

小型化天線與分集天線設計與分析

Design and Analysis of Compact Antenna and Diversity Antenna for Wireless Communication

林丁丙*
Ding-Bing Lin*

林建宏
Jian-Hung Lin

盧子豪
Zih-Hao Lu

國立台北科技大學電腦通訊與控制研究所

摘要

本篇論文，將探討兩個天線主題，首先探討利用慢波效果設計小型化天線，在天線的兩端其中一端饋入，另一端短路，並且天線中央為開路耦合結構使得於共振頻率電流同相，經由蝕刻適當幾何結構於天線結構體會引進慢波效果，再調整蝕刻位置會改變慢波效果，量測結果發現在天線結構上電流分佈越大的地方能夠得到較明顯的慢波效果。較明顯的慢波效果就越能得到較低的共振頻率，因此經由慢波效應的慢波特性能縮小天線的長度，改變天線的寬和高也能降低天線長度。

本論文另提出適用於無線通訊之兩個切換輻射場型分集天線結構，第一個結構，由兩個相距 $\lambda/2$ 的平面天線組成的陣列天線，經由高頻二極體的切換同相及反相饋入至天線可以得到兩個不同陣列因子輻射方向，第二個結構用兩個比偶極天線長的細金屬放在距離偶極天線 $\lambda/4$ 的兩端，將兩個金屬的中間切斷並且將高頻二極體放置該處，當高頻二極體導通時，金屬呈現電感性的反射器，當不導通時呈現電容性的指向器，因此高頻二極體的切換就能切換天線輻射場型。經由提出的兩個切換輻射場型分集天線經由量測結果可以分別得到 0.0318 和 0.0837 低相關係數，利用高頻二極體的切換輻射場型的分集天線的優點是可以取代以往空間分集天線所需要的大空間及需要兩個天線饋入。

關鍵詞 (Keywords)：小型天線、慢波、分集天線、交換式波束天線。

投稿受理時間:93年10月1日

審查通過時間:93年12月10日

ABSTRACT

In this thesis, we will discuss two topics about antennas. First, the slow wave effects will be used to design the compact antenna. The elementary structure of the compact antenna is that shorting and feeding positions are located respectively on both sides of the designed antenna. The slow wave effect will be introduced by etching applicable geometric figures on radiator of the antenna and the slow wave effect can be changed by adjusting the etching position. The measurement results show that the significant slow wave effect is introduced, if the etching geometric figure on the radiator of the antenna is placed at the position where has large the current density. Then more obvious slow wave effect introduces the lower relative resonant frequency. So the antenna size can be reduced significantly by the introduction of slow wave property. Also, modifying the width and height of antenna is alternative way to reduce the size of antenna.

The other topic about antenna presented in this thesis will discuss two configurations of switched-beam diversity antennas for wireless communication. In the first configuration, two patch antennas separating $\lambda/2$ form a two elements antenna array. The feeding phases of each antenna element can be changed from in-phase to out-of phase by switching the appropriate pin-diodes on-off status. Then the array factor of the patch antenna array can be changed from end-fire direction to broadside direction. In the second configuration, two thin conductors are put on both sides of one dipole antenna and the both distances between each thin conductor and the dipole antenna are set as $\lambda/4$. For each thin conductor, there is a break point on the middle, then mount a pin-diode on the break point. Because the length of two thin conductors are longer than the length of the dipole antenna, two thin conductors will be equivalent as inductive reflector or capacitive reflector by switching the pin-diode to on or off status respectively. Hence, the main beams of this configuration can be switched and almost have 180° difference. For the above mentioned two configurations, the experiments show the switched-beams have low correlation coefficients 0.0318 and 0.0837 respectively. Only one feeding port is needed to configure the switched-beam antennas and the small distance between the array elements is needed to provide enough low correlation for the proposed configurations.

These above mentioned antenna configurations are suitable to design the practical wireless communication systems. This is major contributions in this thesis.

Keywords: Compact Antennas, Slow Wave, Diversity Antenna, Switched-Beam Antenna

壹、簡介

由於目前消費性電子一直以輕薄短小方便為訴求，所以行動通訊手機和無線區域網路存取系統也一直以這方向為努力目標。目前通訊基頻模組和射頻模組大部分

都利用積體電路化的技術使通訊產品輕薄短小，相對地積體電路技術較難應用於天線小型化之設計，設計小型天線成為目前消費性電子產品縮小的關鍵技術，小型天線的設計在無線通訊中是不可或缺的。

目前小型天線是以 PIFA(Planer Inverted

F Antenna)為主, PIFA 天線於文獻[1][2][3]已經有完整的探討和研究, 此天線也經常被應用到, 如: 雙頻天線[4][5][6]、分集天線[7]之設計, 此天線主要的特色是其共振長度為 $\lambda/4$, 單極天線比較其優點為天線結構平面化, 平面微帶天線比較其優點為中間沒有介質損且面積較小。針對 PIFA 天線, [1]已開始探討縮小化之方法, 主要是利用電容負載的概念來完成縮小天線的目的。

本論文主要是想利用另外一種方法達到跟 PIFA 天線有相同的效果, 本天線的結構如圖三, 這裡主要是利用饋入位置讓輻射導體電流相位相同讓上面的輻射體和地形成 $\lambda/2$ 的共振長度, 減掉地的長度此天線的輻射體為 $\lambda/4$, 和 PIFA 天線具有相同的共振長度。本論文同時也探討了輻射體寬度對共振頻率的影響, 發現寬度越寬共振頻率越低。針對天線的高度即輻射導體與地之間距對天線共振頻率的影響, 發現天線高度越高其共振頻率越低。為了達到縮小天線之目的, 於輻射導體或地蝕刻了特定幾何結構引進慢波效果, 將其慢波效果應用在此天線上, 此結構如圖四所示[8]。由蝕刻結構增加等效電感和等效電容值, 增加等效電感和電容值就會減少相速度, 相速度減少如此將天線縮小, 仍可維持原設計之共振頻率。

無線取代有線是現在科技發展的方向, 也是邁向無線通訊新時代的來臨, 但是無線取代掉有線後接踵而來的問題就更多了, 因為無線通訊的環境比有線通訊更為複雜, 雜訊的干擾、通道的狀況都影響著無線通訊的品質。因此克服通道環境在無線通訊系統中成為最重要關鍵技術, 從軟體的編碼技術到硬體的性能提升都是為了克服通道造成訊號衰減及封包傳送所造

成的位元錯誤。其中分集的概念是其中一種克服通道快速衰落的一種機制, 所謂的分集就是利用通訊技術讓信號在通道中傳送讓其傳送路徑彼此之間相關性減少, 讓傳送信號在通道中不回同時衰落以增加通訊系統的傳送接收品質。

一個分集天線主要目的就是降低相關性, 讓信號在空間中的通道彼此相關性很低, 產生多通道傳輸信號的效果, 以致於信號在通道中不會同時被衰落。分集天線設計上[9]是利用平面天線加上高頻二極體控制完成切換場型的分集天線, [10]是利用平面倒 F 型天線(Planner Inverted F Antenna, PIFA)所組成的空間分集天線。

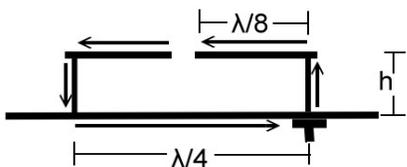
貳、天線結構及理論

一、小型化天線

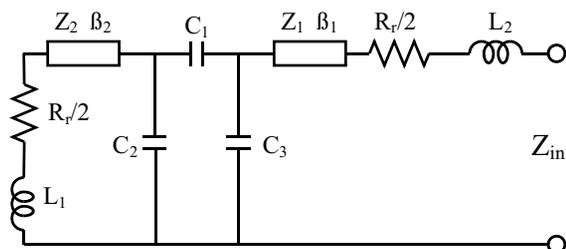
(一)天線架構

此天線結構如圖一, 它主要分成兩個部分, 一為上面的輻射體, 主要是由兩個長度同為 $\lambda/8$ 之導體所組成, 下面是地長度為 $\lambda/4$, 饋入型式為同軸線饋入, 饋入的位置可以在天線的兩端, 一邊如果是饋入端另一邊就是接地短路端, 如圖一右邊是饋入, 左邊是接地短路。圖二是圖一的等效傳輸線模組, 在上面金屬導體的槽孔等效電容為 C_1 , 上面兩片金屬導體與地之間的等效電容分別為 C_2 、 C_3 。接地短路端有上面金屬導體產生之輻射電阻 $R_r/2$ 串聯短路接地等效電感 L_1 。饋入端有上面金屬導體產生之輻射電阻 $R_r/2$ 串聯饋入金屬等效電感 L_2 , 當產生諧振時由上面金屬導體產生輻射電阻將能量傳播於空間中。其中地導體延遲相位為 $\beta_2 \cdot \frac{\lambda}{8}$, 天線金屬導體之

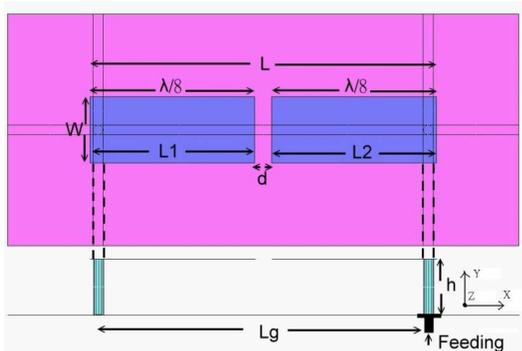
輻射體所提供的相位延遲分別為 $\beta_1 \cdot \frac{\lambda}{8}$ ，當上面兩片金屬長度為 $\lambda/8$ 及下面地金屬導體長度為 $\lambda/4$ ，如此使得上面輻射金屬導體上的電流相位為相同相位，並產生諧振現象。



圖一 天線的傳輸模組



圖二天線等效傳輸線模組



圖三 天線的結構圖

(二)慢波效應應用於縮小天線

慢波主要的目的是將傳播波的相速度減慢，在這裡主要是增加天線的共振長度路徑上的電感和電容值，相速度和電感電

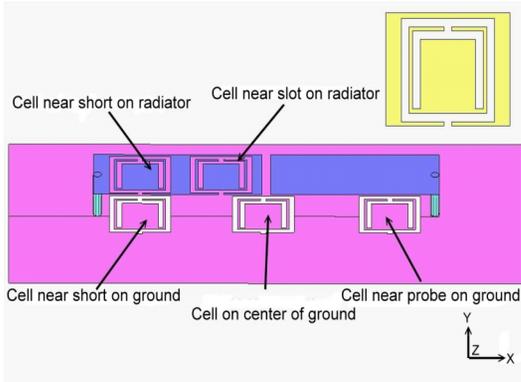
容的關係為

$$V_p = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (1)$$

V_p 為相位速度， L 為電感值， C 為電容值，增加電感和電容值可以降低相速度，這裡增加電感和電容值的方法是在天線上面金屬導體上蝕刻幾何圖形，其幾何圖形如圖四，幾何圖形蝕刻金屬部分主要增加其並聯電容效應，而較細的金屬導體主要是增加其串聯電感效應，如此可降低相位速度就能縮小天線，相速度和波長的關係為

$$V_p = f \cdot \lambda \quad (2)$$

f 為共振頻率， λ 為共振頻率的波長，在相同的共振頻率要求下，降低相速度就能降低共振波長，天線共振長度為 $\lambda/2$ ，所以也能降低天線實際長度。



圖四 蝕刻結構圖和蝕刻的位置圖

二、分集天線

(一)陣列因子

如圖五所示，將 $n+1$ 個相同構造的天線排成一直線，而每一單元天線加裝相移器及衰減器，使得改變天線輻射場型或輻射方向。每一單元天線應具備固定輻射場型，但為簡化起見使用等方向性(Isotropic)暫代之。如此排列天線稱為線性陣列天

線，而可以導出陣列因子(Array Factor)。因為置於極座標原點的點源天線之輻射場為 $I_0 \frac{e^{j\beta r}}{4\pi r}$ (I_0 為電流， r 為離點源距離) 故一等方向性天線之陣列因子(Array Factor)是 $AF=1$ ，面對直角座標上排列的線性陣列天線時，應考慮每單元天線之電流 I_0, I_1, \dots, I_n 。另對移相項 $e^{j\epsilon_0}, e^{j\epsilon_1}, \dots, e^{j\epsilon_n}$ ，亦應考慮。得陣列因子

$$AF = I_0 e^{j\epsilon_0} + I_1 e^{j\epsilon_1} + \dots + I_n e^{j\epsilon_n} \quad (3)$$

上式 $\epsilon_0, \epsilon_1, \epsilon_2, \dots$ 表示各單元天線 0,1,2,…… 上之相位。圖六表示二座單元天線之陣列排置。天線 0 及天線 1 各為無指向性的等方向天線。現在設兩天線間隔距離為 d ， p 為遠處接收端。設天線 1 電流 I_1 比天線 0 電流 I_0 超前相位 α 度，則得

$$I_1 = KI_0 \angle \alpha, \quad (K = I_1 / I_0) \quad (4)$$

$$\text{由圖六得 } I_1 = r_0 - d \cos \phi \quad (5)$$

如果針對電場強度而言，得

$$\frac{1}{r_1} = \frac{1}{r_0} \quad (6)$$

圖六得知由於兩單元天線輻射而在 p 點產生相位差等於

$$\psi = \beta d \cos \phi + \alpha \quad (7)$$

上式 $\beta d = (2\pi / \lambda)d$ 是兩電波路徑差且角度 α 是 I_1 電流比 I_0 電流超前角度，故 p 點的總電場等於

$$\begin{aligned} E_T &= |E_0(1 + Ke^{j\psi})| = |E_0(1 + k \cos \psi + jk \sin \psi)| \\ &= E_0 \sqrt{(1 + K \cos \psi)^2 + K^2 \sin^2 \psi} \end{aligned} \quad (8)$$

上式 E_0 由天線 0 產生電場，而 $K = I_1 / I_0$ 假使兩天線激勵電流相同者 ($I_1 = I_0$)

$$\begin{aligned} E_T &= E_0 \sqrt{(1 + \cos \psi)^2 + \sin^2 \psi} \\ &= E_0 \sqrt{2 + 2 \cos \psi} = 2E_0 \cos \frac{\psi}{2} \end{aligned} \quad (9)$$

將 $\psi = \beta d \cos \psi + \alpha = \frac{2\pi}{\lambda} d \cos \phi + \alpha$ 帶入上式得

$$E_T = 2E_0 \cos \left(\frac{\pi d}{\lambda} \cos \phi + \frac{\alpha}{2} \right) \quad (10)$$

圖七所示兩支無指向性單元天線受等激勵電流，但有相位差時所呈顯的輻射波形如圖七，經由圖七可得

(a) 圖: 兩支等方向性天線，間隔 $d = \lambda / 2$ ，同相位 $\alpha = 0^\circ$ ，陣列因子

$$\begin{aligned} AF &= 1 \times \exp \left(-j\beta \frac{d}{2} \cos \theta \right) + 1 \times \exp \left(j\beta \frac{d}{2} \cos \theta \right) \\ &= 2 \cos \left(\beta \frac{d}{2} \cos \theta \right) \end{aligned} \quad (11)$$

因 $d = \frac{\lambda}{2}$ ，故 $\beta \frac{d}{2} = \frac{\pi}{2}$ ， $AF = 2 \cos \left(\frac{\pi}{2} \cos \theta \right)$ (12)

現在將 AF 正規化，換言之，使其最大值等於 1 則得

$$f(\theta) = \cos \left(\frac{\pi}{2} \cos \theta \right) \quad (13)$$

(b) 圖: 兩支等方向性天線，間隔 $d = \lambda / 2$ ，180 度相位差 $\alpha = 180^\circ$

$$\begin{aligned} AF &= -1 \times \exp \left(-j\beta \frac{d}{2} \cos \theta \right) + 1 \times \exp \left(j\beta \frac{d}{2} \cos \theta \right) \\ &= 2j \sin \left(\beta \frac{d}{2} \cos \theta \right) \end{aligned} \quad (14)$$

應用 $d = \lambda/2$ ，並正規化後可得

$$f(\theta) = \sin\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right) \quad (15)$$

(C)圖：兩支天線等方向性天線，間隔 $d = \lambda/4$ ，90 度相位差 ($\alpha = -90^\circ$)

$$\begin{aligned} AF &= 1 \times \exp\left(-j\beta \frac{d}{2} \cos \theta\right) + \\ & 1 \times \exp\left(j\frac{\pi}{2}\right) \exp\left(j\beta \frac{d}{2} \cos \theta\right) \\ &= e^{j\frac{\pi}{4}} \left[\exp\left(-j\left(\beta \frac{d}{2} \cos \theta + \frac{\pi}{4}\right)\right) \right. \\ & \quad \left. + \exp\left(j\left(\beta \frac{d}{2} \cos \theta + \frac{\pi}{4}\right)\right) \right] \\ &= e^{j\frac{\pi}{4}} 2 \cos\left(\frac{\beta d}{2} \cos \theta + \frac{\pi}{4}\right) \end{aligned} \quad (16)$$

應用 $d = \frac{\lambda}{4}$ 正規化後得

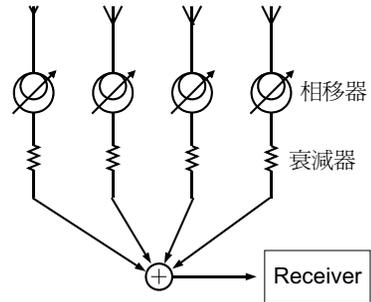
$$f(\theta) = \cos\left[\frac{\pi}{4}(\cos \theta - 1)\right] \quad (17)$$

(d)圖：兩支等方向性天線，間隔 $d = \lambda/4$ ，90 度相位差 ($\alpha = 90^\circ$)

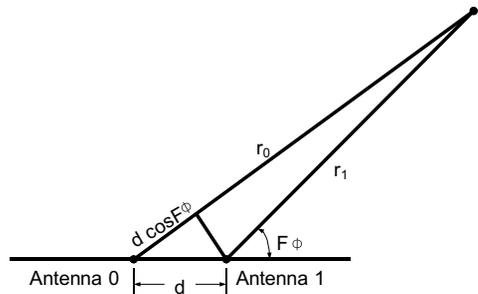
$$\begin{aligned} AF &= 1 \times \exp\left(-j\beta \frac{d}{2} \cos \theta\right) + \\ & 1 \times \exp\left(-j\frac{\pi}{2}\right) \exp\left(j\beta \frac{d}{2} \cos \theta\right) \\ &= e^{-j\frac{\pi}{4}} \left[\exp\left(-j\left(\beta \frac{d}{2} \cos \theta - \frac{\pi}{4}\right)\right) \right. \\ & \quad \left. + \exp\left(j\left(\beta \frac{d}{2} \cos \theta - \frac{\pi}{4}\right)\right) \right] \\ &= e^{-j\frac{\pi}{4}} 2 \cos\left(\frac{\beta d}{2} \cos \theta - \frac{\pi}{4}\right) \end{aligned} \quad (18)$$

應用 $d = \frac{\lambda}{4}$ 正規化後得

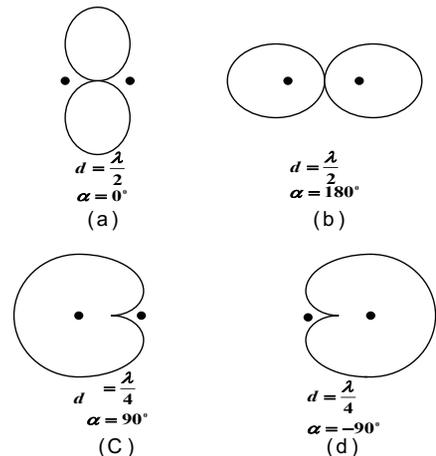
$$f(\theta) = \cos\left[\frac{\pi}{4}(\cos \theta - 1)\right] \quad (19)$$



圖五、典型線性陣列天線有相移器及衰減器將所有輸出電流相加集中後輸入接收機。



圖六、二個無指向性天線構成陣列天線



圖七、二個等方向天線以相等電流，不同相位饋入時輻射波形

(二) 波形乘積法 (Pattern Multiplication)

定義：陣列天線之輻射場型為將陣列天線之每一元件固有輻射場型乘以等方向性天線設在每一元件原位置時的陣列因子。

$$F(\theta, \phi) = g(\theta, \phi) \times f(\theta, \phi)$$

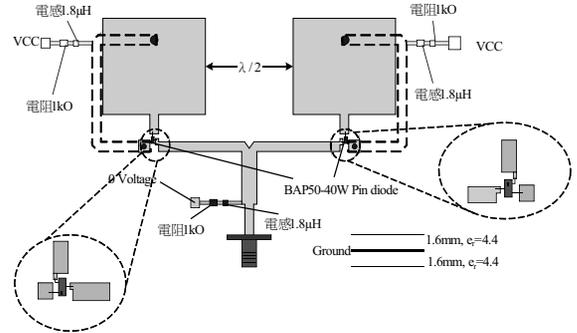
$$\left(\begin{matrix} \text{complete} \\ \text{pattern} \end{matrix} \right) = \left(\begin{matrix} \text{element} \\ \text{pattern} \end{matrix} \right) \times \left(\begin{matrix} \text{array} \\ \text{factor} \end{matrix} \right) \quad (20)$$

上式中， $g(\theta, \phi)$ 為每一個原間天線之正規化輻射場型，而 $f(\theta, \phi)$ 為正規化後之陣列因子。在陣列天線的設計控制上只要選定一個適合的天線輻射場型作為單元天線 $g(\theta, \phi)$ ，只要經過適當的空間幾何排列和饋入相位控制改變陣列因子 $f(\theta, \phi)$ 就能改變陣列天線的輻射場型。本章節的分集天線就是採用此概念完成改變天線輻射場型的分集天線。

(三) 平面分集天線結構

天線結構如圖八由兩個矩形微帶天線組成，兩個天線的間距為 $\lambda/2$ ，圖八所示是由兩個 1.6mm 厚度 $\epsilon_r=4.4$ 的 FR4 做為天線的基板，右下角為天線基板的側面剖面圖，中間為微帶天線的地，上層是圖八灰色部分，下層為饋入傳輸線圖八虛線部分，其下層虛線傳輸線的長度較上層傳輸線長 $\lambda/2$ 亦即上下層傳輸線相位差 180 度的相位差，經由高頻二極體 Philips BAP50-04W 作為選擇切換電子開關，使用 $1.8\mu\text{H}$ 電感當作高頻信號和直流電壓的隔離，天線圖八下方為 0 伏特的直流參考電壓，而左右兩端分別輸入正 3 伏特或負 3 伏特的直流電壓，總共使用兩種模態，”+G-“和”-G-“兩種模態，”+G-“和”-G-“代表其輸入直流電壓為圖八由左到右輸入電壓的順序，”+“代表 +3V，”-“代表 -3V，”G“代表 0V，經由不同電壓控制不同的饋入路徑。當”+G-“模態時，傳輸線皆經由上層同

相饋入天線，”-G-“模態時左邊由下層虛線饋入至左邊天線，右邊由上層饋入右邊天線，饋入相位差為 180 度。

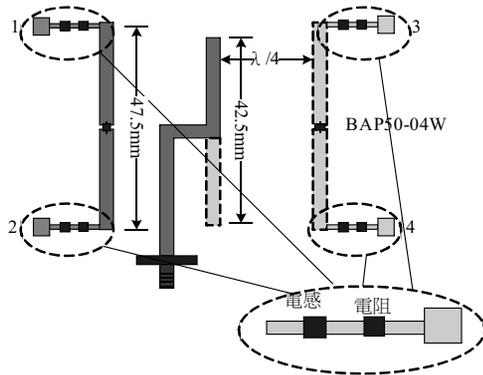


圖八、具分集特性之矩形微帶天線結構

(四) 偶極分集天線結構介紹

天線結構如圖九，中間是一支偶極天線，左右兩邊是此天線的方向器，左右兩邊天線比中間偶極天線略長，在左右兩邊分別用高頻二極體做為開關控制，利用電感和電阻做直流電壓和高頻信號的阻隔，其天線實體圖如圖九，將位置”2“和”4“接 0 伏特直流電壓的參考準位，經由位置”1“和”3“輸入電壓正 3 伏特和負 3 伏特來控制高頻二極體，當位置”1“和”3“接負 3 伏特時左邊的高頻二極體導通，此時左邊金屬導通共振長度較中間的偶極天線長所以呈現電感性的反射器，右邊金屬高頻二極體不導通，金屬線被分成兩段比偶極天線短所以呈現電容性的指向器，左邊感應到耦合的電流會落後中間偶極天線，此時天線輻射能量大多會往右邊輻射。當位置”1“和”3“接正 3 伏特時右邊的高頻二極體導通，此時左邊金屬較偶極天線短所以呈現電容性指向器，右邊金屬導通共振長度較中間的偶極天線長所以呈現電感性反射器，右邊感應到的電流會落後中間偶極天線，此時天線輻射能量大多會往左邊輻射。當不加入任何電壓時，兩邊高頻二極

體都沒導通，兩邊金屬導體較偶極天線短所以都呈現電容性，此時兩邊都會輻射且輻射大小差不多。經由不同電壓的改變讓天線輻射場型改變降低輻射場型相關性達到天線分集的效果。



圖九、偶極天線設計結構圖

(五)分集天線場型預估與天線量測

單一矩形平面天線的輻射場形[11]計算得到，利用之前波形乘積法的概念設計預估輻射場型，並且控制輻射場型來達到天線分集的效果，將H平面的單一矩形天線輻射場型與圖七波形乘積，使用兩個平面天線其兩個天線之間的間距為 $\lambda/2$ ，利用 Philips BAP50-40W 的高頻二極體切換控制微帶傳輸線傳輸路徑，其傳輸路徑等長和不等長相差 $\lambda/2$ 長度會使其信號饋入天線產生同相位或180度反相的相位差，利用波形乘積的方法做天線輻射場型的乘積我們預估在同相饋入時輻射場型的 0° 及 180° 方向可以得到較大輻射場型。 180° 度反相相位饋入情況下，預估會讓 0° 和 180° 的輻射場型變小而 90° 和 -90° 的方向輻射會增加。

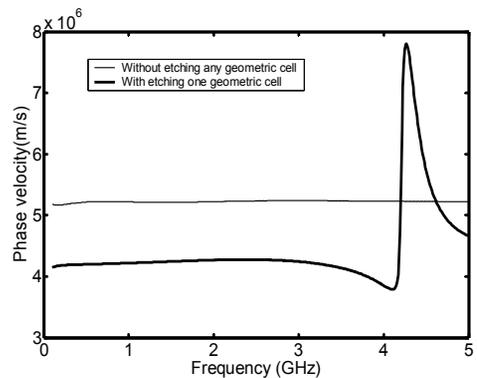
經由[12]可以得知偶極天線在磁場平面(H-plane)的天線輻射場型為全向性(Omidirection)，將輻射場型與圖七(c)和(d)做波形乘積，可以得到，經過波形乘積的輻射場型，會將原本的全向性天線輻射場

型變成單一邊輻射能量增加。當與圖七(c)做波形乘積時 90° 的天線輻射能量會增加 -90° 的天線輻射能量會減少，當與圖七(d)做波形乘積時 90° 的天線輻射能量會減少 -90° 的天線輻射能量會增加。

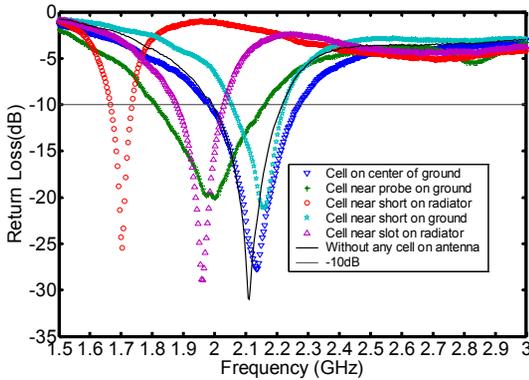
參、結果和探討

一、慢波效應對天線的影響

在這裡分別探討，將金屬表面蝕刻特定的幾何結構產生相位延遲與頻率的關係，其關係如圖十，圖十主要是針對蝕刻金屬結構所產生相位延遲的關係圖，有二種狀況，最細的實線為表面沒有蝕刻任何幾何圖形，其相位速度大約 $5.1 \times 10^6 m/s$ ，與頻率關係幾乎沒什麼變化，為非頻率選擇性。粗的實線為蝕刻如圖四之幾何圖形，在4GHz以前相位速度大約 $4.1 \times 10^6 m/s$ ，比表面沒有蝕刻任何金屬相位速度減少約20%，4GHz以後其相位速度會增加，在4.2GHz~4.7GHz時其相速度比沒有蝕刻的相速度大，在此頻帶不適合拿來做縮小天線的應用，所以在使用金屬表面蝕刻如圖四之幾何圖形時只能應用於小於4GHz的頻帶。



圖十、沒有蝕刻結構和有蝕刻結構的相速度跟頻率的關係圖



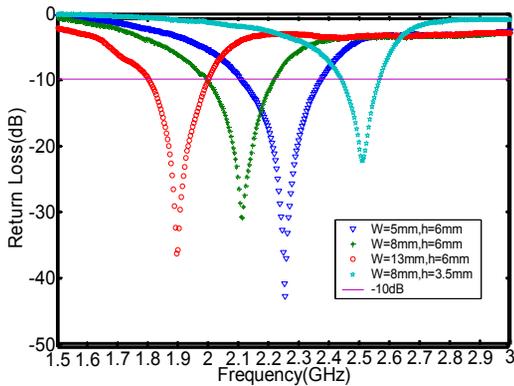
圖十一、不同蝕刻結構位置所量測到的反射係數

圖十一是用 HP8720C 所量測 S11 反射係數，針對蝕刻位置對共振頻率的影響，天線的大小長度、高度、寬度均相同，只有蝕刻細胞幾何結構位置不同。黑色實心線是沒有蝕刻的天線，其高度 $h=6\text{mm}$ ，寬度 $W=8\text{mm}$ ， $L_1=L_2=18.5\text{mm}$ ，其共振頻率大約在 2.1GHz 。倒三角形(∇)是在天線饋入端和短路端的地金屬導體中間蝕刻一個細胞幾何結構，結構如圖四，其共振頻率大約 2.1GHz 。"*"形狀的線是將結構蝕刻在天線的地金屬導體上接近饋入端，蝕刻結構位置如圖四，共振頻率為 2GHz 。圓圈形的線是將結構蝕刻在天線輻射體上接近短路端，其共振頻率大約 1.7GHz 。星形(\star)的線是在天線的地上接近短路地方蝕刻幾何結構，其幾何結構位置如圖四，共振頻率大約 2.15GHz 。正三角形(\triangle)的線是將結構蝕刻在天線輻射體上接近槽孔的地方，其共振頻率大約 1.9GHz 。由圖十一所量測比較結果可以得到，將結構蝕刻在天線輻射體上的慢波效果比在天線地導體上的慢波效果明顯，在輻射導體上蝕刻的位置越接近短路端，慢波效果越明顯，這是因為天線在導體上面電流分佈是不均

勻，天線輻射導體上短路端電流最大，所以將結構蝕刻在天線輻射導體短路端附近，慢波效果比較明顯。而在地金屬導體上蝕刻慢波效果不明顯是因為地金屬導體面積較大以致於流經蝕刻幾何結構電流較小，所產生的等效電容和電感較小。

二、天線尺寸對天線的影響

圖十二，針對天線的尺寸對天線共振頻率的影響，圓圈型的線為增加天線輻射體的寬度， $W=13\text{mm}$ ，高度 $h=6\text{mm}$ ， $L_1=L_2=18.5\text{mm}$ ，其共振頻率大約 1.9GHz 。"*"形狀的線 $W=8\text{mm}$ ， $h=6\text{mm}$ ， $L_1=L_2=18.5\text{mm}$ ，共振頻率大約 2.1GHz 。倒三角形的線 $W=5\text{mm}$ ， $h=6\text{mm}$ ， $L_1=L_2=18.5\text{mm}$ ，共振頻率大約 2.25GHz 。由圓圈形、"*"形和倒三角形三條 S11 反射係數可以得知天線的寬度會影響天線的共振頻率，天線越寬共振頻率越低，天線寬度越窄共振頻率越高，是因為增加輻射體寬度可以增加電容效應，增加電容效應就能降低相速度，在相同的長度下，可以藉由天線的寬度，改變天線的共振頻率。圖十二星形的線 $W=8\text{mm}$ ， $h=3.5\text{mm}$ ， $L_1=L_2=18.5\text{mm}$ ，共振頻率為 2.5GHz 。由此結果可以得到高度也是會影響天線共振頻率，較低的天線高度，其共振路徑較短，在饋入端和短路端也比較短所以造成的電感也比較小，因此在相同天線長度下，降低天線高度，會增加天線的共振頻率。由以上分析可知，在輻射體上面蝕刻適當幾何結構或增加寬度及高度都可以降低天線共振頻率，是因為蝕刻此幾何結構能增加電容電感值，增加天線寬度能增加其電容效應。



圖十二、不同天線寬度和高度所量測到的反射係數

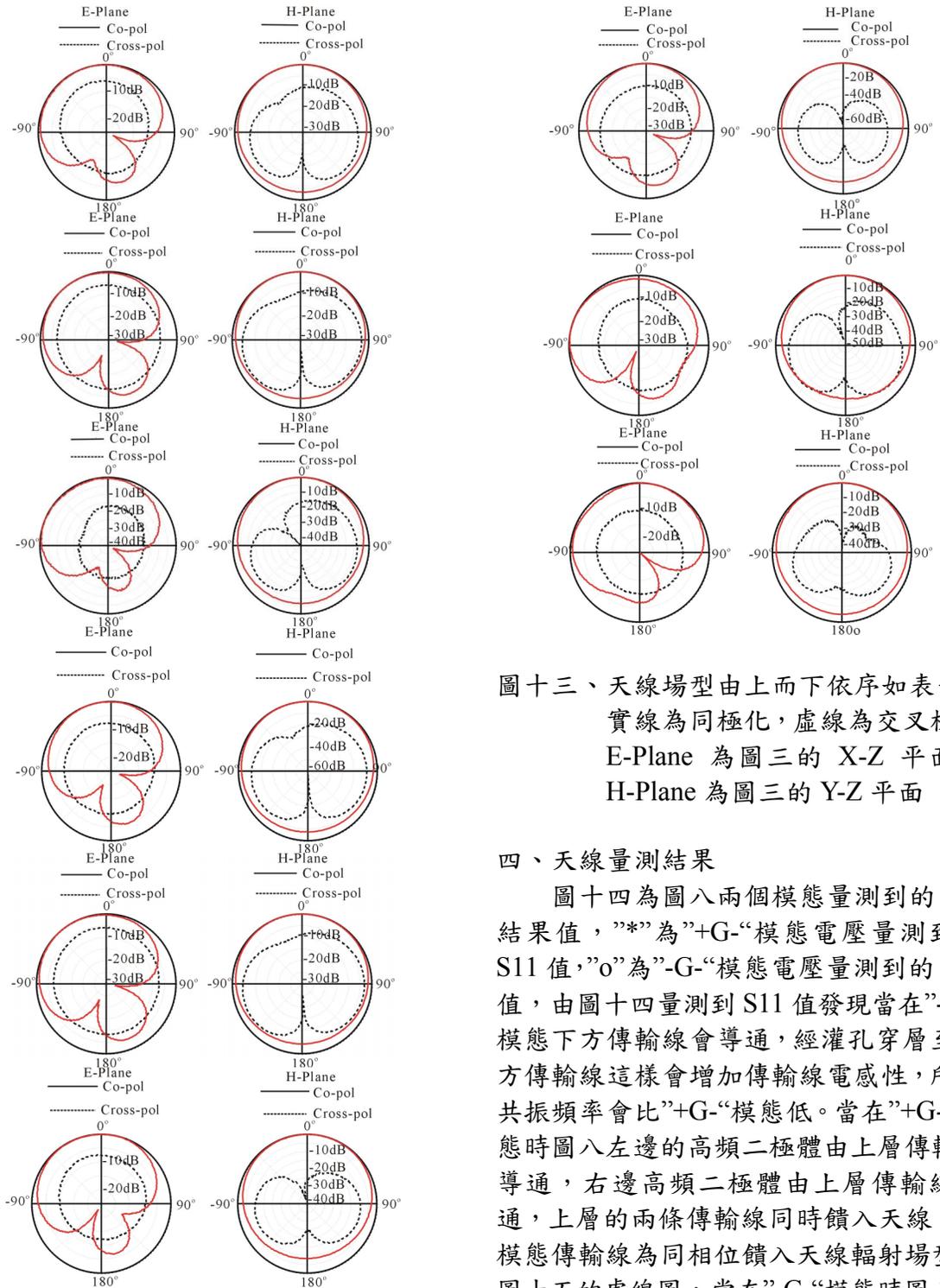
三、天線場型和增益結果

表一是所有天線的增益，表格中分為兩部分，上半部是針對蝕刻位置所作分類的天線，前兩個是針對蝕刻在天線輻射導體上不同的位置，第一個是蝕刻在天線輻射導體接近槽孔的地方，增益為 2.93dBi，第二個是蝕刻在天線輻射導體上接近短路的地方，增益為 2.1dBi。第三到第五是針對蝕刻在天線地導體上不同的位置，第三個是蝕刻在天線地導體上接近饋入端，增益為 2dBi，第四個是蝕刻在天線地導體的中央，增益為 3dBi，第五個是蝕刻在天線地導體接近短路端，增益為 2.37dBi。以蝕刻在天線地導體的中央增益最大。表一的下半部針對天線不同的寬度和高度，第一個是天線輻射導體寬度為 5mm 高度為 6mm 增益為 2.9dBi，第二個是輻射導體寬度為 8mm 高度為 6mm，增益為 3.41dBi，第三個是天線輻射體寬度為 13mm 高度為 6mm，增益為 1.57dBi，第四個是天線輻射體寬度為 8mm 高度為 3.5mm，增益為 2.6dBi。輻射導體寬度為 8mm 高度為 6mm 增益最大。圖十三為天線量測到的場形其

順序由上而下與表一相同，其 E-Plane 所造成的天線場型不對稱是因為天線饋入是由單邊饋入所造成，H-Plane 的交叉極化，有蝕刻的天線會比沒有蝕刻的天線大約增加 10dB 以上，因為在天線上蝕刻結構會破壞電流在天線導體上的方向，因而使得交叉極化增加，但是同極化和交叉極化相差 10dB 並不會影響太大。就以同極化而言，蝕刻並不會影響天線場型大小。由表一天線增益和圖十三天線場型可以得，改變天線寬高和蝕刻結構都是設計此天線縮小化的方法。

表一

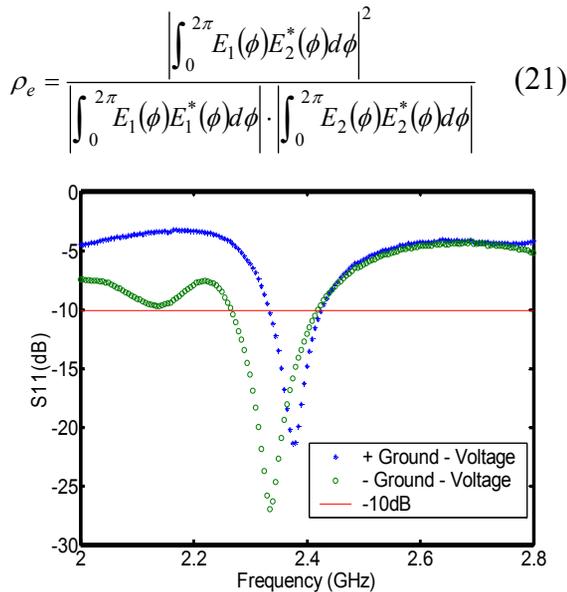
Antenna type (with etching cell on antenna)	Gain (dBi)
Cell near slot on radiator	2.93
Cell near short on radiator	2.1
Cell near probe on ground	2
Cell on center of ground	3
Cell near short on ground	2.37dBi
Antenna type (without etching any cell)	Gain (dBi)
W=5mm , h=6mm	2.9
W=8mm , h=6mm	3.41
W=13mm , h=6mm	1.57
W=8mm , h=3.5mm	2.6



圖十三、天線場型由上而下依序如表一，實線為同極化，虛線為交叉極化 E-Plane 為圖三的 X-Z 平面，H-Plane 為圖三的 Y-Z 平面

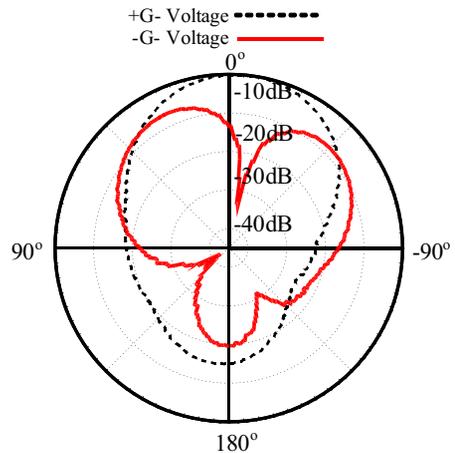
四、天線量測結果

圖十四為圖八兩個模態量測到的 S11 結果值，”*”為”+G-“模態電壓量測到的 S11 值，”o”為”-G-“模態電壓量測到的 S11 值，由圖十四量測到 S11 值發現當在”-G-“模態下方傳輸線會導通，經灌孔穿層至下方傳輸線這樣會增加傳輸線電感性，所以共振頻率會比”+G-“模態低。當在”+G-“模態時圖八左邊的高頻二極體由上層傳輸線導通，右邊高頻二極體由上層傳輸線導通，上層的兩條傳輸線同時饋入天線，此模態傳輸線為同相位饋入天線輻射場型為圖十五的虛線圖，當在”-G-“模態時圖八左



圖十四、具分集特性之矩形微帶天線量測 S11

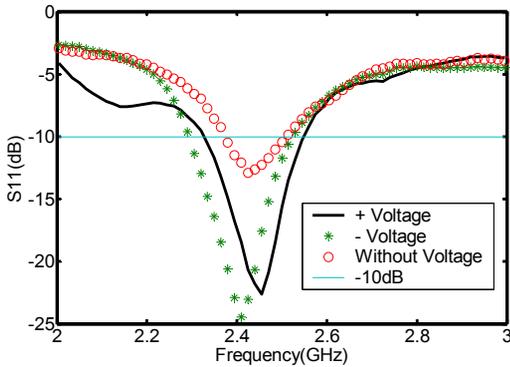
邊的高頻二極體由下層虛線傳輸線導通，右邊高頻二極體由上層傳輸線導通，經由 $\lambda/2$ 長度差產生 180 度相位差，利用相位差 180 度饋入至矩形微帶天線，其輻射天線場型為圖十五的實線圖。在”+G-“模態下兩個天線的饋入同相位其輻射場型如預估天線場型一樣，在 0° 及 180° 的輻射場型最大，在”-G-“模態下兩個天線的饋入為不同相位，其相位差大約 180° ，因此大約在 0° 和 180° 的輻射方向會變小，往兩邊的輻射會增加，因為我們所做的天線為分集天線，主要目的是讓天線輻射型的相關性降低，所以不必設計一個很精準的相移器，只要能夠改變輻射場型降低相關係數達到分集效果即可，圖十五天線輻射場型相關係數經由式(21)可得 0.0318，是一個輻射場型低相關係數的分集天線，其輻射場型最大增益為 4.53dBi。



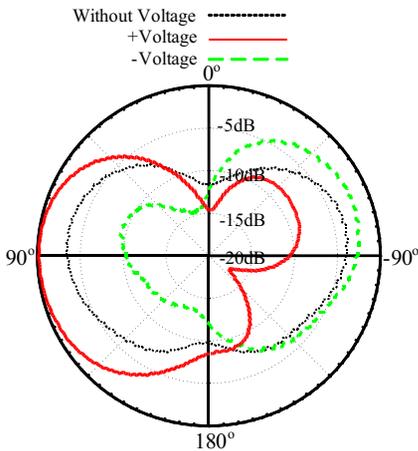
圖十五、具分集特性之矩形微帶天線輻射場型

圖十六是量測到的 S11 值”o”形的線是沒有加任何電壓所量測到的 S11，”*”形線是加負電壓所量測到的 S11，黑色實線是加正電壓所量測到的 S11，經由所量測到的 S11 可以發現，沒有加電壓的 S11 較大阻抗較不匹配，這是因為此天線的設計是必須有單一邊金屬導體導通時所設計的輸入阻抗，所以當沒有加電壓時兩邊金屬導體都沒有導通，所以會有阻抗不匹配產生，雖然不是很匹配 S11 也有 -10dB 以下，仍屬於可以接受的範圍。

圖十七為量測到的天線輻射場型，其天線可以發現可以控制天線有不同的輻射方向，當加入正電壓時天線場型往 90° 方向輻射，當加入負電壓時天線往 -90° 方向輻射，當沒有加任何電壓時，天線輻射方向會往兩邊輻射，經由式(21)可得其天線相關係數為 0.0837，是一個輻射場型低相關係數的分集天線，其輻射場型最大增益為 4.02dBi。



圖十六、具分集特性之偶極天線量測 S11



圖十七、具分集特性之偶極天線量測天線場型

肆、結論

此天線的設計長度為 $\lambda/4$ ，其饋入設計方式是一種新的概念與一般的 PIFA 天線不同，能設計成平面隱藏式天線，因為沒有介質損，只要改變天線長度就能在高頻工作。只要改變天線寬度，就有不同的天線長度。只要在適當的位置蝕刻適當的幾何結構，就能達到慢波效果，在電流分佈越大的地方越能達到慢波的效果。慢波

效果越大越能降低諧振頻率，也就越能縮小天線長度。增加天線寬度和擺放慢波結構都是縮小天線的方法。

利用波形乘積的概念設計出間距 $\lambda/2$ 的矩形微帶天線和 $\lambda/4$ 的偶極天線，在設計 $\lambda/2$ 的矩形微帶天線利用設計傳輸線等長和不等長所造成的相位差饋入至天線改變天線輻射場型， $\lambda/4$ 的偶極天線是利用空間的相位延遲和高頻二極體控制導通與否使得金屬呈現電容性或電感性，控制天線輻射方向達到分集的效果，兩種方法所設計出來的天線，其相關係數都很低，適合做分集天線的設計應用。

參考文獻

- [1] Rowell C.R., Murch R.D., "A capacitively loaded PIFA for compact mobile telephone handsets," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, 1997
- [2] Virga K.L. Rahmat-Samii Y., "Low-profile enhanced-bandwidth PIFA antennas for wireless communications packaging," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 1997
- [3] Panayi P.K., Al-Nuaimi M.O., and Ivrisimtzis I.P., "Tuning techniques for planar inverted-F antenna," *Electronics Letters*, 2001
- [4] Karmakar N.C., "Shorting strap tunable single feed dual-band stacked patch PIFA.," *Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2003
- [5] Karmakar N.C., "Shorting strap tunable dual-band stacked PIFA," *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2003.
- [6] Fu-Ren Hsiao, Wen-Shyang Chen,

Kin-Lu Wong, "Dual-frequency PIFA with a rolled radiating arm for GSM /DCS operation," IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2003.

- [7] Kin-Lu Wong, An-Chia Chen, Yen-Liang Kuo, "Diversity metal-plate planar inverted-F antenna for WLAN operation," *Electronics Letters*, 2003
- [8] Caloz C. and Itoh, T., "Multilayer and anisotropic planar compact PBG structures for microstrip applications," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, , 2002
- [9] Ngamjanyaporn, R.; Krairiksh, A; "Switched-beam single patch antenna" *IEE Electronics Letters* . 2002
- [10] Kin-Lu Wong; An-Chia Chen; Yen-Liang Kuo; "Diversity metal-plate planar inverted-F antenna for WLAN operation" *IEE Electronics Letters* , 2003
- [11] Carver, K.; Mink, J.; "Microstrip antenna technology," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1981
- [12] John D. Kraus and Ronald J. Marhefka, *Antennas For All Applications*, 3rd ed., Mc Graw Hill, 2002