

國立交通大學

電信工程學系

碩士論文

Ku 頻段類比移相器陣列

與超寬頻射頻收發模組



Ku-Band Analog Phase Shifter Array
and Ultra-Wide Band Transceiver Module

研究生：黃為崧

指導教授：張志揚 博士

中華民國 九十六 年 六 月

Ku 頻段類比移相器陣列

與超寬頻射頻收發模組

Ku-Band Analog Phase Shifter Array
and Ultra-Wide Band Transceiver Module

研究生：黃為崧
指導教授：張志揚 博士

Student : Wei-Song Huang
Advisor : Dr. Chi-Yang Chang



A Thesis

Submitted to Department of Communication Engineering
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

June 2007

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國 九十六 年 六 月


Ku 頻段類比移相器陣列 與超寬頻射頻收發模組

研究生：黃為崧

指導教授：張志揚 博士

國立交通大學電信工程學系

摘要



本論文提出一個 12.45 GHz 之類比移相器陣列和一個超寬頻收發系統。本文前半部設計的類比移相器陣列由反射式移相器完成。實做結果相位偏移量達 120° ，並且驗證 8 級相位陣列天線，天線主波束可在俯仰角偏移量達到約 25° ，整體電路以微帶線型式製作在介電係數為 3.38 厚度為 20 mil 的 RO4003 的基板上。

本論文後半部份描述一種超寬頻收發系統，本文中完成整個收發的模組製作，在模組的量測上全頻段發射功率大於 30dBm 且 EVM 小於 -15dB，跳頻時間小於 0.25ms。

Ku-Band Analog Phase Shifter Array and Ultra-Wide Band Transceiver Module

Student: Wei-Song Huang

Advisor: Dr. Chi-Yang Chang

Department of Communication Engineering
National Chiao-Tung University

Abstract

In this thesis, a 12.45-GHz analog phase shifter for a phase array antenna and a ultra-wide band transceiver module are proposed. In the first part of this thesis, the design and the measurement of a reflective phase-shift array are presented. The maximal phase shift is larger than 120° . An array antenna, which includes 8 phase shifter units is implemented and measured. Each unit has a dipole antenna, an analog phase shifter, a coupler, an amplifier, an attenuator, and a phase compensation transmission line. The mainbeam of the array antenna can be switched up to 25° in vertical direction. The whole circuits are fabricated with microstrip line on a RO4003 substrate with a dielectric constant of 3.38 and a thickness of 20 mil.

In the second part of this thesis, the measured results of an ultra wide band transceiver module is presented. The total bandwidth is more than 28%, the total channel power are larger than 30dBm, and EVM measurement is less than -15dB. The transition time of the frequency hopping is less than 0.25ms.

誌謝

漫長的求學生涯，終於在此要告一段落。本論文與研究所課業得以完成，首先要感謝指導教授張志揚博士二年來辛苦的指導和鼓勵，老師在微波電路豐富的知識和經驗使學生獲益匪淺。同時要感謝口試委員鍾世忠教授、邱煥凱教授及陳正中先生的指導，使此篇論文更為完善。

感謝實驗室學長們在研究上的指教，尤其是鈞翔學長毫不保留的將其經驗與知識傳授給我。另外還有雄哥和阿信學長的幫忙和指教才能讓這篇論文更加的完備。而實驗室同學與學弟妹們的陪伴與協助，讓我的研究生涯能夠順利的進行；以及我的好友惟婷、英弘和正憲，謝謝你們這一路上給我點點滴滴的鼓勵。

最後，最要感謝陪我一路走來的家人們：爸、媽、為晟，有你們在背後的支持，讓我無後顧之憂的順利完成碩士學位。

目 錄

中文摘要.....	i
英文摘要.....	ii
致謝.....	iii
目錄.....	iv
表目錄.....	v
圖目錄.....	vi
第一章 序論.....	1
第二章 Ku 頻段類比移相器陣列.....	2
2.1 簡介.....	2
2.2 反射式移相器架構說明.....	3
2.3 移相器陣列規劃與架構.....	5
2.4 移相器陣列實作與量測.....	11
2.5 陣列天線驗證.....	19
第三章 超寬頻射頻收發模組.....	23
3.1 簡介.....	23
3.2 架構說明.....	23
3.3 模組量測說明.....	25
3.4 模組量測結果.....	31
第四章 結論.....	41
參考文獻 (reference)	42

表目錄

表2-1 並聯式天線與串接式天線的比較.....	7
表2-2 被動式移相器陣列與主動式移相器陣列的比較.....	9
表2-3 三級被動式移相器相位量測結果.....	14
表2-4 移相器相位量測對照表.....	16
表2-5 放大器補償電壓對照表.....	17
表2-6 八級串接式移相器相位量測.....	19
表3-1 發射路徑量測數據.....	34
表3-2 接收路徑量測數據.....	35



圖目錄

圖2-1	傳播相位與損耗的說明.....	2
圖2-2	傳播相位示意圖.....	2
圖2-3	反射式移相器架構說明.....	4
圖2-4	陣列天線的分析.....	6
圖2-5	相位陣列天線並聯架構圖.....	7
圖2-6	相位陣列天線串接架構圖.....	7
圖2-7	三級被動式移相陣列示意圖.....	8
圖2-8	耦合器架構電路圖.....	9
圖2-9	放大器架構說明.....	10
圖2-10	移相器實體電路.....	11
圖2-11	移相器散射參數量測結果.....	11
圖2-12	移相器相位偏移量測結果.....	12
圖2-13	耦合器量測結果.....	13
圖2-14	三級被動式移相陣列實體電路.....	13
圖2-15	三級被動式移相器陣列量測結果.....	13
圖2-16	放大器實體電路.....	14
圖2-17	放大器模擬和量測的結果.....	14
圖2-18	兩級主動式移相陣列實體照片.....	15
圖2-19	兩級串接式移相器散射參數量測結果.....	16
圖2-20	移相器在不同電壓下的損耗比較圖.....	17
圖2-21	改變放大器偏壓的補償結果.....	18
圖2-22	八級串接式移相器能量損耗圖.....	19
圖2-23	八級串接式移相器和 dipole 天線實體電路.....	20
圖2-24	移相器偏壓 0V 的陣列天線量測.....	20
圖2-25	移相器偏壓 3V 的陣列天線量測.....	21
圖2-26	移相器偏壓 6V 的陣列天線量測.....	21
圖2-27	移相器偏壓 9V 的陣列天線量測.....	21
圖2-28	改變放大器偏壓的補償對天線波束的影響.....	22
圖3-1	射頻模組架構說明.....	24
圖3-2	射頻模組體電路圖.....	25
圖3-3	發射路徑 EVM 量測說明.....	26
圖3-4	EVM 說明圖.....	27
圖3-5	全系統收發測試環境.....	28
圖3-6	瞬時鑑頻器架構說明.....	29

圖3-7	輸出相位角對射頻信號頻率器關係圖.....	30
圖3-8	180°混成器示意圖	31
圖3-9	VIP 架構示意圖	31
圖3-10	相位反轉等效電路.....	31
圖3-11	發射路徑實體電路圖.....	31
圖3-12	發射路徑散射參數量測結果.....	32
圖3-13	接收路徑實體電路.....	33
圖3-14	接收路徑增益量測結果.....	33
圖3-15	發射路徑 P1dB 作圖.....	34
圖3-16	接收路徑 P1dB 作圖.....	35
圖3-17	發射路徑功率頻譜.....	36
圖3-18	發射路徑 EVM 量測結果.....	36
圖3-19	全系統收發量測結果.....	38
圖3-20	瞬時鑑頻器實體電路.....	39
圖3-21	跳頻時間量測.....	39
圖3-22	跳頻時間量測局部放大圖.....	40



第一章 序論

在衛星服務的接收情況中，因為衛星的距離太遠，所以接收器的主波束能量都非常的集中，以至於車輛在爬坡或是下降的時候，天線的主波束很容易偏離目標，而造成接收的訊號強度大幅的下降，因此本文中提出一種Ku頻段(12.45GHz)的移相器陣列，主要目的在於設計一個可以轉換波束的智慧型天線，藉由直流偏壓的改變，可以將訊號偏移 120 度以上，以便將天線的主波束俯仰角移轉 25° ，利用天線的空間方向性，來增加接收訊號的強度。

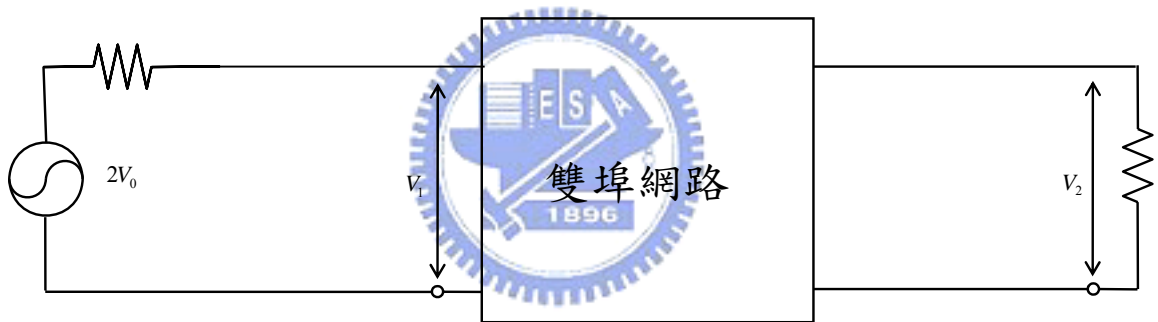
在本文的第三章中發展超寬頻無線收發模組，軍用無線通信系統有別於商用無線通信系統，在使用情景上需具靈活性、機動性與強韌性。本文的研究目的在於設計一個 900 MHz~ 1200 MHz 的超寬頻無線接收模組並且量測所需要的跳頻時間，此模組可以應用於現代化的戰場上，以便讓戰場上的步兵或是載具能夠在最短的時間內得到最即時的戰情資料。



第二章 Ku Band 移相器陣列

2.1 簡介

訊號的相位是用來描述週期訊號波形的變化，通常以角度或是徑度來作為單位，所以也很常被稱為相角。訊號的相位是相對的，必須要有一個參考的訊號來作比較。圖 2-1 是解釋相位和損耗的說明圖，通常以訊號源(V_0)來當作參考相位。當控制狀態改變時，輸入訊號 V_1 的相位也就隨著改變。若一個雙埠網路具有兩個控制狀態，且個別對應的傳播相位(Transmission Phase)為 Φ_1 與 Φ_2 ，則此雙埠網路的相位偏移量為 $\Delta\Phi = \Phi_1 - \Phi_2$ 。圖 2-2 為傳播相位示意圖，圖中 V_2 電壓波落後 V_0 參考電壓波 $\frac{\pi}{2}$ 。



$$\Phi = \text{傳播相位} = \text{Argument of } \left(\frac{V_2}{V_0} \right) \quad \text{IL} = \text{Insertion Loss} = 20 \log_{10} \left(\frac{V_2}{V_0} \right)$$

圖2-1 傳播相位與損耗的說明

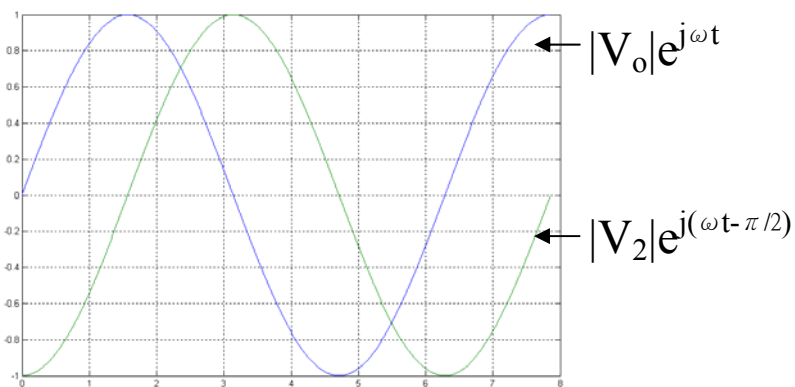


圖 2-2 傳播相位示意圖

任何電抗元件不論是以串聯或是並聯的形式與傳輸線連接後，都能夠產生相位偏移(phase shift)，因此移相器的設計上有無數種不同的方法可以達到目的，但若是考慮到移相器實際應用的狀況，則可以採用的電路方式就會變少。而理想的移相器在實際應用上的考量因素主要如下：

- 相位的移轉能力和相位移轉的解析度
- 很小的反射損耗
- 整體電路的實際尺寸
- 高的功率承載力
- 快速的相位切換
- 移相器的工作頻寬
- 元件的使用數量
- 介入損耗在相位改變時必須接近一致。

2.2 反射式移相器架構說明

基於以上的需求，以 90 度混成器搭配壓控可變電容來做反射式的移相器最為常見，最主要的原因是

1. 使用的二極體數量最少，單一個移相器只需要兩顆壓控可變電容就可以完成。
2. 適當設計移相器的負載電路就可以得到對應的相位偏移。
3. 只需對 90⁰ 混成器作匹配，即可完成移相器的實作。
4. 可以針對相位偏移對頻率(phase shift-versus-frequency)、兩個偏壓狀態的介入損失平衡度等作最佳化的設計。

而在設計上，對於 90 度混成器的需求必須要求能夠對兩個輸出埠提供均分的輸出功率，並且在這兩個均分的輸出訊號有 90 度的相位差，因此在本文中決定使用 90 度的分枝線混成器來完成反射式移相器的實作。

如圖 2-3 在 90 度混成器運作當中，當訊號由埠(1)輸入送入電路後，埠(4)

沒有輸出，埠(2)、埠(3)會輸出相位差 90° 且等分輸入功率的訊號，埠(2)、埠(3)的訊號行進至壓控可變電容二極體後反射，再度進入 90° 混成器，此時埠(1)為破壞性干涉(相位差 180°)沒有輸出，埠(4)為建設性干涉(相位差 0°)有輸出訊號。因此只要利用一個 90° 混成器，配合任意具有壓控可變電容的反射網路，就能設計出移相器。

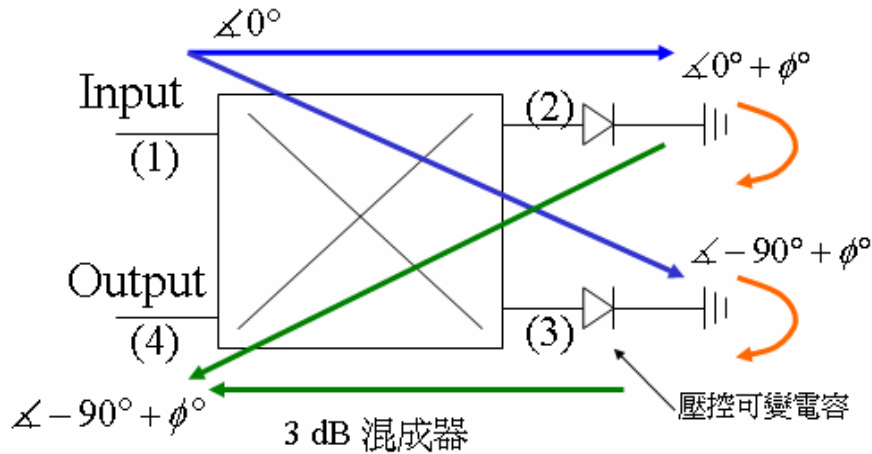


圖 2-3 反射式移相器架構說明

移相器電路設計

在設計移相器的效能上，絕大部份的因素取決於當做負載的壓控可變電容還有匹配電路。在壓控可變電容上，本論文中採用 Metelics Inc 之 MGV-125-09-0805 壓控變容二極體。

在設計的步驟中：

- A. 首先量測出壓控可變電容對於 50Ω 傳輸線在兩個控制狀態(0V、10V)的反射係數。將這兩個量測數據，輸入電路模擬軟體設計匹配電路。
- B. 為了要使壓控可變電容匹配到所要改變的張角，首先加上一小段傳輸線，目的在於將兩個控制狀態(0V、10V)的反射係數轉到對稱於 Smith Chart 圖的實數軸。
- C. 最後加上一段四分之一波長阻抗轉換器，加大兩個控制狀態之反射係數的角度差值，使得角度差達到目標偏移量 120° 以上。

設計負載電路的過程中需注意，雖然加上特性阻抗值越高的四分之一波長阻抗

轉換器，可以得到越大的相位偏移量，但是負載電路的反射量變少，反射係數往 Smith Chart 圓心移動。因為特性阻抗值越高的傳輸線其損耗也越高，最後可能導致整體移相器的介入損耗太大。另外在設計陣列的時候，匹配電路的粗細會直接影響到每個移相器的初始角度，所以在製程上必須要儘量一樣才好。

分枝線混成器的兩輸出端埠，接上先前已設計好的匹配電路與壓控可變電容二極體，即完成單一個反射式移相器的設計。

2.3 移相器陣列規劃與架構

陣列天線的規劃

本文所設計的移相器陣列主要運用在於搭配相位陣列天線而達到高指向性的優越效能，藉此可以提高天線訊號的接收效能以及消除干擾。因此必須要探討在陣列天線的分析，如圖 2-4 中所示：

定義陣列因子 AF (array factor) $AF = \sum_{n=0}^{N-1} A_n e^{jn(\beta d \cos \theta + \alpha)}$

假設 $\psi = \beta d \cos \theta + \alpha$

則 $AF = \sum_{n=0}^{N-1} A_n e^{jn\psi}$

當 $\psi = \beta d \cos \theta + \alpha = 0$ 也就是所有的天線陣列相位相同(in phase)的時候，天線陣列的增益將會最大。

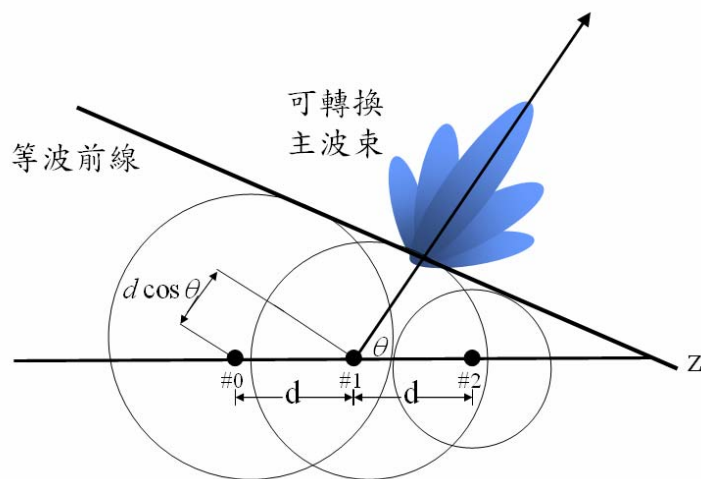


圖 2-4 陣列天線的分析

因此 $\alpha = -\beta d \cos \theta = -\frac{2\pi}{\lambda_0} d \cos \theta$ ，其中 α 為兩根天線之間的相位差

值。

由於將天線的目標仰角偏移量定為 $30^\circ \sim 55^\circ$ 、兩根天線的距離 984mil，和中心頻率的波長 $\lambda = 2.41\text{cm}$ 代入上面算式之中，可以得到兩根天線之間的相位差值 $\alpha = -214.2^\circ \sim -323.4^\circ$ ， $\Delta\alpha = 109^\circ$ ，因為壓控可變電容在偏壓低的時候容值較大，偏壓高的時候容值較小，所以在工作電壓上採用 0V 時預計兩根天線之間的相位差值為 -323° ，10V 時預計為相差 -214° ，由此可以設計出移相器陣列的單元電路。

移相器陣列的架構說明

為了要實現陣列天線的應用，移相器陣列分為兩種能量耦合的方式：並聯式天線陣列和串接式陣列天線，其中以並聯式的陣列天線較為常見。如圖 2-5 並聯式陣列天線因為每一根天線接收能量後所經過的路徑是完全相同的，所以在能量補償的問題上只需要在輸出端前一起做調整就可以達到一致。但是並聯式的天線陣列卻要有特別的計算電路去估算每一個移相器必須要產生的相位偏移量，並且對每一個移相器輸出不同的類比控制電壓，相對在使用上較為麻煩。

而在本文所選用的串接式陣列如圖 2-6，每一根天線利用耦合器將訊號耦合到主訊號傳輸路徑上，是一種在高頻串接能量的移相器陣列。串接型的天線陣列在設計上相對複雜許多，因為串接型的天線陣列在能量的耦合上必須要考慮每一個移相器的能量損耗並去做相對應的補償電路，而且初始角度也都要做另外的調整。但是串接式的天線陣列在完成生產後對天線波束的控制上相對簡單許多，因為當天線陣列的主波束想要轉動的時候，串接式天線陣列在控制移相器陣列上只要對每一個移相器產生相同的偏移角度即可完成主波束的轉換。下表 2-1 即對並聯式陣列天線和串接式陣列天線作一個設計和控制上的比較。

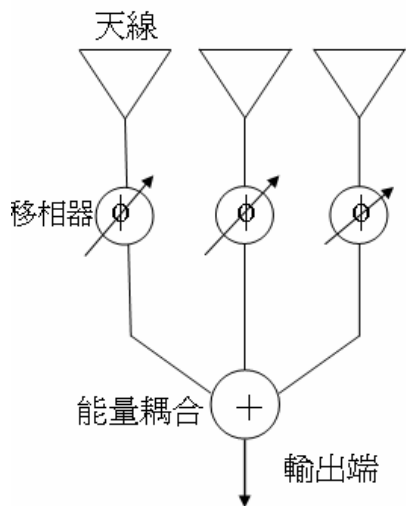


圖 2-5 相位陣列天線並聯架構圖

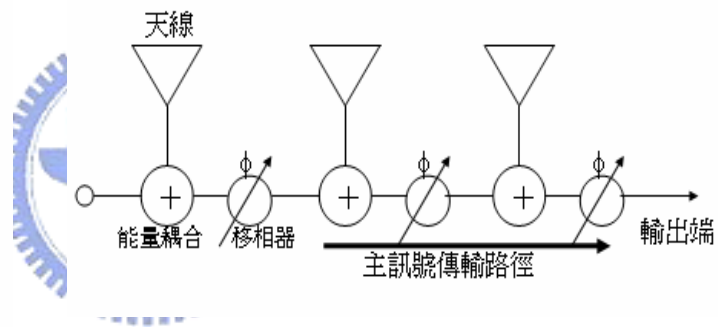


圖 2-6 相位陣列天線串接架構圖

表 2-1 並聯式天線與串接式天線的比較

	並聯式移相器陣列	串接式移相器陣列
能量的損耗	各路徑能量的損耗一致	各路徑能量損耗會累積
相位的控制	各路徑的相位一致	相位的偏移將會累積
移相器的控制	移相器的控制較為複雜	移相器的控制較為簡單

為了要實現串接式移相器的架構，在本文中提出兩種不同的方法來補償串接式移相器陣列的能量損耗：被動式移相器陣列利用耦合器來補償移相器損耗，主動式移相器利用放大器來補償移相器損耗，下面就分別討論兩種移相器陣列的優缺點。

被動式移相器陣列

一單位電路包括：移相器、耦合器、相位延遲線。其中移相器的主要目的是藉由電壓來改變可變電容的容值，進而改變天線主要波束的方向。耦合器最主要的目的是將天線接收的能量加成，如圖 2-7 中，天線接收的訊號由耦合器的埠(1)進入，在埠(2)做 50Ω 的負載匹配電路(termination)，在埠(3)為隔離埠，所以沒有能量通過，因此天線的能量只能從耦合埠(4)通過，並且和所有接收路徑的能量加成後，由輸出端輸出。

另外在設計被動式移相器陣列中的耦合器時，因為每一個移相器大約有 4dB 的介入損耗，所以在耦合器的耦合強度上必須由左到右每一個間隔以 4dB 的耦合量增加，這樣就可以補償移相器所造成的介入損耗。這樣補償移相器陣列的優點是不用再經過外加的放大器來補償，可以節省功率的消耗，但是缺點是陣列的串階級數有限，在 PCB 板的製程上無法作到太大或是太小的耦合量。

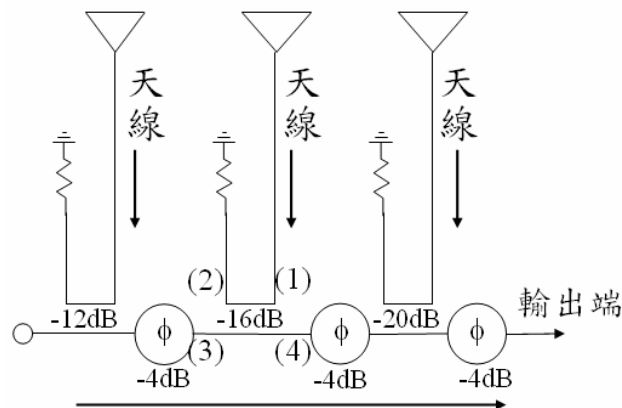


圖 2-7 三級被動式移相陣列式意圖

被動式移相器陣列主要由耦合器來補償移相器的損耗。在耦合器的解析上是利用奇偶模的解析來控制耦合量的大小：

$$\text{定義變數 } C = \frac{Z_{0e} - Z_{0o}}{Z_{0e} + Z_{0o}}$$

$$\text{則圖 2-8 耦合埠入射電壓波 } V_3 = V_0 \frac{jC \tan \theta}{\sqrt{1 - C^2 + j \tan \theta}}$$

$$\text{直通埠入射電壓波 } V_2 = V_0 \frac{\sqrt{1 - C^2}}{\sqrt{1 - C^2} \cos \theta + j \sin \theta}$$

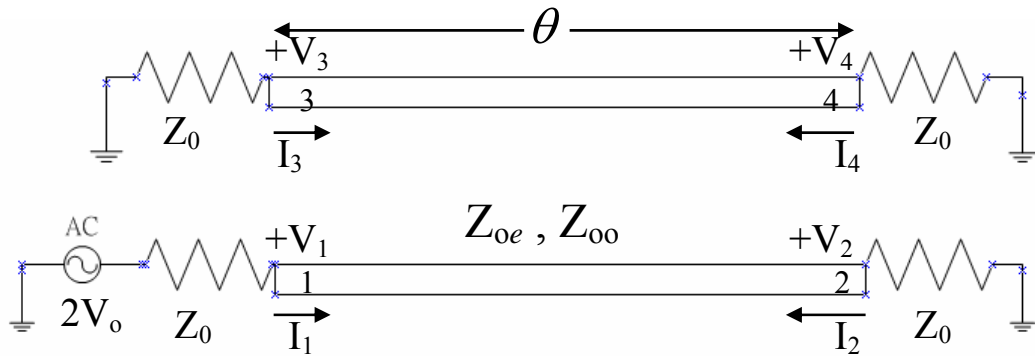


圖 2-8 耦合器架構電路圖

主動式移相器陣列

由前文所知，被動式移相器陣列是利用耦合器來補償移相器陣列的介入損耗，但是礙於耦合器的耦合量有製程上的限制，很難有很大或是很小的耦合量，所以若是天線數量太多的話，耦合器就不足以應付能量上的調節，也因此本文中另外發展出主動式的移相器陣列，最主要的改變是固定耦合器的耦合量，並且每一級的移相器陣列都搭配一級放大器和一級的衰減器，藉此可以補償移相器陣列的介入損耗。下表 2-2 就以被動式移相器陣列與主動式移相器陣列做比較。

表 2-2 被動式移相器陣列與主動式移相器陣列的比較

	被動式移相器陣列	主動式移相器陣列
能量補償方式	利用耦合器補償	利用放大器補償
電源	只需要控制移相器偏壓	需要雙電源分別控制移相器和放大器
移相器串接數量	受限於耦合量沒有辦法做到太大或是太小的限制	理論上可以串接無限多個移相器
訊號是否可雙向傳輸	可雙向傳輸	不可雙向傳輸

放大器設計的最主要目的是要補償移相器的損耗，所以在設計上，整體增益並不是那麼重要，增益太大反而要加上大的衰減器來讓移相器陣列的主要訊號傳輸路徑上的整體增益平衡。因此在本文中放大器的設計流程是依照低雜訊放大器的設計流程：

首先，在史密斯圖上畫出所需要的等雜訊圓(constant noise figure circle)和輸入穩定圓(input stability circle)，確認電晶體工作在無條件穩定(unconditional stable)的狀態下，

$$|\Delta| = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} < 1$$

$$\text{且 } K(\text{stability factor}) = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1$$

之後決定輸入端的匹配點，匹配點是等可獲增益圓(constant Ga circle)和等雜訊圓的交點，並且利用傳輸線合成輸入端匹配網路，因為之前已經確認過所使用的電晶體 NE3210S01 工作在無條件穩定的狀態，所以任何頻率都應該是落在穩定區裡。

圖 2-9 中，利用輸入匹配電路計算的 Γ_s 換算 Γ_{out}

$$\Gamma_{out} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_s}{1 - S_{11}\Gamma_s}$$

Γ_{out} 必須落在穩定區，之後取用 Γ_{out}^* 做為 Γ_L ，最後在輸出端匹配網路合成 Γ_L 完成全部的匹配電路。

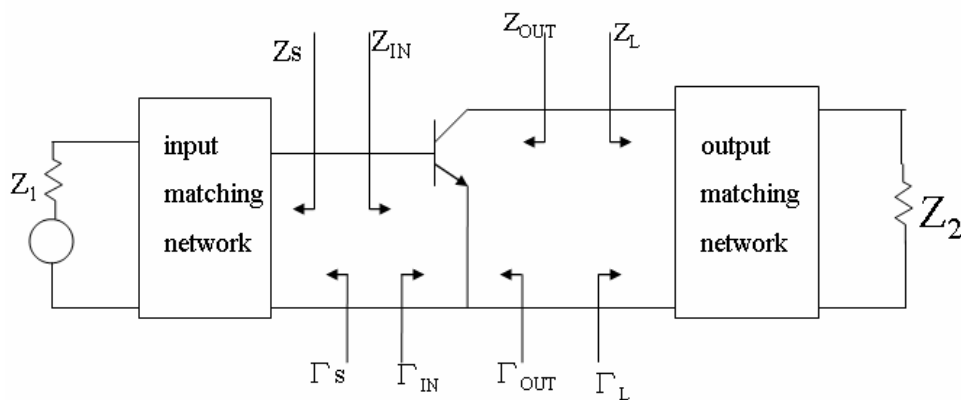


圖 2-9 放大器架構說明

2.4 移相器陣列實作與量測

如圖 2-10 為單一個移相器的實體電路圖，因為要量測絕對傳播相位，所以量測前需作TRL校正，將參考平面移動到實際設計位置。圖 2-11 為移相器在最大(10V)和最小(0V)兩個工作狀態下的散射參數量測結果，在兩個工作電壓下的介入損耗差值小於 1dB，而圖 2-12 為移相器可以移轉的相位，其實作結果大於 120° ，符合當初設計的结果。

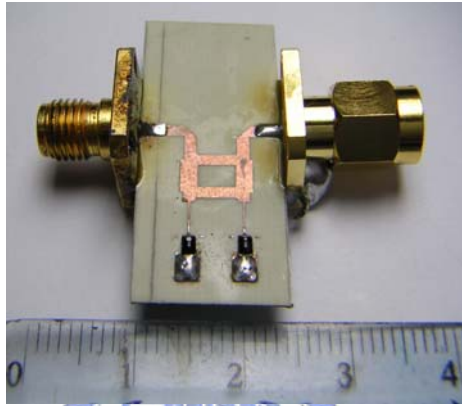


圖 2-10 移相器實體電路

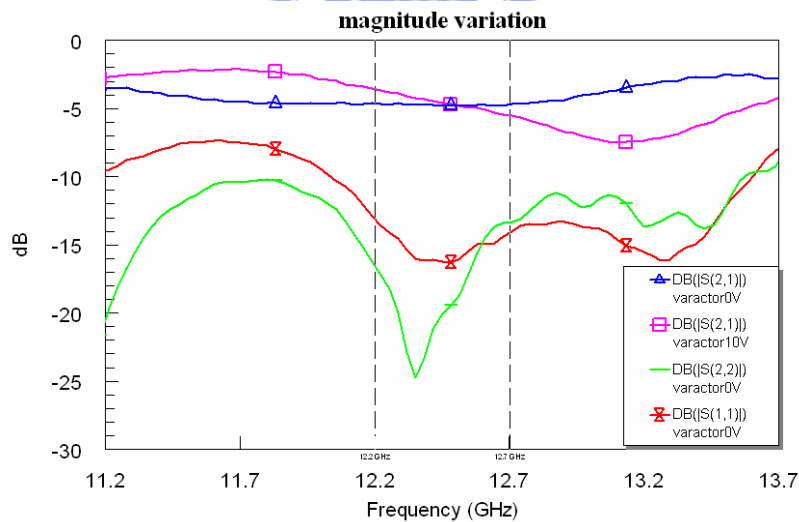


圖 2-11 移相器散射參數量測結果

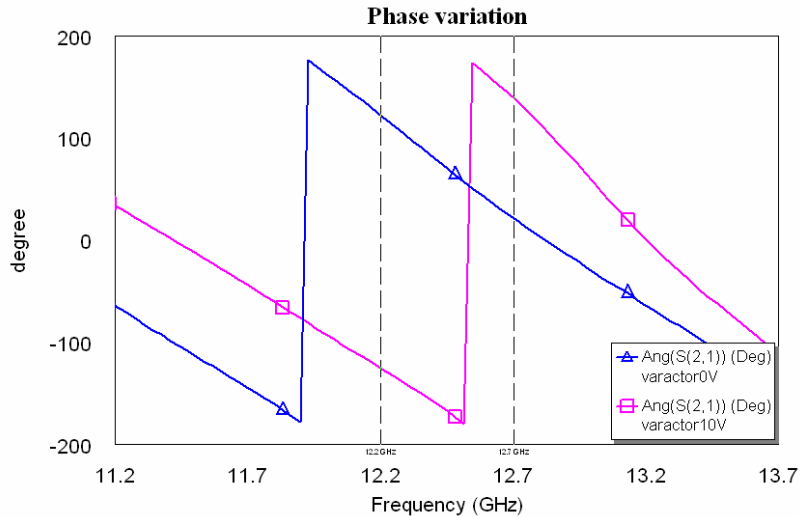


圖 2-12 移相器相位偏移量測結果

被動式移相器實作

依據圖 2-7 的架構分別另外設計耦合器的量測結果如下圖 2-13，由圖中的量測結果得到了三個耦合器分別為-12dB、-16dB、-20dB 的耦合量，反射損耗和隔離埠的能量也都達到預期的需求。

圖 2-14 為三級被動式移相陣列實體電路，由圖中可以發現耦合器中間的空隙隨著每一級越來越小，這就是為了要控制耦合量所設計的。隨著這個設計，相位的估算也要重新設計過，使得電路在每一個埠間所延遲的相位都要相同以符合系統的需求。圖 2-15 為三級被動式移相器陣列的散射參數量測結果，結果顯示經由耦合器透過中間間隙的改變補償移相器的損耗之後，已經可以將各個埠的能量補償成為一致。表 2-3 的結果是分別經由各個埠進入的相位轉移量測。由表中可以發現當移相器串接之後，每一個移相器的相位偏移可以相加在一起，所以在埠三的輸入訊號經過三個移相器各貢獻了 120° 之後可以達到 360° 的相位移轉。

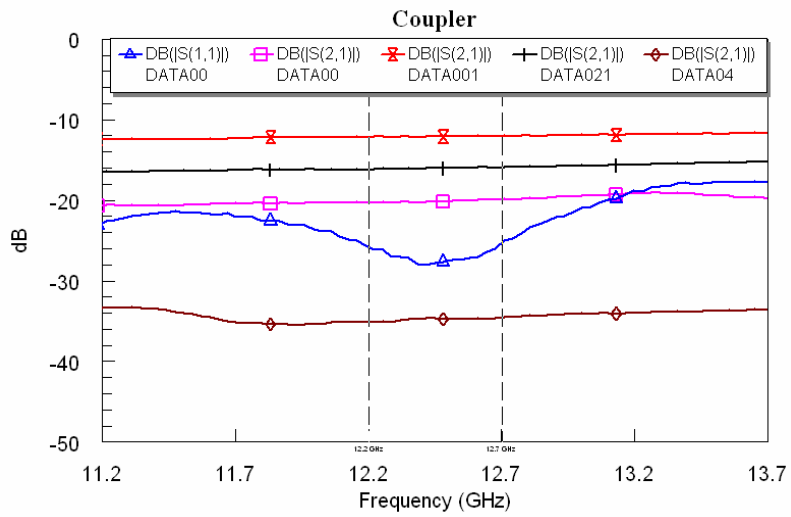


圖 2-13 耦合器量測結果

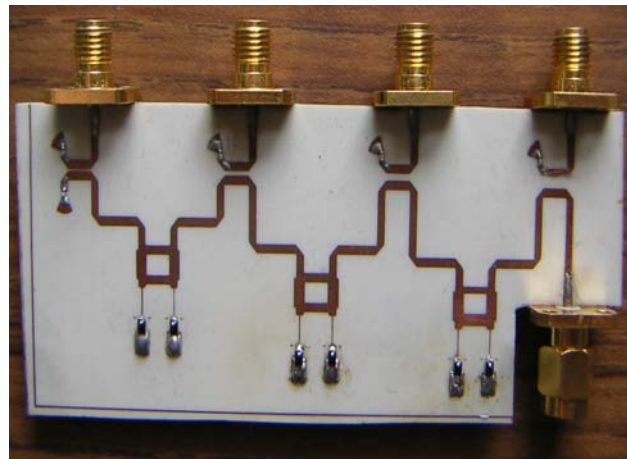


圖 2-14 三級被動式移相陣列實體電路

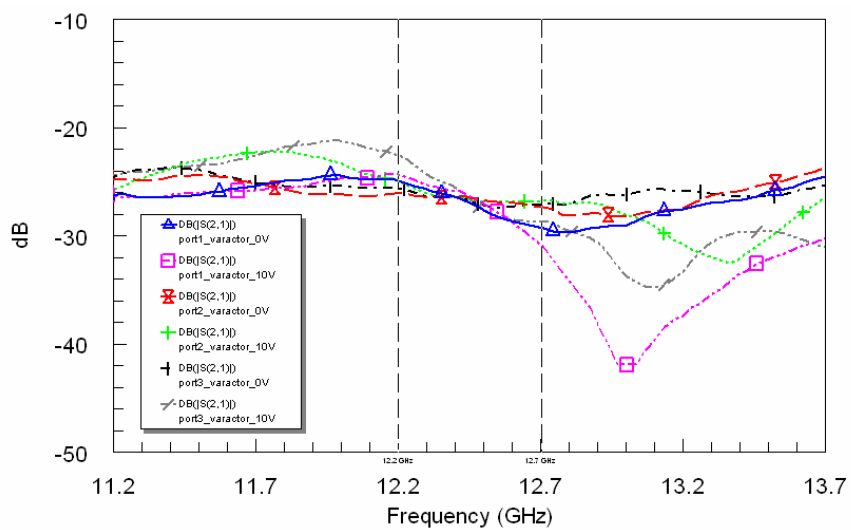


圖 2-15 三級被動式移相器陣列量測結果

表 2-3 三級被動式移相器相位量測結果

	移相器偏壓 0.5V 的相位(度)	移相器偏壓 9.5V 的相位(度)	偏移角度(度)
第一埠 輸入	-125	-4	121
第二埠 輸入	13	-106	241
第三埠 輸入	12	12.5	359.5

放大器的實做

本電路所設計的放大器是利用 NE3210S01，設計的環境在 RO4003 介電值常數 3.38 的基板，依照低雜訊放大器的設計方法所實作完成。圖 2-16 是放大器實體電路，圖 17 為放大器散射參數的模擬和量測情形，其中灰色虛線為模擬結果，黑色實線為量測結果。

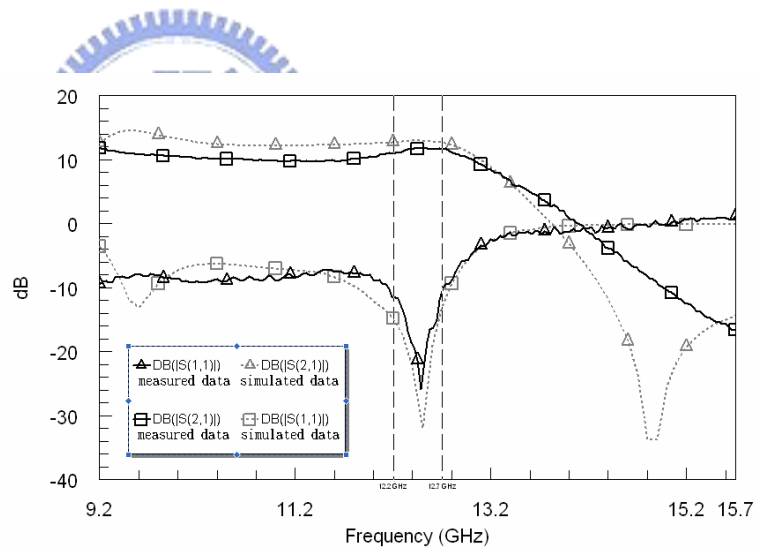


圖 2-16 放大器實體電路

圖 2-17 放大器模擬和量測的結果

兩級主動式移相器陣列

主動式移相器陣列中利用放大器來補償移相器的損耗，在電路中所設計的放大器增益可以達到 11.72dB，依據量測移相器的結果損耗大概在 3.5dB 左右，其實可以串接 3 個移相器再搭配一個放大器就可以補償。但是考慮到設計的複雜度，若 3 個移相器才搭配放大器的話，就必須用到被動式陣列中所設計的方法：

利用天線饋入耦合器的間距來調整天線饋入的能量，如此一來這三個移相器就必須考慮到初始角度的不同而分開設計，而設計完成之後的偵錯程序也會變的更加複雜。因此在主動式陣列中，我們使用的方法是利用一個放大器就搭配一個移相器，如此再加上衰減器把過多的增益抵銷掉，就可以重複的使用單一個移相器單元。圖 2-18 是移相器的實體電路與實體電路上的功能說明，由圖中可以發現因為移相器的偏壓和放大器的偏壓是分開不同的，所以必須在每一個放大器和移相器之間安排直流阻斷器(DC block)，而這部分的損耗也必須要由放大器的增益補償回來。

圖 2-19 和表 2-4 在量測的結果上可以發現放大器已經成功的補償了移相器的損耗，而且在移相器的移相功能上也有達到預期的要求。

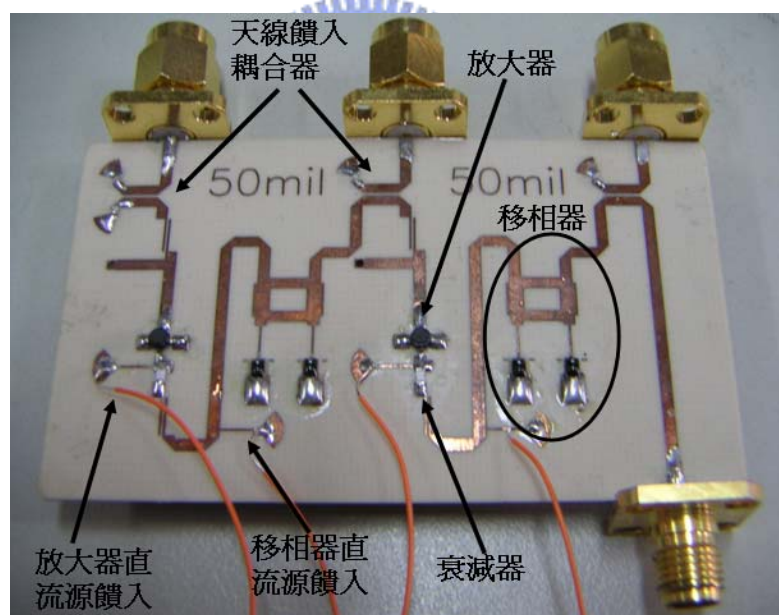


圖 2-18 兩級主動式移相陣列實體照片

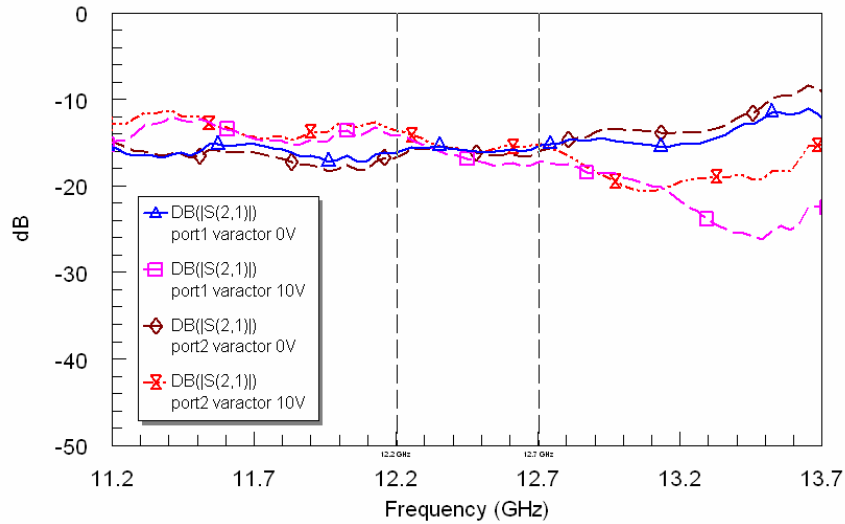


圖 2-19 兩級串接式移相器散射參數量測結果

表 2-4 移相器相位量測對照表

移相器電壓(V)	每伏特可偏移的角度(度)	累計偏移角度(度)
0V	0	0
1 V	13.66	13.66
2 V	14.52	28.18
3 V	20.69	48.87
4 V	22.94	71.81
5 V	17.76	89.57
6 V	17.40	106.97
7 V	13.84	120.81
8 V	11.56	132.37
9 V	10.21	142.58
10 V	9.95	152.52

如圖 2-20 中可以看到，當移相器的工作電壓改變的時候，移相器的損耗其實不盡相同，因此在本文中運用改變放大器的電壓來動態的補償移相器的損耗：如表 2-5 左半部是放大器固定電壓下移相器的損耗。在表中可以發現移相器最大的損耗大概發生在工作電壓 5V 的時候，而移相器損耗最小的時候發生在工作電壓 10V 的時候。而表 2-5 右半部提供了經過改變放大器的電壓動態補償對照表，

對照此表在不同的移相器偏壓時提供不同的放大器偏壓(1V~2V)，可以發現圖 2-21 中移相器在所有工作電壓下的損耗都趨於一致。

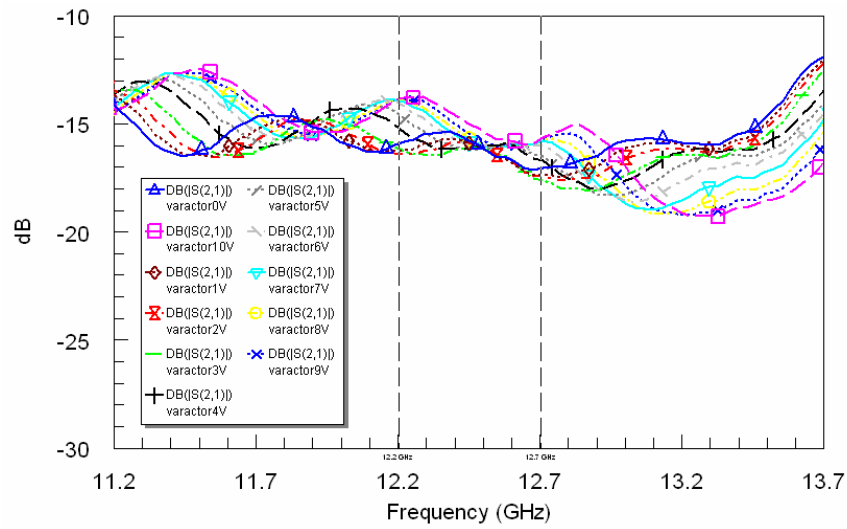


圖 2-20 移相器在不同電壓下的損耗比較圖

表 2-5 放大器補償電壓對照表

移相器偏壓(V)	調整放大器補償前		調整放大器補償後	
	放大器偏壓(V)	S ₂₁ (dB)	放大器偏壓(V)	S ₂₁ (dB)
0V	1.5	-15.9	1.5	-15.9
1V	1.5	-15.95	1.5	-15.85
2V	1.5	-15.9	1.5	-16
3V	1.5	-16	1.6	-16.04
4V	1.5	-16.1	1.8	-16.06
5V	1.5	-16.2	2	-16.1
6V	1.5	-16.1	1.9	-16.04
7V	1.5	-15.8	1.8	-15.85
8V	1.5	-15.6	1.6	-15.85
9V	1.5	-15.4	1.3	-15.95
10V	1.5	-15	1	-15.9

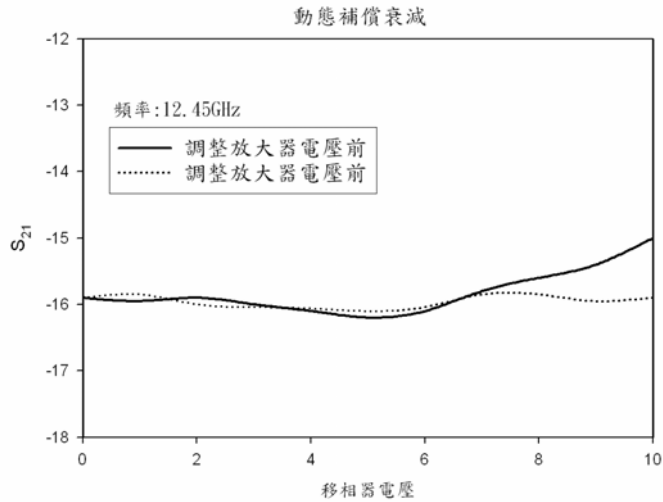


圖 2-21 改變放大器偏壓的補償結果

八級移相器的實作

八級串接式移相器主要是為了確認放大器的補償工作正確，因為在兩級的移相器陣列上經過補償後的量測誤差大概在 0.2~0.5dB 左右，若這些補償的誤差累積到八級的串接式移相器上那最後一級埠將會造成 1dB~4dB 的補償誤差而造成接上天線後，天線的增益無法隨著天線數目增加而有加成的效果。因此當串接長級數的陣列時還需要再經過一些微調，如圖 2-22 經過微調衰減器後整體八埠的能量都已經補償到一致，且表 2-6 相位的初始角度也符合預期的要求。而對於初始角度的誤差，我們認為是因為反射式移相器在壓控可變電容的焊接誤差所造成，因為訊號在壓控可變電容前的細線經過兩次，在 12.45GHz 的頻率下，若是壓控可變電容在焊接上有前後百分一英吋的誤差，就會造成相位 10° 以上的飄移，為了要克服這個問題，在電路板上要特別標上焊接位置的標記，在焊接的時候儘量在顯微鏡底下焊接，讓壓控可變電容的位置誤差儘量縮小，初始角度的相位誤差才能夠減到最低。

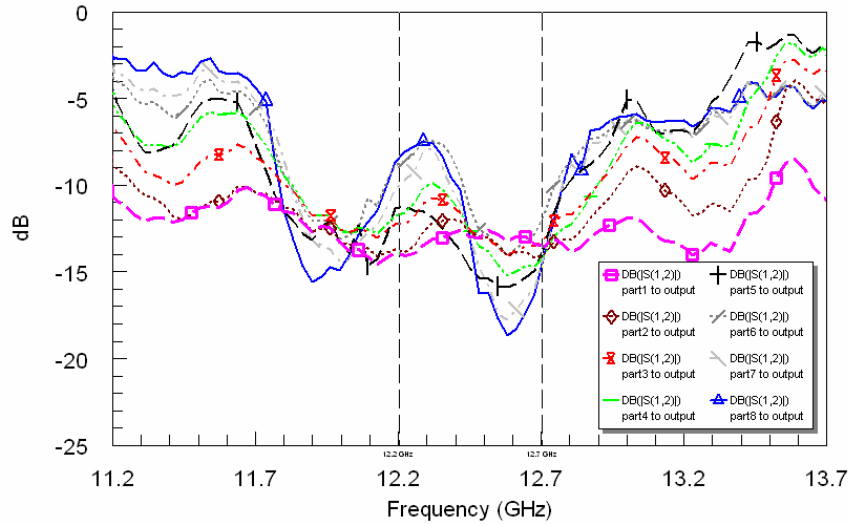


圖 2-22 八級串接式移相器能量損耗圖

表 2-6 八級串接式移相器相位量測

8 階移相器陣列初始角度	初始角度差值	平均	標準差
167 ⁰	NA		
-70 ⁰	237 ⁰		
66 ⁰	224 ⁰		
-162 ⁰	228 ⁰		
-23 ⁰	221 ⁰		
118 ⁰	219 ⁰		
-119 ⁰	237 ⁰	228 ⁰	6.67 ⁰
11 ⁰	230 ⁰		

2.5 陣列天線驗證

在確定移相器的功能正確之後，我們利用一組 dipole 天線來驗證天線主波束轉換的方向，圖 2-23 是 8 級串接式移相器連接 dipole 天線的實體電路圖，在圖上可以發現，移相器的下方鋪了很長一條電源線，因為移相器的偏壓和放大器的偏壓是分開且間隔的，所以還是必須要有單心線跳接過去連接，若在沒有考慮到背板必須鎖在機殼上的情形，其實是可以讓一條直流電源線經由導通孔(via hole) 連接到背板就不會有跳線的問題。在接上天線的驗證上分別對移相器提供 0V，

3V, 6V, 9V 的電壓，由圖 2-24~圖 2-27 中可以得到驗證移轉角度接近當初預期的 25 度。圖中可以發現因為移相器在不同的工作電壓下有不同的損耗，所以在天線的場型上可以發覺出天線的增益在每一個角度上並沒有一致，然而對於這個問題可以利用先前所提出的調整放大器的偏壓來動態補償移相器的損耗，在小範圍的誤差內可以將增益補償到一致。

圖 2-28 為放大器電壓動態補償的結果。在圖中是分別利用電池電壓 1.5V 和 3V 來對放大器偏壓，這個結果可以使得天線的主波束做大小的變化但是方向不會有改變，因此由調整放大器的電壓來作補償是非常適合的補償方式。

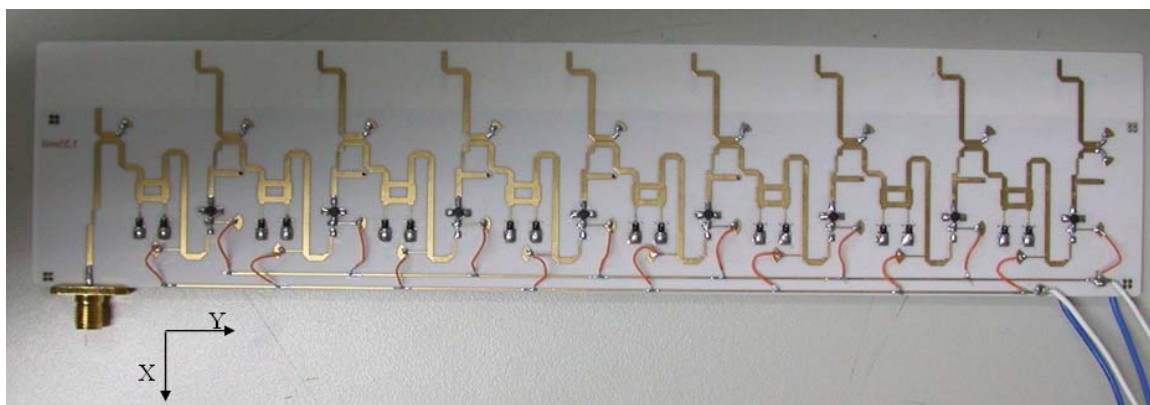


圖 2-23 八級串接式移相器和 dipole 天線實體電路

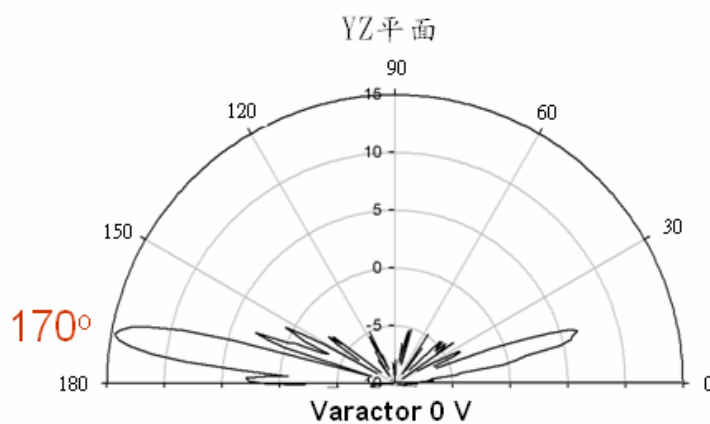


圖 2-24 移相器偏壓 0V 的陣列天線量測

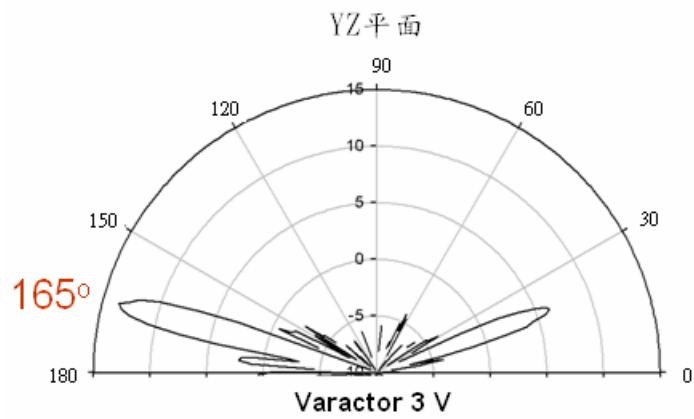


圖 2-25 移相器偏壓 3V 的陣列天線量測

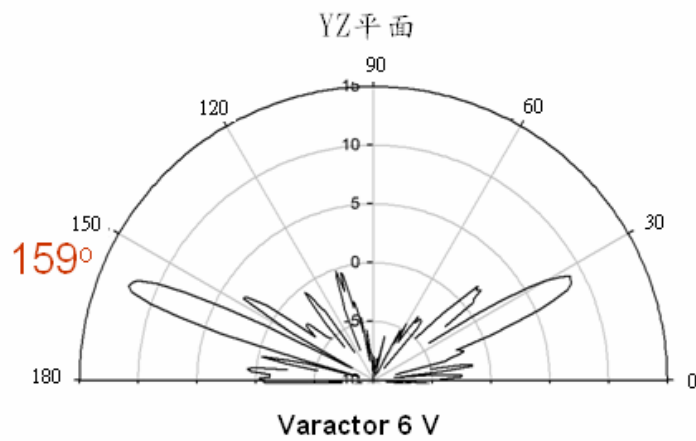


圖 2-26 移相器偏壓 6V 的陣列天線量測

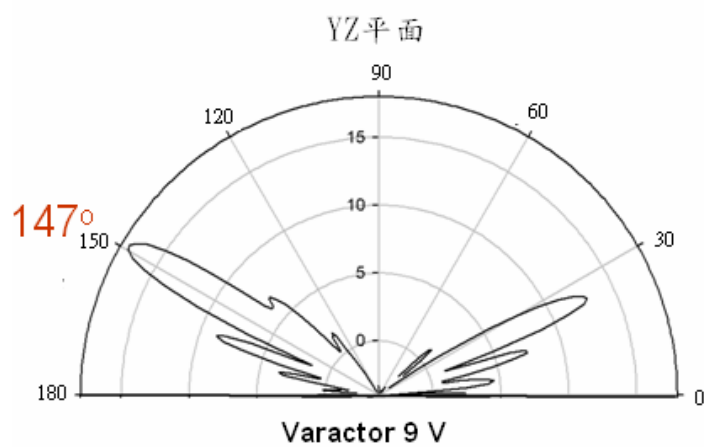


圖 2-27 移相器偏壓 9V 的陣列天線量測

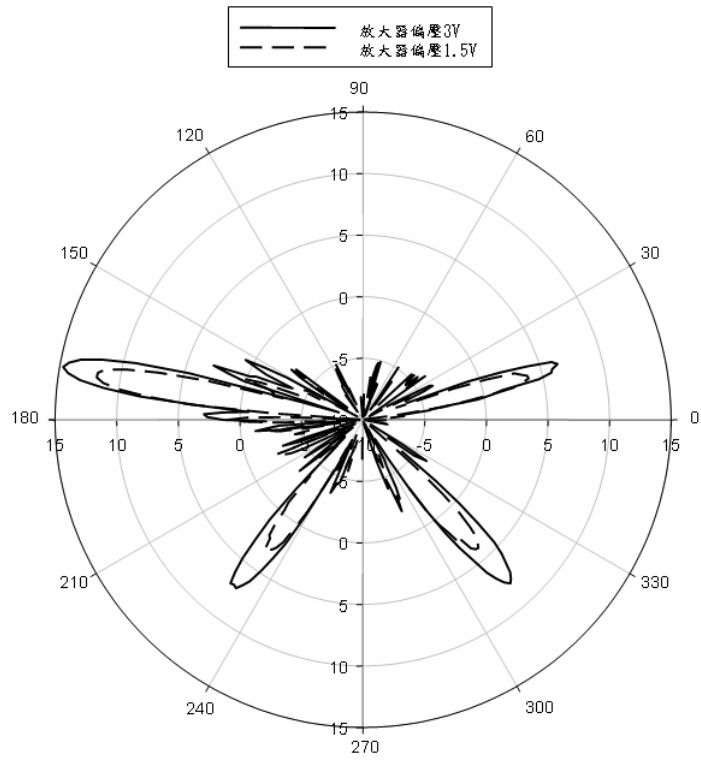


圖 2-28 改變放大器偏壓的補償對天線波束的影響



第三章 超寬頻射頻收發模組

3.1 簡介

在通訊系統中，當使用的中心頻率高於 500 MHz 且相對頻寬小於 1%時稱之為窄頻通訊，當相對頻寬在 1%~25%時稱之為寬頻通訊，當相對頻寬高於 25%時稱之為超寬頻通訊，UWB(超寬頻)不同於傳統的窄頻傳輸系統，最初是用於軍事雷達系統，但隨著通訊設備的演進，FCC 已經准許一般民眾所使用，並且規範 3.1 GHz ~ 10.6 GHz 作為頻寬的規範。

本文所使用的頻段不同於現在商用規格的 3.1~10.6 GHz 的規格，而是軍規 900 MHz~1.2 GHz 的特殊規格，因此零組件的取得上相對較困難。

本文定義中頻訊號在 2.4 GHz，最重要的原因在於這個頻段和無線區域網路的頻段相同，相關的零組件、IC 和量測設備也都非常的完善，另外本地震盪器的輸出介於 3.3~3.6 GHz 之間，也可以成功的解決相對頻寬太大無法完成的問題，因此才會設計出中頻 2.4 GHz 比射頻 900 MHz~1.2 GHz 高的特殊架構。



3.2 架構說明

圖3-1為射頻收發模組系統之基本架構圖，圖中利用寬頻頻率合成器(LMX2433)來控制一個3.3 GHz到3.6 GHz的壓控震盪器(VCO960-4000t)產生本地震盪訊號，經由功率分配器(Wilkinson功率分配器)等分送入二個寬頻的混頻器(HMC213MS8)，當做是接收路徑和傳送路徑的本地震盪器來源。

在傳送路徑上本地震盪訊號(3.3 GHz~3.6 GHz)和中頻(2.4 GHz)的訊號混頻發射出射頻訊號(0.9 GHz~1.2 GHz)，經過兩級放大器(SGA6586)和功率放大器(AH215)由連接埠輸出到天線。而在接收路徑上，天線接收射頻訊號(0.9 GHz~1.2 GHz)，經過兩級低雜訊放大器(SGL0163)透過混頻器和本地震盪訊號(3.3 GHz~3.6 GHz)產生中頻(2.4 GHz)的訊號解調。

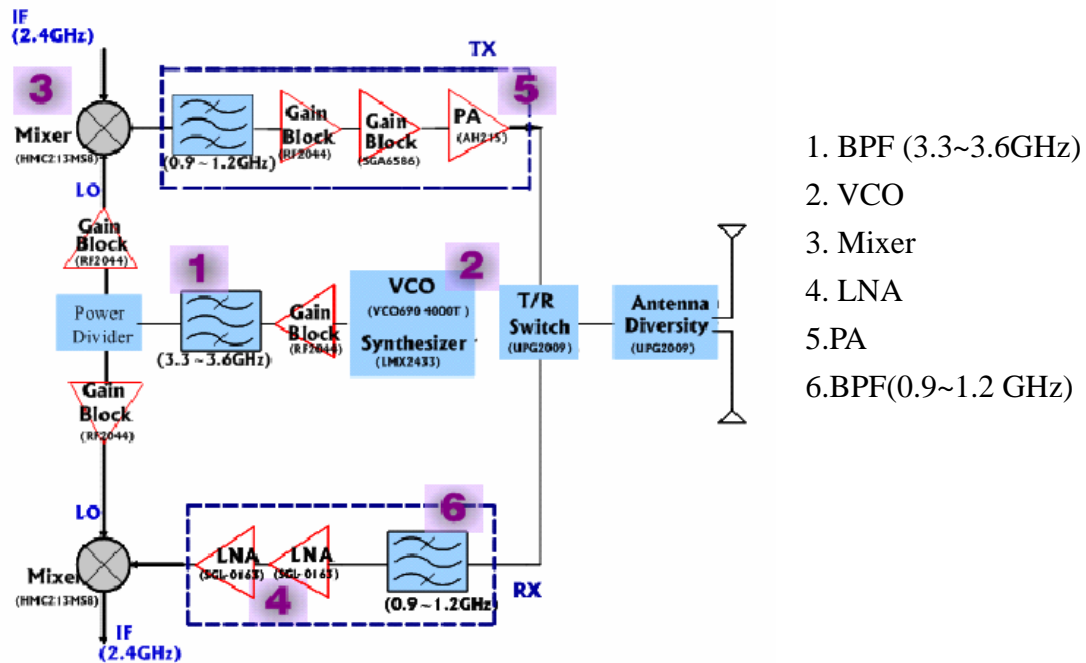


圖 3-1 射頻模組架構說明

圖3-2為實體電路圖形，射頻(0.9~1.2 GHz)比例頻寬28.57%，圖中右邊兩個射頻的連接孔可以連接天線模組，而兩個位於中間的連接孔則分別接到中頻(2.4 GHz)的輸入和輸出埠，這個射頻收發模組需要一個直流電源和許多個邏輯控制接腳接到基頻模組。位於左側的DSP邏輯控制模組上可以由電腦來控制跳頻的演算法，而位於右側的腳位可以由電腦來控制整個模組是操作在發送或是接收的路徑上，並且可以切換功率放大器和低雜訊放大器的開關，藉此一方面可以達到省電的效果，另一方面也可以達到保護電路的效果。

在製作射頻模組的過程中曾經遭遇到1.2 GHz的訊號受到嚴重失真的情形，經過我們的分析結果發現是因為本地震盪器的輸出功率不夠，所以2.4 GHz的中頻訊號就必須要加大，而造成混頻器功率飽和的情形，為了解決這個問題，我們分別在VCO的輸出端加上一個放大器，提升本地震盪器的輸出功率到達15 dBm的層級。另外更在發射路徑上增加放大器和濾波器，將傳送路徑的訊號放大了50 dB，這樣一來可以讓中頻(2.4 GHz)訊號的功率需求大幅下降，以免造成混頻器的飽和問題，而解決了1.2 GHz附近的失真情形，最後完成整個發送和接收

端路徑的功率量測，已經完全符合系統的需求。

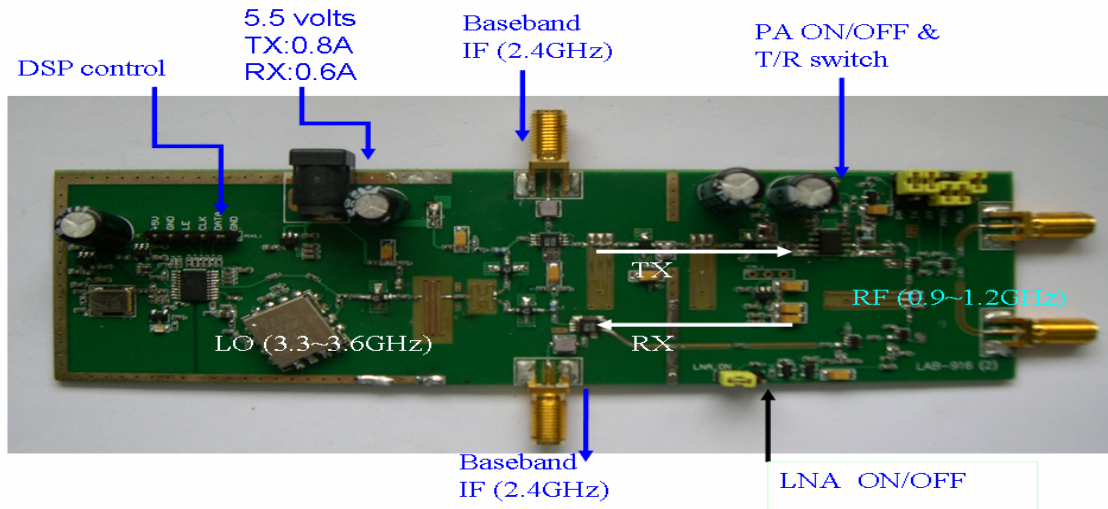


圖 3-2 射頻模組體電路圖

3.3 模組量測說明

在本文中射頻模組的量測項目中分為：

1. 發射與接收路徑散射參數與功率輸出量測
2. P1dB
3. EVM(error vector magnitude)量測
4. 封包錯誤率量測
5. 跳頻時間量測

以下就以這五種量測的環境作說明。

發射與接收路徑散射參數與功率輸出量測

發射路徑的散射參數量測中，射頻訊號未經過混頻器而是直接接上網路分析儀饋入一個射頻訊號，經過帶通濾波器、放大器和功率放大器後，透過選擇路徑切換器選擇輸出埠發射出去，接到向量網路分析儀的接收埠。

而接收路徑的散射參數量測中，從天線接收埠接到向量網路分析儀直接饋入一個射頻訊號，此訊號透過帶通濾波器把不要的訊號濾掉，選擇想要的頻帶(0.9~1.2 GHz)讓訊號通過，再加上兩級的低雜訊放大器(LNA)放大，之後直接接到網路分析儀的接收埠。

這個量測的結果是為了要驗證訊號在傳送前或是接收後是否能夠將訊號放大到一定的等級。

輸出功率量測說明

在輸出功率的量測方面，本文中希望模組的傳送與接收範圍能夠達到一公里以上，所以要求模組的輸出功率要接近 30 dBm，功率量測的射頻訊號是經過混頻器混成的，中頻(IF)訊號是 2.4 GHz，所以可以使用 802.11b 無線網路卡，利用 USB 接到電腦上來產生一個 2.4 GHz 的中頻訊號由射頻收發模組的中頻連接埠饋入，之後經過混頻器和本地振盪訊號混頻，降頻成 0.9~1.2 GHz 的射頻訊號發射出去，射頻發射端的連接埠直接送到頻譜分析儀來量測訊號的頻譜，測試裝置如下圖 3-3 所示。

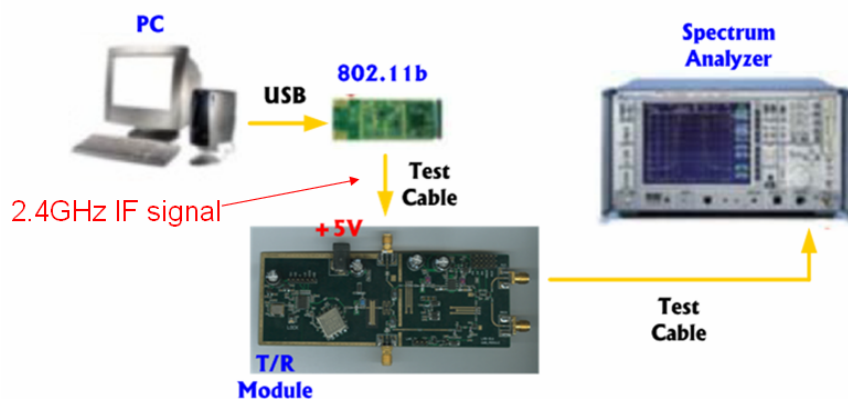


圖 3-3 發射路徑 EVM 量測說明

P1dB 量測說明

P1dB 是量測訊號的非線性失真，當訊號由輸入端饋入經過電路的放大，理想的情形應該是呈現一條線性的斜直線，但在實際的操作上，元件因為輸出功率太大，會無法再放大而進入飽和的狀態，所以輸入端饋入的功率就變成非線性，而 1 dB 的壓縮點，即是當實際輸出功率與理想輸出功率差 1 dB 時的點，當輸入訊號太大時不只浪費掉了還造成訊號的失真。

EVM 量測說明

EVM 是通訊系統中很重要的量測依據，主要是評估調變的精確度和收發機的品質，並且把相位錯誤和訊號強度都納入考慮，如下圖 3-4 中，原點距離理想

傳送訊號的向量定為訊號向量，而實際接收到參有雜訊和失真的訊號和理想的傳送訊號距離定為錯誤向量，EVM 的量測就是比較錯誤向量和訊號向量的比值。

EVM 的定義上:

$$EVM(rms) = \frac{\sqrt{\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |E(k)|^2}}{\sqrt{\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |S(k)|^2}}$$

其中 E(k)為錯誤向量，S(k)為理想訊號向量。

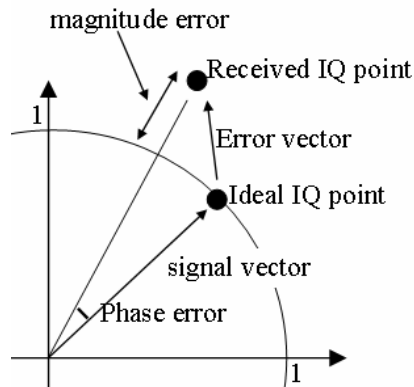


圖 3-4 EVM 說明圖

封包錯誤率量測

驗證全系統傳送與接收訊號是由兩塊模組對傳，裝置如圖 3-5，利用 802.11b 的無線網路卡連接到電腦，發射出 2.4 GHz 的中頻訊號，由射頻收發模組中間的連接埠(中頻)饋入，之後經過混頻器和本地振盪訊號混頻，降頻成 0.9~1.2 GHz 的射頻訊號發射出去，由於還沒接上天線模組，所以在現階段的實驗上直接接上同軸電纜線傳輸，並且接上衰減器一方面模擬真實的無線環境一方面避免燒壞電路，再經過相反的步驟由射頻輸入埠接收訊號經過低雜訊放大器和濾波器，經由混頻器和本地震盪訊號混頻出中頻訊號後，經由無線網路卡接收回傳到電腦測試接收訊號。

量測的過程當中，因為用來測試的工具是使用網路卡的訊號，所以必須要確保兩張網路卡的訊號不會直接經由天線漏到另外一張網路卡而沒有經過射頻模組造成量測上的誤差，另外也要確保外在無線網路的訊號不會影響傳輸品質，所

以在實驗的過程當中必須要全程將網卡用鐵盒密閉著，只留著訊號線直接將訊號灌進射頻模組當中，這樣測量的結果才會是正確的。

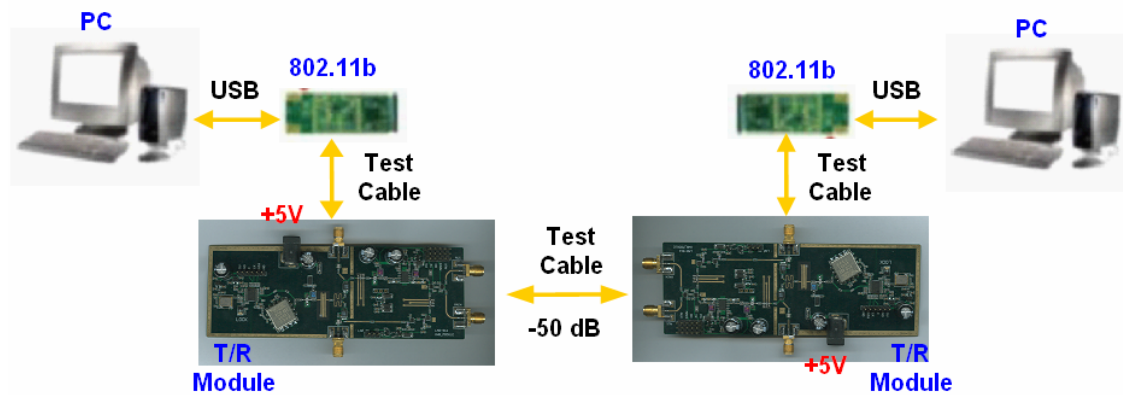


圖 3-5 全系統收发测试环境

瞬時鑑頻器架構說明

為了要配合基頻的跳頻演算法，頻率合成器跳頻所需要的暫態時間是很重要的，所以本文當中，特別設計了一個瞬時鑑頻器來量測跳頻所需要的時間。

瞬時鑑頻器的主要工作原理如圖 3-6 中，未知頻率訊號由功率放大器分兩路後輸入延遲線，其中一路訊號比起另外一路訊號在輸出端相位會相對上落後，這樣的結果即是在圖上看到的 $A_2 \sin \omega(t+\tau)$ 跟 $A_1 \sin \omega t$ ，亦即造成 $\omega\tau$ 相位差，所以一旦 τ 固定後，相位延遲與射頻信號頻率成正比。

而 180° 的混成器讓 C_1 端得到相同相位結果，意即對於二個輸入信號，不會產生任何相位的改變，定義 $B_1 = \frac{A_1}{\sqrt{2}}$ 且 $B_2 = \frac{A_2}{\sqrt{2}}$ ， $C_1 = B_1 \sin \omega t + B_2 \sin \omega(t+\tau)$ ；相對的， C_2 端卻會讓 $A_2 \sin \omega(t+\tau)$ 產生 180° 的改變，造成相反相位效果， $C_2 = B_1 \sin \omega t - B_2 \sin \omega(t+\tau)$ 。當信號再經過二極體後，會產生信號 $D = B_1 B_2 \sin \omega t +$ 高次諧波項，最後再加上一個低通濾波器之後，能夠得到輸出為 $B_1 B_2 \sin \omega \tau$ 的直流項。

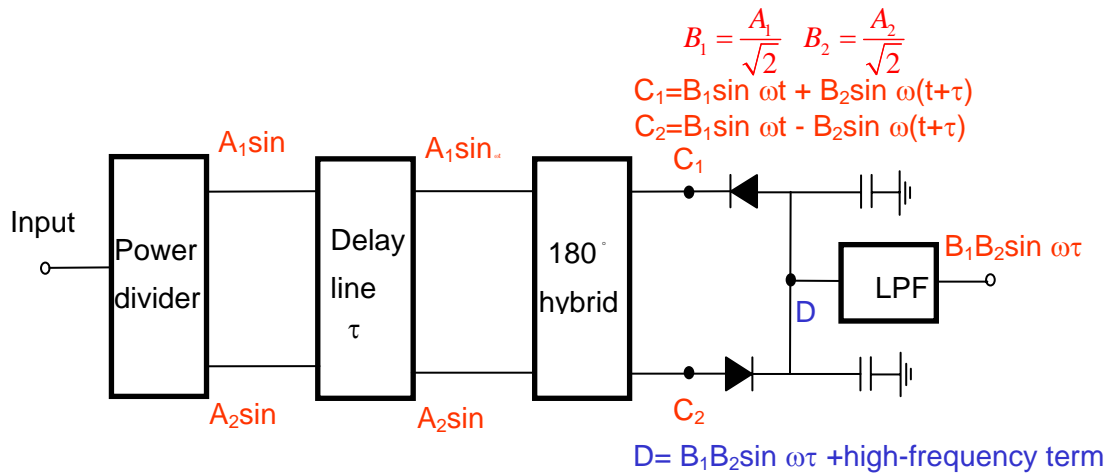


圖 3-6 瞬時鑑頻器架構說明

架構圖中的功率分配器在實作上是採用 Wilkinson 功率分配器的架構來完成，並且設計成兩級的架構可以讓頻寬變的更大。功率分配器的需求希望在兩個輸出埠有等分的能量與一致的相位。

在延遲線的部分，如圖 3-7，未知訊號經過延遲線後必須要有不同的相位差，其中 f_1 為電路所能偵測的最低頻率而 f_2 為電路所能偵測的最高頻率，其電子長度分別為 θ_{11} 與 θ_{21} ，其相位差為 $\Delta\theta$ 。由圖中可以發現當訊號的頻率不同時，所相差的相位角會不同，當訊號在最低可偵測頻率 f_1 時，相位差希望是在 0° ，當訊號達到最高可偵測的頻率 f_2 時，相位差希望是 $2n\pi + 360^\circ$ 。如此才能夠將不同的頻率辨識出來。另外延遲線的設計中特別使用螺旋式的延遲線形式來將整體反射損耗的效能改進很多。

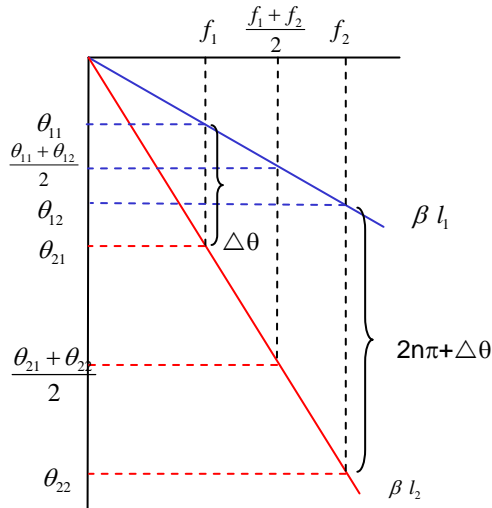


圖 3-7 輸出相位角對射頻信號頻率關係圖

在 180° 混成器的部分，如圖 3-8，除埠 1(port1)至埠 4(port4)相位反相，其他埠皆為同相。從埠 1 到埠 4 因為需要 3 dB 的強耦合效應且必須有 180° 的相位反轉，所以本文中以 VIP (Vertically Installed Planar) 結構來完成，VIP 結構的混成器比起岔路環混成器不但大幅減小電路面積，而且在輸入輸出埠上可以安排在同一邊，在電路的實作上較為方便。

如圖 3-9，為 VIP 結構示意圖，其中水平基板為介電係數 3.38，厚度為 20 mil 的 RO4003 的基板，中心頻率之電長度為 90° ，而豎立的基板是用介電係數 3.38，厚度為 8mil 的 RO4003 基板來完成 VIP 的結構。其中豎立的基板等效電路如圖 3-10，圖中豎立基板上的耦合線混成器其中兩埠分別經過四分之一波長的傳輸線在末端用導通孔接地。其等效電路近似於一個 90° 的傳輸線串接一個 1:-1 的變壓器，藉此 VIP 電路除了本身的電長度之外還可以造成 180° 的相位反轉，完成 180° 混成器之後，在末端接上兩個反相的二極體就可以完成微波混頻器的製作。

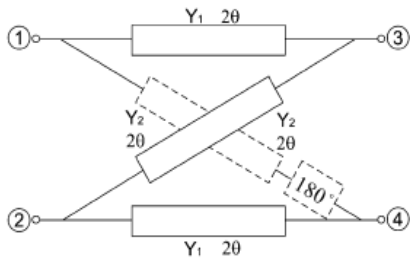


圖 3-8 180°混成器示意圖ref:[7]

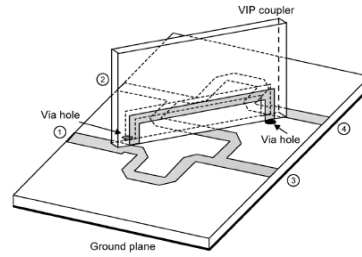


圖 3-9 VIP 架構示意圖 ref:[7]

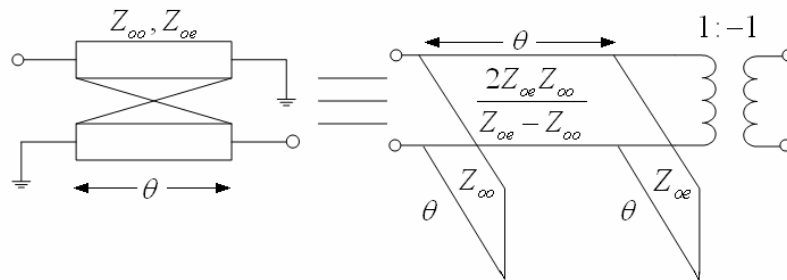


圖 3-10 相位反轉等效電路

3.4 模組量測結果

圖 3-11 是發射路徑的實體電路圖，發射路徑模組的散射參數量測時，整體路徑包含了兩個帶通濾波器、兩個放大器、功率放大器和兩個路徑切換器。

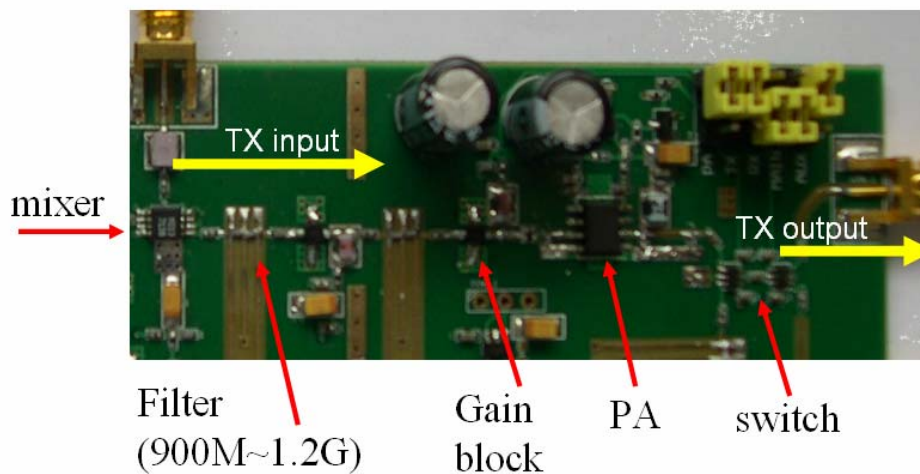


圖 3-11 發射路徑實體電路圖

當模組工作在發射功率時，需要直流偏壓 5.5 伏，電流總共 0.8 A，其中因為功率放大器所要提供的電流過大，附加的直流開關可以用來關閉功率放大器，

當系統不發射只接收的時候，可以減少功率的損耗。圖 3-12 是發射路徑的散射參數量測圖，近似一個濾波器的響應，在系統傳送的頻帶裡(0.9~1.2 GHz)增益超過 50 dB，這樣已經足夠讓射頻訊號放大並發射出去，在 1.2 GHz 時的增益：54.5 dB，反射損耗：-18 dB，在 0.9 GHz 時的增益：56.5 dB，反射損耗：-13.5 dB。

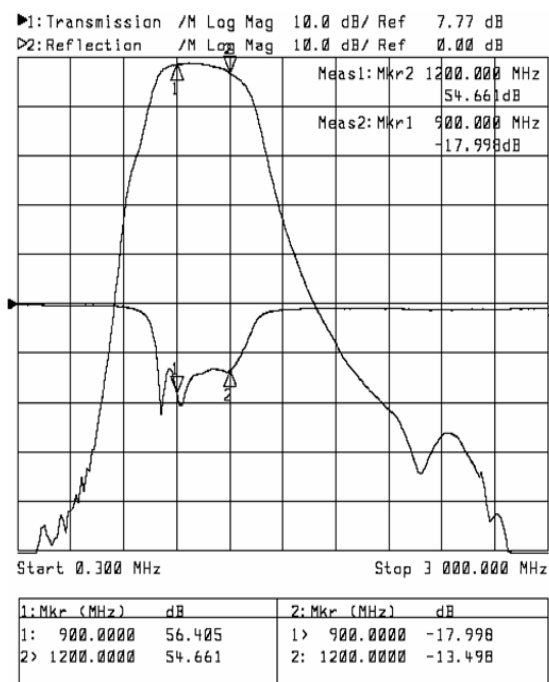


圖 3-12 發射路徑散射參數量測結果

圖 3-13 是接收路徑實體電路圖，接收路徑包含了兩個路徑切換器、兩個低雜訊放大器和兩個濾波器，其中電路下方有可以控制低雜訊放大器的開關電路，主要的功能是為了當電路工作在發射狀態下能夠關閉電源以達到省電的效果，另外一方面也降低發射路徑的訊號漏到接收路徑上而對電路造成影響。

圖 3-14 是接收路徑的散射參數量測圖，在頻帶內(0.9~1.2GHz)超過 30dB，這樣已足以把接收的訊號放大到一個適當的等級。

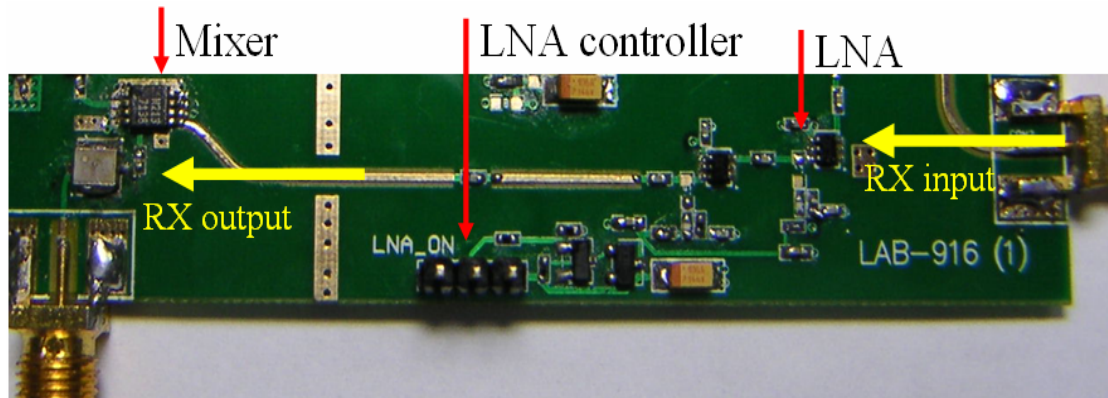


圖 3-13 接收路徑實體電路

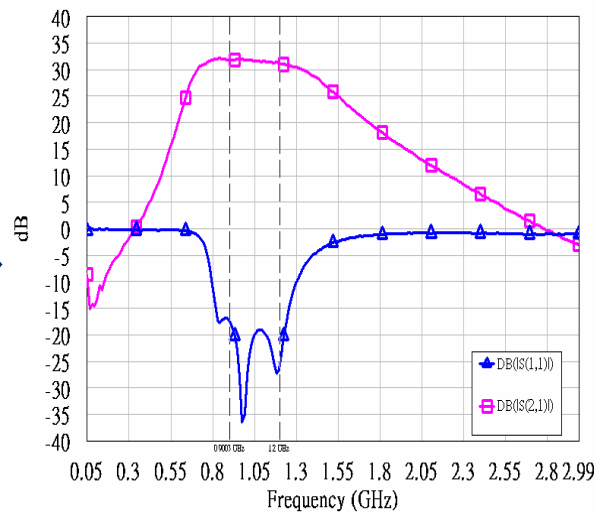


圖 3-14 接收路徑增益量測結果

P1dB 量測

發射路徑的 P1dB 直接影響到模組發射能量上的能力，由表 3-1 和圖 3-15 中可以發現在發射路徑上，射頻訊號的 P1dB 點大約是在 28.5 dBm 左右，接近當初設計的要求。

表 3-1 發射路徑量測數據

900MHz			1000MHz			1100MHz			1200MHz		
Pin	Pout	Gain	Pin	Pout	Gain	Pin	Pout	Gain	Pin	Pout	Gain
-32	19.33	51.33	-30	18	48	-32	19	51	-32	18.62	50.62
-31	20.33	51.33	-29	19	48	-31	20	51	-31	19.17	50.17
-30	21.67	51.67	-28	20	48	-30	21	51	-30	20.17	50.17
-29	22.5	51.5	-27	21	48	-29	22	51	-29	21.17	50.17
-28	23.5	51.5	-26	22	48	-28	23	51	-28	22.17	50.17
-27	24.33	51.33	-25	23	48	-27	24	51	-27	23.17	50.17
-26	25.5	51.5	-24	24	48	-26	25	51	-26	24.17	50.17
-25	26.33	51.33	-23	25	48	-25	26	51	-25	25.17	50.17
-24	27.17	51.17	-22	26	48	-24	26.83	50.83	-24	26	50
-23	28	51	-21	26.83	47.83	-23	27.08	50.08	-23	27	50
-22	28.5	50.5	-20	27.67	47.67	-22	28.5	50.5	-22	28	50
-21	28.83	49.83	-19	28.33	47.33	-21	29	50	-21	28.83	49.83
-20	29.17	49.17	-18	28.67	46.67	-20	29.33	49.33	-20	29.33	49.33
-19	29.33	48.33	-17	29	46	-19	29.5	48.5	-19	29.83	48.83
			-16	29.71	45.71	-18	29.67	47.67	-18	30	48
			-15	29.33	44.33	-17	29.83	46.83	-17	30.17	47.17

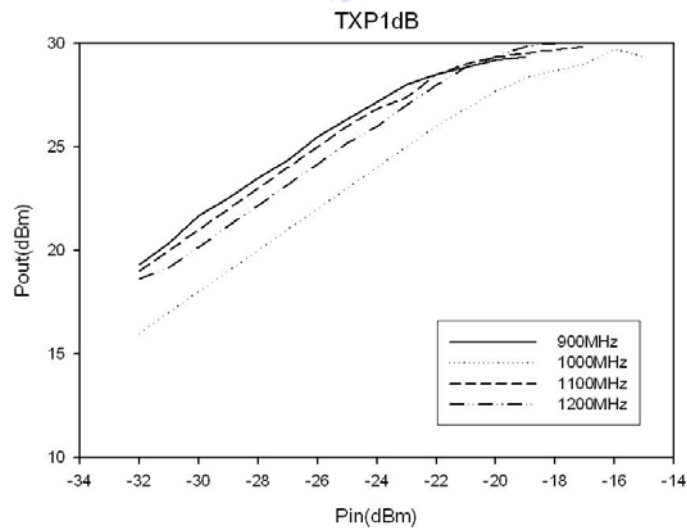


圖 3-15 發射路徑 P1dB 作圖

接收路徑 P1dB 量測

由表 3-2 與圖 3-16 中可以得知接收的路徑上，大概可以接收-23 dBm 左右的能量而不會造成接收訊號的失真，若是在傳送或是接收上超過了可以承受的功率，就應該由中頻(2.4 GHz)的訊號作增益控制，讓射頻模組在傳送和接收上都能夠在不失真的狀態下傳輸。

表 3-2 接收路徑量測數據

RF:900MHz			RF:1GHz			RF:1.1GHz			RF:1.2GHz		
IF:2412MHz			IF:2412MHz			IF:2412MHz			IF:2412MHz		
LO:3312MHz			LO:3412MHz			LO:3512MHz			LO:3612MHz		
RF/IN	IF/OUT	G	RF/IN	IF/OUT	G	RF/IN	IF/OUT	G	RF/IN	IF/OUT	G
-35	-14.5	20.5	-35	-16	19	-35	-18	17	-35	-20.9	14.1
-33	-12.5	20.5	-33	-14	19	-33	-15.7	17.4	-33	-19	14
-31	-10.4	20.6	-31	-11.6	19.4	-31	-13.4	17.6	-31	-16.6	14.4
-29	-8.47	20.5	-29	-9.78	19.2	-29	-11.6	17.4	-29	-14.9	14.1
-27	-6.75	20.3	-27	-7.92	19.1	-27	-9.66	17.3	-27	-13.1	13.9
-25	-5.02	20	-25	-6.23	18.8	-25	-8	17	-25	-11.4	13.7
-23	-3.43	19.6	-23	-4.61	18.4	-23	-6.24	16.8	-23	-9.51	13.5
			-21	-3	18	-21	-4.33	16.7	-21	-7.47	13.5
						-19	-2.97	16	-19	-5.7	13.3
						-18	-2.31	15.7			

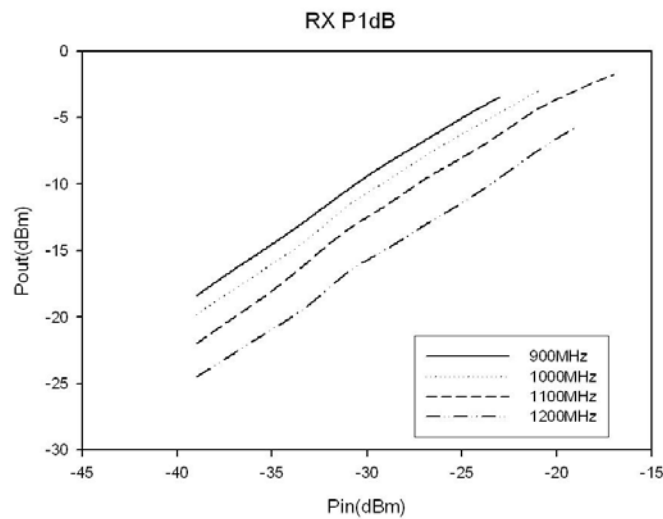


圖 3-16 接收路徑 P1dB 作圖

發射功率量測與 EVM 量測

圖 3-17(a)~(d)是量測射頻訊號頻譜圖，圖 3-17(a)是本地振盪頻率 3.3 GHz 時，經由混頻產生的射頻訊號 0.9 GHz 的頻譜，由圖中可見垂直一格 10dB，而主波頻帶與旁波頻帶(不想要的訊號)鄰近通道的能量相差大約 3 格即是大約 30 dB，符合 802.11b 的規範，以後訊號解調回來將不會出現干擾，另外也可以看到整體頻道功率可超過 30dBm，從圖 17(b) (c) (d)分別是射頻訊號 1 GHz、1.1 GHz 和 1.2 GHz 的頻譜與頻道功率，都符合系統的要求。

對發射端的射頻模組進行發射品質的 EVM 量測:圖 3-18(a) 0.9 GHz 的訊號 EVM 是-15 dB，如圖 3-18(b) 1 GHz 的訊號 EVM 是-18 dB，如圖 3-18(c) 1.1 GHz 的訊號 EVM 是-20 dB，如圖 3-18(d)1.2 GHz 的訊號 EVM 是-21 dB。由這些數據可以得知，整體發射系統的工作在所有的頻道上都運作良好，而且因為雜訊或是元件的非線性因素的干擾都達到預期的要求(至少-15 dB 以下)。

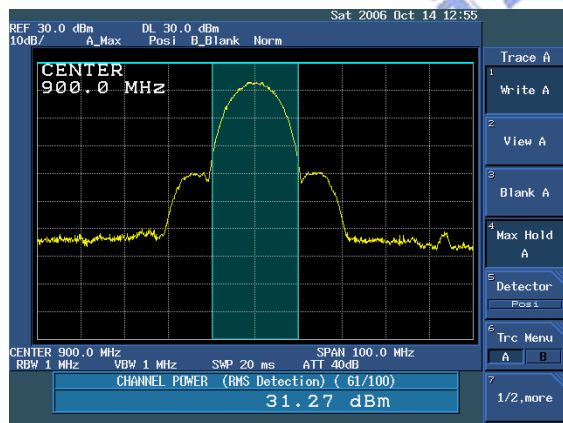


圖 3-17(a) 900 MHz 發射路徑功率頻譜

EVM	= -15.705	dB	EVM	= 16.396	%rms
PilotEVM	= -18.655	dB	CPE	= 174.04	%rms
Freq Err	= -43.792	kHz	IQ Offset	= -38.786	dB
Quad Err	= -306.97	mdeg	Gain Imb	= 0.208	dB
Sync Corr	= 0.23573		SymClkErr	= 0.52	ppm
Mod Fmt	= QPSK		Symbols	= 38	
Octets	= 900		Bit Rate	= 16.000	Mbps
Code Rate	= 2/3				

圖 3-18(a) 900 MHz 發射路徑 EVM 量測結果

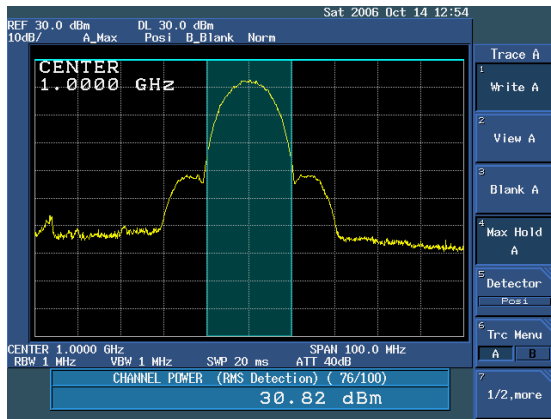


圖 3-17(b) 1000 MHz 發射路徑功率頻譜

EVM	= -18.455	dB	EVM	= 11.947	%rms
PilotEVM	= -21.39	dB	CPE	= 186.15	%rms
Freq Err	= -43.668	kHz	IQ Offset	= -41.052	dB
Quad Err	= -275.91	mdeg	Gain Imb	= 0.144	dB
Sync Corr	= 0.22649		SymClkErr	= 0.54	ppm
Mod Fmt	= QPSK		Symbols	= 38	
Octets	= 900		Bit Rate	= 16.000	Mbps
Code Rate	= 2/3				

圖 3-18(b) 1000 MHz 發射路徑 EVM 量測結果

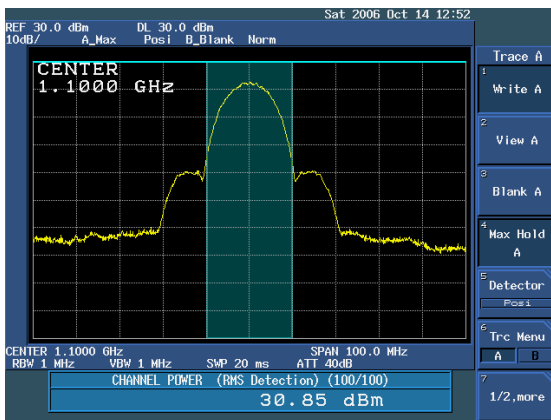


圖 3-17(c) 1100 MHz 發射路徑功率頻譜

EVM	= -20.285	dB	EVM	= 9.6773	%rms
PilotEVM	= -23.204	dB	CPE	= 197.11	%rms
Freq Err	= -43.889	kHz	IQ Offset	= -43.705	dB
Quad Err	= -215.92	mdeg	Gain Imb	= 0.105	dB
Sync Corr	= 0.23580		SymClkErr	= -0.05	ppm
Mod Fmt	= QPSK		Symbols	= 38	
Octets	= 900		Bit Rate	= 16.000	Mbps
Code Rate	= 2/3				

圖 3-18(c) 1100 MHz 發射路徑 EVM 量測結果

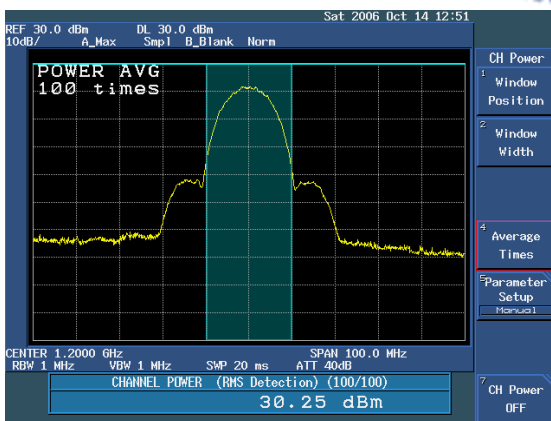


圖 3-17(d) 1200 MHz 發射路徑功率頻譜

EVM	= -21.492	dB	EVM	= 8.4219	%rms
PilotEVM	= -24.385	dB	CPE	= 199.05	%rms
Freq Err	= -44.413	kHz	IQ Offset	= -46.562	dB
Quad Err	= -157.05	mdeg	Gain Imb	= 0.095	dB
Sync Corr	= 0.22842		SymClkErr	= -1.55	ppm
Mod Fmt	= QPSK		Symbols	= 38	
Octets	= 900		Bit Rate	= 16.000	Mbps
Code Rate	= 2/3				

圖 3-18(d) 1200 MHz 發射路徑 EVM 量測結果

全系統傳送與接收訊號

量測結果 900 MHz~1200 MHz 的結果封包損失皆在 3% 以下，下圖 3-19 是整體系統的量測環境與結果。圖中顯示傳輸封包累計 11 萬多筆資料只有約 3 千筆

資料出現錯誤，封包錯誤率約為 2.7%，這些的錯誤率指的是所有資料在第一次傳送後所接收的錯誤率，若是准許錯誤的資料重傳的話，資料的正確傳送率可以到達百分之一百。

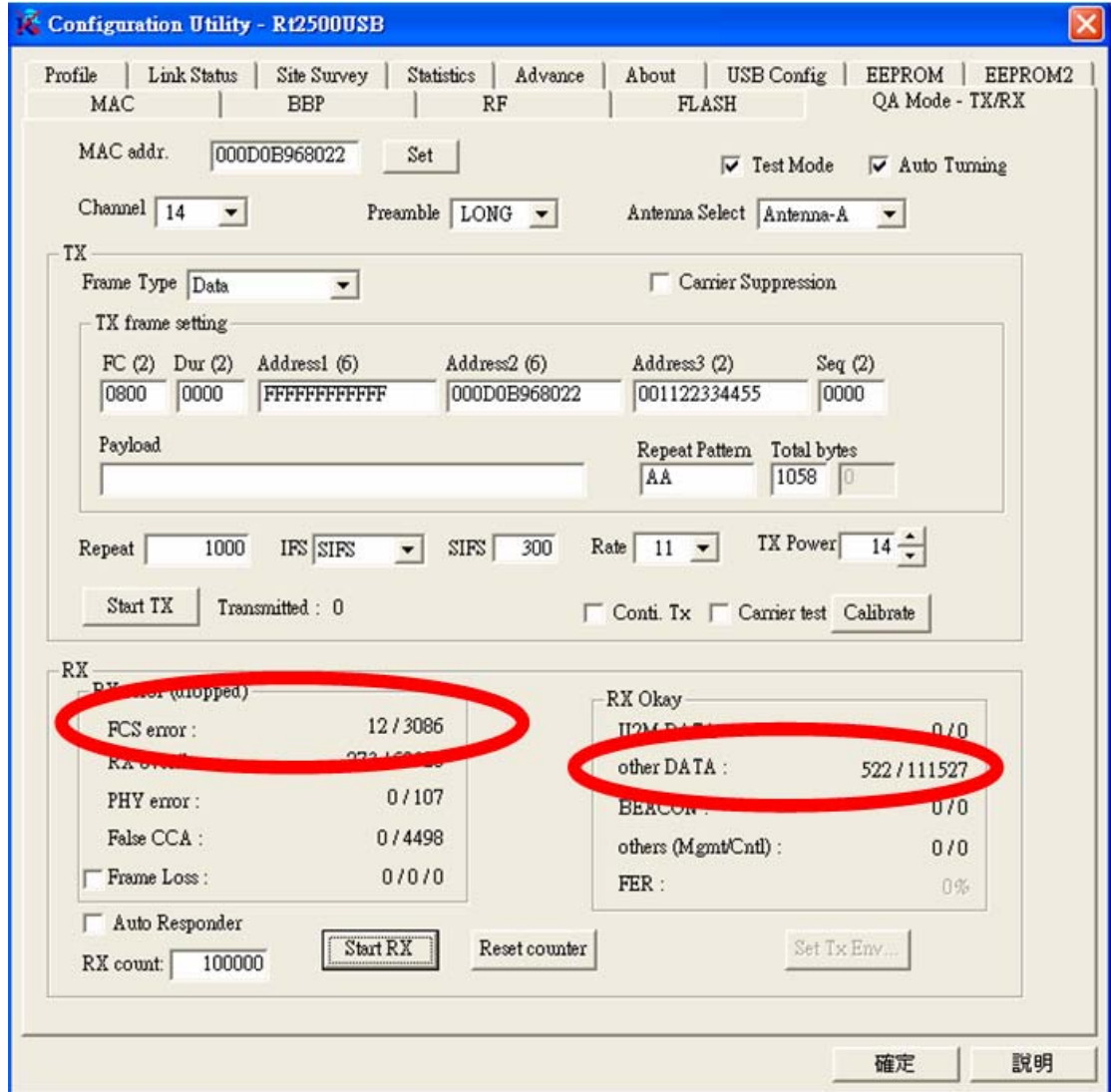


圖 3-19 全系統收發量測結果

跳頻時間量測

合成整個瞬時鑑頻器的實體電路與說明如圖 3-20，在 180° 混成器兩個輸出埠之後接上兩個反相二極體及電容(1000 pF)後由導通孔接地，並在直流輸出部分加上電感(180 nH)和電容搭配做為低通濾波器。由圖中可以對照到架構圖，左側的 DC output 用 50 歐姆的銅管是為了要量測到更快的 DC 變化。

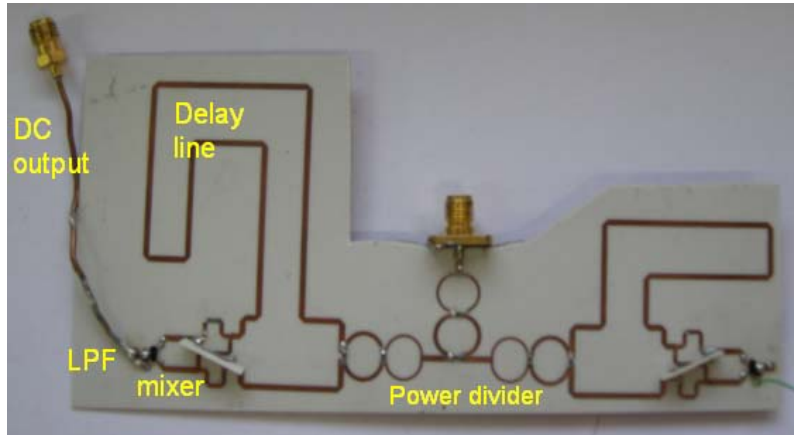


圖 3-20 瞬時鑑頻器實體電路

頻率合成器跳頻時間量測結果

為了要量得跳頻所需要的時間，先由電腦的印表機輸出埠輸出訊號來控制頻率合成器的輸出在 3.3 GHz 和 3.6 GHz 的訊號。並且將這個輸出的訊號輸入瞬時鑑頻器。跳頻所需的時間就是一個穩態的直流訊號到另一個穩態的直流訊號時所需要的時間。

圖 3-21 顯示的是頻率合成器在 3.3 GHz 和 3.6 GHz 不斷地作切換而造成兩個 DC 的電壓來回切換。圖 3-22 顯示的是暫態部分的放大圖，由圖上的標記可以量測穩態到穩態所需要的時間為 244 us。有了這個數據之後，就可以給基頻端的设计者在設計跳頻時機以及展頻通訊上有了一個好的參考資料。

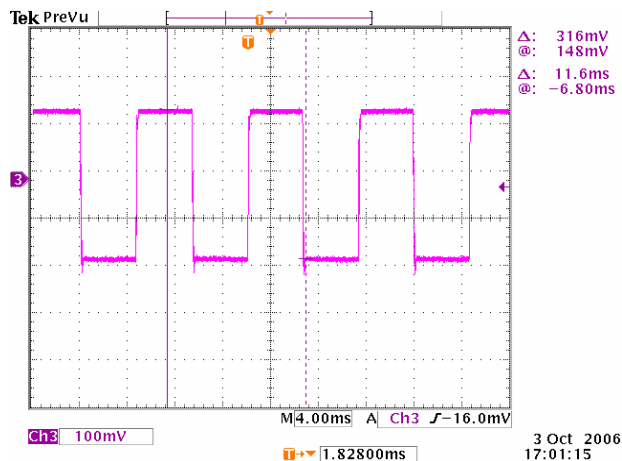


圖 3-21 跳頻時間量測

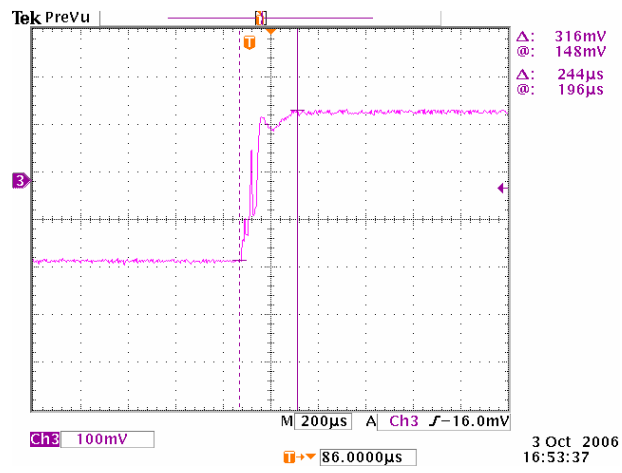


圖 3-22 跳頻時間量測局部放大圖



第四章 結論

本文提出Ku頻段移相器陣列與軍用超寬頻收發模組等兩種電路，第二章介紹Ku頻段移相器陣列的設計流程與量測結果，在設計的過程中選擇高頻串接的架構，並且成功利用放大器來補償移相器的損耗，最後讓串接起來的移相器陣列在每一路徑下的損耗達到一致。並且最後實際用dipole天線去作驗證，驗證的結果天線主波束的角度偏移範圍大概可以達到 25° 。

本文第三章中實作出超寬頻無線收發模組，此無線收發模組可以由基頻訊號來控制跳頻和收發機制。頻道中整體發射功率超過 30dBm，足夠將訊號傳輸到半公里以外的範圍，且 EVM 皆低於-15dB 符合系統的要求，並且量測模組所需要的跳頻時間小於 0.25ms，這個數據相信可以讓基頻設計端在安排展頻通訊的規劃上有一個參考的依據。

在本文中不論是移相器陣列或是超寬頻無線收發模組，都是累積了張志揚老師和實驗室中學長們多年來的心血與經驗，在此特別感謝他們。



參考文獻

- [1] Behzad Razavi, RF Microelectronics, Prentice Hall PTR.
- [2] David M. Pozar, Microwave Engineering, 2nd Edition, John Wiley & Sons, N. Y. 1998.
- [3] Warren L. Stutzman Gary A. Thiele, Antenna Theory and Design, 2nd Edition, John Wiley & Sons, N. Y. 1998.
- [4] Joseph F. White, Semiconductor Control, 1977.
- [5] Chung-Hung Wu, “W Band Front- End System for Collision Avoidance Vehicle Radar and Ku Band Analog Phase Shifter” W 頻段防撞雷達前端系統與 Ku 頻段類比移相器，交通大學電信研究所 2006.
- [6] Chin-Hsien Chiang, “Ultra Wide Band RF Transceiver Module”超寬頻射頻傳收機模組，交通大學電信研究所 2005。
- [7] C. H. Chi and C. Y. Chang, “A new class of wideband multisection 180° hybrid rings using vertically installed planar couplers,” IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 54 no. 6, pp. 2478-2486, June 2006.

個人資料

姓名：黃為崧

性別：男

出生年月日：民國 72 年 03 月 23 日

籍貫：台灣省高雄市



學歷： 高雄市立高雄高級中學 (民國 87 年 9 月～民國 90 年 6 月)

國立交通大學電信工程學系 (民國 90 年 9 月～民國 94 年 6 月)

國立交通大學電信工程研究所 (民國 94 年 9 月～民國 96 年 6 月)

論文題目：

Ku 頻段類比移相器陣列與超寬頻射頻收發模組

Ku-Band Analog Phase Shifter Array

and

Ultra-Wide Band Transceiver Module