

國立交通大學

電機學院 電信學程

碩士論文

應用於802.11a與數位直播衛星的雙頻低雜訊放大器與可調式鏡像拒斥帶通濾波器之設計

Design of a Dual-Band LNA with an adjustable image rejection Band-Pass Filter for DBS and 802.11a applications

研究生：陳珀彥

指導教授：周復芳 博士

中華民國九十八年十二月

應用於 802.11a 與數位直播衛星的雙頻低雜訊放
大器與可調式鏡像拒斥帶通濾波器之設計

**Design of a Dual-Band LNA with an adjustable image
rejection Band-Pass Filter for DBS and 802.11a applications**

研 究 生：陳珀彥

Student：Po-Ian Chen

指 導 教 授：周復芳 博士

Advisor：Dr.Christina F. Jou



國立交通大學
電機學院 電信學程
碩 士 論 文

A Thesis

Submitted to College of Electrical Engineering

National Chiao Tung University

in partial Fulfillment of the Requirements

for the Degree of

Master of Science

in Communication Engineering

December 2009

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十八年十二月

應用於 802.11a 與數位直播衛星的雙頻低雜訊放大器與可調式鏡像拒斥帶通濾波器之設計

研究生：陳珀彥

指導教授：周復芳 博士

國立交通大學電機學院電信學程碩士班



中文摘要

本篇論文提出一個以微帶線來實現的雙頻低雜訊放大器，並設計一個具有多重可調式帶陷的帶通濾波器；低雜訊放大器可以同時滿足 IEEE 802.11a (5.725-5.85GHz)與 DBS (11.7-12.5GHz) 接收機的需求，而濾波器的目的在於具有夠低的插入損失，又能夠解決超外插降頻的雙頻鏡像訊號問題。本雙頻低雜訊放大器分別在以上兩個應用的操作頻率附近，可提供 0.92dB 與 1.21dB 的雜訊指數，並且同時在兩頻段內提供平均約 24dB 的增益，改善後的輸入反射損失平均都在-10dB 以下。帶陷濾波器使用步階阻抗共振器(SIR, Stepped Impedance Resonator)架構，並配合非對稱的交叉指狀(Inter-digital)耦合線，設計出一個具有三個可調式帶陷的帶通濾波器，帶陷的頻率位置可以透過改變開路殘段的長度來調整，濾波器在上述兩頻段的插入損失理想上可小於 1dB，反射損失可達 -15dB 以下，並可提供高達 32dB 的鏡像拒斥的效果。

Design of a Dual-Band LNA with an adjustable image rejection Band-Pass Filter for DBS and 802.11a applications

Student : Po-Ian Chen

Advisor : Dr.Christina F. Jou

Degree Program of Electrical and Computer Engineering
National Chiao Tung University

Abstract

This thesis discussed a dual-band LNA realized in microstrip line circuits, and proposed a band pass filter with adjustable notches. LNA can simultaneously satisfy the demand of IEEE 802.11a (5.725-5.85GHz) and DBS (11.7-12.5GHz) receivers , in addition , the filter provides a lower insertion loss , but also resolves the problem of dual-band image signals in heterodyne down converters.

The dual-band LNA possesses 0.92dB and 1.21dB of noise figure within the two operation bands, 24dB conversion gain in average, and an improved input return loss no more than -10dB. The notched filter structures in SIR (Stepped Impedance Resonator), which can produce three adjustable notches by using asymmetrical inter-digital coupled lines. The frequency of the notches can be adjusted by varying the length of the open stubs on inter-digital fingers. The filter ideally provides an insertion loss lower than 1dB, a practical return loss higher than 15dB, and the image rejection reaches 32dB.

誌 謝

首先，要先感謝我的指導教授 周復芳 博士，從我第一次跨進老師的辦公室，成為老師的學生之後，老師就給我最大的空間，幫助我尋找出題目的方向，也給了我很寶貴的建議；還有博士班學長 匯儀，經由學長對論文內容的指導，最終才能夠整個完成論文的撰寫。

我還記得三年多前，當時跟我的同事志銘和資鑫一起考取專班，當時我們都很感動、很興奮，後來我們一起修課，一直互相鼓勵，這樣的過程，幫助我克服了很多課業上困難。還有台揚的同事敏雄、英宏、清文，實驗室的同學岳昌、智群、文斗，過程中都給了我很多建議，讓很多元件的模擬與驗證能夠完成，也讓很多事情進行得很順利。

在我開始讀專班的第一年，我心愛的長子 新祐加入了我的生活中，很感謝親愛的父母和我的妻子 芝伶，他們一直無怨無悔的承擔，不斷給我支持，讓我能夠同時在工作與家庭的負擔之中，還有餘裕的時間來面對學業，而如今，在次子即將到來的前夕，又能夠順利完成論文。

所以，我能夠深刻的體會到個人能力的渺小，因為如果沒有這麼多的協助，過程中將會有很多瓶頸都沒辦法突破，經過老師、學長的指導，還有那麼多同事跟同學的幫助，讓我覺得，這三年多是我成長與歷練最多的一段時間。

陳珀彥 2009/Dec. 於交通大學

目 錄

中文摘要.....	i
英文摘要.....	ii
誌謝.....	iii
目錄.....	iv
表目錄.....	vi
圖目錄.....	vii
第一章 緒論.....	1
1.1 背景.....	1
1.2 動機.....	3
1.3 論文組織.....	4
第二章 接收機架構.....	5
2.1 外差式接收機的鏡像訊號.....	5
2.2 雙頻接收機暨鏡像拒斥架構.....	6
第三章 雙頻低雜訊放大器設計.....	8
3.1 雙頻低雜訊放大器設計.....	9
3.2 雙頻 RF choke 模擬與直流電源饋入.....	14
3.3 雙頻低雜訊放大器模擬與實測.....	16
3.4 雙頻低雜訊放大器穩定性的改善.....	21
第四章 鏡像拒斥帶通濾波器.....	25

4.1 寬頻帶通濾波器與鏡像拒斥功能.....	25
4.2 帶陷式 MMR 寬頻濾波器之設計基礎.....	26
4.3 可調式多重帶陷帶通濾波器.....	30
第五章 整體串接實測.....	34
5.1 實測結果.....	35
5.2 實測討論.....	38
5.3 未來方向.....	40
參考文獻.....	42
自傳.....	44



表 目 錄

表 3.1 RF choke 實測值.....	14
表 3.2 雙頻低雜訊放大器模擬與實測數值列表.....	21
表 3.3 穩定化雙頻低雜訊放大器的模擬數值比較表.....	24
表 4.1 MMR 寬頻 BPF 設計數值表.....	29
表 5.1 數據比較表.....	38



圖目錄

圖 1.1 無線頻譜的應用.....	4
圖 2.1 雙頻接收機及鏡像拒斥的射頻前端與降頻架構.....	7
圖 2.2 雙頻接收機及鏡像拒斥的頻率規劃.....	7
圖 2.3 雙頻低雜訊放大器及鏡像訊號濾波器線路圖.....	7
圖 3.1 基本放大器雙埠網路及輸出入匹配網路.....	9
圖 3.2 輸入阻抗匹配 (a)5.8GHz (b)12.2GHz (c)微帶線實際長寬.....	12
圖 3.3 輸入阻抗匹配網路 Smith chart (a)5.8GHz (b)12.2GHz.....	12
圖 3.4 輸出阻抗匹配 (a)5.8GHz (b)12.2GHz (c)微帶線實際長寬.....	13
圖 3.5 輸出阻抗匹配網路 Smith chart (a)5.8GHz (b)12.2GHz.....	13
圖 3.6 雙扇形 RF choke 模擬電路與實體圖.....	15
圖 3.7 單扇形加電容 RF choke 模擬電路與實體圖.....	15
圖 3.8 雙扇形 RF choke 模擬與實測.....	16
圖 3.9 單扇形加電容 RF choke 模擬與實測.....	16
圖 3.10 雙頻低雜訊放大器模擬線路圖.....	17
圖 3.11 雙頻低雜訊放大器實體圖.....	18

圖 3.12 雙頻低雜訊放大器 NF 模擬與實測.....	18
圖 3.13 雙頻低雜訊放大器 S21 模擬與實測.....	18
圖 3.14 雙頻低雜訊放大器 S11 模擬與實測.....	19
圖 3.15 雙頻低雜訊放大器 S22 模擬與實測.....	19
圖 3.16 雙頻低雜訊放大器 S12 模擬與實測.....	19
圖 3.17 雙頻低雜訊放大器穩定性模擬.....	20
圖 3.18 雙頻低雜訊放大器 Output P1dB 實測 (a)5.8GHz(b)12.2GHz.....	20
圖 3.19 雙頻低雜訊放大器 OIP3 實測 (a)5.8GHz (b)12.2GHz.....	20
圖 3.20 放大器輸出端並聯電阻穩定化與四分之一波長傳輸線.....	23
圖 3.21 穩定化雙頻低雜訊放大器的穩定性模擬.....	24
圖 4.1 (a)基礎 SIR 傳輸線 (b) $\lambda/2$ type SIR.....	28
圖 4.2 MMR 寬頻 BPF 的示意圖與 Layout.....	29
圖 4.3 (a)coupled line (b)Inter-digital coupled line (c)Asymmetrically-loaded inter-digital coupled line.....	30
圖 4.4 可調式多重帶陷帶通濾波器外觀示意圖與實體圖.....	31
圖 4.5 多重帶陷鏡像拒斥帶通濾波器 S21、S11 模擬圖.....	32
圖 4.6 多重帶陷鏡像拒斥帶通濾波器 S21、S11 實測圖.....	32
圖 4.7 調整 L4, Notch3 的頻率變化.....	33

圖 5.1 鏡像拒斥低雜訊放大器整體串接模擬電路圖.....	34
圖 5.2 鏡像拒斥低雜訊放大器整體串接實體圖.....	35
圖 5.3 鏡像拒斥低雜訊放大器整體串接 S21 模擬與實測圖.....	36
圖 5.4 鏡像拒斥低雜訊放大器整體串接 S11 模擬與實測圖.....	36
圖 5.5 鏡像拒斥低雜訊放大器整體串接 S22 模擬與實測圖.....	36
圖 5.6 鏡像拒斥低雜訊放大器整體串接 NF 模擬與實測圖.....	37
圖 5.7 整體串接鏡像拒斥效果(dBc) (a)5.8GHz (b)12.2GHz.....	37
圖 5.8 整體串接穩定性模擬.....	37
圖 5.9 縮小化帶陷濾波器.....	40
圖 5.10 縮小化帶陷濾波器的 S21 與 S11 模擬圖.....	41



第一章 緒論

1.1 背景

近年來人們生活上對於無線通訊(Wireless Communication)或衛星通訊(Satellite Communication)等無線傳輸技術的依賴與日劇增，舉凡手機、藍牙(Bluetooth)、無線區域網路(Wireless Local Area Networks , WLAN)、全球定位系統(GPS , Global Positioning System)、數位廣播(Digital Video Broadcasting , DVB)或數位直撥衛星的使用(Direct Broadcasting Satellite , DBS)，都使得我們能夠擺脫有線傳輸的不便與空間限制，也逐漸成為我們日常生活中不可或缺的工具。

在無線通訊的應用裡面，在硬體上接收機前端的設計幾乎主導了整個接收品質的好壞，因此這也是之所以在多年以來，仍然有許多相關的研究針對接收機架構的改善正在發表，目的都是為了解決接收機的接收品質問題，希望能夠朝向高頻、高度整合、低價位、適應高 data rate 與低功率消耗作努力。

目前在我們生活周遭越來越容易見到一些單一硬體而整合多功能的產品，像是無線網路與數位廣播的結合，或是有人有結合 WLAN、藍牙與 GPS 的想法，這樣的產品設計對使用者也明顯具有一定的吸引

力，因此，把單一硬體做到能夠包容多元的應用，一直都是硬體研發改善的方向之一，因為這樣的作法，可以精簡硬體的使用數量，進而達成提高價格競爭力、減少功率消耗或縮小硬體面積的目的。其中，以接收端的低雜訊放大器為例，過去的作法往往都是使用兩個低雜訊放大器作為射頻(RF)前端，再使用一個切換電路(Switch)來達成雙頻接收的功能[1]，今若使用雙頻低雜訊放大器，則可以減少低雜訊放大器電晶體的使用，也可以減少切換開關的使用。

在接收機架構方面，超外差接收機自從 1924 年被提出之後，就成為最受到廣泛使用的接收機架構，但超外差接收機在系統上具有鏡像訊號干擾的問題，因此勢必有使用高頻鏡像拒斥濾波器的需求，這也使得超外差式接收機不容易積體電路化，原因是高頻鏡像濾波器必須外掛於積體電路之外；雖然，為了解決超外差降頻架構無法 IC 化的問題，零中頻的降頻架構被提了出來，但儘管如此，以目前的技術，超外差架構相對於零中頻架構而言，效能上仍然較優越，並且，為了適應未來越來越強調高度調變與高位元率的趨勢，零中頻架構必須具備自動 IQ 校正或相關的 DSP 補償的技術，這使得它的硬體需求比起超外差架構要複雜許多，目前仍然有研究針對這些複雜的需求在進行改善；因此，在許多無需全面積體化的應用與產品的射頻前端，依然會選擇使用超外差架構來進行降頻。

1.2 動機

目前對於雙頻低雜訊放大器的研究非常多，但絕大多數都是針對 WLAN 802.11b/a/g，分別操作於 2.4GHz、5.2GHz 或 5.8GHz 的頻率範圍內，一如圖 1.1 為無線頻譜應用的分布圖[2]，在高頻的部分，像是 Ku Band 附近，並未見到有同時與低頻的應用作雙頻結合的相關設計，因此，本文使用低雜訊放大器電晶體 Eudyna FHX76LP，製作出雙頻低雜訊放大器，工作頻率選定在 802.11a 的 5.8GHz 與 DBS 使用的 Ku Band 12.2GHz，目的是希望在這個電晶體適用的頻率範圍內，都能夠針對兩個想要使用的頻帶，作適應性的設計，擴大單一物料在多種頻率上的共用性。本文的雙頻低雜訊放大器配合一個帶陷濾波器來抑制多重的鏡像訊號，濾波器設計以低插入損失、小型化、具有多重可調式帶陷為目標，期望能盡可能降低對雜訊指數的影響，並同時有效的解決多重的鏡像訊號問題；本帶陷濾波器利用了一個改良的超寬頻帶通濾波器來完成，此濾波器使用步階阻抗共振器(SIR, Stepped Impedance Resonator)為基本架構，再利用交叉指狀耦合線(Inter-digital coupled line)與非對稱開路殘段的方式，來縮小體積、降低插入損失，最終產生出多重帶陷(Notch)與可調(Adjustable)帶陷的效果，只要適當的將帶陷頻率設計在鏡像訊號頻率上，即可同時抑制雙頻應用的兩個鏡像訊號，拒斥效果的設計以 30dB 為目標；

並且由於帶隙頻率可以自由調整，使得中頻頻率容易規劃，即使選擇使用較低的中頻頻率，一樣可以設計出良好的鏡像拒斥的效果，容易適應在不同的系統應用上。

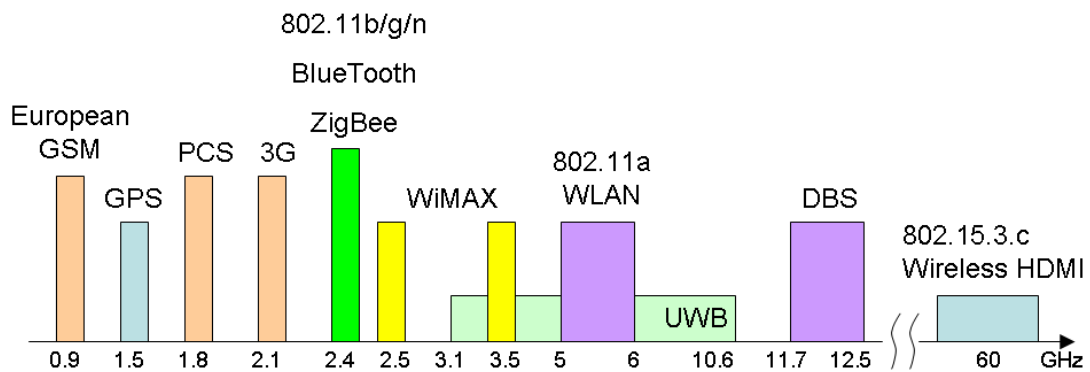


圖 1.1 無線頻譜的應用

1.3 論文組織

本論文分為五個章節，第一章為動機背景與論文組織說明；第二章討論本接收機的架構；第三章針對低雜訊放大器的設計原理作說明；第四章說明鏡像拒斥濾波器的設計、模擬與實測；第五章為整體串接後的模擬與實作測試結果，最後作綜合的討論。

第二章 接收機架構

2.1 外差式接收機的鏡像訊號

外差式接收機可包含單次降頻或雙重降頻機制，降頻後以混波器降頻至中頻，此架構的主要特點為需要鏡像拒斥濾波器，而鏡像訊號的問題也是外差式接收機最須要克服的缺點。

鏡像訊號與接收訊號均可經由混波器降頻至相同的中頻上，若接收訊號 ω_{RF} 的頻率為 $\omega_{RF} = \omega_{LO} + \omega_{IF}$ ，則鏡像訊號 ω_{image} 落在 $\omega_{image} = \omega_{LO} - \omega_{IF}$ ，由頻率混成的計算來看，若接收到的訊號為 $RX(t) = \cos(\omega_x t + m(t) + \phi)$ ，與任一本本地訊號 $LO(t) = \cos(\omega_{LO} t + \theta)$ 作混成，輸出為 $IF(t)$

$$\begin{aligned} IF(t) &= RX(t) \cdot LO(t) \\ &= \cos(\omega_x t + m(t) + \phi) \cdot \cos(\omega_{LO} t + \theta) \\ &= \frac{1}{2} \cos((\omega_x + \omega_{LO})t + m(t) + \phi + \theta) + \frac{1}{2} \cos((\omega_x - \omega_{LO})t + m(t) + \phi - \theta) \end{aligned}$$

則

$$\omega_x = \omega_{RF} = \omega_{LO} + \omega_{IF}$$

或

$$\omega_x = \omega_{image} = \omega_{LO} - \omega_{IF} \text{ 均成立。}$$

除了因非線性所造成的 IM3 之外，透過 RF BPF 與 IF BPF 的使用，幾乎對於所有的干擾訊號都能有效濾除或抑制，但最終鏡像訊號則仍會落入中頻，成為 in-band 訊號，無法以 IF BPF 解決，因此一般在

RF 訊號接收端就必須使用鏡像訊號濾波器來抑制；適當選擇中頻頻率也很重要，中頻的頻率越高，鏡像訊號才能越遠離接收訊號，濾波器的抑制效果會越好；但值得注意的是，這些放在高頻或中頻處的鏡像訊號濾波器，都不容易被整合在單一晶片之中，意即若需使用此降頻架構，則外掛於 IC 之外的鏡像拒斥濾波器仍一定會被使用，因此如何有效設計鏡像拒斥濾波器仍有其研究價值 [3]。

2.2 雙頻接收機與鏡像拒斥架構

如圖 2.1，本文的雙頻低雜訊放大器與多重帶陷構成的鏡像拒斥濾波器，共同組成射頻前端，若配合單一本地振盪器與倍頻器，以 RF switch 作為切換功能，即可同時提供雙頻的本地訊號，降頻至中頻，中頻頻率可依需求決定為單路或多路，圖 2.1 為雙頻低雜訊放大器作為單一路徑的射頻前端，而使用兩路中頻的情況。本文接收機的頻率規劃，則可規劃如圖 2.2，利用多重帶陷的設計將鏡像頻率規劃於帶陷頻率，達到雙頻鏡像拒斥的目的。本文設計此接收架構內的射頻前端，線路圖如圖 2.3，放大器均採用共源極架構，兩級放大器串接之後再加入鏡像拒斥帶通濾波器[4]。

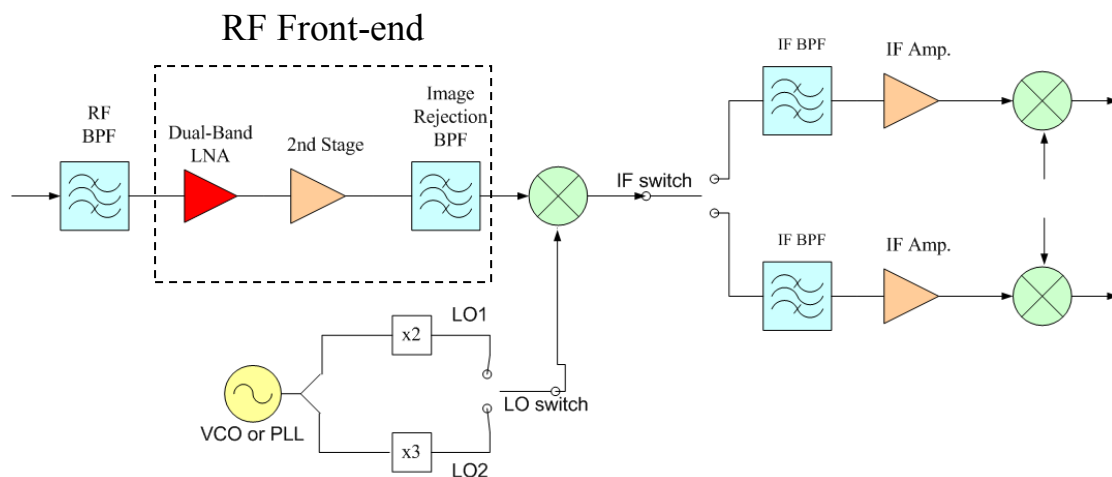


圖 2.1 雙頻接收機及鏡像拒斥的射頻前端與降頻架構

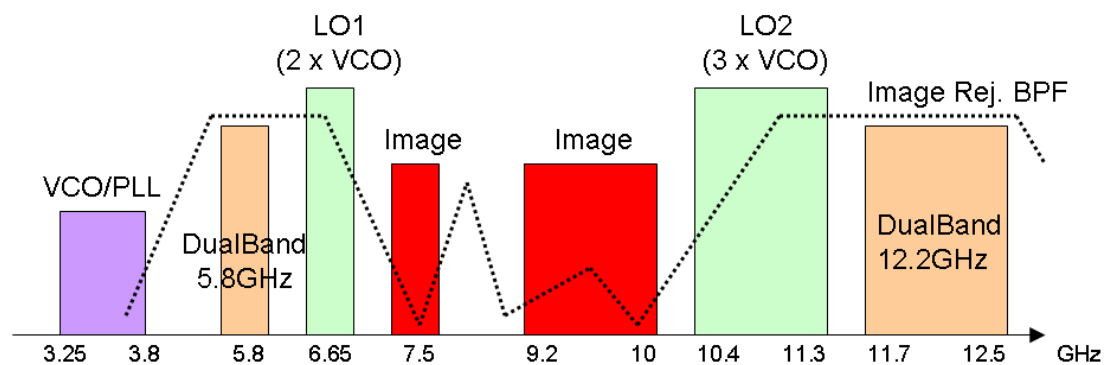


圖 2.2 雙頻接收機及鏡像拒斥的頻率規劃

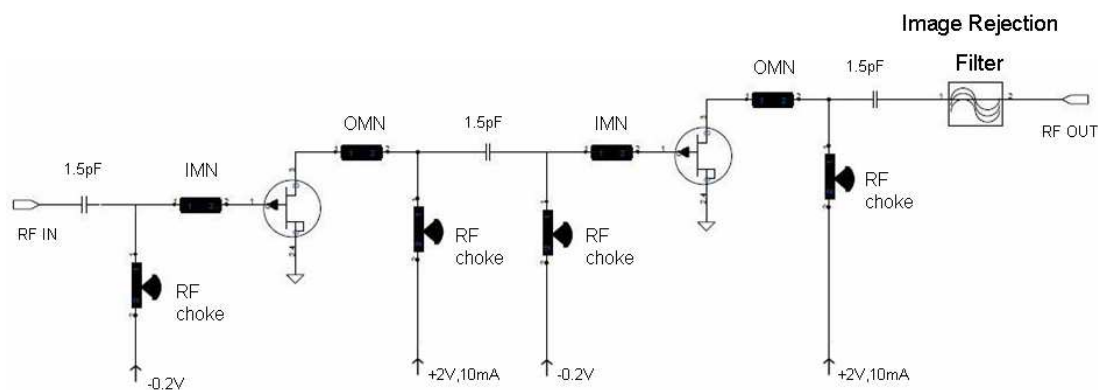


圖 2.3 雙頻低雜訊放大器及鏡像訊號濾波器線路圖

第三章 雙頻低雜訊放大器設計

除了從接收機系統上設計的考量之外，低雜訊放大器直接置於接收機的最前端，幾乎是影響接收品質最重要的因素之一，設計低雜訊放大器最重要的規格為增益(Gain)、雜訊指數(Noise Figure)、功率損耗(Power Consumption)、穩定度(Stability)、輸出入反射損失(Output/Input Return Loss)，本文使用 Eudyna 公司的 FHX76LP 來設計雙頻低雜訊放大器，此元件為該公司的低雜訊 HEMT，陶瓷包裝，為了得到低雜訊而高增益的目的，採用共源極架構，使用建議的偏壓及消耗電流為 2V、10mA，並由 FHX76LP 在 2V、10mA 下的 S 參數與雜訊參數進行本雙頻低雜訊放大器的設計。本文使用的板材為 Rogers R04003，介電係數為 3.38， $\tan \delta$ 為 0.0027，板材厚度為 20mil，銅箔厚度 1/2 oz，表面鍍金 2 μ m。

本文的雙頻低雜訊放大器由兩級放大器組成，輸出及輸入阻抗都匹配至 50 Ω ，以輸入匹配網路(IMN, Input Matching Network)與輸出匹配網路(OMN, Output Matching Network)來構成阻抗匹配，架構方塊圖與各介面上的參數如圖 3.1。第一級的設計主要著重於雜訊指數與增益的最佳化，以 Smith chart 圖解法同時作雙頻段的雜訊指數與增益的匹配，並且在輸出端匹配時稍作調整，來得到輸入反射損

失的適度改善；第二級放大器則以增益的調整為主，目的是補償高頻頻段的增益，讓低頻段的增益不至於過高，最終使兩個工作頻段內的增益大小適當，避免造成在降頻的過程中，混波器及其後級放大器的線性度的需求差異過大；低雜訊放大器的設計將基於以下敘述的設計考量，並且兩級放大器以串接(Cascade)方式完成結合[5][6][7]。

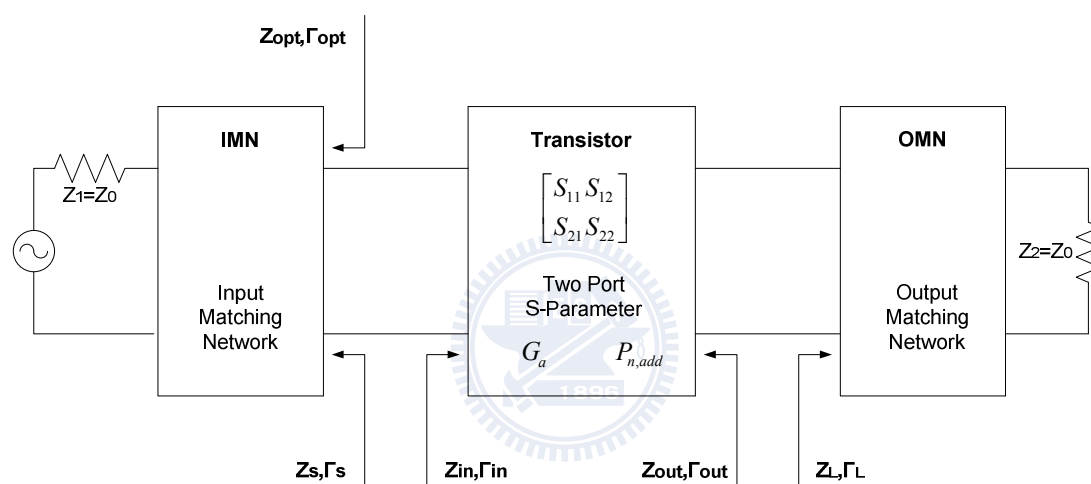


圖 3.1 基本放大器雙埠網路及輸出入匹配網路

3.1 雙頻低雜訊放大器設計

綜合考量以上設計低雜訊放大器的條件，並同時滿足於兩個操作頻率，為本雙頻低雜訊放大器的設計目標。為了得到較佳的雜訊指數，必須以輸入匹配為優先考慮，增益的部分採用 Available Gain，

G_A ，來設計低雜訊放大器，並可以輕易的由 Matlab 或 Excel 推導出後續所需的其他參數值， Γ_{out} 、 Γ_L 、 Γ_{in} ，同時預估出匹配網路完成後的放大器特性，最終在整體的阻抗匹配則由 Smith chart 圖解來完成設計，將較為直觀。首先在 Γ_s 的選擇方面，從 5.8GHz 與 12.2GHz 在輸入端的等增益圓與等 NF 圓的分布情形，可預估得到 5.8GHz 附近增益高達 16dB，雜訊指數僅 0.4dB；12.2GHz 附近增益最高僅約 13dB，雜訊指數則約為 0.65dB；故 5.8GHz 處 Γ_s 的選擇並不須強調高增益，而以低雜訊指數為主；至於 12.2GHz 附近的 Γ_s ，則選擇以增益與雜訊指數平衡即可[8]。

在決定輸入匹配的時，可以先考慮到後續在輸出入反射損失設計的困難性，一般而言，若以 Γ_s 推導出的 Γ_{out} 來與 Γ_L 直接作共軛匹配，可能會造成某些頻率的輸入反射損失變得很差，以本雙頻低雜訊放大器為例，5.8GHz 附近的輸入反射損失將僅有不到 -2dB，這樣的反射損失在 RF 前端設計是無法接受的，但若選擇將 5.8GHz 處的 Γ_L 作部份的 mismatch，可以使得輸入端的阻抗匹配得到適度的改善，改善後的輸入反射損失將能達到 -9dB 左右，雖然尚未達到非常良好的地步，但由於放大器的輸出與輸入端都會使用電容作為 DC 阻隔的用途，電容的 S 參數也必須納入模擬時的考慮因素，在此使用 ATC 公司 600 Series 的電容，電容值為 1.5pF，納入模擬，最後若再配合後級放大

器與鏡像拒斥濾波器的串接，預期將可以使整體的反射損失得到進一步的改善[9]。

在預先對放大器特性作取捨與分析之後，即可得到輸出、輸入網路所希望匹配到的目標阻抗值，理論上若能利用同一個匹配網路而準確的將兩個頻率都分別匹配到目標值上，那麼此低雜訊放大器的特性就能夠同時在兩個頻率上一如預期。在這裡，由於工作頻率高，匹配網路無法以 Lump 元件來實現，故全部以微帶線來等效電感性與電容性的匹配網路，且在輸出與輸入兩側均採用三段串接的微帶線線段來作匹配，如圖 3.2(a)(b)與圖 3.4(a)(b)，將其換算成微帶線的長(L)與寬(W)，則如 3.2(c)與圖 3.4(c)。

微帶線在相同板材參數的情況下，其特性阻抗 Z_0 、線寬 W 與板材參數 (ϵ_r 、 H 、 T) 的關係可近似為：

$$Z_0 = \frac{87}{\sqrt{\epsilon_r + 1.41}} \ln \left(\frac{5.98 \times H}{0.8W + T} \right)$$

其中， T 為微帶線線路的厚度， H 則是線路與參考平面(Reference plane)之間的高度。故可知微帶線的特性阻抗幾乎不會因操作頻率的變化而有所改變[10][11]，相同的微帶線線寬 W 在 5.8GHz 與 12.2GHz 會對應到相同的特性阻抗；而相同的線長 L 在 5.8GHz 與 12.2GHz 則分別對應到不同的波長，因此在 Smith chart 上所繞行的角度值不同，對於 12.2GHz 而言，在史密斯圖中其繞行的角度約為 5.8GHz 的

2.1 倍，在 Smith chart 上進行匹配的圖解如圖 3.3 與 3.5，最終在兩個工作頻率上可同時匹配至 50Ω 。

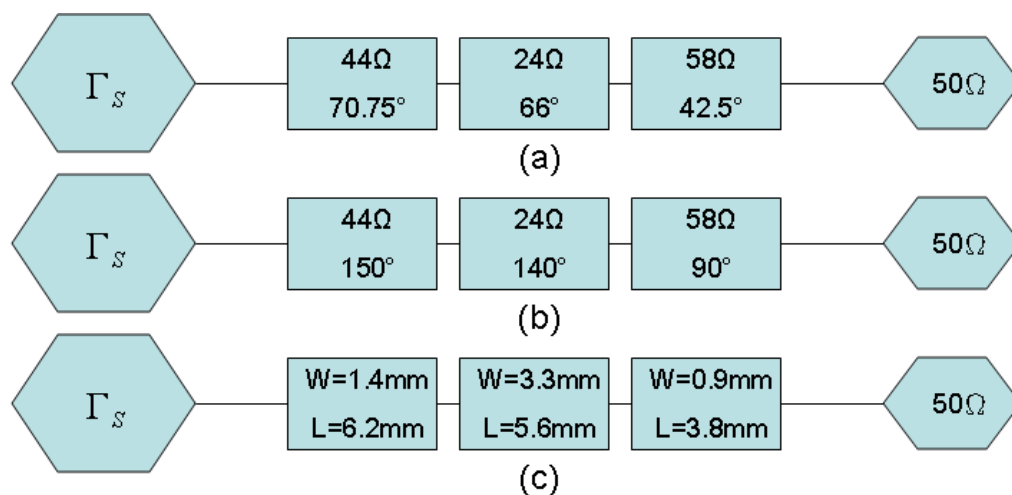


圖 3.2 輸入阻抗匹配 (a)5.8GHz (b)12.2GHz (c)微帶線實際長寬

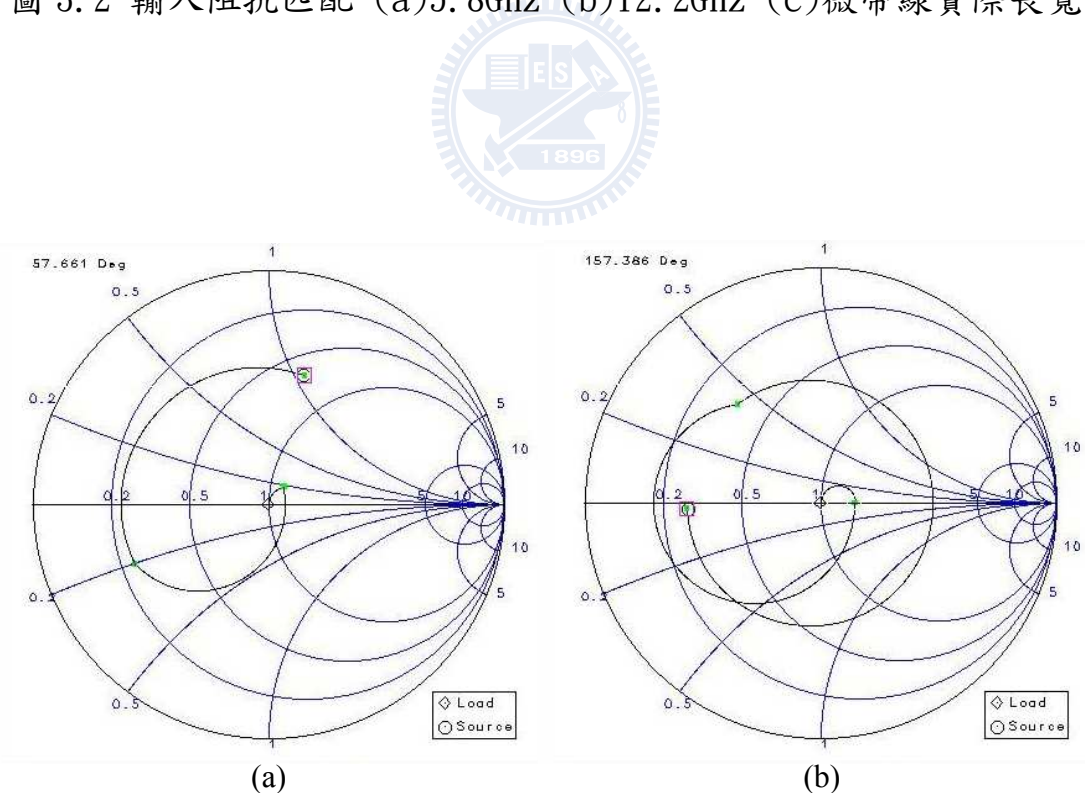


圖 3.3 輸入阻抗匹配網路 Smith chart (a)5.8GHz (b)12.2GHz

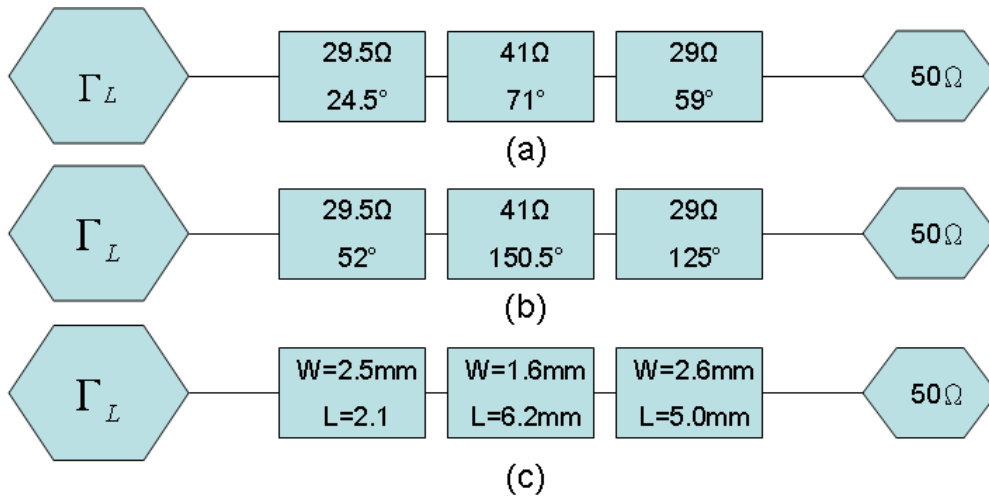


圖 3.4 輸出阻抗匹配 (a)5.8GHz (b)12.2GHz (c)微帶線實際長寬

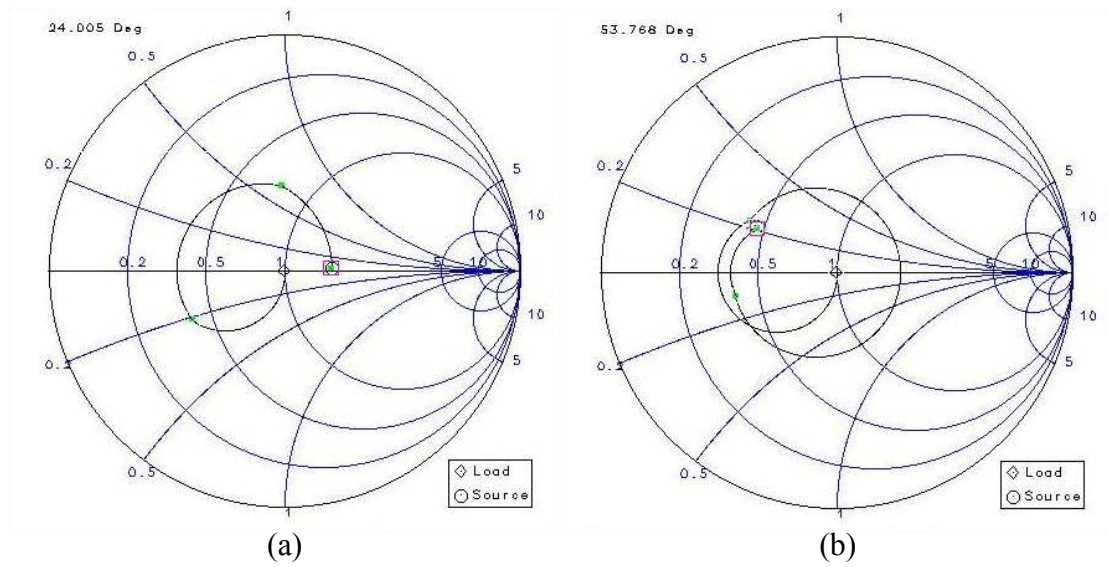


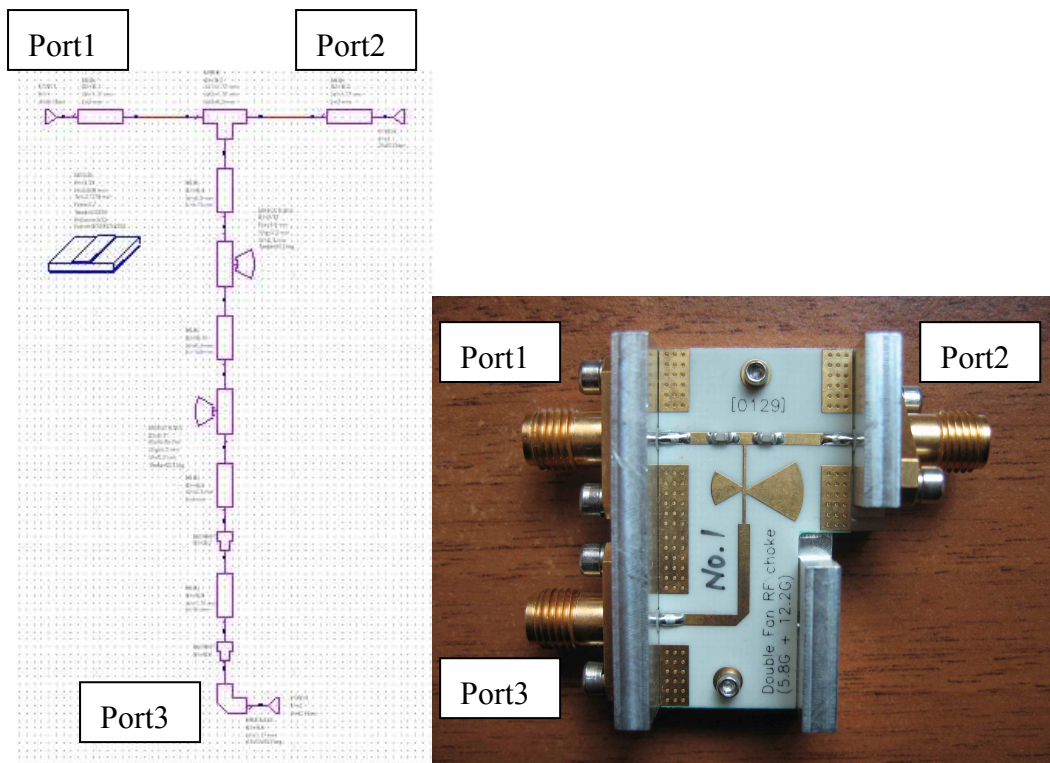
圖 3.5 輸出阻抗匹配網路 Smith chart (a)5.8GHz (b)12.2GHz

3.2 雙頻 RF choke 模擬與直流電源饋入

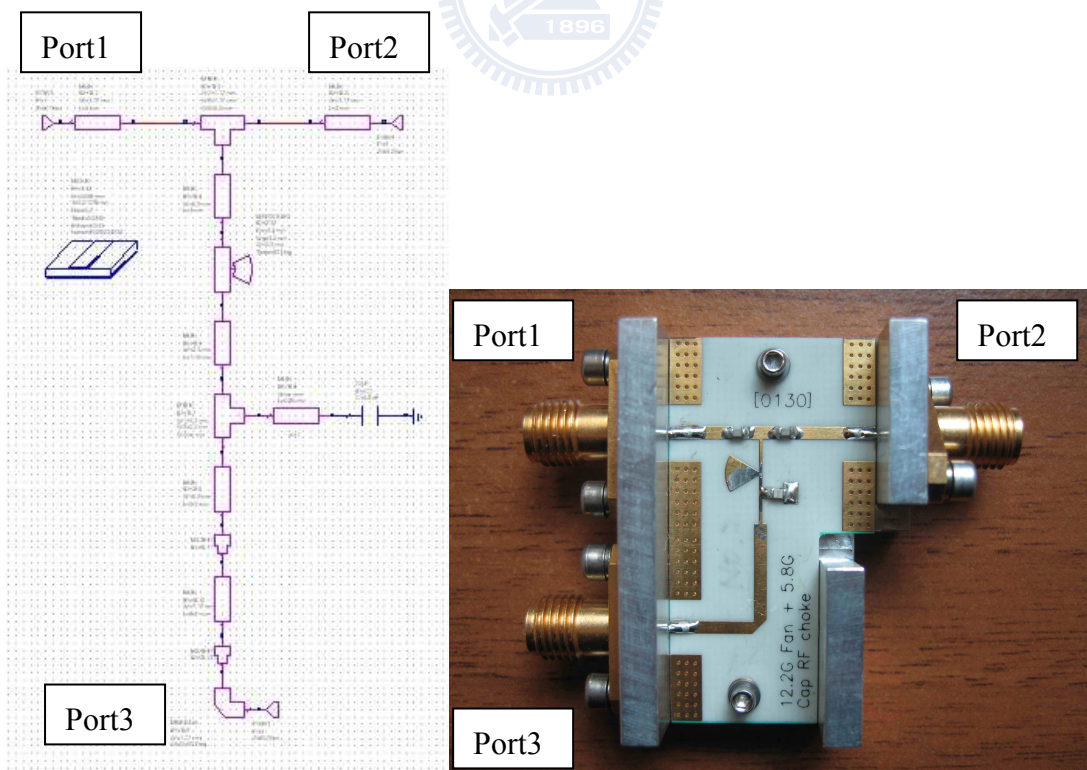
在高頻電路中，直流電源線路必須盡量避免造成高頻能量的損失。為避免電路的高頻特性受到直流電源電路的影響，RF choke 利用四分之一波長(Quarter-wavelength)線段及開路殘段，在直流電源饋入放大器的接點，對放大器 RF 訊號而言形成 RF open，此 RF choke 亦即為一個帶拒濾波器；其中，四分之一波長線段作為電源饋入匹配網路時的連接線，線寬盡可能的使用高阻抗，而開路殘段則設計成扇形，可提供一個寬頻而低阻抗的開路，再利用串接的方式，可以得到更寬頻的帶拒效果；在此，為了供作雙頻使用，則以兩組不同半徑的扇形串接，來完成雙頻的高頻阻隔[12][13]；最後，由於阻隔 5.8GHz 訊號的扇形面積相當大，為了縮小面積，所以改用電容接地來等效，依模擬結果來看，以電容來等效是可行的，在實測上與雙扇形的 RF choke 表現非常相近。其中，RF choke 電路的實作測試值如表 3.1，圖 3.6 與圖 3.7 分別為雙扇形 RF choke 與以電容等效的 RF choke 的模擬電路與實體圖，圖 3.8 與圖 3.9 則為各別的模擬與實測圖形。

表 3.1 RF choke 實測值

Frequency	雙扇形 RF choke		單一扇形加電容 RF choke		dB
	5.8GHz	12.2GHz	5.8GHz	12.2GHz	
S21	-0.66	-1.35	-0.49	-0.66	
S31	-29.3	-33	-29	-34	
S32					
S11	-16.3	-13	-19.6	-33.9	



3.6 雙扇形 RF choke 模擬電路與實體圖



3.7 單扇形加電容 RF choke 模擬電路與實體圖

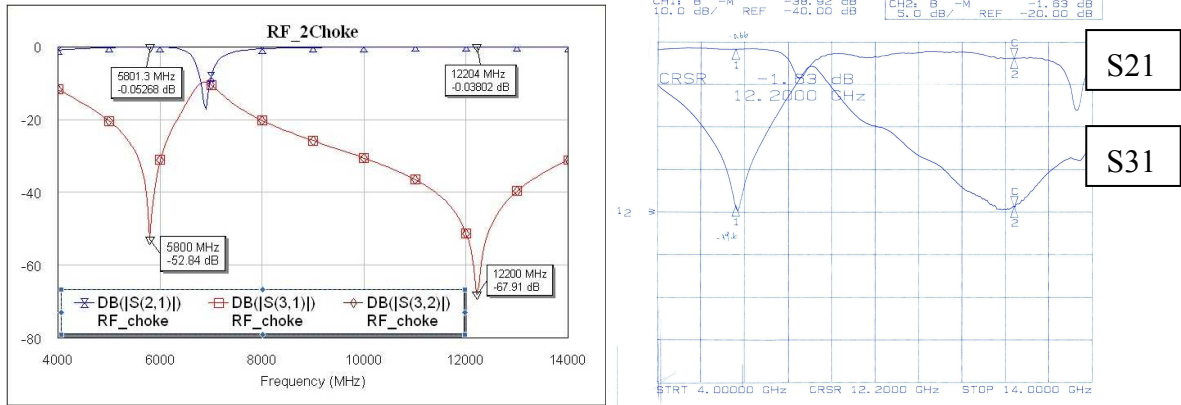


圖 3.8 雙扇形 RF choke 模擬與實測

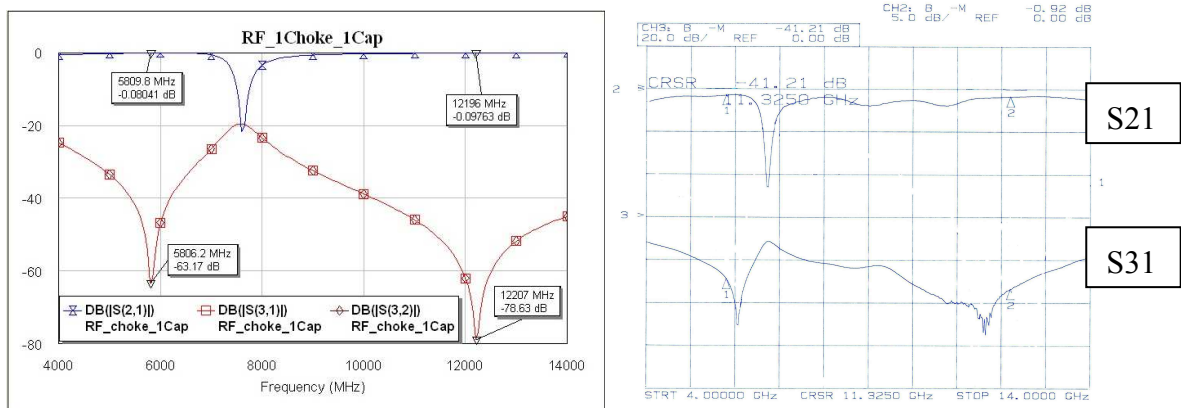


圖 3.9 單扇形加電容 RF choke 模擬與實測

3.3 雙頻低雜訊放大器模擬與實測

圖 3.10 為雙頻低雜訊放大器的模擬線路圖，其中低雜訊放大器電晶體與 DC 阻隔電容的 S 參數都匯入軟體，與匹配網路及 RF choke 共同模擬；圖 3.11 到圖 3.17 分別為雙頻低雜訊放大器實體圖、雜訊指數、S 參數、穩定性的模擬結果與實測圖，圖 3.18 與圖 3.19 為 Output P1dB 與 OIP3 的實測圖，表 3.2 則為雙頻低雜訊放大器的模擬與實測數據比較表。

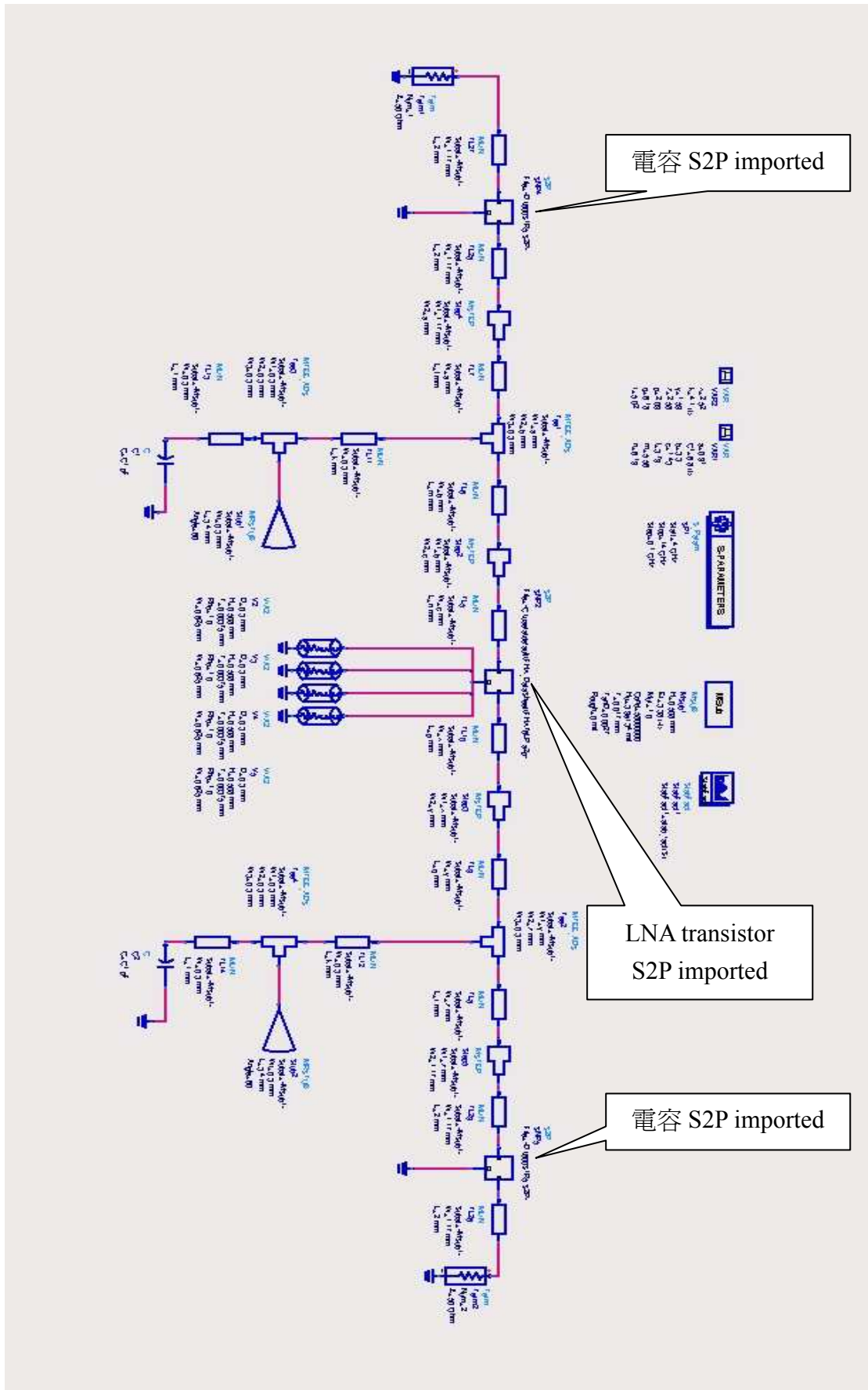


圖 3.10 雙頻低雜訊放大器模擬線路圖

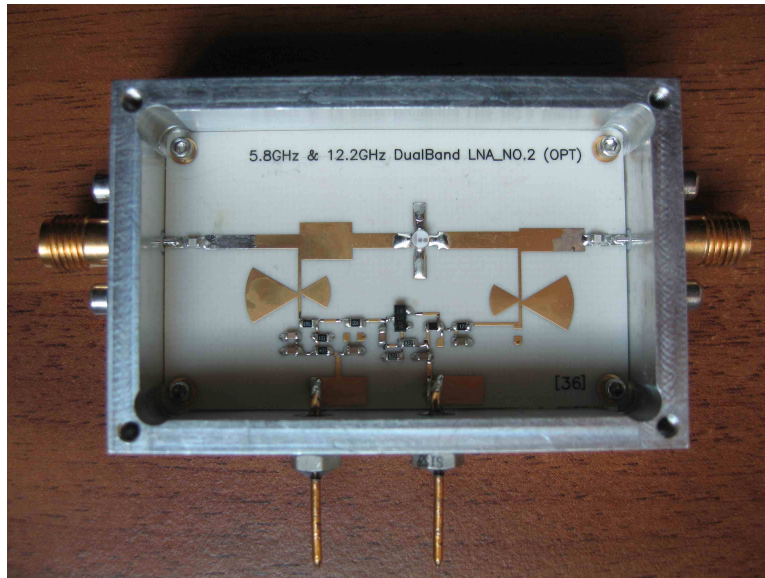


圖 3.11 雙頻低雜訊放大器實體圖

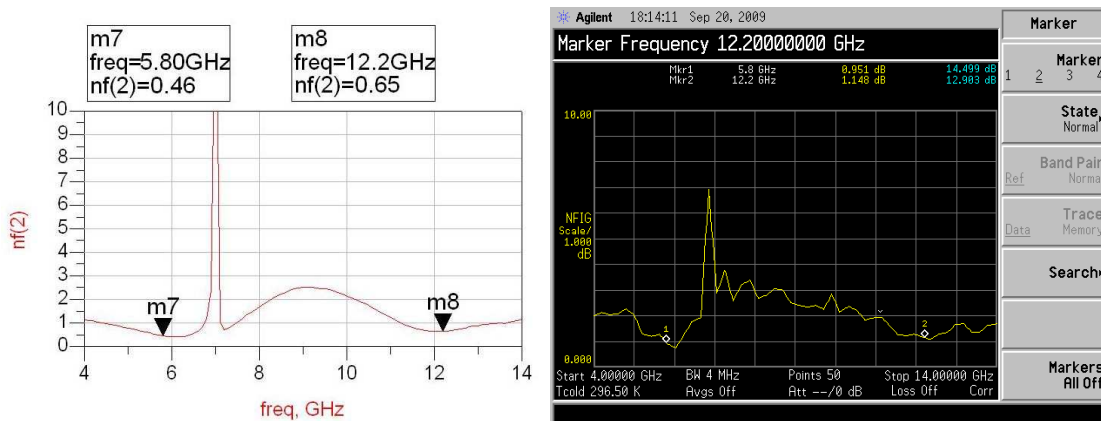


圖 3.12 雙頻低雜訊放大器 NF 模擬與實測

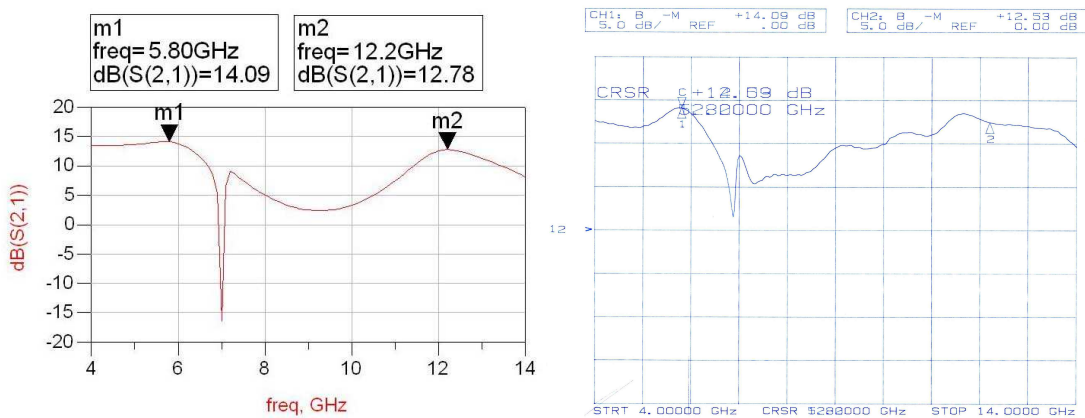


圖 3.13 雙頻低雜訊放大器 S21 模擬與實測

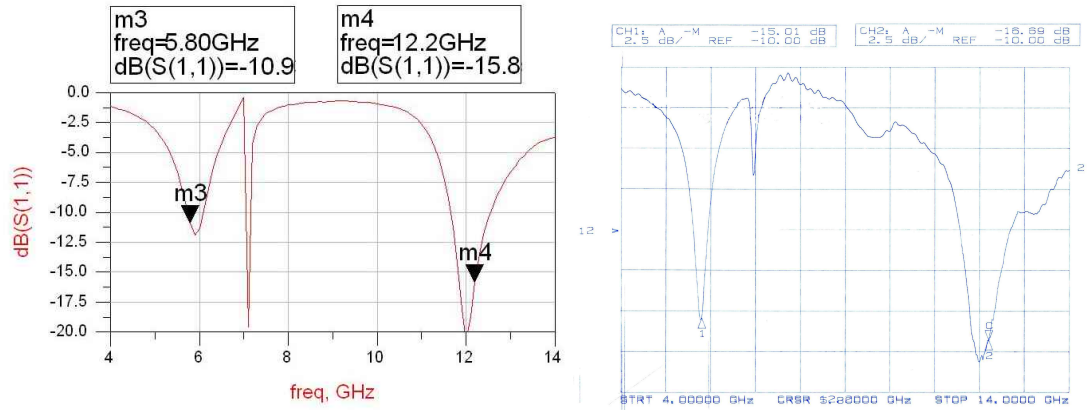


圖 3.14 雙頻低雜訊放大器 S11 模擬與實測

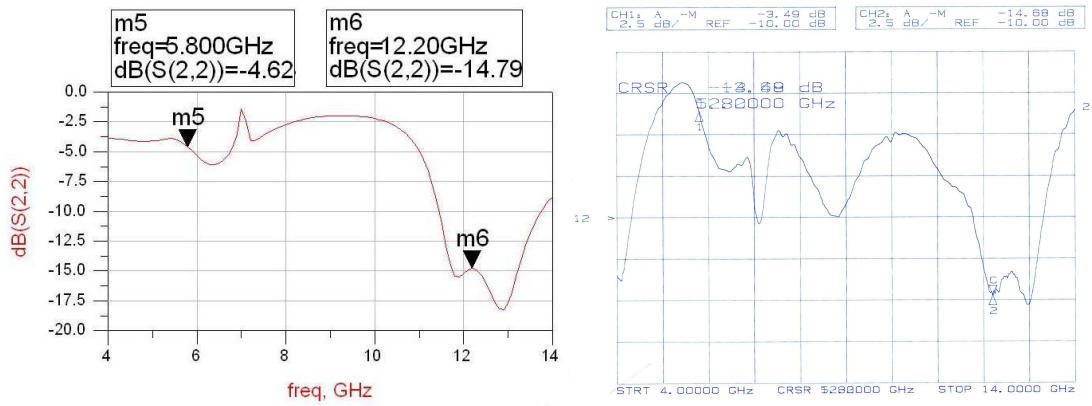


圖 3.15 雙頻低雜訊放大器 S22 模擬與實測

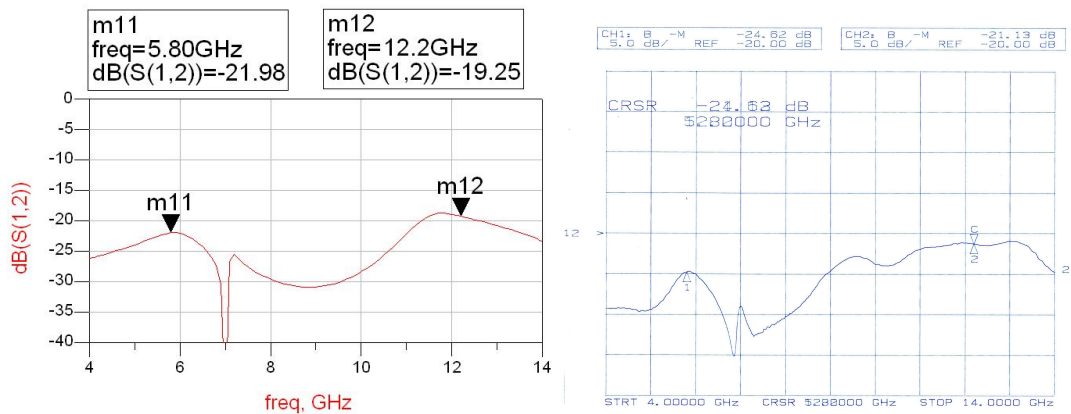


圖 3.16 雙頻低雜訊放大器 S12 模擬與實測

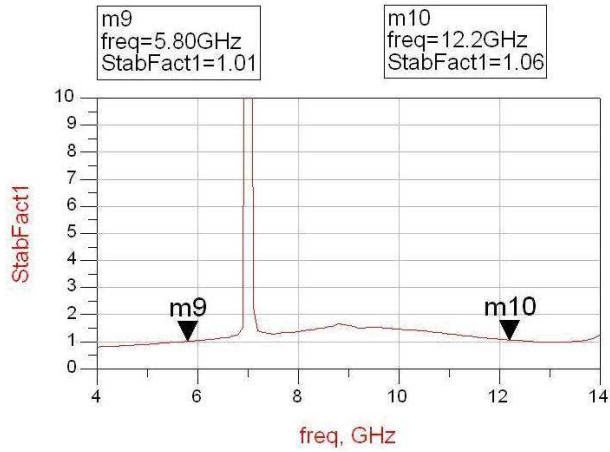


圖 3.17 雙頻低雜訊放大器穩定性模擬

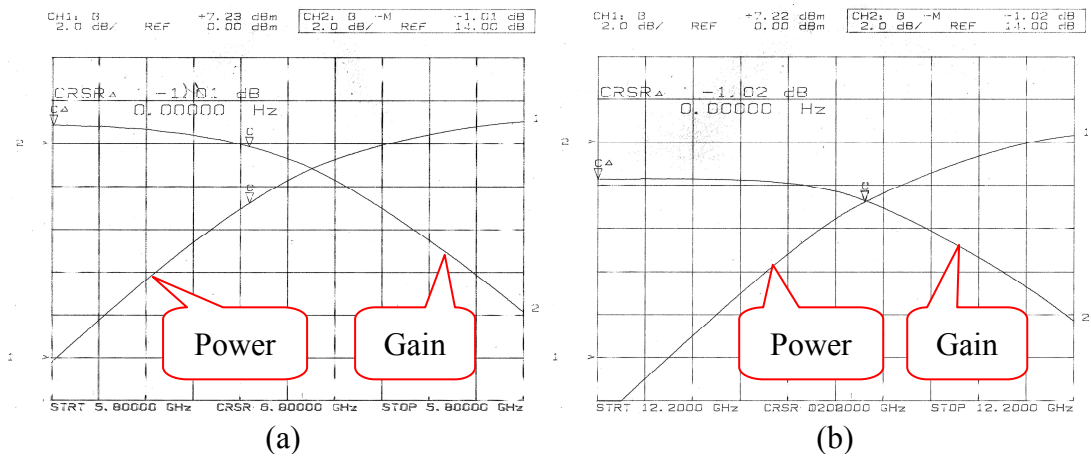


圖 3.18 雙頻低雜訊放大器 Output P1dB 實測 (a)5.8GHz (b)12.2GHz

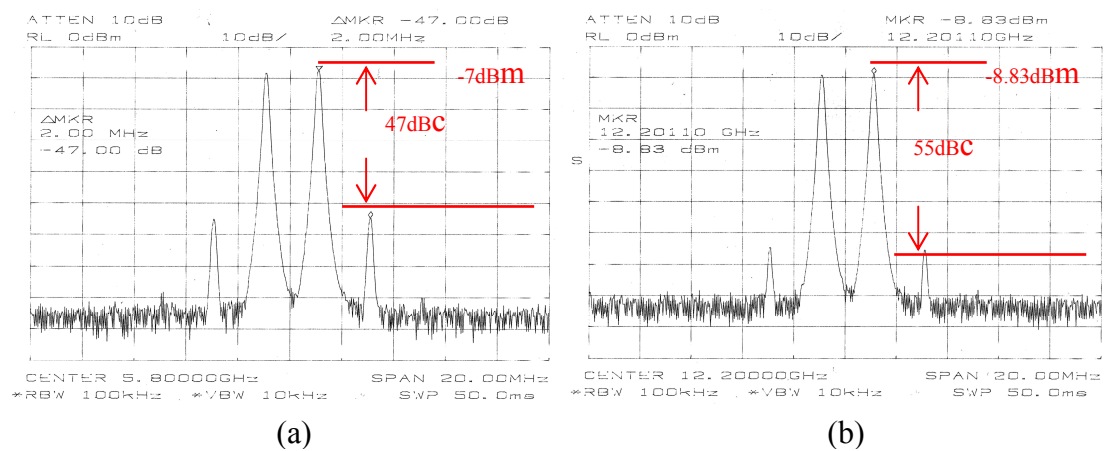


圖 3.19 雙頻低雜訊放大器 OIP3 實測 (a)5.8GHz (b)12.2GHz

表 3.2 雙頻低雜訊放大器模擬與實測數值列表

	Simulation		Measured		unit
	5.8GHz	12.2GHz	5.8GHz	12.2GHz	
Operating Frequency					
S21	14.09	12.78	14.1	12.53	dB
S11	-10.9	-15.8	-15.01	-16.69	
S22	-4.62	-14.79	-3.49	-14.68	
S12	-21.98	-19.25	-24.62	-21.13	
NF	0.46	0.65	0.95	1.148	
Output P1dB	X	X	7.23	7.22	dBm
OIP3	X	X	16.5	18.67	

3.4 雙頻低雜訊放大器穩定性的改善

從 FHX76LP 電晶體本身在 2V, 10mA 偏壓下的 S 參數可知，在沒有外加任何穩定化措施的情況下，放大器在低於本文操作頻率的低頻部份，無法達到無條件穩定，因此，為了避免放大器在工作頻率之外仍潛藏著振盪的機會，則必須在符合低雜訊放大器特性設計的條件之內，採用必要的穩定化措施，來排除任何振盪的可能性。由於雙頻放大器具有兩個不同的操作頻率，必須考慮寬頻的穩定，所以不能採用遠離不穩定區的匹配網路設計、或是單向化(Unilateralization)的回授，因為這些都是屬於窄頻的穩定化方式，所以在此要選擇電阻性負載來完成寬頻的穩定化，目的是避免輸出入埠出現負阻抗，同時確保

$$\operatorname{Re}(Z_s + Z_{in}) > 0$$

$$\operatorname{Re}(Z_L + Z_{out}) > 0。$$

電阻性負載的穩定化可分為放大器輸入端的串聯或並聯電阻，或是在輸出端的串聯或並聯電阻，但對一個低雜訊放大器而言，雜訊來源主要來自於電路前級，因此串聯或並聯的電阻必須放在輸出端，以避免對雜訊指數造成過度的影響；而這樣的方式也會損失部分的增益，因此如何在穩定性與增益、雜訊指數之間作取捨，也會是設計時應考慮的因素。在作改善穩定性的設計時，除了 Rollett' s stability factor, K 值以外，也可以同時引進 μ 值來描述穩定度，越大的 μ 值足以代表越高的穩定度，其中，K 值與 μ 值和 S 參數的關係如下，

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|}$$

$$\mu = \frac{1 - |S_{22}|^2}{|S_{11} - \Delta(S_{22}^*)| + |S_{12}S_{21}|}$$

$$\text{其中 } \Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$$

當 K 值或 μ 值大於 1 時，皆可代表放大器無條件穩定。

為了達到穩定化，並同時避免增益與雜訊指數受到太大的影響，在此選擇在輸出端用並聯電阻來達到穩定化，並且在並聯的電阻後面串聯適當頻率的四分之一波長傳輸線接地，如圖 3.20，這樣的作法可以藉由控制傳輸線的長度，在特定的頻率附近形成開路，就可以減低並聯電阻對放大器特性的影響程度，卻又同時可以使低頻穩定。

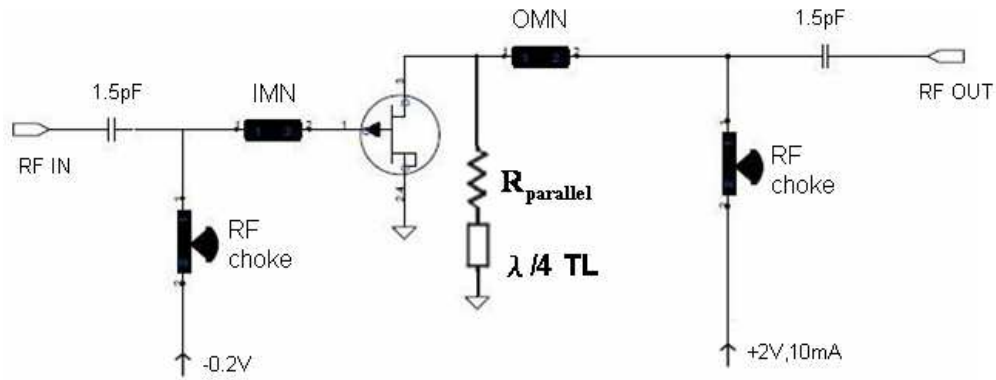


圖 3.20 放大器輸出端並聯電阻穩定化與四分之波長傳輸線

在使用完全相同的雙頻匹配網路的情況下，將低雜訊放大器輸出端並聯電阻與傳輸線，經模擬後得到並聯電阻為 $30\ \Omega$ ，傳輸線線寬為 1.17mm ，長度為 2.2mm ，可以得到全頻率穩定化的效果，穩定度的表現如圖 3.21，放大器特性則如表 3.3，由圖表得知，穩定化之後不論是 K 值或 μ 值均能夠全頻率大於 1，代表放大器能夠全頻率無條件穩定；並且，因為加入四分之波長的傳輸線的關係，使得在高頻的操作頻率內，受到穩定化並聯電阻的影響相對有限，尤其是在 12.2GHz 附近，雜訊指數幾乎不受影響，增益降低的程度也比 5.8GHz 還要低，使得兩操作頻率的增益更接近，整體而言，穩定性改善的同時，仍然可以符合本雙頻低雜訊放大器的設計條件。

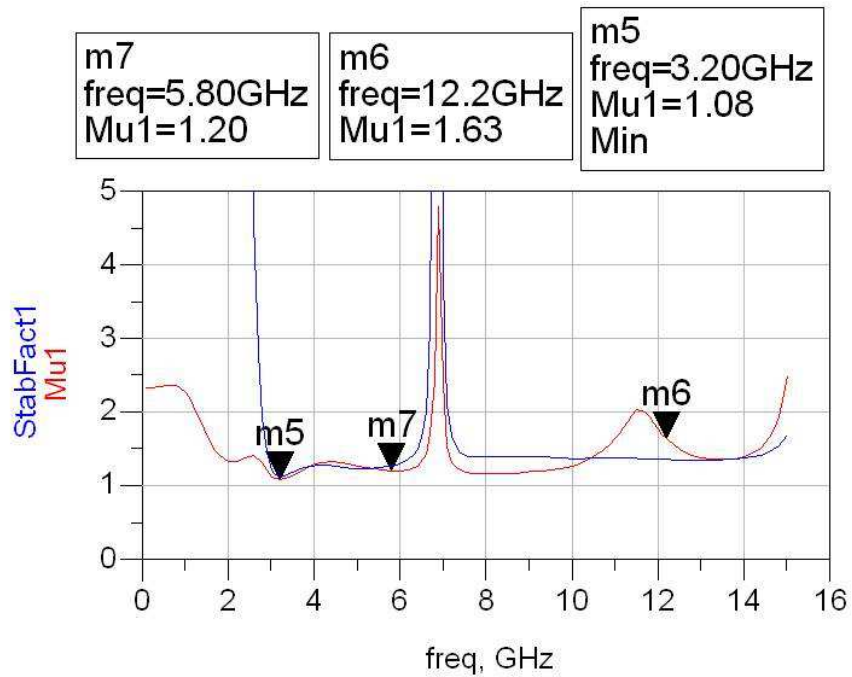


圖 3.21 穩定化雙頻低雜訊放大器的穩定性模擬

表 3.3 穩定化雙頻低雜訊放大器的模擬數值比較表

	Simulation				unit
	Before stablization		After stablization		
Operating Frequency	5.8GHz	12.2GHz	5.8GHz	12.2GHz	
S21	14.09	12.78	12.68	12.27	dB
S11	-10.9	-15.8	-4.98	-9.75	
S22	-4.62	-14.79	-7.7	-15.6	
S12	-21.98	-19.25	-24.9	-20.7	
NF	0.46	0.65	0.64	0.7	

第四章 鏡像拒斥帶通濾波器

4.1 寬頻帶通濾波器與鏡像拒斥功能

一般而言，使用於雙頻系統的濾波器，可以經由兩個單頻的濾波器適當結合來完成，但勢必會產生面積加大的缺點，近年來使用步階阻抗諧振器(SIR, Stepped Impedance Resonator)來實現的雙頻濾波器有越來越多的趨勢，相對於均勻阻抗諧振器(UIR)的設計，可控制的變因更多，濾波器設計的可塑性提高，並且具有面積較小的優勢。

其中，自從 2002 年 FCC(Federal Communications Commission) 開放使用 3.1GHz 到 10.6GHz 的頻譜，UWB(Ultra Wide Band)技術受到廣泛的討論與研究後，也有相當多的超寬頻帶通濾波器的設計被提出來；MMR(Multiple-Mode Resonator)架構的濾波器即是一種基於 SIR 的應用之一，一般經由微帶線段形成的諧振電路，僅具有相對窄頻($< 20\%$)的頻寬，MMR 架構的使用可產生多重的傳輸極點，最高可使 fractional BW 提升到 70% 以上，由於本文的雙頻低雜訊放大器設計的頻率範圍分別包含 5.8GHz 到 12.2GHz 兩個頻段，中心頻率約為 9GHz，fractional Bandwidth 為 71%，利用 MMR 不但可以隨著任何設計的頻帶需求，輕易的延展出一個具有寬頻通帶的帶通濾波器，同時還能設計出多重帶陷，可以很有效的抑制雙頻應用的鏡像訊號；

再則，MMR 寬頻濾波器的插入損失比起一般均勻平行耦合式的帶通濾波器要低得多，更適合與低雜訊放大器作串接使用。

在電路實現方面，SIR 架構使用微帶線來實現電路，優點在於成本低廉、容易設計、可以應用於印刷電路技術。由一般均勻平行耦合線設計的濾波器，面積隨著頻率高低和諧振波長的變化很大，並且濾波器階數高低也直接影響到整體面積大小，這對於硬體設計時的面積控制，將造成許多難以控制的變因。今若能夠使用一個 MMR 寬頻帶通濾波器，通帶範圍包含住整個低雜訊放大器的頻率需求，尺寸大小將相對穩定，且尺寸相對小，插入損失又比較低，再利用其架構中可以運用的多種變數，只須調整變數，就能夠輕易的控制多重帶陷的頻率位置，在提供多頻段鏡像拒斥功能的同時，中頻的頻率也可以根據濾波器的設計作彈性的選擇，這些，對於接收機的頻率規劃都是很有幫助的[14][15]。

4.2 帶陷式 MMR 寬頻濾波器之設計基礎

因為 UWB 的寬頻，任何共用頻段且相對 UWB 訊號強度更強的無線訊號，都很容易成為 UWB 的干擾訊號，像是 802.11a WLAN。因此在考慮到抗干擾能力的前提下，有研究提出在 5.8GHz 頻段具有帶陷功能的 UWB 濾波器；其後，使用 DGS(Defect Ground structure)架構

這類須要接地平面蝕刻，或其他須要接地孔的帶陷 UWB 帶通濾波器被提出，但這些都具有製程上的困難性[16][17]。近一年來更有多重帶陷(multi-notched)[18]的作法提出，但此法仍有背面接地面蝕刻製程的需求:本文所使用的帶陷式濾波器，其設計的目標，則是朝向兼具可調式帶陷、多重式帶陷，並要同時具有製程單純的優點。

所謂 MMR 寬頻濾波器的設計，可先從圖 4.1(a)這樣一個基礎的 SIR 線段的特性看起，由傳輸線理論可推得，此不連續傳輸線段由輸入端看進去的阻抗為 Z_i ，

$$Z_i = jZ_2 \frac{Z_1 \tan \theta_1 + Z_2 \tan \theta_2}{Z_2 - Z_1 \tan \theta_1 \tan \theta_2} = \frac{1}{Y_i}$$

$$\text{諧振條件為 } Y_i = \frac{1}{Z_i} = 0$$

$$\text{則 } Z_2 - Z_1 \tan \theta_1 \tan \theta_2 = 0$$

$$\text{可得，共振時 } \tan \theta_1 \tan \theta_2 = \frac{Z_2}{Z_1} = R_Z$$

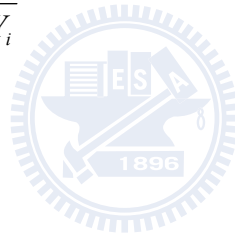
由此可知共振條件由 θ_1 、 θ_2 與 R_Z 共同影響，其中 R_Z 為 Z_2 與 Z_1 的阻抗比，亦即調整兩段不同阻抗值的傳輸線的長度與阻抗比值，將會影響諧振點，圖 4.1(b)為 $\lambda/2$ 型式的 SIR [20]，其輸入導納 Y_i 如下，

$$Y_i = jY_2 \frac{2(R_Z \tan \theta_1 + \tan \theta_2)(R_Z - \tan \theta_1 \tan \theta_2)}{R_Z(1 - \tan^2 \theta_1)(1 - \tan^2 \theta_2) - 2(1 - R_Z^2)\tan \theta_1 \tan \theta_2}$$

$$\text{諧振時 } Y_i = 0，$$

最終可以得到一個與基礎的 SIR 完全一樣的結果：

$$\tan \theta_1 \tan \theta_2 = \frac{Z_2}{Z_1} = R_Z$$



其中，若取 $\theta_1 = \theta_2 = \tan^{-1} \sqrt{R_Z} = \theta_0$

$$\text{則可得 } \frac{f_{S1}}{f_0} = \frac{\theta_{S1}}{\theta_0} = \frac{\pi}{\tan^{-1} \sqrt{R_Z}}$$

其中 f_{S1} 為第一個發生的高次諧波的頻率點， f_0 為 Fundamental

Frequency， θ_{S1} 與 θ_0 為相對的微帶線電氣長度。意即，控制阻抗比 R_Z

即可控制高次諧波發生的頻率位置。

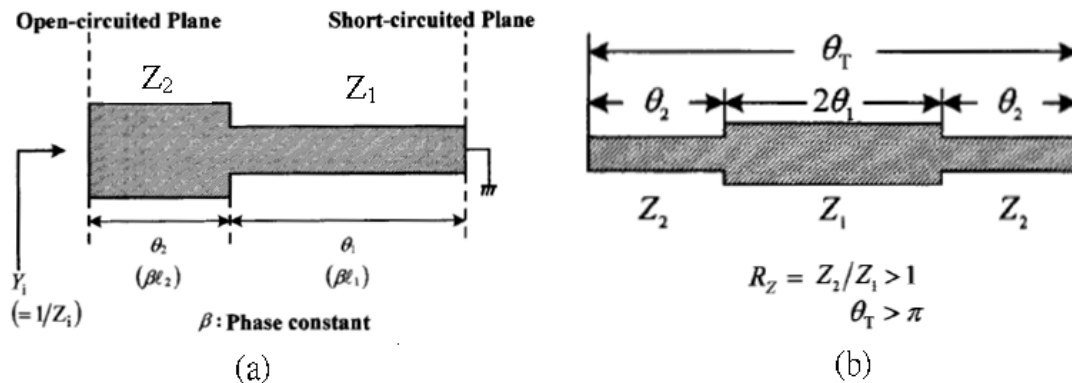


圖 4.1 (a)基礎 SIR 傳輸線及 (b) $\lambda/2$ type SIR

MMR 寬頻濾波器的組成是將低組抗的中央線段設定為 $\lambda_c/2$ ，長、寬為 $L1$ 、 $W1$ ，阻抗值為 $Z1$ ，兩側高阻抗耦合線段，長、寬為 $L2$ 、 $W2$ ，阻抗值為 $Z2$ ，延展高阻抗耦合線段的長度 $L2$ ，即可得到一個寬頻的帶通濾波器。

其中， $\lambda_c = \frac{c_0}{f_c \sqrt{\epsilon_r}}$ 為中心頻率點對應的波長。

利用這樣的方式，能夠組成多個諧振點，濾波器的中央低阻抗線段與兩組耦合線段可決定出通帶的中心頻率與低頻端、高頻端的諧振頻率

位置，透過模擬軟體的最佳化，將耦合線段的長度適當調整，即可延展出所需的通帶範圍，本文的通帶設計在 5.8GHz 到 12.2GHz，中心頻率為 9GHz，(W1, L1)、(W2, L2)列表如表 4.1；圖 4.2 即為本文設計的 MMR 寬頻濾波器的示意圖與 Layout。而使用 Inter-Digital 的耦合線段可以確保頻寬夠大，圖 4.3 (a)(b)為 Inter-Digital 耦合線的示意圖[21][22][23]。

表 4.1 MMR 寬頻 BPF 設計數值表

	W1	W2	L1	L2	
Length	1.5	0.15	9.05	5.5	(mm)
Impedance Z1	42.36	X			(Ω)
Impedance Z2	X	122.69			
$R_z = Z2/Z1$	2.9				

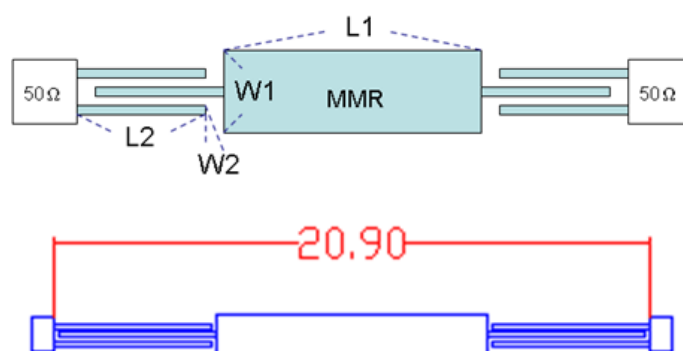


圖 4.2 MMR 寬頻 BPF 的示意圖與 Layout

本文在帶通濾波器中製造帶陷效果的方式，是利用多重的交叉指狀(Inter-digital)平行耦合線，將交叉指狀的三個 finger 再增加到

五個 finger，另外，並且在 finger 上加入非對稱的開路殘段，如圖 4.3 (c)，開路殘段的阻抗為 Z 、長度為 θ ，適當的調整 Z 與 θ ，即可得到帶陷頻率的變化[24][25][26]。

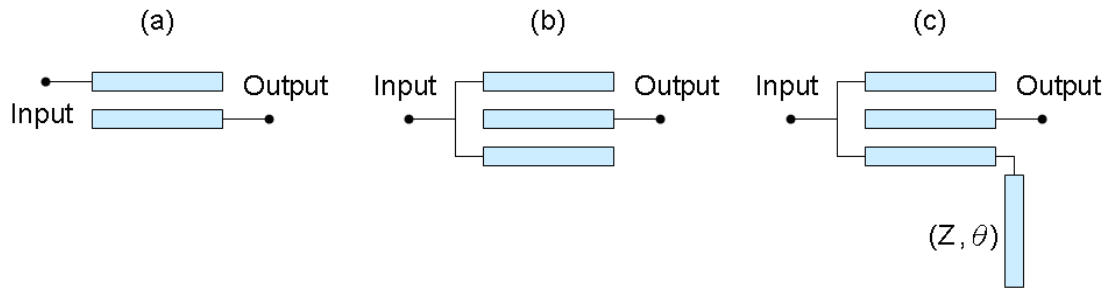


圖 4.3 (a)coupled line (b)Inter-digital coupled line
(c)Asymmetrically-loaded inter-digital coupled line



4.3 可調式多重帶陷帶通濾波器

圖 4.4 即為本文的可調式多重帶陷帶通濾波器的外觀示意圖與實體圖，實體大小為 24.6mm X 2.53mm，同時使用多重的交叉指狀平行耦合線(L2, W2)與非對稱的開路殘段(L3, W3)與(L4, W4)，利用這兩種方式，可以在帶通濾波器的通帶內同時製造出三個帶陷，並可透過調整開路殘段的長寬來調整帶陷頻率，其中(L1, W1)為 MMR 低阻抗的中央半波長線段的長與寬；以上水平的長邊均標示為 L，垂直的短邊均標示為 W。圖 4.5 為帶陷濾波器的模擬圖形，模擬軟體為 Ansoft Designer，由模擬圖可看出，通帶內的插入損失最高僅有 0.67dB，

而三組帶陷的插入損失深度都可以高達-30dB 以上，符合設計的需求；圖 4.6 為本濾波器的實測結果，和圖 4.5 比較後可知，實測與模擬的帶陷符合預期，但是，模擬中理想的通帶範圍(圖形中的紅線區域)，與實測中最佳的通帶大約具有 300MHz 的頻率偏移，這使得本濾波器的實作在兩個操作通帶中的 S21 與 S11、S22 均不如預期中的好。圖 4.7 則為單獨調整 L4 所形成的帶陷頻率變化，L4 依序由 1.2mm 增加到 1.5mm，再增加到 2mm，約可帶來 350MHz 的帶陷頻率偏移。

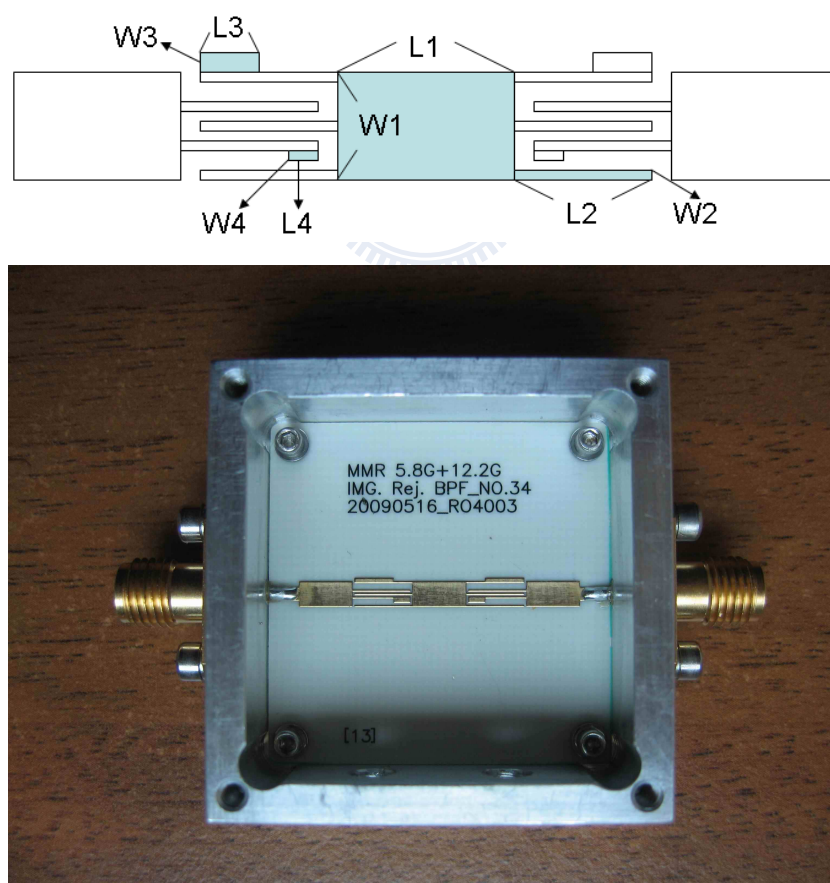


圖 4.4 可調式多重帶陷帶通濾波器外觀示意圖與實體圖

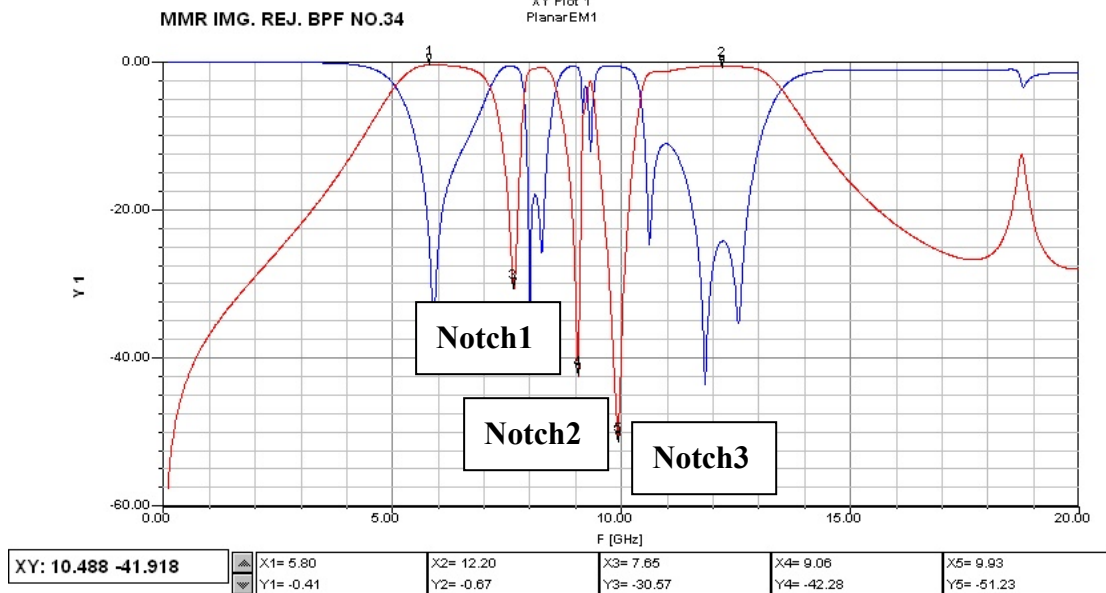


圖 4.5 多重帶陷鏡像拒斥帶通濾波器 S21、S11 模擬圖

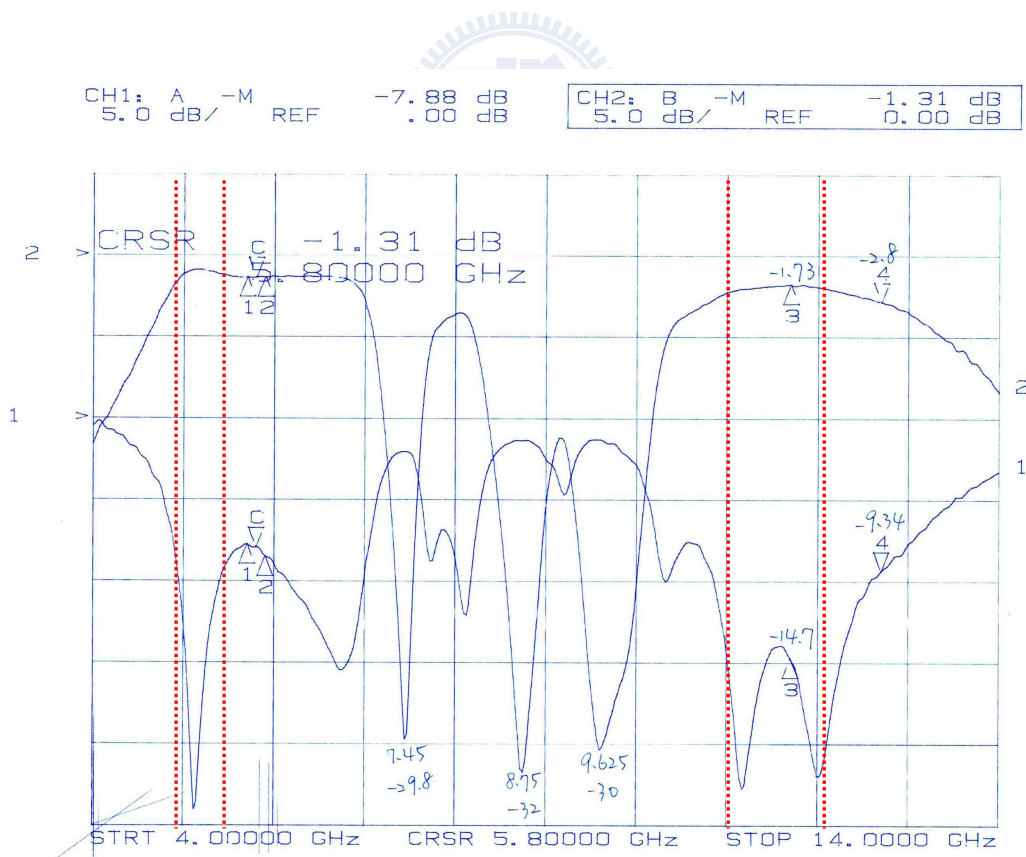
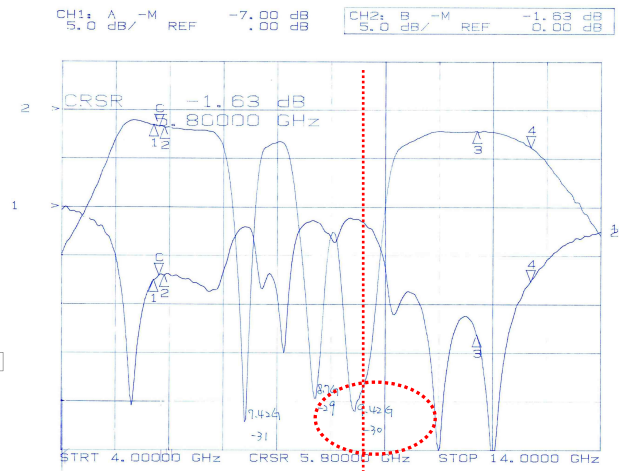
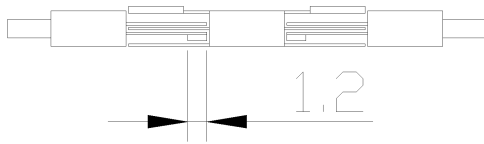


圖 4.6 多重帶陷鏡像拒斥帶通濾波器 S21、S11 實測圖

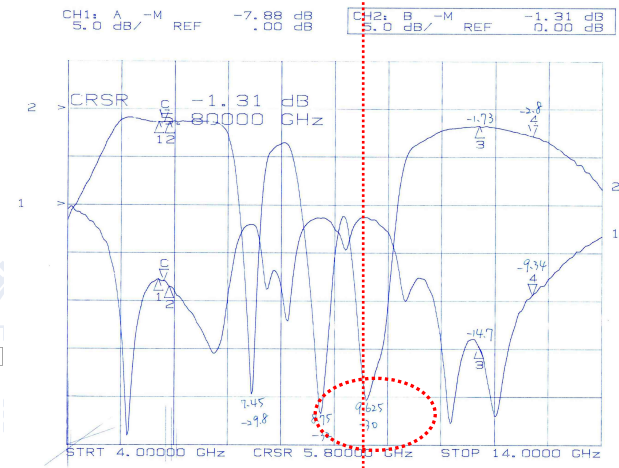
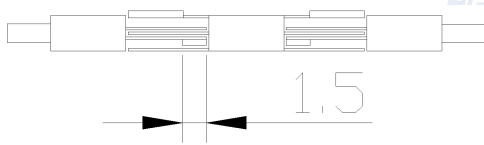
L4=1.2mm

Notch3 @ 9.42GHz



L4=1.5mm

Notch3 @ 9.63GHz



L4=2.0mm

Notch3 @ 9.78GHz

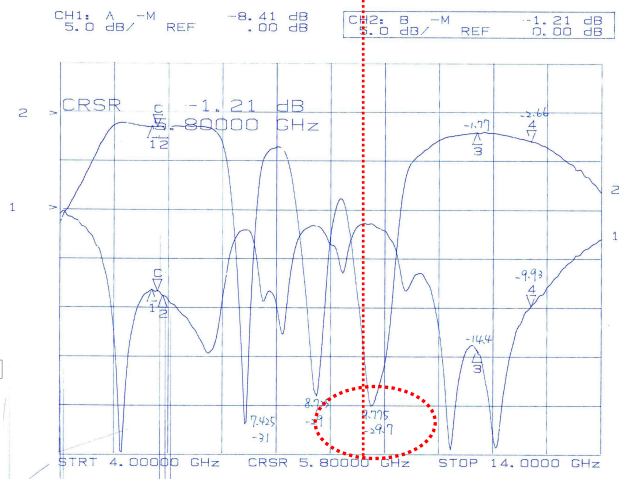
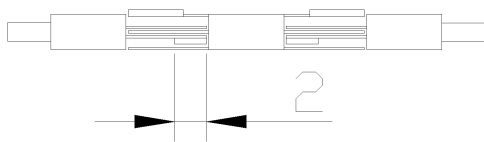


圖 4.7 調整 L4，Notch3 的頻率變化

第五章 整體串接實測

圖 5.1 為整體串接的模擬電路圖，其中已將電容、低雜訊放大器電晶體與鏡像拒斥濾波器的 S 參數匯入軟體共同模擬。

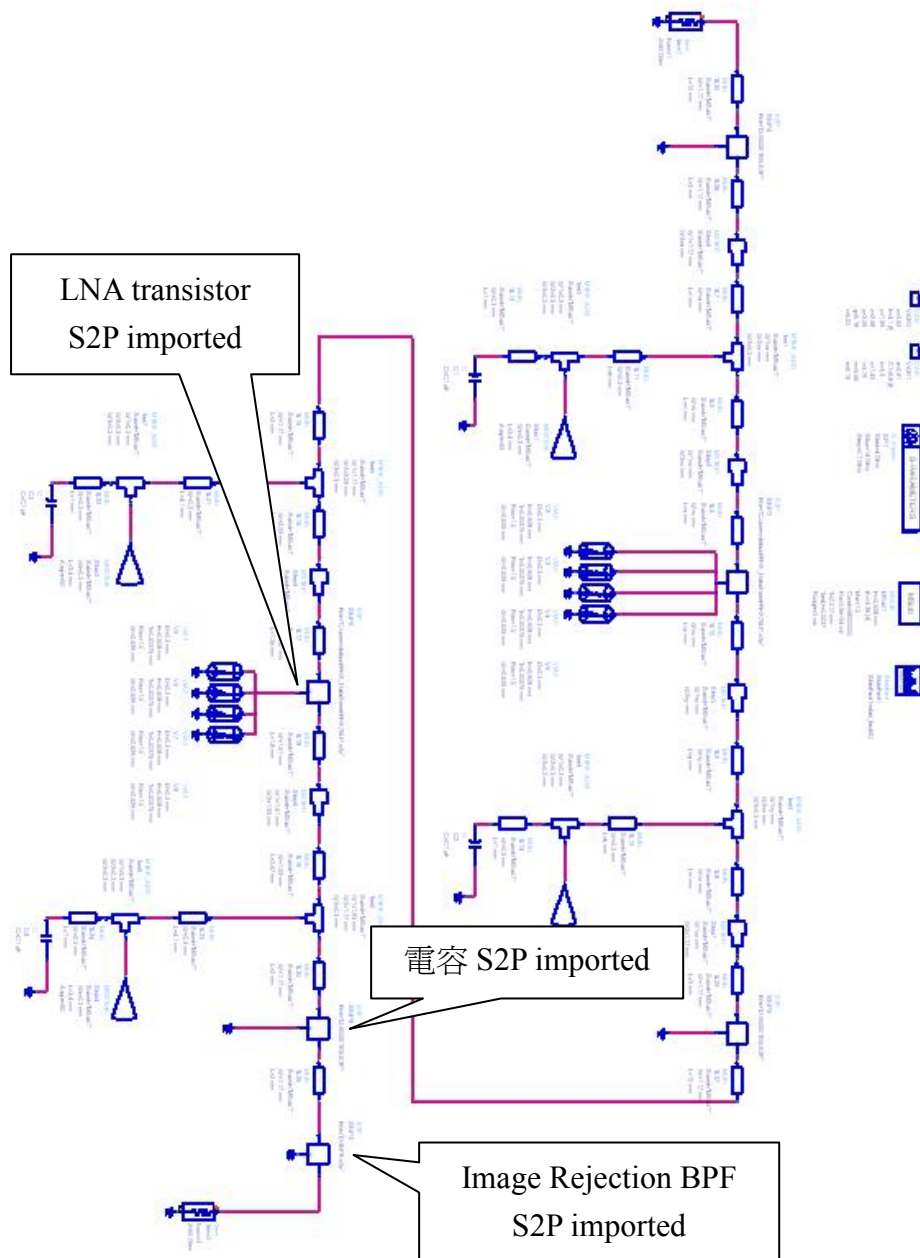


圖 5.1 鏡像拒斥低雜訊放大器整體串接模擬電路圖

5.1 實測結果

圖 5.2 為本文整體架構串接後的實體圖，前兩級為低雜訊放大器，第三級為鏡像拒斥濾波器，串接後整體長度為 9cm，其中，鏡像拒斥濾波器可因需求調整 Notch 的位置。圖 5.3、圖 5.4、圖 5.5 與圖 5.6 分別為串接後的 S21、S11、S22 與 NF 模擬與實測圖；圖 5.7 為在 5.8GHz 與在 12.2GHz 處的鏡像訊號拒斥效果，最後，圖 5.8 為穩定性模擬，透過穩定化，可確保無條件穩定。整體量測數據與其他低雜訊放大器設計的比較列於表 5.1，並於 5.2 節進行討論。

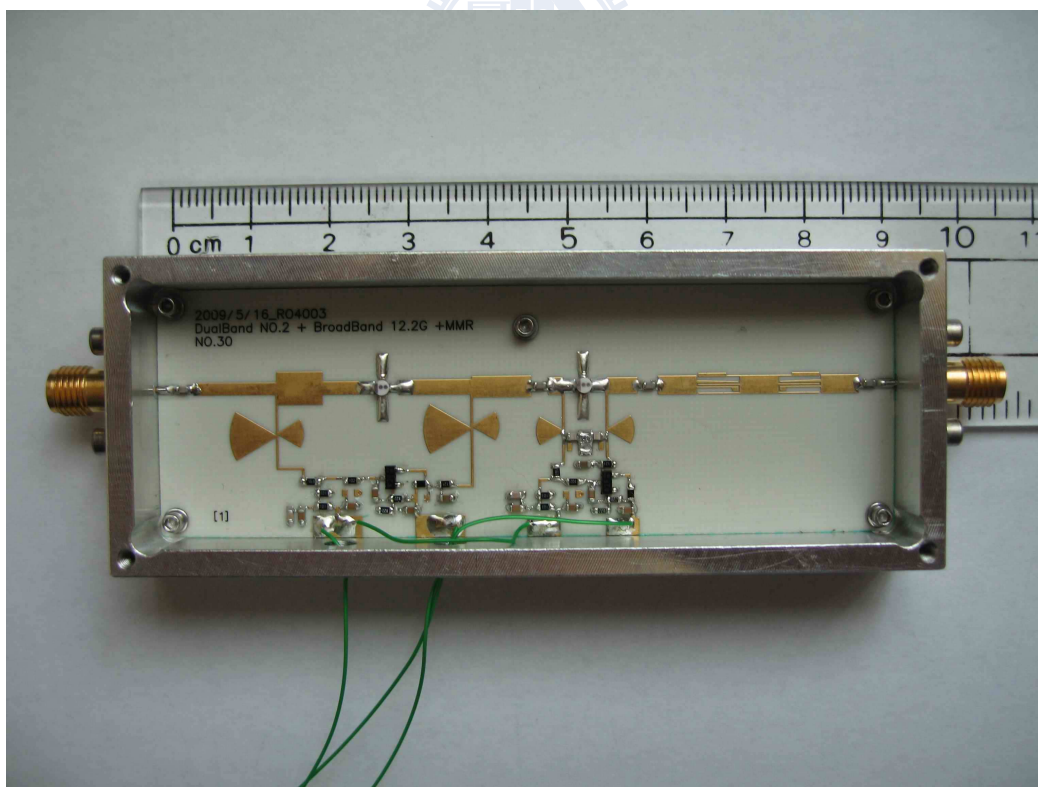


圖 5.2 鏡像拒斥低雜訊放大器整體串接實體圖

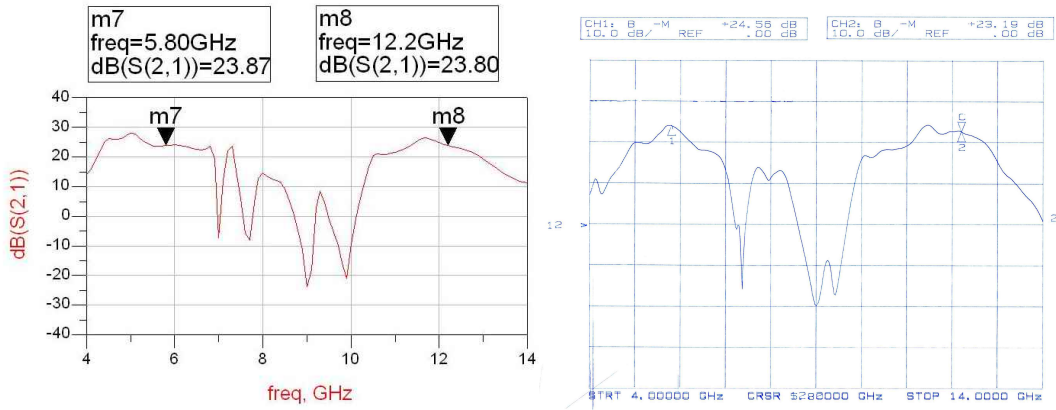


圖 5.3 鏡像拒斥低雜訊放大器整體串接 S21 模擬與實測圖

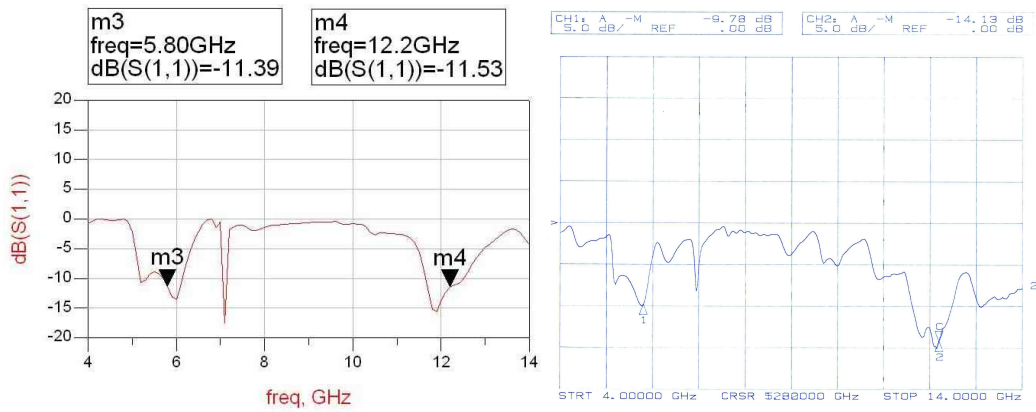


圖 5.4 鏡像拒斥低雜訊放大器整體串接 S11 模擬與實測圖

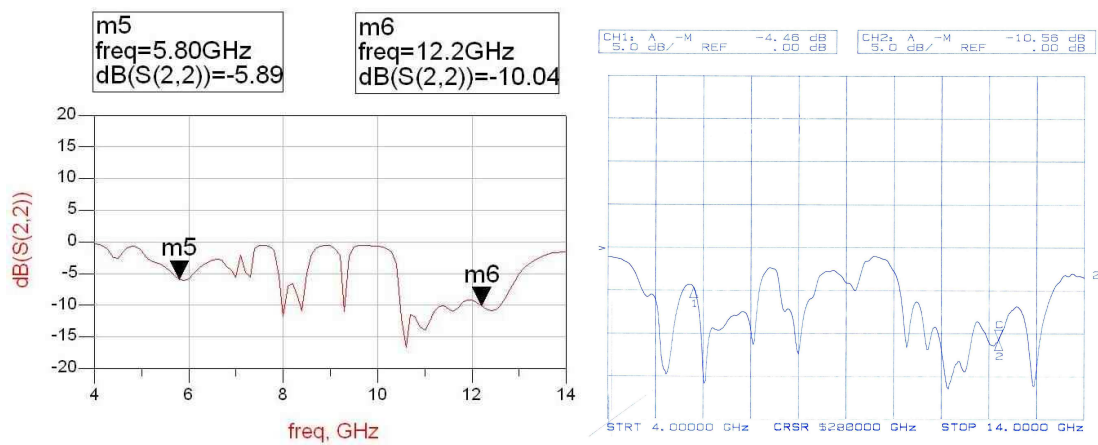


圖 5.5 鏡像拒斥低雜訊放大器整體串接 S22 模擬與實測圖

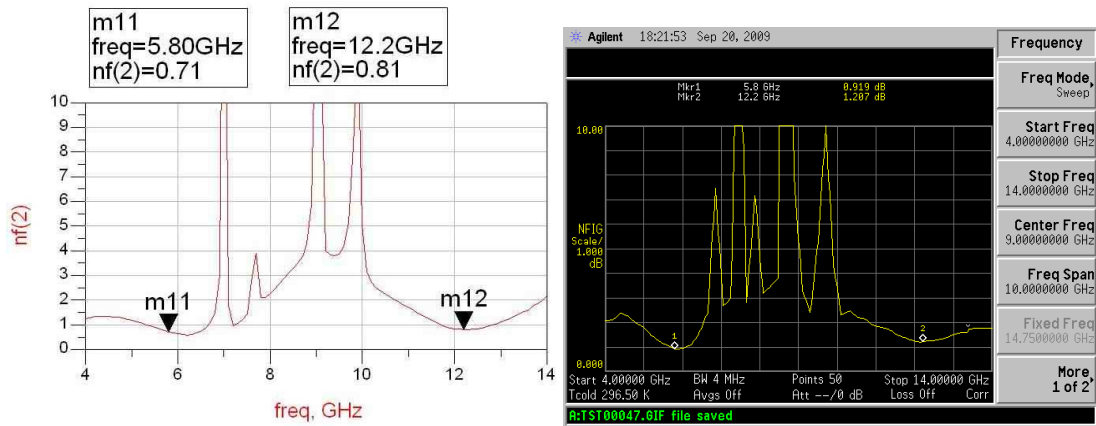


圖 5.6 鏡像拒斥低雜訊放大器整體串接 NF 模擬與實測圖

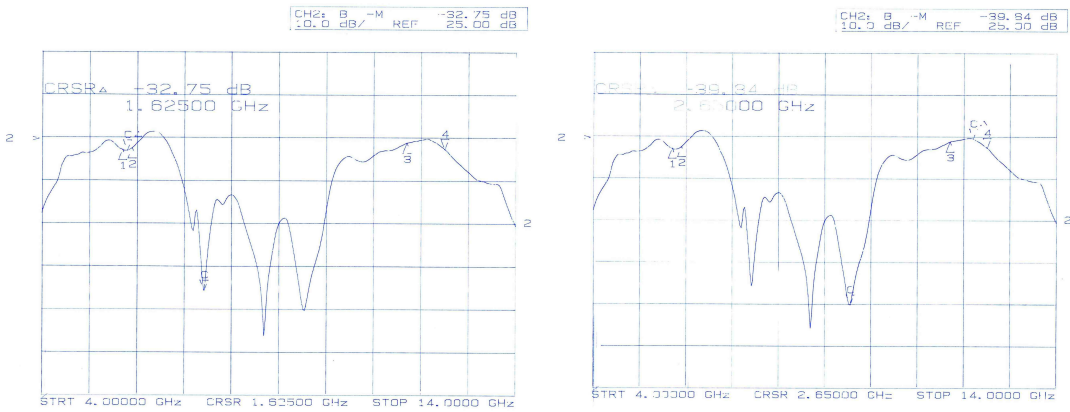


圖 5.7 整體串接鏡像拒斥效果(dBc) (a)5.8GHz (b)12.2GHz

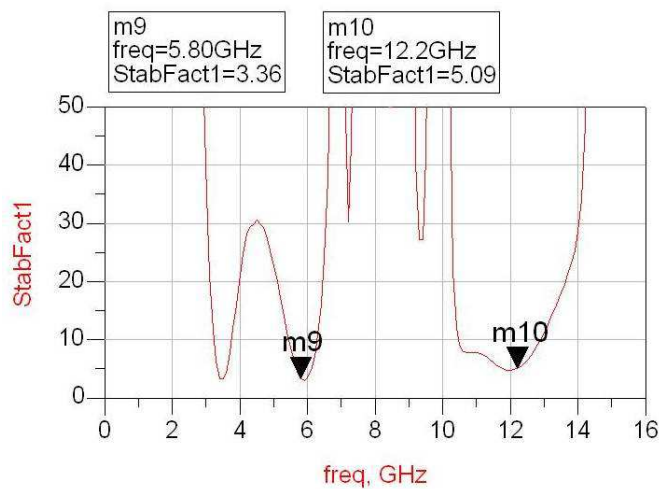


圖 5.8 整體串接穩定性模擬

表 5.1 數據比較表

Design	Reference [29]		Reference [28]	本文	
Device	BJT		HEMT	HEMT	
	BFP740		FHX76LP	FHX76LP	
Operation Frequency	2.4GHz	5.8GHz	5.8GHz	5.8GHz	12.2GHz
單級放大器S21	X		15.9dB	14.1dB	12.5dB
雙級放大器串接S21	27.7dB	15dB	X	24.56dB	23.2dB
雙級放大器串接S11	-12dB	-14dB	-5dB	-9.8dB	-14.3dB
放大器NF模擬	0.92dB	1.7dB	0.55dB	0.46dB	0.65dB
放大器NF實測	1.4dB	2.3dB	X	0.95dB	1.15dB
Total cascade NF	X		X	0.92dB	1.21dB
Image Rejection	X		X	32.75dBc	39.34dBc
Total Current consumption	42mA		X	40mA	



5.2 實測討論

雙頻低雜訊放大器與後級的濾波器整體串接後，在 5.8GHz 與 12.2GHz 兩個頻段內的增益分別為 24.5dB 與 23.2dB，雜訊指數則分別為 0.92dB 與 1.21dB；實測的增益值十分符合設計的目的，在兩個操作頻率的增益都能維持在很一致的準位上，而雜訊指數在兩頻率上則與模擬預期的值約具有 0.5dB 的差距，差距較大，發生的原因應在於雜訊指數在高頻量測時常常會具有的誤差，回頭檢視雙頻低雜訊放大器單級的測試中，雜訊指數的量測值分別為 0.95dB 與 1.15dB，在 5.8GHz 這邊甚至比整體串接實測值還要高，故可知量測誤差是存在

的，並且放大器實際的雜訊指數，理論上會比較接近模擬時的預期。

在鏡像拒斥濾波器方面，依照模擬的結果，在 5.8GHz 與 12.2GHz 兩個通帶上的 S21 將只有 0.4dB 到 0.7dB 之間，但在實測上，卻明顯可見模擬與實測在通帶頻率上出現了 300MHz 的頻率偏移，這使得原本在 5.8GHz 與 12.2GHz 所需的通帶上，插入損失與反射損失都比模擬時預期的還要大，插入損失實測上高達 1.3dB 到 2.8dB，而反射損失也因為頻率偏移而僅有不到 10dB；最終，造成整體串接後，通帶內的增益平坦度變差、輸出與輸入反射損失都無法落在 10dB 以上；但觀察通帶 300MHz 外的實測圖形，不難看出此架構的帶通濾波器實際上確實能夠達到低達 1.5dB 以內的插入損失、與超過 15dB 以上的反射損失，另外，此濾波器確實具有多重的帶陷，能夠提供 30dB 以上的拒斥功能，在整體串接後，其鏡像拒斥的效果分別在 5.8GHz 與 12.2GHz 兩頻率上最高可達到 32.75dBc 與 39.34dBc。實測與模擬的誤差除了來自高頻 EM 模擬軟體外，也可能來自於印刷電路板製程或者是板材本身參數上的誤差。

5.3 未來方向

未來能夠進一步研究與改善的方向還有很多，像是雙頻放大器和濾波器都還有再微小化的空間，雙頻低雜訊放大器的輸出入兩端的反射損失必須要再改善，還有就是濾波器 Out-of-Band Rejection 的改善，期許這個濾波器除了具有鏡像拒斥的主要功能外，能再進一步完全取代其他 RF 濾波器的使用。其中，在濾波器的微小化方面，將 SIR 曲折變形，可以為濾波器將來要使用非對稱的架構時，帶來更多的空間；圖 5.9 為將 finger 曲折的實例，並且經過微小化的調整，經過模擬之後，依然能夠提供多重的帶陷，圖 5.10 為其 S21 與 S11 的模擬圖的兩個實例，其中，帶陷可以結合在一起，來提供寬頻的拒斥需求。

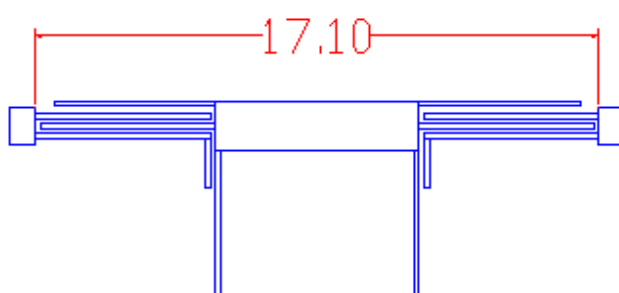
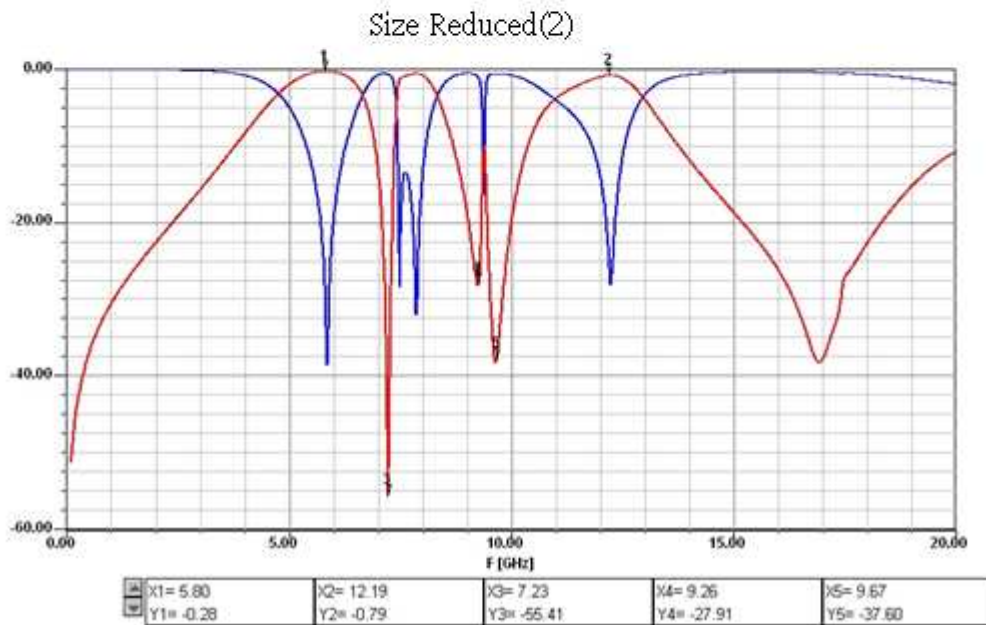
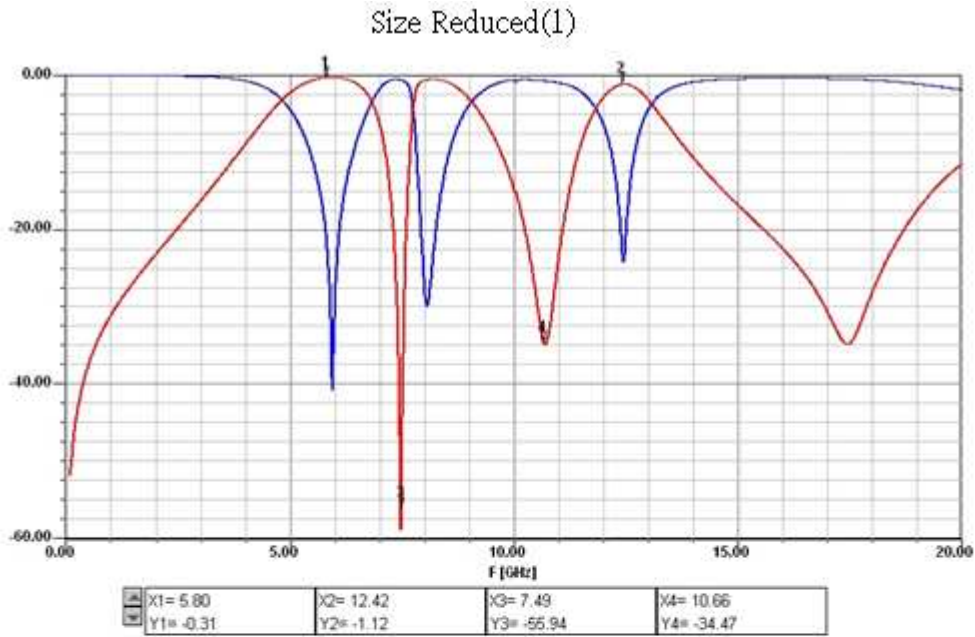


圖 5.9 縮小化帶陷濾波器



Frequency	Size Reduced(1)				Size Reduced(2)					
	Notch1	Notch2	Notch3		Notch1	Notch2	Notch3			
	5.8	7.49	10.66	12.2	5.8	7.23	9.26	9.67	12.2	(GHz)
S21	-0.3	-55	-34.5	-1.12	-0.3	-55.4	-27.9	-37.6	-0.79	(dB)
S11	-28	X	X	X	-21	-34	X	X	X	

圖 5.10 縮小化帶陷濾波器的 S21 與 S11 模擬圖

參考文獻

- [1] Naveed Ahsan, et al, "Dual Band Tunable LNA for Flexible RF Front End", 'Electronic Devices, Dept. of Electrical Engineering, Linkping University ,2007
- [2] Chien-Nan Kuo, Multi-band RF Front-end Design , Department of electronics engineering National Chiao Tung University ,2008
- [3] Joy Laskar, Modern Receiver Front-End, John Wiley & Sons , 2004
- [4] H. Hashemi and A. Hajimiri, Concurrent multiband low-noise amplifiers theory , design, and applications," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 50, no. 1, pp. 288-301, Jan. 2002.
- [5] D. M. Pozar, Microwave Engineering, New York: John Wiley & Sons, 2nd Ed., 1998
- [6] Guillermo Gonzalez , Microwave Trasistor Amplifier Analysis and Design , Second Edition , Prentice Hall , 1997
- [7] J. Jiajiunn Ou , CMOS RF device modeling and Low-noise amplifier circuit design , 2001
- [8] R. Gilmore and Les Besser, Practical RF circuit design for modern wireless systems , Artech House , 2003
- [9] Dale D. Henkes, "A Design Tool for Improving the Input Match of Low Noise Amplifiers" Applied Computational Sciences (ACS) , 2007
- [10] E.H. Fooks, Microwave Engineering Using Microstrip Circuits, Prentice Hall, 1989
- [11] R. Ludwig and P. Bretchko, RF Circuit Design Theory and Applications, Prentice Hall, Inc., 2000.
- [12] G. Hong and M. J. Lancaster , Microstrip Filters for RF/Microwave applications , John Wiley & Sons , 2001
- [13] B.A.Syrett , A broad-band element for microstrip bias or tuning ,1980
- [14] Lei Zhu, Huuheng Bu, and Ke Wu, Aperture Compensation Technique for Innovative Design of Ultra-broadband Microstrip Bandpass Filter , Department of Electrical & Computer Engineering Ecole Polytechnique, University of Montreal, Quebec, Canada ,2000
- [15] Mitsuo Makimoto and Sadahiko Yamashita , Bandpass filters using parallel coupled stripline stepped impedance resonators , IEEE Transactions on microwave theory and techniques , 1980
- [16] Ching-Luh Hsu, Fu-Chieh Hsu and Jen-Tsai Kuo , Microstrip Bandpass Filters for Ultra-Wideband (UWB) Wireless Communications , 2005
- [17] Anka Rao Putla, et al , Design of UWB Bandpass Filter using Ground Plane Aperture , International Journal of Recent Trends in Engineering , Vol 1, No. 3,

May 2009

- [18] Keren Li, Daisuke Kurita, and Toshiaki Matsui , UWB Bandpass Filters with Multi Notched Bands , Proceedings of the 36th European Microwave Conference , 2006
- [19] C.Y Hsu and H.-R Chuang , Compact microstrip UWB dual-band bandpass filter with tunable rejection band , J.of Electromagn. Waves and appl., Vol.23 , 2009
- [20] M. makimoto and S.Yamashita , Microwave Resonators and Filters for Wireless Communication Theory, Design and Application , Springer , 2000
- [21] Nazrul H. Mohammad, Widad Ismail , System-level Integration and Simulation of Ultra Wideband Receiver Front-End
- [22] Lei Zhu, Senior Member, IEEE, Sheng Sun, Student Member, IEEE, and Wolfgang Menzel, Fellow, IEEE , Ultra-Wideband (UWB) Bandpass Filters Using Multiple-Mode Resonator , IEEE MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS, VOL. 15, 2005
- [23] Cheng-Ying Hsu, et al , A 3-10 GHz Ultra-Wideband Bandpass Filter with 5-6GHz Rejection Band , National Cheng Kung University, Tainan, Taiwan , 2007
- [24] F.Wei , L.Chen , et al , COMPACT UWB BANDPASS FILTER WITH NOTCHED BAND , Progress In Electromagnetics Research C, Vol. 4, 121–128, 2008
- [25] Hussein Shaman, Student Member, IEEE, and Jia-Sheng Hong, Senior Member, IEEE, Asymmetric Parallel-Coupled Lines for Notch Implementation in UWB Filters , IEEE MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS, VOL. 17, NO. 7, JULY 2007
- [26] Sheng Sun and Lei Zhu, Wideband Microstrip Bandpass Filters with Asymmetrically-Loaded Interdigital Coupled Lines , School of Electrical & Electronic Engineering, Nanyang Technological University, Singapore ,2008
- [27] Yang Wei-ming¹, He Li-ping , Yang Bin, The Design of 3.6GHz.4.2GHz Low Noise Amplifier, Beijing University of Technology,2007
- [28] M.H che Halim , Low noise amplifier for front end transceiver at 5.8GHz , UTeM ,2008
- [29] 林嘉星, Design of Dual-Band LNAs for wireless Area Networks, 國立交通大學電機學院電機與控制學程碩士論文, Oct . 2007

自 傳

我是陳珀彥，1977 年出生於高雄市，高中時期就讀於高雄中學，2000 年畢業於交通大學電信工程學系，並於 2002 年 10 月役畢後，隨即在台揚科技任職，2006 年就讀交通大學電機學院碩士在職專班電信組，並於 2009 年 11 月加入合勤科技。

過去任職於台揚科技的工程部共有六年半的時間，負責開發的產品主要是從 C-Band 到 Ku-Band 的收發機(Transceiver)和點對點傳輸設備的室外機系統(P-P Outdoor unit)，從事高頻電路的設計與驗證，主要職務內容是將產品從工程試製階段，經過客戶在特性上的驗證，最終一直帶到量產，使產品穩定生產。目前在合勤科技無線網路的硬體研發部門擔任工程師，從事 LTE 與 WiMAX 的硬體研發工作，希望能夠在無線的領域裡面，涉獵得更多元。

在就讀在職專班的過程中，難得能夠有機會把既有的工作經驗，重新拿回學校來得到驗證，所以對我而言特別有意義，收穫也特別多，在這三年在職進修的過程中，我對自己最大的期許是我必須同時把工作、學業與家庭都照顧好，我想，這就是每個正在為人生與家庭奮鬥的人，心中最大的理想；未來，我希望能夠在不同的工作領域裡，得到寶貴的經驗，同時享受工作的成就感與家庭的美滿。