

國立交通大學

電信工程學系碩士班

碩士論文

應用單脈衝振幅比較技術於定位系統之開發

**Application of Amplitude-Comparison Mono-pulse  
Architecture in Positioning System Development**

研究生： 古晏承 (Yen-Cheng Ku)

指導教授： 黃瑞彬 博士 (Dr. Ruey-Bing Hwang)

中華民國 一百零一年 八月

# Application of Amplitude-Comparison Mono-pulse Architecture in Positioning System Development

研究生：古晏承

Student : Yen-Cheng Ku

指導教授：黃瑞彬 博士

Advisor : Dr. Ruey-Bing Hwang



A Thesis

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

National Chiao Tung University

In Partial Fulfillment of the Requirements

For the Degree of

Master of Science

In

Communication Engineering

August 2012

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國一百零一年八月

# 應用單脈衝振幅比較技術於定位系統之開發

研究生：古晏承

指導教授：黃瑞彬 博士

國立交通大學 電信工程學系

## 摘要

本論文提出了一種機械式掃描之振幅偵測器，其工作頻段為 2.4GHz。整套系統運作以電腦程式控制，可判斷待測物所在之方位。本系統參考單脈衝系統之架構，以兩支八木-宇田天線作為接收天線。兩路接收訊號經由 180°分合波器後得到和( $\Sigma$ )與差( $\Delta$ )的值。透過數學證明以及電磁模擬軟體皆可發現在待測物所在之角度，( $\Sigma-\Delta$ )的振幅將會有一個最大值，以此將可判別待測物之方位。有別於傳統架構將  $\Sigma$  與  $\Delta$  各別經由對數放大器處理至直流電壓(射頻處理器)，本系統使用射頻切換開關將  $\Sigma$  與  $\Delta$  分時進入同一射頻處理器，消除傳統兩路所造成傳輸相位及振幅的誤差。此方法大幅減少微波元件之使用，包含低雜訊放大器、帶通濾波器等，可降低成本、減少系統功率消耗。此外，本系統利用 NI Lab VIEW DAQ 系統整合射頻電子系統與機械掃描裝置，包含控制脈波寬度調變、射頻開關切換、資料接收、後續處理運算及繪圖顯示。實驗結果證實本系統能精確的判斷來波之方位角，所有實驗量測結果平均誤差約為 1.34°。

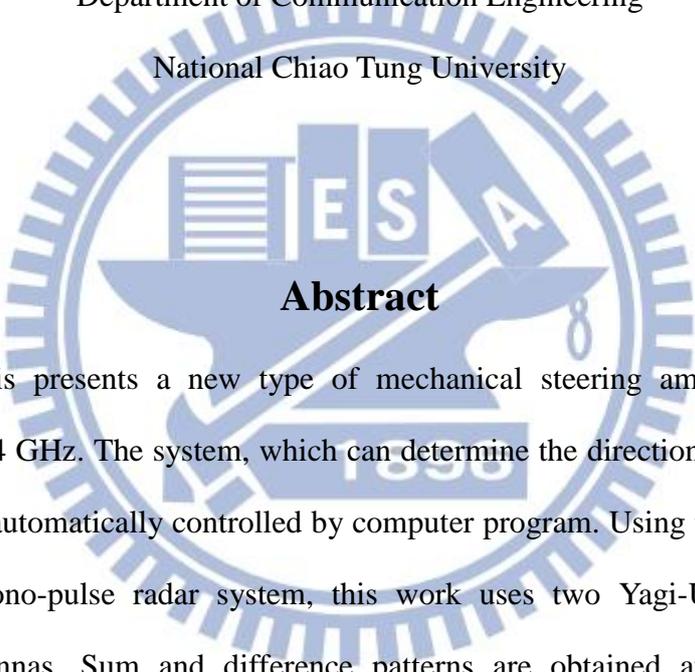
# **Application of Amplitude-Comparison Mono-pulse Architecture in Positioning System Development**

Student: Yen-Cheng Ku

Advisor: Dr. Ruey-Bing Hwang

Department of Communication Engineering

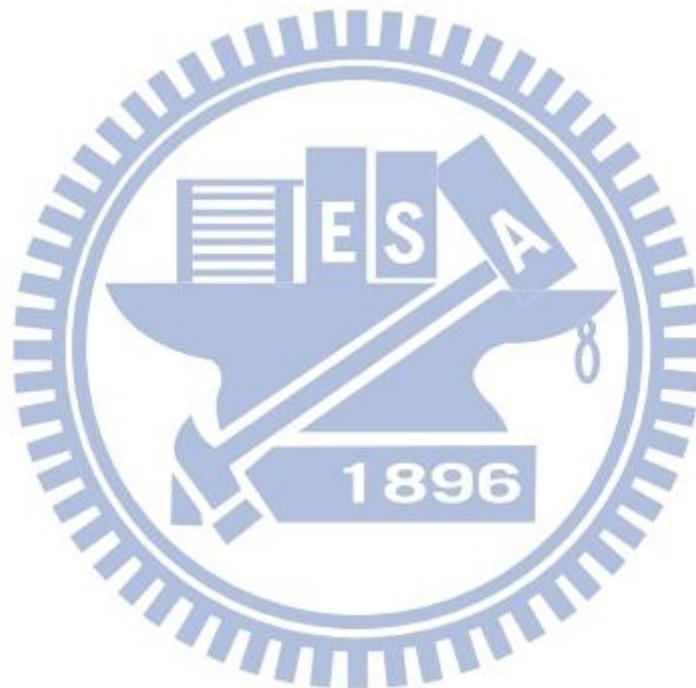
National Chiao Tung University

The logo of National Chiao Tung University is a circular emblem. It features a central shield with a book, a lamp, and the letters 'ES' and 'A'. Below the shield is a banner with the year '1898'. The entire emblem is surrounded by a gear-like border.

## **Abstract**

This thesis presents a new type of mechanical steering amplitude detector, operating at 2.4 GHz. The system, which can determine the direction of DUT (device under test), is automatically controlled by computer program. Using the configuration of modern mono-pulse radar system, this work uses two Yagi-Uda antennas as receiving antennas. Sum and difference patterns are obtained after rotating the receiving antennas and the signal processing by rat-race ring. It is proved mathematically and confirmed numerically that the difference between two channels will have a maximum while the boresight of receiving antenna is in alignment with DUT, which enables the system to determine the direction. Distinct from conventional configuration utilizing two independent channels for sum and difference, this research exploiting a microwave switch to combine sum channel and difference channel in different time division, and thus the inaccuracy of circuitry fabrication in two channels can be avoided. Moreover, this method can decrease the usage of microwave

components such as LNA (low noise amplifier) and BPF (bandpass filter), lowering cost, and reducing power consumption. In addition, this system employs NI LabVIEW DAQ to integrate RF electronic system and mechanical scanning device, which control the pulse width modulation, RF switching, signal processing, and data display. Finally, the experiment confirms that the proposed system can calculate the direction angle of incoming wave accurately. The average measurement deviation is about 1.34 degree.



## 誌謝

在交大一晃眼的就是六年過去了，想當年還是如此的青澀到了這個學校，回想起這段求學的時光，十分的充實也非常的幸運，很開心能於交大電信研究所繼續攻讀碩士班，並且選擇了黃瑞彬博士做我的指導老師，認識黃老師是從大學一年級下學期物理課開始的，當時就被他所研究的題目所吸引，包含了隱形斗篷、週期性結構等等有趣的電磁波方面之應用。後來有幸進入電磁晶體實驗室之後，慢慢了解到廣大的電波領域應用非常多元，而所有的應用都必須基植於深厚的電磁學基礎。這兩年來，不論在學術方面、做事做人方面，我都在老師的身上學習到很多，老師也非常照顧學生們，有了這一系列紮實的訓練之後，我從交大電信研究所畢業對自己的未來深深充滿了信心與期待。

在研究所學習的期間，特別要感謝實驗室的成員們；獻東、正元、岳霖、芳鈺學長，總是在我有困難的時候不吝嗇的指導我；宜哲、海睿、冠中，現在想起來那些我們一起努力過的日子，一定是我們人生中最充實的時光。還有肅哲、派宣、晟瑞、科文、遠皓、曷旭，我非常珍惜能和所有實驗室成員一起在電磁晶體實驗室的時光，很快樂、也很充實，還有奇哲、樞彥、大龍、廷如、學群等同儕互相惕勵、激盪。此外，感謝交大桌球隊以及游鳳芸教練，讓我在碩一能漂亮的結束學生桌球生涯。也感謝所有在我生命中留下痕跡的人，有了你們使我的生命更加豐富。

最後，我得感謝在背後默默支持我，支持我的父母親和哥哥嫂子，尤其我的父母，多年來的投資在我身上，沒有你們不會有今天的我，你們是我最重要的精神後盾，希望以後能多回家孝順你們。

# 目錄

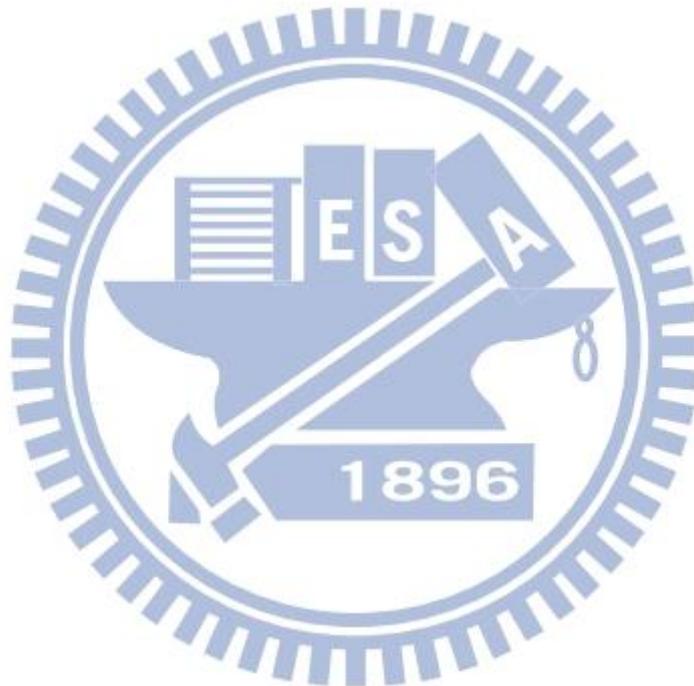
中文摘要.....	I
英文摘要.....	II
誌謝.....	IV
目錄.....	V
表錄.....	I
圖錄.....	II
第一章 緒論.....	1
1.1 研究動機與背景.....	1
1.2 單脈衝系統原理與振幅偵測器.....	2
1.3 章節大綱.....	3
第二章 2.4GHz 掃描式振幅偵測器.....	4
2.1 系統架構.....	4
2.2 八木宇田天線(Yagi-Uda Antenna).....	5
2.3 $\Sigma$ 與 $\Delta$ 埠場型分析.....	7
2.4 180°分合波器之設計.....	9
2.5 射頻切換開關.....	11
2.6 低雜訊放大器與帶通濾波器.....	14
2.7 對數放大器.....	17
第三章 機構、程式控制與馬達.....	19
3.1 機構組裝與配置.....	19
3.2 脈波寬度調變馬達.....	21
3.3 電腦控制與 Lab View.....	25
第四章 量測結果與討論.....	29
4.1 量測方法與環境.....	29

4.2 量測結果.....	32
4.2.1 改變入射角度之量測結果.....	32
4.2.2 改變發送端與接收端距離之量測結果.....	37
第五章 結論.....	42
參考文獻.....	43



## 表錄

表 2-1 射頻切換開關真偽表 .....	12
表 2-2 射頻切換開關量測數值比較表 .....	14
表 2-3 各頻率之帶通濾波器散射參數值比較表 .....	16
表 4-1 各入射角度之數據比較表 .....	36
表 4-2 改變發射端與接收端距離之數據比較表 .....	40



## 圖錄

圖 1-1 單脈衝系統天線 $\Sigma$ 與 $\Delta$ 遠場場型示意圖 .....	2
圖 2-1 振幅偵測系統架構圖 .....	4
圖 2-2 八木宇田天線之結構圖 (a)反面 (b)正面 .....	5
圖 2-3 模擬與量測之八木天線散射參數比較圖 .....	6
圖 2-4 模擬與量測之八木天線之遠場場型圖 .....	6
圖 2-5 振幅偵測系統接收天線擺放示意圖 .....	7
圖 2-6 $\Sigma$ 與 $\Delta$ 天線遠場場型量測圖 .....	8
圖 2-7 量測之和( $\Sigma$ )/差( $\Delta$ )值 .....	9
圖 2-8 $180^\circ$ 分合波器之電路布局圖 .....	10
圖 2-9 $180^\circ$ 分合波器散射參數大小量測圖 .....	10
圖 2-10 $180^\circ$ 分合波器散射參數相位量測圖 .....	11
圖 2-11 射頻切換開關實體電路圖 .....	12
圖 2-12 射頻切換開關實際量測圖 State1 .....	13
圖 2-13 射頻切換開關實際量測圖 State2 .....	13
圖 2-14 低雜訊放大器量測之散射參數量測圖 .....	15
圖 2-15 帶通濾波器之散射參數量測圖 .....	16
圖 2-16 對數放大器之輸入輸出能量特性圖 .....	17
圖 2-17 對數放大器電路實作圖 .....	18
圖 3-1 機構組裝布局圖 (a)側視圖 (b)背視圖 .....	19
圖 3-2 振幅探測器實際成品正視圖 .....	20
圖 3-3 振幅探測器實際成品背視圖 .....	21
圖 3-4 方波調變圖示意圖 其振幅為 5 伏特，頻率為 5GHz，工作週期(a)20%； (b)40%；(c)60%；(d)80% 之脈波寬度調變方波 .....	22
圖 3-5 伺服馬達之脈衝寬與旋轉角度對應圖 .....	24

圖 3-6 Lab VIEW 電腦控制程式流程圖.....	26
圖 3-7 Lab View 程式之部分程式碼.....	27
圖 3-8 人機控制介面圖-1.....	28
圖 3-9 人機控制介面圖-2.....	28
圖 4-1 紅外線定位儀 .....	29
圖 4-2 量測環境示意圖 .....	30
圖 4-3 雷射距離量測器 .....	31
圖 4-4 0 度入射之 $\Sigma$ 與 $\Delta$ 圖 .....	32
圖 4-5 20 度入射之 $\Sigma$ 與 $\Delta$ 圖 .....	33
圖 4-6 40 度入射之 $\Sigma$ 與 $\Delta$ 圖 .....	33
圖 4-7 60 度入射之 $\Sigma$ 與 $\Delta$ 圖 .....	34
圖 4-8 -20 度入射之 $\Sigma$ 與 $\Delta$ 圖 .....	34
圖 4-9 -40 度入射之 $\Sigma$ 與 $\Delta$ 圖 .....	35
圖 4-10 -60 度入射之 $\Sigma$ 與 $\Delta$ 圖 .....	35
圖 4-11 各入射角度之( $\Sigma$ - $\Delta$ )比較圖 .....	36
圖 4-12 發射端與接收端距離 $7.2\lambda$ 之 $\Sigma$ 與 $\Delta$ 圖 .....	38
圖 4-13 發射端與接收端距離 $14.4\lambda$ 之 $\Sigma$ 與 $\Delta$ 圖 .....	38
圖 4-14 發射端與接收端距離 $30.4\lambda$ 之 $\Sigma$ 與 $\Delta$ 圖 .....	39
圖 4-15 發射端與接收端距離 $60.8\lambda$ 之 $\Sigma$ 與 $\Delta$ 圖 .....	39
圖 4-16 改變發射端與接收端距離之( $\Sigma$ - $\Delta$ )比較圖 .....	40

# 第一章 緒論

## 1.1 研究動機與背景

在歷史記載中，早期人類對於電與磁的研究乃是獨立進行的，並且只能定性分析。直到牛頓力學完成之後，這一切有了改變，定量分析與實驗得以進行。隨之而來的分別發現了電磁學三大基本定律：庫倫定律、安培環路定律及法拉第電磁感應定律。到了 1873 年，馬克士威出版了電磁學通論，建立了一套完整的電磁學理論，其中最經典的就是馬克士威四大方程式組，並提倡古典電動力學以及電磁波、光的電磁的存在。電磁場理論於當今之科學發展扮演一個扮演的腳色，不論電磁波輻射、傳播與接收都需要電磁場理論來解釋，並且與現代人類生活與電磁波息息相關，我們生活中所需的手機、衛星電視、甚至人眼所見的各種可見光，都是電磁波的一部分，一般射頻系統所用到的波段屬於微波波段。

目前利用發射電磁波至空間中，並藉由偵測空間中電磁波碰到目標物的反射之回波訊號強度、相角或其他物理特性得知目標物之位置、速度大小、密度等特性[1][2]。而其定位的功能之中，有使用振幅偵測法和相位和差法[3][4]。顧名思義：相位和差角是利用多個天線所接收到回波信號之間的相位差進行測角的。天線的間距使接收信號之間存在波程差而產生相位差，如用相位計進行比相測出相位差，就可以確定目標方向[5][6]。天線的間距選擇會影響到測角的精度，同時也可能出現測角度多值性問題；而振幅偵測量角法，乃利用振幅大小來判斷目標物的位置，本文將設計一個工作於 2.4GHz 的振幅偵測器，並且利用射頻開關切換，使之元件使用量減少、能量消耗減少，振幅偵測器的其詳細工作方式則會在下面一小節做詳細的介紹。

## 1.2 單脈衝系統原理與振幅偵測器

本文將利用單脈衝系統之概念，以機械掃描式接收各個方位之電磁波，判斷接收電磁波之訊號大小與角度之關係，進而推斷發射源之位置[7][8][9]。詳細來說，也就是利用兩支天線之相角差為0度以及180度，分別得到 $\Sigma$ 和 $\Delta$ 的天線場型，以此場型經過分析，得到

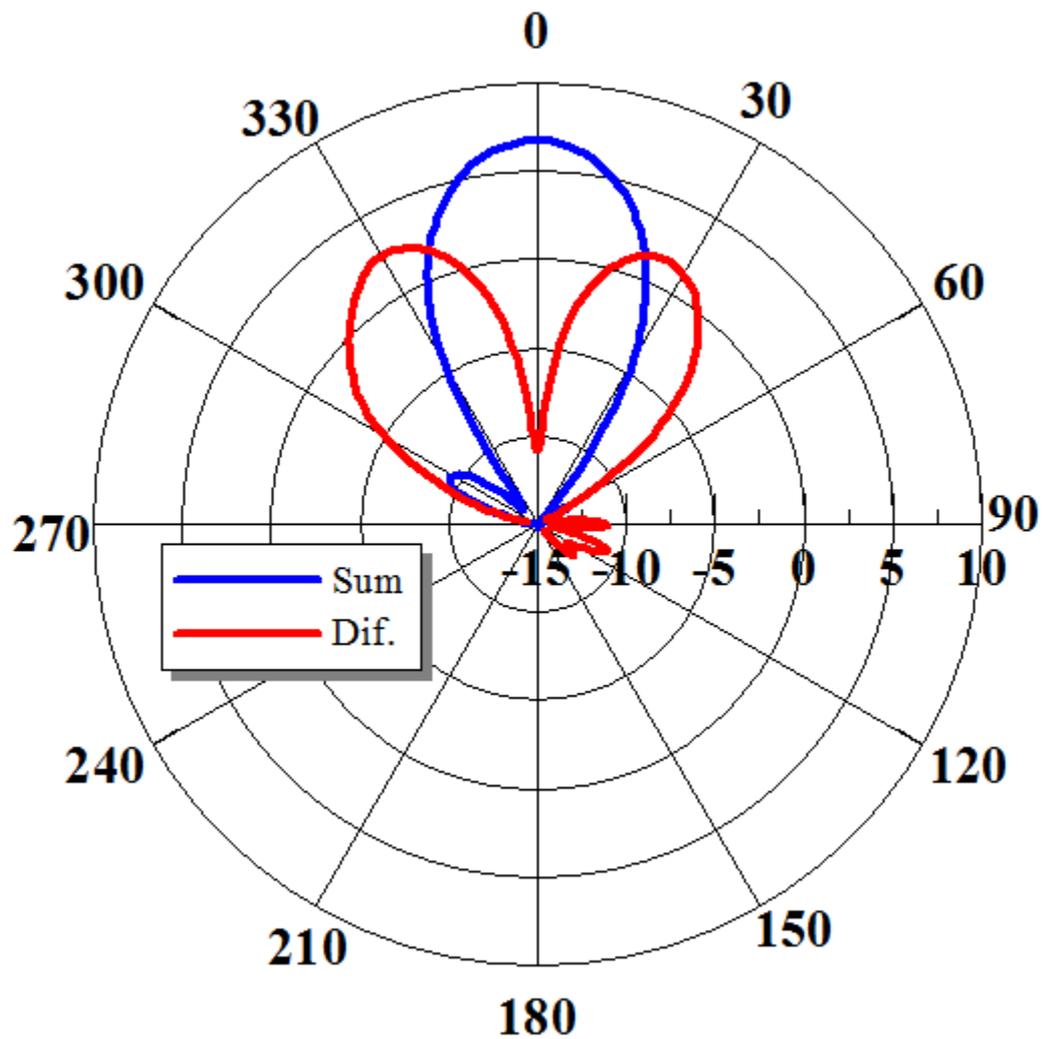


圖 1-1 單脈衝系統天線 $\Sigma$ 與 $\Delta$ 遠場場型示意圖

振幅偵測器的定向方法主要是利用天線接收到回波訊號的振幅值來進行角度的判別，而振幅值的變化與解析度、量測範圍等等參數皆受到接收天線設計的影響，振幅定向法可以分為最大信號定位法以及等信號定向法兩種，其中等信號定向法又可以分成振幅比較法和和差法。如上圖 1-2 所示，兩隻接收天線之遠場場型部分重疊，而其主波束方向已知，可以利用陣列天線的方法計算出經過  $180^\circ$  分合波器後產生的一個  $\Sigma$  主波束方向以及  $\Delta$  之兩個主波束方向，一般的雷達系統來說會設計成對稱  $0^\circ$  的兩個方向。而將利用  $\Sigma$  和  $\Delta$  在正向入射點的差值為最大這個特點來判斷；換句話說，當本系統旋轉至正對發射源時， $(\Sigma-\Delta)$  會有一個最大值，利用此峰值來判斷目標物的所在。

再者波束寬度的選擇也要根據量角定位的精度來調整。波束越窄精確度就會提升；但一般完成窄波束天線必須使用極大的陣列，在重量和體積的考量之下，勢必和其解析度之間有所取捨。

### 1.3 章節大綱

本論文第二章介紹本振幅偵測器的整體結構和運作模式，針對其判別方法做理論分析，並且介紹其中所有元件的基本原理和量測特性。第三章則介紹本系統實做的成品，從機構設計、支架固定、馬達旋轉機制，以及最重要的自動化實驗裝置和程式控制方面，給予圖形上的分析。第四章將介紹系統整體量測結果與討論，系統量測的主要包含固定發射接收兩端距離改變入射角度與固定入射角度改變發送接收兩端距離兩種變因做探討。第五章則是結論，對數據和結構上做一個整體的結語並分析了本文的優缺點。

## 第二章 2.4GHz 掃描式振幅偵測器

### 2.1 系統架構

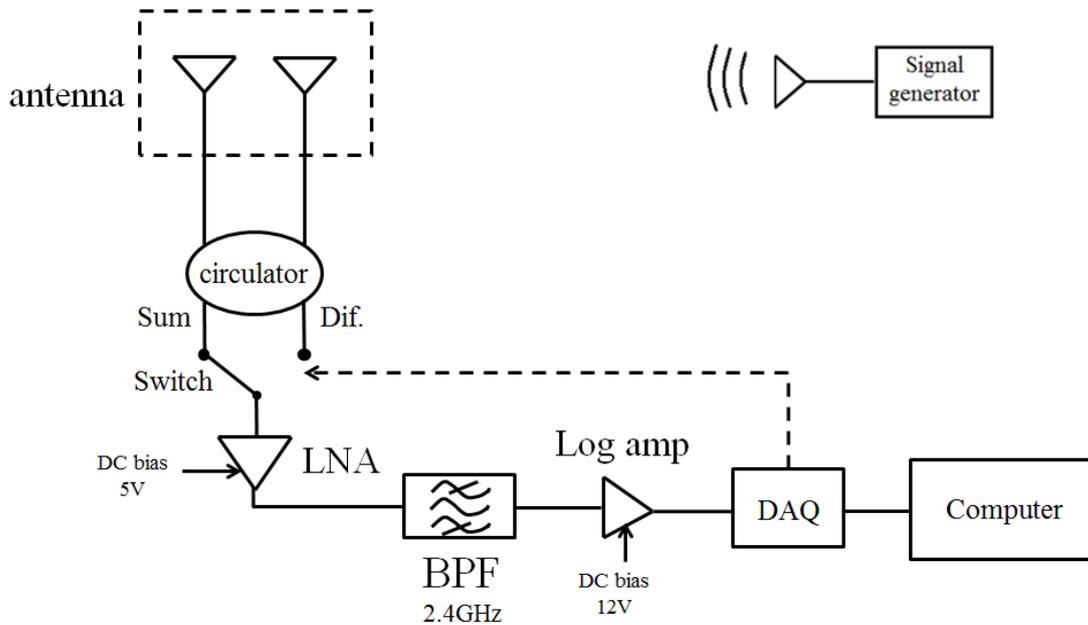


圖 2-1 振幅偵測系統架構圖

圖 2-1 為 2.4GHz 之掃描式振幅偵測器系統架構圖，主要包含了 RF 電路、天線，以及後製所使用的 DAQ 介面卡和電腦。

如上圖 2-1 之流程，本陣列將以兩支八木天線(Yagi-Uda antenna)接收發射端之訊號，先進入 180°分合波器，得到了  $\Sigma$  和  $\Delta$  兩個輸出埠，這兩個輸出埠將進入一個射頻切換開關器，利用電腦透過程式控制分時開通  $\Sigma$  或  $\Delta$  通過，進入下一級低雜訊放大器放大所接收到的回波訊號，再以帶通濾波器濾掉所需頻率以外的雜訊，最後經由對數放大器將原本射頻的訊號降至直流，進入資料擷取介面卡(Data Acquisition, DAQ) 傳回至電腦做資料運算處理、圖形輸出、原始數據匯出...等動作。

當波從某一個方向傳遞過來時，對於 $\Sigma$ 轉至其連線角度上時，將會收到最大能量；而此時 $\Delta$ 則因相角相消，收到的能量則為最小，再拿 $\Sigma$ 和 $\Delta$ 兩個埠的能量相減，則將會得到一個非常陡的峰值，而此峰值之所在角度就是訊號發射源之所在角度，下一節會透過天線模擬場型做進一步說明。

## 2.2 八木宇田天線(Yagi-Uda Antenna)

本系統使用了八木宇田天線來做接收端的天線，一般魚骨頭狀的電視天線也是八木宇田天線的其中一種，由於增加引向器(director)往往可以使其增益提高，因此又名引向天線。最簡單的八木天線是由下面三個部分所組成的：反射器(reflector)、中間是一個長為工作頻率半波長的偶及天線(Dipole Antenna)、以及前面提到數目與增益有關的引向器，三者之間的距離約為 $1/4$ 個波長，這種天線指向性不錯，又具有相當低的旁波束瓣[10]。使用3D電腦模擬軟體模擬，並且最佳化八木宇田天線之散射參數、頻寬、遠場增益場型等等數值如下所示。並且使用網路分析儀、遠場無反射實驗室進行量測工作做映證。

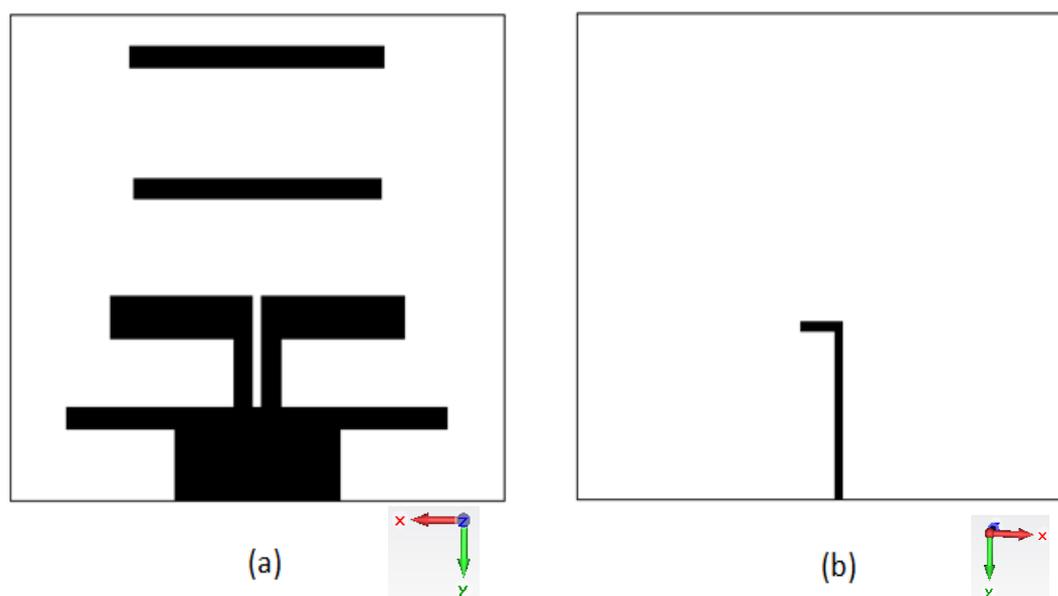


圖 2-2 八木宇田天線之結構圖 (a)反面 (b)正面

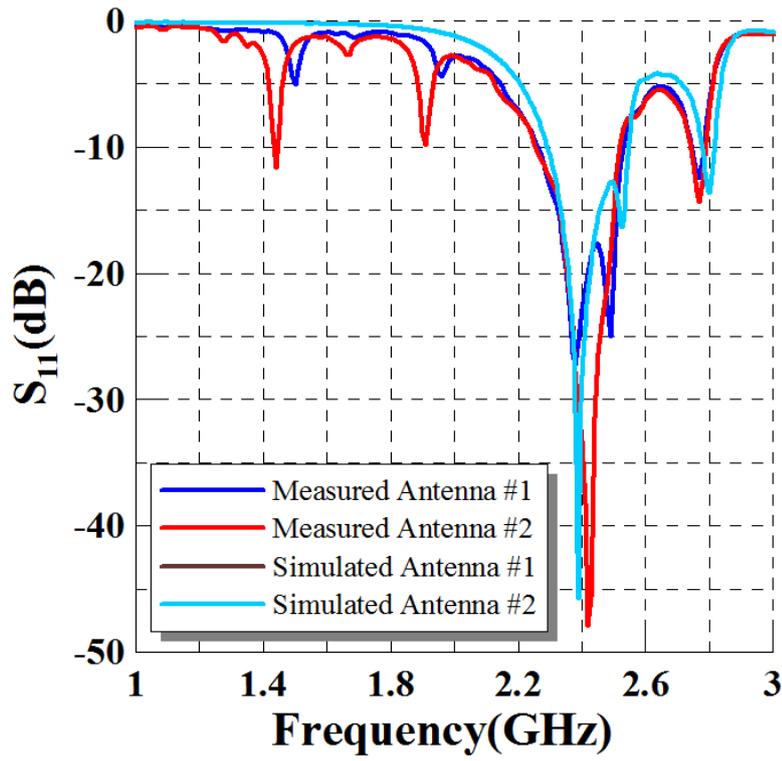


圖 2-3 模擬與量測之八木天線散射參數比較圖

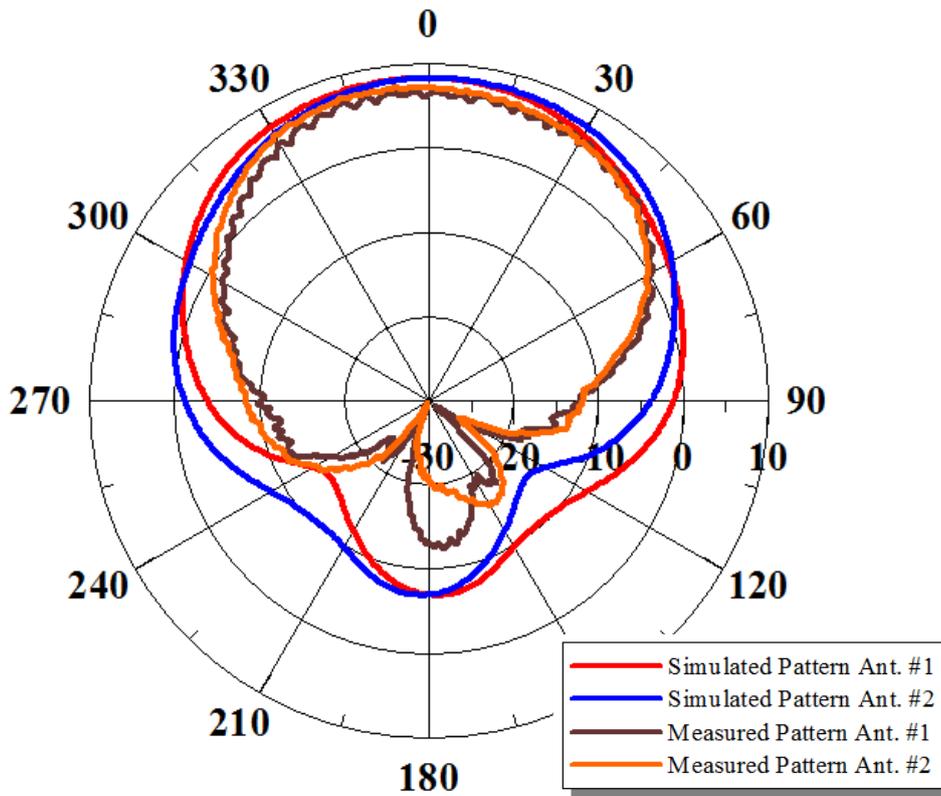


圖 2-4 模擬與量測之八木天線之遠場場型圖

### 2.3 $\Sigma$ 與 $\Delta$ 埠場型分析

使用兩支八木宇田陣列天線作為本系統之接收天線，而兩隻八木天線的間距為工作頻帶 2.4GHz 的半波長，也就是 62.5mm，如下圖所示

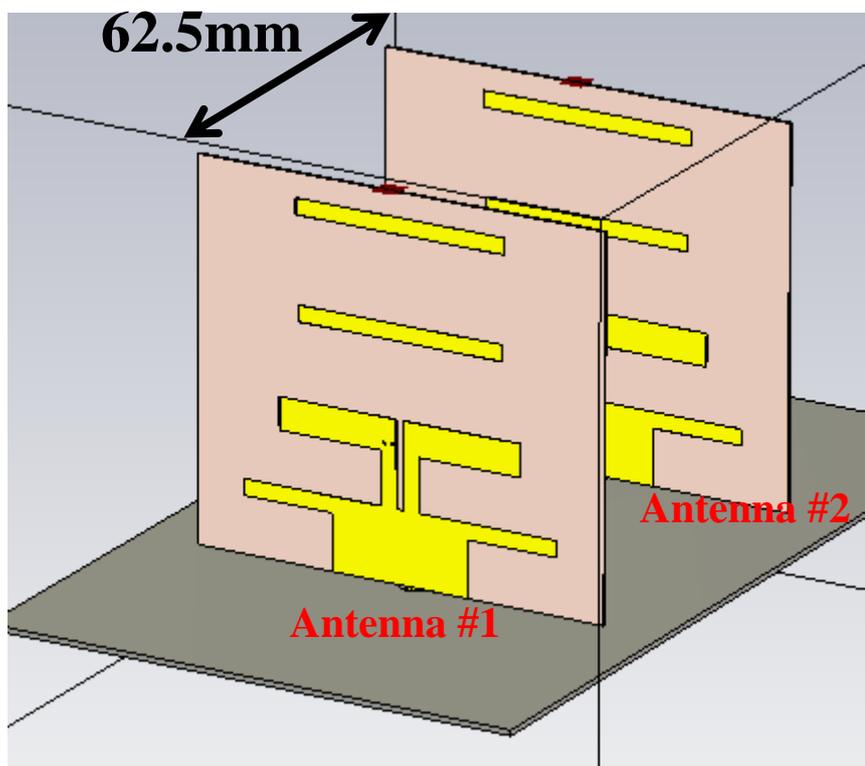


圖 2-5 振幅偵測系統接收天線擺放示意圖

兩支天線接收到的訊號分別進入  $180^\circ$  和分波器的兩個輸入埠，並藉由  $180^\circ$  和分波器之特性：於工作頻率 2.4GHz 輸出相角可差 0 或  $180^\circ$  度，在  $180^\circ$  合分波器之輸出埠分別取得兩個輸入訊號相加(Sum)以及相減(Difference)之訊號。如下圖 2-8 為本系統天線接收到的訊號經過  $180^\circ$  分合波器之後所實際量測到的結果。

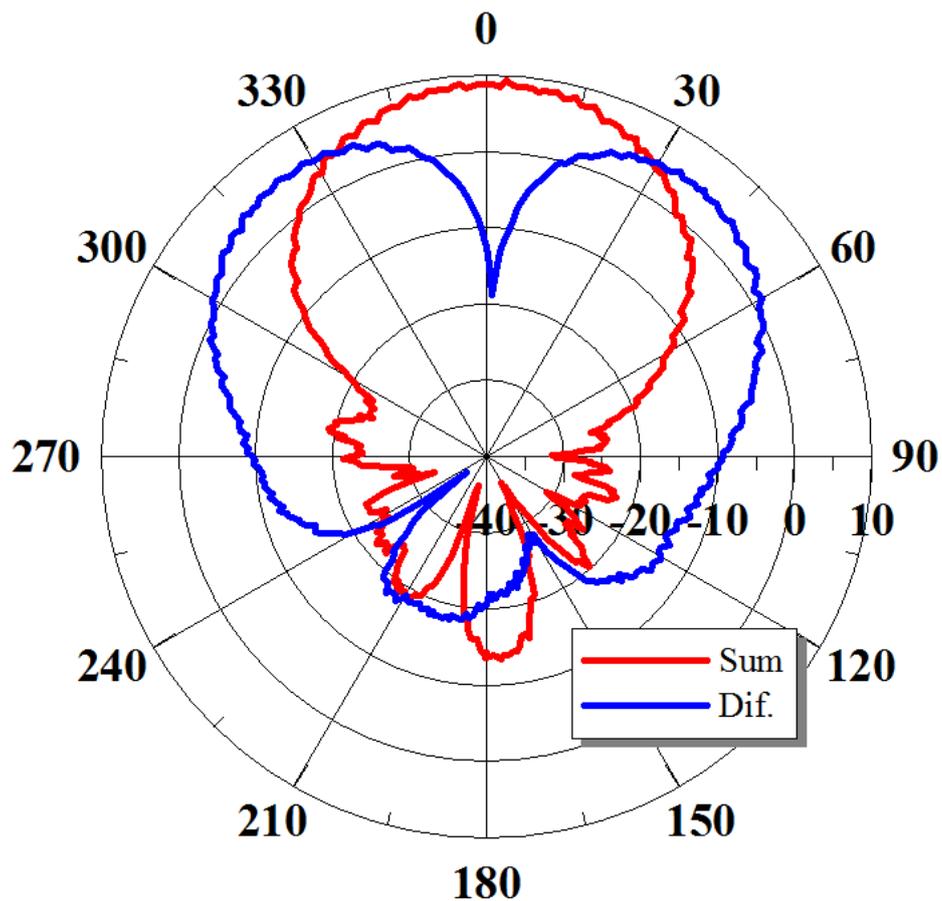


圖 2-6  $\Sigma$  與  $\Delta$  天線遠場場型量測圖

量測得到的-10dB 頻寬約在 2.26GHz 到 2.52GHz，經過  $180^\circ$  分合波器的之後分別得到了  $\Sigma$  和  $\Delta$  的遠場場型，其中  $\Sigma$  的主波束增益約 9.3 dB，-3dB 波束辨寬為  $41^\circ$ ，最大增益朝  $0^\circ$  方向輻射；而  $\Delta$  最大增益於  $+34^\circ$  以及  $-32^\circ$  的方向，增益值分別為 4.94dB 以及 5.12dB。

再使用  $\Sigma$  減去  $\Delta$ ，如此一來其正向入射之能量值在此圖上會得到一個高峰 (peak)。於是利用這個特性，以接收天線所收到能量的最高峰值來判別目標物的所在角度。此外，目標因為加減埠的特性關係，此峰值將更加尖銳，也因此將誤判角度降到最低，以提高系統之精準度。下圖 2-9 為  $\Sigma$  減去  $\Delta$ ，。

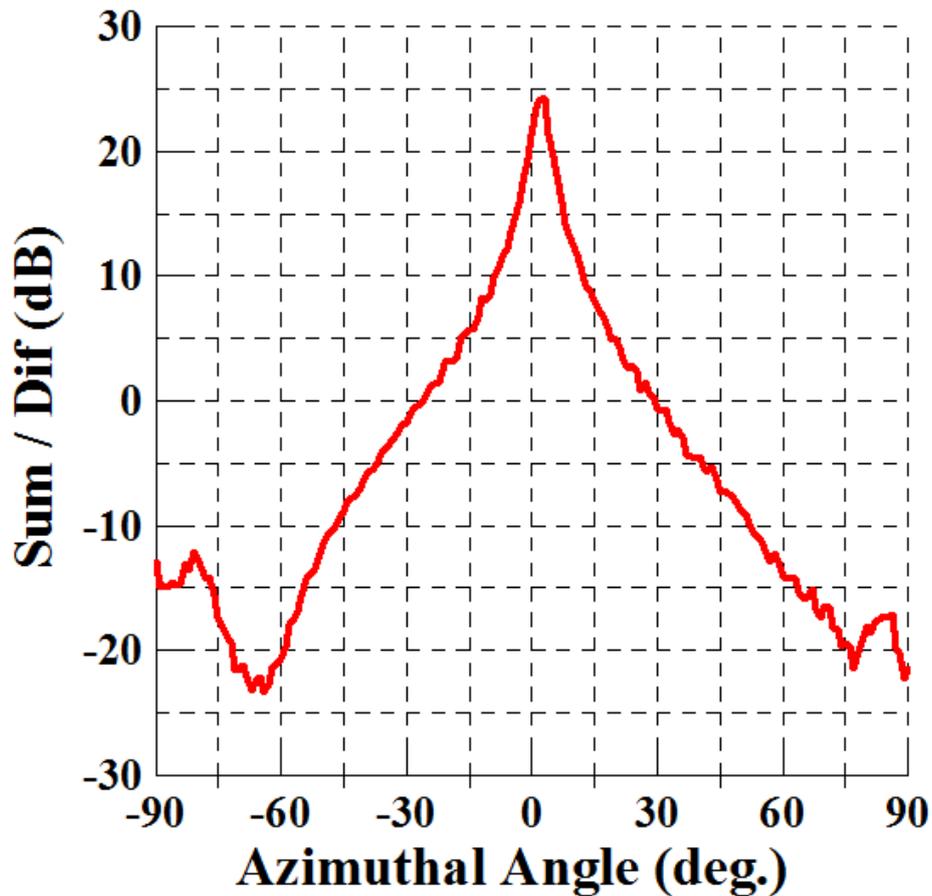


圖 2-7 量測之和( $\Sigma$ )/差( $\Delta$ )值

## 2.4 180°分合波器之設計

一般來說，為了製造 180°相角之和差最常見且最簡單的方法就是使用鼠徑環(Rat-Race Ring)[11]，此電路針對所需之頻段設計，配合本振幅偵測器系統操作在 2.4GHz，整個圓圈為此頻率之 1.5 個波長，上半圓各個埠之間相差 1/4 個波長，而其阻抗為 $\sqrt{2}Z_0$ ，其中 $Z_0$ 為各埠之輸出阻抗 50Ω，並且要求各個 50Ω 微帶線線長相等，確定相角與能量大小符合理論值。

將天線接收下來的兩個埠分別從輸入埠 1 以及輸入埠 2 輸入，兩個輸入埠到  $\Sigma$  埠之相位相等，相反的到  $\Delta$  埠之相位差 180°，接下來將分別進入射頻切換開關的兩個輸入埠。

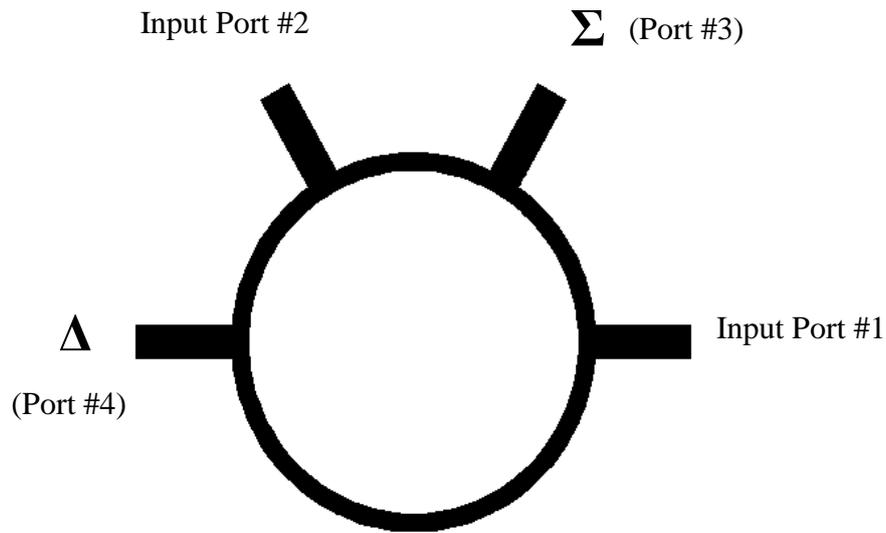


圖 2-8 180°分合波器之電路布局圖

選用 Fr-4 的板材實際製作後，量測結果如下：在工作頻率 2.4GHz 時，圖 2-11 顯示各路的 S 參數之大小約在 -3.5dB~-3.7dB 左右，與理想值 -3dB 相差不遠，而相位如圖 2-12 所示， $\Sigma$  相位差在 1.5°左右， $\Delta$  相位差 178°，與理論值個差 1.5°與 2°。

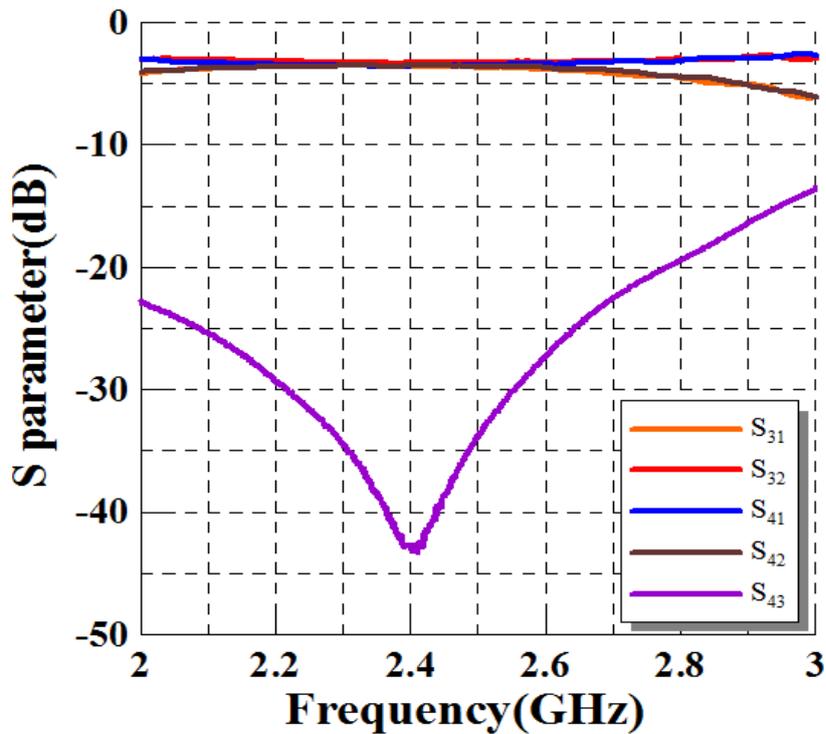


圖 2-9 180°分合波器散射參數大小量測圖

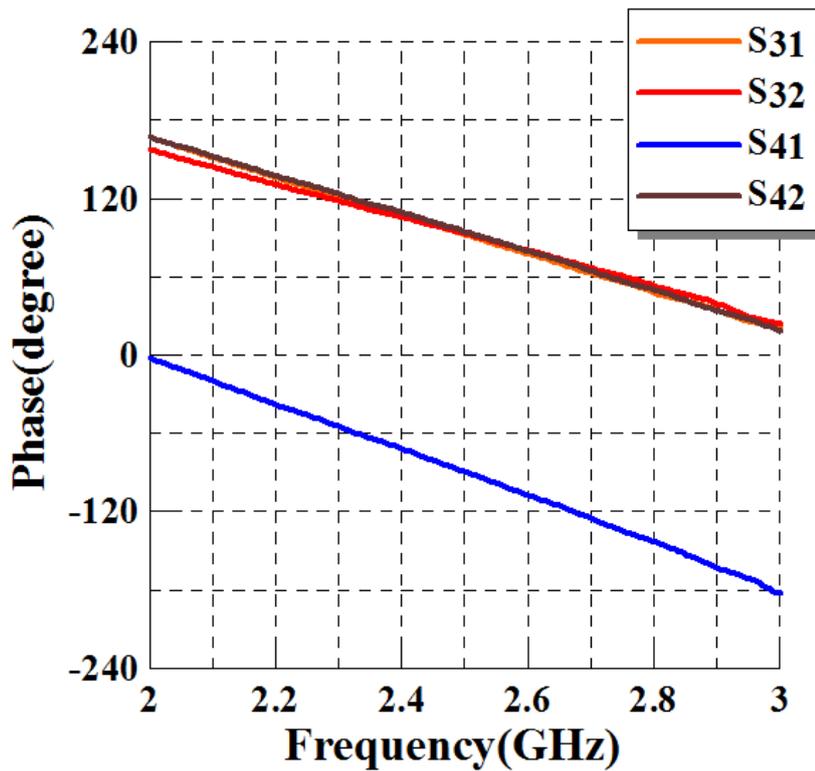


圖 2-10 180°分合波器散射參數相位量測圖

## 2.5 射頻切換開關

以直流電壓控制射頻切換開關所開通的路徑，參照下表 2-1 的真偽圖，本系統利用電腦程式控制兩埠開關，分別在不同的時間開啟，進入後級電路，使用本開關一來可以減少設計兩路電路之誤差，二來節省了一半的後級電路元件。

舉例來說，State1：當 $V_1$ 為 5V 而 $V_2$ 為 0V 時， $S_{21}$  對應到 Isolation 而 $S_{31}$ 對應到 Insertion loss，換而言之，此時是開通 Port 3、關閉 Port 2 的狀態；相反的，State 2 當 $V_1$ 為 0V 而 $V_2$ 為 5V 時， $S_{31}$  對應到 Isolation 而 $S_{21}$ 對應到 Insertion loss，此時是開通 Port 2、關閉 Port 3 的狀態。

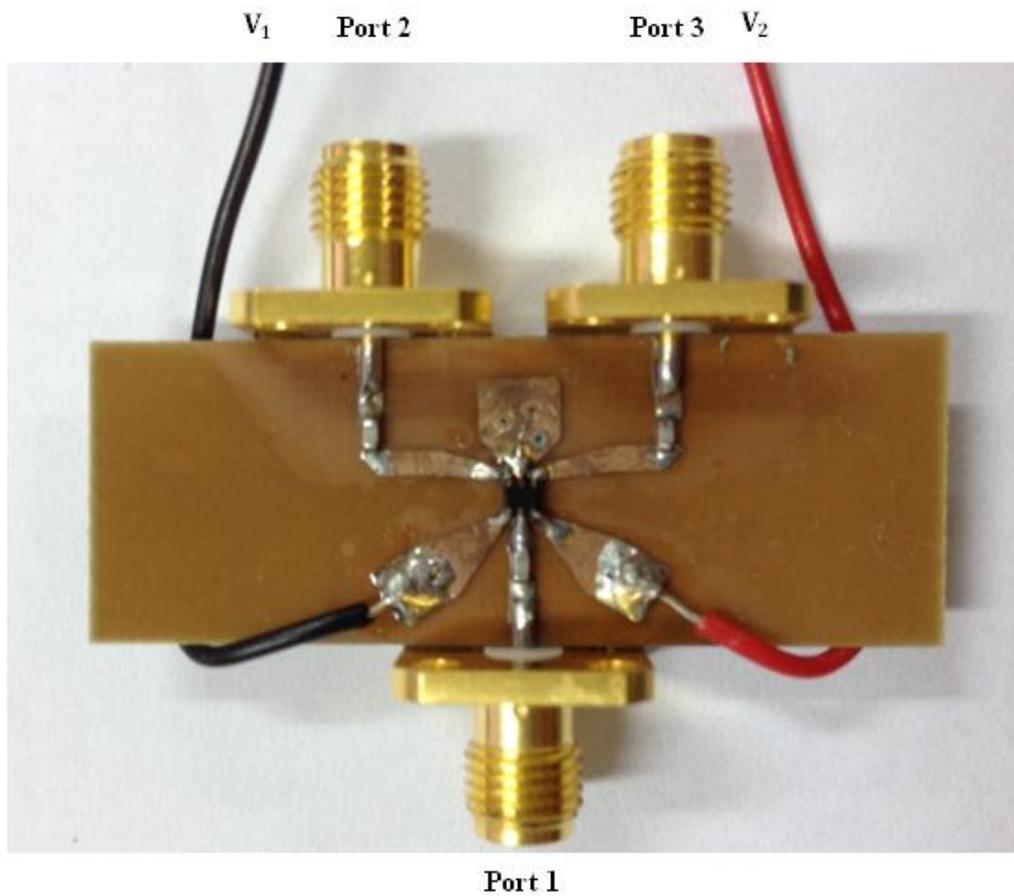


圖 2-11 射頻切換開關實體電路圖

表 2-1 射頻切換開關真偽表

	$V_1$	$V_2$	$S_{21}$	$S_{31}$
State 1	5V	0V	Isolation	Insertion loss
State 2	0V	5V	Insertion loss	Isolation

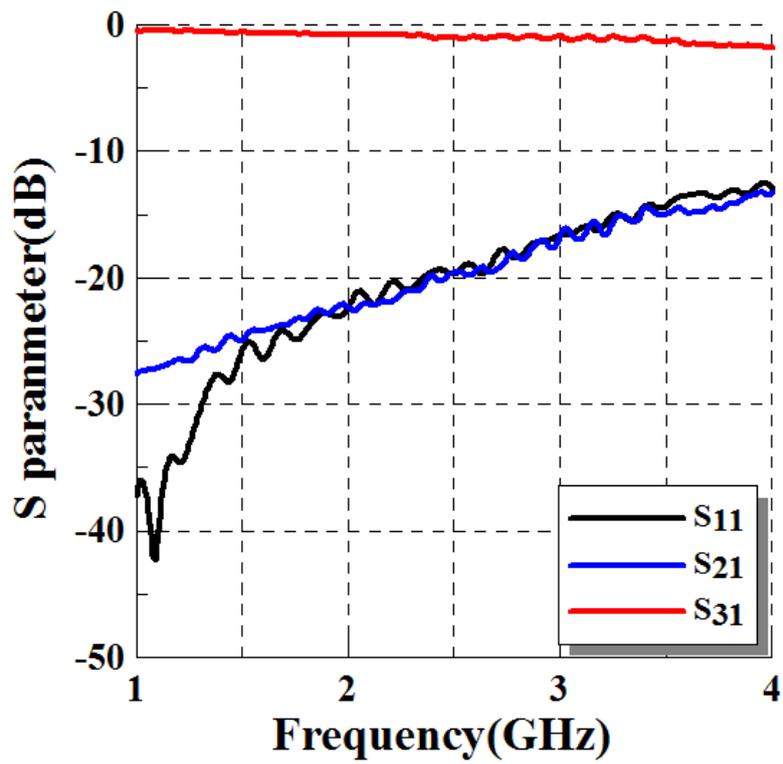


圖 2-12 射頻切換開關實際量測圖 State1

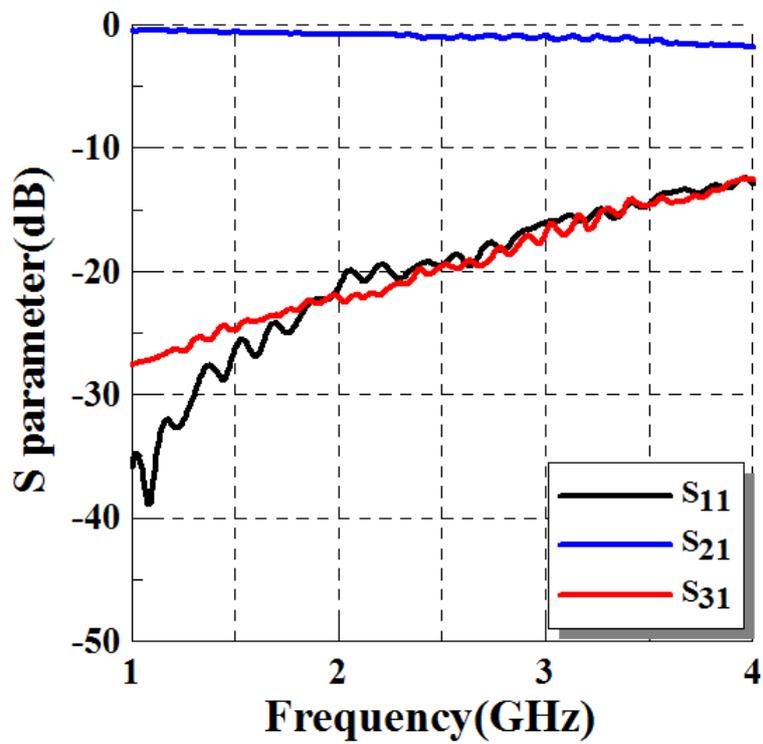


圖 2-13 射頻切換開關實際量測圖 State2

表 2-2 射頻切換開關量測數值比較表

	$V_1$	$V_2$	$S_{21}$	$S_{31}$
State 1	5V	0V	-19.8dB	-1.04dB
State 2	0V	5V	-0.98dB	-20.1dB

※上表取頻率為 2.4GHz 之各路數值

## 2.6 低雜訊放大器與帶通濾波器

為了使接收到的訊號強度增強，本級使用低雜訊放大器來放大訊號，經過射頻開關之後，設計將訊號經由低雜訊放大器放大，此步驟在各個射頻電路系統都是非常常見的，一般經由接收天線接進來的訊號大小不足，通常需要經過放大器放大使之訊號強度增強，又兼顧訊號與雜訊比，因此本系統選擇低雜訊放大器在此級放大接收到的訊號。此舉主要是配合後面對數放大器的線性工作區域來使用的，必須要將輸入之能量在對數放大器之線性區域工作，對數放大器才能有利於觀察的效果產生。量測結果，此低雜訊放大器在 2.4GHz 時可以有約 25.5dB 的增益，雖然 $s_{11}$ 與 $S_{22}$ 數值並非十分理想，但未有出現共振的現象。其中 Port 1 為輸入端；而 Port 2 為輸出端。

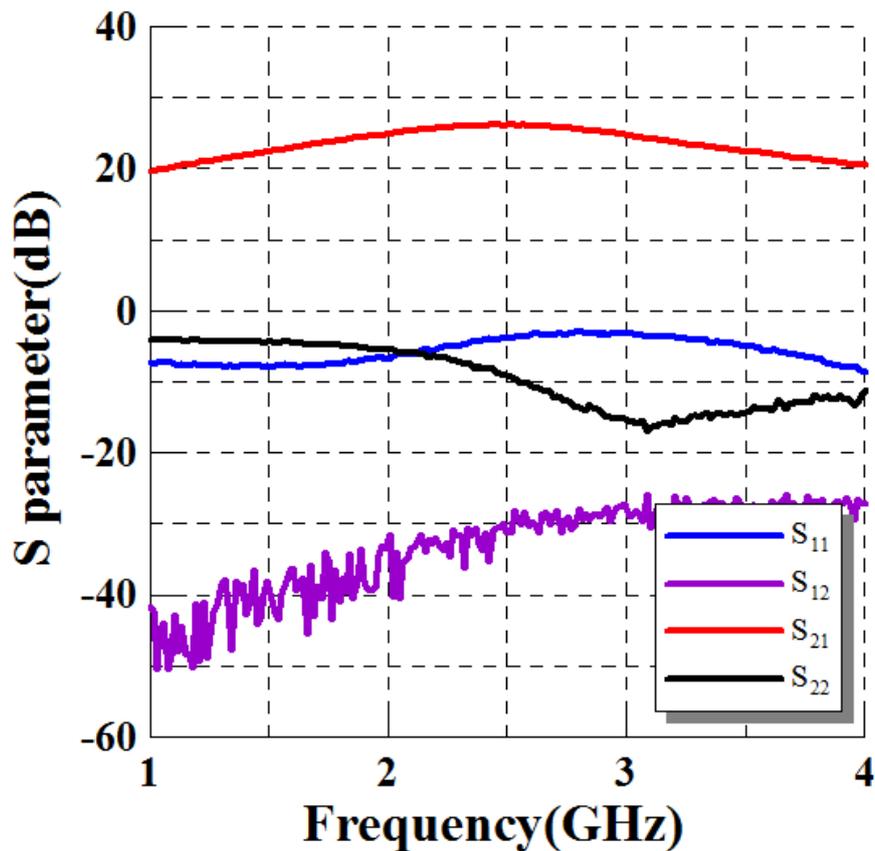


圖 2-14 低雜訊放大器量測之散射參數量測圖

一般而言，在複雜的環境中，各種頻率、不同能量大小的各式訊號存在著空間中，這些不相干的訊號都會干擾本振幅偵測系統，因此在不論發射端、接收端射頻電路系統內常見的使用帶通濾波器，利用其只能讓某一個頻帶內的能量通過，頻帶之外的能量大幅衰減之特性，為了就是不使其他頻率的能量進入系統干擾，影響本振幅偵測系統之方位判斷，減少誤判的可能性。為了節省面積，放棄使用微帶線或利用集總元件拼湊之，使用積體電路(IC)製成元件。帶通濾波器量測結果如下圖 2-17，帶通濾波器會非常要求通帶之平坦度，並且盡量減少通帶之能量損耗，而通帶之外的所有頻率能被衰減此濾波器表現出了一個十分良好的特性，透過下表 2-3 能更方便的掌握這顆帶通濾波器的特性。其中 Port 1 為輸入端；而 Port 2 為輸出端。

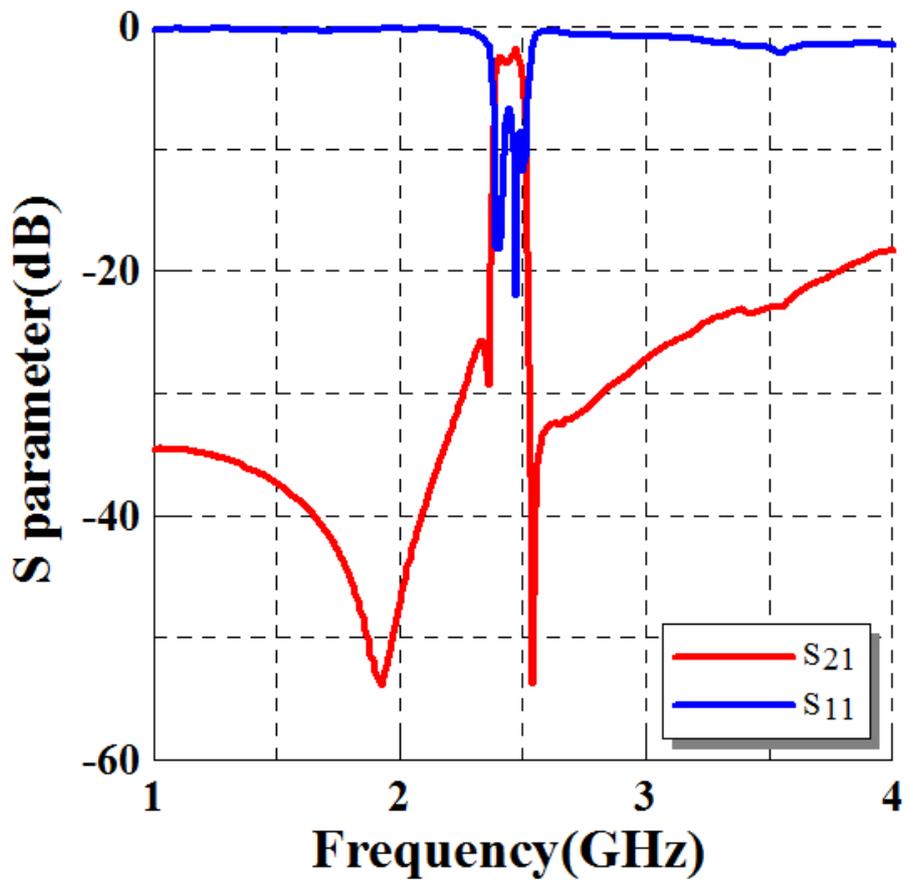


圖 2-15 帶通濾波器之散射參數量測圖

表 2-3 各頻率之帶通濾波器散射參數值比較表

頻率	1GHz	2.4GHz	2.5GHz	3GHz
$S_{11}$	-0.22dB	-18.2dB	-17.8dB	-0.77dB
$S_{21}$	-34.5dB	-2.43dB	-2.26dB	-27.2dB

## 2.7 對數放大器

射頻電路的最後一級進入對數放大器，由於現實生活中往往有能量動態範圍極大之信號，如本文振幅偵測系統與目標物量測距離，影響接收到的信號強度之動態範圍也極大，一般線性放大器不容易處理這樣寬的動態範圍，此元件具有巨大的動態範圍，而其特性乃將射頻訊號輸入功率取對數後與輸出直流電壓成正比。接收到的訊號以對數還原回線性直流電壓的方式進入示波器，可以看到如下圖 2-18，橫軸為輸入訊號的能量值，縱軸為輸出訊號的直流電壓值，兩者在-5dBm 到-60dBm 之間呈現線性關係，也意味著這就是此對數放大器的最佳工作區域。使用對數放大器，一方面將訊號以直流方式較容易觀察與後續計算，另一方面使其以對數還原更方便其特性的表現。

此穩壓放大器需要有一個 12 伏特的外加偏壓電源，經過穩壓電路之後供應 5 伏特之穩定電壓給此積體電路工作，並且有各路的防護電路，如直流阻擋電容、高頻阻斷電感等等。

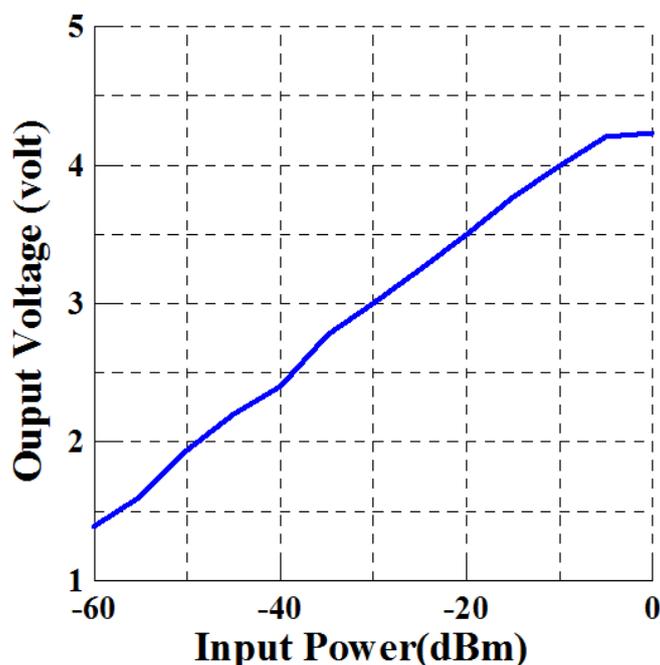


圖 2-16 對數放大器之輸入輸出能量特性圖

從上圖亦可得知，大約 1 伏特的輸出電壓差為 20dBm 的輸入電壓差，在量測時往往可以利用此特性來換算回接收端得到之能量，檢測量測數據的合理性。

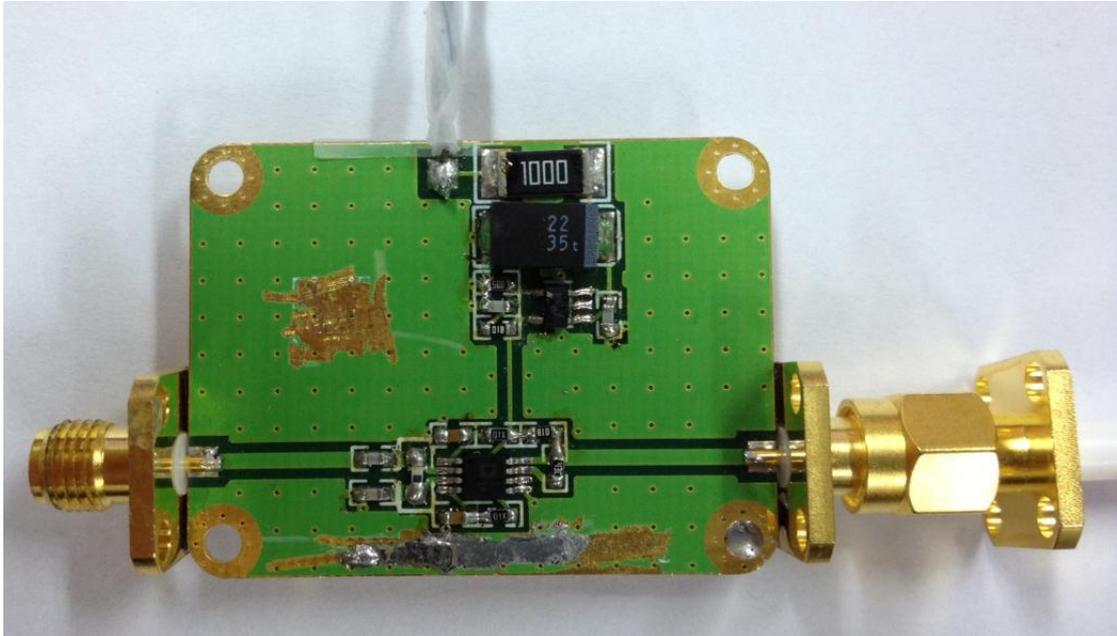


圖 2-17 對數放大器電路實作圖



### 第三章 機構、程式控制與馬達

#### 3.1 機構組裝與配置

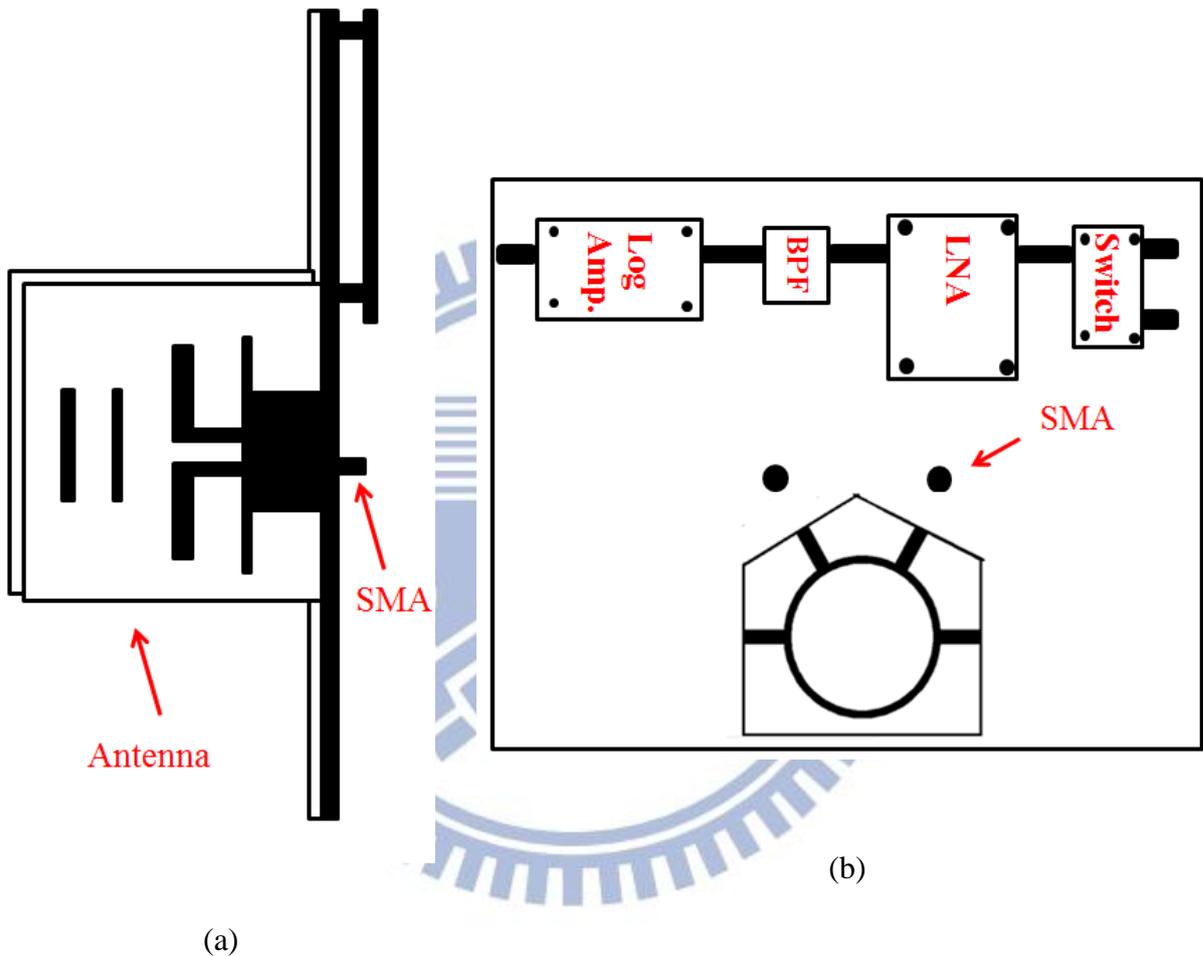


圖 3-1 機構組裝布局圖 (a)側視圖 (b)背視圖

將所有元件，包含鼠徑環、射頻切換開關、低雜訊放大器、帶通濾波器以及對數放大器全部以螺絲組裝在天線的反射面之上，如圖 3-1(b)所示，在以電纜線連通鼠徑環與射頻切換開關以及鼠徑環與天線之間，其中許多元件如射頻切換開關必須由電腦透過介面卡控制其開通的路徑，而對數放大器亦需要 12 Volt 之偏

壓，並且對數放大器的輸出端要透過介面卡進入電腦做後續處理，包含資料運算、匯出圖形、匯出原始數值資料等等動作。因此有多條多條外部直流偏壓線與下地線，為了系統美觀以及穩定性的考量，所有接收直流電壓的單芯線、多芯線皆以匯入排線的方式做處理，讓系統更加簡單。考慮到之後量測的方便，本系統設置在天線底部的機構上增製了量角器，方便日後量測時能精準得量出角度。將整理好的天線及電路以 L 型支架固定裝置於馬達，針對馬達特性的介紹將會在後面章節做詳細介紹介紹。下一節會介紹馬達的扭力過足，其足以轉動整個系統，但由於電路本身重心並不平均，因此轉動起來會有搖晃的現象，為了克服此現象特製了一個木頭支架夾住馬達，並且讓重心下降，減少轉動時的晃動現象。此木製支架唯一個 30 公分見方的木板釘上兩根條狀 20 公分木條，夾住使用的馬達並且用螺絲將系統的轉盤鎖在木條上。實際成品圖如下圖 3-2



圖 3-2 振幅探測器實際成品正視圖

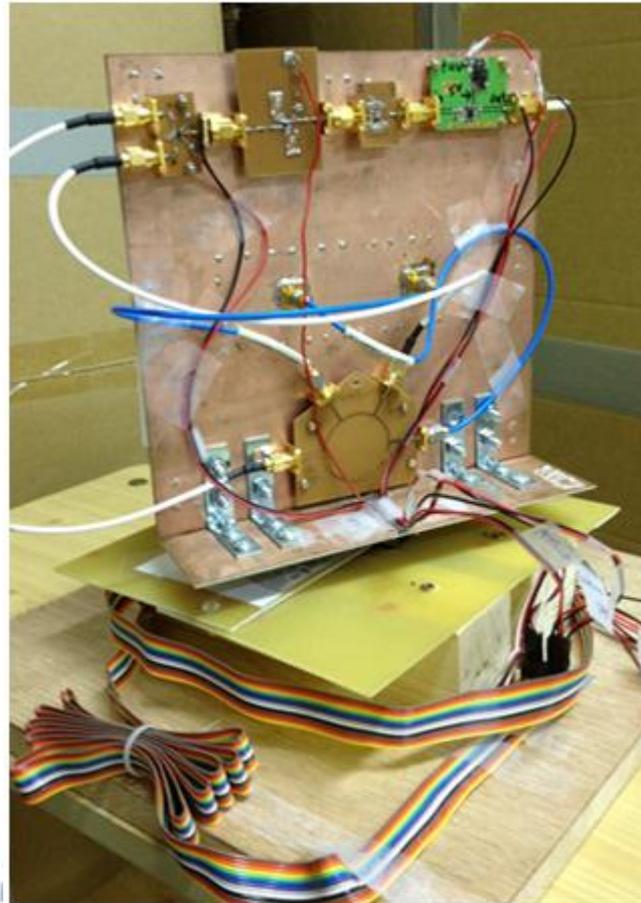


圖 3-3 振幅探測器實際成品背視圖

### 3.2 脈波寬度調變馬達

本系統是以機械式做掃描，由馬達轉動整個系統掃描一個可調的範圍，整個掃描控制將由電腦透過 Lab View 來控制介面卡，其中包含各項輸入和輸出都是由此完成，而詳細的控制與程式流程本文將在下一小節介紹，本節的重點則是介紹使用的馬達原理。

目前有大功率電晶體脈寬調整驅動系統和可控系直流調控驅動系統兩種方式。可控矽直流方式(SCR)驅動方式，主要通過調節觸發裝置來控制 SCR 的導通角來移動觸發脈衝的相位，從而改變整流電壓的大小。由於電晶體的開關回應特性較 SCR 好，因此選擇使用電晶體脈衝調整其伺服驅動性較好。

使用的馬達是”Futaba S3003”，是一顆脈波寬度調變馬達(Pulse width modulation)。

現在來詳細介紹前面提到的脈波寬度調變[12](Pulse Width Modulation, PWM)信號乃是調變方波的工作週期(duty cycle)的一種連續不對稱之方波訊號，根據系統馬達欲將轉動的角度需要來調整工作週期的大小，來控制馬達的轉動。直流馬達中，其控制系統設計上為了減少馬達繞線電流及降低功率消耗等目的，常常使用脈波寬度調變訊號(PWM)的方式來控制功率元件的開關動作時間，使用的就是藉由改變輸出脈波寬度或頻率來改變馬達的轉速或轉向，每顆馬達的參數皆有出入，將視馬達實際量測結果為主。

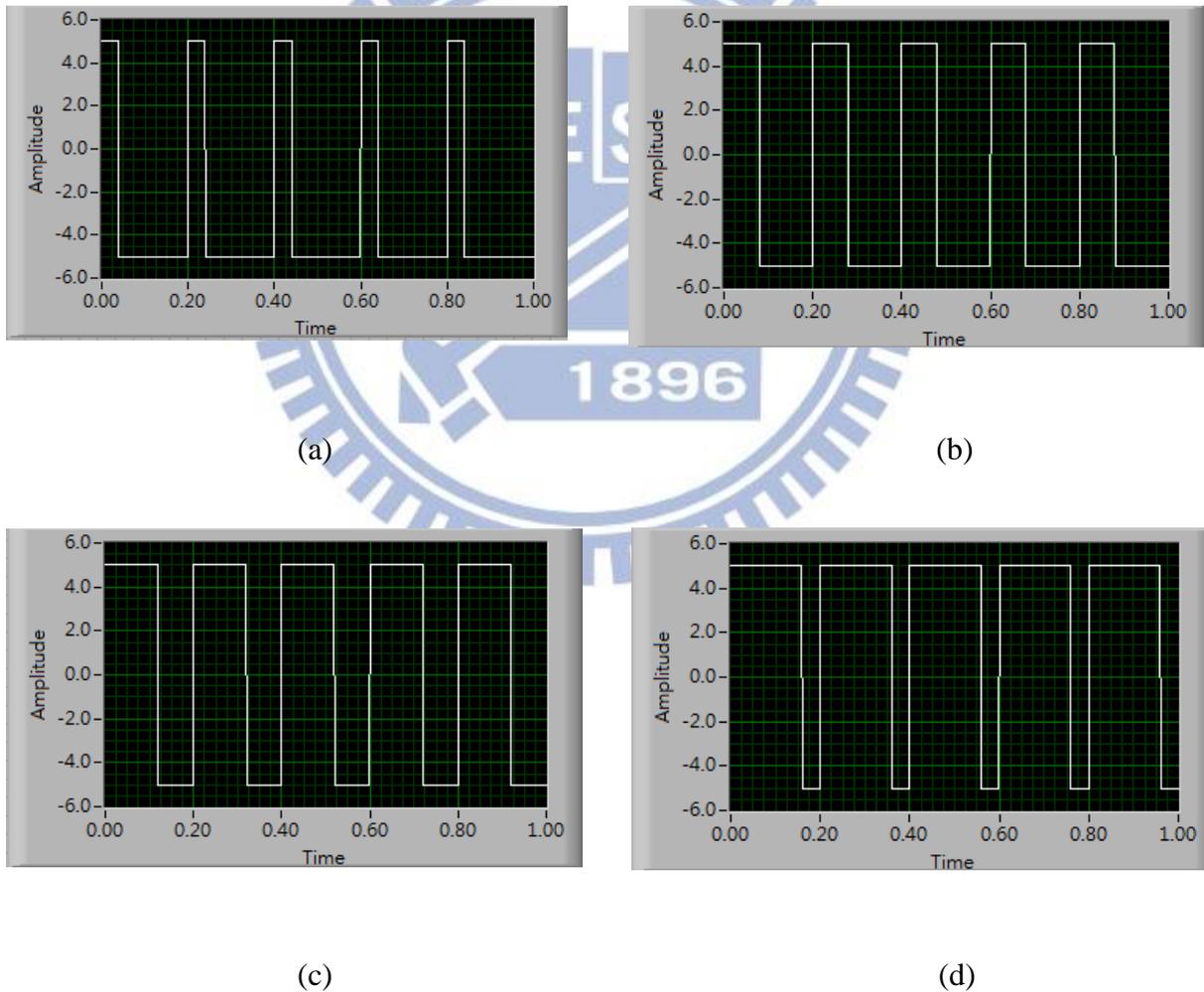


圖 3-4 方波調變圖示意圖 其振幅為 5 伏特，頻率為 5GHz，工作週期(a)20%；  
(b)40%；(c)60%；(d)80% 之脈波寬度調變方波

所使用的馬達可以有兩種直流偏壓，五伏特或六伏特，由於之後使用電腦介面卡應用數位方波輸出調變，而它的偏壓大小只影響到扭力與耗電量，由於系統重量尚在接收範圍內，選擇使用五伏特偏壓即可。

此類馬達有三隻接腳，第一隻是接地腳位，之後要跟電源供應器以及電腦控制介面卡的地連接再一起；第二隻是偏壓腳位，如前本系統決定使用五伏特偏壓，過大的扭力也會使系統本身旋轉造成晃動；最後一隻腳位則是要接入經過脈波寬度調變的方波訊號，所使用的馬達需要一個 45 赫茲、理想低電位 0 伏特、理想高電位 5 伏特的方波，工作週期在 0.9%~10% 分別旋轉 0 度至 180 度，後面會介紹應用電腦控制介面卡來送出連續調變的方波使馬達轉動。並且經過多次實驗與測量發現電流必須在 0.02A 左右能使本文的振幅探測系統旋轉得最為順利、最為平穩，電流過大可能會造成馬達左右旋轉的過流現象，若電流太小則會造成馬達扭力不足，無法到達定點的狀況，因此在量測之中，值得必須注意調整電源供應器的 5 伏特輸出的電流值。下圖是量測方波工作週期與所在水平角(Azimuthal Angle)的作圖，透過下圖可以知道，為控制此馬達必須要寫出一個線性增加工作週期的連續輸出方波使馬達等速轉動。

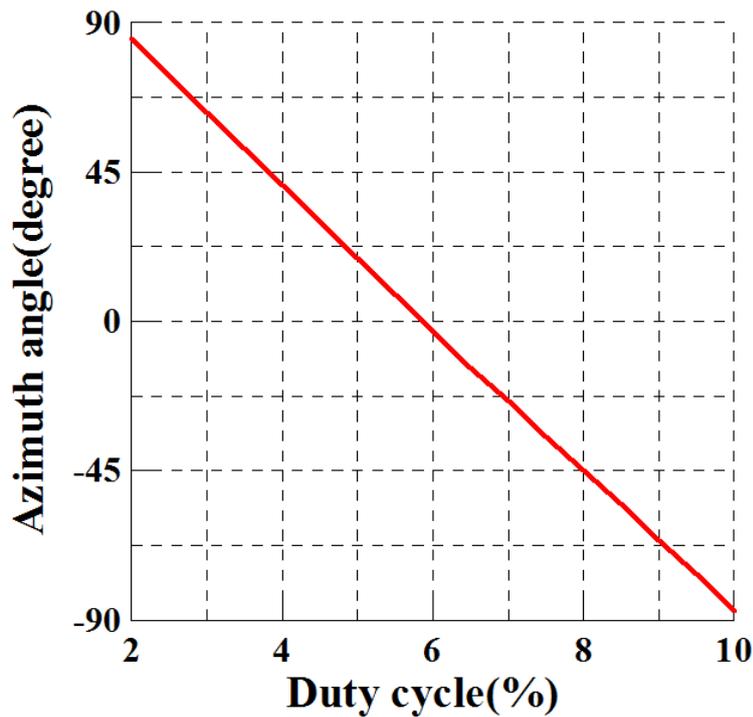


圖 3-5 伺服馬達之脈衝寬與旋轉角度對應圖

由上圖可以了解馬達的特性，當工作週期每增加 2% 時，馬達會轉動約 45 度。另有一說：前面提到馬達可以視為一個低通濾波器，以平均電壓的概念了解這顆馬達，輸入訊號提給他的工作週期上上，代表平均電壓上升，也可以視為是一個另類的壓控元件。

承上，若馬達想從 0 度旋轉至 180 度，程式必須要連續輸出工作週期從 10% 到 1.5% 的方波，在程式中將工作週期設為一個變數，透過一個簡單的迴圈(for loop)做反線性轉換即可，詳細程式流程本文將在下一個章節討論。

最後就是要平衡馬達的扭力與結構重心偏高的問題，如前頁照片下半部所示，使用大片的木板來穩定整體系統，使之轉動時不會有太大的問題。

### 3.3 電腦控制與 Lab View

控制馬達、接收資料、切換射頻開關等等工作都必須要透過許多機器來進行控制，例如控制馬達可能需要一個可調變脈衝寬度的方波產生器，資料接收需要人工看示波器一格一格的慢慢紀錄，射頻切換開關可以使用直流電壓慢慢切換、或使用訊號產生器用一個慢方波來控制射頻切換開關，但上述這些方法十分的麻煩、費時，不能想像每次測量都必須接上十幾、二十根，從實驗器材中搬出四五台大儀器，光架設就費上一番工夫，還要用遠古的方法量測，切換方波寬到某個訂值讓馬達轉到想去的角度，看示波器紀錄值，換接線使直流偏壓導通射頻開關的另外一路，然後再看示波器紀錄電壓值……不斷反覆下去 N 次，如此繁複的程序，使用人工操作不僅耗費時間非常長，也多了許多誤差的可能性，讓實驗的重複性大的降低了。使用電腦控制自動化擷取資料、自動化控制儀器等等，大大的減少實驗的複雜度與實驗時間，同時當然也減少了人工操作的誤差，讓實驗更加精確、提高了實驗的重複性。

因此本文選用了美國國家儀器公司的介面卡，並且以軟體“Lab View”撰寫控制程式，“Lab VIEW”(Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench)由美國國家儀器公司開發，於 1986 年所發產出的一套繪圖程式語言，以圖形方式編輯程式，應用的範圍很廣包含擷取資料並處理訊號、儀器控制、進行測試與檢驗系統的自動化、嵌入式監控、教學研究……等方面，它的好處在於自動化的控制、資料擷取、訊號分析、數據儲存大大提高了工作效率並且減低了實驗誤差、提升實驗的重複性和精準度[13]。

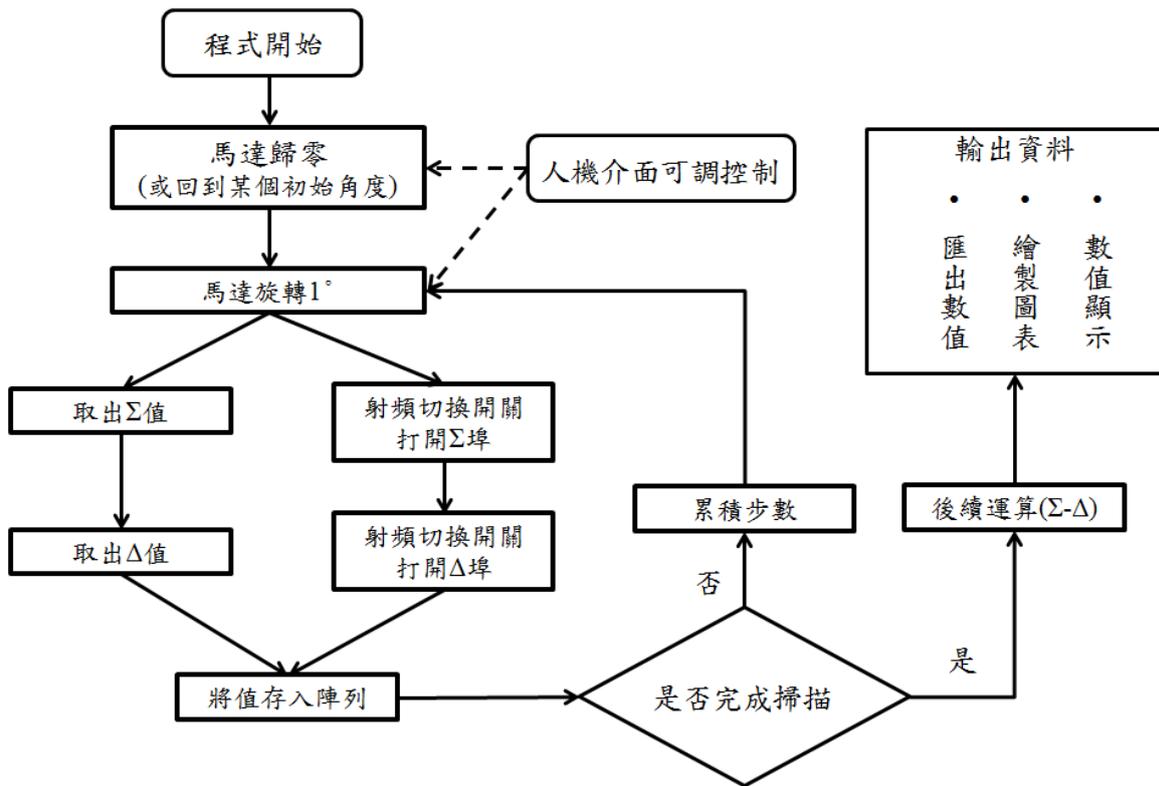


圖 3-6 Lab VIEW 電腦控制程式流程圖

本程式採用 sequence 的構想，已時間序列的方式去執行，程式一開始先讓馬達轉去某一個起始角度，而這個角度是可以由人機介面控制的，也就是說使用者可以自由得控制想要掃描的範圍，如下圖 3-5，在人機介面上有一個”starting angle”，由這個按鈕輸入值，就可以控制本系統所想要開始掃描的角度，而在下圖 3-6 的程式原始碼也可以看到呼應的”stating angle”變數控制器，在”Lab VIEW”的程式裡面，這兩個是互相呼應的，因此若你在程式中宣告了一個控制元變數，而你的人機介面上也就會有一個相對的控制元變數的控制鈕。回到圖 3-6，整塊區域的程式意義在於送出一個脈衝方波，其工作週期對應到前面馬達的量測圖可以推回對應到”starting angle”，換句話說，電腦透過介面卡送出一個方波的工作週期讓馬達走回”starting angle”這個角度，並且等待 3 秒讓系統有足夠時間歸零，而這三秒的計算方式是由按下開始按鈕後即開始計算、並非到達零點後三秒。

之後開始讓馬達旋轉某個角度，這也是人機介面上的”step angle”按鈕來控制的，一般來說為了使量測精確，每次旋轉的角度大約都在  $1^{\circ}\sim 2^{\circ}$ 。旋轉到某個角度之後，再利用另一個埠輸出，一個正副 5 伏特的方波來切換射頻開關電路的通路，設定一開始先開通  $\Sigma$  埠，然後接收  $\Sigma$  埠的值，並且存入陣列；繼續接著開通  $\Delta$  埠，再接收  $\Sigma$  埠的值存入陣列。總共重複”steps”次，這個”steps”變數也是可以由人機介面上的可調式按鈕控制，它的意思是一共要掃”steps”步，在程式中將它設做迴圈的 N，換句話說，迴圈將會跑 N 次。跑完”steps”次之後，然後把值做輸出、繪圖、後續運算  $\Sigma$ - $\Delta$  資料如下圖 3-6，一方面將數值存成 Excel 檔，方便之後分析使用。

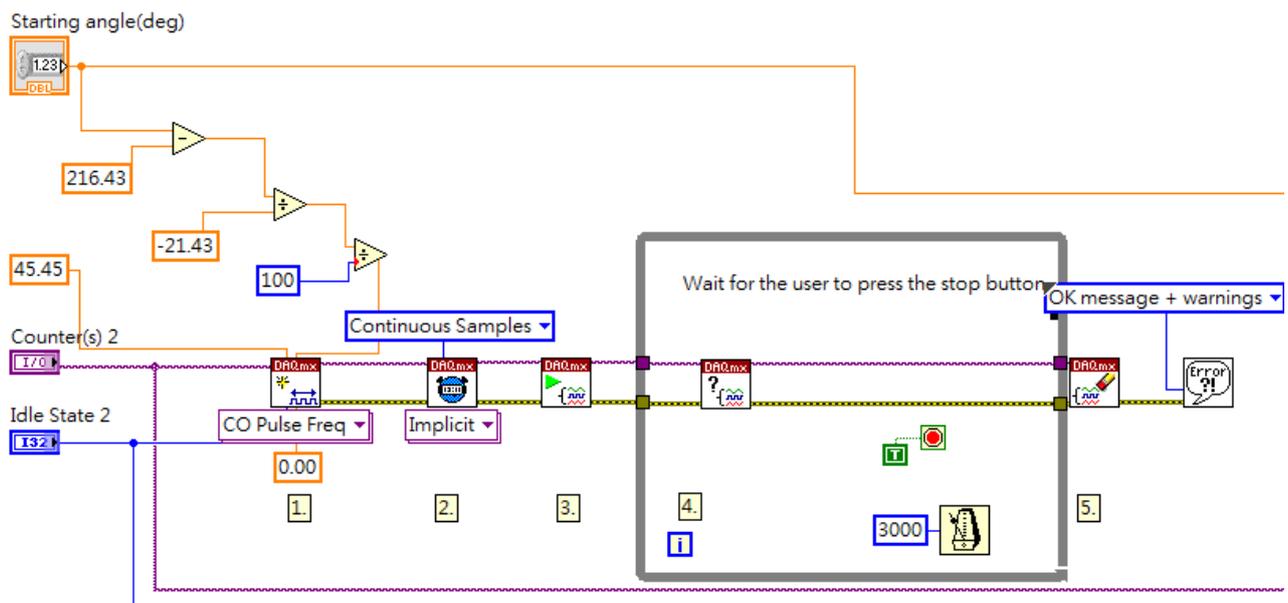


圖 3-7 Lab View 程式之部分程式碼

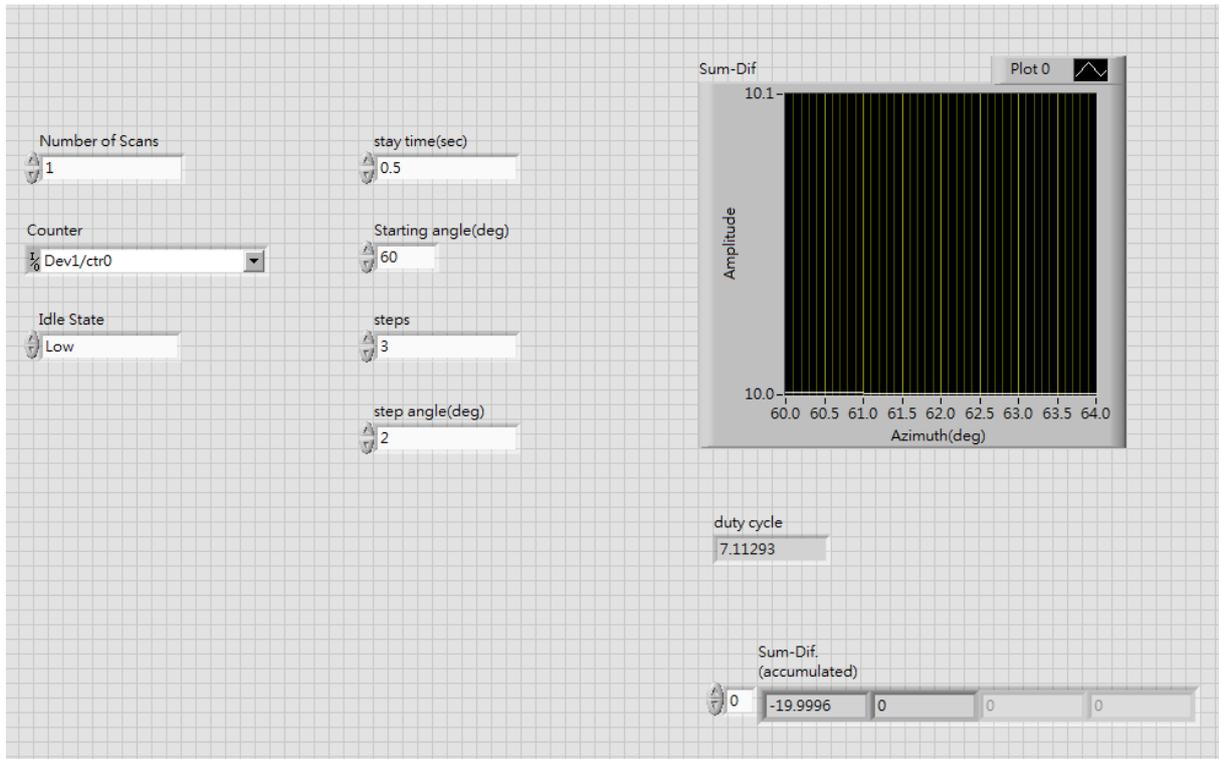


圖 3-8 人機控制介面圖-1

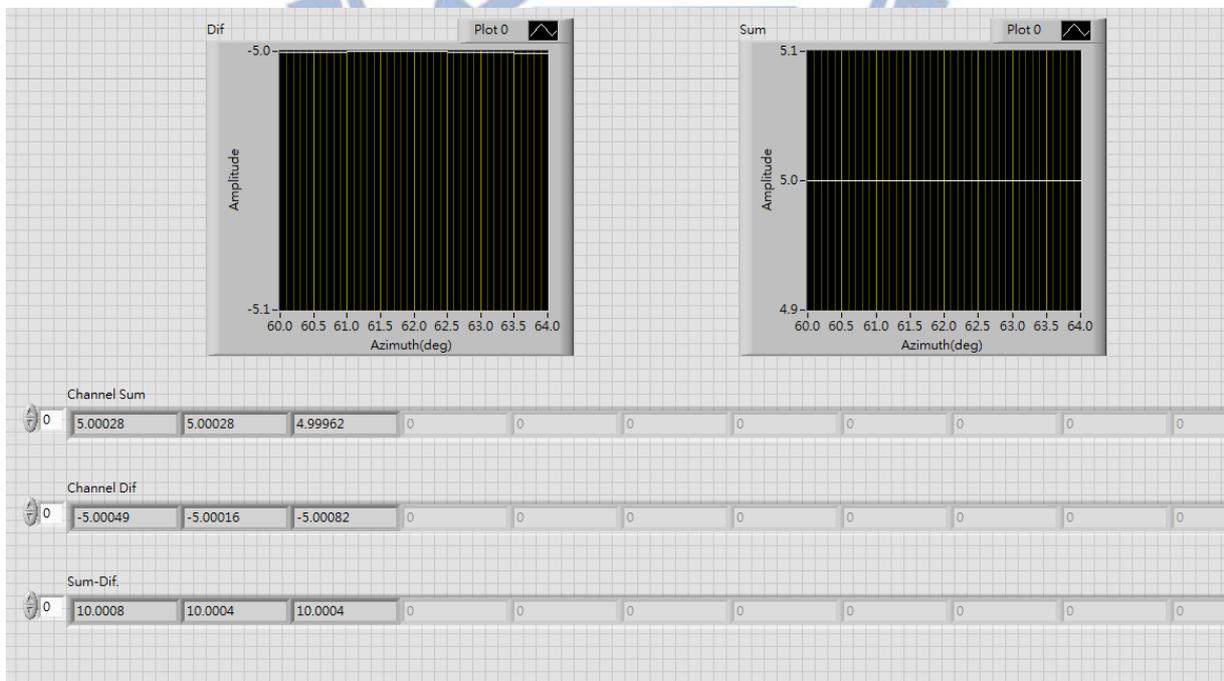


圖 3-9 人機控制介面圖-2

## 第四章 量測結果與討論

### 4.1 量測方法與環境

考慮到實用性，本系統在遠場無反射實驗室測試成功之後，將本振幅偵測系統的量測移回一般室內空間，測試本系統對複雜環境的影響，現實生活環境中有許多各式各樣的干擾，非空氣介質造成的損耗、不對稱等等，金屬造成波的反射，各式各樣的不確定因子存在空間中，而這樣的環境更能看看本系統的動態範圍特性等等。

發射端方面，本實驗使用信號產生器激發號角天線做一個發射源，此時要注意發射端的極化方向也是垂直方向，架設高度與距離將影響本系統的量測結果，往後的實驗架設高度都先設在跟本振幅探測器等高的水平面上方便探討。



圖 4-1 紅外線定位儀

如上圖，本實驗選擇使用紅外線的水平、垂直定位儀將發射端定位在設計想要的角度、和固定的距離上，再配合機構上面的角度刻度，精確地將目標物定位在定點上。而發射端的訊號產生器送出 2.4GHz、固定強度的弦波給號角天線，同時也利用頻譜分析儀檢查此時在接收端接收到的訊號強度，避免超出系統的動態範圍。而此動態範圍將取決於對數放大器動態範圍以及低雜訊放大器的可用範圍。

而本身振幅偵測系統的位置也必須固定，故前面提到的機構底座發揮了關鍵的作用，作者將整個機構底座固定之後，量測系統將會十分穩固。處理完機構之後，必須要將各條直流偏壓線、系統輸出、馬達控制線、射頻開關切換線等等線路完成配置，那些線大部分都是連到本文所使用的介面卡”NI USB-6212”和電源供應器上。由於電線數目繁多，設計已排線統一整理，使系統配線簡單、清楚得多。

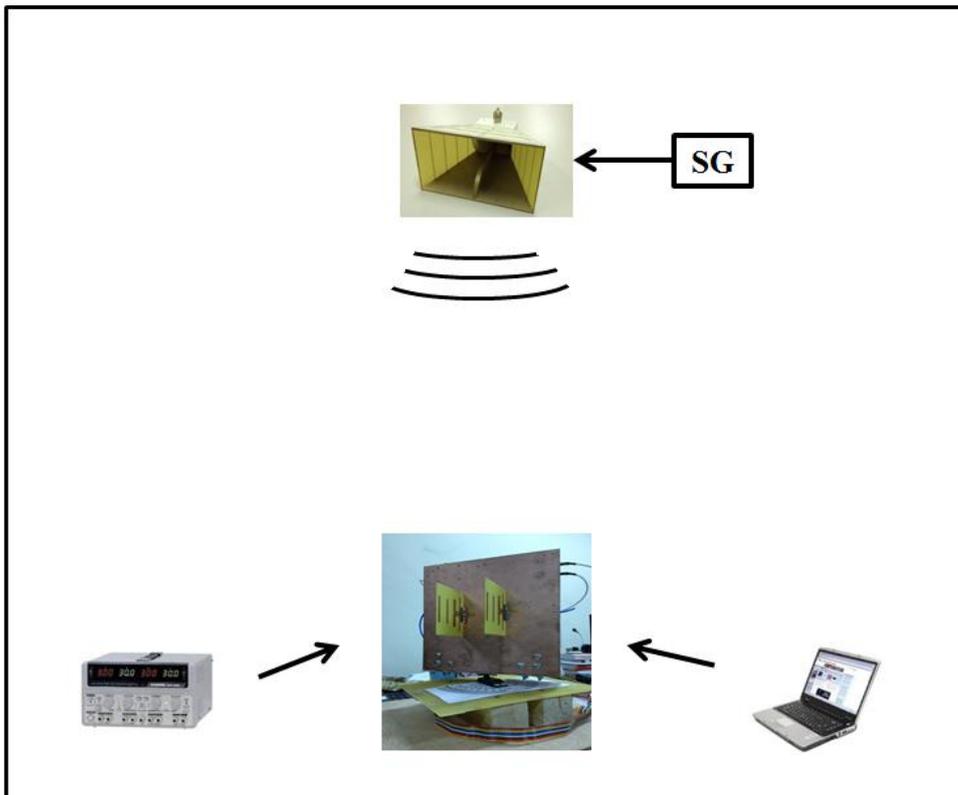


圖 4-2 量測環境示意圖



圖 4-3 雷射距離量測器

## 4.2 量測結果

量測結果主要分兩個部分呈現，第一個部分是改變入射角度的結果，發射端從不同的角度、相同的距離發射訊號，使用本文的振幅系統去偵測目標物。第二部分乃是統一入射角度為 0 度，改變發射訊號源和本振幅偵測系統的距離，觀察其量測結果並記錄討論。

### 4.2.1 改變入射角度之量測結果

利用號角天線和訊號產生器做發射源，本振幅偵測系統與之距離約 1.8 公尺，在室內空間做量測。分別量測不同入射角度包含 -60 度、-40 度、-20 度、0 度、20 度、40 度、60 度等角度入射，並記錄其原始資料  $\Sigma$ 、 $\Delta$  與  $(\Sigma-\Delta)$  之值

量測結果如下

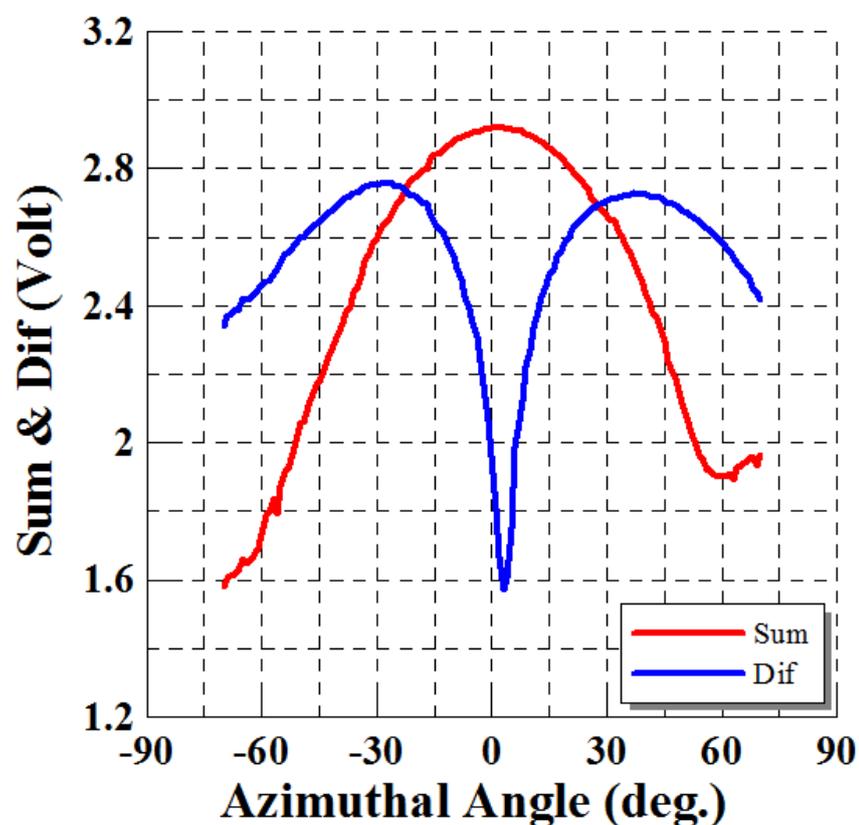


圖 4-4 0 度入射之  $\Sigma$  與  $\Delta$  圖

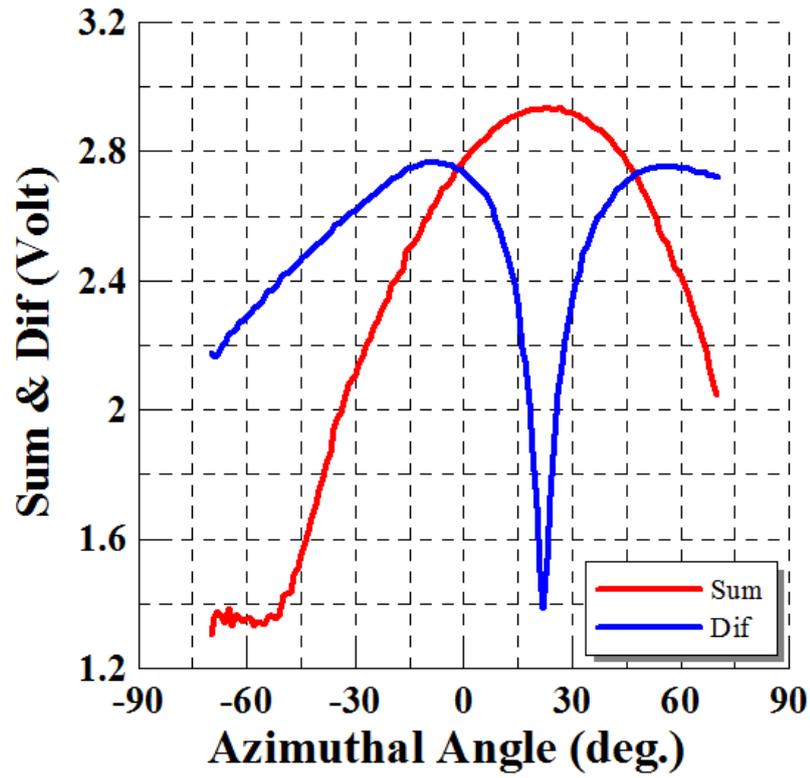


圖 4-5 20 度入射之  $\Sigma$  與  $\Delta$  圖

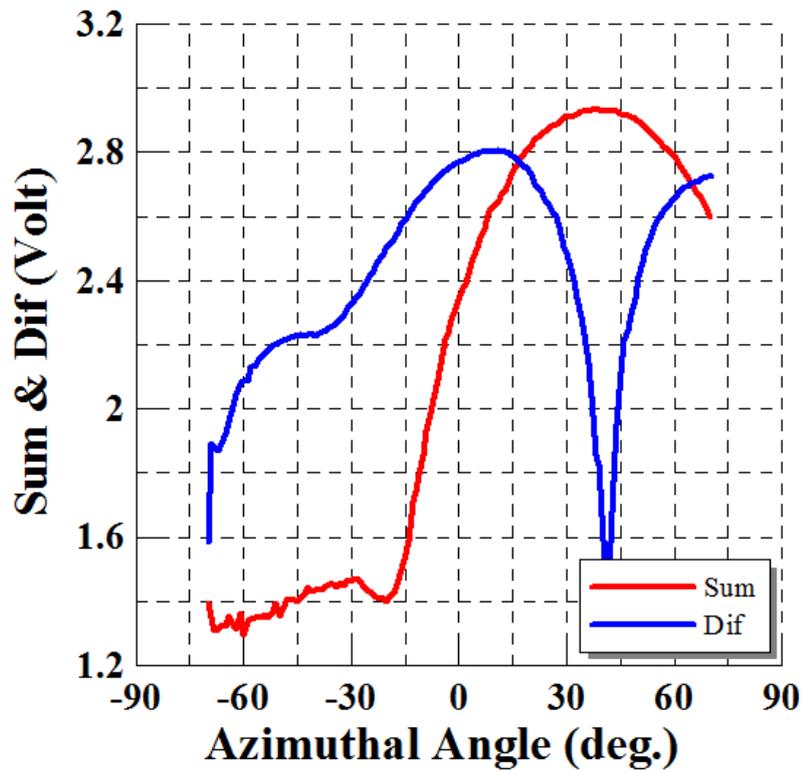


圖 4-6 40 度入射之  $\Sigma$  與  $\Delta$  圖

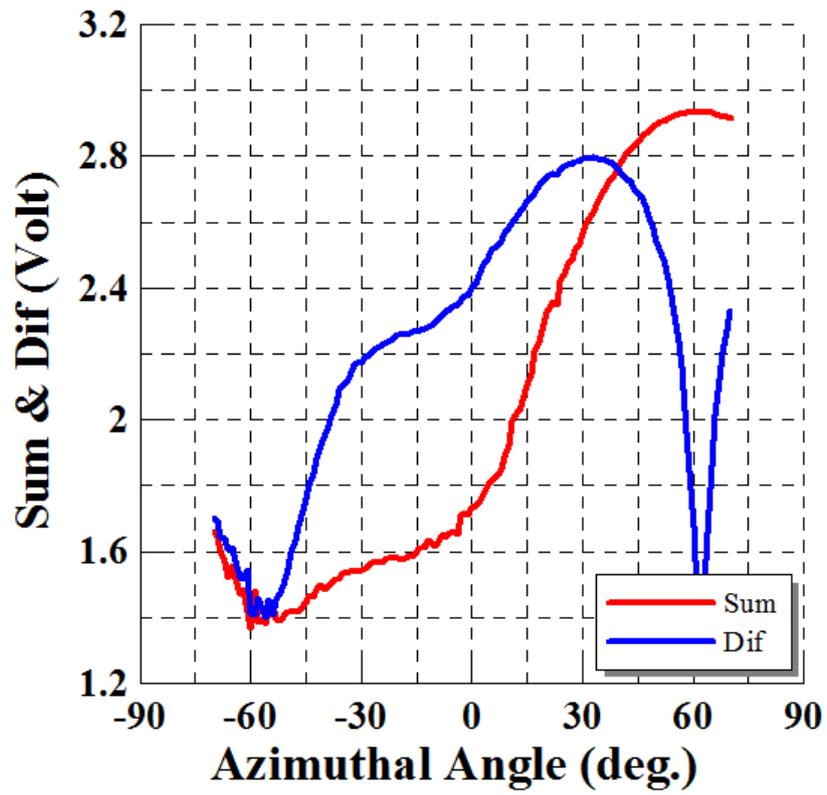


圖 4-7 60 度入射之  $\Sigma$  與  $\Delta$  圖

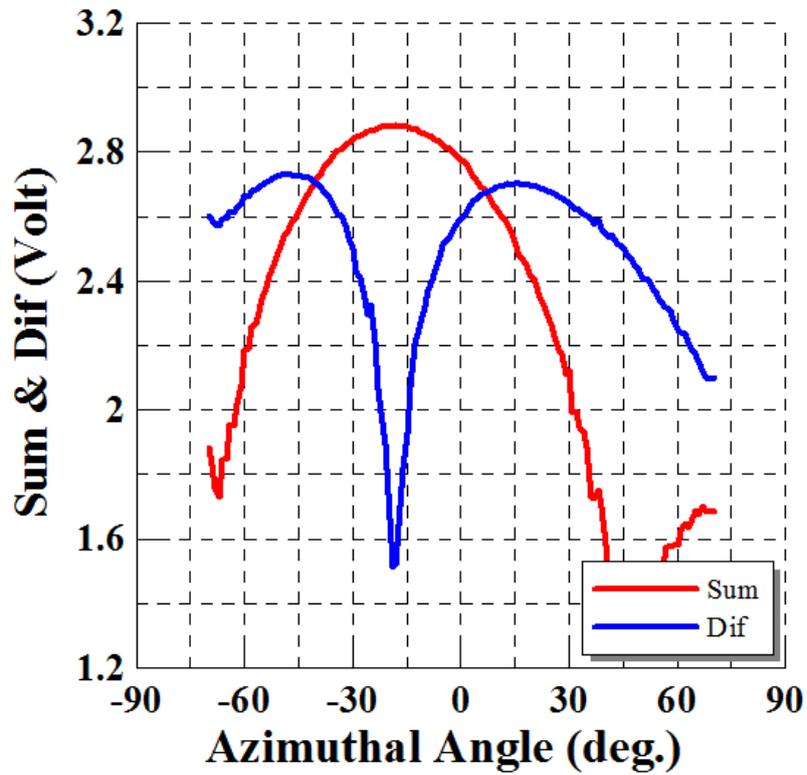


圖 4-8 -20 度入射之  $\Sigma$  與  $\Delta$  圖

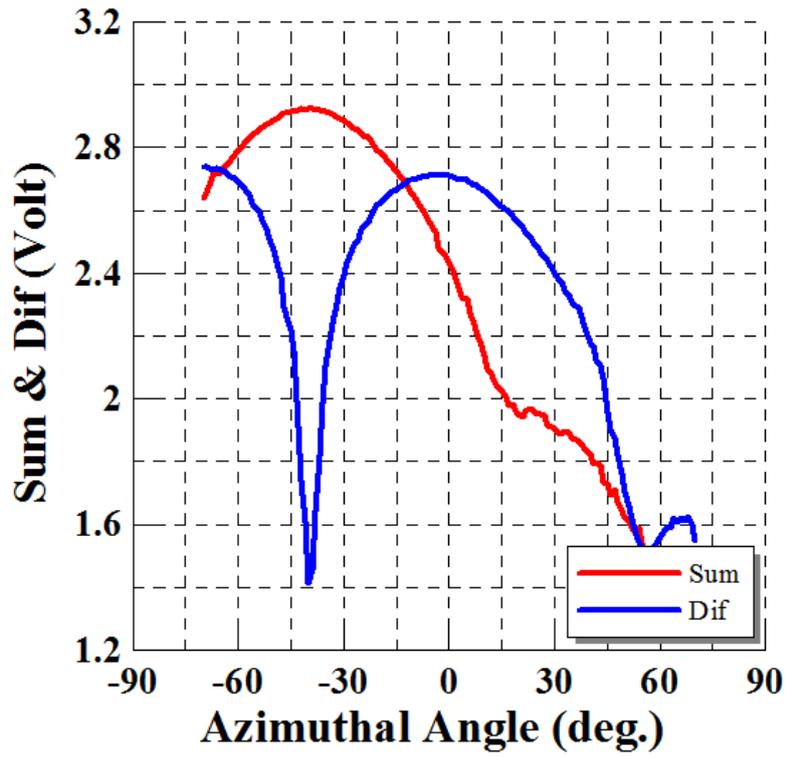


圖 4-9 -40 度入射之  $\Sigma$  與  $\Delta$  圖

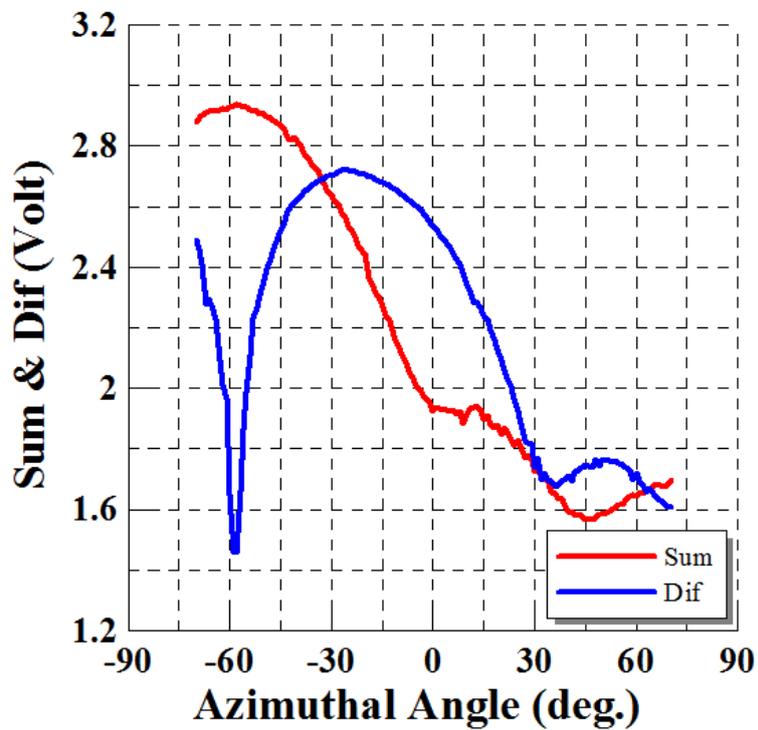


圖 4-10 -60 度入射之  $\Sigma$  與  $\Delta$  圖

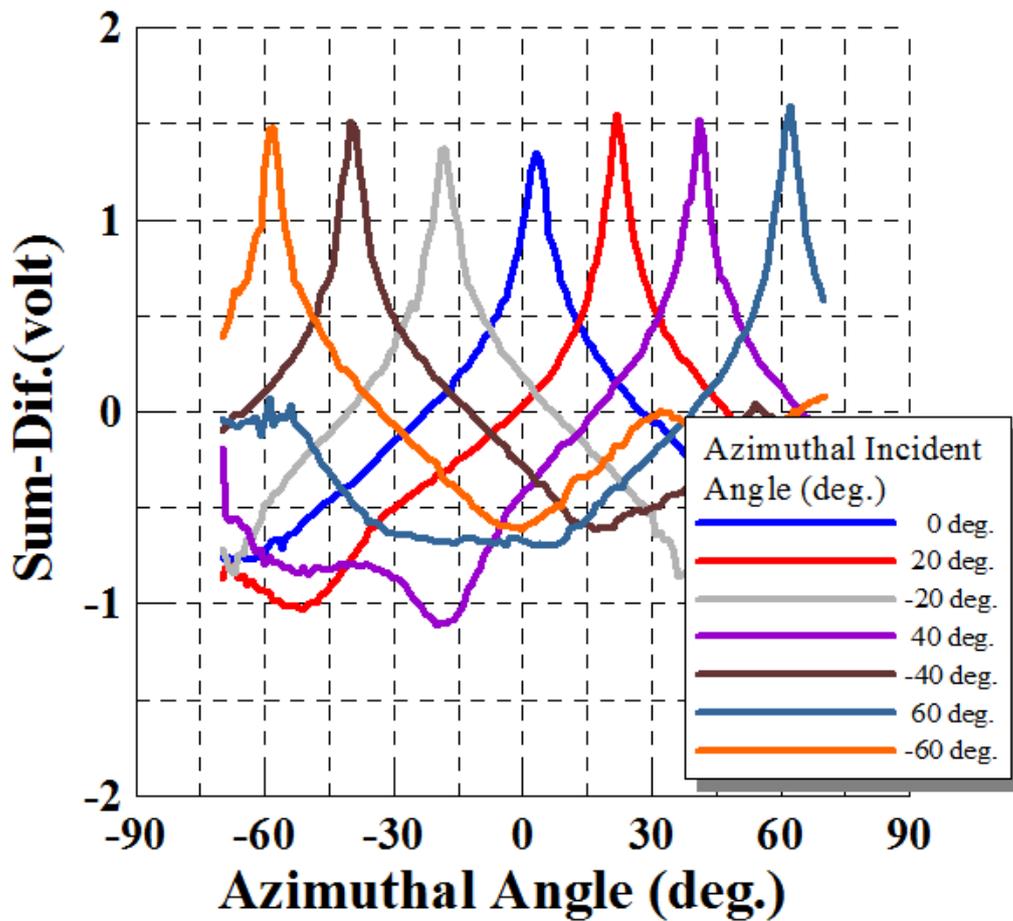


圖 4-11 各入射角度之( $\Sigma$ - $\Delta$ )比較圖

表 4-1 各入射角度之數據比較表

入射角	-60°	-40°	-20°	0°	20°	40°	60°
項目							
$\Sigma$ - $\Delta$ 最大值 (volt)	1.477	1.511	1.371	1.349	1.546	1.521	1.589
最大 $\Sigma$ - $\Delta$ 值 所在角度 (deg.)	-59°	-40°	-19°	3°	22°	41°	62°
誤差值(deg.)	1	0	1	3	2	1	2

由上面的量測結果顯示，各角度值大約與目標物誤差  $1.43^\circ$ ，推測這跟天線本身場型有  $1^\circ\sim 3^\circ$  的誤差有關，回到第二章的天線場型討論這個問題會更加容易解釋。觀察之前天線陣列經過  $180^\circ$  合分波器之後，在遠場無反射量測實驗室得到  $\Sigma$  以及  $\Delta$  的遠場場型量測圖中可以發現，雖然  $\Sigma$  的場型是正對著  $0^\circ$  的，也就是說  $\Sigma$  的峰值(peak)在  $0^\circ$ ，但  $\Delta$  的深點(deep)在  $+2^\circ$  的位置，並且值十分的低。如此一來，由於  $\Sigma$  的峰值(peak)附近的變化不如  $\Delta$  的深點附近變化，因此  $(\Sigma-\Delta)$  的峰值將偏到  $+2^\circ$  的地方去，也造就了後面  $(\Sigma-\Delta)$  的結果會有偏移的結果。

之後系統也能利用程式的方法將這個小偏差的角度矯正，例如：經過遠場無反射量測室量測，經過  $180^\circ$  合分波器出來的  $\Sigma$  與  $\Delta$  相減之後確定天線本身  $(\Sigma-\Delta)$  偏了  $2^\circ$ ，由於上述的原因，可以在程式最後取完值、輸出前把這個值倒扣回來，做一個矯正的動作。

#### 4.2.2 改變發送端與接收端距離之量測結果

接下來這部分將把發射源統一固定在  $0^\circ$  入射，改變發射源與接收的振幅偵測系統距離做變因來探討這個問題。設計實驗中，改變變因將這兩者的距離分別從  $0.9\text{m}$ 、 $1.8\text{m}$ 、 $3.8\text{m}$ 、 $7.6\text{m}$  來探討，記錄所有  $\Sigma$  與  $\Delta$  的原始數據值，最後比較  $(\Sigma-\Delta)$  的值變化表較，並且討論繪製成表格。量測結果如下圖 4-12 到下圖 4-15。

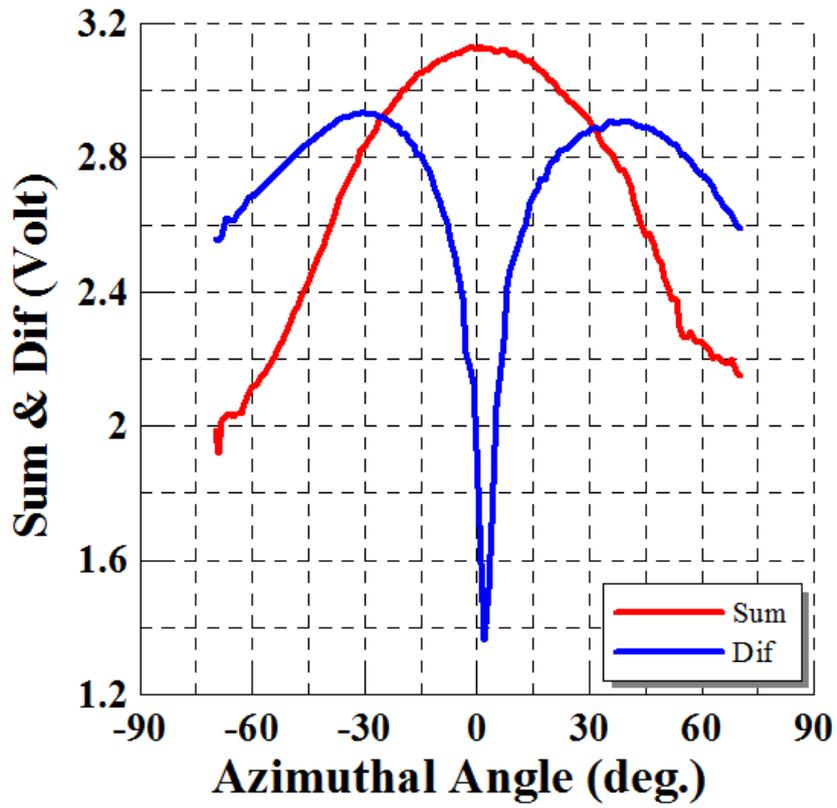


圖 4-12 發射端與接收端距離  $7.2\lambda$  之  $\Sigma$  與  $\Delta$  圖

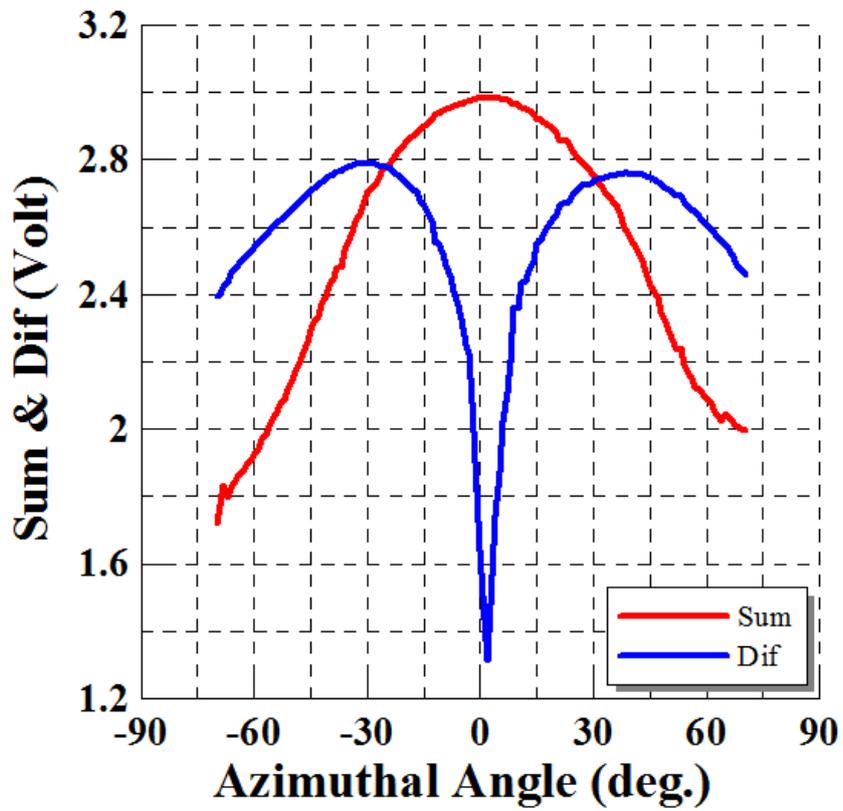


圖 4-13 發射端與接收端距離  $14.4\lambda$  之  $\Sigma$  與  $\Delta$  圖

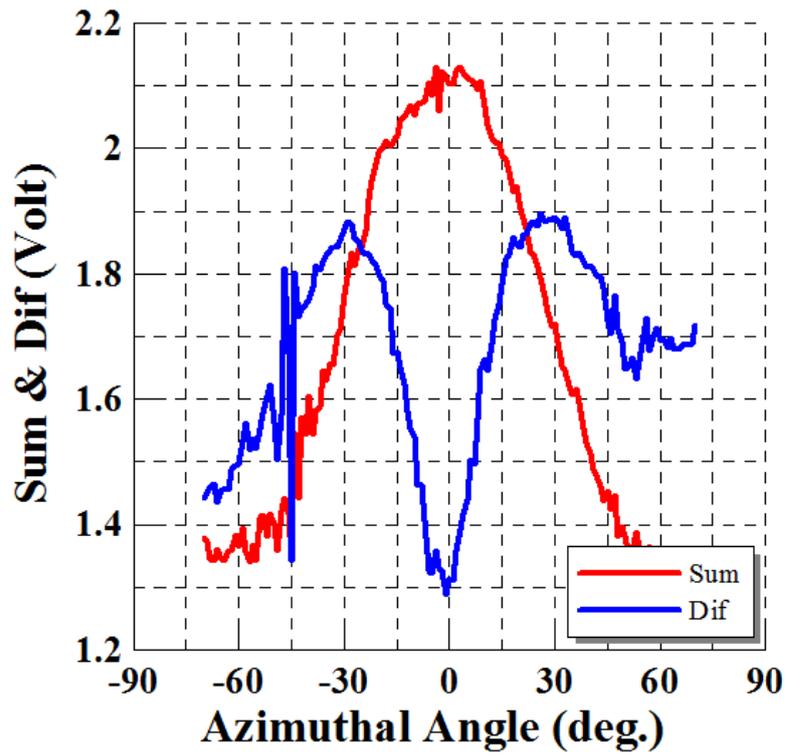


圖 4-14 發射端與接收端距離  $30.4\lambda$  之  $\Sigma$  與  $\Delta$  圖

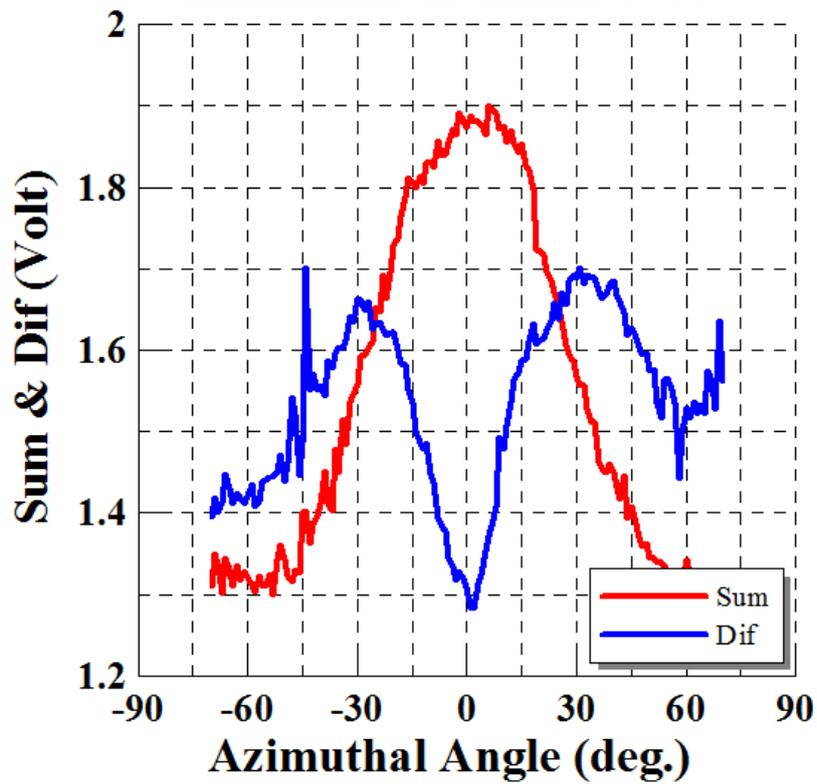


圖 4-15 發射端與接收端距離  $60.8\lambda$  之  $\Sigma$  與  $\Delta$  圖

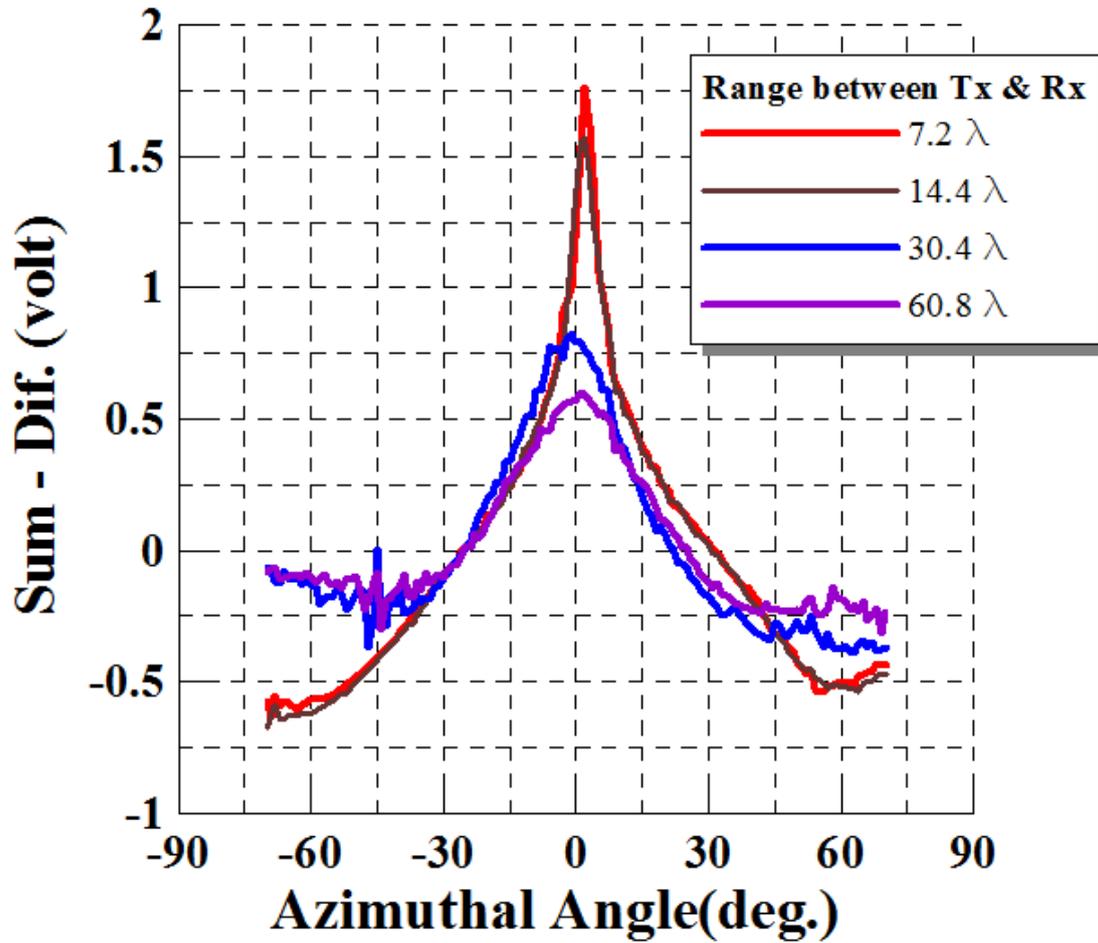


圖 4-16 改變發射端與接收端距離之(Σ-Δ)比較圖

表 4-2 改變發射端與接收端距離之數據比較表

發送與接收端距離(λ)	0.9	1.8	3.8	7.6
Σ 最大值(volt)	3.125	2.982	2.115	1.887
Δ 最小值(volt)	1.361	1.312	1.289	1.284
Σ-Δ 最大值(volt)	1.764	1.575	0.827	0.604
最大 Σ-Δ 所在角度 (deg.)	2	2	-1	1

從上面的表格可以清楚地發現 $\Sigma$ 的值隨著發送接收兩端的距離增加而減少， $\Delta$ 的值雖然也是隨著兩端的距離增加而微幅減少，但幅度上遠遠不及 $\Sigma$ 的明顯。兩端距離拉遠，所收到的能量會變小是正常的現象，但為何 $\Sigma$ 和 $\Delta$ 的變化值會相去這麼遠呢？為了解答此問題，可以倒回去從對數放大器的角度去看，對數放大器在接收到-60dB的時候輸出電壓值約為1.3伏特左右，而倒回去觀察 $\Delta$ 的最低點大約都在1.28伏特~1.62伏特左右，如前面第二章所說的，了解對數放大器具有將能量對數回歸成線性之特性後，倒推回去看看到底系統接收到多少能量。這裡的數值顯示著 $\Delta$ 的低點表示對數放大器的輸入端只有約-60dB左右，而-60dB是一個非常小的值這個和空間中的、電路中的雜訊訊號都差不多大，也因此或許接收到的可能並非訊號， $\Delta$ 在那個深點接收到的已經是一個雜訊了，故它的輸出電壓不會再下降。相對的， $\Sigma$ 的輸出值隨著距離有明顯的下降，但由於所處的量測環境是一個真實環境，並非如遠場無反射式一般單純的環境，也因此到距離遠之後，如發射接收兩端相距 $30.4\lambda$ 、 $60.8\lambda$ ， $\Sigma$ 和 $\Delta$ 都有抖動的現象，推測應該是量測環境所影響。最後將關注心這組量測的誤差值，約為 $+1^\circ$ ，如前節的討論，推估是由於天線本身經過 $180^\circ$ 分合波器後的遠場場型之誤差所造成的。

## 第五章 結論

本文設計了一個 2.4GHz 之振幅偵測器，並且應用電腦程式控制馬達轉動完成了機械式掃描裝置。其中以射頻開關切換器切換  $\Sigma$  和  $\Delta$  兩路值分時進入後級電路，使元件使用量大幅減少，也由於直流偏壓元件減少使耗能降低。另外使用電腦控制軟體接收、處理資料，並且顯示，在實驗上大大得降低耗費的時間以及實驗誤差，並提高實驗的重複性。

最後，量測結果顯示，此振幅探測器在改變入射角度、入射距離種種變因之下，皆具有良好的判別能力，系統平均量測誤差為  $1.43^\circ$ 。



## 參考文獻

- [1] P.Bahl and V. N. Padmanabhan, "RADAR: An in-building RF-based user location and tracking system," in *Proc. IEEE INFOCOM 2000*, vol. 2, pp.775-784, Mar. 2000.
- [2] Vicentiu Cojocaru, Hitoyoshi Kurata, Denver Humphrey, Byran Clarke, Takeshi Yokoyama, Veljko Napijalo, Thomas Young Takuya Adachi, "A 24GHz Low-Cost Long-Range, Narrow-Band, Monopulse Radar Front End System for Automotive ACC Application." *Microwave Symposium*, pp.1327-1330, June 2007.
- [3] Samuel M. Sherman et al, "MONOPULSE TRACKING RADAR SYSTEM CAPABLE OF LOCATING A PLURALITY OF UNRE,"(1968)
- [4]Jen-Chieh Wu, Chia-Chan Chang, Ting-Yueh Chin, Sheng-Fuh Chang, Mao-Ching Chiu, Chia-Yang Hsu and Ruey-Hsuan Lee, " Wireless Indoor Localization Using Dynamic Monopulse Receiver " *Radar Conference (EuRAD)* , pp.69-72, Sep. 2010.
- [5] Gaspare Galati et al, "Angle measurement device for amplitude monopulse receivers", (1990).
- [6] Vicentiu Cojocaru, "Low-Cost UWB Front-End System for Pulse Radar Automotive Application at 24GHz", *Wireless and Microwave technology*, pp.149-153, April 2005.
- [7] 向敬成, 張明友, *雷達系統*, July 2004.
- [8] Davor Bonefacic', Julijana Jancula Darvor, "Model of a Monopulse Radar Tracking System for student Laboratory." *Multimedia Signal Processing and communication*, pp.227-230, June 2006.
- [9] Mussie Ghebreegziabihir Hagos, *S-Band Monopulse Radar Receiver Design and Implementation*, Jan. 2006.

[10] John D.Kraus and Ronald J. Marhefka, *Antenna For All Application*, 3<sup>rd</sup> Edition, McGraw-Hill, New York, 2002.

[11] Pozar, D. M., *Microwave Engineering*. 3<sup>rd</sup> edition, Addison-Wesley ,1993.

[12] 直流馬達的 PWM 調速控制,

[http://eshare.stut.edu.tw/EshareFile/2010\\_4/2010\\_4\\_ccd9befb.pdf](http://eshare.stut.edu.tw/EshareFile/2010_4/2010_4_ccd9befb.pdf)

[13] 惠汝生, *Lab VIEW 7.1 Express 圖控程式應用*, 修訂二版, Nov. 2007

