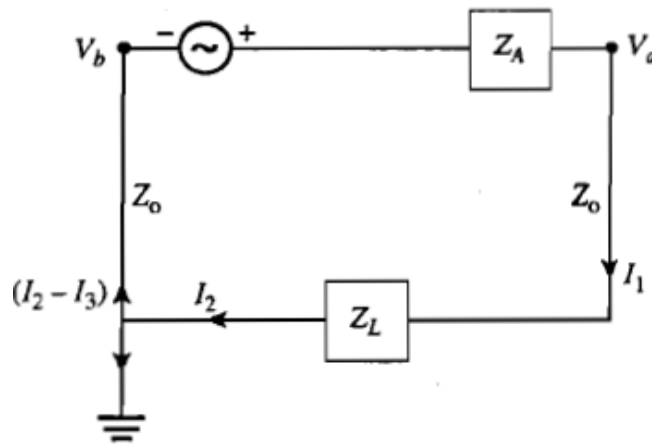


圖 2.1 $\frac{1}{2}\lambda$ 偶極天線 (a) 平衡式電流 (b) 非平衡式電流

常用之銅軸電纜線 (coaxial cable) 為非平衡式電流分佈。



(a)



Z_A : 天線阻抗

Z_L : 負載阻抗

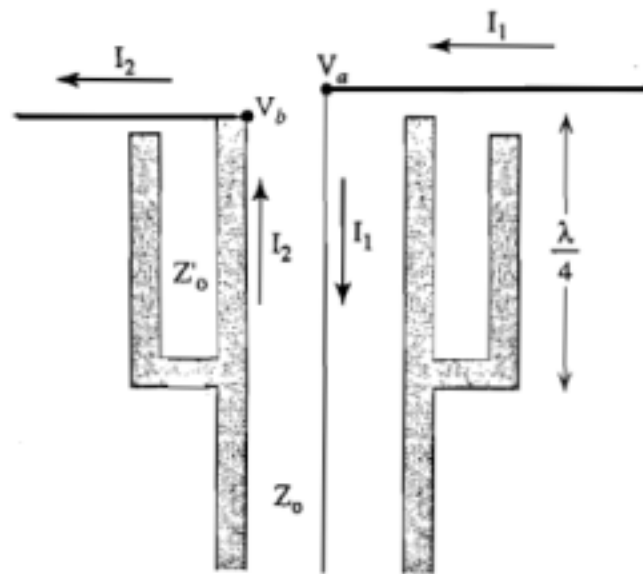
(b)

圖 2.2 偶極天線之銅軸電纜線饋入 (a)電流分佈圖 (b)等效電路

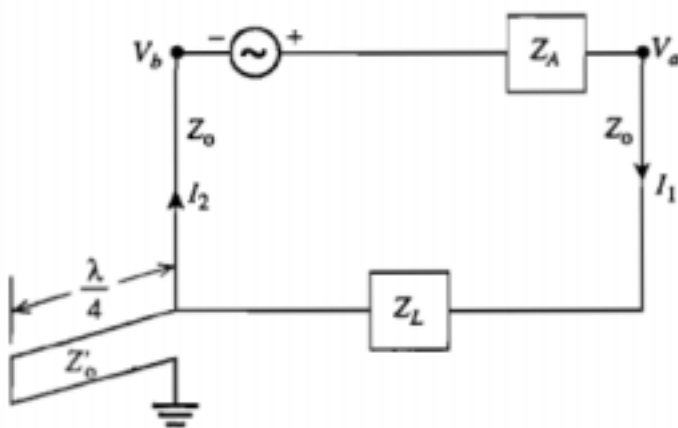
在圖 2.2(a)中 $V_a = -V_b$ ，電壓大小一樣相位差 180° ，電纜線內電流 $I_1 = -I_2$ ， I_1 為銅軸電纜線火線上電流並饋入至偶極天線一端，銅軸電纜線地線接至天線另一端， I_2 和 I_3 為銅軸電纜線地線之導體內表面電流跟導體外表面電流，在偶極天線另一端電流為 $I_2 - I_3$ 。如此一來便造成天線上電流不平衡改變輻射場型而外導

體上的電流也會貢獻多餘輻射部份。

為改善這一缺失便在銅軸電纜線上利用一套管型平衡轉換器(sleeve balun), 如圖 2.3 (a)。套管型平衡轉換器可以看成為一端短路 $\frac{1}{4}\lambda$ 傳輸線, 傳輸線理論得知, 從傳輸線另一端看入會看到開路結構, 導體內表面電流不會流到導體外表面。天線上電流 $I_1 = I_2$, 且同方向。



(a)



(b)

圖 2.3 偶極天線之銅軸電纜線加套管型平衡轉換器饋入

(a)電流分佈圖 (b)等效電路

2.2 單極天線與行進波天線

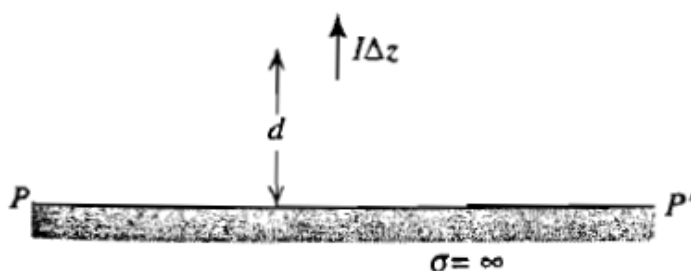
2.2.1 單極天線

$\frac{1}{4}\lambda$ 單極天線(monopole antenna)為一般 $\frac{1}{2}\lambda$ 偶極天線(dipole antenna)的縮小

化應用，主要原理利用鏡像理論(image theory)來達成

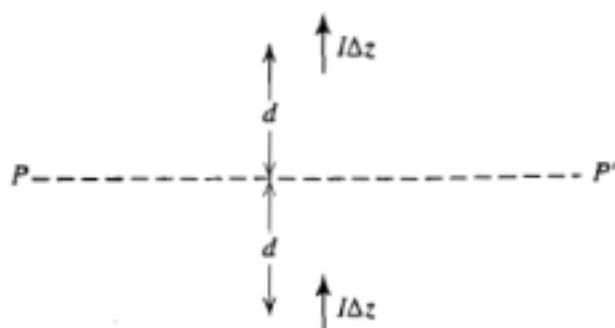
鏡像理論示意圖論述如下：

首先考慮一理想偶極天線長度 ΔZ ，電流 I 方向朝上(↑箭頭方向)垂直平面 PP' ，靠近理想接地面($\sigma = \infty$)距離 d ，如圖 2.4(a)。在平面 PP' 下距離 d 會有同樣電流大小且電流方向相同的鏡像源(虛擬的理想偶極天線)如圖 2.4(b)。



σ : 導電率(conductivity)

(a)



(b)

圖 2.4 理想偶極天線垂直置放於理想接地層 (a)示意圖 (b)鏡像理論等效模型

由理想偶極天線(ideal dipole)近場表示式得知：

近場磁場公式：

$$H = \frac{I\Delta Z}{4\pi} j\beta \left(1 + \frac{1}{j\beta r}\right) \frac{e^{-j\beta r}}{r} \sin \theta \hat{\phi} \quad (1)$$

近場電場公式：

$$E = \frac{I\Delta Z}{4\pi} j\omega\mu \left[1 + \frac{1}{j\beta r} - \frac{1}{(\beta r)^2}\right] \frac{e^{-j\beta r}}{r} \sin \theta \hat{\theta} + \frac{I\Delta Z}{2\pi} \eta \left[\frac{1}{r} - j\frac{1}{\beta r^2}\right] \frac{e^{-j\beta r}}{r} \cos \theta \hat{r} \quad (2)$$

近場電場包含射線方向的分量 \hat{r} 其方向隨 $\cos \theta$ 變化，垂直射線方向的分量 $\hat{\theta}$ 其方向隨 $\sin \theta$ 變化， θ 角為理想偶極天線電流方向對接地面上任意一點的角度。

圖 2.5 (a) 射線方向來源有二。為平面 PP' 之上半部理想偶極天線跟下半部鏡像源。



根據公式(2)：

上半部理想偶極天線射線方向的分量 \hat{r} 電場：

$$E_{r1} = C \cos \theta_1 \quad (3)$$

下半部鏡像源射線方向的分量 \hat{r} 電場：

$$E_{r2} = C \cos \theta_2 \quad (4)$$

(C : constant)

$$\text{又 } \theta_1 + \theta_2 = 180^\circ \quad (5)$$

$$E_{r1} = C \cos(180^\circ - \theta_2) = -C \cos \theta_2 \quad (6)$$

$$\text{所以 } E_{r1} = -E_{r2} \quad \text{along boundary} \quad (7)$$

在平面 PP' (理想接地面) 的切線電場互為反方向，互相抵消。

而 E_{r2} 可以看成在平面 PP' (理想接地面) 下距離 d 會有同樣大小的鏡像源

(虛擬的理想偶極天線) 所貢獻出來的分量電場。

圖 2.5 (b) 考慮垂直射線方向的分量 $\hat{\theta}$

$$E_{\theta_1} = D \sin \theta_1 = D \sin \theta_2 \quad (8)$$

$$E_{\theta_2} = D \sin \theta_2 \quad (9)$$

$$E_{\theta_1} = E_{\theta_2} \quad \text{along boundary} \quad (10)$$

(D : constant)

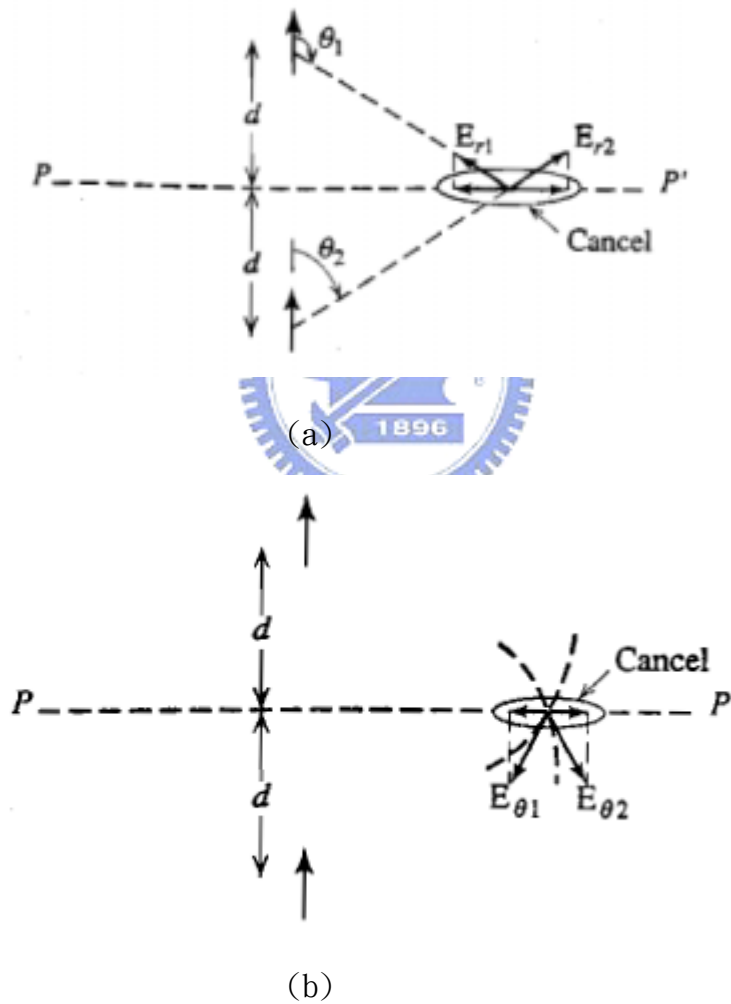
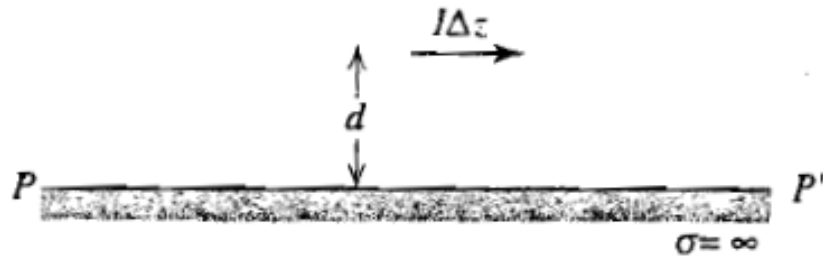


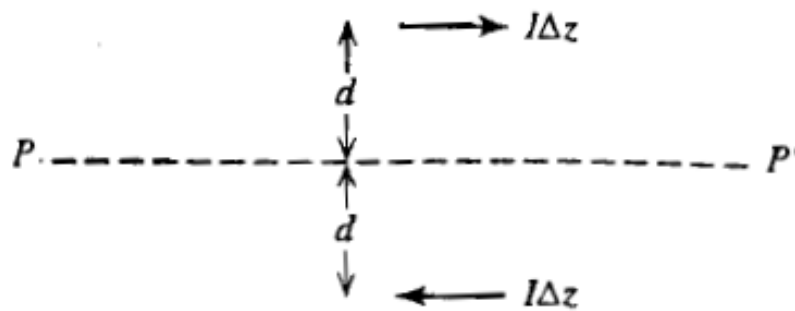
圖 2.5 邊界條件在平面 PP' 理想接地面之切線電場為零. (a) 射線方向分量 \hat{r} ,

(b) 垂直射線方向的分量 $\hat{\theta}$

圖 2.6 為理想偶極天線長度 ΔZ ，電流 I 方向朝右(\rightarrow 箭頭方向)平行平面 PP' ，靠近理想接地面($\sigma = \infty$)距離 d 。在平面 PP' 下距離 d 會有同樣電流大小且電流方向相反(\leftarrow 箭頭方向)的鏡像源(虛擬的理想偶極天線)。因為平面 PP' 上半部跟下半部電流方向相反，導致電場互相抵消。



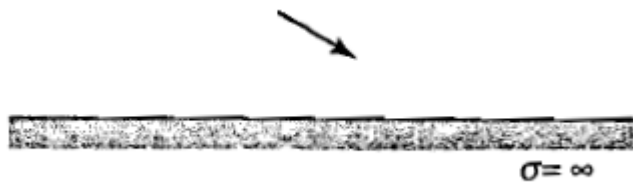
(a)



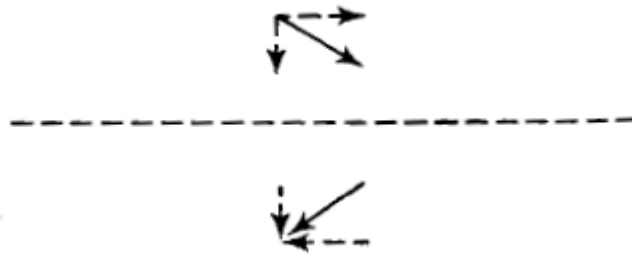
(b)

圖 2.6 理想偶極天線平行置放於理想接地層 (a)示意圖 (b)鏡像理論等效模型

圖 2.7 理想偶極天線傾斜置放於理想接地層，射線方向可拆解垂直分量跟水平分量。垂直分量可依圖 2.5 原理來解釋，水平分量可依圖 2.6 原理來解釋。總結需滿足邊界條件切線電場等於零。



(a)



(b)

圖 2.7 理想偶極天線傾斜置放於理想接地層 (a)示意圖 (b)鏡像理論等效模型

對偶極天線而言，假如在中間對稱平面上放置一金屬面，虛線為輻射方向如圖 2.8，可利用鏡像理論得知，金屬面可取代偶極天線下半部有四分之一波長長度結構，上半部有四分之一波長長度結構可看成單極天線如圖 2.9，且電流分佈如同原偶極天線上半部。

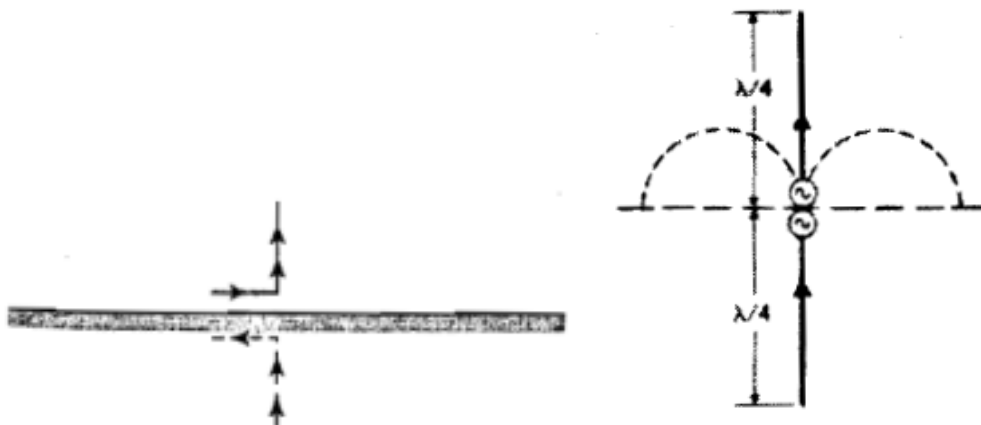


圖 2.8 偶極天線基本架構圖



圖 2.9 單極天線基本架構圖

圖 2.9 為 coaxial cable 饋入之單極天線。

單極天線特性：

電流分佈式：

$$I(z) = I_m \sin \left[\beta \left(\frac{\lambda}{4} - |z| \right) \right], \quad |z| \leq \frac{\lambda}{4} \quad (11)$$

I_m : maximum value of current

β : phase constant in free space



輸入阻抗：

$$Z_{A, \text{monopole}} = \frac{V_{A, \text{monopole}}}{I_{A, \text{monopole}}} = \frac{\frac{1}{2} V_{A, \text{dipole}}}{I_{A, \text{dipole}}} = \frac{1}{2} Z_{A, \text{dipole}} \quad (12)$$

輻射電阻：

$$R_{r, \text{mono}} = \frac{P_{\text{mono}}}{\frac{1}{2} |I_{A, \text{mono}}|^2} = \frac{\frac{1}{2} P_{\text{dipole}}}{\frac{1}{2} |I_{A, \text{dipole}}|^2} = \frac{1}{2} R_{r, \text{dipole}} = 36.5 \Omega \quad (13)$$

指向性：

$$D_{\text{monopole}} = 2 D_{\text{dipole}} \quad (14)$$

2.2.2 行進波天線

以下先介紹駐波型式跟行進波型式：

駐波型式(standing wave type)：

電流通式如公式(11)，

$$I_m \sin\left[\beta\left(\frac{L}{2} - Z\right)\right] = \frac{I_m}{2j} e^{j\left(\frac{\beta L}{2}\right)} (e^{-j\beta Z} - e^{j\beta Z}) \quad (15)$$

由(15)式子知電流方向有+Z與-Z方向。

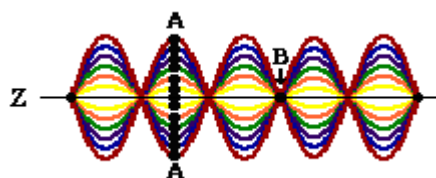


圖 2.10 駐波圖

從圖 2.10 看駐波 A 點波峰位置與 B 點零點位置固定，不隨位置改變，僅振幅大小改變，可看成一種共振型式。

行進波型式(traveling wave type)

電流通式：

$$I_t = I_m e^{-j\beta Z} = I(z) \quad (16)$$

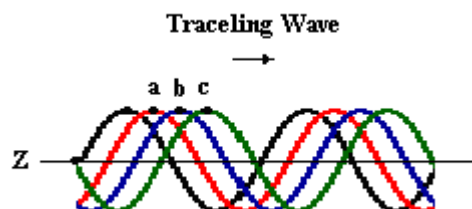


圖 2.11 行進波圖

從圖 2.11 看波峰 a 點位置隨波的行進方向會改變，下一時間點位置在 b 點，再下一時間點位置在 c 點，零點位置也會相對改變。振幅在應用上因歐姆損失會有衰減。

接著分析行進波的天線效應，如圖 2.12。結構如下：

L : 天線長度 (一般 $L \gg \lambda$)

d : 天線離接地面高度 ($L \gg d$)

I_t : 行進波電流

θ : 空間中輻射角度

R_L : 終端負載

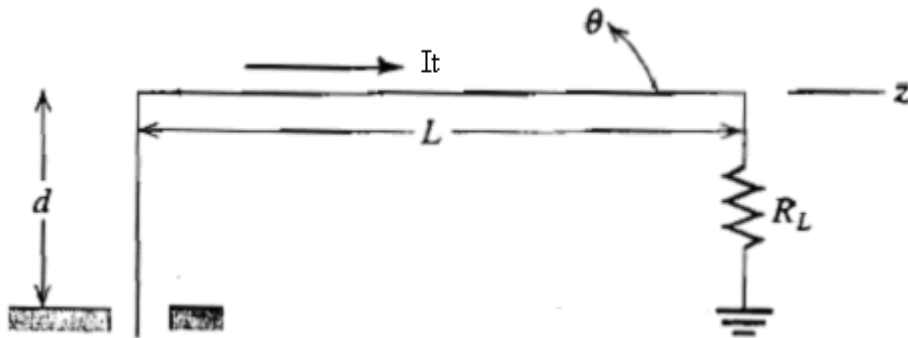


圖 2.12 行進波天線架構

行進波電流在長度 L 的天線上往 $+z$ 方向流，天線輻射場在空間中往 θ 角方向輻射出去，在終端處有一負載避免反射，一般行進波天線的輸入阻抗 \approx 實部阻抗，所以跟頻率的相關性不高。輸入阻抗不易受頻率影響。

行進波天線輻射場型如下：

由理想偶極天線(ideal dipole) 遠場表示式得知：

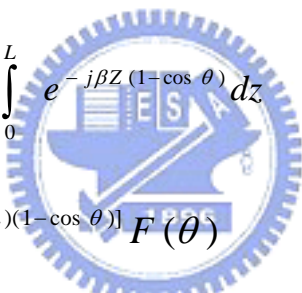
遠場磁場公式：

$$H_{\phi} = j \frac{I \Delta Z}{4 \pi} \left(\frac{e^{-j\beta r}}{r} \right) \beta \sin \theta \quad (18)$$

遠場電場公式：

$$E_{\theta} = j \frac{I \Delta Z}{4 \pi} \left(\frac{e^{-j\beta r}}{r} \right) \omega \mu \sin \theta \quad (19)$$

將(16)代入(19) 中 電流 I

$$\begin{aligned} E_{\theta} &= \frac{j \omega \mu \sin \theta}{4 \pi r} e^{-j\beta Z} \int_0^L I(z) e^{j\beta Z \cos \theta} dz \quad (20) \\ &= \frac{j \omega \mu I_m \sin \theta}{4 \pi r} e^{-j\beta r} \int_0^L e^{-j\beta Z (1 - \cos \theta)} dz \\ &= \frac{j 60 I_m}{r} e^{-j\beta [r + (L/2)(1 - \cos \theta)]} F(\theta) \end{aligned}$$


其中

$$F(\theta) = K \sin \theta \frac{\sin \theta \sin[\beta L (1 - \cos \theta) / 2]}{(\beta L / 2)(1 - \cos \theta)} \quad \dots \text{行進波天線輻射場型} \quad (21)$$

$$\theta_m = \cos^{-1} \left(1 - \frac{0.371}{L/\lambda} \right) \quad \dots \dots \text{一般近似表示式} \quad (22)$$

當 L 長度增加，輻射場最大角度(θ_m)會變小，天線指向性(directivity)變高。

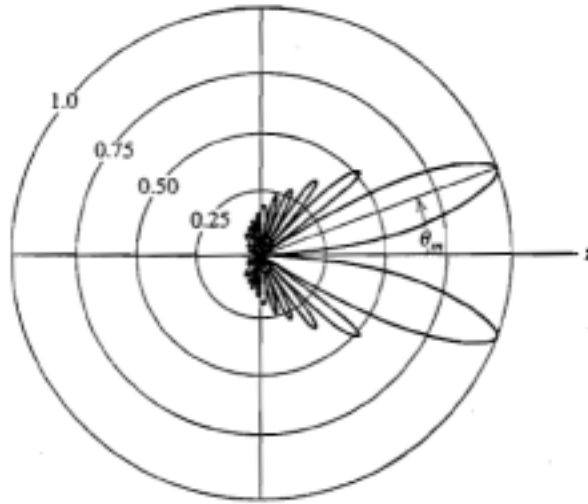


圖 2.13 行進波天線輻射場型圖

當 $L = n\lambda$, $0^\circ < \theta_m < 90^\circ$ 。

圖 2.13 為 $L = 6\lambda$, $\theta_m = 20^\circ$ 度行進波天線輻射場型結果。

行進波天線的輻射場可由天線陣列原理來解釋，以下章節將對天線陣列原理所介紹。



2.3 天線陣列

把一組類似天線排列成各種組合，天線彼此間有振幅或相位關係存在。陣列輻射特性有主束的方向、角度、旁瓣電平、指向性等，陣列的電磁場乃為各個天線單元產生的場疊加結果。下面章節先介紹天線耦合效應，再論述基本天線陣列之二元陣列。

2.3.1 耦合效應

通常耦合來源有三：一為天線間直接耦合，二為天線附近物受散射造成間接耦合，三為系統端饋入電路的內部耦合。圖 2.14 所示。

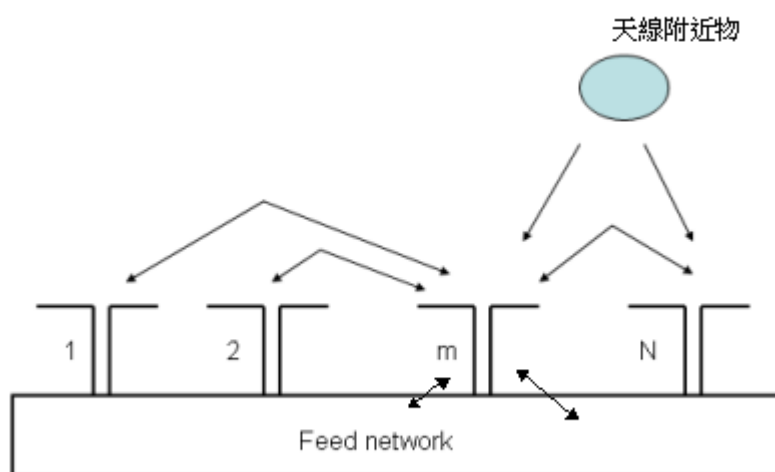


圖 2.14 陣列天線間耦合示意圖

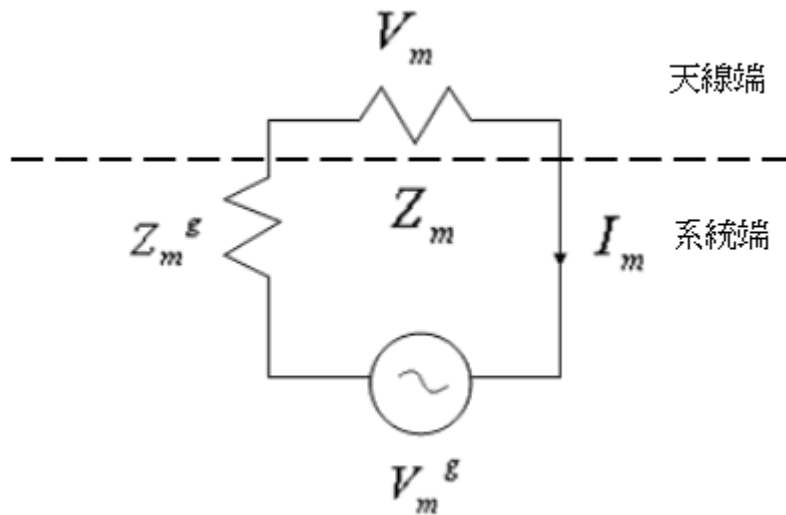


圖 2.15 陣列元素等效電路圖

圖 2.15 中， V_m ：第 n 個天線元素的電壓

I_m ：第 n 個天線元素的電流

Z_m ：第 n 個天線元素的輸入阻抗

V_m^g ：第 n 個天線元素往系統端看入的等效戴維寧電壓

Z_m^g ：第 n 個天線元素往系統端看入的等效戴維寧電阻

以電路原理來分析圖 2.14，如下：

$$\begin{aligned}
 V_1 &= Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 + \cdots + Z_{1N}I_N \quad \cdots \text{Port 1} \\
 &\vdots
 \end{aligned} \tag{23}$$

$$V_N = Z_{1N}I_1 + Z_{2N}I_2 + \cdots + Z_{NN}I_N \quad \cdots \text{Port N}$$

以上的方程式包含天線及空氣中的特性，但不包含圖 2.15 虛線以下部份。

(23)式中：

耦合阻抗(mutual impedance)：

$$Z_{mn} = Z_{nm} \quad (24)$$

$$Z_{mn} = \left. \frac{V_m}{I_n} \right|_{I_i=0} \quad \text{for all } I \text{ except } i=n \quad (25)$$

自由空間天線 1 輸入阻抗：

$$Z_{11} = \frac{V_1}{I_1} \quad (26)$$

下來考慮兩個陣列元素(天線 1 跟天線 2)間的耦合：

$$V_1 = Z_{11} I_1 + Z_{12} I_2 \quad (27)$$

$$V_2 = Z_{21} I_1 + Z_{22} I_2 \quad (28)$$

由圖 2.18 假設 $V_2^g = 0$ ， $V_2 = -Z_2^g I_2$ 代入(28)

$$-Z_2^g I_2 = Z_{21} I_1 + Z_{22} I_2 \quad (29)$$

解 I_2

$$I_2 = \frac{-Z_{21} I_1}{Z_{22} + Z_2^g} = \frac{-Z_{12} I_1}{Z_{22} + Z_2^g} \quad (30)$$

代入(27)

$$\frac{V_1}{I_1} = Z_1 = Z_{11} - \frac{(Z_{12})^2}{Z_{22} + Z_2^g} \quad (31)$$

(31)式為天線 1 修正(26)式後的輸入阻抗。

結論：

(a) 假設 $Z_2^g = \infty$ ，天線 2 是開路，port2 feed=0， $I_2 = 0$ 。

$$\Rightarrow Z_1 \approx Z_{11}。$$

(b) 假設 天線 2 遠離天線 1， $Z_{12} = 0$ 。

$$\Rightarrow Z_1 \approx Z_{11}。$$

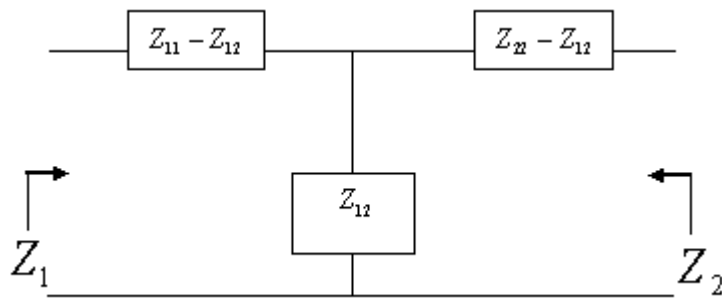


圖 2.19 兩個陣列元素耦合等效電路圖

2.3.2 二元陣列

圖 2.17，在 x 軸上放置兩個完全相同且間距 d 之天線單元（天線 0 跟天線 1）所組成角。

天線單元以相同電流大小激發，P 點為 θ 方向遠場之某一觀察點，天線 1 領先相位 ξ 角。

$$\text{天線 0 電場} \quad E_0 = E_m F(\theta, \phi) \frac{e^{-j\beta R_0}}{R_0} \quad (32)$$

$$\text{天線 1 電場} \quad E_1 = E_m F(\theta, \phi) \frac{e^{j\xi} e^{-j\beta R_1}}{R_1} \quad (33)$$

$F(\theta, \phi)$ ：單元因式(element factor)

總電場和 $E = E_0 + E_1 = E_m F(\theta, \phi) \left[\frac{e^{-j\beta R_0}}{R_0} + \frac{e^{j\xi} e^{-j\beta R_1}}{R_1} \right]$ (34)

在遠場區， $R_0 \gg d/2$ ， $1/R_1$ 的值可以近似地以 $1/R_0$ 替代，但 R_0 ， R_1 之間微小差距，還是會有相位差，另外點與各天線的連線幾乎平行所以近似式如下：

$$R_1 \approx R_0 - d \sin \theta \cos \phi \quad (35)$$

(35)式代入(34)

$$\begin{aligned} E &= E_m \frac{F(\theta, \phi)}{R_0} e^{-j\beta R_0} [1 + e^{j\beta d \sin \theta \cos \phi} e^{j\xi}] \\ &= E_m \frac{F(\theta, \phi)}{R_0} e^{-j\beta R_0} e^{j\psi/2} \left(2 \cos \frac{\psi}{2} \right) \end{aligned} \quad (36)$$

其中

$$\psi = \beta d \sin \theta \cos \phi + \xi \quad (37)$$

陣列電場大小

$$|E| = \frac{2 E_m}{R_0} |F(\theta, \phi)| \left| \cos \frac{\psi}{2} \right| \quad (38)$$

|cos $\frac{\psi}{2}$ | : 陣列因式(array factor)

在(38)式實際上為單元因式與陣列因式乘積描述全同單位組成的陣列之方向圖函數，此特性稱為方向圖相乘定理(principle of pattern multiplication)。

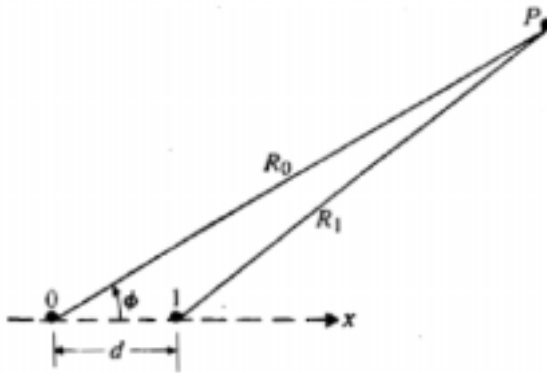


圖 2.17 二元陣列圖

第三章 縮小化電流扼流結構基本原理與設計

本章將針對 2.1 節中所介紹兩種平衡器(balun)的基本原理提出縮小化地面電流扼流結構設計概念。利用諧振觀點在 PCB 板上配合印刷式電感、電容架構來縮小 $\lambda/4$ 傳輸線設計[6]，除了面積小型化優勢外也可達到同效果。接著為了方便分析特性便提出一測試架構來詳述縮小化地面電流扼流結構各項結構參數及共振頻率正確性。

3.1 架構概念與基本原理

現今的可攜式資訊產品功能越來越強大且微波電路技術也越來越廣泛應用在通訊電路設計方面，傳統電路所用集總元件(lump component)在高頻使用上會有寄生效應會有非預期的頻率響應所以在高頻電路會使用傳輸線原理來實現電路，利用微帶線產生具有電感性及電容性結構。而線長、線寬 FR4 介電係數、PCB 板厚、銅厚、銅的電阻係數等皆是決定電感量和電容量的參數值，微帶線平面印刷方式有易製作且不用集總元件又省成本，因此為本論文基本設計架構。另外伴隨著電子產品在體積減小、朝向多功能化、高速化、大容量化、高密度化和輕量化等方向發展，其佔面積重要元素除了 IC 元件外天線亦是關鍵一角，在小型化要求下無形中便會延伸出許多問題。如硬體方面、軟體方面、機構方面，甚至信號品質等皆是需要克服問題。在空間和面積有限要求下，天線的位置跟微波電路零件一般上都是非常靠近，往往會發生互相干擾現象降低信號品質跟系統穩定性。其發生原因在於天線會在電路板邊緣感應出天線電流，電流傳輸路徑中經由時變電流的變化所產生的電壓瞬變位能。其公式：

$$V = L \frac{di}{dt} \quad (39)$$

我們知道如果電流傳輸路徑上電感量增大所產生的電壓瞬變也愈大，將增加(39)式中的“L”項，而形成的天線迴路將造成嚴重的輻射[17]。另外也因為集膚效應高頻電流會在金屬表面形成表面波而影響其它系統。

集膚效應公式如下[8]：

$$\delta = \frac{1}{\alpha} = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \alpha}} \quad (\text{m}) \quad (40)$$

對良導體而言， $\alpha = \beta$ ， δ 簡化成

$$\delta = \frac{1}{\beta} = \frac{\lambda}{2\pi} \quad (\text{m}) \quad (41)$$

δ ：集膚深度 (skin depth) 或 滲透深度 (depth of penetration)

在良導體內，高頻電磁波衰減很快。行進平面波振幅衰減為原來的 e^{-1} (0.368) 倍所經之距離。

α ：衰減常數 (attenuation constant) 單位：奈/公尺(Np/m)

若 $\alpha = 1$ (Np/m)，則一個振幅為一單位長度的波在行進 1(m) 後，其振幅會變成 e^{-1} (=0.368)。

β ：相位常數 (phase constant) 單位：弧度/公尺(rad/m)

表示當波行為一公尺時，其相位移之總量。

對微波頻率而言良導體的集膚深度甚小在實際應用中電場及電流皆可視為被侷限於導體表面極薄的表層內。

所以天線迴路在電磁輻射中佔了重要的媒介地位，若能在迴路路徑上做設計儘阻絕天線電流，也將能降低電磁波輻設計概念由此而出。如圖 3.1 架構示意圖，吾等以機構體積大小有限制的系統為設計前題考量。

其整體尺寸為 50 mm X 20 mm。

架構如下：

底層為系統接地層。

上層之上半部為天線。

上層之下半部為電子電路元件。

上層中間為欲設計之印刷式地面電流扼流結構。

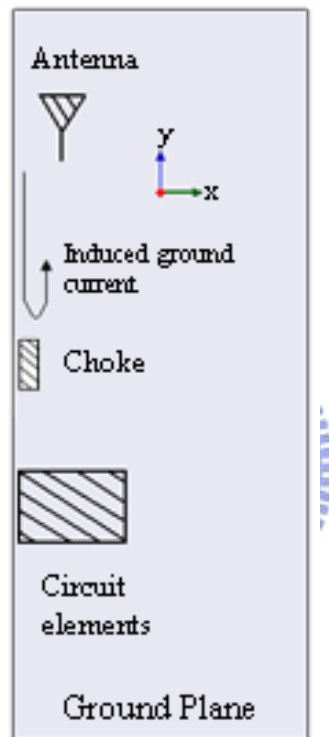


圖 3.1 系統架構示意圖

而地面電流扼流結構基本設計原理利用 LC 並聯共振理論來實現。

基本 LC 並聯共振理論[9]：

$$\text{輸入阻抗: } Z_{in} = \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{j\omega L} + j\omega C \right)^{-1} \quad (42)$$

$$\begin{aligned} \text{複數功率: } P_{in} &= \frac{1}{2} V I^* = \frac{1}{2} Z_{in} |I|^2 = \frac{1}{2} |V|^2 \frac{1}{Z_{in}^*} \\ &= \frac{1}{2} |V|^2 \left(\frac{1}{R} + \frac{j}{\omega L} - j\omega C \right) \end{aligned} \quad (43)$$

$$\text{電阻 } R \text{ 消耗功率: } P_{loss} = \frac{1}{2} \frac{|V|^2}{R} \quad (44)$$

$$C \text{ 之平均電能: } W_e = \frac{1}{4} |V|^2 C \quad (45)$$

$$L \text{ 之平均電能: } W_m = \frac{1}{4} |I_L|^2 L = \frac{1}{4} |V|^2 \frac{1}{\omega^2 L} \quad (46)$$

$$P_{in} = P_{loss} + 2j\omega(W_m - W_e) \quad (47)$$

$$Z_{in} = \frac{2P_{in}}{|I|^2} = \frac{P_{loss} + 2j\omega(W_m - W_e)}{|I|^2 / 2} \quad (48)$$

在共振時，所儲存之平均電能與磁能會完全相等，或 $W_m = W_e$

$$\text{共振時輸入阻抗: } Z_{in} = \frac{P_{loss}}{|I|^2 / 2} \quad (49)$$

$$\text{共振頻率: } \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (50)$$

$$\text{共振時 } Q \text{ 值: } Q = \frac{1}{BW} = \omega_0 \frac{2W_m}{P_{loss}} = \frac{R}{\omega_0 L} = \omega_0 RC \quad (51)$$

假設 $\omega = \omega_0 + \Delta\omega$

$$\text{可簡化輸入阻抗: } Z_{in} \approx \frac{R}{1 + 2j\Delta\omega RC} = \frac{R}{1 + 2jQ\Delta\omega / \omega_0} \quad (52)$$

若工作頻率設計在諧振點上其諧振電路可等效成開路結構之印刷式被動元件，便可阻絕天線在電路板邊緣所感應出之電流。

3.2 縮小化電流扼流結構設計

在本論文模擬與實作板材為一般業界常用之 PCB 板 FR4，其規格如下：

Dielectric constant - ϵ_r (介電常數) : 4.4

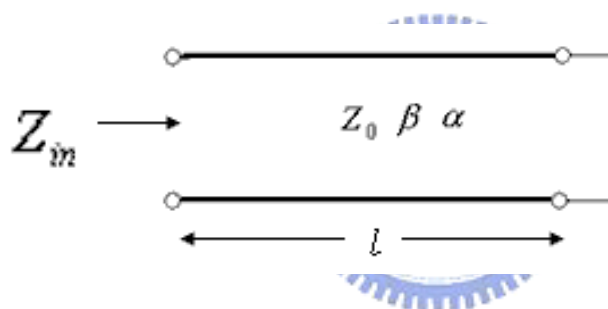
Loss tangent - $\tan\delta$ (損耗正切) : 0.02

基板厚度 : 0.8 mm

基板大小 : 50 mm \times 20 mm

在此吾等先提用一般 $\lambda/4$ 傳輸線設計[9]，其一端短路 $\lambda/4$ 傳輸線原理如下：

前章節所述並聯式的共振電路，可用一端短路的 $\lambda/4$ 傳輸線來做。



終端短路長度為 l 的傳輸線 l ，輸入阻抗：

$$\begin{aligned}
 Z_{in} &= Z_0 \tanh(\alpha + j\beta)l \\
 &= Z_0 \frac{\tanh \alpha l + j \tan \beta l}{1 + j \tan \beta l \tanh \alpha l} \\
 &= Z_0 \frac{1 - j \tanh \alpha l \cot \beta l}{\tanh \alpha l - j \cot \beta l}
 \end{aligned} \tag{53}$$

假設 $w = w_0 + \Delta w$ ， $l = \lambda/4$

$$\beta l = \frac{w_0 l}{v_p} + \frac{\Delta w l}{v_p} = \frac{\pi}{2} + \frac{\pi \Delta w}{2 w_0} \tag{54}$$

$$\cot \beta l = \cot\left(\frac{\pi}{2} + \frac{\pi\Delta w}{2w_0}\right) = -\tan \frac{\pi\Delta w}{2w_0} \approx \frac{-\pi\Delta w}{2w_0} \quad (55)$$

損耗很小時， $\tanh \alpha l \approx \alpha l$ ，利用(53)

$$Z_{in} = Z_0 \frac{1 + j\alpha l \pi \Delta w / 2w_0}{\alpha l + j\pi \Delta w / 2w_0} \approx \frac{Z_0}{\alpha l + j\pi \Delta w / 2w_0} \quad (56)$$

$\alpha l \pi \Delta w / 2w_0 \ll 1$ ，此式與並聯 RLC 共振電路輸入阻抗的數學式(52)相同

$$Z_{in} = \frac{1}{(1/R) + 2j\Delta w C} \quad (57)$$

$$\text{等效電阻：} R = \frac{Z_0}{\alpha l} \quad (58)$$

$$\text{等效電容：} C = \frac{\pi}{4w_0 Z_0} \quad (59)$$

$$\text{等效電感：} L = \frac{1}{w_0^2 C} \quad (60)$$

$$Q = w_0 RC = \frac{\pi}{4\alpha l} = \frac{\beta}{2\alpha} \quad (61)$$

由上結果得知，雖然 $\lambda/4$ 短路傳輸線可等效成 LC 並聯諧振開路結構但在小型化系統裏， $\lambda/4$ 一端短路傳輸線卻也需佔一定面積，其大小就決定於工作頻率波長。

因此提出新型縮小化設計圖如圖 3.2 所示，FR4 板為雙面金屬板，底層金屬層定義為系統接地層，上層金屬層定義為信號走線層。信號走線部分不做探討主要針欲設計扼流結構討論。一般資訊產品應用上使用屬性不同體積大小亦有所差異，機構內可利用的面積和空間就會有限制，如何再僅有的基板面積下不影響系統電路又可將電流扼流結構擺進去且不增加成本預算，縮小化及印刷式為唯一考量目標。如前一節所論述天線會感應出電流在基板邊緣流動與基板中間電流相比明顯且集中，可由模擬軟體電流分佈圖觀察到，因此便將電流扼流結構設計在板邊。

接著在接地層利用凹槽設計[18]，蝕刻出 L 型 meander pattern slot (曲折型槽)，可看成一個開路環路構結(Open loop)由安培定律得知其路徑電流會產

生磁通密度，然後通過截面積便可推導出電感量。然後在上層金屬層蝕刻一段長方形金屬線，上層與底層兩面金屬由電容原理可看成電容效應，然後再打 through hole via 將長方形金屬線與接地層導通。有了電感量跟電容量效應的決定，只要適當調整結構尺寸便可諧振出工作頻率。

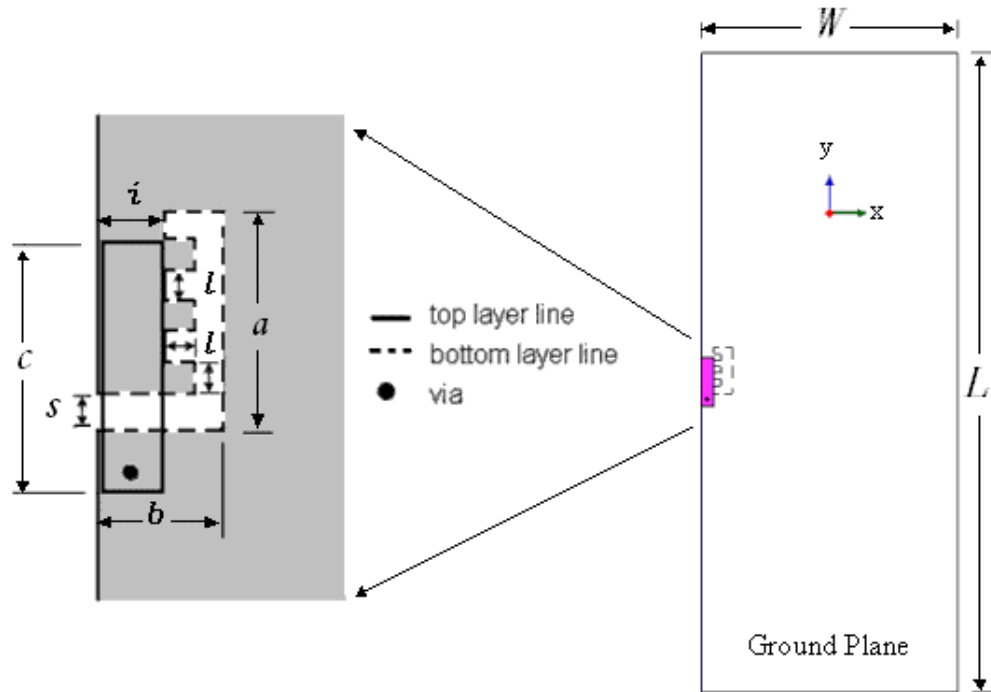


圖 3.2 縮小化電流扼流結構設計圖

圖 3.2 整個扼流結構尺寸大小約 $3.5 \text{ mm} \times 2 \text{ mm}$ ，最後設計出的尺寸如下表：

工作頻率=5.25Ghz

表 (3-1)

參數	a	b	c	i	l	s	W	L
尺寸(mm)	3.5	2	3.9	1	0.5	0.6	20	50

另外為了能夠方便分析印刷式電流扼流結構各項參數變化及設計工作頻率點是否正確，便另提出一雙埠網路之測試架構來作為分析工具。

圖 3.3. (a) 為測試架構之 3D (Three dimension) 示意圖，共兩塊 FR4 基板。

結構介紹如下：

上面 FR4 尺寸大小：50 mm × 20 mm

板厚：0.4 mm

在基板正面洗一段大小為 50 mm × 5mm 之 50ohm 阻抗匹配

微帶線當作信號饋入線。

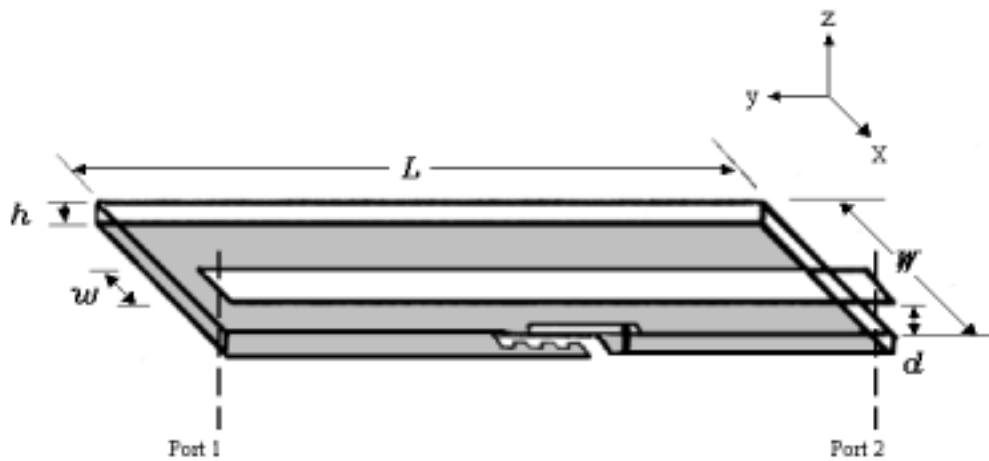
下面 FR4 尺寸大小：50 mm × 20 mm

板厚：0.8 mm

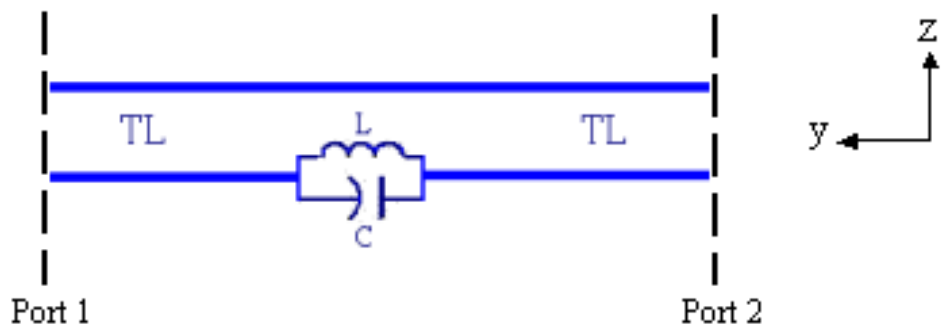
其結構大小同圖 3.2。

兩塊 FR4 基板中間介質為空氣，間距 2 mm。

其概念為饋入信號從 50Ω 微帶線饋入，在接地層便會感應出與饋入信號相反之電流，形成一個完整電流迴路。當在接地層電流回路路徑上設計出 LC 並聯諧振之電流扼流結構，設計在共振頻率 5.25Ghz 即看成一開路，適時阻隔路徑上電流。其等效電路為一串接 LC 並聯結構，如圖 3.3. (b)。



(a)



(b)

圖 3.3 縮小化電流扼流結構測試架構 (a) 3D 圖 (b) 等效電路

為了進一步分析詳細結構以下章節針對參數 a ，參數 b ，參數 c 藉由模擬與量測加以說明。

3.3 模擬與實作量測結果

有了測試分析工具便可針對各項設計參數進行模擬與量測。網路分析儀 (Network analyzer) 為設備廠安捷倫 (Agilent) 之型號 E8356A，來作量測 S 參數 (Scattering parameter) 隔離度 (Isolation)。高頻電磁模擬軟體使用 IE3D 跟 Ansoft HFSS。

參數 a 之模擬與實作量測分析：

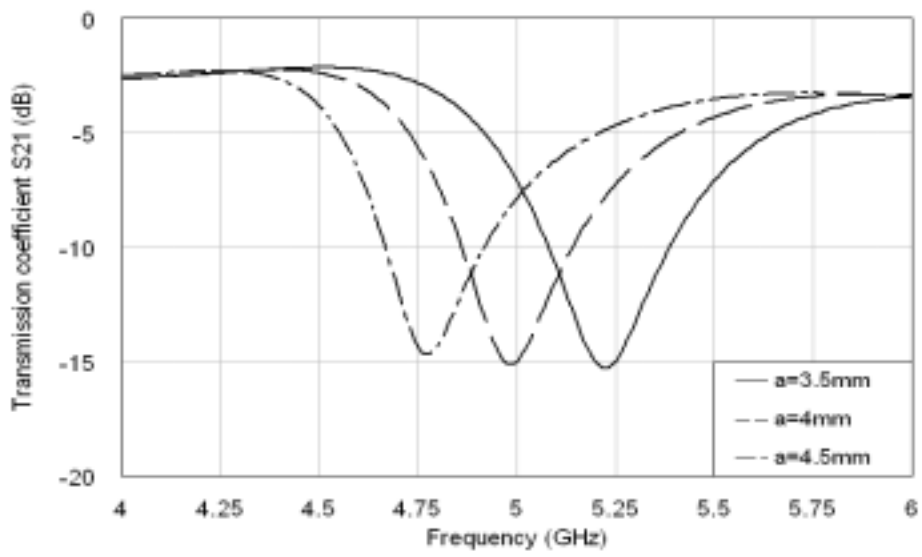
測試條件：固定參數 b 、 c 、 i 、 l ，同表 (3-1) 所述。

當參數 a 改變範圍從 3.5 mm 到 4.4 mm，間格 0.5mm 增加，觀察模擬與實作量測的 S21 在工作頻率 5.25GHz 下，其隔離度為 10 dB 以下，如圖 3.4。參數 a 隨著間格值的增加，頻率會往低頻走，原因為增加了電流路徑長度，等效截面積變大，等效電感量增加，頻率變小即往低頻走。

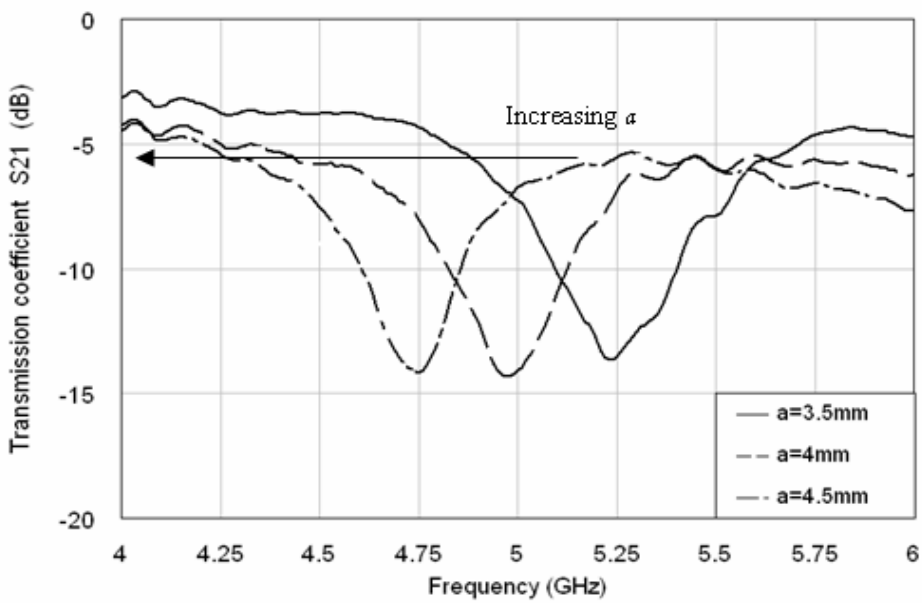
參數 b 之模擬與實作量測分析：

測試條件：固定參數 a 、 c 、 i 、 l ，同表 (3-1) 所述。

當參數 b 改變範圍從 2 mm 到 3 mm，間格 0.5mm 增加，亦觀察模擬與實作量測的 S21 在工作頻率 5.25GHz 下，其隔離度亦為 10 dB 以下，如圖 3.5。參數 b 隨著間格值的增加頻率會往低頻走，原因亦為增加了電流路徑長度，等效截面積變大，等效電感量增加，頻率變小即往低頻走。

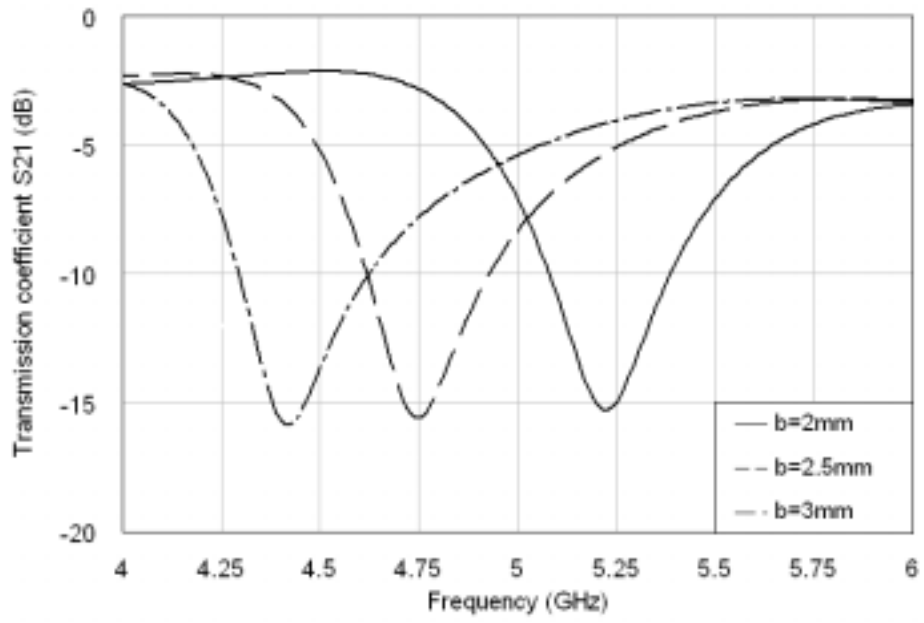


(a)

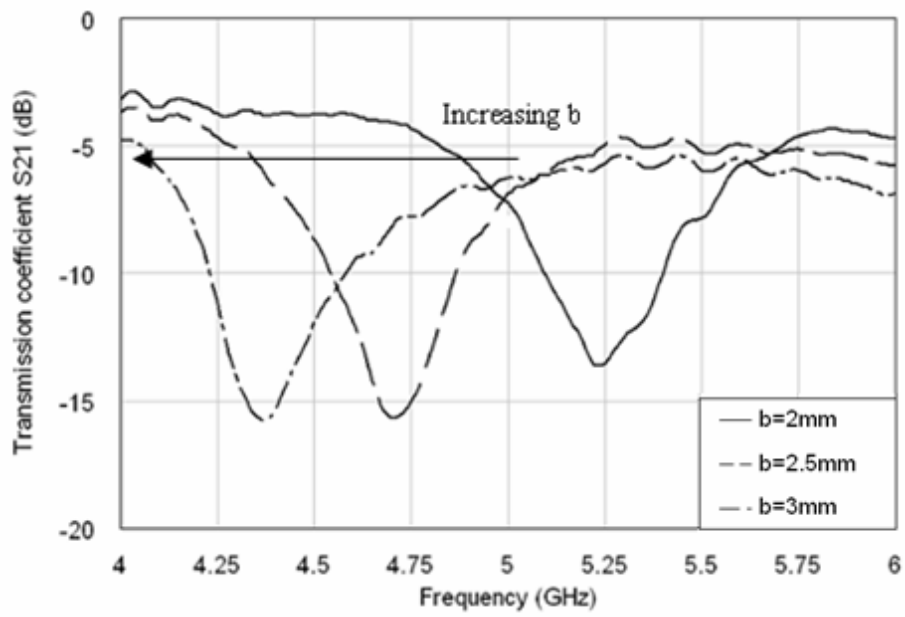


(b)

圖 3.4 參數 a (a)模擬結果 (b)實作結果之量測分析圖



(a)



(b)

圖 3.5 參數 b (a)模擬結果 (b)實作結果之量測分析圖

參數 c 之模擬與實作量測分析：

測試條件：固定參數 a 、 b 、 i 、 l ，同表 (3-1) 所述。

當參數 c 改變範圍從 3.4 mm 到 4.4 mm，間格 0.5mm 增加，亦觀察模擬與實作量測的 S21 在工作頻率 5.25GHz 下，其隔離度亦為 10 dB 以下，如圖 3.6。另參數 c 隨著間格值的增加頻率會往低頻走，原因為當長方型金屬線變長，平行電板變大電容值會增加，相對結構之等效電容也會明顯增加，頻率變小即往低頻走。

改變 L 型 meander pattern slot(曲折型槽) 結構

模擬與實作量測分析：


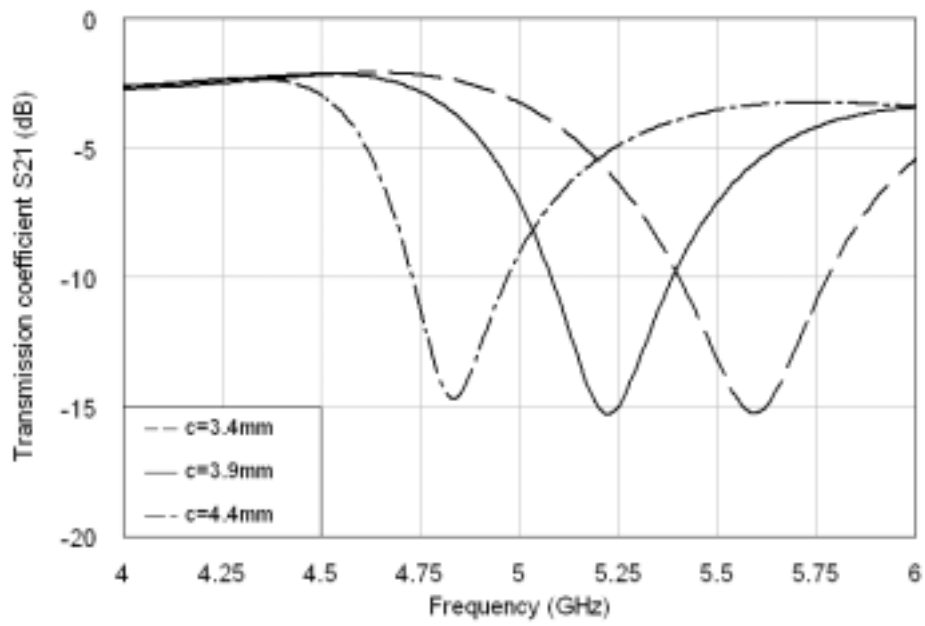
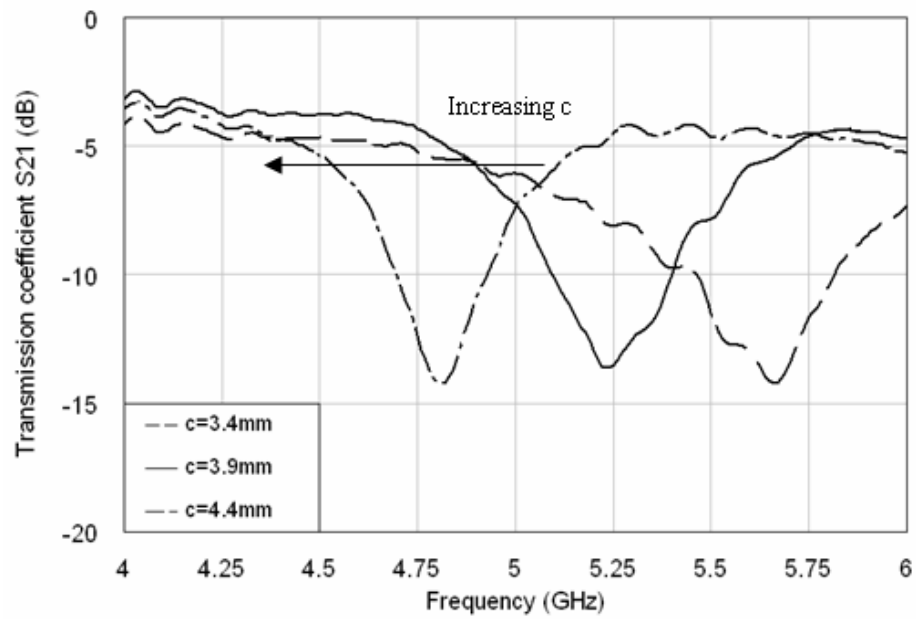


圖 3.7.(a) 為三種不同密度之曲折線結構。圖 3.7.(a) 結構 1 為 L 型凹槽，圖 3.7.(a) 結構 2、3 為增加曲折線密度。一開始印刷式電流扼流圈(printed current choke)設計為圖 3.7.(a) 結構 1 為 L 型凹槽，為能再縮小尺寸，便試著將原 L 型凹槽改為 L 型曲折線凹槽圖 3.7.(a) 結構 2、3。在開始模擬過程中曲折線密度位置並非為圖 3.7.(a) 結構 3 所示，若曲折線密度位置選在其它位置，一樣在 L 型凹槽上，雖然也是增加曲折線密度，即增加電流路徑長度，理論上電感量增加共振頻率會往低頻方向，但發現對共振頻率的調整卻是調不太動。便無法在進步縮小尺寸。為了解原因便從模擬的電流分佈觀點來解釋：由測試結構之電流模擬結果，電流強度集中在上層長方型金屬線跟底層接地層之間因為有耦合效應(Coupling)，當將曲折線密度位置設計在此附近位置如結構 3，便可容易調整頻率點。

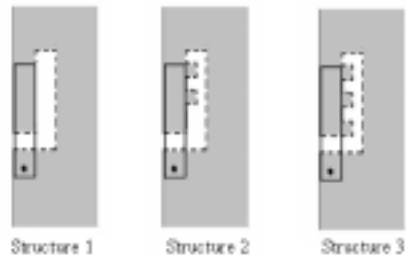


(a)

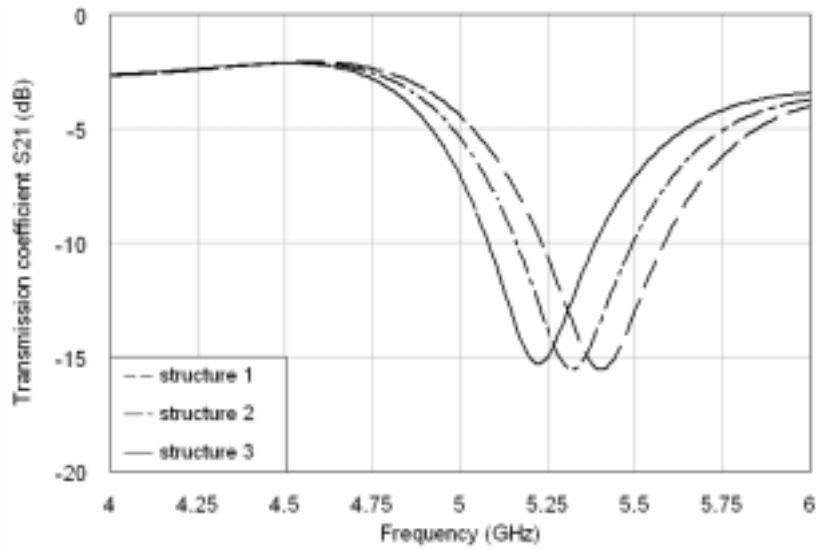


(b)

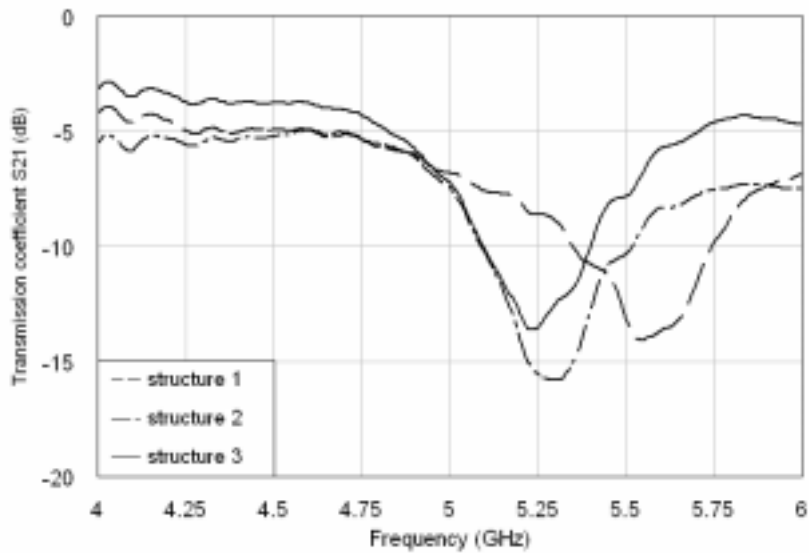
圖 3.6. 參數 c (a)模擬結果 (b)實作結果之量測分析圖



(a)



(b)



(c)

圖 3.7. L 型 meander pattern slot (曲折型槽) (a)不同曲折線密度結構

(b)模擬結果 (c)實作結果之量測分析圖

反射損失之模擬與實作量測分析：

從本章節一開始，由理論上得知 LC 並聯諧振其等效電路為一開路結構。為了進一步分析是否為等效開路。由傳輸線原理得知開路時反射係數 $\Gamma = 1$ ， $SWR = \infty$ ，在史密斯圖上開路之相位為 0 度。

圖 3.8 為圖 3.3 (a) 3D 測試架構不包含下面 FR4 基板電流扼流結構 S 參數模擬與實作量測結果。從埠 1 看入的反射損失(S11) 在設計的工作頻率 5.25Ghz 其模擬與實作都有匹配到 50Ω 饋入。在 S21 部份，其模擬與實作有 3~ 4dB loss，在圖 3.3 (a) 這樣架構不包含下面 FR4 基板電流扼流結構有漏電場，埠 1 到埠 2 能量有損耗，在此吾等所注意仍在於設計的電流扼流結構頻率是否正確，至於測試架構介入損失(insertion loss)不再探討範圍。

圖 3.9 為圖 3.3 (a)電流扼流結構測試架構雙埠反射損失模擬與實作量測結果。測試條件：固定參數同表 (3-1)所述。

一開始在模擬與實作量測從埠 1 饋入，結果時相位離 0 度差約負 40 度，以開路為參考平面往信號源方向移動，在史密斯圖上來看為順時鐘轉會看到負相位，意思是說原參考平面離電流扼流結構開路點還有一段傳輸線距離，因此參考平面要做調整如圖 3.10 (a)。RP1(Reference Plane 1)為信號從埠 1 饋入調整後的參考平面，RP2(Reference Plane 2)為信號從埠 2 饋入調整後的參考平面。參考平面的調整使用 TRL 來校正。圖 3.10 (a)觀察到發現從不同埠饋入其開路參考平面位置不一樣，在於電流扼流結構為非對稱性，不同埠看入反射損失大小會一樣，但相位為設計於零度有開路表現，參考平面就會要調整其結果可由模擬觀察到，在實作過程發現其開路參考平面位置不是很容易量測到，其結果相位都是接近於零度。

圖 3.9.為電流扼流結構測試架構雙埠反射損失在圖 3.10 (a)調整後的參考平面條件下之模擬與實作量測。(a)與(c)反射損失大小量測，粗虛線位置為欲設計之共振頻率點 5.25GHz，S11 與 S22 大小約 3dB 左右，也就是說雙埠網路測試架構有一半的能量進入扼流結構，一半能量損耗掉如圖 3.8.內容所述這樣架構下埠 1 到埠 2 能量會有損耗。而進入的能量又是如何運作?以電路觀點來解釋：因為 LC 並聯電感跟電容相位差 180 度，所以流經電感跟電容的電流方向會相反所以能量會互相抵消。從模擬的電流分佈來看：流入的電流在路徑上形成一個環路(loop)，電流在裏面一直繞，能量一直損耗掉。(b)與(d)反射損失相位量測，粗虛線位置為欲設計之共振頻率點 5.25GHz，S11 與 S22 相位負的角度約接近 0 度左右，因此整體運作上扼流結構像扮演緩衝器(buffer)的角色，類似開路扼流結構(open-like choke)。

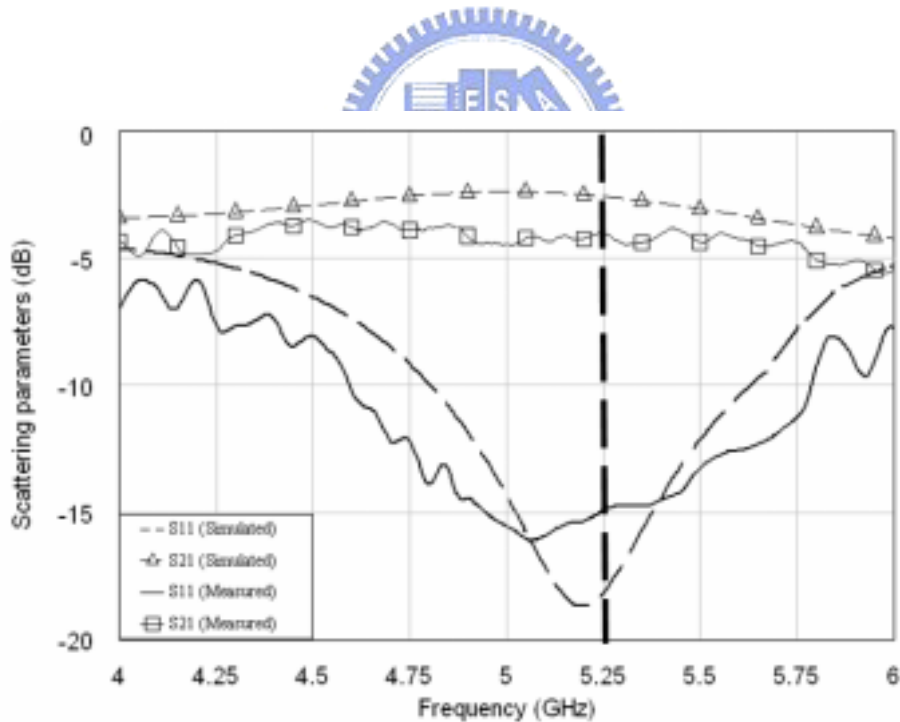
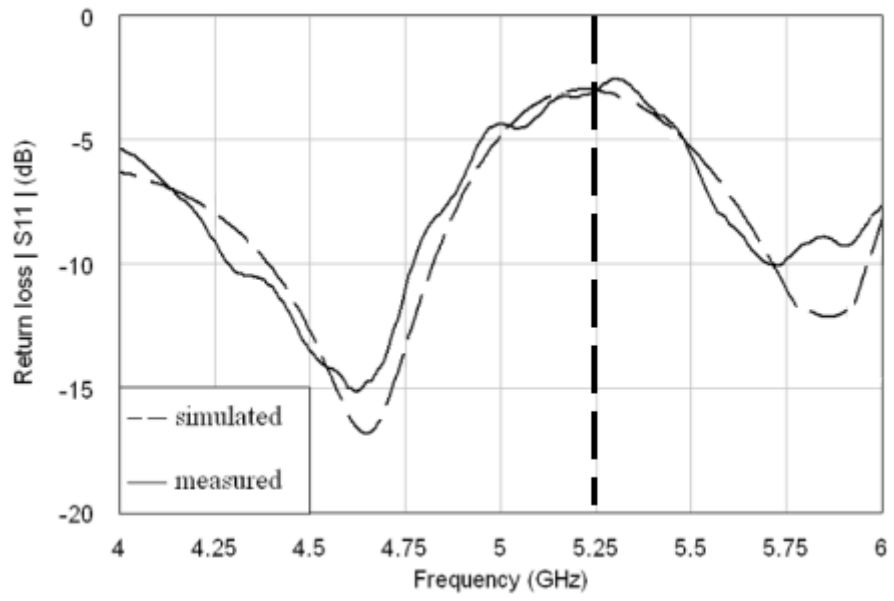
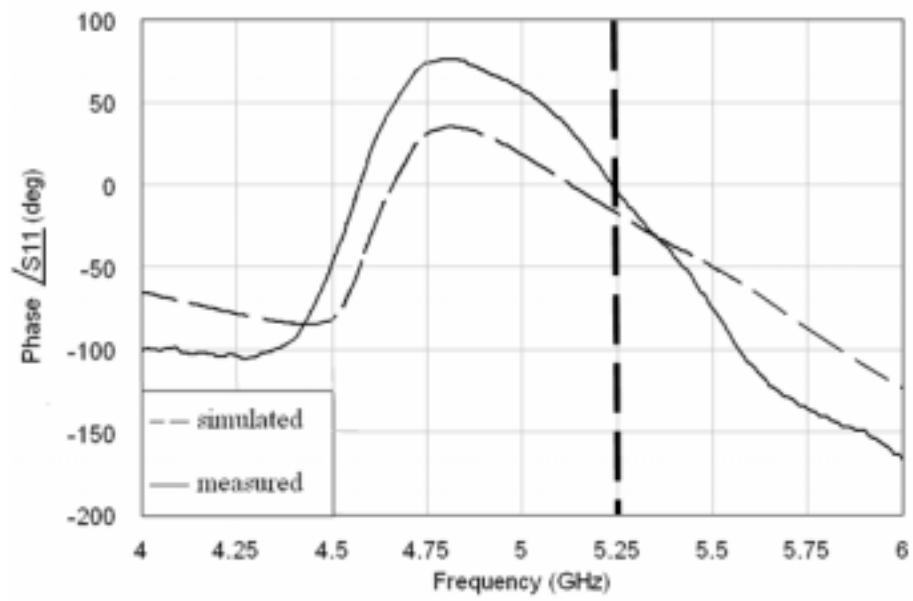


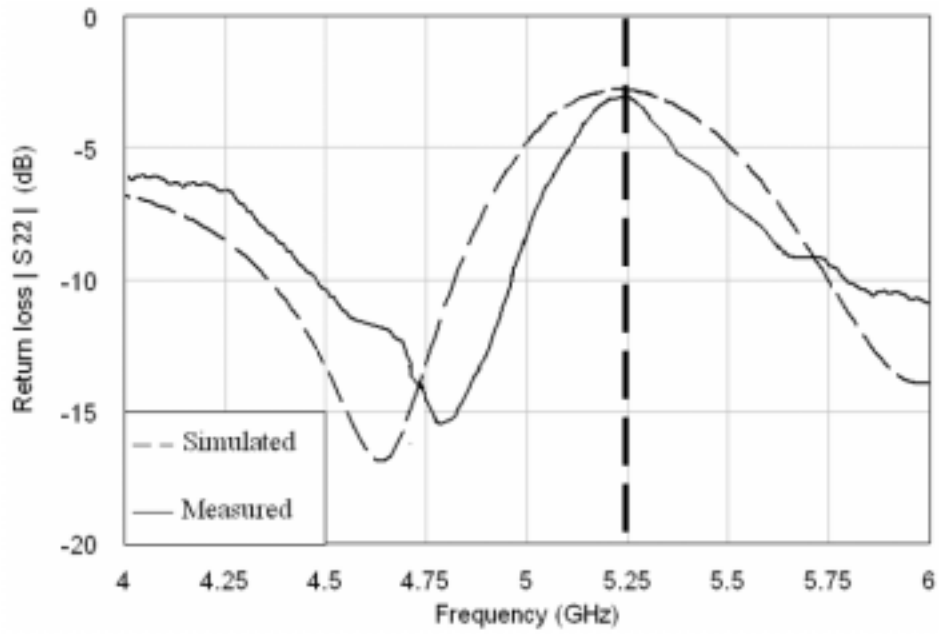
圖 3.8 測試架構(不含電流扼流結構)之 S 參數圖



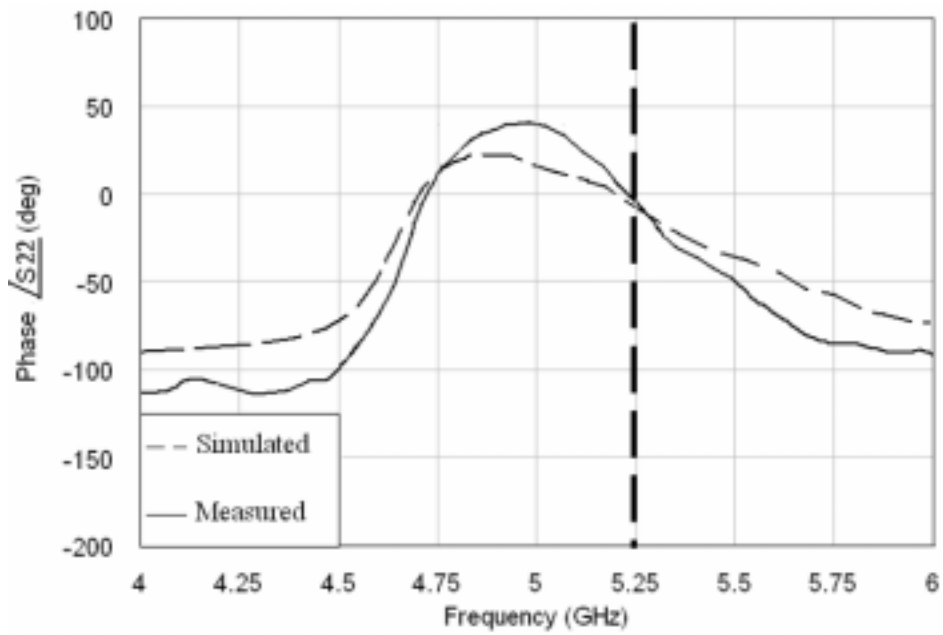
(a)



(b)

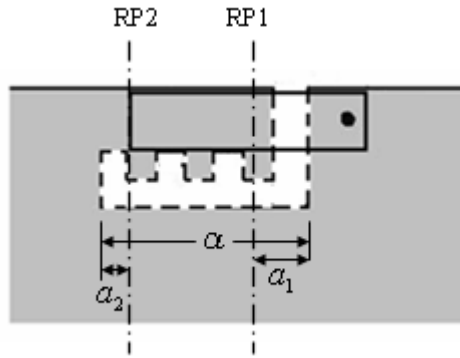


(c)



(d)

圖 3.9 電流扼流結構測試架構雙埠網路反射損失模擬與實作
 (a) S11 大小 (b) S11 相位 (c) S22 大小 (d) S22 相位之結果量測分析圖



(a)



(b)



(c)

圖 3.10 電流扼流結構圈測試架構實作照片圖 (a)參考平面示意圖

[$a_1=0.9\text{mm}$, $a_2=0.5\text{mm}$ a 參數同表(3-1)] (b)正面 (c)背面

第四章 縮小化電流扼流結構之應用

本章節將介紹縮小化地面電流扼流結構(printed ground plane current choke)的兩種應用。4.1 節應用上將以目前無線區域網路卡 USB Dongle [10]作為基本大小，尺寸約 $60\text{mm} \times 20\text{mm}$ ，來進行模擬分析與實作量測。參考天線的選擇上以倒 L 型單極天線來幫助了解整個設計流程。單極天線的基本原理在第一章已有論述過在此不再多做討論。4.2 節為改善隔離度應用。基材選用為 FR4，板厚為 0.8mm，材料規格如第三章所述。模擬軟體使用 Zealand IE3D。

4.1 減少行進波在地面的影響之應用

4.1.1 倒 L 型天線之模擬與實作量測分析

圖 4.1 為倒 L 型天線(inverted-L antenna) 應用示意圖。天線工作頻率在 5.25GHz，天線長度為工作頻率波長的 $1/4$ ，倒 L 型天線置放於基板上層中間位置。基板底層為接地平面其尺寸約 $L \times W=50 \times 20$ (mm)。饋入部份用 50Ω coax cable 饋入，地線走在接地層，火線經由貫穿孔(through hole) 接到天線本體。因為倒 L 型天線只作為參考天線，固詳細天線設計不多做說明。之後章節內容只針對天線輻射場型(radiation pattern)和電流分佈(current distribution)多做討論。

圖 4.2 倒 L 型天線 Return loss 模擬與實測圖。S11 在 5.25GHz 實有低於 10 dB 以下。

接下來為倒 L 型天線輻射場型量測。

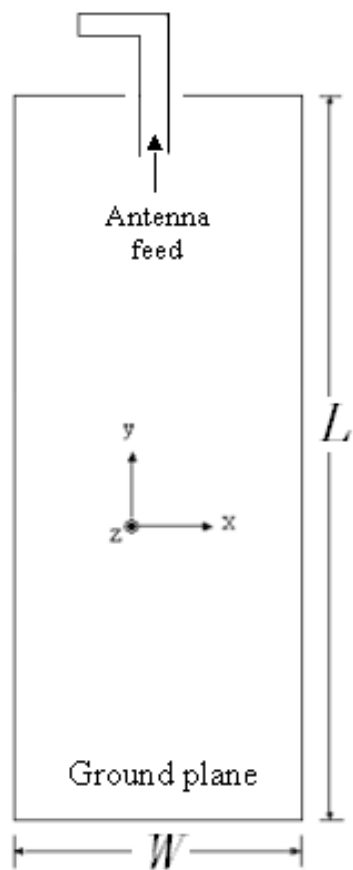


圖 4.1 倒 L 型天線應用示意圖

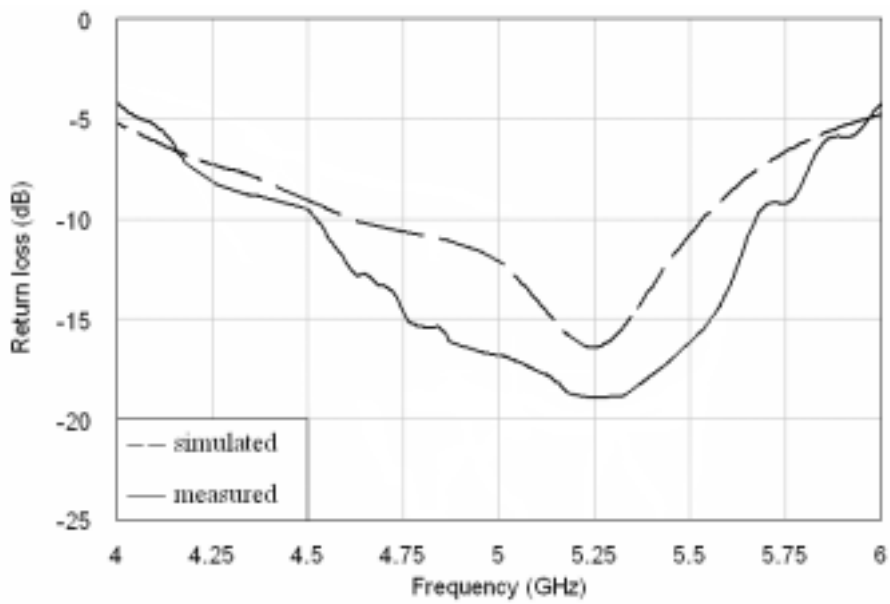


圖 4.2 倒 L 型天線反射損失模擬與實測圖

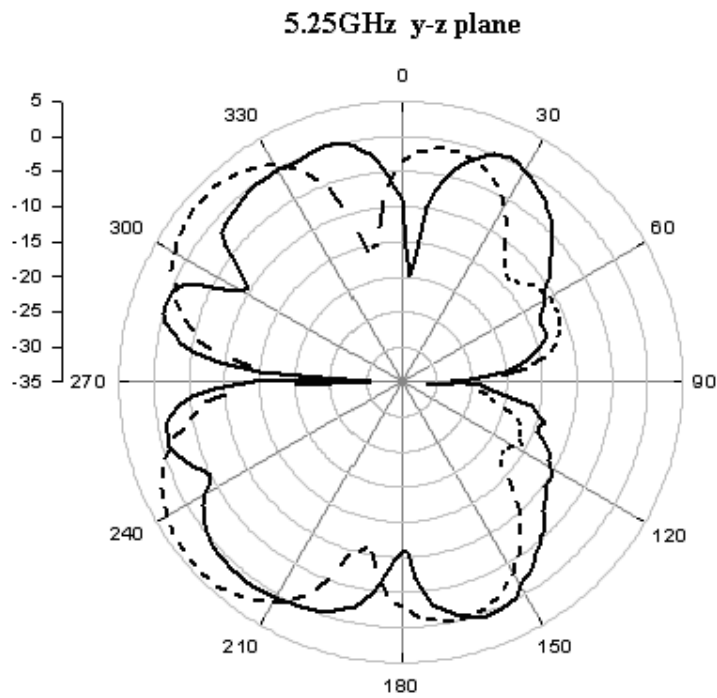
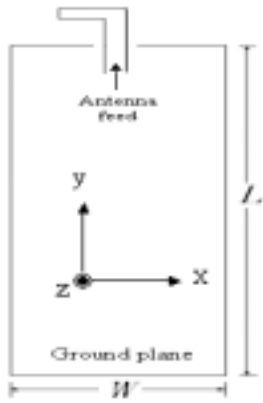


圖 4.3 倒 L 型天線，天線輻射場型，Y-Z 平面，模擬與實作結果量測
(實線為實作，虛線為模擬)。

由圖 4.3 觀察發現模擬與實作量測結果 Y-Z 平面的輻射場型明顯往負 Y 軸(-Y)方向偏，也就是天線能量往接地層的方向打。而造成輻射場偏的原因為何？因為天線會在基板邊緣感應出電流，導致天線感應電流會以行進波的形式沿著接地層往負 Y 軸(-Y)方向流。感應電流隨著往負 Y 軸(-Y)移動其相位呈現負值即相位延遲(phase delay)，以天線陣列原理解釋如第一章節內容所述，其基板邊緣感應的電流可以看成由許多小段電流所組成，每一段電流即是個有相位差輻射單元，

在空間中某一個角度會使各個輻射單元輻射出去的電磁波相位一致，產生電磁場同相位(in phase)疊加效果，造成所看到如圖 4.3 結果，天線輻射場型往負 Y 軸一邊偏形成行進波天線效應。

如前面所說天線感應電流是以行進波的形式前進，在倒 L 型天線電流分佈圖可得知。

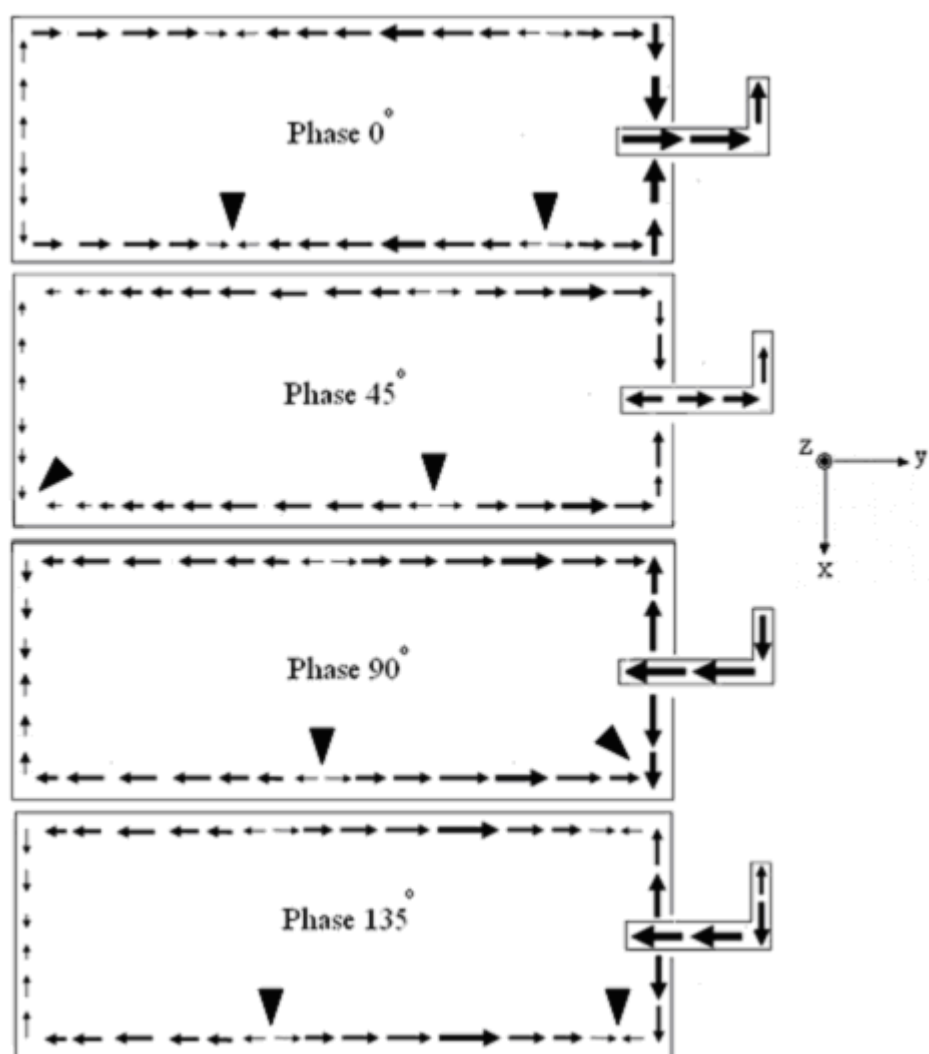
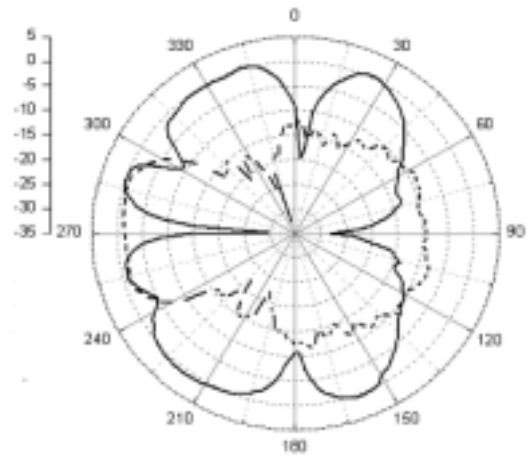
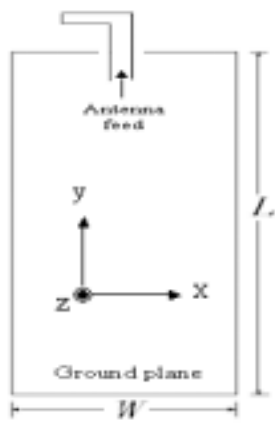


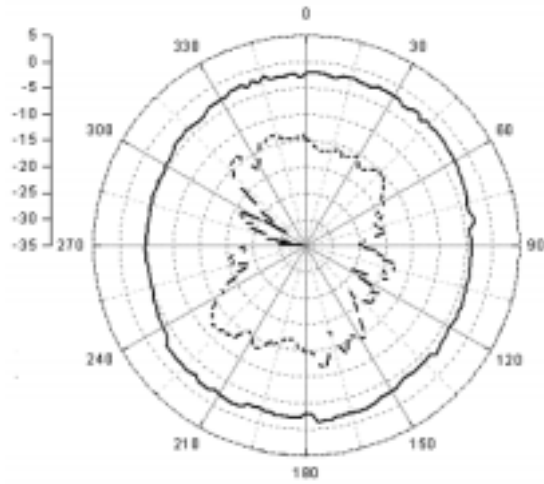
圖 4.4 饋入不同輸入相位電流分佈圖

行進波的敘述可參閱第一章內容中論述。從圖 4.4 來看，倒三角型標示符號所標示位置為不同輸入相位 0、45、90、135 之零點(null)位置，隨著波的行進(假設以負 Y 方向前進)，當輸入相位改變其零點的位置也跟著行進方向移動。所以波的型式是行進波，波往負 Y 方向前進，電流大小漸衰減。也因如此天線輻射場型才會偏。另外 PCB 板中間電流部份相較於板邊電流小很多因此不特別標示出來，吾等觀察重點在板邊感應電流。接地平面存在除了改變天線場型，工作頻率也會受影響再設計上需考量進去[11]。

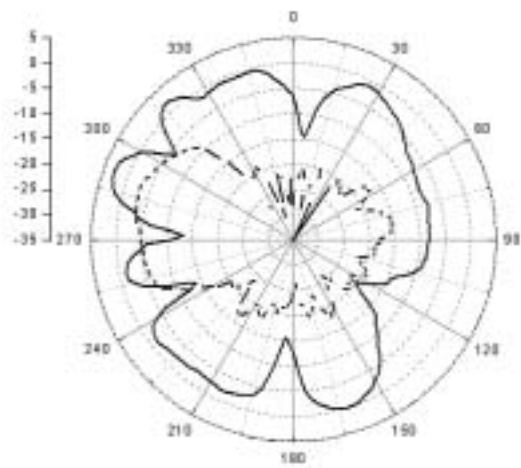




(a) Y-Z 平面



(b) X-Z 平面



(c) X-Y 平面

圖 4.5 倒 L 型天線 5.25GHz 天線輻射場型三個不同平面實作結果量測 (a)Y-Z
(b)X-Z (c)X-Y；(實線為 co-pol，虛線為 cross-pol)

底下圖 4.6 為天線陣列輻射場角度示意圖，經由輻射場角度數學簡易計算對上述結果作驗證：

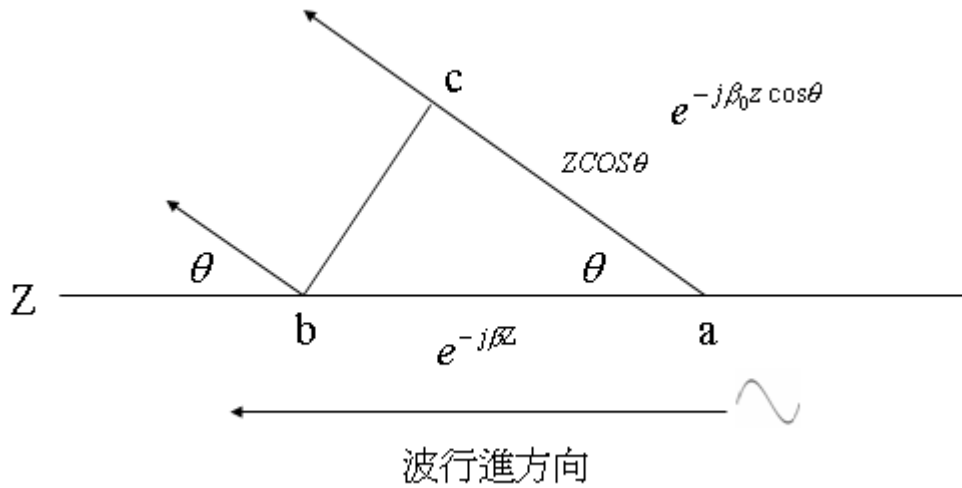


圖 4.6 天線陣列輻射場角度示意圖

定義如下：

λ : 行進波波長 (= 52 mm)。

根據電流分佈圖之零點相對距離(等於 $\frac{\lambda}{2}$)來決定的波長

β : 行進波相位常數。

ϵ_r : 相對介電常數 (= 4.4)。

λ_0 : 波長。

β_0 : 相位常數。

\overline{bc} : 空間中電磁場同相之平面。

θ : 空間中電磁場同相疊加之角度。

頻率: 5.25GHz。

假設波往 Z 軸方向行進，波在 a 點與 b 點位置路徑相位差 βZ ，波在 a 點與 c 點位置路徑相位差 $\beta_0 Z \cos \theta$ 。如圖 4.6。

a 點位置的電磁波走到 b 點時相位 $e^{-j\beta Z}$ ， a 點位置的電磁波在空間中以 θ 角走到 c 點時相位 $e^{-j\beta_0 Z \cos \theta}$ ，剛好在 \overline{bc} 平面之電磁波相位同相。

$$\text{因此 } \beta Z = \beta_0 Z \cos \theta, \quad \cos \theta = \frac{\beta}{\beta_0} = \frac{\lambda_0}{\lambda}, \quad \lambda_0 = \frac{30}{f \sqrt{\epsilon_r}} = 27.88 \text{mm}, \quad \lambda = 52 \text{mm},$$

$$\theta = \cos^{-1} \frac{27.88}{52} = 57.57^\circ, \quad 360^\circ - 57.57^\circ = 302.42^\circ.$$

計算出來的角度約接近圖 4.3 輻射場型最大方向角度。

在此補充說明上述計算出來的角度與實際量到的場型最大方向角度會有誤差，因為吾等只考慮基板邊緣上感應電流的效應，未有把倒 L 型天線考量進來。



在某些應用上如智慧型天線 (smart antenna) [12]，輻射場型往某一角度偏是好的結果但在如圖 4.1 所示應用之下就是不好的結果。一來信號透過天線轉成電磁波沒有正確往正 Y 軸方向傳送，二來往負 Y 軸方向的電磁能量會干擾高頻電子電路系統，降低電磁相容性。這些缺點對整個系統特性為一大缺失。為了改善這個缺點下一節將利用縮小化地面電流扼流結構來改進。

4.1.2 倒 L 型天線加地面電流扼流結構之模擬與實作量測分析

圖 4.7 為倒 L 型天線(inverted-L antenna)加電流扼流結構應用示意圖。天線工作頻率在 5.25GHz，天線長度為工作頻率波長的 1/4，倒 L 型天線置放於基板上層中間位置。基板底層為接地平面其尺寸約 $L \times W=50 \times 20$ (mm)。電流扼流結構放置於距基板上邊緣距離 l_d ， $l_d=13.8\text{mm}$ ， l_d 的選擇在圖 4.12 參數 l_d 模擬結果分析圖會有論述。饋入部份用 50Ω coaxial cable 饋入，地線走在接地層，火線經由貫穿孔(through hole via) 接到天線本體。

圖 4.8 為倒 L 型天線加電流扼流結構反射損失模擬與實測圖。S11 在 5.25GHz 低於 10 dB 以下。

接著觀察加入 open-like 電流扼流結構的電流分佈圖，是否能有效阻隔接地層上肢感應電流，天線輻射場型不再往-Y 軸方向偏，電流分佈圖如圖 4.9。



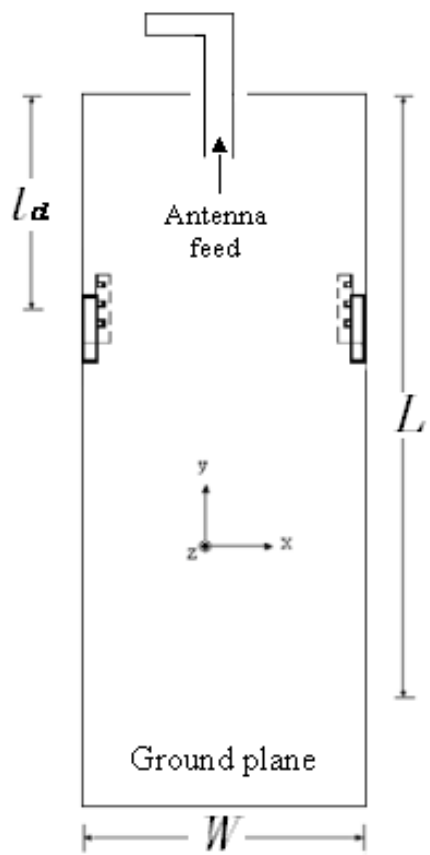


圖 4.7 倒L型天線加電流扼流結構應用示意圖

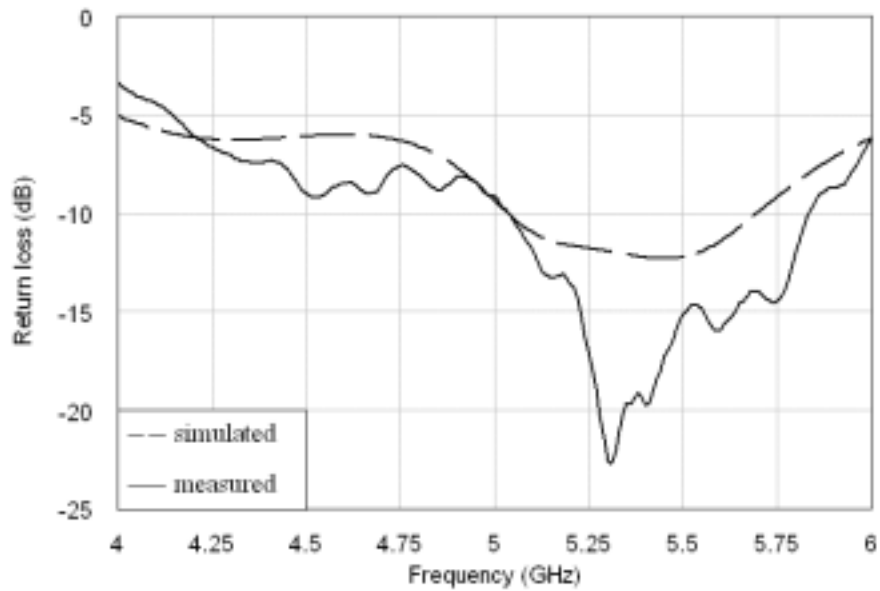


圖 4.8 倒L型天線加電流扼流結構反射損失模擬與實測圖

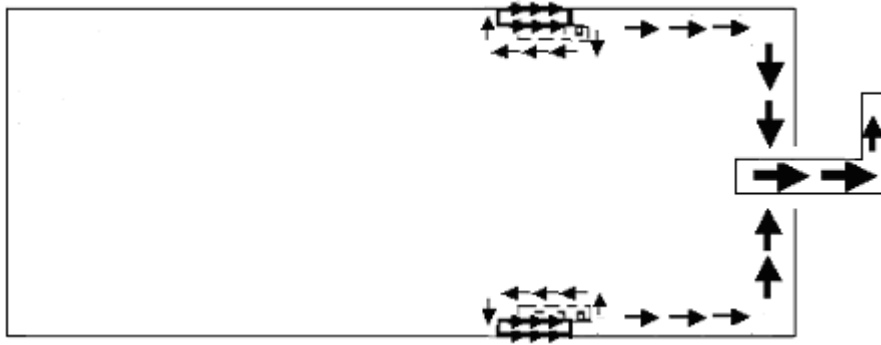


圖 4.9 饋入輸入 0° 相位電流分佈圖

由電流分佈圖來看，箭頭符號粗細表電流值大小，天線到電流扼流結構的電流分佈類似弦波型式，在電流扼流結構的電流密度較高較集中，扼流結構左邊的電流部份相較於結構右邊電流小很多不特別標示出來。電流進入電流扼流結構前與出電流扼流結構後，感應電流大小相對比較起來就明顯差很多，進入電流扼流結構的電流一直沿環路迴路繞，能量一直損耗，結果如前一章節模擬與實作量測結果所述確能阻隔流過的電流。另外 PCB 板中間電流部份相較於板邊電流小很多也不特別標示出來，接著在來看天線輻射場型是否不再往接地層（負 Y 軸）方向偏，進而改善圖 4.3 倒 L 型天線天線輻射場型。

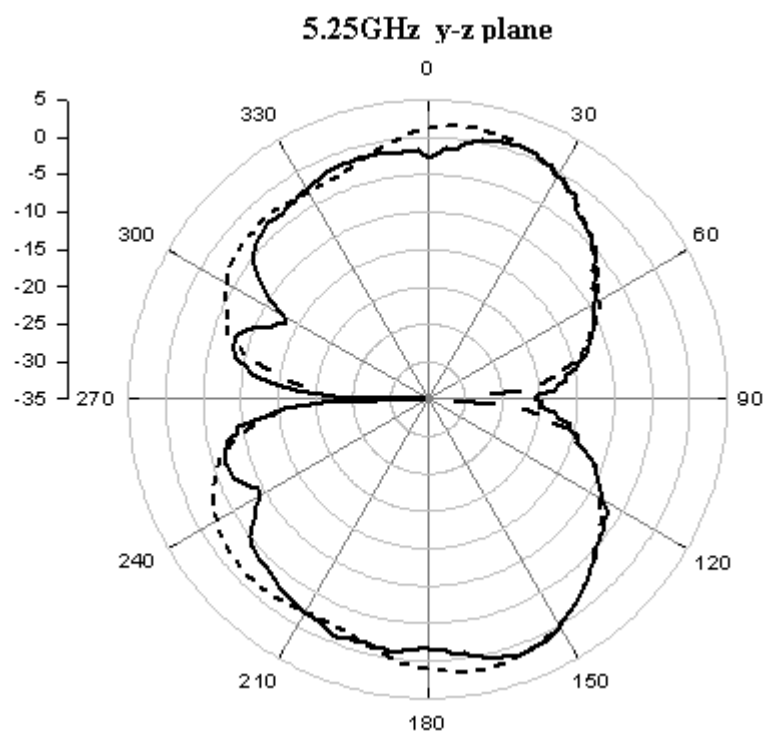
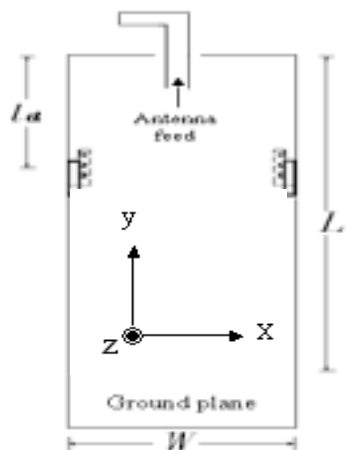
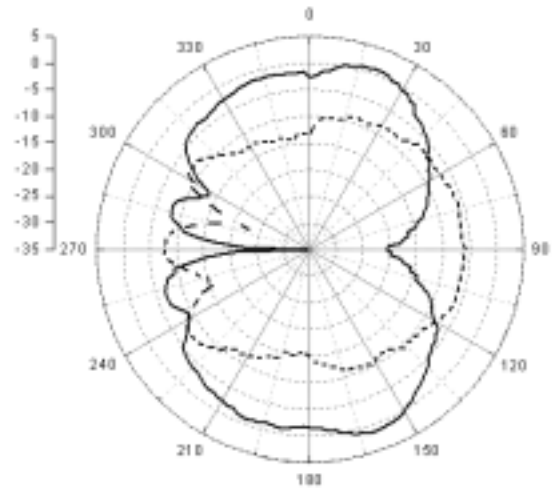
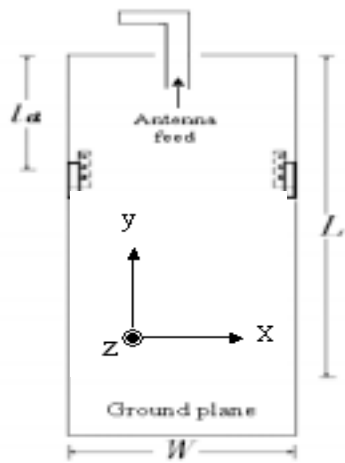
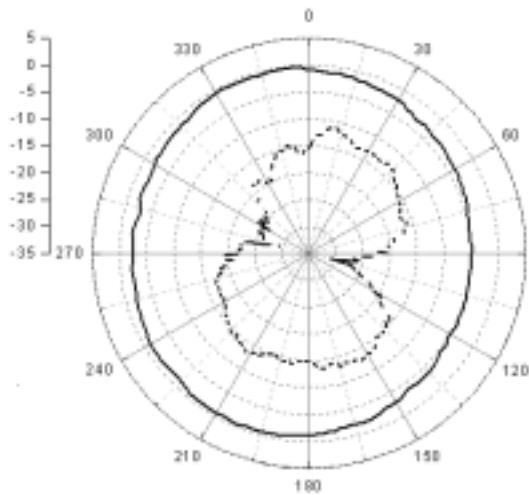


圖 4.10 倒L型天線加電流扼流結構，天線輻射場型，Y-Z 平面，模擬與實作結果量測；(實線為實作，虛線為模擬)

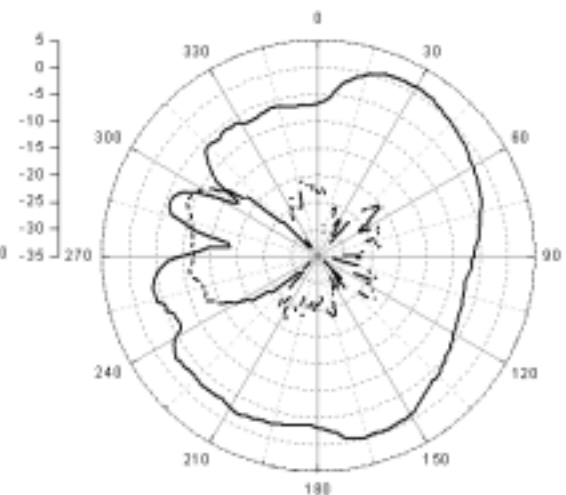
由圖 4.10 觀察發現模擬與實作量測結果 Y-Z 平面的輻射場型明顯往正 Y 軸(+Y) 方向偏，也就是天線能量沒有往接地層的方向打。縮小化電流扼流結構作用進一步得證。



(a) Y-Z 平面



(b) X-Z 平面



(c) X-Y 平面

圖 4.11 倒 L 型天線加電流扼流結構 5.25GHz 天線輻射場型三個不同平面實作結果量測。(a) Y-Z. (b) X-Z. (c) X-Y ; (實線為 co-pol , 虛線為 cross-pol)

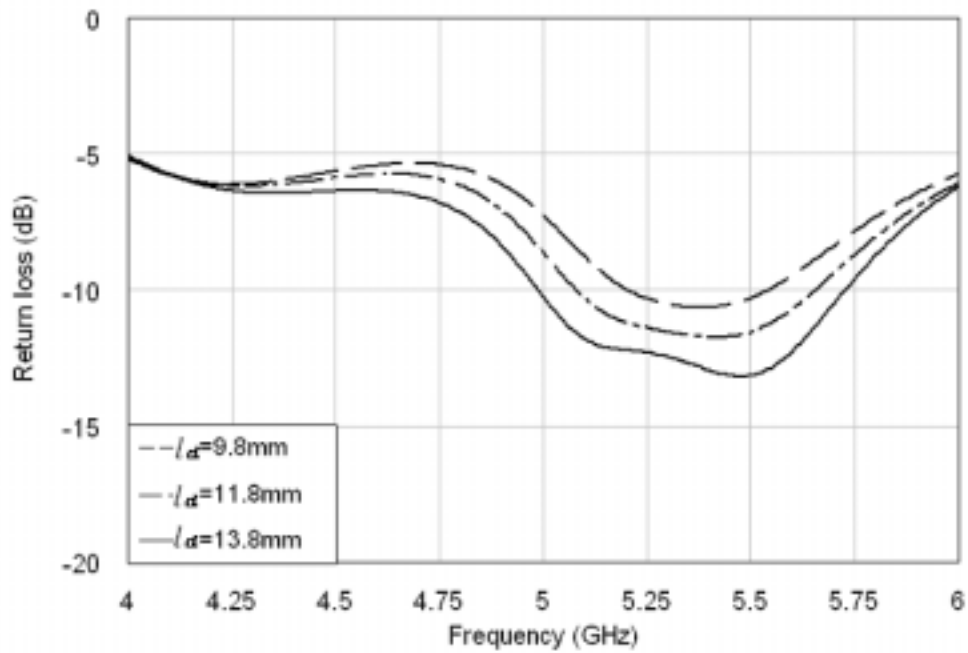


圖 4.12 參數 l_d 模擬結果分析圖

為決定電流扼流結構在接地層的位置，藉由觀察 l_d 參數變化、電流分佈和輻射場型的模擬結果。從圖 4.12 可知當 l_d 值變小即越靠近天線端 return loss 變差，且因感應電流路徑變短，頻寬著變小，增益也受影響。在應用上會因為天線耦合關係，扼流結構越靠近天線輸入阻抗匹配上需有所調整，也就是會動到天線本體的設計，方能將輸入阻抗補償回來。參數 $l_d = 13.8\text{mm}$ 的選定只是幫助了解在電流扼流結構的應用上 l_d 所可能會造成的影響。

4.2 增加天線間的隔離度之應用

4.2.1 基本設計架構跟模擬與實作量測分析

一般增加隔離度應用上會因天線電流分佈狀況調整天線位置方向[13]或在天線間利用 $\lambda/4$ 結構阻隔電流[14]，藉以達到增加隔離度。

圖 4.13 為本論文增加天線間隔離度，另一設計示意圖。使用兩根倒 L 型天線定為天線 1 跟天線 2 天線，工作頻率在 5.25GHz，天線長度為工作頻率波長的 1/4，倒 L 型天線置放於基板上層，其天線間距為 l_s ， $l_s = 12.5\text{mm}$ 。縮小化電流扼流結構置放於與天線距離為 $l_g = 5.65\text{mm}$ 的位置。基板底層為接地平面其尺寸約 $L \times W = 40 \times 90\text{ (mm)}$ 。天線饋入部份用 50Ω coaxial cable 饋入，地線走在接地層，火線經由貫穿孔(through hole via) 接到天線本體。因為倒 L 型天線只作為參考天線，固詳細天線設計不多做說明。

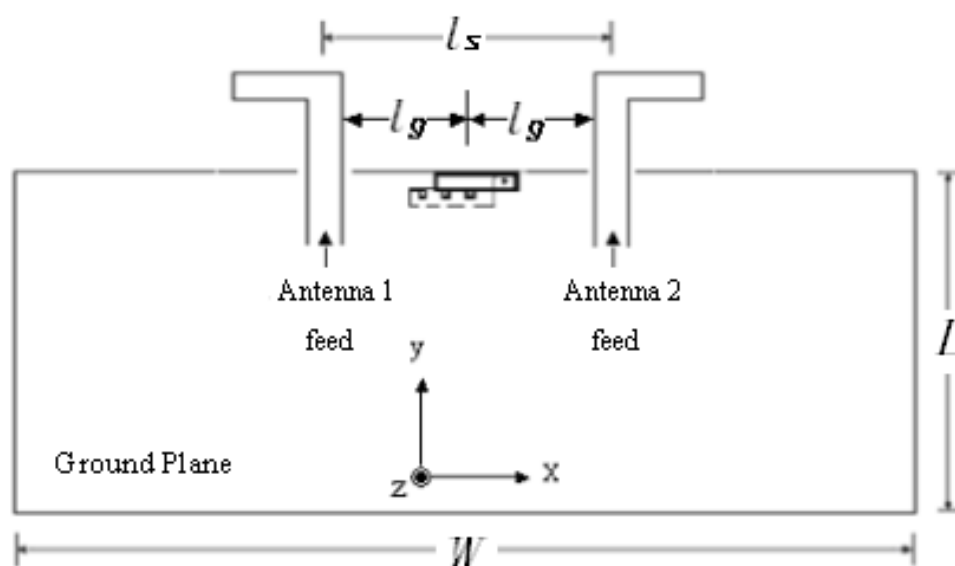
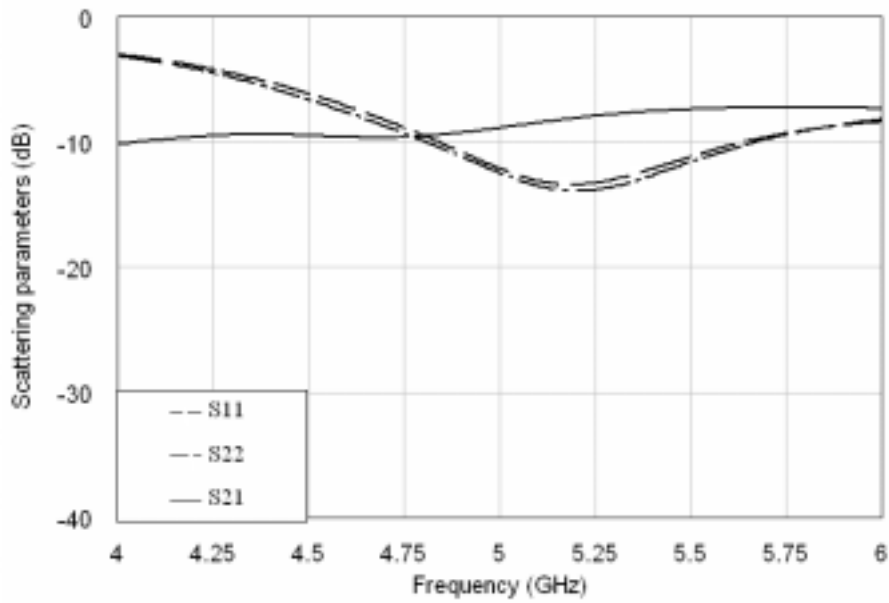
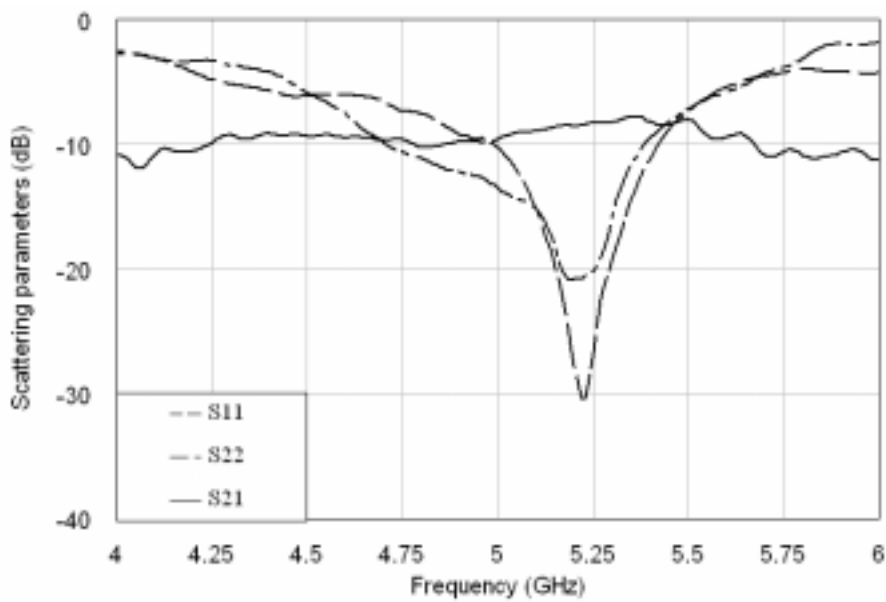


圖 4.13 天線間隔離度基本架構應用示意圖



(a)

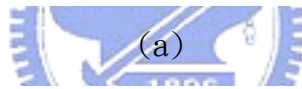
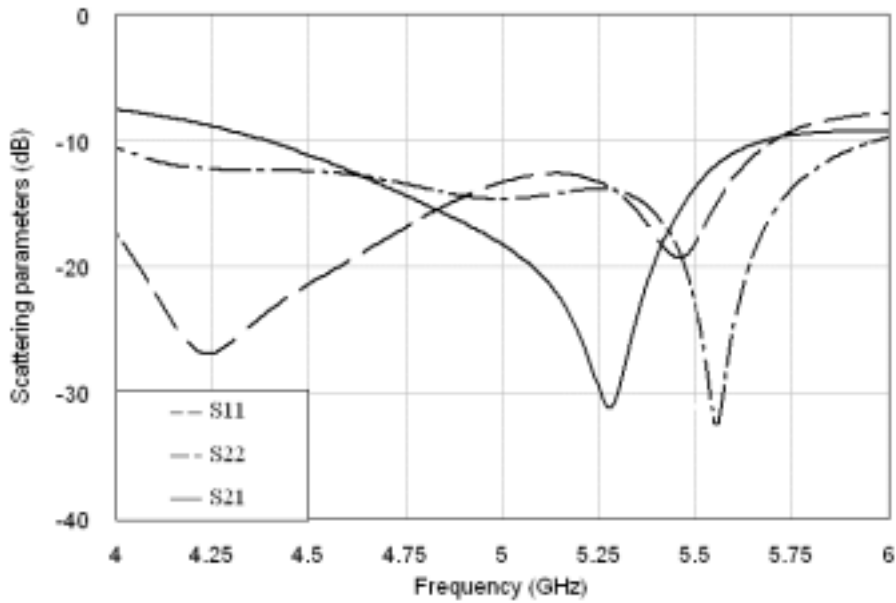


(b)

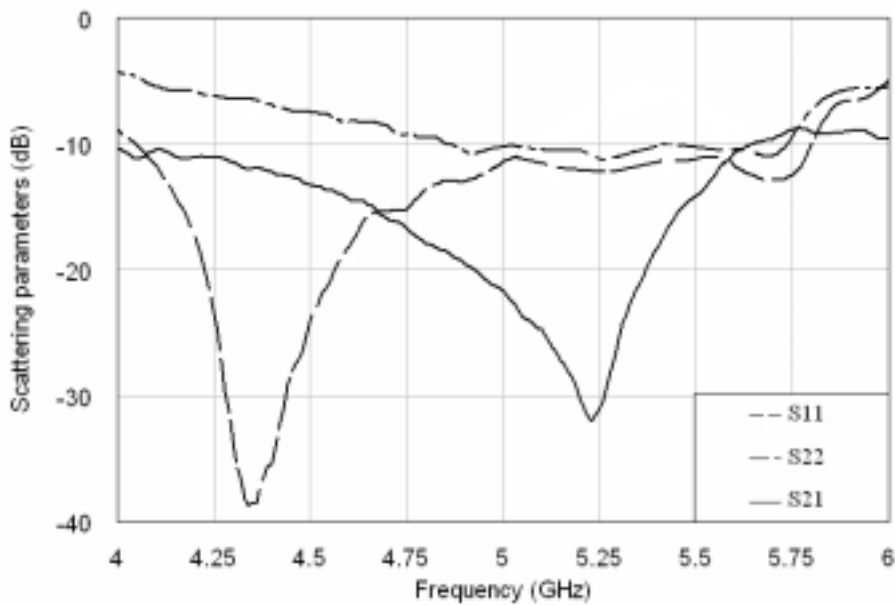
圖 4.14 倒 L 型天線 S 參數 (a)模擬結果 (b)實作結果之量測分析圖

圖 4.14 為天線間沒有置放縮小化電流扼流結構狀況下，倒 L 型天線之天線 1 的 return loss (S11) 與天線 2 的 return loss (S22) 及隔離度(S21)量測。發現天線隔離度(S21)在 5.25GHz 沒有掉到 10dB 以下，因此天線耦合效應對天線特性如輸入阻抗、頻寬、增益、輻射場型都會直接影響。在無線通訊系統應用

上，當天線 1 發射信號時信號會耦合到天線 2，天線 2 會將耦合信號當成接收信號回授到系統裏，進而對高頻信號及特性產生干擾。在空間與面積都有限的小型化系統裏越容易發生。對此便將縮小化電流扼流結構設計在天線之間來增加隔離度。



(a)



(b)

圖 4.15 倒 L 型天線之隔離度 S 參數 (a)模擬結果 (b)實作結果之量測分析圖

圖 4.15 為天線間置放縮小化電流扼流結構狀況下，倒 L 型天線之天線 1 的 return loss (S11) 與天線 2 的 return loss (S22) 及隔離度(S21)量測。發現天線隔離度(S21)在 5.25Ghz 約掉到 32dB，跟圖 4.14 相比較，縮小化電流扼流結構設計在天線之間有作用。電流扼流結構靠近天線本體，此天線阻抗會受到影響需要做阻抗匹配調整。



第五章 結論

本論文中就縮小化地面電流扼流結構提出了印刷式設計方法。利用 LC 並聯共振在系統接地平面不用任何被動元件，用印刷式結構產生電感跟電容效應，面積上跟傳統用 $\frac{\lambda}{4}$ 傳輸線來比更有彈性，成本也降低，製作上更簡便。在無線網路卡應用上使用頻段越高頻，天線輻射場往接地面傾斜越明顯，EMI 和 EMC 效應相對增加跟降低。在研發過成會更加複雜化需多花時間跟人力去解決。隨著 802.11n 應用[15]快速成長，天線架構至少使用兩根天線，單天線架構趨勢已不再，為提高資料傳輸率多天線結構就會常用到，所沿伸的問題就更麻煩耦合效應也更易發生。從論文應用部份，在隔離度問題上就可以使用。由於縮小化電流地面扼流結構像開路(open-like)在設計上就有許多應用。若設計在低頻上的地面電流扼流結構，電容跟電感效應就不容易產生，會佔更大面積，因為電容跟電感是基於增加長方形金屬線面積對地產生耦合跟蝕刻接地面凹槽，這時需配合電容元件或電感元件來設計。希望藉由本論文微波縮小化電流地面扼流結構的提出，在其它頻段設計創造更多設計及應用空間。

參考文獻

- [1] C. W. Ling, C. Y. Lee, C. L. Tang, and S. J. Chung, "Analysis and Application of an On-Package Planar Inverted-F Antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 55, no. 6, June 2007.
- [2] C. C. Lin, S. W. Kuo, and H. R. Chunang, "A 2.4-GHz Printed Meander-Line Antenna for USB WLAN With Notebook-PC Housing," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 15, no. 9, September 2005.
- [3] C. H. Chang, and K. L. Wong, "Surface-Mountable EMC Monopole Chip Antenna for WLAN Operation," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, no. 4, April 2006.
- [4] C. M. Su, K. L. Wong, C. L. Tang, and S. H. Yeh, "EMC internal patch antenna for UMTS operation in a mobile device," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 53, no. 11, pp. 3836-3839, Nov. 2005.
- [5] H. Y. David Yang, "Analysis of RF Radiation Interference on Wireless Communication Systems," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 2, April 2006.
- [6] Peter Lindberg, and Erik Ojefors, "A Bandwidth Enhancement Technique for Mobile Handset Antennas Using Wavetraps," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, no. 8, August 2006.
- [7] W. L. Stutzman and G. A. Thiele, "Antenna Theory and Design," 2nd ed. , John Wiley, New York, ch.2 and ch.5 , 1998.
- [8] David. K. Cheng, "Field and Wave Electromagnetic,"
- [9] D. M. Pozar, "Microwave Engineering," 2nd ed. , John Wiley, New York, pp.306-313, 1998.

- [10] S. W. Su, J. H. Chou, and K. L. Wong," Internal Ultra wideband Monopole Antenna for Wireless USB Dongle Applications," *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, vol. 55, no. 4, April 2007
- [11] G. Tsachtsiris, C. Soras, M. Karaboikis, and V. Makios,"Ground Plane Effect on the Performance of a Printed Minkowski Monopole Antenna," *17th International Conference on Applied Electromagnetic and Communications*, 1-3 October 2003.
- [12] Jack H. Winters, "Smart Antennas for Wireless Systems," *IEEE Personal communications*, Feb 1998.
- [13] Y.Ge, K. P. Esselle, and T.S. Bird," compact diversity antenna for wireless devices," *Electronics Letters*, vol. 41, no. 2, 20th Jan 2005
- [14] M. karaboikis, C. Soras, G. Tsachtsiris, and V. Makios,"Compact Dual-Printed Inverted-F Antenna Diversity Systems for Portable Wireless Devices," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 3, 2004
- [15] K. Chung and J. H. Yoon,"Integrated MIMO antenna with high isolation characteristic," *Electronics Letters*, vol. 43, no. 4, 15th Feb 2007.
- [16] 羅清岳,"Smart GPS navigated antenna design and application in the market," <http://www.digitimes.com.tw>, 31 Jul 2006.
- [17] 傅柏森,"IC EMI designed and treated," *Electronics Testing Center Taiwan*.
- [18] Hofer, W. J. R,"Equivalent series inductivity of a narrow transverse slit in microstrip," *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.* Vol. 25, Oct. 1977, pp. 822-824