

國立交通大學

電機學院 電信學程

碩士論文

雙天線互偶對於輻射場及隔離度之影響分析

Analysis of the Effects of Mutual Coupling on the Radiation
Pattern and Isolation of Two Antennas



研究生：林志廉

指導教授：吳霖堃 教授

中華民國九十八年十月

雙天線互偶對於輻射場及隔離度之影響分析

Analysis of the Effects of Mutual Coupling on the Radiation Pattern and
Isolation of Two Antennas

研 究 生：林志廉

Student : Jyh-Lian Lin

指導教授：吳霖堃

Advisor : Dr. Lin-Kun Wu



A Thesis

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

October 2009

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十八年十月

雙天線互偶對於輻射場及隔離度之影響分析

國立交通大學

電機學院

電信學程碩士班

摘 要

隨著網路運用的多元複雜與頻寬需求的擴大，網路用戶對於無線傳輸的傳輸量需求也越來越高。

為處理與日俱增的網路需求，MIMO(multiple in multiple out)這樣的無線通訊系統也因應而生。由於 MIMO 系統的資料傳輸需要多個天線，同時作為傳送與接收訊號的媒介；然而天線之間也會因為彼此間相對位置而相互影響，尤其是天線之間所形成的輻射場型與彼此之間的隔離度，都會對天線的傳輸率造成影響。因而如何在產品設計之初就能很快速的預估相關的參數值，就變成當前重要的課題。

基於上述的需求考量，本論文於是針對於外接式 choke sleeve 天線，藉由感應電動勢法(the method of induced emf)建立互感的解析模型來進行迅速的估算；並利用 HFSS 來建立實體結構的模擬比對，以及實際量測的結果來交叉分析，以建立設計參數值的預估，期盼能提供無線工程師在日後作設計的最佳參考依據。

根據實驗的結果，利用感應電動勢法可以準確的估算兩天線之間的隔離度的值，但使用 HFSS 模擬分析的結果比較沒有參考性。就

輻射場型的分佈分析而言，因為環境的影響使得量測值與模擬值因 peak gain 的角度而有所不同，但輻射場型分佈的趨勢是一樣。



Analysis of the effects of mutual coupling on the radiation pattern and
isolation of two antennas

Student: Jyh-Lian Lin

Advisor: Dr. Lin-Kun Wu

Degree Program of Electrical and Computer Engineering

National Chiao Tung University

ABSTRACT

Considering the increase of the network applications, varieties, and complexities, the more internet bandwidth and the capacity of wireless communication are getting more and more required by the internet users.

To fulfill the above demands, MIMO (Multiple in Multiple out), the wireless communication technology, has been developed as one of the most important solutions. Since MIMO system requires multiple antennas to transmit and to receive wireless signals simultaneously, and the relative position of antennas resulting in different radiation patterns and the isolation will impact the transmission rate of the system, the ability to efficiently estimate the related wireless parameters at the beginning of the product design stage becomes a very important subject.

This thesis focused on the external choke sleeve antenna. The induced emf method is employed to construct analytical model of mutual inductance to quickly come up with the estimation; it's validity is verified by comparison with both the numerical data obtained by HFSS simulation and the experimental data. This analytical model is expected to provide a better data for RF engineers beforehand when doing the related design in the future.

According to result the Induced EMF approach is able to precisely estimate the value of the isolation between 2 antennas. However, the result of the HFSS simulation is relatively weak for reference. In terms of the distribution analysis regarding the radio pattern, due to the environmental factors, the values obtained from the measurement and the

simulation varied from the different angles of peak gain. However, the distribution trends of the radio patterns are consistent.



誌 謝

感謝我的指導教授 吳霖堃博士這二年來辛勤的指導並逐字斧正，使臻於成。老師悉心的教導與啟蒙，使我在學習上感受良多，獻上個人最深的謝意。

在討論中我們確定了方向及題目，也在不斷的討論中找尋出方法，雖然在期間遇到一些困難，但老師總能一一點破，使我能頓悟、明瞭，最後才能順利完成論文。

也感謝我的內人這幾年來的支持鼓勵、犧牲與體諒。雖然我忙於工作、家庭及學業已經自顧不暇，但她總能把家裡打點好，使我無後顧之憂。

感謝我的兩個寶貝兒女，我不在家時能乖乖聽媽媽的話，也能體諒爸爸的辛勞。

感謝我的同事，很多的案子你們都幫了很多忙。謝謝我的老闆，允許我能在職進修，並給於最大的時間彈性。也感謝譚裕公司的工程師，提供天線場地的量測。

最後感謝主帶我渡過每一個站口，成為我的加力。

目 錄

| | | |
|------|-------------------|------|
| 中文摘要 | | i |
| 英文摘要 | | iii |
| 誌謝 | | v |
| 目錄 | | vi |
| 表目錄 | | vii |
| 圖目錄 | | viii |
| 符號說明 | | xi |
| 一、 | 緒論..... | 1 |
| 二、 | 研究內容與方法..... | 3 |
| 2.1 | 同軸偶極天線結構分析 | 4 |
| 2.2 | 天線場區 | 5 |
| 2.3 | 感應電動勢的方法 | 6 |
| 2.4 | 兩線性天線之間的互感阻抗 | 9 |
| 2.5 | 兩天線互感電動勢的方法 | 11 |
| 2.6 | HFSS 模擬軟體分析與設定 | 13 |
| 三、 | 理論數值分析與實驗結果的比較與討論 | 19 |
| 3.1 | 3D 實驗室量測 | 20 |
| 3.2 | 量測治具 | 22 |
| 3.3 | 隔離度的量測 | 24 |
| 3.4 | 隔離度量測結果 | 26 |
| 3.5 | HFSS 互感耦合模擬結果 | 31 |
| 3.6 | 輻射場的量測與模擬結果比較 | 36 |
| 四、 | 結論 | 43 |
| 參考文獻 | | 45 |

表目錄

| | |
|--------------------------|----|
| 表 3-1 隔離度實際量測與模擬分析果..... | 34 |
|--------------------------|----|



圖目錄

| | |
|---|----|
| 圖 2-1 Choke sleeve antenna 剖面圖..... | 14 |
| 圖 2-2 FEP insulated high-frequency coaxial cable..... | 15 |
| 圖 2-3 四分之一波長 choke sleeve antenna..... | 15 |
| 圖 2-4 金屬表面的電流分佈..... | 16 |
| 圖 2-5 兩個埠網路..... | 16 |
| 圖 2-6 兩天線相對位置的互相耦合..... | 17 |
| 圖 2-7 兩天線肩並肩的方式排列..... | 17 |
| 圖 2-8 HFSS 兩支並列天線幾何結構..... | 18 |
| 圖 3-1 3D 量測環境介紹..... | 21 |
| 圖 3-2 量測治具..... | 23 |
| 圖 3-3 隔離度量測環境..... | 25 |
| 圖 3-4 網路分析儀饋入線校正..... | 25 |
| 圖 3-5 兩天線距離 2cm 時之隔離度實際量測結果..... | 27 |

| | |
|-------------------------------------|----|
| 圖 3-6 兩天線距離 3cm 時之隔離度實際量測結果..... | 27 |
| 圖 3-7 兩天線距離 4cm 時之隔離度實際量測結果..... | 28 |
| 圖 3-8 兩天線距離 5cm 時之隔離度實際量測結果..... | 28 |
| 圖 3-9 兩天線距離 6cm 時之隔離度實際量測結果..... | 29 |
| 圖 3-10 兩天線距離 7cm 時之隔離度實際量測結果..... | 29 |
| 圖 3-11 兩天線距離 9cm 時之隔離度實際量測結果..... | 30 |
| 圖 3-12 兩天線距離 11cm 時之隔離度實際量測結果..... | 30 |
| 圖 3-13 兩天線距離 2cm 時之隔離度互感耦合模擬結果..... | 31 |
| 圖 3-14 兩天線距離 3cm 時之隔離度互感耦合模擬結果..... | 32 |
| 圖 3-15 兩天線距離 4cm 時之隔離度互感耦合模擬結果..... | 32 |
| 圖 3-16 兩天線距離 5cm 時之隔離度互感耦合模擬結果..... | 33 |
| 圖 3-17 兩天線距離 6cm 時之隔離度互感耦合模擬結果..... | 33 |
| 圖 3-18 隔離度(S21)數值比較圖..... | 35 |
| 圖 3-19 單一天線的 E-plane 場型..... | 37 |



| | |
|------------------------------------|----|
| 圖 3-20 單一天線的 H-plane 場型..... | 37 |
| 圖 3-21 兩天線距離 2cm 的 E-plane 場型..... | 38 |
| 圖 3-22 兩天線距離 2cm 的 H-plane 場型..... | 38 |
| 圖 3-23 兩天線距離 3cm 的 E-plane 場型..... | 39 |
| 圖 3-24 兩天線距離 3cm 的 H-plane 場型..... | 39 |
| 圖 3-25 兩天線距離 4cm 的 E-plane 場型..... | 40 |
| 圖 3-26 兩天線距離 4cm 的 E-plane 場型..... | 40 |
| 圖 3-27 兩天線距離 5cm 的 E-plane 場型..... | 41 |
| 圖 3-28 兩天線距離 5cm 的 H-plane 場型..... | 41 |
| 圖 3-29 兩天線距離 6cm 的 E-plane 場型..... | 42 |
| 圖 3-30 兩天線距離 6cm 的 H-plane 場型..... | 42 |



符 號 說 明

- λ : 波長
J : 電流密度
A : 磁向量位能
 ρ : 圓柱形半徑向量
 μ : 導磁係數
 ε : 介電常數
 κ : 波數
c : 光速



第一章

緒論

隨著科技的日益月新，對於無線寬頻通訊系統的容量 (capacity)、頻譜效率 (spectral efficiency) 和可靠度 (reliability) 的要求也越來越高，MIMO (multiple input multiple output) 系統扮演的角色相對也變的更為重要。

但由於成本的考量 (cost save) 以及產品設計越來越小的趨勢，多天線之間相互影響，會隨著天線之間的距離、位置產生不同程度的影響。以一般的無線接續點 (wireless access point) 的外接偶極天線 (dipole antenna) 為例：2 乘 2 已經是一個普遍的設計，3 乘 3 的運用將會更多。如何找尋一種方法，在設計初期就能計算出天線之間的隔離度，及快速研判出天線場型，以提供機構工程師在設計初期就能決定天線擺放的位置。這是一項很重要的資訊提供，因為 ID 的設計只要定案就很難變更。

就天線互感的理論告訴我們，當兩天線彼此距離很近時，無論是在傳輸或是接收狀態，天線能量將會相互影響。例如當兩天線都在發射時，會有一些能量被接收來自於其他的發射源發射。導致部份入射能量因此產生新的散射方向稱為二次傳輸。因為這樣的現象會造成實際輻射場型及隔離度的改變。

輻射場型及隔離度的改變主要的形成因子有：(1) 輻射場型的特徵，(2) 相對的位子距離，和 (3) 相對的定位及方向。本論文設定為相同的兩個 dipole antenna，假設天線有相同高度且在同一水平間移動，所以我們只對相對距離來加以探討。

大部分的天線場型模擬都會用 HFSS 來模擬，但從建立分析模型到分析出結果需要一段時間來執行。因此，若能藉由場論分析，獲得互偶效應的解析模型，以便很快分析出結果是有必要的。

一般外接式天線(dipole)的設計大都是以同軸天線(coaxial antenna)的方式來設計，同軸饋線外為以四分之一波長的套筒形成 choke 的天線(quarter-wavelength choke sleeve antenna)。由於 choke 的存在及窄頻操作模式，我們可以利用中心饋入半波長偶極天線(center-fed half-wavelength dipole antenna)來加以近似，以便快速的估算天線場型及天線隔離度。

本論文除本章的實驗想法與動機之外，第二章將闡述其研究內容與分析之方法；第三章分析模擬的數據及結果；第四章理論數值分析與實驗結果的比較與討論。

第二章

研究內容與方法

由於外接式 dipole 天線的饋入方式，和中心饋入半波長偶極天線的饋入方式相似；如圖 2-1。所以我們使用中心饋入半波長偶極天線的場論分析結果，運用於外接式天線的分析。

就場論分析結論，我們可以利用感應電動勢的方法，來求兩天線的互感阻抗，同樣這方法亦可以用於 choke sleeve 的天線的分析。但由於 dipole 天線在分析時都是假設在理想的情況之下，與 choke sleeve 天線在結構有所不同。就 choke sleeve 天線的結構；在金屬導體外層還包覆一層氟化乙烯丙烯(FEP)材質，另外還有一金屬套筒。整體的結構很難用數學式分析，所以我們需要利用 HFSS 模擬軟體，建立 choke sleeve 天線的實體結構進行分析與比較。

最後設計實驗治具，假設可能的天線相對位置，進行實際的隔離度及輻射場型量測。統計所有的量測結果與分析資料，以得到最後的結論。

2-1 同軸偶極天線結構分析

一般 Coaxial dipole 常用的材料為：FEP insulated high-frequency coaxial cable，其材料結構如圖 2-2。我們在建立 HFSS 模擬時必須參考材料特性，以確保分析資料的準確性及有效性。

Coaxial dipole antenna 外部包覆氟化乙烯丙烯(FEP)材質，移去外殼就可看到：內部為中心饋入的四分之一波長 choke sleeve antenna，如圖 2-3。



2-2 天線場區

天線的輻射場空間可分為三個區域: (1) Reactive near-field region, (2) Radiating near-field (Fresnel) region, 和 (3) Far-field (Fraunhofer) region [1]。

Reactive near-field region: 是以觀察點的距離小於 Fresnel region 內緣邊界部份, 在這區域內虛功主宰大部分的功率密度。邊界定義:
 $0 < R < 0.62\sqrt{D^3/\lambda}$; D 是天線的長度, λ 為波長。

Far-field (Fraunhofer) region: 輻射場型與角度有關, 但與距離無關, 也是一般天線場型實際觀測點的區域。邊界定義: $R > 2D^2/\lambda$

Near-field (Fresnel) region: 輻射區域介於 reactive near-field 和 far-field 之間。邊界定義: $0.62\sqrt{D^3/\lambda} < R < 2D^2/\lambda$

本論文就一般產品設計, 依實際的板子大小來設計可能的天線相對位置。距離從 2 到 6 公分之間, 就 ISM band 2.4 GHz 頻段的運用而言, 此一距離區間剛好在輻射近場區內。例如: 當頻率在 2.5GHz, 波長為 12 公分, 天線的長度為 6 公分帶入 Near-field region 公式計算得:

$$\begin{aligned}0.62\sqrt{D^3/\lambda} < R < 2D^2/\lambda \\ \Rightarrow 0.62\sqrt{6^3/12} < R < 2*6^2/12 \\ \Rightarrow 2.6cm < R < 6cm\end{aligned}$$

2-3 感應電動勢的方法

如圖 2-4 為一線性 dipole 天線，我們利用感應電動勢的方法求得天線的輸入阻抗 [2]。假設有一電動勢作用於天線的終端並產生 I_z 電流；電流 I_z 產生電場 E_z ，為滿足邊界情況 E_z 會在天線表面感應另一電場 E_{zi} 。對一個完全的導體其表面的正切電場 E_{zi} 必須為零。

$$E_{zi}(\rho = a, z = z') = E_z(\rho = a, z = z') + E_{zi}(\rho = a, z = z') = 0 \quad (2-1)$$

因此

$$E_{zi}(\rho = a, z = z') = -E_z(\rho = a, z = z') \quad (2-1a)$$

天線上增加的長度 dz' 的電位差 dV_z 表示為

$$dV_z(\rho = a, z = z') = -E_z(\rho = a, z = z') dz' \quad (2-2)$$

參考最大電流 I_m ；電位差 dV_z 與轉換電阻 Z_t 的關連表示式

$$Z_t = dV_z / dI_m \quad (2-3)$$

因為互易關係(Reciprocity)，最大電壓 V_m 亦相對電流 I_z 在 $z = z'$ 有相同的轉換阻抗 Z_t 。

$$Z_t = V_m / I_z(\rho = a, z = z') \quad (2-4)$$

重新整理(2-3)、(2-4)得下列方程式

$$I_z(\rho = a, z = z')dV_z(\rho = a, z = z') = V_m dI_m \quad (2-5)$$

輻射阻抗(參考最大電流)定義為

$$Z_m = V_m / I_m = dV_m / dI_m \quad (2-6)$$

或

$$V_m dI_m = I_m dV_m \quad (2-6a)$$

將(2-6a)帶入方程式(2-5)重新整理得

$$I_z(\rho = a, z = z')dV_z(\rho = a, z = z') = I_m dV_m \quad (2-7)$$

或

$$dV_m = \frac{1}{I_m} I_z(\rho = a, z = z')dV_z(\rho = a, z = z') \quad (2-7a)$$

利用(2-2)及(2-7a)化簡方程式

$$V_m = \int_{-l/2}^{+l/2} dV_m = -\frac{1}{I_m} \int_{-l/2}^{+l/2} I_z(\rho = a, z = z')E_z(\rho = a, z = z')dz' \quad (2-8)$$

再將(2-6)帶入(2-8)式，就可以得到輻射阻抗

$$Z_m = -\frac{1}{I_m^2} \int_{-l/2}^{+l/2} I_z(\rho = a, z = z')E_z(\rho = a, z = z')dz' \quad (2-9)$$

對於金屬 dipole；電流 I_z 均勻分佈於金屬表面，集中於小且薄的導體上。假設非常薄的 dipole (理想半徑趨近零)，電流分佈表示式

$$I_z = 2\pi a J_z = I_m \sin[k(l/2 - |z'|)] \quad (2-10)$$

將(2-10)帶入(2-9)式，可得金屬 dipole 的輻射阻抗 Z_m ，

$$Z_m = -\frac{1}{I_m} \int_{-l/2}^{+l/2} \sin[k(l/2 - |z'|)] E_z(\rho = a, z = z') dz' \quad (2-11)$$

參考金屬 dipole 推導的結論:輸入阻抗的實部與虛部為[1]

$$R_r = R_m = \frac{\eta}{2\pi} \left\{ C + \ln(kl) - C_i(kl) + \frac{1}{2} \sin(kl) [S_i(2kl) - 2S_i(kl)] \right. \\ \left. + \frac{1}{2} \cos(kl) [C + \ln(kl/2) + C_i(2kl) - 2C_i(kl)] \right\} \quad (2-12a)$$

$$X_m = \frac{\eta}{4\pi} \left\{ 2S_i(kl) + \cos(kl) [2S_i(kl) - S_i(2kl)] \right. \\ \left. - \sin(kl) [2C_i(kl) - C_i(2kl) - C_i(2ka^2/l)] \right\} \quad (2-12b)$$

$S_i(x)$ 、 $C_i(x)$ 分別代表 sine、cosine 積分。

最後得到輸入電阻及輸入電抗，

$$R_{in} = \left(\frac{I_o}{I_{in}} \right)^2 R_r = \frac{R_r}{\sin^2(kl/2)} \quad (2-13a)$$

$$X_{in} = \left(\frac{I_o}{I_{in}} \right)^2 X_m = \frac{X_m}{\sin^2(kl/2)} \quad (2-13b)$$

2-4 兩線性天線之間的互阻抗

互感耦合(mutual coupling)對於天線影響是不能忽略的；尤其當天線之間非常靠近時會改變天線的輸入阻抗、電流分佈以及天線的輻射場型。天線除了由本身激發源所造成的電流分佈之外，也會受到附近的天線輻射產生感應電流，這樣的互感效應將影響天線的輻射場型效率與隔離度，這是我們所要討論的重點。

在我們分析的模型中，假設兩個並列天線之間相互的影響，可以用一個 two-port (four-terminal) 網路，如圖 2-5，來表示電壓對電流的關係如下：



$$V_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 \quad (2-14a)$$

$$V_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 \quad (2-14b)$$

Z_{11} 和 Z_{22} 分別表示天線 1 和天線 2 的自阻抗(self impedance)， Z_{12} 和 Z_{21} 為互阻抗(mutual impedance)；對一個互易網路(reciprocal network)而言 $Z_{12} = Z_{21}$ 。重新整理 two-port 網路得到下列方程式：

$$Z_{1d} = \frac{V_1}{I_1} = Z_{11} + Z_{12} \left(\frac{I_2}{I_1} \right) \quad (2-15a)$$

$$Z_{2d} = \frac{V_2}{I_2} = Z_{22} + Z_{21} \left(\frac{I_1}{I_2} \right) \quad (2-15b)$$

Z_{1d}, Z_{2d} 分別表示天線 1 和天線 2 的驅動點阻抗(driving point impedance)，由方程式中我們可以觀察出，每一個驅動點阻抗值和電流的比例有關。當我們去匹配任何天線時，不但需考慮天線自阻抗，也必須考慮互阻抗對驅動點阻抗的變化。因此，很明顯的互阻抗對於天線的效率扮演一個重要的角色。無論如何，互阻抗的分析是相當的複雜，但在簡單的模型中，我們就可利用感應電動勢的方法來分析。

如圖 2-6，當天線 1 的輻射影響到天線 2，天線的開路電壓表示式可以寫成：

$$V_{21} = - \frac{1}{I_{2i}} \int_{-l_2/2}^{+l_2/2} E_{z21}(z') I_2(z') dz' \quad (2-16)$$

$E_{z21}(z')$ 是天線 1 對天線 2 的電場輻射， $I_2(z')$ 是天線 2 的電流分佈。

所以我們就得到兩天線之間的互阻抗值：

$$Z_{21i} = V_{21} / I_{1i} = - \frac{1}{I_{1i} I_{2i}} \int_{-l_2/2}^{+l_2/2} E_{z21}(z') I_2(z') dz' \quad (2-17)$$

2-5 兩天線互感電動勢的方法

我們將理想導體的電流 I_z 及電場 E_z 方程式帶入(2-17)，重新整理方程式，

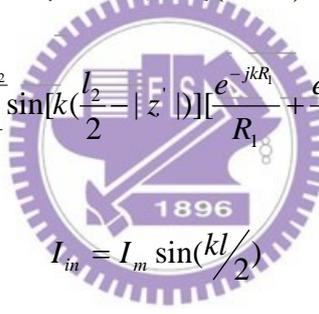
$$I_z = I_m \sin[k(l/2 - |z'|)]$$

$$E_z = -jI_o / 4\pi [e^{-jkR_1} / R_1 + e^{-jkR_2} / R_2 - 2 \cos(kl/2) e^{-jkr} / r]$$

$$Z_{21i} = j \frac{\eta I_{im} I_{2m}}{4\pi I_{1i} I_{2i}} \int_{-\frac{l_2}{2}}^{+\frac{l_2}{2}} \sin[k(\frac{l_2}{2} - |z'|)] [\frac{e^{-jkR_1}}{R_1} + \frac{e^{-jkR_2}}{R_2} - 2 \cos(k\frac{l_1}{2}) \frac{e^{-jkr}}{r}] dz' \quad (2-18)$$

當兩天線的輸入電流最大時，方程式(2-18)改寫為

$$Z_{21i} = j \frac{30}{\sin(\frac{kl_1}{2}) \sin(\frac{kl_2}{2})} \int_{-\frac{l_2}{2}}^{+\frac{l_2}{2}} \sin[k(\frac{l_2}{2} - |z'|)] [\frac{e^{-jkR_1}}{R_1} + \frac{e^{-jkR_2}}{R_2} - 2 \cos(k\frac{l_1}{2}) \frac{e^{-jkr}}{r}] dz' \quad (2-19)$$



比較(2-18)和(2-19)，我們得到互感阻抗於最大電流輸入時的關係式，

$$Z_{21m} = Z_{21i} \sin(kl_1/2) \sin(kl_2/2) \quad (2-20)$$

當 $l_1 = l_2$ ，互阻抗的實部與虛部分別為

$$R_{21m} = R_{21i} \sin^2(kl/2) \quad (2-21a)$$

$$X_{21m} = X_{21i} \sin^2(kl/2) \quad (2-21b)$$

對於兩線性 dipole 天線之間互感的關係，有三種模式已經被廣泛討論。我們實際的運用與設計只考慮肩並肩(side-by-side)的方式；如圖 2-7。肩並肩方式的互阻抗，已經發展出一套求解的方法如下 [2]:

$$R_{21m} = \frac{\eta}{4\pi} [2C_i(u_0) - C_i(u_1) - C_i(u_2)] \quad (2-22a)$$

$$X_{21m} = -\frac{\eta}{4\pi} [2S_i(u_0) - S_i(u_1) - S_i(u_2)] \quad (2-22b)$$

$$u_0 = kd \quad (2-22c)$$

$$u_1 = k(\sqrt{d^2 + l^2} + l) \quad (2-22d)$$

$$u_2 = k(\sqrt{d^2 + l^2} - l) \quad (2-22e)$$

最後我們使用程式輔助運算，來分析兩天線間的隔離度及輻射場型，並將運算的結果與模擬結果比較。



2-6 HFSS 模擬軟體分析與設定

HFSS 是一套高效率的全波電磁場模擬分析軟體，尤其是對天線模擬分析相當好用，不但可以提供 2D 模擬結果也可觀察 3D 輻射場型，在於天線設計上是一套相當好用的輔助軟體。我們將利用 HFSS 依天線的尺寸材料，來建構兩支 choke sleeve antenna 相互耦合的環境，模擬並比對實際量測值，並計算隔離度 S 參數值及觀察天線輻射的趨勢。以下是 HFSS 模擬的步驟：

首先將 HFSS 程式的 solution type 設定在 Driven terminal，利用幾何結構工具建立兩支天線，並定義個別的材料及介電係數值，如圖 2-8。



建立邊界條件：我們將天線的金屬部分定義為 perfect E，並且定義輻射場的邊界條件。

建立 Excitations：我們的模擬是分析兩天線同時饋入相同的電壓，所以必須在 HFSS\fields\edit sources，將兩天線的 excitation port 都設定為 1V (default 值為 1V,0V)。

分析的設定：設定 solution 的頻率為 2.5 GHz，及頻率快速掃瞄範圍從 1 到 5 GHz。

最後設定所需的模擬結果，我們將得到 2D E-plane、H-plane Radiation pattern 及 S-parameter 分析的結果。

圖 2-1 Choke sleeve antenna 剖面圖

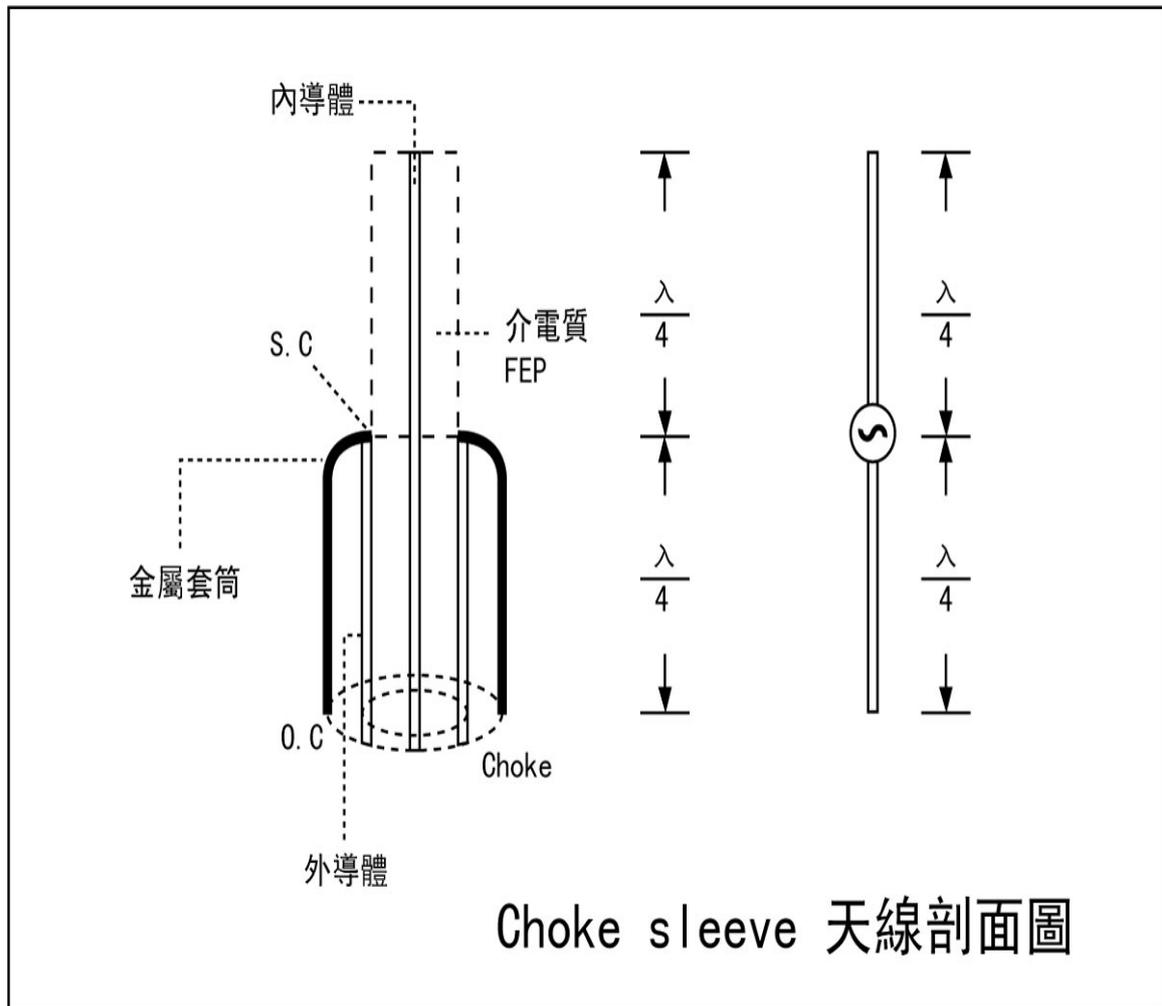
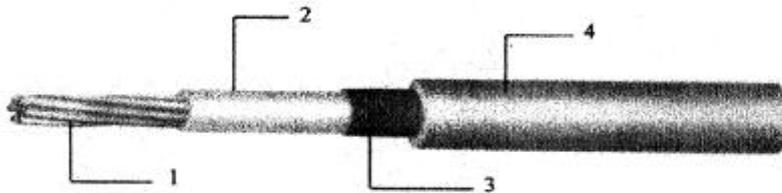


圖 2-2 FEP insulated high-frequency coaxial cable

I - Scope

This specification presents a FEP insulated high-frequency coaxial cable AWG 30, 1.8 mm O.D. for internal wiring of electronic equipment, such as Computer / Notebook with wireless communication systems.

II - Construction



| Item | Unit | Details |
|--------------------|----------------|----------------------------------|
| 1. Inner Conductor | Material | — CP-AG |
| | Composition | No./mm AWG 30 or 7 × 0.1 |
| | Dia. (approx.) | mm 0.305 |
| 2. Dielectric | Material | — Extruded FEP |
| | Nom. O.D. | mm 0.84 ± 0.05 |
| | Color | — Natural |
| 3. Outer Conductor | Material | — Silver coated copper |
| | Composition | — Braided (16 / 3 / 0.1) |
| | Dia. (approx) | mm 1.29 ± 0.07 |
| 4. Jacket | Material | — Extruded FEP |
| | Dia. | mm 1.80 ± 0.08 |
| | Color | — Standard color is Light Orange |

圖 2-3 四分之一波長 choke sleeve antenna



圖 2-4 金屬表面的電流分佈

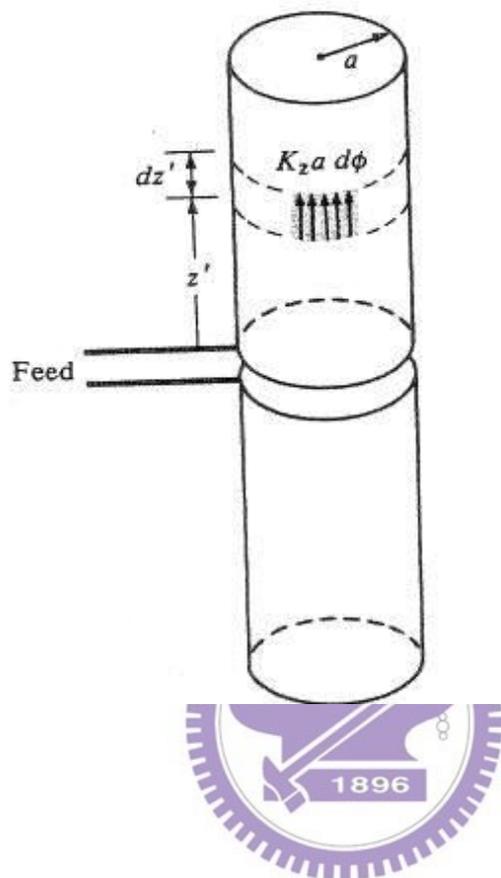


圖 2-5 雙埠網路

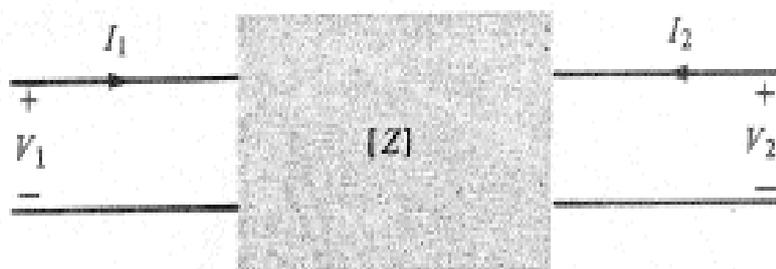


圖 2-6 兩天線相對位置的互相耦合

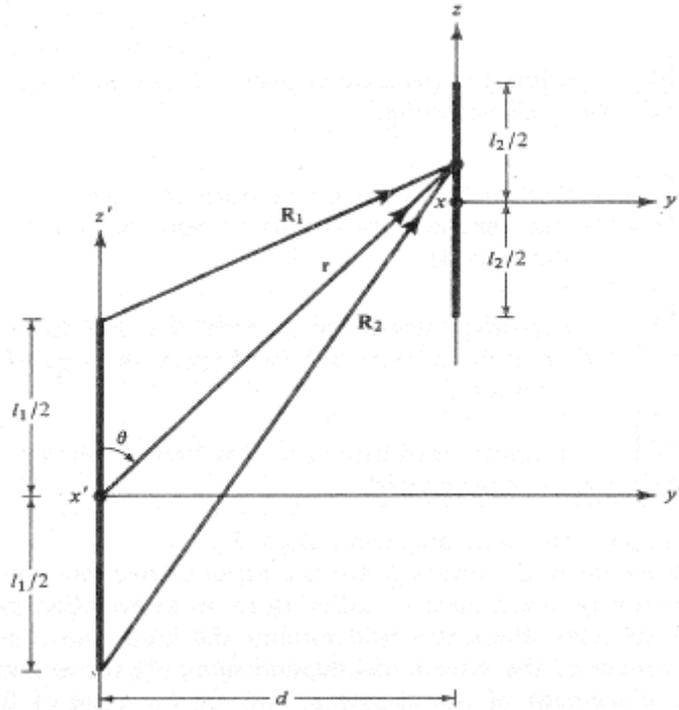


圖 2-7 兩天線肩並肩的方式排列

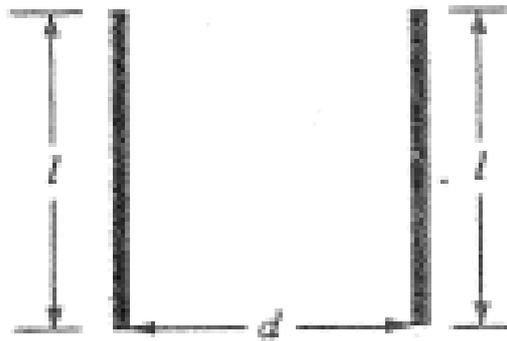
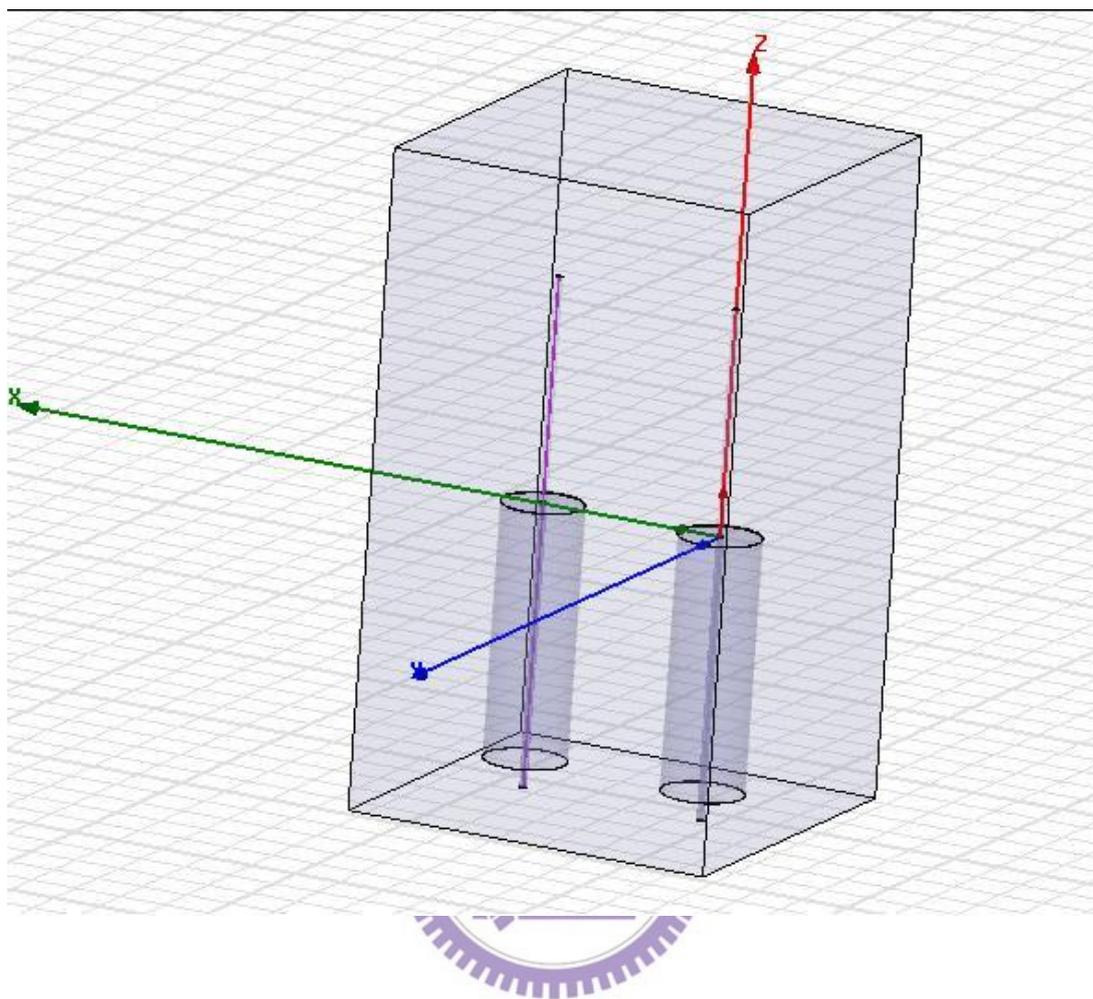


圖 2-8 HFSS 兩支並列天線幾何結構



第三章

理論數值分析與實驗結果的比較與討論

在第二章裡，我們詳細地敘述並推導兩天線之間相互影響的關係。本章我們將實際量測結果並進行軟體模擬分析，最後將量測結果與軟體模擬結果互相比較與討論。

首先規劃整個實驗方法，如板子的大小、天線相對位置的規劃及測試項目。參考大多數零售市場 AP 11N Router 的外觀大小，訂定實驗板的大小為 15*10 cm。考慮能有多組的測試資料，所以天線相對位置採用交錯的排列，這樣的方法可以使得在同一板子上，可以測試的範圍從 2cm 到 11cm。

本論文探討的主題在於隔離度及天線的場型，所以在場地的規劃，使用兩個無反射實驗室，可分別提供隔離度的測試及輻射場型的測試。除了實驗室之外另需要一台網路分析儀，作為隔離度測試的儀器。在天線場型的測試，則需要一台訊號產生器、功率分倍器、接收頻段的天線及頻譜分析儀。

量測結果的正確性攸關整個實驗的成敗，如何得到正確的值卻是我們必須注意的。所以在每一次的量測之前環境的校正相當重要，如何控制每一項量測都在可允許的誤差內，也是我們必須注意的課題。以下就每一個環節詳細說明。

3-1 3D 實驗室量測

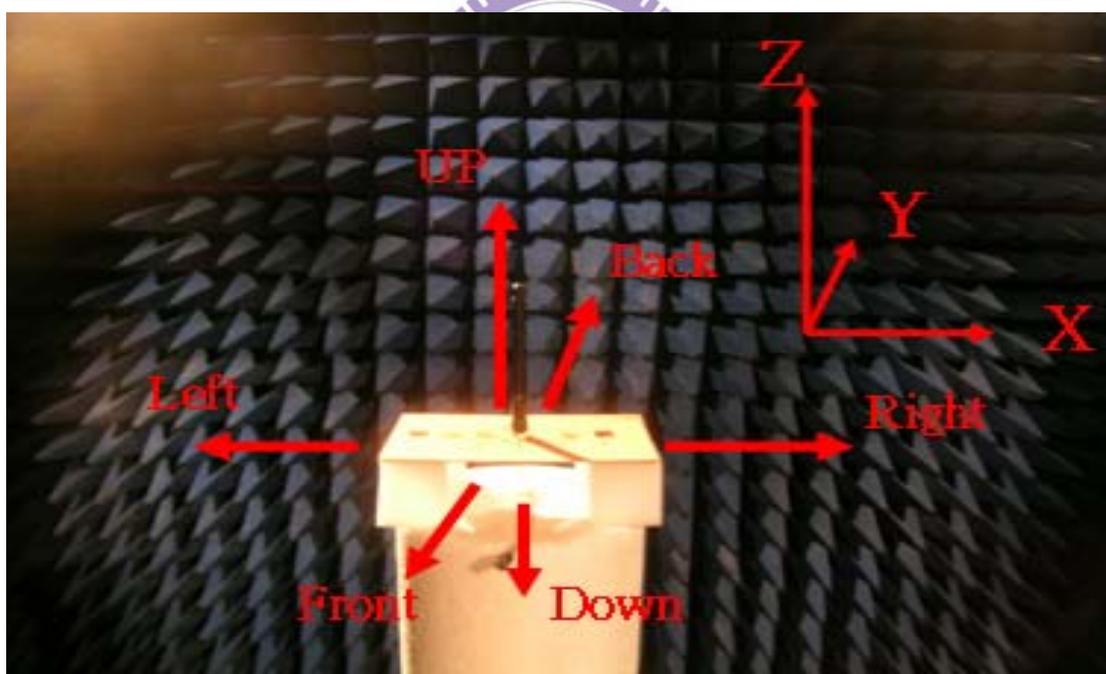
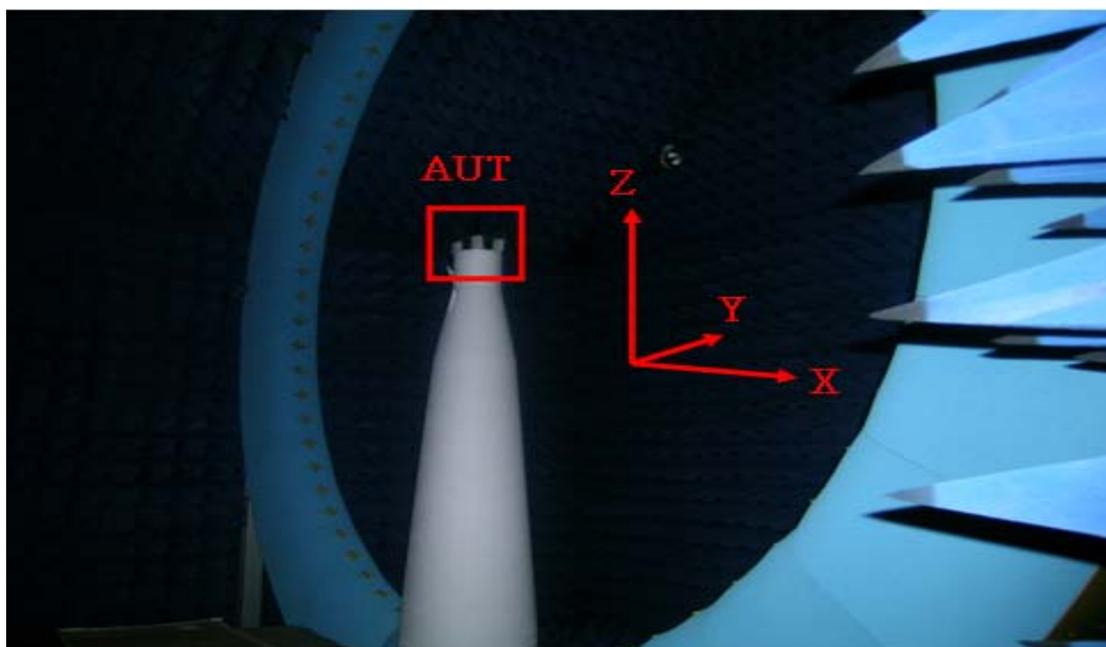
輻射場型實驗室為一標準的 3D 無反射實驗室，可提供 2D 及 3D 的量測。待測物置於實驗室中間，待測物的旋轉台可 360 度旋轉，對應球型座標的 φ 軸。接收天線可上下移動，對應球型座標的 θ 軸。

將訊號產生設定於非調變的連續波發射，因為我們同時需將訊號饋入到兩天線使兩天線同時發射，所以我們利用功率分倍器，將訊號平均分配到兩天線發射。這裡我們需注意：功率分倍器工作在 2.5GHz 的頻段插入損失大約為 3.5dB，所以我們必須在訊號產生器，發射功率時彌補插入損失。

接收天線將訊號送到頻譜分析儀上，讀出接收的訊號大小，將得到的資料在加上天線的平均增益及環境因素之後，我們就可以得到輻射場型圖。配合下圖座標的定義，便可正確的讀出角度與增益大小的關係。如圖 3-1 分別為 3D chamber 及座標定義。



圖 3-1 3D 量測環境介紹 (Wha Yu 3D chamber)



| | | | |
|------|-------|-------|-------|
| | XY | YZ | XZ |
| 0° | Right | Up | Up |
| 90° | Back | Back | Right |
| 180° | Left | Down | Down |
| 270° | Front | Front | Left |

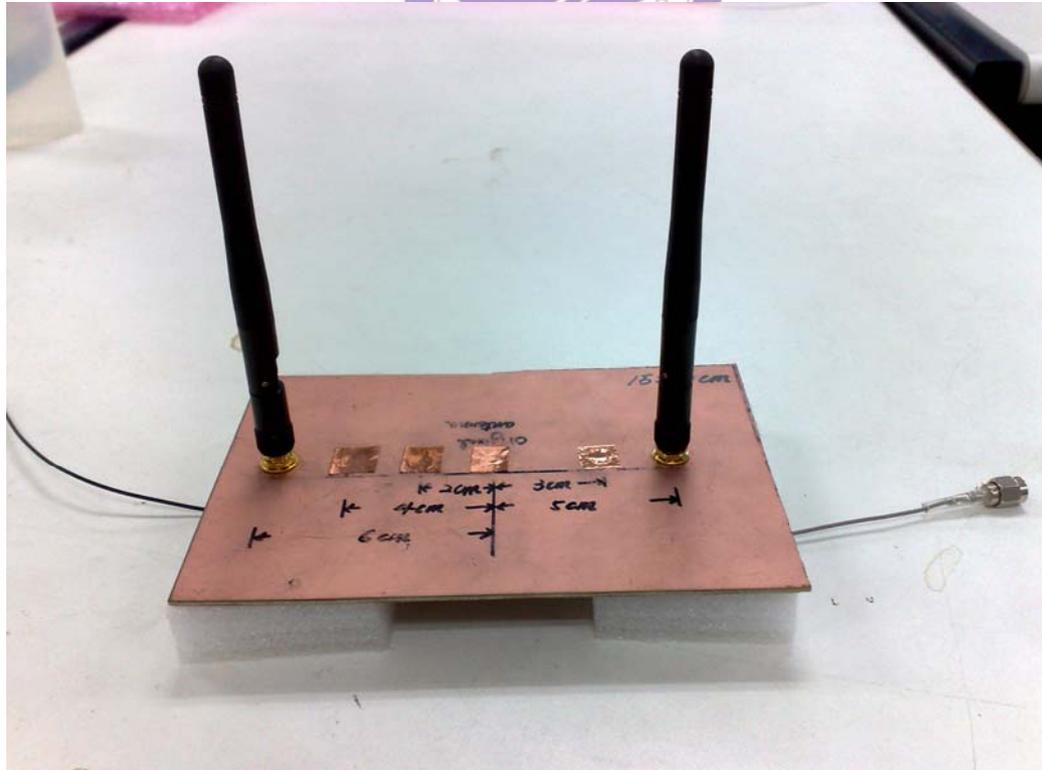
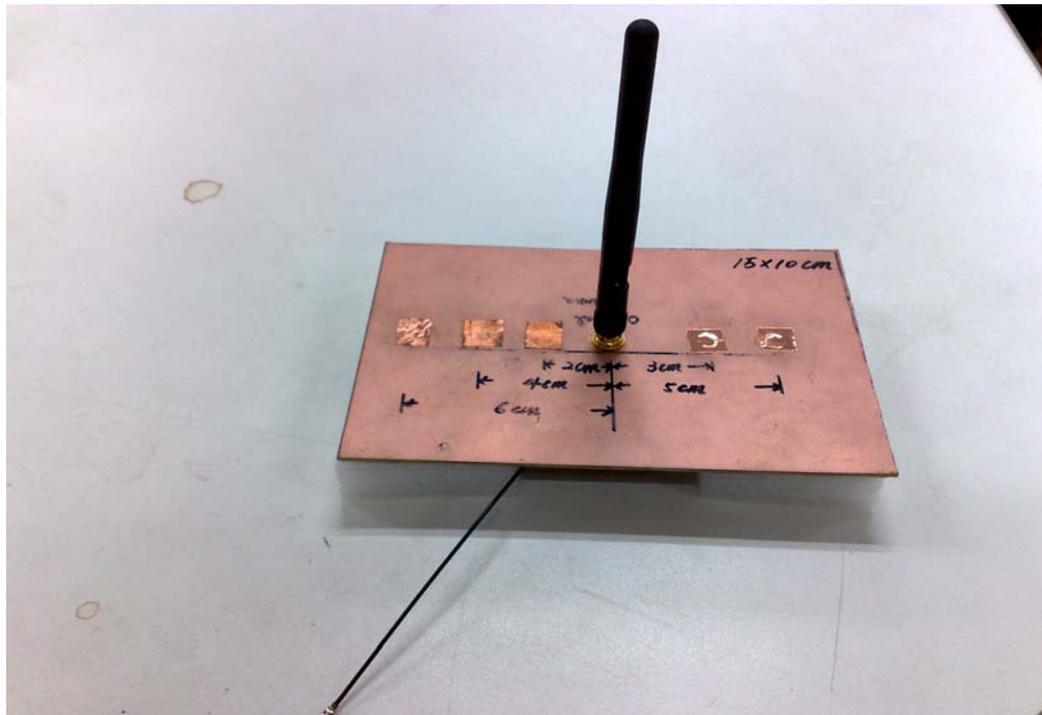
3-2 量測治具

量測治具的大小，考量市售大部分廠牌 AP 11N Router 的規格大小而定。模擬一般的電路板的設計都會留一層地，所以我們利用銅箔基板來模擬實際情況的地。由於金屬地面為有限大小，因此其效應無法以 method of images 納入感應電動勢理論模式中。此外，為節省計算資源，HFSS 模擬亦不考慮此一地面的存在。

為考慮網路分析儀饋入線損失校正，我們選用的天線可以直接鎖在連接線上，以方便校正及位置變換。此一天線為一標準 dipole 天線；天線增益 1.5dBi，為業界一般常用的天線。如圖 3-2 為單一天線的情況及兩天線的情況。



圖 3-2 量測治具



3-3 隔離度的量測

環境的變數對隔離度的量測結果影響很大，整個量測必須在無反射場下量測。利用 shielding room 可以隔絕 105dB 的外部干擾訊號，利用吸波材料將發射的訊號吸收，使大部份的訊號不會反射回來。

網路分析儀必須經過校正，因為我們需量測兩支天線之間耦合的關係；也就是 S_{21} 或 S_{12} ，所以我們需做 2 埠的校正，校正時注意需將天線的饋入線損失一起校正。校正完之後我們可以檢查網路分析儀， S_{12} 、 S_{21} 是不是幾乎等於 0dB， S_{11} 、 S_{22} 至少要在 -40dB 以下。假如未達到規格，就必須檢查那一步驟出錯，以重新校正。

量測時先就單一天線作量測，並參考天線廠商的量測結果做比較，以確認環境正確無誤。測量時將待測物與網路分析儀盡量遠離，最好能夠用吸波材料將網路分析儀和地板阻隔。礙於實在無法找到多餘的吸波材料可用，只好盡量遠離以減少網路分析儀的影響。另外量測人員的位置亦會造成影響。這些小細節都必須特別注意，務必將所有可能影響的狀況考慮進去。如圖 3-3、3-4，分別為隔離度量測環境及網路分析儀饋入線校正。

圖 3-3 隔離度量測環境



圖 3-4 網路分析儀饋入線校正



3-4 S 參數測結果

圖 3-5 至圖 3-12 分別記載天線實體量測結果，天線間隔 2cm 到 11cm 時的 S11、S22 及 S21 的實際量測資料。在量測時我們取三個頻率點分別為 2.4GHz、2.45GHz 及 2.5GHz，因為 2.5GHz 的半波長剛好為整數 6cm，取四分之一波長為 3cm，對模擬軟體在建立實體結構分析比較簡單。

本實驗模擬分析設定頻率在 2.5GHz，研究的重點針對在 2.5GHz 的量測值來分析。由實際的量測結果我們得到以下結論：耦合量(S21) 會隨這兩天線之間天線距離變大而變小，就物理意義來解釋，當兩天線越靠近相互之間的影响越大，所以量測結果是正確。除此之外，這些結果也顯示 S11 和 S22 隨著天線間隔改變，亦即，天線之間的影响天線的驅動點阻抗及其阻抗匹配性能。

圖 3-5 兩天線距離 2cm 時之隔離度實際量測結果

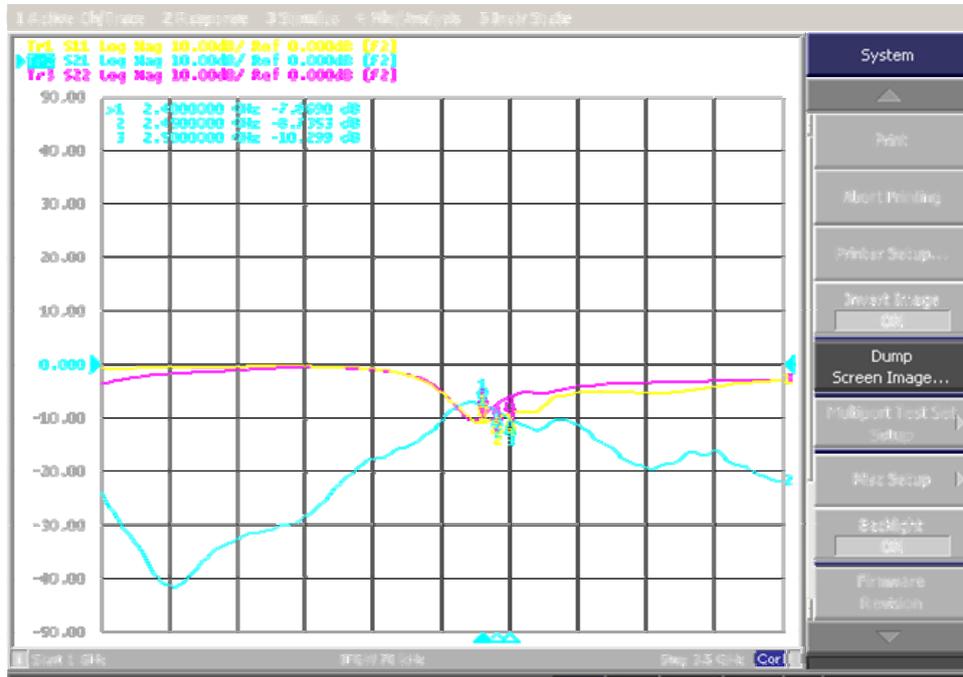


圖 3-6 兩天線距離 3cm 時之隔離度實際量測結果

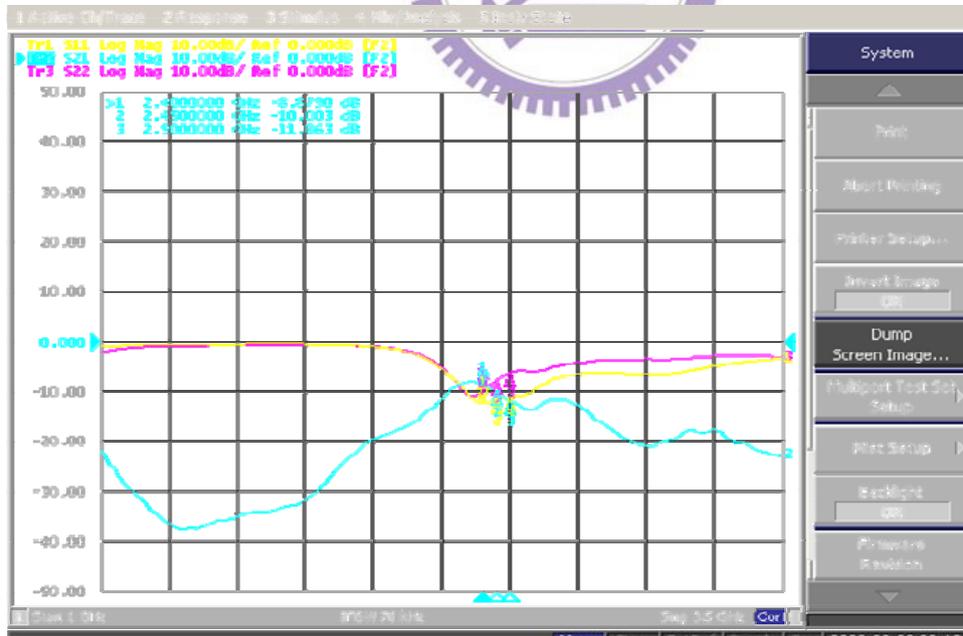


圖 3-7 兩天線距離 4cm 時之隔離度實際量測結果

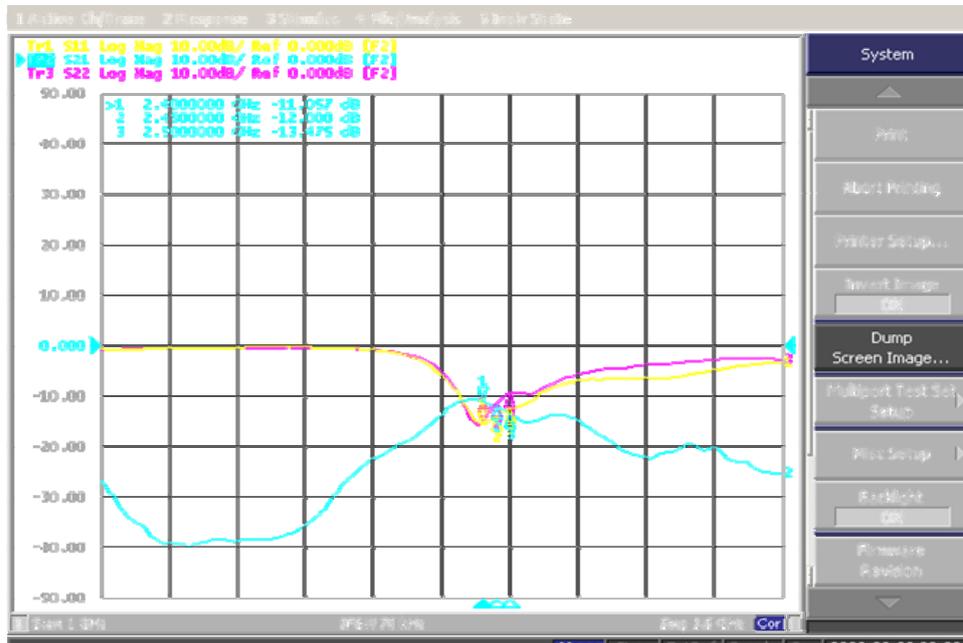


圖 3-8 兩天線距離 5cm 時之隔離度實際量測結果

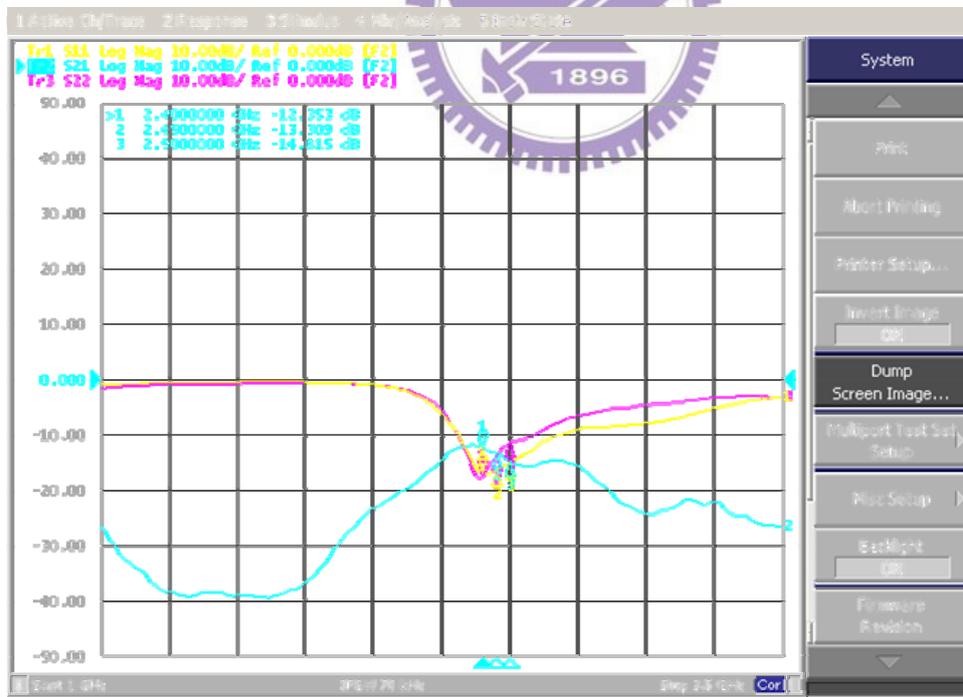


圖 3-9 兩天線距離 6cm 時之隔離度實際量測結果

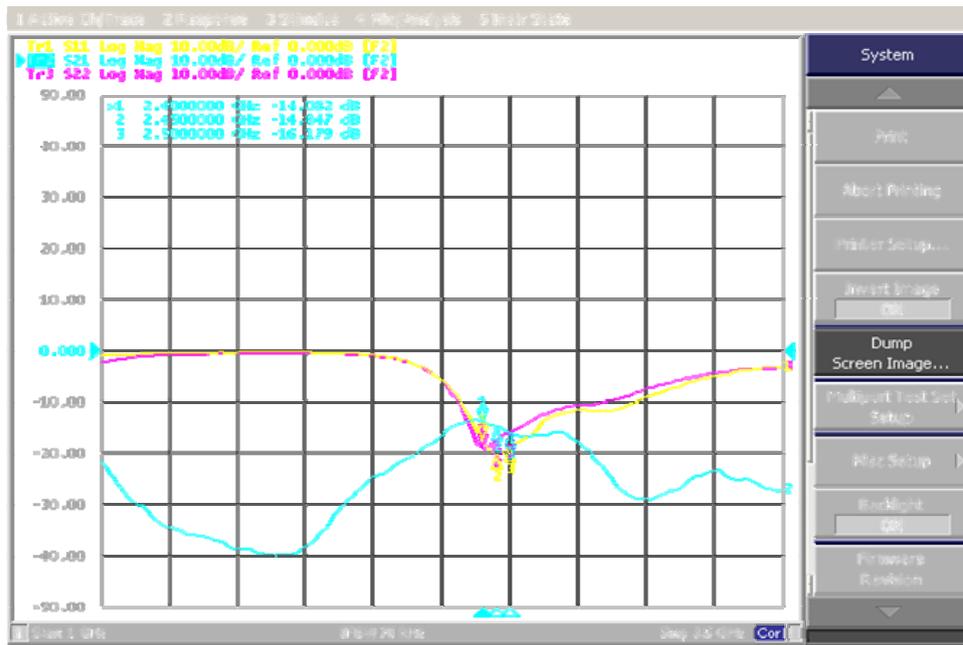


圖 3-10 兩天線距離 7cm 時之隔離度實際量測結果

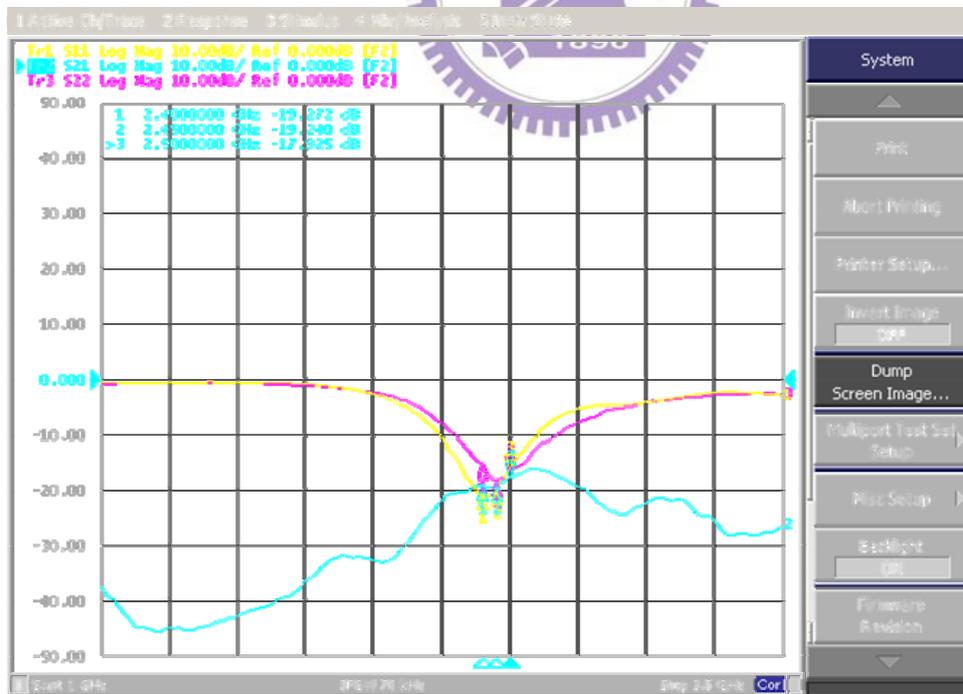


圖 3-11 兩天線距離 9cm 時之隔離度實際量測結果

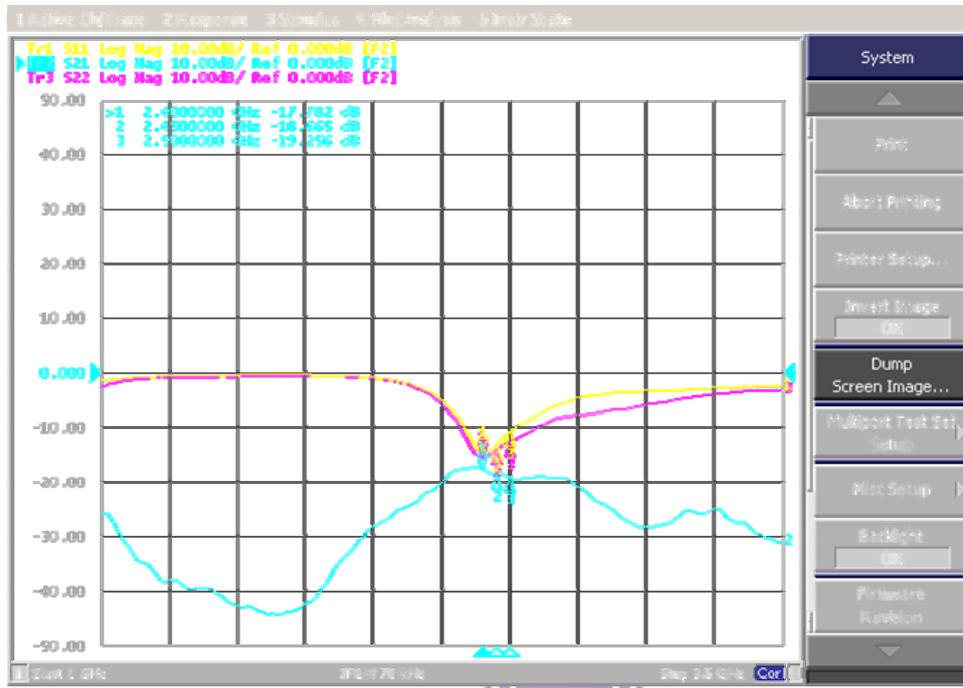
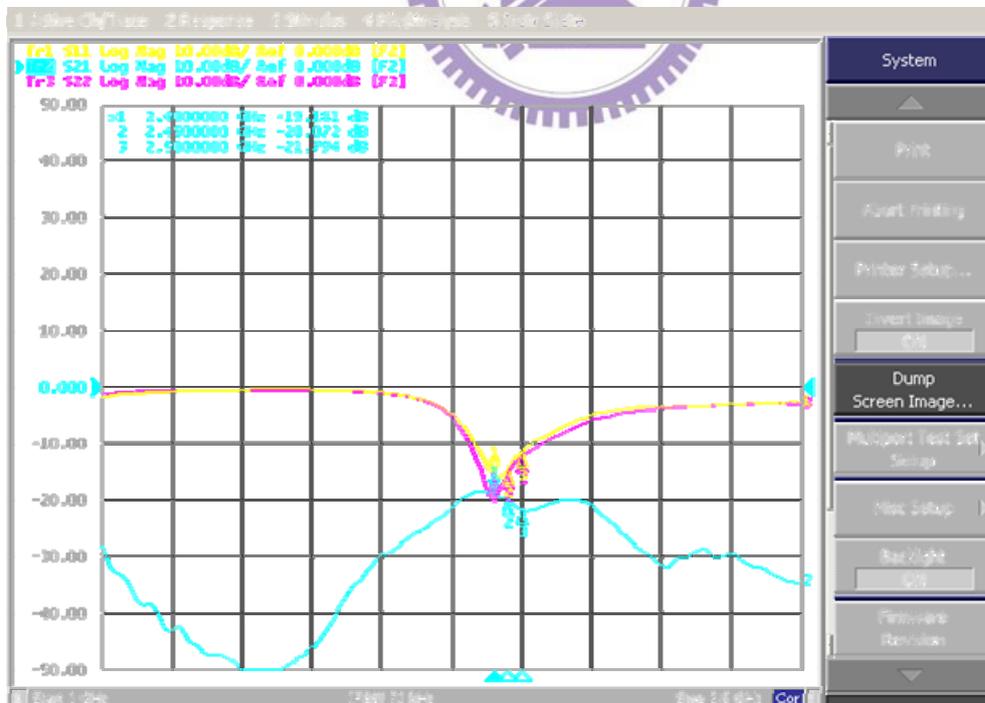


圖 3-12 兩天線距離 11cm 時之隔離度實際量測結果



3-5 HFSS 的 S 參數模擬結果

圖 3-13 到圖 3-17 為 HFSS 模擬 S11 和 S21 模擬結果，在圖的左下方表格的值表示 S21 的模擬值，模擬的結果表示 S21 會隨著兩線之間的距離變化而改變，當兩天線距離越大相對的兩天線之間相互影響就越小，S21 就跟著距離變大而變小，與 3-4 節實際量測的結果是一樣。但由於實際量測的環境(包含有 GND、天線的塑膠外殼和實驗儀器等等)，與假設在自由空間中的模擬環境設定有所差異，所以模擬與量測的結果有一些差異，但就整個模擬結果而言因為環境變數的影響較少，所以 S21 的模擬值比實際量測值還要小。



圖 3-13 兩天線距離 2cm 時之隔離度互感耦合模擬結果

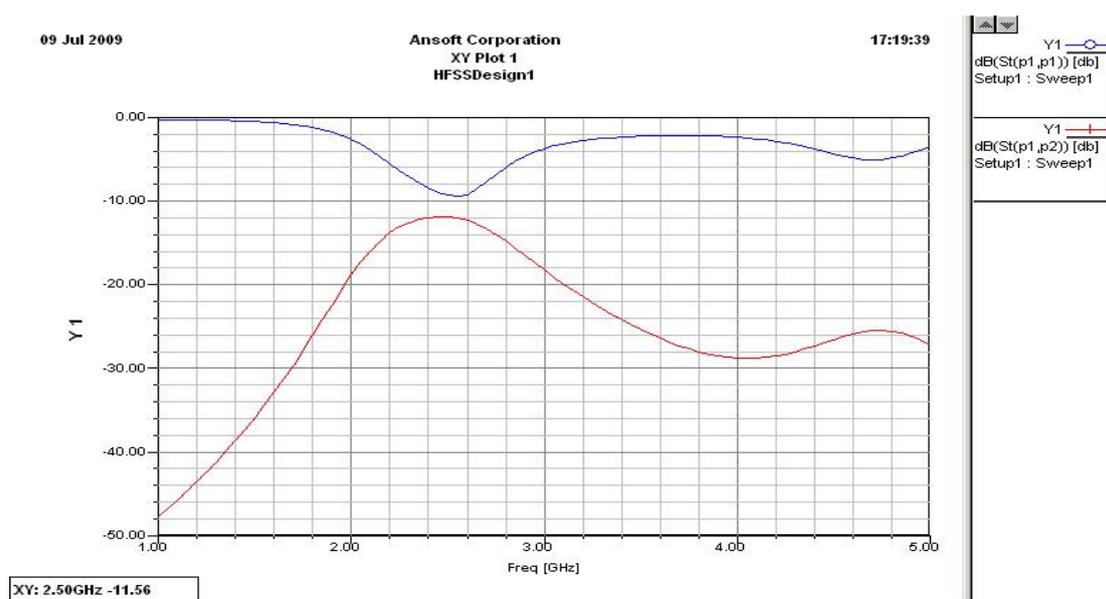


圖 3-14 兩天線距離 3cm 時之隔離度互感耦合模擬結果

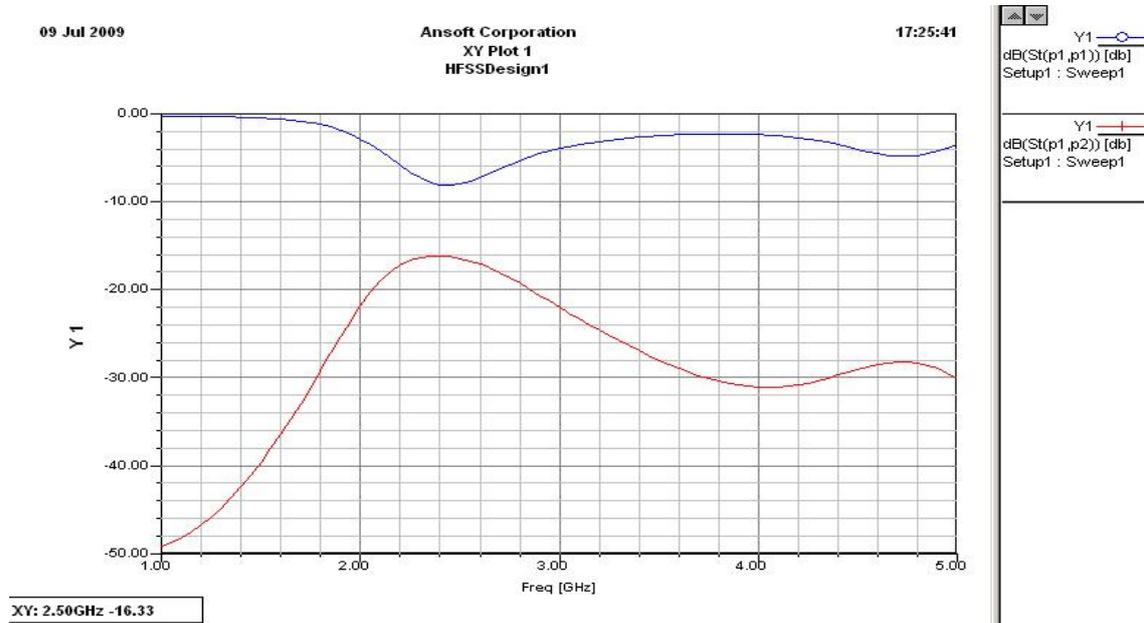


圖 3-15 兩天線距離 4cm 時之隔離度互感耦合模擬結果

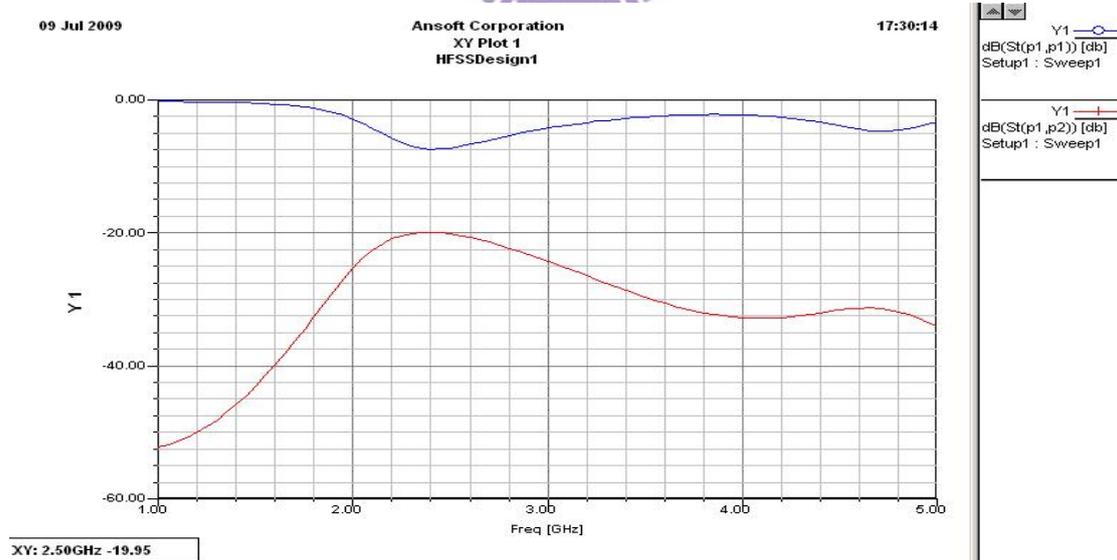


圖 3-16 兩天線距離 5cm 時之隔離度互感耦合模擬結果

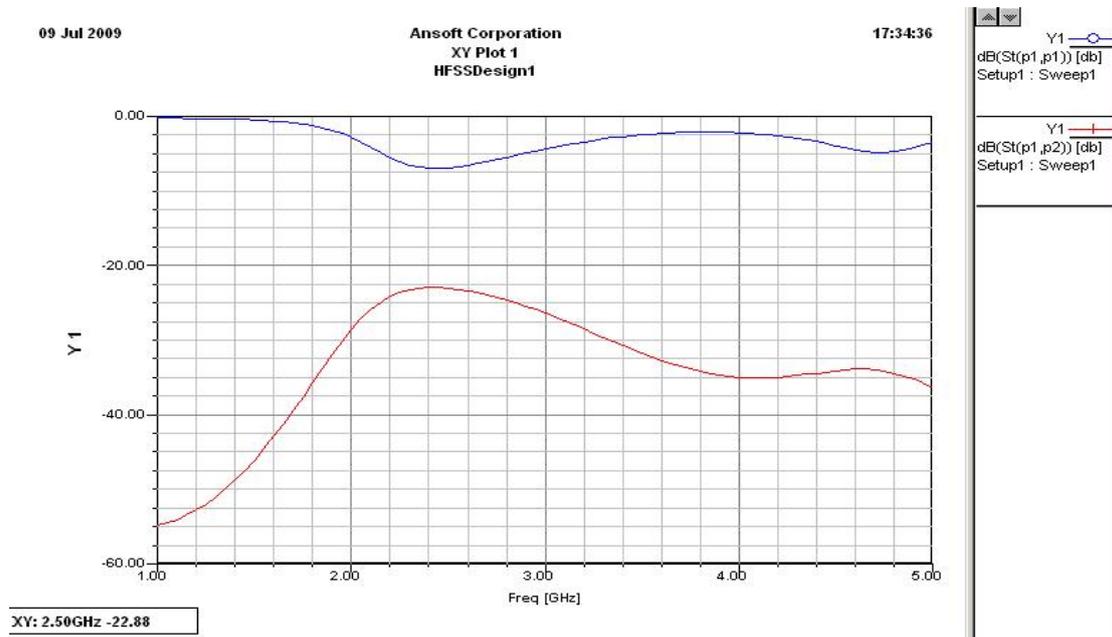


圖 3-17 兩天線距離 6cm 時之隔離度互感耦合模擬結果

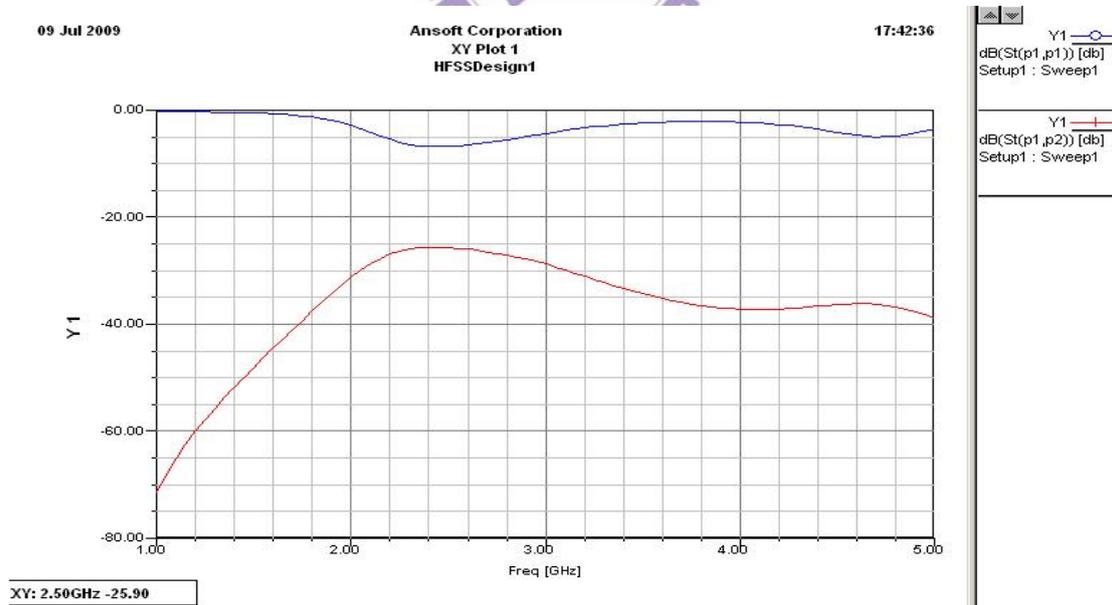
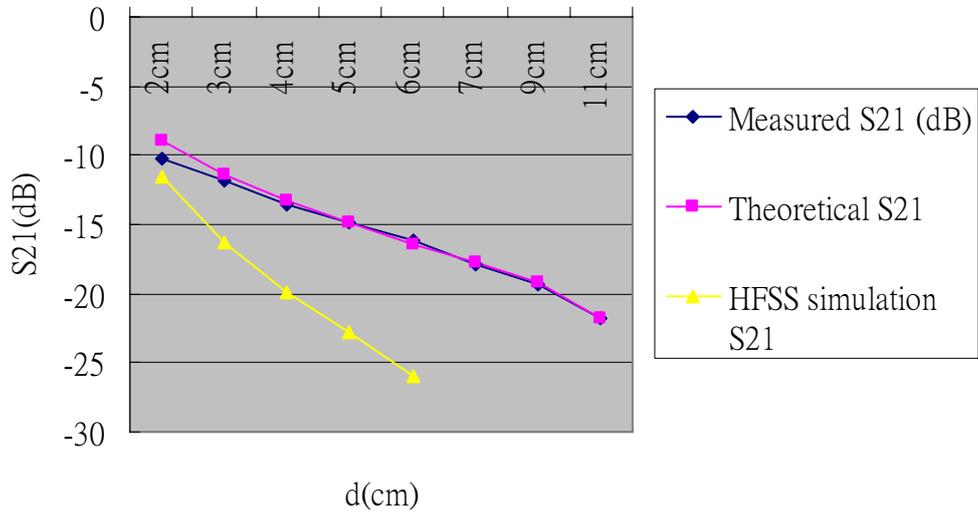


表 3-1 和圖 3-18 比較 2.5GHz 實驗量測、HFSS 模擬與理論模式估算所得的 S21 隨天線間隔的變化狀況。由此，我們整理出結論：感應電動勢法的估算值與實驗量測的值比較相近，但使用 HFSS 模擬的結果耦合的值會比較小。

表 3-1 隔離度(S21)實際量測與模擬分析結果

| 天線間隔 d | S21 量測值 (dB) | S21 理論值 (dB) | S21 模擬值 (dB) |
|--------|-----------------|-----------------|-----------------|
| 2cm | -10.3 | -8.9 | -11.5 |
| 3cm | -11.8 | -11.4 | -16.3 |
| 4cm | -13.5 | -13.3 | -19.9 |
| 5cm | -14.8 | -14.9 | -22.8 |
| 6cm | -16.2 | -16.5 | -25.9 |
| 7cm | -17.9 | -17.7 | X |
| 9cm | -19.3 | -19.2 | X |
| 11cm | -21.8 | -21.8 | X |

圖 3-18 隔離度(S21)數值比較圖



3-6 輻射場的量測與模擬結果比較圖

如圖所示圖 3-19、圖 3-20 表示單一天線的 E-plane 和 H-plane 的輻射場型分佈圖，圖 3-21 到圖 3-30 分別表示兩天之間隨著相對距離的改變，輻射場型相互影響的分佈圖。

圖上的實線、長虛線及短虛線分別表示不同的分析與量測結果，並將其結果加以整合作分析與比較。圖上實線(M)表示感應電動勢法的數值分析結果，長虛線(H)的部份表示 HFSS 的模擬結果，短虛線(S)表示實際量測的結果。

三種方法的比較結果可得到如下的結論：我們觀察 E-plane 的場型分佈情況，數值分析與 HFSS 模擬的場型 peak gain 會在正負 90 度出現，但在實際量測時 peak gain 出現在正負 45 度，與模擬分析與數值分析不同。造成這樣的結果是因為量測治具的 PCB GND plane 和實驗桌面所影響的結果，而模擬分析與數值分析都是假設在自由空間 (free space) 的情況。

觀察所有 H-plane 的場分佈情形，隨距離的增加；陣列因子(Array factor)造成 H-plane 場型偏離，單一天線的 omni-directional 特性。當兩天線距離越遠輻射場在 0 度及 180 度的角度 gain 會變小，直到兩天線距離半波長(6cm)時，在 0 度與 180 度這兩角度會出現很深的 notch，表示當此一距離這兩角度對系統收發信號都比較差。

圖 3-19 單一天線的 E-plane 場型

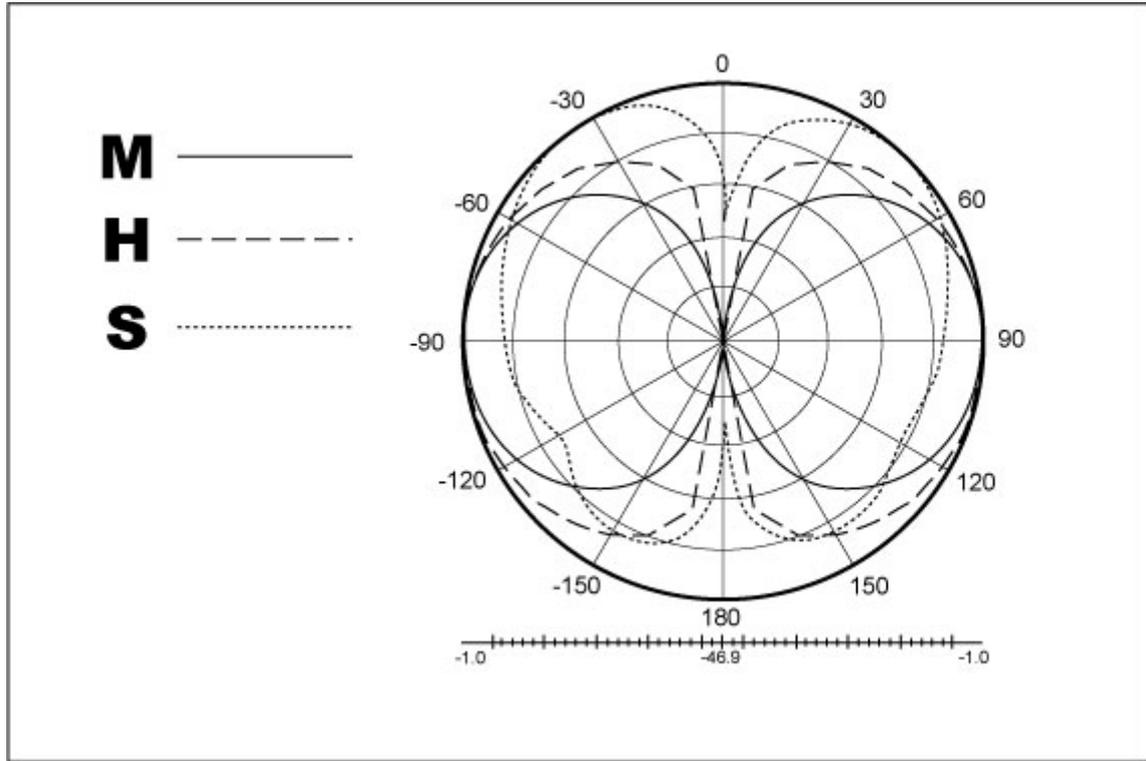


圖 3-20 單一天線的 H-plane 場型

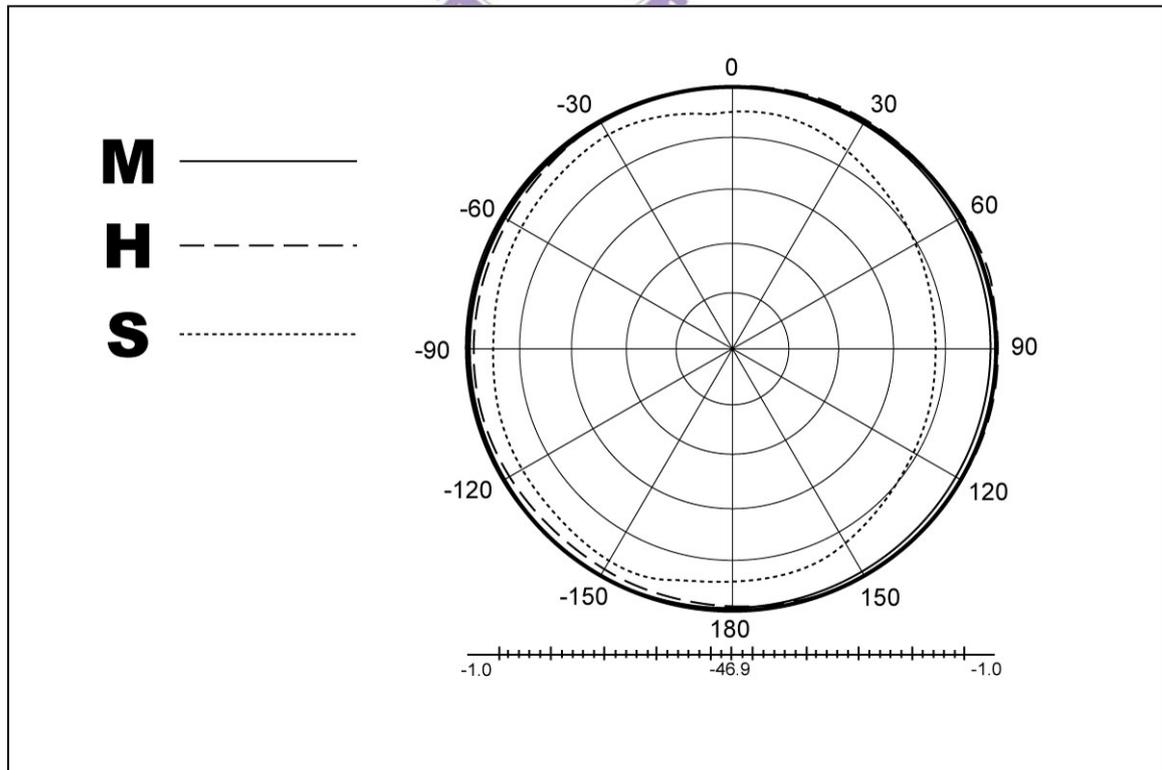


圖 3-21 兩天線距離 2cm 的 E-plane 場型

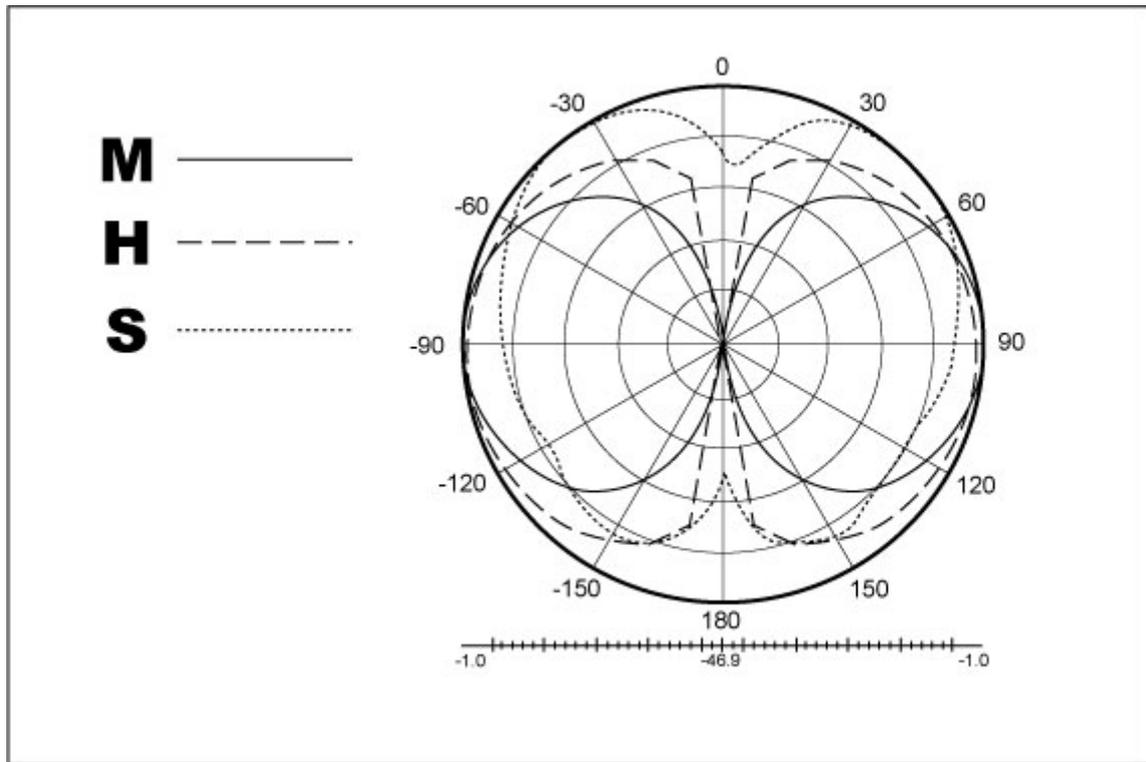


圖 3-22 兩天線距離 2cm 的 H-plane 場型

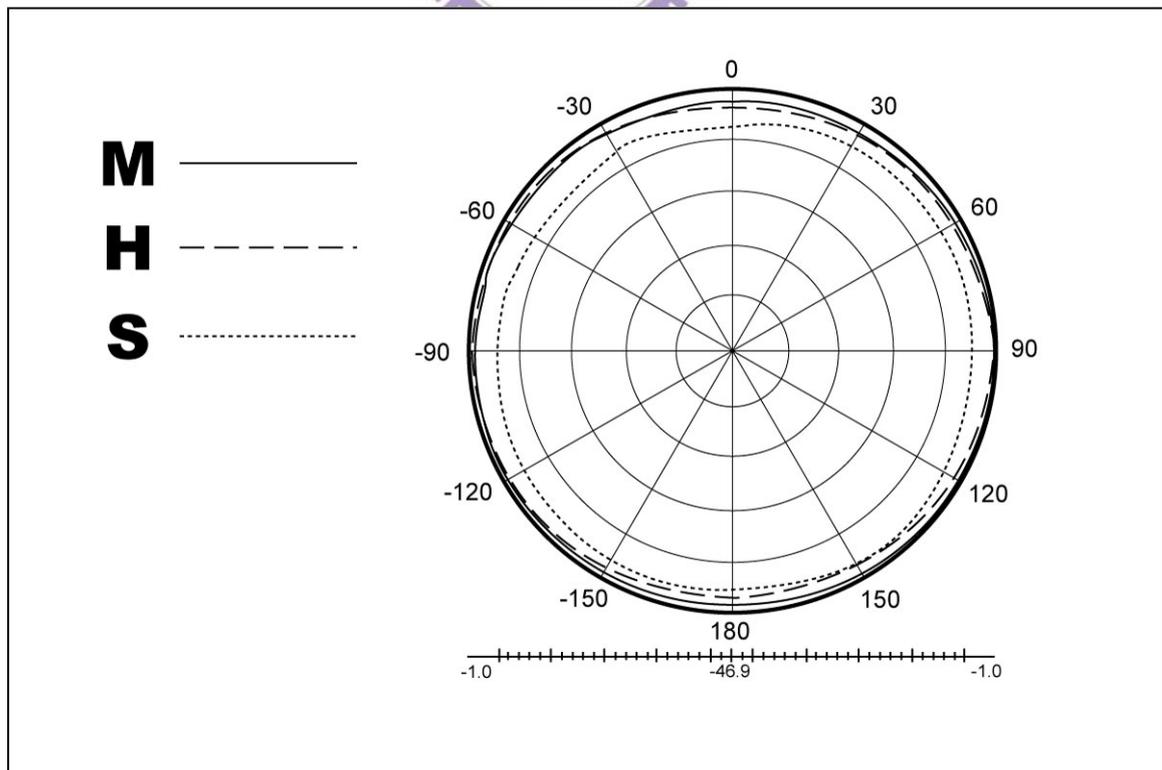


圖 3-23 兩天線距離 3cm 的 E-plane 場型

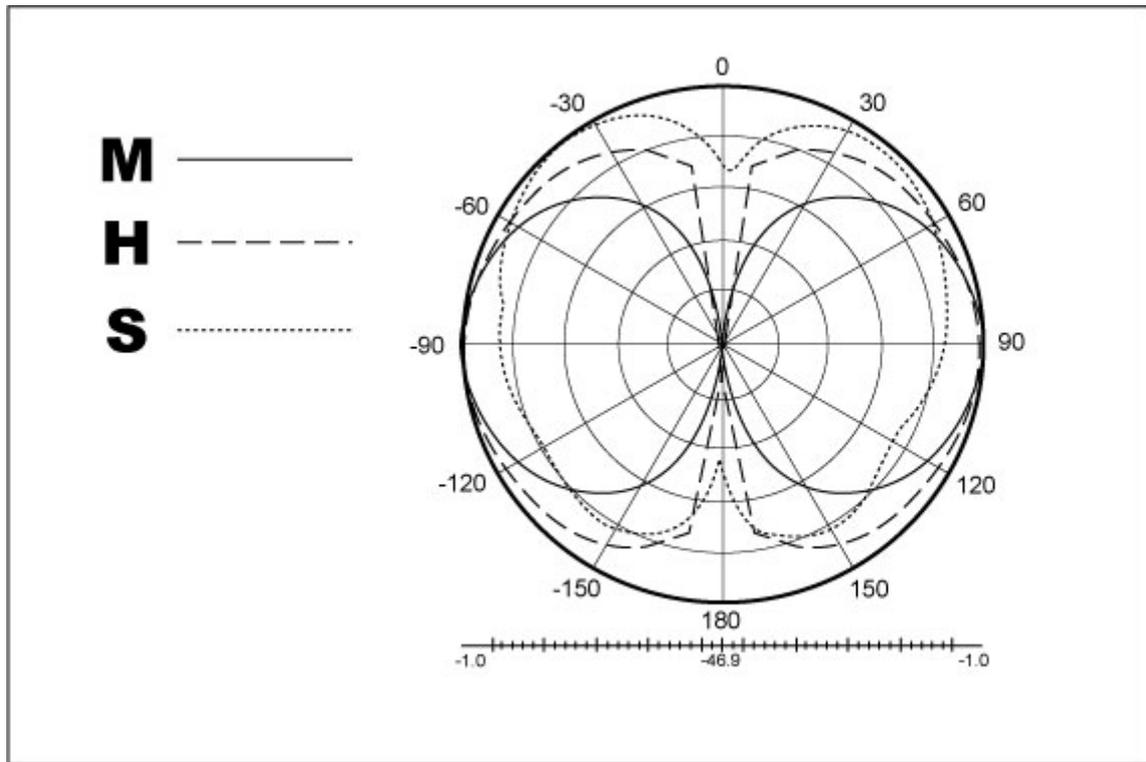


圖 3-24 兩天線距離 3cm 的 H-plane 場型

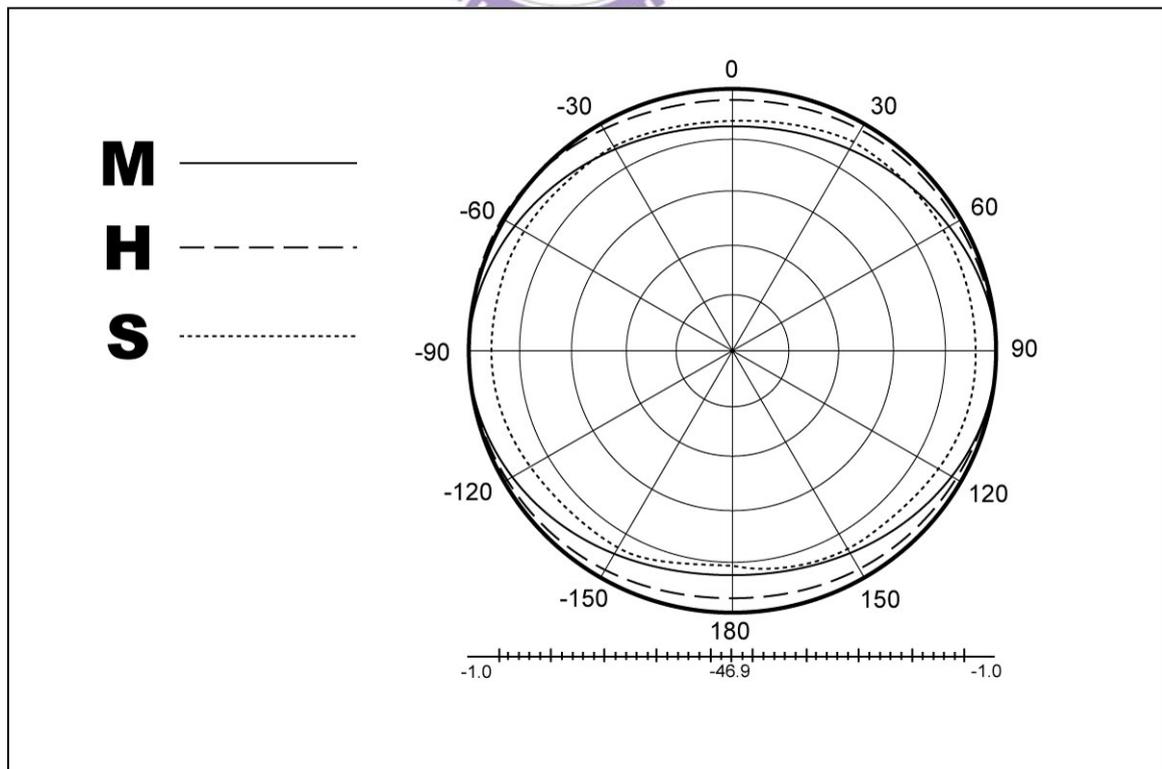


圖 3-25 兩天線距離 4cm 的 E-plane 場型

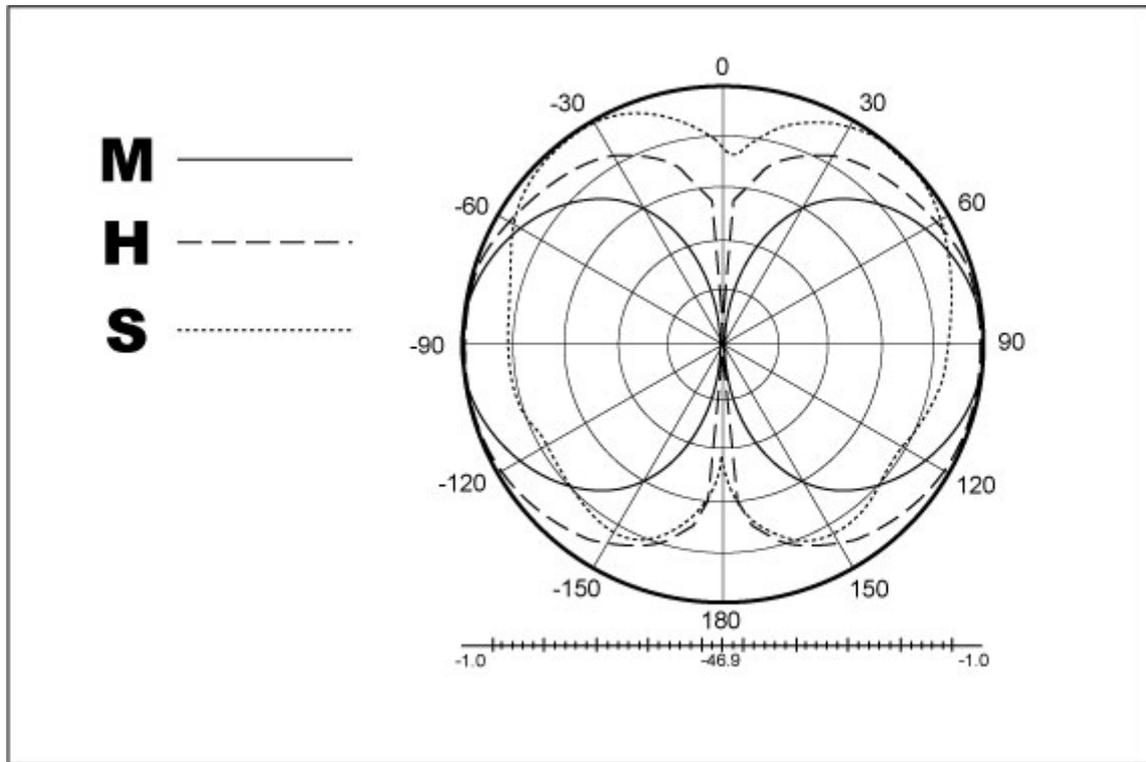


圖 3-26 兩天線距離 4cm 的 E-plane 場型

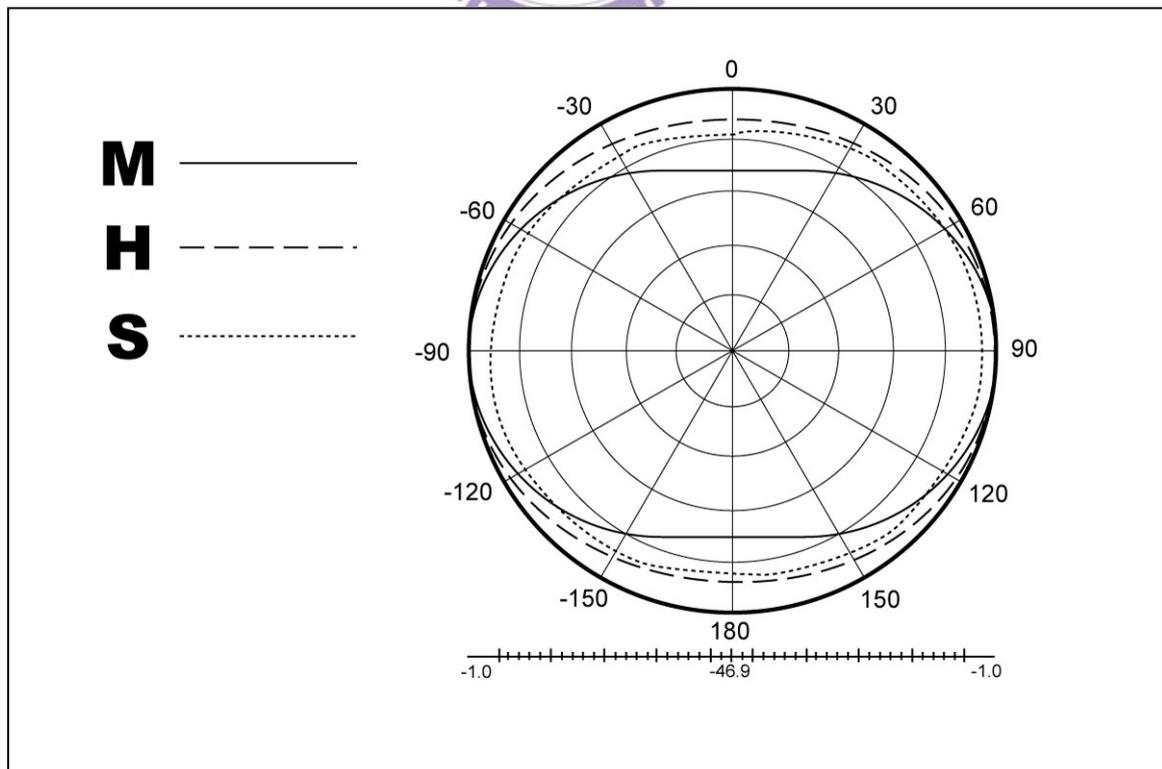


圖 3-27 兩天線距離 5cm 的 E-plane 場型

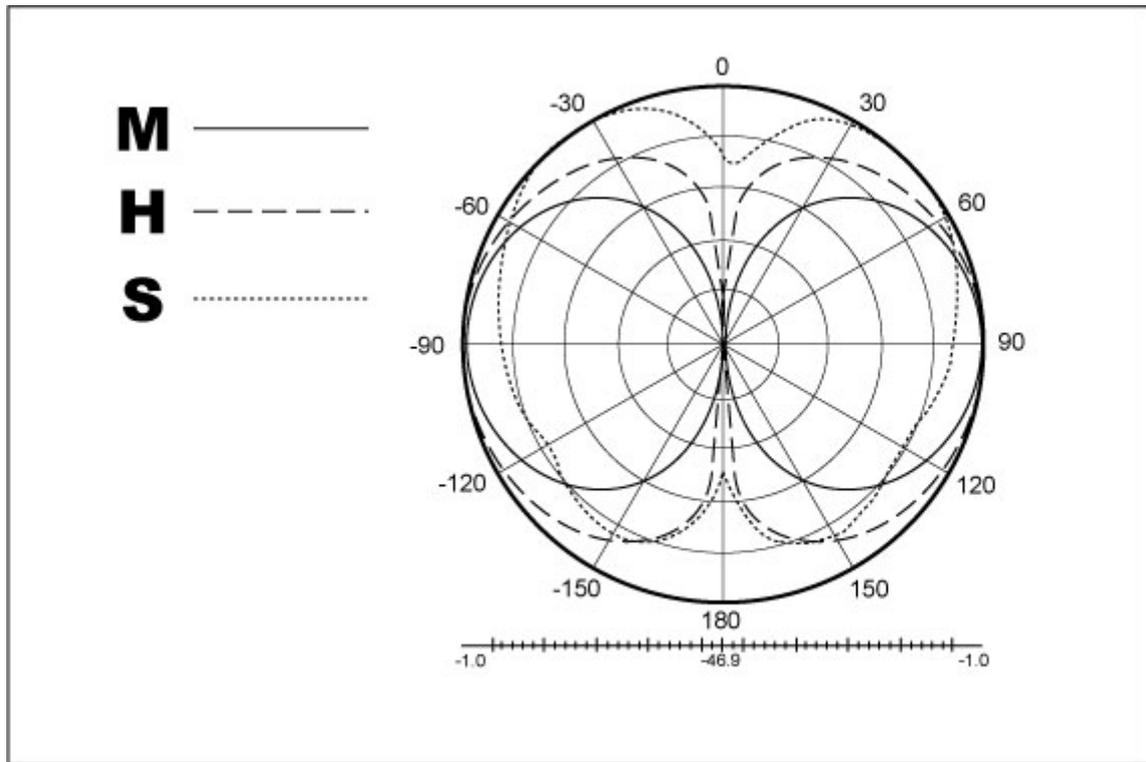


圖 3-28 兩天線距離 5cm 的 H-plane 場型

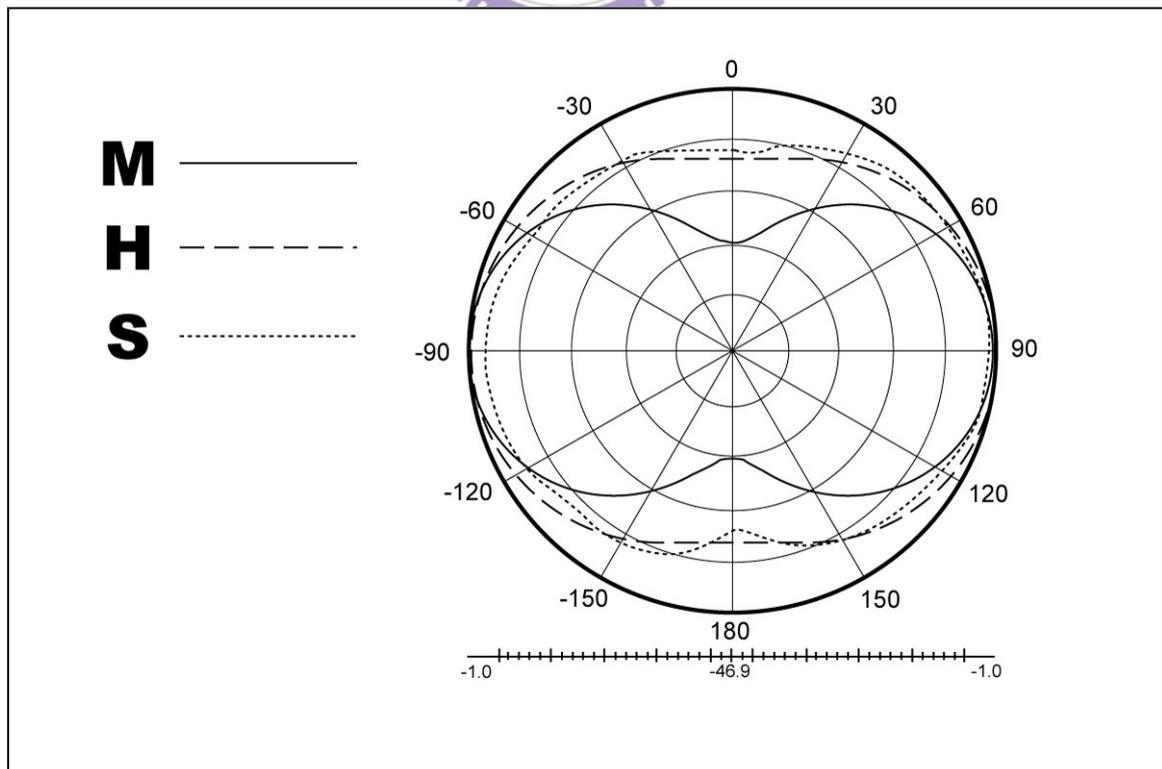


圖 3-29 兩天線距離 6cm 的 E-plane 場型

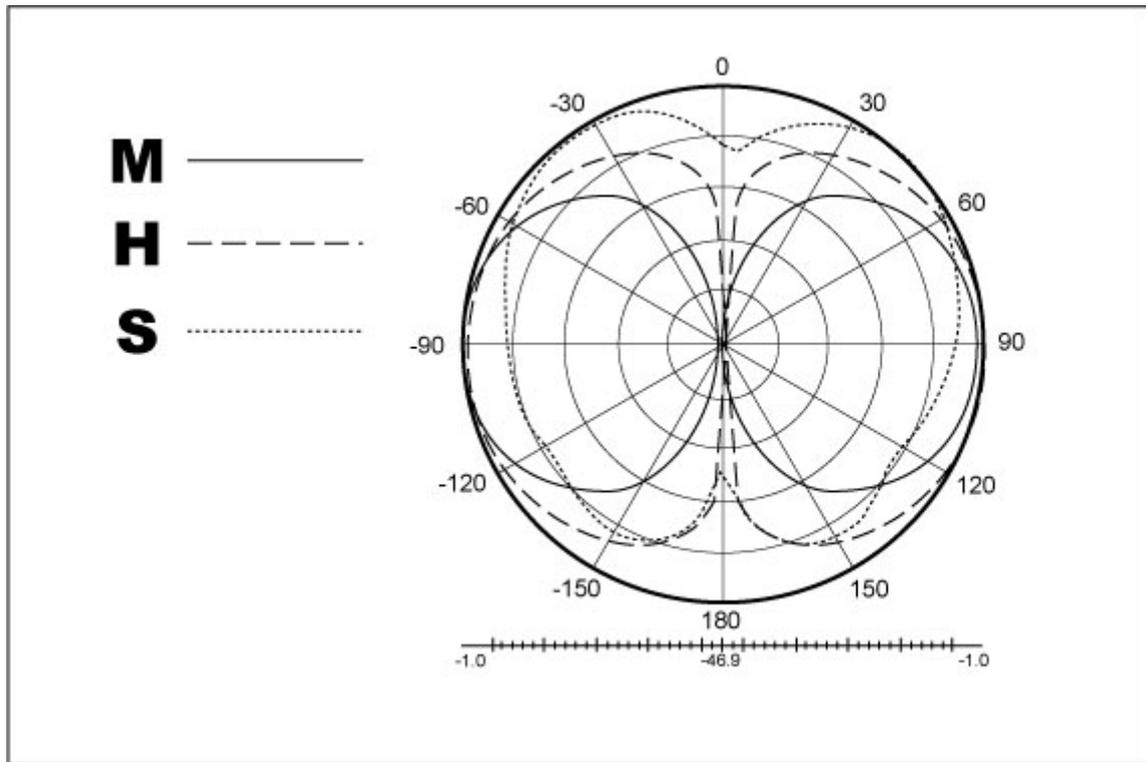
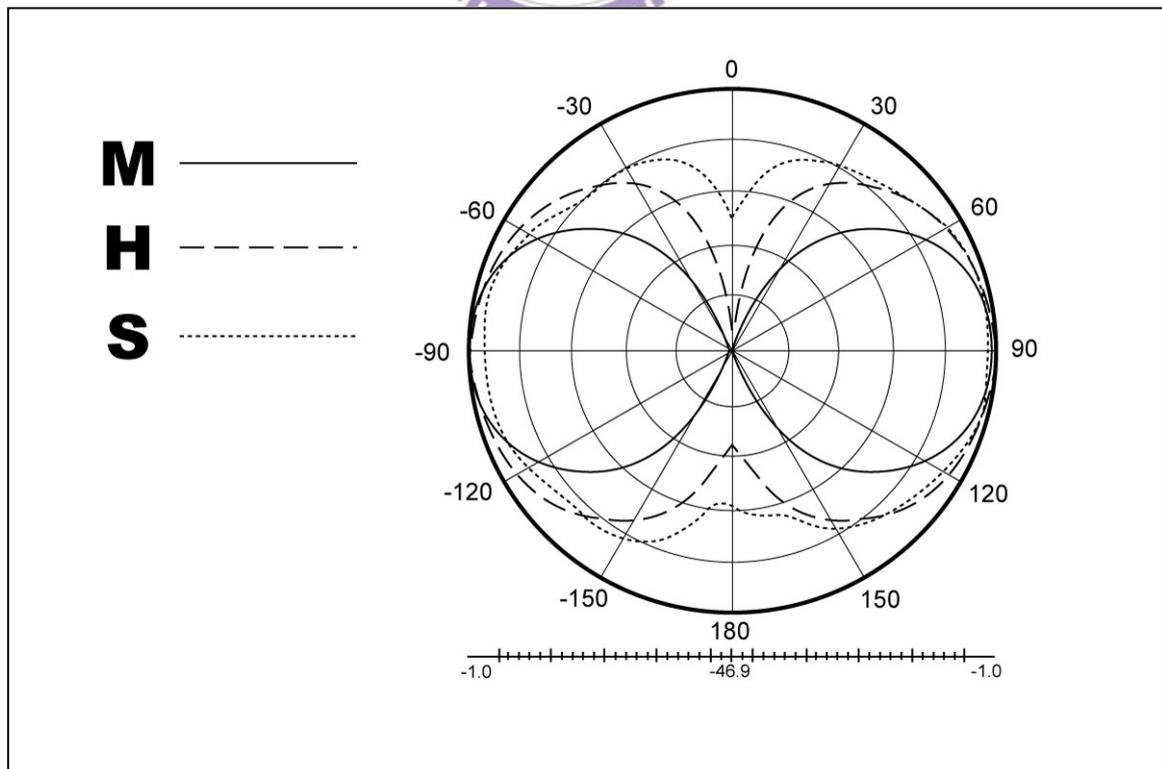


圖 3-30 兩天線距離 6cm 的 H-plane 場型



第四章

結論

比較實際量測與模擬分析的結果，可以歸納出：以感應電動勢法的理論估算隔離度的值，比用 HFSS 模擬所得到的值來的準確，在量測所能容許的誤差範圍(正負 1 dB)內幾乎可以準確的估算出來，然而 HFSS 的模擬分析的結果就比較沒有參考性。

就輻射場型的分佈，感應電動勢法和 HFSS 模擬軟體，是假設 dipole 在 free-space，但實驗量測時 PCB GND plane 及實驗桌面的影響會使得天線的 peak gain 的角度與理論分析、模擬的結果不同，但輻射場型的分佈趨勢是一樣。不過使用 HFSS 模擬有一個缺點，就是要花較多時間來建模型以及分析結果。

一般在制定系統規格時會要求天線之間至少要有多少隔離度，並且評估兩天線位置相互影響的結果等。如果我們能快速且準確的預估結果，對於產品開發的時間就可縮短。我們利用理論的感應電動勢法，在短短的幾秒內便可估算出，使用 choke sleeve 多天線系統之間的互感及輻射場型的數據，利用此程式便可快速的判斷找尋其最佳的天線位置。我們也可將此結果推廣到使用 3 乘 3 的系統，或是 4 乘 4 的系統皆可以準確的估算出參考值，大大提升天線對系統設計的影響

評估效率。

本法(HFSS 相同)的缺點: 無法將 PCB GND plane (&機殼安裝位置、週遭物體, 如天花板....)的影響納入考量, 這也是理論值與實驗值不同的原因, 後續研究或可進一步探討此一效應。



參考文獻

- [1]C.A. Balanis, Antenna Theory: Analysis and Design, 2nd ed., Wiley, New York, 1997, pp149-151 and pp.405-422.
- [2]C.A. Balanis, Antenna Theory: Analysis and Design, 1st ed., Harper & Row, New York, 1982, pp.290-305.
- [3]D.M. Pozar, Microwave Engineering, 2nd ed., Wiley, New York, 1998.
- [4] B. Drozd and W.T. Joines ,”Comparison of Coaxial Diople Antennas for Applications in the Near-Field and Far-Field Regions,”Microwave Journal, Vol. 47, No. 5, May 2004.
- [5]S.J. Orfanidis, “Electromagnetic Waves & Antennas,” June 21, 2004, pp. 853-855 and pp.908-920.
www.ece.rutgers.edu/~orfanidi/ewa/
- [6]H.E King, “Mutual Impedance of Unequal Length Antennas in Echelon,” IRE Trans. Antennas Propagat , Vol. AP-5, pp.306-313, July 1957.