

國立臺灣大學電機資訊學院電機電信電子產業研發碩士專班

碩士論文

Industrial Technology R&D Master Program in Electrical, Communication
and Electronics Engineering

College of Electrical Engineering and Computer Science

National Taiwan University

Master Thesis

40 ~ 48 GHz 毫米波無線高畫質電視信號接收系統

40 ~ 48 GHz MMW Wireless HDTV Receiver System



指導教授：黃天偉 博士

Advisor : Tian-Wei Huang, Ph.D.

中華民國 97 年 7 月

July, 2008

誌謝

本論文可以順利的完成首先要感謝指導教授黃天偉老師。感謝黃老師帶我進入了微波的領域，使我了解到微波世界的奧妙。

本論文的完成也得感謝口試委員林坤佑教授、蔡政翰教授以及盧信嘉教授的不吝指教，使得整篇論文可以更加周全完整。也要感謝實驗室的主禧、勇年、杭杭、偉恆，有了你們平時的幫忙使我對於微波的研究可以更加順利。

接著要感謝產碩專班的同學，儘管彼此的研究領域不盡相同，但是藉由平日的相互討論，看著彼此的成長，心中也感到由衷的歡喜。特別要感謝 94 秋季班的弘源學長，不論是電路設計或量測，甚至是做人的態度均提供寶貴的意見，讓我的研究路程走的更順暢。也感謝 94 秋季班的學長文瑩、科科、俊豪，使我對於研究生的生活有更多的樂趣以及經驗。最後感謝 556 的小澤、BB、中哥、彥州、老鄧、柯董，有了你們讓我在研究所最後一年的生活多采多姿，在無助的時候互相加油打氣。也感謝專班其他的同學，吳董、雅婷、蕙妤、歐陽、政輝、娟伶、心珮、朝偉、湘茹，在研究所的這兩年一起分享快樂、分享不如意，一起體驗台大的研究生生活，也能互相鼓勵，互相分享專業領域上的不同，讓大家可以了解更多的知識。感謝專班小姐依芸及靜媛的幫忙，能讓我可以完全專心在研究上沒有後顧之憂。

也感謝我的好朋友，丁丁、浩呆、瓊伊、韋如、曉筠、張老大、俊霖、優，讓我在這兩年的課後生活多采多姿，適時給我予鼓勵並分享快樂，不論是一起吃飯、出遊，都讓我在忙碌的課業中可以好好放鬆自我。特別感謝在中央大學攻讀博士的大學同學紀賢，由於他的幫忙使我對於課業上的疑問可以迎刃而解。

最後，我要感謝我最愛的父母、姐姐與女友米米。感謝父母這麼多年來無怨無悔的付出與栽培，也感謝美麗的女友米米，在最後半年中一直陪伴在我身旁，包容並協助完成我的學業，以及永遠的鼓勵，這一切將會牢記在我心中。

最後我謹以本論文獻給這兩年來每一個幫助我的人，因為有你們大家的幫忙才有今日的

我，謝謝。

2008/07/30 筆於台大



40 ~ 48 GHz 毫米波無線高畫質電視信號接收系統

學生：陳家慶 指導教授：黃天偉 博士

國立台灣大學電資學院電機電子電信產業研發碩士專班

摘要

近年來，人們對於視覺享受的要求越來越嚴格，一般傳統的 SDTV 已經無法滿足人們的需求，因此目前對於 HDTV 的發展可以說是日益蓬勃，加上液晶電視的普及，HDTV 可以說是慢慢會取代 SDTV 的位置。而無線通訊快速發展，科技業紛紛發展新的技術和產品，而 HDTV 也被注意到，開始有了透過無線傳輸的方式來傳送 HDTV 到各戶家庭。因此使用毫米波透過無線傳輸的方式來傳送 HDTV 的技術已經慢慢被開發研究。

本論文研究透過基本的毫米波無線高畫質電視的傳輸系統來進行實驗和實做測試。第一部份是對於使用在基頻的寬頻放大器設計，首先我們實做了一個應用在 0 ~ 1.5 GHz 的 IF 寬頻放大器，所使用的是 Avago 的 ATF-33143 擬高速電子遷移率電晶體，電路操作在 4 V 偏壓，以 FR-4 印刷電路板當作載板，架構使用微帶線設計的負回授放大器的架構；設計增益為 17 dB，輸出和輸入回饋損失皆小於 -10 dB，利用此基頻的寬頻放大器將接收到的電視訊號放大並且還原。

第二部份則是探討應用在 40 ~ 48 GHz 的微化型接收器，使用穩懋半導體所研發的 0.15 μm Power pHEMT 的製程方式來製作此接收器，前級是一個低雜訊放大器 (LNA)，偏壓操作在 4 V；設計增益為 8 dB，輸入及輸出回饋損失皆小於 -10 dB，雜訊指數小於 4 dB；至於後級乃是一個混波器 (Mixer)，轉換增益為 -3 dB，RF 輸入的回饋損失小於 -11 dB，LO 輸入的回饋損失則大致在 -12 dB，晶片實現後的大小為 1 x 1 mm²，可以節省掉許多不必要的面積以及花費。



40 ~ 48 GHz MMW Wireless HDTV Receiver System

Student : Chia-Ching Chen Advisor : Tian-Wei Huang


Industrial Technology R&D Master Program in Electrical, Communication

and Electronics Engineering

College of Electrical Engineer and Computer Science

National Taiwan University

Abstract

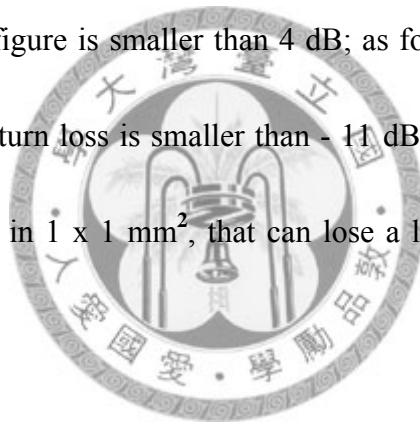


In recent years, the demand that people enjoy for the vision is stricter and stricter, generally traditional SDTV has been unable to meet people's demands, so the development of HDTV is flourishing day by day at present, add the popularization of the liquid crystal TV, HDTV will replace the position of SDTV. There is wireless communication to develop fast, there are developing new technology and products, and HDTV is noted, begin to have way to transmit through the wireless to every family. Use millimeter-wave is it transmit through way that wireless HDTV transmission technology is it research to develop already.

The thesis studies to carry on the experiment and test through the basic mmw wireless HDTV transmission system. The first part is for used in baseband and designed the broadband amplifier, we have made one to apply to 0 ~ 1.5 GHz IF broadband amplifier at first, that use the Avago

ATF-33143 pHEMT operating in 4 V , supply on FR-4 printed circuit board, the architecture of this circuit is feedback amplifier; the result of designing the gain is 17 dB with input and output return loss are all smaller than -10 dB, the TV signal utilizing this IF broadband amplifier to get receiving is amplified and restored.

The second part of the thesis is apply during 40 ~ 48 GHz miniature receiver, using WIN 0.15 μm Power pHEMT semiconductor research to make this receiver. The first stage is a Low Noise Amplifier (LNA) , operating in 4 V; design the gain is 8 dB, input and output return loss are all smaller than - 10 dB, the noise figure is smaller than 4 dB; as for the second stage is a mixer, the conversion gain is - 3 dB, RF return loss is smaller than - 11 dB, and LO return loss is roughly in -12 dB, the chip size is realized in $1 \times 1 \text{ mm}^2$, that can lose a lot of unnecessary area and spend sparingly.



目 錄

誌謝	I
中文摘要	III
英文摘要	V
圖目錄	XIII
表目錄	XIX
第一章 緒論	1
1.1 研究動機	1
1.1.1 HDTV 簡介	3
1.1.2 毫米波無線 HDTV 傳輸架構	4
1.2 論文貢獻	7
1.3 論文概要	7
第二章 射頻接收器架構與簡介	9
2.1 射頻接收器簡介	9
2.2 外差接收器(Heterodyne)	10
2.3 超外差接收器(Super-Heterodyne)	16
2.4 雙降頻式超外差接收器 (Double Down-Conversion Super-Heterodyne)	17

2.5	直接降頻式接收器(Direct-Conversion)	18
2.5.1	直流準位偏移(DC Offset)	18
2.5.2	顫動雜訊(Flicker Noise)	19
2.5.3	偶次諧波失真(Even Order Harmonic Distortion)	20
2.5.4	正交與同相訊號的不平衡(I/Q Imbalance)	20
2.6	自差接收器(Self-Heterodyne)	21
第三章 寬頻放大器		25
3.1	放大器設計考量	25
3.1.1	散射參數(Scatter Parameter)	25
3.1.2	阻抗匹配網路(Impedance Matching Network)	28
3.1.3	穩定度(Stability)	28
3.1.4	效率(Efficiency)	30
3.1.5	雙埠網路的增益	32
3.1.6	雜訊指數(Noise Figure)	34
3.2	非線性效應	34
3.2.1	諧波失真(Harmonic Distortion)	34
3.2.2	增益壓縮點(Gain Compression)	35
3.2.3	互調失真(Inter-Modulation Distortion; IMD)	36

3.3	寬頻放大器的種類	39
3.3.1	回授式放大器 (Negative Feedback Amplifier)	40
3.3.2	平衡式放大器 (Balance Amplifier)	42
3.3.3	電阻性匹配放大器 (Resistive Matching Amplifier)	43
3.3.4	主動匹配放大器 (Active Matching Amplifier)	43
3.3.5	交錯協調放大器 (Stagger Tuning Amplifier)	45
3.3.6	電流重複使用放大器 (Current Reuse Amplifier)	46
3.3.7	網路合成放大器 (Network Synthesis Amplifier)	47
3.3.8	分佈式放大器 (Distributed Amplifier)	48
3.4	結論	49
第四章	混波器	51
4.1	混波器的原理和簡介	51
4.2	混波器設計考量	53
4.2.1	轉換增益與消耗 (Conversion Gain / Loss)	54
4.2.2	雜訊指數 (Noise Figure)	54
4.2.3	隔離度 (Isolation)	55
4.2.4	LO Power 及雜訊分析	55
4.2.5	直流偏壓及線性度	57

4.3	混波器的種類	58
4.3.1	單端二極體混波器 (Single-Ended Diode Mixer)	58
4.3.2	單端平衡式混波器 (Singly Balanced Mixer)	59
4.3.3	雙端平衡式混波器 (Doubly Balanced Mixer)	60
4.3.4	次諧調式泵浦混波器 (Subharmonically Pumped Mixer)	61
4.3.5	鏡像抑制混波器 (Image Reject Mixer)	62
4.4	結論	62
第五章 寬頻放大器的設計和實驗		65
5.1	傳輸線 (Transmission Line)	65
5.1.1	微帶線 (Microstrip Line)	66
5.2	元件選擇	70
5.3	FR-4 (Flame Resistant 4)	73
5.4	TRL 校準	74
5.5	量測儀器	84
5.6	寬頻放大器	84
5.6.1	電路設計	84
5.6.2	模擬與量測	86
5.7	介面與寄生問題	89

5.8	討論	90
第六章	微型化接收器的設計和實驗	91
6.1	低雜訊放大器 (Low Noise Amplifier)	91
6.1.1	雜訊指數	91
6.1.2	串接雜訊因數	92
6.2	量測儀器	93
6.3	微型化接收器	94
6.3.1	電路設計	94
6.3.2	模擬與量測	96
6.3.3	電路佈局結果	103
6.4	討論	104
第七章	結論	105
參考文獻	107





圖目錄

圖1.1.1	各種無線發射信號功率與頻率比較圖	1
圖 1.1.2	UWB 超寬頻的頻率應用範圍 (For WLAN)	2
圖 1.1.3	無線網路收發機	3
圖 1.1.4	HDTV 和 SDTV 解析度比較圖	4
圖 1.1.5	無線 HDTV 基本傳輸架構圖	5
圖 1.1.6	無線 HDTV 基本傳輸架構圖	5
圖 1.1.7	無線 HDTV (a) 傳送端 (b) 接收端 實作相片	6
圖 1.1.8	無線 HDTV 訊號頻譜圖	6
圖 2.1.1	射頻接收器的基本架	9
圖 2.2.1	兩種中頻頻率設定 (a) High IF (b) Low IF	11
圖 2.2.2	Hartley 接收器架構圖	12
圖 2.2.3	RC 網路的 Hartley 接收器	13
圖 2.2.4	Weaver 接收器架構圖	16
圖 2.3.1	超外差接收器的基本概念圖	17
圖 2.4.1	雙降頻接收器架構圖	17
圖 2.5.1	直接降頻式接收器的基本架構	18
圖 2.5.2	本地震盪造成的自我混波	19
圖 2.5.3	強干擾訊號造成的自我混波	19
圖 2.5.4	直接降頻接收器的非線性效應	20
圖 2.6.1	超外差接收器的基本架構圖	21
圖 2.6.2	超外差接收器的訊號傳送頻譜圖	22
圖 2.6.3	自差接收器的基本架構圖	23
圖 2.6.4	自差接收器的訊號傳送頻譜圖	23

圖3.1.1	雙埠網路中的入射波與反射波	26
圖3.1.2	量測參數 S_{11} 的方法	27
圖3.1.3	匹配電路方塊圖	28
圖3.1.4	雙埠網路之穩定性	29
圖3.1.5	放大器的雙埠網路	32
圖3.2.1	非線性放大器輸入與輸出頻譜	34
圖3.2.2	1- dB 增益壓縮點	36
圖3.2.3	非線性放大器的輸入與輸出頻譜	37
圖3.2.4	三階互調截斷點	38
圖3.2.5	IP_3 的頻譜示意圖	39
圖3.3.1	負回授放大器	40
圖3.3.2	串疊負回授放大器	40
圖3.3.3	雙負回授放大器	41
圖3.3.4	平衡式放大器	42
圖3.3.5	電阻性匹配放大器	43
圖3.3.6	主動匹配放大器	43
圖3.3.7	主動匹配放大器	44
圖3.3.8	交錯協調放大器	45
圖3.3.9	電流重複使用放大器	46
圖3.3.10	應用於 UWB 的寬頻放大器	47
圖3.3.11	應用於 UWB 的寬頻放大器	48
圖3.3.12	分佈式放大器	48
圖4.1.1	混波器特性示意圖 (a) Up Conversion (b) Down Conversion	52
圖4.1.2	鏡像頻率的表示圖	53
圖4.2.1	轉換損失示意圖	54



圖4.2.2	LO 到 RF 的隔離度	55
圖4.2.3	LO Power 和 Conversion Gain 的關係圖	56
圖4.2.4	LO Power 和雜訊指數關係圖	56
圖4.2.5	(a) LO 端的操作點 (b) 三種操作點對 Conversion Gain 的影響	57
圖4.2.6	影響線性度的偏壓示意圖	58
圖4.3.1	單端二極體混波器	58
圖4.3.2	單端平衡式混波器 (a) 使用90°混合 (b) 使用180°混合	59
圖4.3.3	雙端平衡式混波器	60
圖4.3.4	次諧調式泵浦混波器	61
圖4.3.5	競像抑制混波器	62
圖5.1.1	分佈式 RLGC 有損傳輸線模型	65
圖5.1.2	微帶線結構剖面圖	66
圖5.1.3	微帶線電磁場分佈	67
圖5.1.4	微帶線中準橫向電磁波的等效幾何圖，以常數 ϵ_e 的等效均勻介質，取代空氣區及厚度 d ，常數為 ϵ_r 的介質板	68
圖5.2.1	ATF-33143 外型圖 (a) 俯視圖 (b) 底視圖	70
圖5.2.2	ATF-33143 非線性模型	71
圖5.2.3	ATF-33143 的散射參數	72
圖5.3.1	FR-4 板實體圖 (a) 覆銅箔 (b) 無覆銅箔	73
圖5.4.1	以網路分析儀量測雙埠元件的系統方塊圖	75
圖5.4.2	穿透接法的方塊圖及信號流程圖	78
圖5.4.3	穿透接法的方塊圖及信號流程圖	78
圖5.4.4	穿透接法的方塊圖及信號流程圖	79
圖5.4.5	TRL 校正電路實做相片 (a) 穿透 (b) 反射 (c) 傳輸線段 (d) 量測用	80
圖5.4.6	SMD 電阻外型與等效電路模型	80

圖5.4.7	110 Ω 的理想電阻與 SMD 電阻 S 參數比較圖	81
圖5.4.8	SMD 電容外型與等效電路模型	82
圖5.4.9	1pF 理想電容與 SMD 電容 S 參數比較圖 (a) 回饋損失 (b) 插入損失	83
圖5.4.10	SMD 1pF 電容值	83
圖5.5.1	量測小訊號增益、回饋損失儀器連接圖	84
圖5.6.1	IF 寬頻放大器電路架構圖	85
圖5.6.2	IF 寬頻放大器電路實作相片	82
圖5.6.3	IF 寬頻放大器小訊號增益的模擬和量測結果	87
圖5.6.4	IF 寬頻放大器輸入回饋損失的模擬和量測結果	87
圖5.6.5	IF 寬頻放大器輸出回饋損失的模擬和量測結果	88
圖5.6.6	IF 寬頻放大器的穩定度模擬結果	88
圖5.7.1	SMD 元件與 SMA 接頭與微帶線之介面示意圖	89
圖5.7.2	SMD 元件與微帶線之介面示意圖	90
圖6.1.1	放大器的雜訊指數示意圖	92
圖6.2.1	量測晶片的 Probe Station 以及 S 參數的 HP 8510 圖	93
圖6.3.1	微化型接收器的電路架構圖	94
圖6.3.2	前級 LNA 電路架構圖	95
圖6.3.3	後級 Mixer 電路架構圖	95
圖6.3.4	前級 LNA 的小訊號增益模擬結果	96
圖6.3.5	前級 LNA 的輸入回饋損失模擬結果	97
圖6.3.6	前級 LNA 的輸出回饋損失模擬結果	97
圖6.3.7	前級 LNA 的雜訊指數模擬結果	98
圖6.3.8	前級 LNA 的穩定度模擬結果	98
圖6.3.9	接收器轉換增益 (Conversion Gain) 的模擬和量測比較圖	99
圖6.3.10	接收器 RF 訊號輸入的回饋損失模擬結果	100

圖6.3.11	接收器 LO 訊號輸入的回饋損失模擬結果	100
圖6.3.12	接收器 RF 訊號輸入的回饋損失模擬和量測比較結果	101
圖6.3.13	接收器的轉換增益和輸出功率模擬比較圖	101
圖6.3.14	接收器的輸入頻譜量測結果	102
圖6.3.15	接收器的輸出頻譜量測結果	103
圖6.3.16	接收器的電路佈局圖	104





表目錄

表3.4.1 寬頻放大器的總結	49
表4.4.1 各式混波器功能比較表	63
表5.2.1 ATF-33143 非線性參數 (Series IV Libra TOM Model)	72
表5.3.1 FR - 4 性質參數	74
表5.6.1 SMD 元件數值表	85
表5.6.2 IF 放大器特性整理表	89
表6.3.1 前級 LNA 元件數值表	95
表6.3.2 後級 Mixer 元件數值表	96





第一章

緒論

1.1 研究動機

近幾年來，隨著資訊產業的快速成長，無線行動通訊的開發，從電腦到網路再到數位家電，資訊產業已經進入到家庭，各種無線通訊產品已陸續成為我們生活的一部分，各種頻率的通訊需求越來越多樣化，如圖1.1.1 所示，890~915 MHz、935~960 MHz 的 GSM-900 和 1710~1785 MHz、1805~1880 MHz 的 GSM-1800 (Global System for Mobile Communications)、1.57 GHz 的全球定位系統 (GPS, Global Positioning System)、1893.5 MHz ~ 1919.6 MHz 的個人手持電話系統 (PHS, Personal Handy-Phone System)、2.4 GHz 與 5 GHz 的 WLAN (Wireless Local Area Network, IEEE 802.11)、2.4 GHz 的藍芽，3.1~10.6 GHz 的 UWB (Ultra-Wideband, IEEE 802.15.3a)，其中 UWB Group 1 與 2 的頻率範圍為 3.1GHz~6GHz，如圖1.1.2 所示，由此可看出 6 GHz 以下的頻率，非常廣泛使用在我們的生活中。

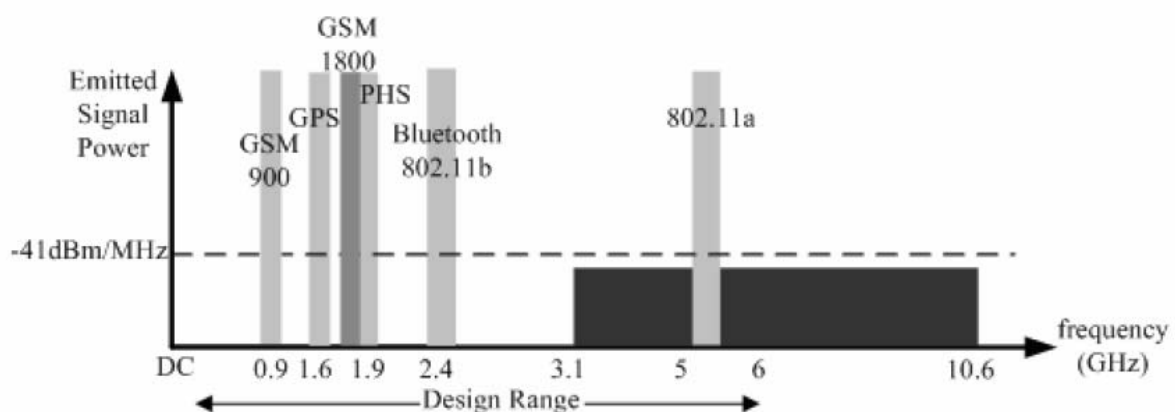


圖 1.1.1 各種無線發射信號功率與頻率比較圖

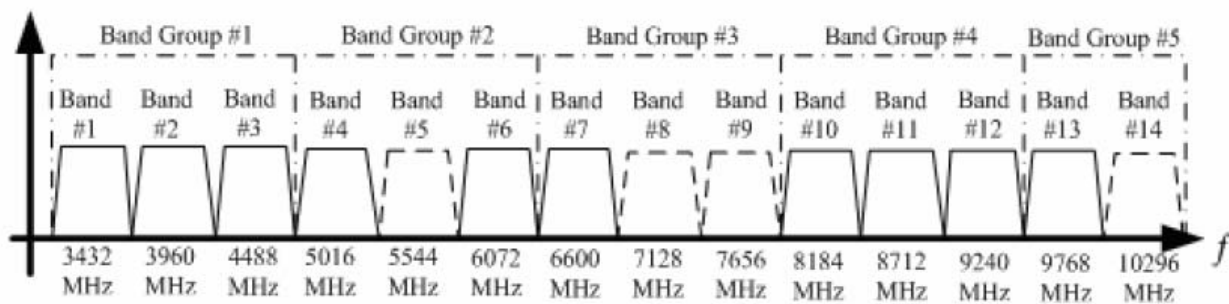


圖 1.1.2 UWB 超寬頻的頻率應用範圍 (For WLAN)

微波信號在空氣中傳播會衰減，到達接收的電路後需要放大。大部分的微波電路具備信號放大的功能，早期的微波信號放大使用的元件是像變容或透納二極體等的固態元件，或是行波管 (Traveling Wave Tube, TWT) 及調速管類的真空管。大約在 1970 年，電晶體的製成技術快速發展，現在的微波電路很多都使用三端的固態元件，例如高電子移動率電晶體 (High Electron Mobility Transistor, HEMT)、異質接面載子電晶體 (Heterojunction Bipolar Transistor, HBT)、砷化鎵場效電晶體 (GaAs FET)、以及近幾年進步快速的 CMOS 製程。圖 1.1.3 為一個無線網路收發機，接收端的第一級是低雜訊放大器，發射端的最後一級是功率放大器，中間由切換器作切換信號路徑的動作，三者組合成無線網路收發機的前端 (Front-end) 電路。它們的性能對整個電路的表現影響很大，低雜訊放大器負責將要接收的微弱訊號放大並且壓抑雜訊參數，而功率放大器負責將要傳送的信號放大並推動天線將信號發射到空氣中，至於切換器則是負責改變信號傳輸的路徑，讓信號能完全的通過或是完全的阻隔。

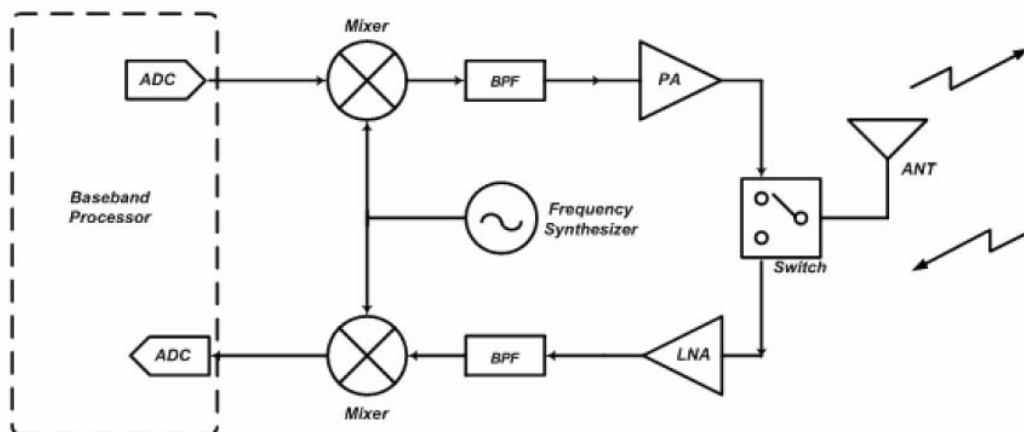


圖 1.1.3 無線網路收發機

1.1.1 HDTV 簡介

高畫質電視 HDTV (High Definition Television)，最早可追溯到日本 NHK 實驗室研發的高畫質電視說起。NHK 於 1983 年率先推出類比式的高畫質電視，此時仍是類比訊號，與傳統電視最大的不同在於強調畫面品質。1986 年，美國聯邦通訊委員會 FCC (Federal Communication Commissions)，邀請日本的高畫質電視在美國國會議會展出，隨後便組成先進電視服務諮詢委員會 ACATS (Advisory Committee on Advanced Television Services) 積極發展美規的高畫質數位電視。1993 年，歐洲廣播業者也提出 DVB (Digital Video Broadcasting) 的數位電視標準。而高畫質數位電視也成為近年來世界各國電視發展的重要目標。

有別於傳統 SDTV (Standard-Definition Television) 電視畫面解析度只有 720×480 pix，畫面比例為 4:3，HDTV 解析度則可達 1920×1080 pix (1280×720 p 亦屬於 HDTV)，以接近人類視野的 16:9 比例呈現，不論是色彩、聲音、層次與畫面細膩度皆遠超過傳統一般畫質電視的水準，即使是鳥類身上的羽毛、清晨樹葉上的露珠都清晰可見。至於 HDTV 主要有兩種解析度： 720 p 和 1080 i，「p」代表的是逐行式

(Progressive),「i」則是交錯式(Interlaced)。這兩種解析度每秒均可處理 60 幅畫面,不過,逐行式是每秒可將 60 個畫面一次呈現在螢幕上,而交錯式則是每秒在奇數與偶數列分別呈現 30 個畫面。圖 1.1.4 可以看出 HDTV 和 SDTV 之間解析度的差異。

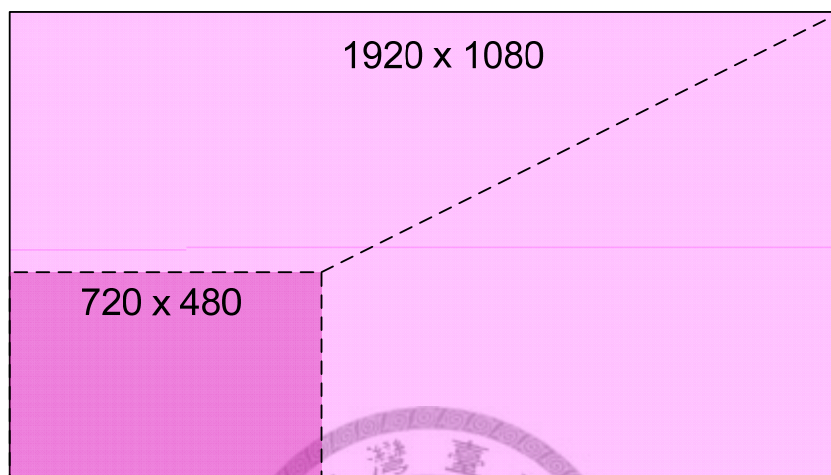


圖 1.1.4 HDTV 和 SDTV 解析度比較圖

1.1.2 毫米波無線 HDTV 傳輸架構

基本的毫米波無線 HDTV 的傳輸架構圖如圖 1.1.5 所示,由電腦產生高畫質電視的訊號,透過特有的轉換卡將產生的高畫質電視訊號轉成 SDI 的訊號,透過 BNC 線連接至傳送器(Transceiver),將原本基頻的電視訊號升頻至 40~48 GHz 經由天線發送,再透過接收器(Receiver)接收,將訊號降頻至基頻訊號,一樣透過 BNC 線連接至一個 SDI/HD 的轉換器(Converter),最後透過 DVI 線連結至螢幕,進而完成一個毫米波無線高畫質電視訊號的傳輸。

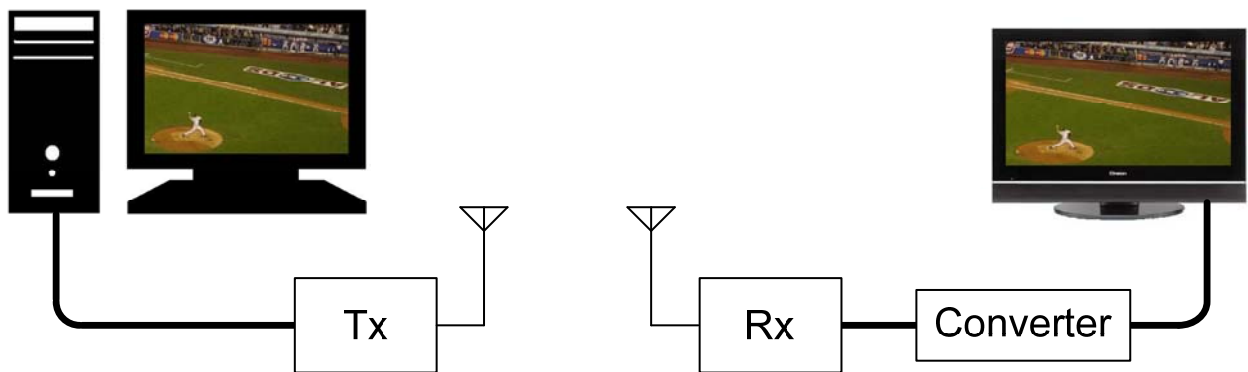
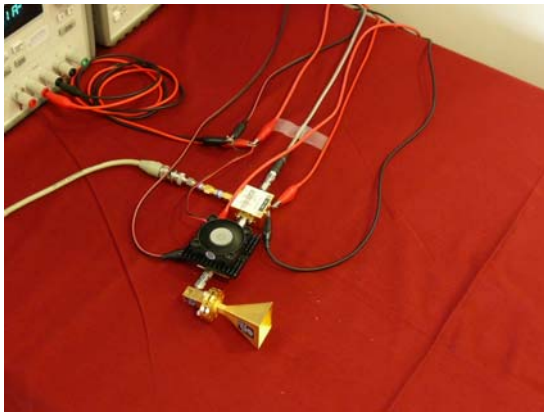


圖 1.1.5 無線 HDTV 基本傳輸架構圖

圖1.1.6 則是毫米波無線高畫質電視訊號傳輸的實作測試相片。由於訊號並未經過任何處理，而直接將基頻訊號升頻至 40~48 GHz 的頻段傳送，因此傳輸的訊號非常微弱，所以測試的過程中乃是使用喇叭天線 (Horn Antenna)，其 Beam 角較小，可以傳輸的距離和能量可以比較遠，但是天線與天線間必須將發射口對準確；而在傳輸端再接上個功率放大器 (Power Amplifier)，可以增強訊號的能量進而增加傳輸的距離。



圖 1.1.6 無線 HDTV 基本傳輸架構圖



(a)



(b)

圖 1.1.7 無線 HDTV (a) 傳送端 (b) 接收端 實作相片

圖 1.1.8 是透過電腦輸出的高畫質電視訊號頻譜圖，主要的訊號是在 0~1.5 GHz，因此在本論文當中所設計的 IF Amplifier 就是針對 0~1.5 GHz 這個頻段來設計，透過此放大器可以將訊號能量增強，進而增加傳輸的距離。

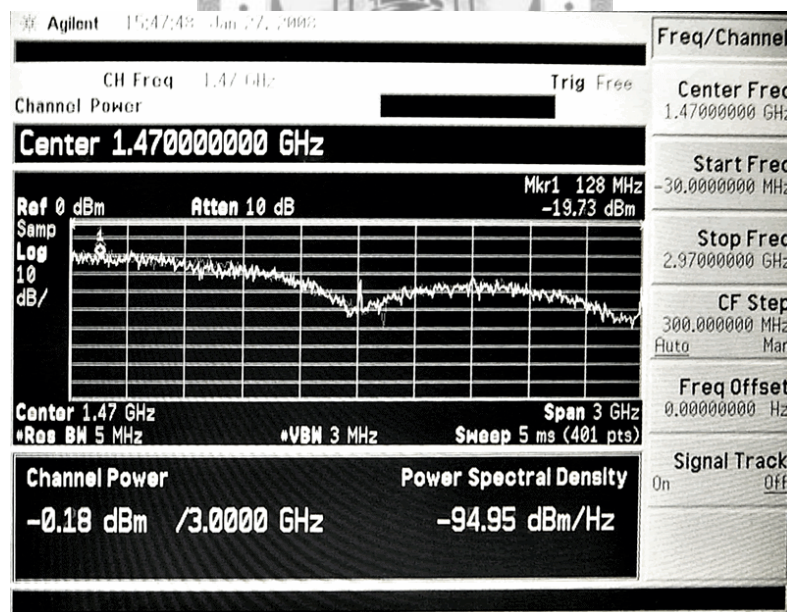


圖 1.1.8 無線 HDTV 訊號頻譜圖

1.2 論文貢獻

本論文所使用的是 Avago 的 ATF-33143 擬高速電子遷移率電晶體 (pHEMT, pseudomorphic High Electron Mobility Transistor)，以市面上常見的 FR-4 印刷電路板設計一個使用頻率為 0~1.5 GHz 的 IF 寬頻放大器；架構使用負回授放大器的架構來設計，設計增益大小 (Gain) 為 17 dB，輸出和輸入回饋損失 (Return Loss) 皆小於 -10 dB，穩定值 (Stability) 皆大於 1。而利用了穩懋半導體所研發的 0.15 μm Power pHEMT 的製程來設計一個微化型的接收器，前級的低雜訊放大器 (Low Noise Amplifier, LNA) 其增益模擬大約為 8 dB，輸入回饋損失小於 -11 dB，輸出回饋損失小於 -8 dB，雜訊指數則是小於 4 dB，而穩定值也均是大於 1；而後級的混波器 (Mixer) 其設計的轉換增益大約為 -3 ± 0.5 dB，RF 輸入的回饋損失小於 -10 dB，LO 輸入的回饋損失則大致 -12 dB 左右。

1.3 論文概要

第一章為緒論，將為微波的線況做介紹，並且介紹毫米波無線高畫質電視訊號的傳輸。

第二章會介紹關於射頻接收器的種類和功能特色。

第三章介紹放大器基本參數，列出各種寬頻放大器的架構與文獻作出的性能。

第四章介紹混波器的特性、功能以及種類。

第五章為 IF 寬頻放大器的設計、模擬、實做與量測。

第六章為微化型接收器的設計、模擬、實做與量測。

第七章為結論。



第二章

射頻接收器架構與簡介

2.1 射頻接收器簡介

無線通訊中，為了因應不同的需要及系統規格，必須在不同的頻段內，進行無線電波的傳輸，所以在自由的空間中往往會存在不同頻率的訊號。電波在自由空間的衰減量極大，導致所需的頻率隨之增加，想要從空間中獲取訊號，接收器則需要兩個重要的指標：選擇性以及靈敏度。

接收器的功能為將天線接收進來的微弱訊號放大，使放大器的訊號降至中頻，最後再將中頻訊號降至基頻來做解調變的分析，如圖2.1.1 所示。隨著通訊系統的調變方式，使得電路的複雜化，以及所需的頻率不斷地提升，設計接收器也隨之困難許多，所以我們在選擇射頻接收器的架構相當重要。選擇接收器的架構上，必須包含的功能為：頻率的選擇性、放大訊號、訊號降頻以及體積化面積等考量。

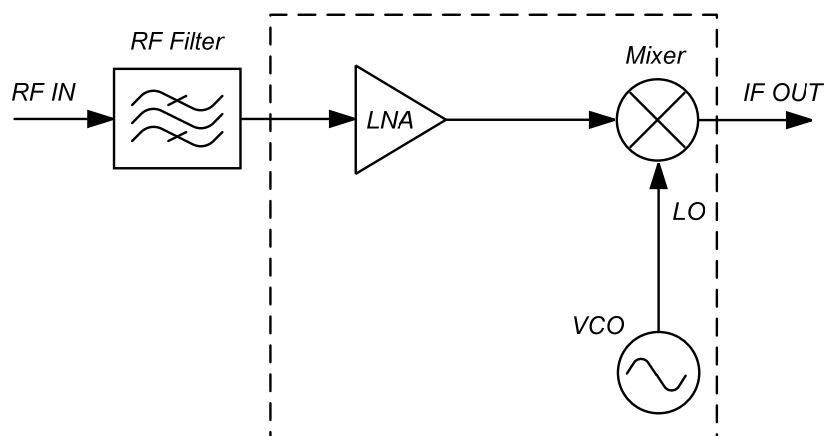
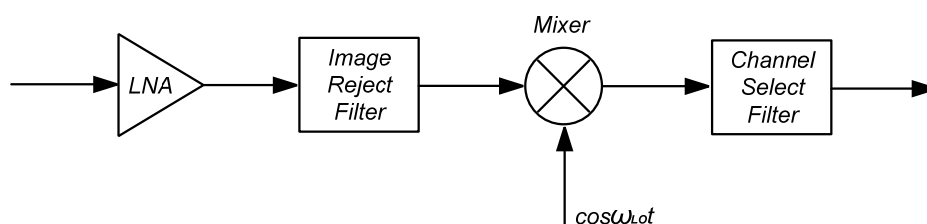


圖 2.1.1 射頻接收器的基本架構

一般接收器的架構大致上可分為三種：外差接收器 (Heterodyne Receiver)、雙降頻式超外差接收器 (Double Down-Conversion Super-Heterodyne Receiver)，以及直接降頻式接收器 (Direct-Conversion Receiver)。本論文中將會再介紹另外一種接收器：自差接收器 (Self-Heterodyne)。

2.2 外差接收器 (Heterodyne)

外差接收器 (Heterodyne Receiver)，為最常見也是歷史最悠久的架構，由於外差接收器在電路設計上的難度並不高，加上特性也很好，因此外差接收器 (Heterodyne Receiver) 在通訊系統上是最常被使用的架構之一。在接收器架構中，除了鏡像濾除最為重要外，還要考慮外界的干擾訊號 (Interferer)。假設 RF 訊號旁有干擾訊號，而且相距在 $2\omega_{IF}$ 處，有鏡像訊號存在，由圖2.2.1 (a) 中若選擇較高的中頻頻率 ω_{IF} ，這些訊號經過鏡像濾波器後，將會受到鏡像濾波器的抑制，使得與本地震盪混出的鏡像訊號大量衰減，但是 RF 與干擾訊號非常的接近，使得訊號在經過通道選擇濾波器無法完全濾除。如圖2.2.1 (b) 所示，選擇較低的中頻頻率，則鏡像訊號無法完全濾除而會破壞所要的 RF 頻率訊號的完整性，較接近 RF 的干擾訊號則可以通過通道選擇濾波器濾除。所以由此圖可以得知中頻訊號頻率 ω_{IF} 的選擇很重要，而鏡像濾波器與通道選擇濾波器之間存在 trade off 的關係。



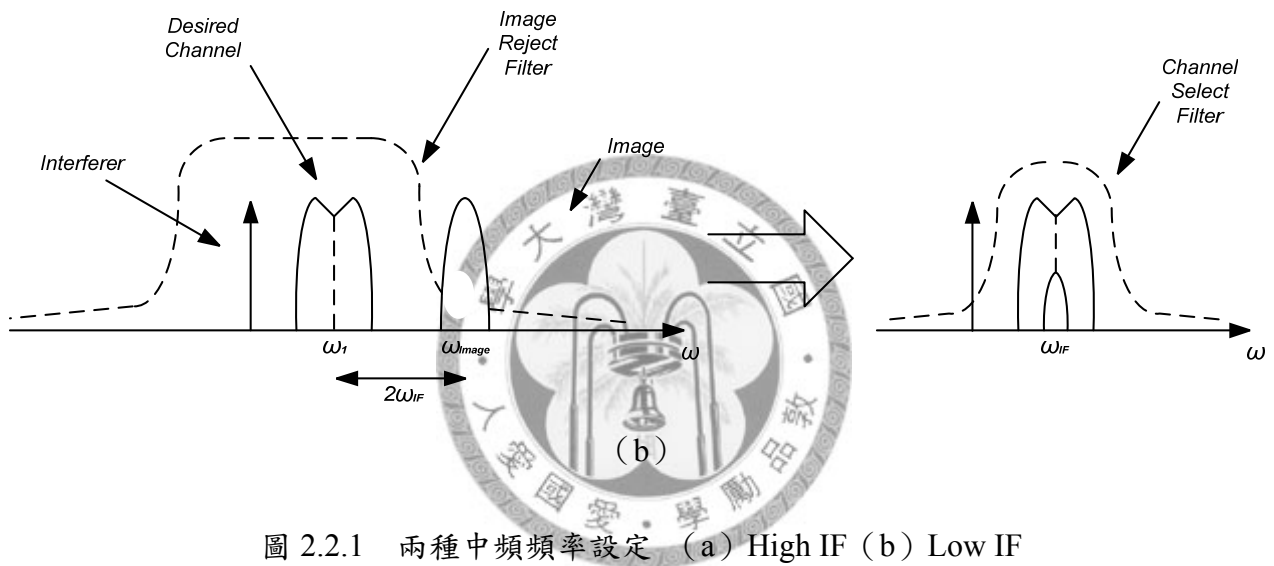
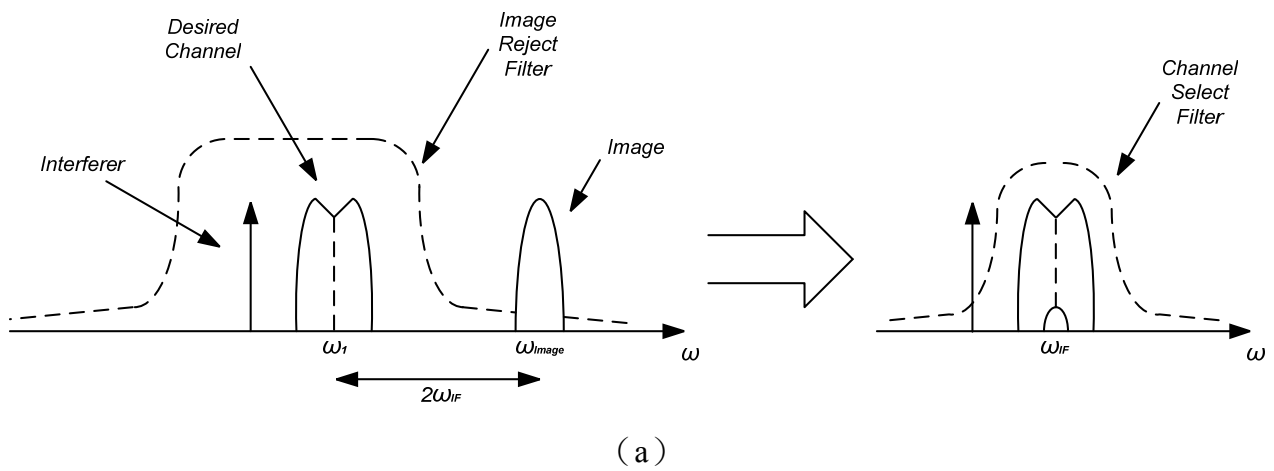


圖 2.2.1 兩種中頻頻率設定 (a) High IF (b) Low IF

為了要改善鏡像濾波器及通道選擇濾波器之間所造成的困擾，有文獻採取以下兩種架構來抑制外在的干擾：Hartley 以及 Weaver 兩種鏡像排拒接收器架構。Hartley 鏡像排拒架構，已於 1928 年被提出，如圖 2.2.2 所示。

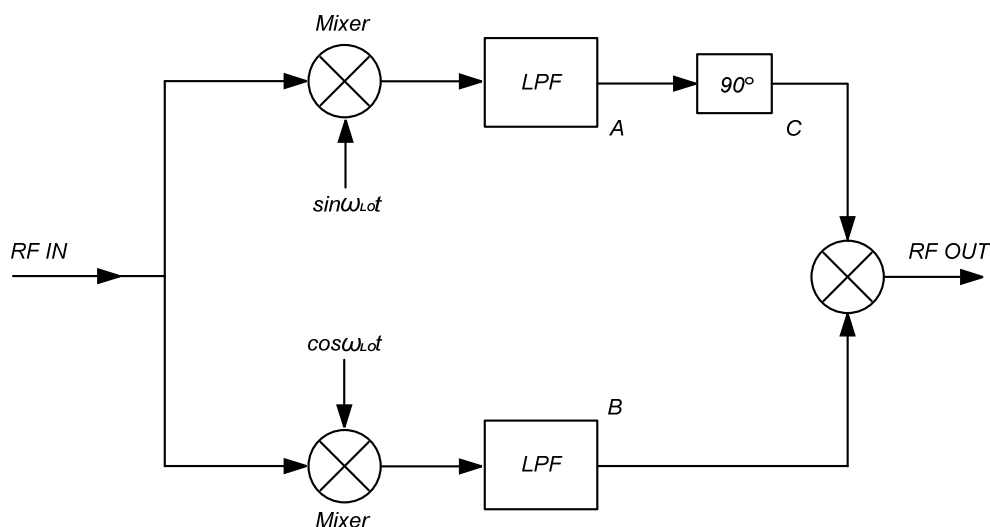


圖 2.2.2 Hartley 接收器架構圖

Hartley 接收器的架構由射頻輸入分別與相位差 90° 的本地震盪器做混波，訊號經由 A、B 兩可得：

$$x_A(t) = \frac{A_{RF}}{2} \sin(\omega_{LO} - \omega_{RF})t + \frac{A_{Image}}{2} \sin(\omega_{LO} - \omega_{Image})t \quad (2.1)$$

$$x_B(t) = \frac{A_{RF}}{2} \cos(\omega_{LO} - \omega_{RF})t + \frac{A_{Image}}{2} \cos(\omega_{LO} - \omega_{Image})t \quad (2.2)$$

再將 (2.1) 式推導可得：

$$x_A(t) = -\frac{A_{RF}}{2} \sin(\omega_{RF} - \omega_{LO})t + \frac{A_{Image}}{2} \sin(\omega_{LO} - \omega_{Image})t \quad (2.3)$$

又因為 A 處的訊號經過一個 90° 的相位器，而得到相位器後的訊號，在 C 處的訊號為：

$$x_C(t) = \frac{A_{RF}}{2} \cos(\omega_{RF} - \omega_{LO})t - \frac{A_{Image}}{2} \cos(\omega_{LO} - \omega_{Image})t \quad (2.4)$$

由 (2.2) 式和 (2.4) 式可以發現，在 B、C 兩處的訊號第一項含有相同的射頻訊號，第二項含有鏡像訊號相差 180 度，此時只需要將兩訊號做混波，即可消除鏡像訊號。通常在圖 2.2.2 中的 90 度相位移，常用圖 2.2.3 中的 RC 網路來實現，其中一條路徑位移 +45°，而另一路徑則位移了 -45°。

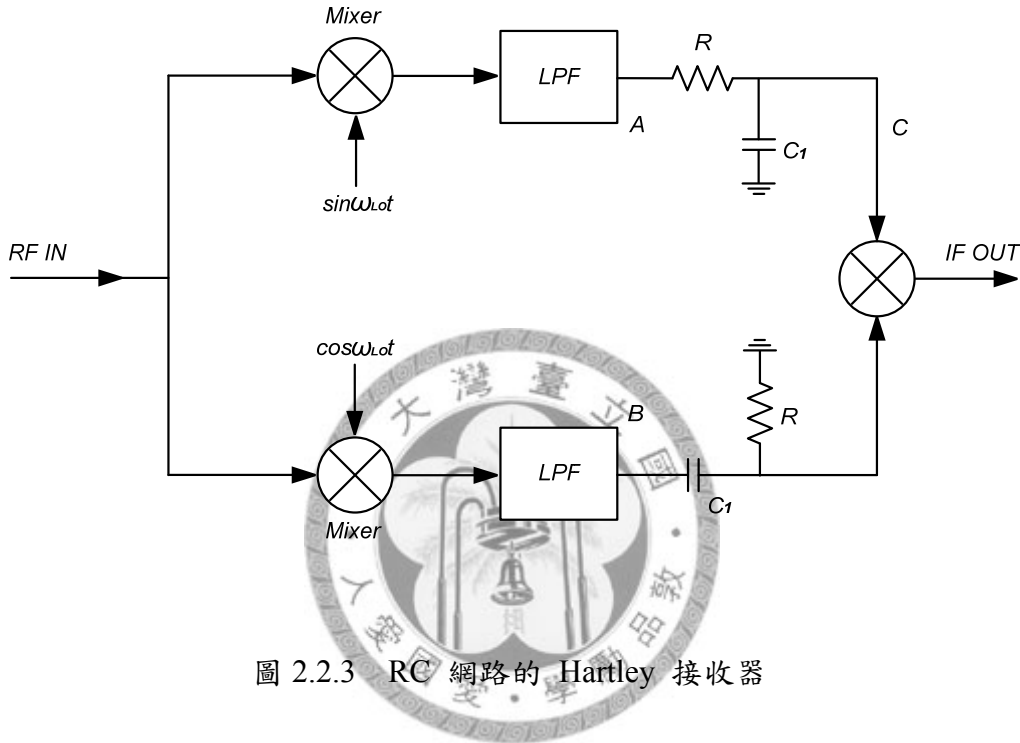


圖 2.2.3 RC 網路的 Hartley 接收器

Hartley 接收器架構的主要缺點為對不匹配非常敏感。若是 LO 訊號不是正確相差 90° 或是上下兩路徑的增益不相等時，則鏡像訊號無法完成抵銷，破壞中頻訊號的完整性。為了明瞭此效應，假設 LO 訊號為 $A_{LO} \sin \omega_{LO} t$ 和 $(A_{LO} + \epsilon) \cos(\omega_{LO} t + \theta)$ ，其中 ϵ 和 θ 表示振幅不匹配和相位不平衡，則 A、B 點的訊號為：

$$x_A(t) = \frac{A_{LO} A_{RF}}{2} \sin(\omega_{LO} - \omega_{RF})t + \frac{A_{LO} A_{Image}}{2} \sin(\omega_{LO} - \omega_{Image})t \quad (2.5)$$

$$x_B(t) = (A_{LO} + \epsilon) \frac{A_{RF}}{2} \cos[(\omega_{LO} - \omega_{RF})t + \theta] + (A_{LO} + \epsilon) \frac{A_{Image}}{2} \cos[(\omega_{LO} - \omega_{Image})t + \theta] \quad (2.6)$$

在 C 處的訊號可得：

$$x_C(t) = \frac{A_{LO}A_{RF}}{2} \cos(\omega_{LO} - \omega_{RF})t - \frac{A_{LO}A_{Image}}{2} \cos(\omega_{LO} - \omega_{Image})t \quad (2.7)$$

最後再將 B、C 兩處的訊號合成可得：

$$IF_{OUT}(t) = x_B(t) + x_C(t) \quad (2.8)$$

假設此訊號分為降頻後的 RF 訊號以及鏡像訊號：

$$IF_{OUT}(t) = x_{RF}(t) + x_{Image}(t) \quad (2.9)$$

$$x_{RF}(t) = \frac{(A_{LO} + \varepsilon)A_{RF}}{2} \cos[(\omega_{LO} - \omega_{RF})t + \theta] + \frac{A_{LO}A_{RF}}{2} \cos(\omega_{LO} - \omega_{RF})t \quad (2.10)$$

$$x_{Image}(t) = \frac{(A_{LO} + \varepsilon)A_{Image}}{2} \cos[(\omega_{LO} - \omega_{Image})t + \theta] - \frac{A_{LO}A_{Image}}{2} \cos(\omega_{LO} - \omega_{Image})t \quad (2.11)$$

輸出端兩訊號的平均功率比為：

$$\left. \frac{P_{IN}}{P_{RF}} \right|_{OUT} = \frac{A_{Image}^2}{A_{RF}^2} \times \frac{(A_{LO} + \varepsilon)^2 - 2(A_{LO} + \varepsilon)A_{LO} \cos \theta + A_{LO}^2}{(A_{LO} + \varepsilon)^2 + 2(A_{LO} + \varepsilon)A_{LO} \cos \theta + A_{LO}^2} \quad (2.12)$$

由 (2.12) 式可以推導出鏡像排拒 (Image Rejection Ratio, IRR) 的定義下可得 (2.13) 式：

$$IRR = \frac{A^2 - 2AB \cos \theta + B^2}{A^2 + 2AB \cos \theta + B^2} \approx \frac{(\Delta A / A)^2 + \theta^2}{4} \quad (2.13)$$

其中 $A = A_{LO}$ 、 $B = A_{LO} + \varepsilon$ 、 $\Delta A / A = \varepsilon / A_{LO}$ 代表相對增益不匹配。(2.13) 式為 RF 訊號以及鏡像訊號，受振幅及相位差影響的比值。若 ε 和 θ 都等於零的時候，IRR 也等於

零，這表示鏡像訊號完全被消除。在圖2.2.3 中的 RC 值，往往會受到溫度和製程的變化，對鏡像的抑制會造成影響。假設電阻 R 的變化量為 ΔR 、電容 C 的變化量為 ΔC ，以及輸出電壓振幅 A 的變化量 ΔA ：

$$\frac{\Delta A}{A} = \frac{\frac{(R+\Delta R)(C+\Delta C)\omega-1}{\sqrt{1+(R+\Delta R)^2(C+\Delta C)^2\omega^2}}}{\frac{1}{\sqrt{1+R^2C^2\omega^2}}} = \frac{\sqrt{1+R^2C^2\omega^2} \times [(R+\Delta R)(C+\Delta C)\omega-1]}{\sqrt{1+(R+\Delta R)^2(C+\Delta C)^2\omega^2}} \quad (2.14)$$

因為 $RC\omega \approx 1$ 、 $1 \ll \frac{\Delta R}{R}$ 、 $1 \ll \frac{\Delta C}{C}$ ，故 (2.14) 式可以改寫成：

$$\frac{\Delta A}{A} \approx \sqrt{2} \times \frac{\frac{\Delta R}{R} + \frac{\Delta C}{C}}{\sqrt{2 + \frac{\Delta R}{R} + \frac{\Delta C}{C}}} \approx \frac{\Delta R}{R} + \frac{\Delta C}{C} \quad (2.15)$$

假設電阻的變化量 $(\Delta R/R) = 20\%$ 時，此時抑制鏡像效果的極限約為 20dB。

接下來介紹的是 Weaver 的架構，因為在 Hartley 的架構中，使用電阻及電容，常常會因為製程的變動，最造成增益的不匹配，所以採用此架構，如圖2.2.4 所示。此架構的正交混頻取代了移相電路，提供一種不會產生對像干擾的訊號。但是此架構的缺點還是會有不匹配的問題，雖然沒有 RC 網路不匹配的問題，但是可能會有二次鏡像的問題。

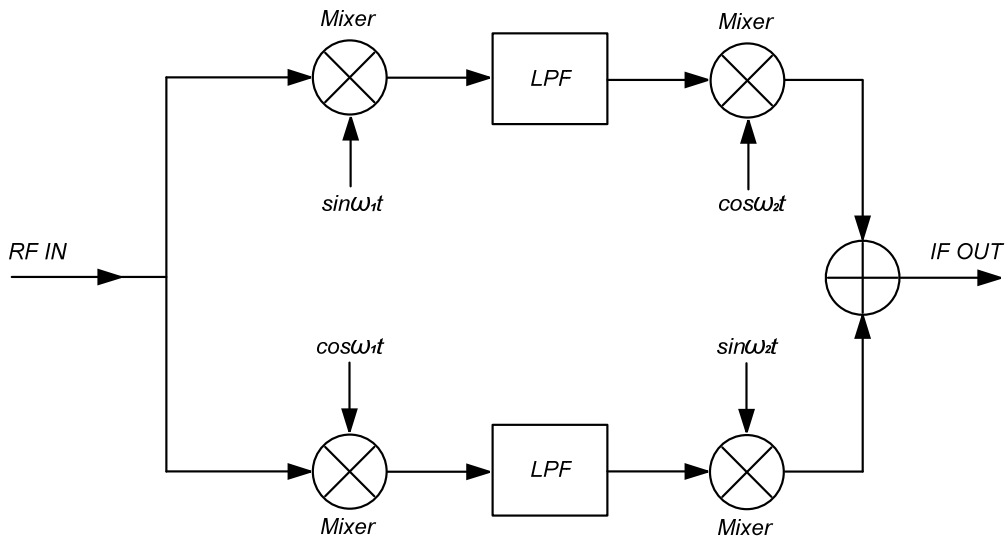


圖 2.2.4 Weaver 接收器架構圖

2.3 超外差接收器 (Super-Heterodyne)

超外差接收器 (Super-Heterodyne) 的基本概念圖如圖2.3.1 所示。接收訊號經過一個帶通濾波器後降頻至中頻由選擇性較佳的中頻濾波器濾波。因為在頻率較高的頻段，要濾出一個窄頻的訊號，需要一個品質因素 (Q factor) 極高的帶通濾波器，難以實現。故先將訊號降至較低的頻段，中頻濾波器品質因素的需求相對降低，可提供較佳的頻率選擇性，而且整體接收機增益可分佈在不同的頻率，增加放大器的穩定度。若為數位通訊時，訊號分正交與同相訊號的頻段在較低的頻率，產生的振幅與相位誤差較小。若需要較高的靈敏度可於混波器前加入低雜訊放大器，藉著放大接收訊號，降低接收機電路自身的雜訊對訊號的影響。

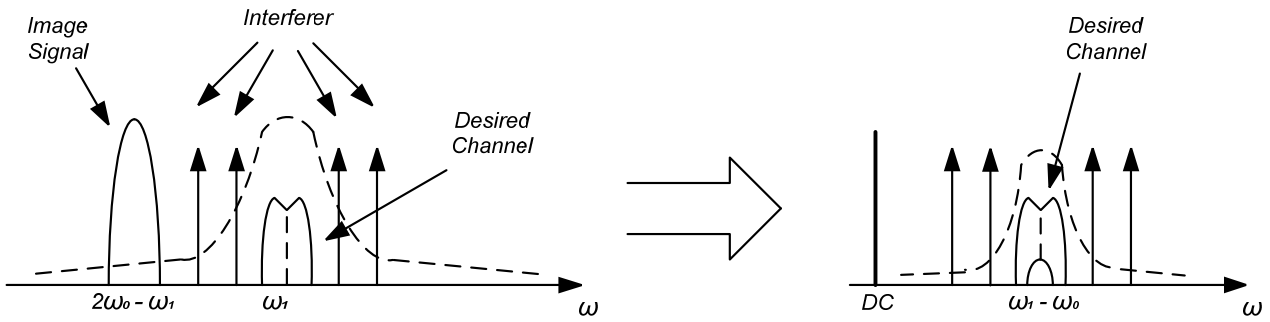


圖 2.3.1 超外差接收器的基本概念圖

2.4 雙降頻式超外差接收器 (Double Down-Conversion Super-Heterodyne)

雙降頻式超外差接收器 (Double Down-Conversion Super-Heterodyne) 的架構圖由圖2.4.1 所示，採用兩次降頻的方式，分別有兩個 LO 使用同一個頻率合成器，射頻的頻率為一半；此架構的原理為，射頻訊號經過第一個混波器，將頻率降至中頻，再經過直接降頻的架構 (Direct-Conversion Receiver)，將訊號直接降至基頻。

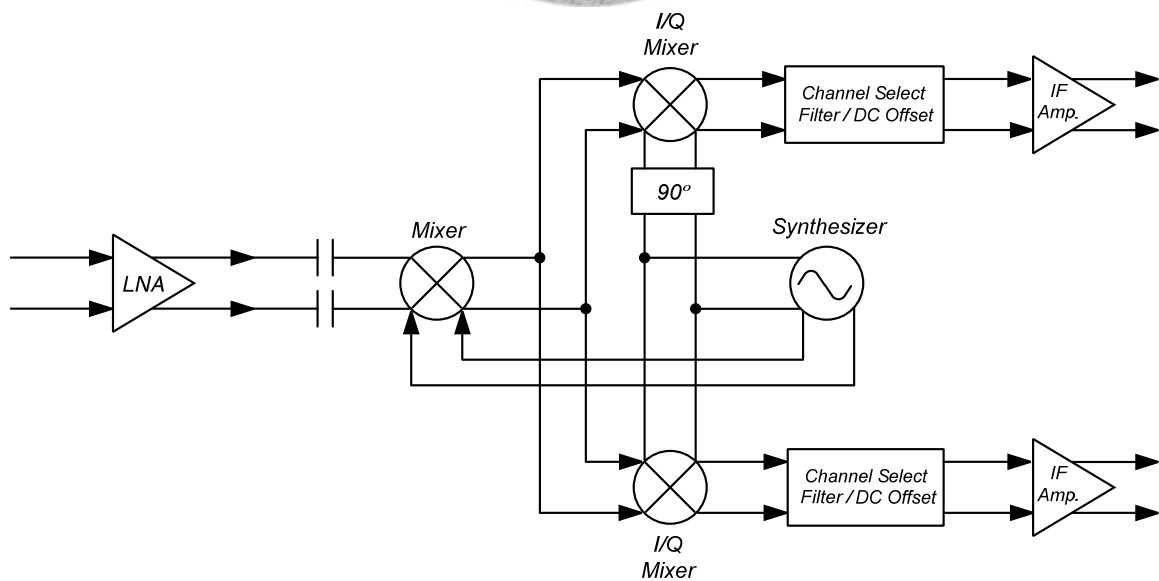


圖 2.4.1 雙降頻接收器架構圖

2.5 直接降頻式接收器 (Direct-Conversion)

射頻訊號經過混波器 Mixer 直接降至基頻，稱做零中頻式接收器 (Zero IF Receiver) 或稱直接降頻式接收器 (Direct-Conversion Receiver)，此架構為直接降頻至 DC，無鏡像的干擾問題，所以無須在混波器前再加一個鏡像濾波器，此架構為目前單晶片整合最可能實現的架構，如圖2.5.1 所示。本地震盪和射頻訊號有著相同的頻率，射頻訊號被直接降至基頻，沒有鏡像頻率的問題，因此也節省了外接的被動元件以及推動元件所需的緩衝電路 (Buffer Circuit)，功率消耗也可以降低。雖然直接降頻接收器的優點很多，但是仍然會有幾種特性會影響此架構，以下將會介紹影響的特性。

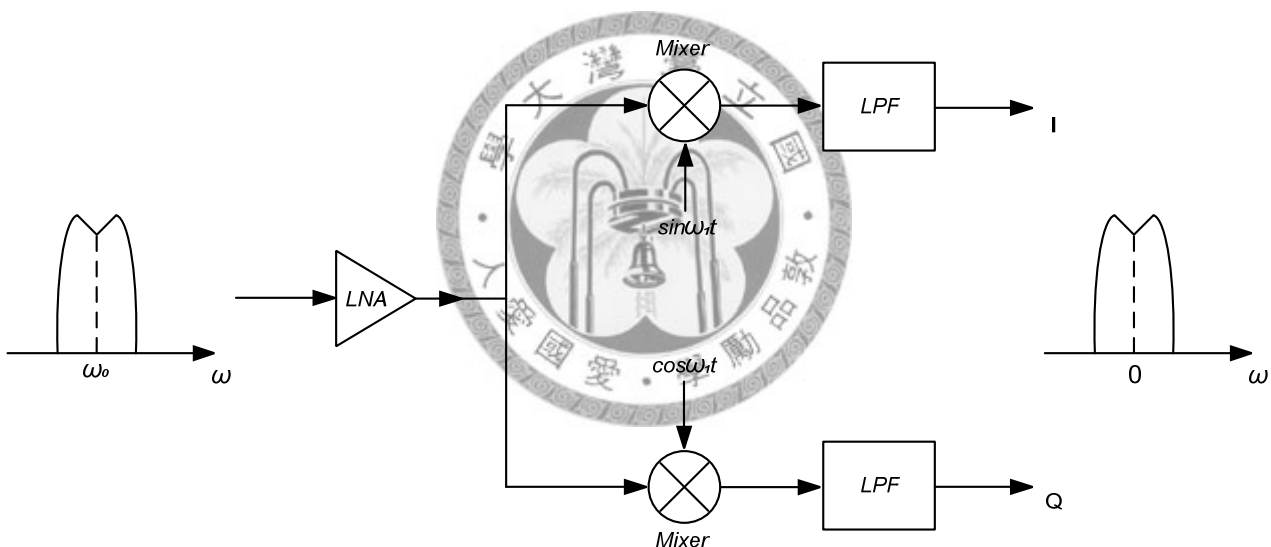


圖 2.5.1 直接降頻式接收器的基本架構

2.5.1 直流位準偏移 (DC Offset)

因為逆向阻隔有兩種問題，此兩種問題將會造成直流準位偏移，導致通訊品質下降。

1. 有較強的本地震盪器被耦合至射頻端，經由 LNA 反射回來，使得同一種頻率的本地震盪耦合混波做相乘後，產生直流成分如圖2.5.2 所示。

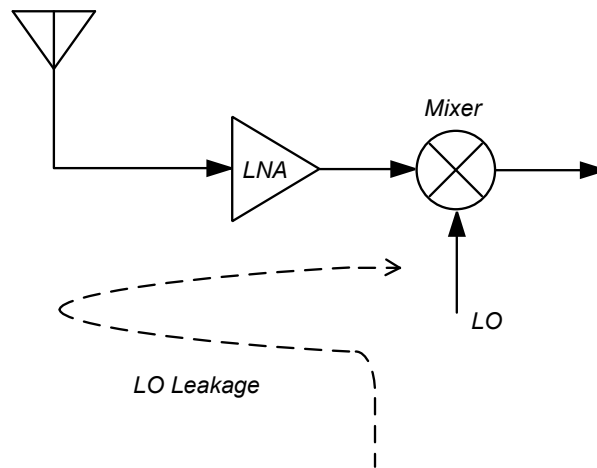


圖 2.5.2 本地震盪造成的自我混波

2. 假設接收到一個強干擾訊號，此訊號耦合至本地震盪，干擾訊號在與本地震盪做混波，產生直流成分的訊號，假設有過大的直流成分會飽和下一級的主動電路，如圖2.5.3所示。

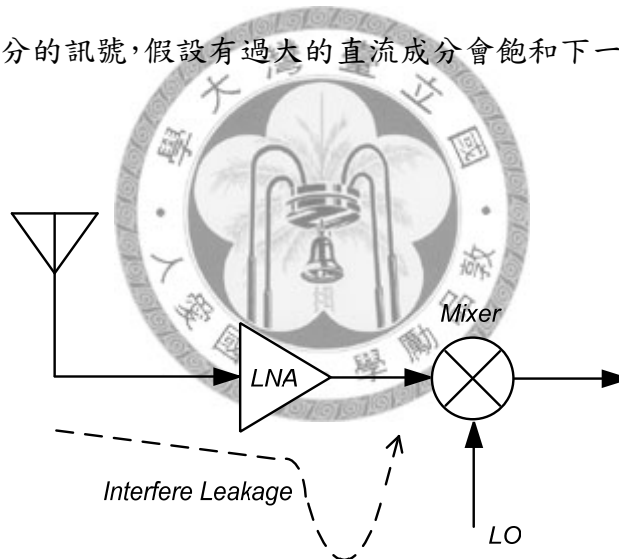


圖 2.5.3 強干擾訊號造成的自我混波

2.5.2 顫動雜訊 (Flicker Noise)

此雜訊屬於低頻雜訊，功率頻譜密度為 $1/f$ 曲線，會使直接降頻至基頻的訊號雜訊比降低。為避免此雜訊比，LNA 和 Mixer 必須將增益提高，同時混波器的後級電路線性度相對地也要提高。

2.5.3 偶次諧波失真 (Even Order Harmonic Distortion)

電路在非線性特性下產生偶次失真，在部份的基頻會產生二次非線性項，而對直接降頻至基頻的電路造成干擾，偶次失真會因頻譜的相加減，而在基頻處累積干擾訊號而無法消去，圖2.5.4 為兩個鄰近干擾訊號，經過非線性電路產生二次及三次諧波失真；嚴格來說，偶次諧波效應分為訊號本身失真以及雜訊干擾互調失真兩種。在直接降頻式接收器，線性度好壞的考量須由 IIP_2 和 IIP_3 來決定，也就是說避免兩次及三次諧波失真太大。

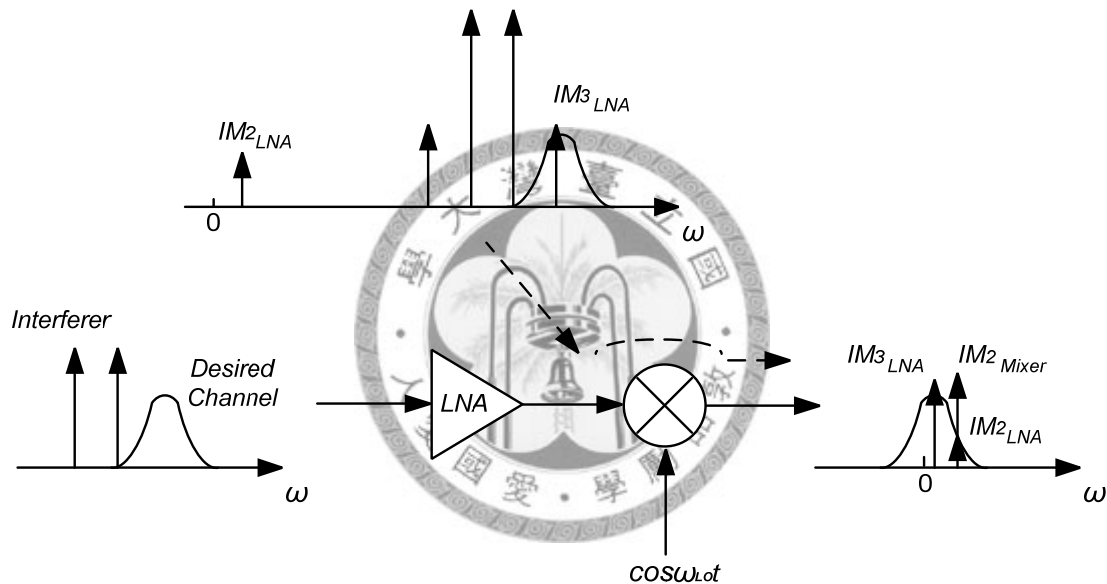


圖 2.5.4 直接降頻接收器的非線性效應

2.5.4 正交與同相訊號的不平衡 (I/Q Imbalance)

直接降頻接收器，接收訊號在射頻頻率時即區分為同相與正交訊號。因為頻率較高，相對的雜散效應亦會增加，導致同相與正交訊號路徑的增益、衰減不完全相同，產生振幅的不平衡 (Amplitude Imbalance)。除此之外，高頻的震盪器難以產生完美的 90° 相位差的訊號，有相位誤差 (Phase Error)，容易造成位元錯誤率的增加。

2.6 自差接收器 (Self-Heterodyne)

在一般傳統毫米波的傳輸系統中，最常使用的還是超外差接收器。但是使用傳統的超外差接收器，還是會有一些缺點，如圖2.6.1 所示，這是超外差接收器的基本傳輸架構。在傳送端，基頻訊號經過調變產生 IF 訊號，再經由本地震盪器將 IF 頻率升頻至想要使用的高頻頻段，透過天線的傳送到接收端；在接收端接收到了高頻訊號，便會做降頻的動作，再接收段一樣會有一個本地震盪器，本地震盪器的訊號和接收的高頻訊號做混波，便可以得到原本的 IF 訊號，再經由解調還原可以得到原本傳送的基頻訊號。

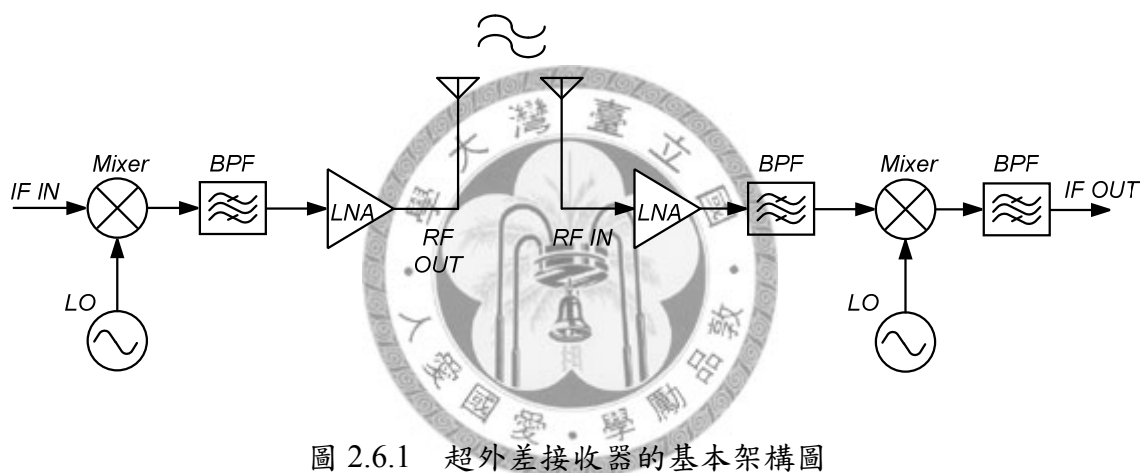


圖 2.6.1 超外差接收器的基本架構圖

但是在傳送的過程中會有一些問題的產生，就是在接收端降頻得到了 IF 的訊號，必須要有類似像 PLL 可以產生同步檢調以讓接收訊號可以被解調還原成功，無形中在設計上和製作的電路上，都會增加一些困難度還有金錢上的花費。加上毫米波的傳輸，IF 訊號普遍都是比較低，因此在本地震盪器的部份，所產生的訊號便要是比較高的頻率，由於頻率較高，因此在產生訊號的過程中難免會造成一些不穩定，也因此會有一些頻漂的現象產生，如圖2.6.2 所示。在傳送端的本地震盪器產生的訊號頻率 f_{LO} ，會有頻漂 Δf_I 產生，因此在和原本的 IF 訊號頻率 f_{IF} 做混波之後，便會產生高頻訊號 $(f_{LO} + \Delta f_I + f_{IF})$ 傳送至接收端；而在接收到高頻訊號之後，接收端的本地震盪器便會產生與發射端相同的訊號頻率 f_{LO} ，但是一樣會有不

穩定的頻漂 Δf_2 產生，因此在混波降頻之後所得到的訊號頻率為 $(f_{LO} + \Delta f_1 - \Delta f_2)$ ，和原本所傳送的訊號便會有些微的頻率不準的問題。

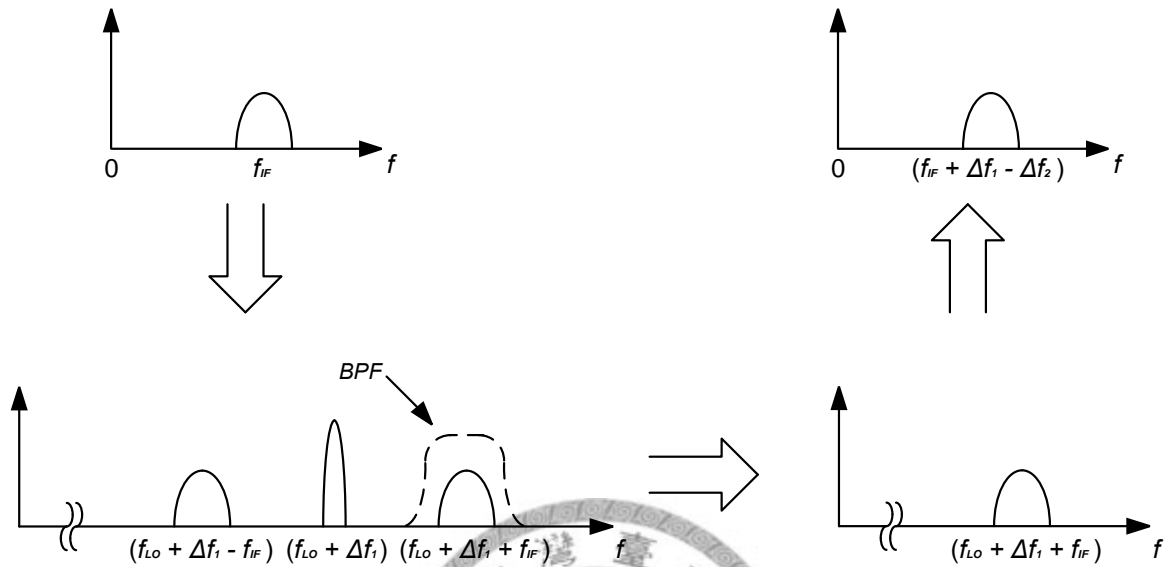


圖 2.6.2 超外差接收器的訊號傳送頻譜圖

為了解決這個問題，因此有了自差接收器（Self-Heterodyne）的產生。如圖2.6.3 所示，和超外差接收器最大的不同便是在接收端少了一個本地震盪器，也就是不需要由本地震盪器來產生訊號做混波降頻的動作。至於在傳送端的部份，在混波器之後的濾波器也做了些改變，超外差接收器的傳送端是會將本地震盪器產生的訊號頻率和調變過程中產生的副頻訊號頻率透過濾波器一起除去，留下升頻之後的訊號做傳輸；而自差接收器則是會將升頻之後的訊號以及本地震盪器所產生的訊號頻率一起傳送至接收端，再透過接收端的自差接收器的的檢調方式將訊號還原，如圖2.6.4 所示。

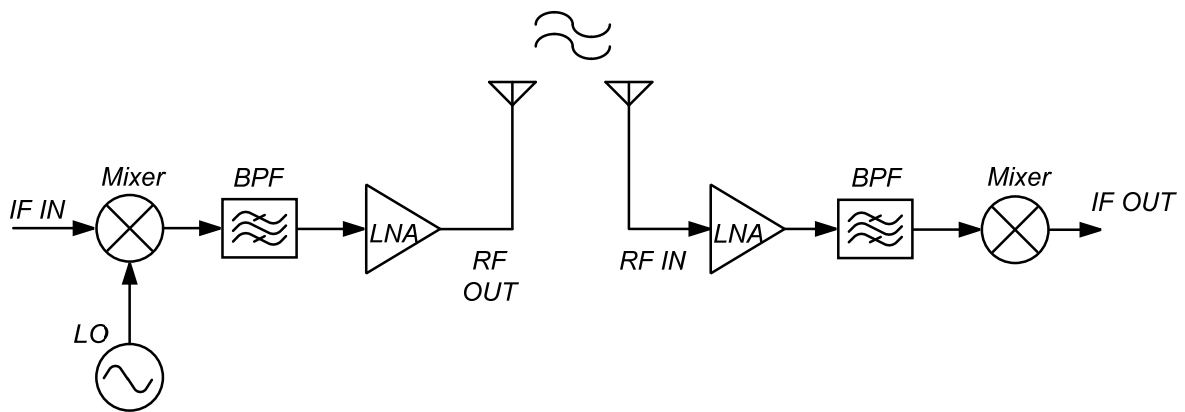


圖 2.6.3 自差接收器的基本架構圖

圖2.6.4 中，傳送端的本地震盪器一樣會產生頻漂的現象，但是透過了自差接收器，便可以將頻漂的現象解決，還原原本的訊號。圖2.6.4 的左下角，便是在傳送端，IF 的訊號和本地震盪器所產生的訊號做混頻，再透過帶通濾波器將本地震盪器和升頻過後的頻率留下，因此便將頻率 $(f_{LO} + \Delta f)$ 和 $(f_{LO} + \Delta f + f_{IF})$ 一起傳送至接收端。在利用自差接收器，將這兩訊號頻率相減，便可以得到原本的 IF 訊號；由數學上看就是 $(f_{LO} + \Delta f + f_{IF}) - (f_{LO} + \Delta f) = f_{IF}$ 。

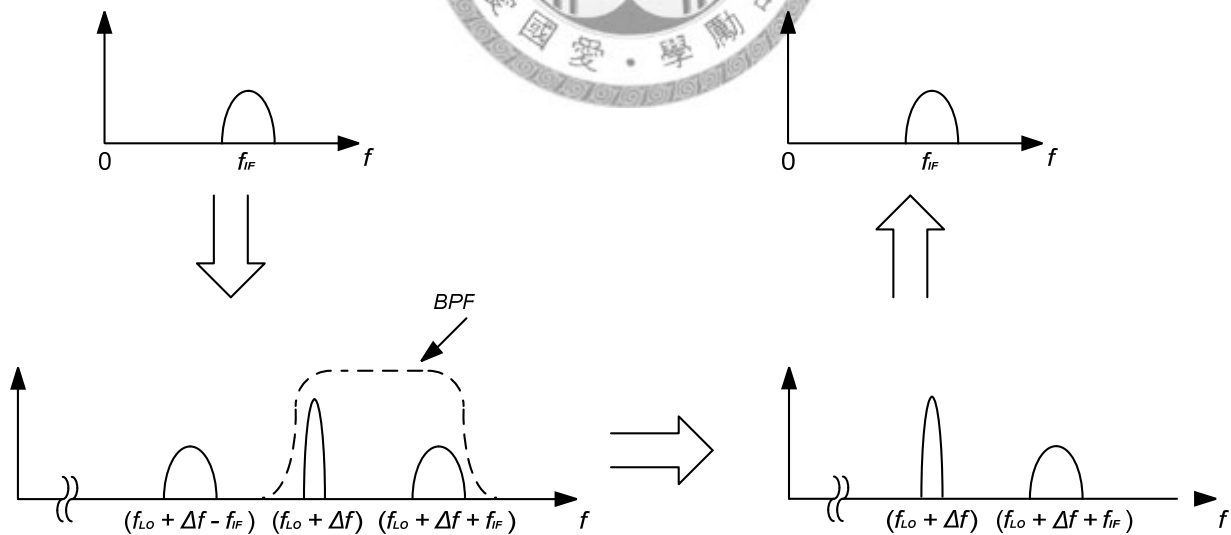


圖 2.6.4 自差接收器的訊號傳送頻譜圖

由於自差接收器有著可以將訊號完整的還原、可以省去系統在設計上的麻煩，尤其是省去了鎖相迴路（Phase Lock Loop）的設計，因為要做到如此高頻的 PLL 並不是那麼容易，只會增加成本上的花費。所以利用自差接收器可以降低在組裝上的花費（因為省去了接收端的本地震盪器以及鎖相迴路的設計），因此在本論文當中，正是使用了自差接收器來當作整個系統接收端的接收架構。



第三章

寬頻放大器

在本章第一節將會敘述放大器的一些重要參數。S 參數用於描述雙埠的網路狀態和計算其他參數時使用；放大器需要阻抗匹配才能將所有功率輸入並傳至輸出端；而放大器穩定度不好時則會產生震盪的現象；效率則是指直流偏壓流入的功率，使用在輸出信號上的比例；而增益是指輸入信號與輸出信號之間的比例值；雜訊參數是指輸入的訊雜比和輸出的訊雜比之間的關係。接下來第二節則會說明放大器的非線性效應。諧波失真是指放大器輸入單一頻率的訊號，但是輸出的訊號不只是輸入的頻率，還有不需要倍數頻率的諧波訊號；增益壓縮點是指輸入功率的增加，輸出的功率也會線性增加，接近壓縮點時即使輸入功率再增加，輸出功率的增加量會越來越小，直到飽和便不再增加；互調失真是指輸入兩個頻率很接近的訊號，在輸出會產生很多頻率為兩輸入頻率相加減的訊號，而混波器則是利用此現象將基頻信號升頻成微波信號發射，或是將微波信號降頻至基頻的信號。

3.1 放大器設計考量

3.1.1 散射參數 (Scatter Parameter)

敘述一雙埠網路(Two-Port Network)的特性，就必須以該網路所獲得之傳輸函數(Transfer Function)及阻抗函數(Impedance Function)說明之。在頻率低時，用以敘述雙埠網路函數，有 S 參數、Y 參數、Z 參數及 ABCD 參數等；然而在頻率高時，由於不易獲得確實可靠的短路測試(Short-Circuit)及開路測試(Open-Circuit)。所以在廣闊的微波頻率範圍內，分析微波頻段內網路問題的最佳參數即是散射參數(Scatter Parameters)簡稱 S 參數

(S-Parameters)。該參數便是用以敘述與分析工作於微波頻率時雙埠網路的特性，又因為 S 參數較易於應用網路分析，且可直接應用於信號流程圖分析 (Signal Flow Graph)。

將一雙埠網路，如圖所示可以改寫成圖3.1.1，可以寫成 (3.1) 式，其中 a_1 、 a_2 分別代表輸入埠及輸出埠中某特定位置之反射波。 $S_{11}a_1$ 項則表示輸入埠的入射波 a_1 投射到反射波 b_1 ；相同地， $S_{12}a_2$ 像表示輸出埠入射波 a_2 受到反射波 b_1 所致。參數 S_{11} 、 S_{12} 、 S_{21} 、 S_{22} 分別代表反射係數及傳輸係數，即稱為該雙埠網路的 S 參數，其矩陣為：

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

即稱之為 S 矩陣 (Scatter Matrix)

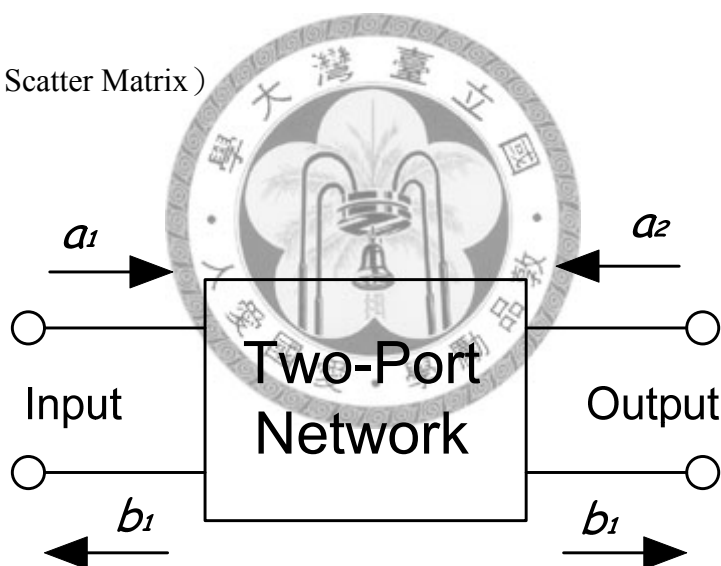


圖 3.1.1 雙埠網路中的入射波與反射波

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

由 (3.2) 式可分別將代表反射係數或傳輸係數的 S 參數定義如下：

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \dots\dots\dots \text{輸入端反射係數} \quad (3.3)$$

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \dots\dots\dots \text{逆向傳輸係數} \quad (3.4)$$

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \dots\dots\dots \text{順向傳輸係數} \quad (3.5)$$

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \dots\dots\dots \text{輸出端反射係數} \quad (3.6)$$

由 S 參數的定義可以看出，應用 S 參數的最大優點就是簡潔明瞭。量測此參數的方法，便是應用端接阻抗匹配法（例如，使 $a_1=0$ 或 $a_2=0$ ）。如果要量測 S_{11} ，可以將一雙埠網路的輸出端給予適當的阻抗匹配，再使 $a_2=0$ ，然後量測輸入埠的反射波與入射波的比值，即為參數 $S_{11} = b_1/a_1$ 。將輸出埠接一個阻抗值等於輸電線特性以使得 $a_2=0$ ，因而使行進波入射至負載上完全被吸收，至無電能回到輸入埠，如圖3.1.2 所示。

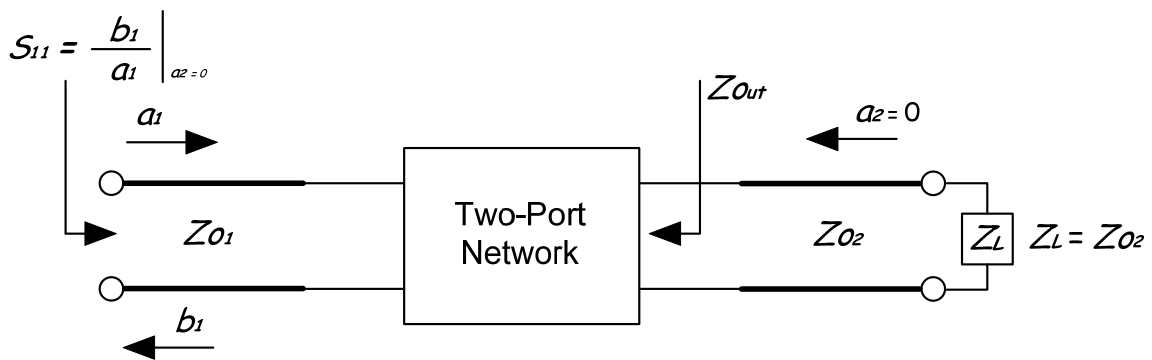


圖 3.1.2 量測參數 S_{11} 的方法

3.1.2 阻抗匹配網路 (Impedance Matching Network)

為使負載獲得最大的功率，必須使輸入與輸出之間作最重要的阻抗匹配，使放大器傳送最大功率到負載端，圖3.1.3 為典型匹配網路的例子。在該圖中，為了使待測物有最大功率傳送到負載 Z_L 上，必須在信號源與負載之間端接匹配網路，以便做有效的匹配。雖然匹配網路形式有多種設計，如圖3.1.3 中匹配電路的方塊圖，可採取輸入與輸出分列匹配法，但是一般高頻電路輸入或輸出的變動均會牽動另一端點，所以需要特別注意，最簡單的匹配法就是使用史密斯圖 (Smith Chart)。

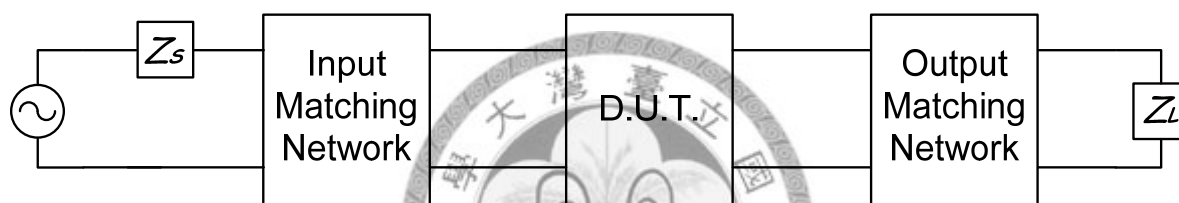


圖 3.1.3 匹配電路方塊圖

3.1.3 穩定度 (Stability)

放大器的穩定度或其電阻對震盪的影響，乃是設計步驟中一項重要的考慮因素。穩定度可由電晶體中的 S 參數，各個匹配網路及端接阻抗式等來決定。在一雙埠網路中，當輸入埠或輸出埠出現負電阻時，就有產生震盪的可能。對一單向元件而言，當 $|S_{11}| > 1$ 或 $|S_{22}| > 1$ 時，會有 $|\Gamma_{IN}| > 1$ 或 $|\Gamma_{OUT}| > 1$ 的情形發生，而該點即有可能會出現負電阻而造成電路不穩定產生震盪。

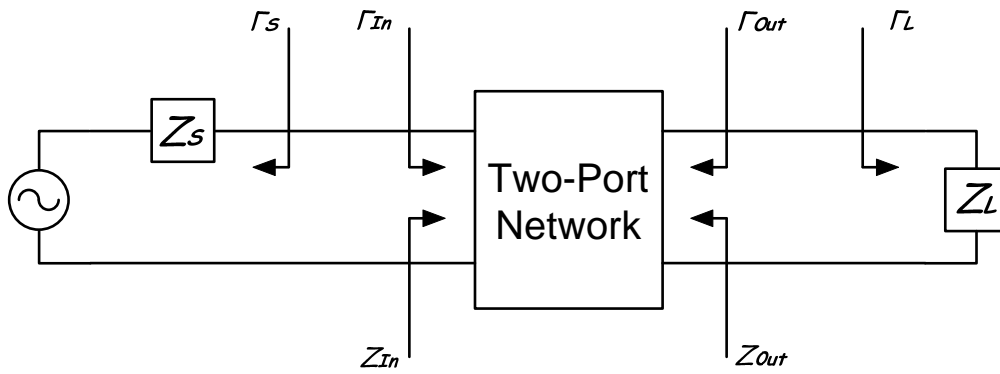


圖 3.1.4 雙埠網路之穩定性

如圖3.1.4 所示的雙埠網路中，若其輸入阻抗 Z_{IN} 與輸出阻抗 Z_{OUT} 的實數部份，對所有被動負載阻抗（Passive Load Impedance）及（Passive Source Impedance），於某一特定頻率下均大於 1，則稱其為無條件穩定（Unconditionally Stable）。若雙埠網路對某些組合之被動信號源阻抗及負載阻抗，將產生使其輸入阻抗及輸出阻抗中的實數部份為一負數，則稱其為非無條件穩定，而為一潛在不穩定（Potential Unstable）。在已知的頻率下，依反射係數定義，達到無條件穩定的條件為：

$$|\Gamma_s| < 1 \quad (3.7)$$

$$|\Gamma_L| < 1 \quad (3.8)$$

$$|\Gamma_{IN}| = \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right| < 1 \quad (3.9)$$

$$|\Gamma_{OUT}| = \left| S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{11}\Gamma_L} \right| < 1 \quad (3.10)$$

式中所有係數均對特性阻抗 Z_0 正規化。

由 (3.7) 到 (3.10) 之解，即可獲得使雙埠網路無條件穩定的需求。

將 (3.7) 到 (3.10) 式予以簡化成下列形式，欲使網路達到無條件穩定的充要條件為：

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1 \quad (3.11)$$

$$\text{以及 } 1 - |S_{11}|^2 > |S_{12}S_{21}| \quad (3.12)$$

$$1 - |S_{22}|^2 > |S_{12}S_{21}| \quad (3.13)$$

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad (3.14)$$

其中定義為 Δ 至此，想要達到無條件穩定的充要條件為：

$$K > 1 \quad \text{且} \quad B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}|^2 \quad (3.15)$$

再簡化，其條件為：

$$K > 1 \quad \text{且} \quad \Delta < 1 \quad (3.16)$$

因此，我們可得知當 $|S_{11}| < 1$ 及 $|S_{22}| < 1$ ，若 $K > 1$ 且 $\Delta < 1$ 時，雙埠網路為無條件穩定。在高頻電路中一般都用 $K - \Delta$ 值來進行穩定因數的判定，需特別注意。

3.1.4 效率 (Efficiency)

以下敘述三種型態的效率都是用來表示功率放大器的效能：

1. 汲極效率 (Drain Efficiency)

汲極效率定義為：

$$Efficiency_{Drain} = \frac{P_{RFOUT}}{P_{DC}} \quad (3.17)$$

P_{RFOUT} 指的是在工作頻率範圍內到達負載的電源提供功率， P_{DC} 指的是從直流電源供應器所供應的所有功率，由方程式可看出此效率的定義是所有提供功率中到達輸出端的比值。

2. 附加功率效率 (Power Added Efficiency, PAE)

附加功率效率最普遍使用在公制的產業和文獻中，定義為：


$$PAE = \frac{P_{RFOUT} - P_{RFIN}}{P_{DC}} \quad (3.18)$$

P_{RFIN} 是指在工作頻率能推動輸入端的需求功率，所以附加功率效率定義是電源提供功率與電路增加功率的比值。

3. 整體效率 (Overall Efficiency)

整體效率定義為：

$$Efficiency = \frac{P_{RFOUT}}{P_{DC} + P_{RFIN}} \quad (3.19)$$

對一個理想功率放大器而言，效率應該為1，輸入與電源提供的功率應該完全轉移到負載。

3.1.5 雙埠網路的增益

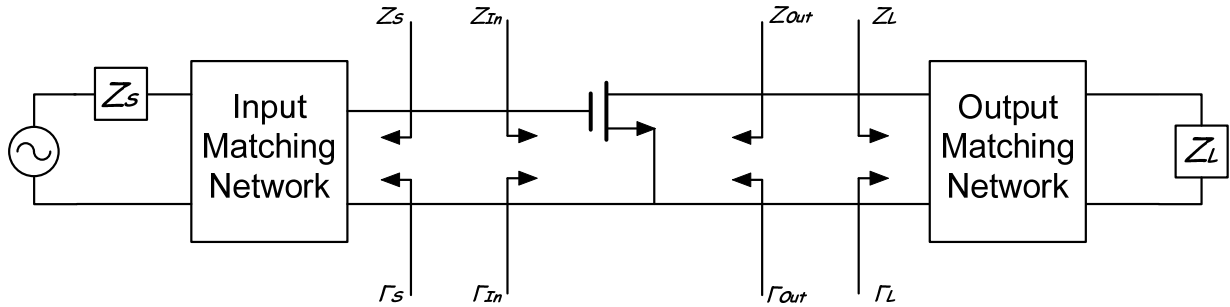


圖 3.1.5 放大器的雙埠網路

電晶體呈現的增益值大小與電源端和負載端的阻抗大小有關。必須在輸入端與輸出端設計匹配的網路以確定在所設計的頻率中能夠具有最大的功率轉換增益。圖3.1.5 為放大器的雙埠網路圖，電晶體的轉換功率增益 G_T 的定義是負載所得的功率比上從波源可獲得的功率，可用 (3.20) 式表示：

$$G_T = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_S|^2) (1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - S_{11}\Gamma_S - S_{22}\Gamma_L + \Delta\Gamma_S\Gamma_L|^2} \quad (3.20)$$

在上式中我們可以看到輸入阻抗與輸出阻抗如何影響轉換功率增益；而當 $\Gamma_S = \Gamma_{IN}^* = \Gamma_{MS}$

與 $\Gamma_L = \Gamma_{OUT}^* = \Gamma_{ML}$ 時，將可以得到最大的轉換功率增益 $G_{T,MAX}$ 如下式：

$$G_{T,MAX} = \frac{1}{1 - |\Gamma_{MS}|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_{ML}|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_{ML}|^2} \quad (3.21)$$

其中

$$\Gamma_{MS} = \frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4|C_1|^2}}{2C_1} \quad (3.22)$$

$$\Gamma_{ML} = \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2C_2} \quad (3.23)$$

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 \quad (3.24)$$

$$B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2 \quad (3.25)$$

$$C_1 = S_{11} - \Delta S_{22}^* \quad (3.26)$$

$$C_2 = S_{22} - \Delta S_{11}^* \quad (3.27)$$

將 (2.22)、(2.23) 式帶入 (2.21) 式中，則 $G_{T,MAX}$ 可改寫為

$$G_{T,MAX} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} K \left(\sqrt{K^2 - 1} \right) \quad (3.28)$$

當 $K < 1$ ，在穩定狀態下，所能到的最大增益，稱之為最大穩定增益 (Maximum Stable Gain, MSG) 如下列所示：

$$MSG = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} \quad (3.29)$$

當 $K > 1$ ，電路是無條件穩定，而此時所能得到的最大增益，稱之為最大可獲得增益 (Maximum Available Gain, MAG) 如下列所示：

$$MAG = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} K \left(\sqrt{K^2 - 1} \right) \quad (3.30)$$

3.1.6 雜訊指數 (Noise Figure)

放大器的雜訊考量，也與輸入端負載阻抗有關，雙埠網路放大器的雜訊指數可用 (3.31) 表示：

$$F = F_{\min} + \frac{4r_n |\Gamma_S - \Gamma_{opt}|}{(1 - |\Gamma_S|^2)(1 + |\Gamma_{opt}|^2)} \quad (3.31)$$

其中 F_{\min} 、 r_n 與 Γ_{opt} 就是雜訊參數，它們是屬於電晶體的製程參數，其中 F_{\min} 跟電晶體所操作的頻率與偏壓電流大小有關，而每一個 F_{\min} 都會有相對應的 Γ_{opt} 。由雙埠網路放大器的雜訊指數式，我們可以瞭解，透過設計一個輸入端的匹配網路，使電源端的反射係數 $\Gamma_S = \Gamma_{opt}$ ，放大器將可以得到最小的雜訊值 F_{\min} 。由此可知匹配網路是放大器設計的重要環節，它必須同時滿足穩定度與增益和雜訊的考量，而增益匹配與雜訊匹配無法同時滿足，增益與雜訊間的妥協犧牲一直會是設計者在設計放大器上的難題。

3.2 非線性效應

3.2.1 諧波失真 (Harmonic Distortion)

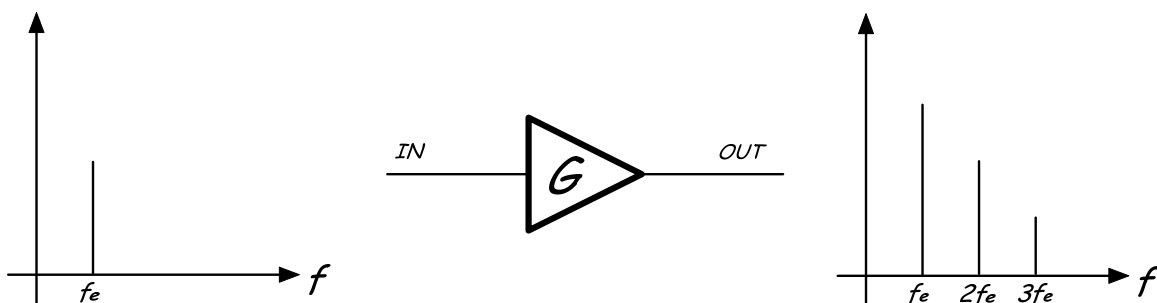


圖 3.2.1 非線性放大器輸入與輸出頻譜

如圖3.2.1，在非線性系統中，若輸入信號頻率為 f_c ，經過放大器之後，除了主要的信號之外，還會產生多次項的諧波，說明如下：

將輸出信號展開：

$$V_{out} = a_1 V_{in} + a_2 V_{in}^2 + a_3 V_{in}^3 + \dots \quad (3.32)$$

若輸入信號 $V_{in} = A \cos \omega t$

$$\begin{aligned} V_{out} &= a_1 A \cos \omega t + a_2 A^2 (\cos \omega t)^2 + a_3 A^3 (\cos \omega t)^3 + \dots \\ &= a_1 A \cos \omega t + \frac{a_2 A^2}{2} (\cos 2\omega t + 1) + \frac{a_3 A^3}{4} (\cos 3\omega t + 3 \cos \omega t) + \dots \\ &= \frac{a_2 A^2}{2} + \left(a_1 A + \frac{3a_3 A^3}{4} \right) \cos \omega t + \frac{a_2 A^2}{2} \cos 2\omega t + \frac{a_3 A^3}{4} \cos 3\omega t + \dots \end{aligned} \quad (3.33)$$

由 (3.33) 式得知， $\frac{a_2 A^2}{2}$ 為 DC 常數項， $\cos \omega t$ 為主要的信號，其他的 $\cos 2\omega t$ 、 $\cos 3\omega t$ 則為 2 倍、3 倍的諧波項。

3.2.2 增益壓縮點 (Gain Compression)

增益的壓縮與輸入的功率準位有關，當輸入信號超過一定的功率時，將不再維持輸入功率與輸出功率的線性關係，而是會進入飽和或稱為壓縮點，如圖3.2.2 所示。若不考慮諧波失真，則由 (3.34)，小信號增益為：

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{\left(a_1 A + \frac{3a_3 A^3}{4} \right) \cos \omega t}{A \cos \omega t} = a_1 + \frac{3a_3 A^2}{4} \quad (3.34)$$

若 $a_3 < 0$ ，則增益將會下降。換句話說，當輸入信號很大時，輸出的增益就幾乎為零，

輸出電壓便不再隨著輸入信號線性的增加。我們定義當小訊號增益下降 1dB 時，我們稱之為“1-dB 增益壓縮點 (1-dB compression point)”。若要計算下降 1dB 的增益壓縮點，由 (3.35) 得知：

$$20 \log |a_1| - 1dB = 20 \log \left| a_1 + \frac{3}{4} A_{1dB}^2 a_3 \right| \quad (3.35)$$

$$\text{因此 } A_{1dB} = \sqrt{0.145 \frac{|a_1|}{|a_3|}} \quad (3.36)$$

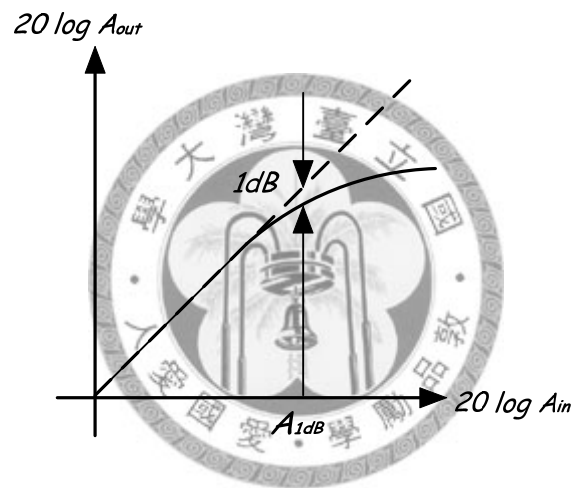


圖 3.2.2 1-dB 增益壓縮點

3.2.3 互調失真 (Inter-Modulation Distortion; IMD)

當輸入端有兩個或兩個以上不同頻率的信號，同時加入非線性的放大電路時，則在輸出信號中，將會包含許多附加頻率的信號，稱為互調衍生信號，如圖3.2.3 所示。由 $(2f_1 - f_2)$ 與 $(2f_2 - f_1)$ 組成的三階互調衍生信號 (Third-Order Intermodulation Products)，都與基頻信號 f_1 或 f_2 很接近，用濾波器並不能完全濾除，而會隨著信號進入放大電路的頻寬範圍之內，使輸出信號產生失真。

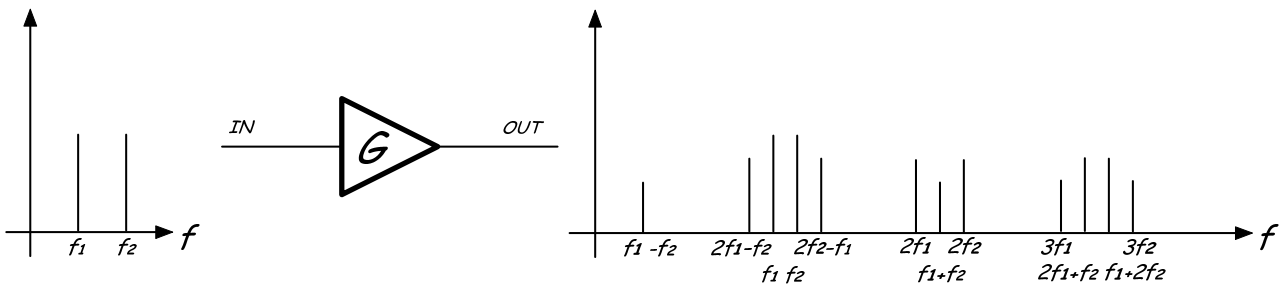


圖 3.2.3 非線性放大器的輸入與輸出頻譜

若輸入信號為 $V_{in} = A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t$ 代入 (3.32) 式

$$\begin{aligned}
 V_{out} = & a_1(A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t) + a_2(A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t)^2 \\
 & + a_3(A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t)^3 + \dots
 \end{aligned} \tag{3.37}$$

將 (2.37) 式展開，觀察二次與三次的諧波項

$$\begin{aligned}
 \omega = \omega_1 \pm \omega_2 : & a_1 A_1 A_2 \cos(\omega_1 + \omega_2)t + a_2 A_1 A_2 \cos(\omega_1 - \omega_2)t \tag{3.38} \\
 \omega = 2\omega_1 \pm \omega_2 : & \frac{3a_3 A_1^2 A_2}{4} \cos(2\omega_1 + \omega_2)t + a \frac{3a_3 A_1^2 A_2}{4} \cos(2\omega_1 - \omega_2)t \\
 \omega = \omega_1 \pm 2\omega_2 : & \frac{3a_3 A_1 A_2^2}{4} \cos(2\omega_2 + \omega_1)t + a \frac{3a_3 A_1 A_2^2}{4} \cos(2\omega_2 - \omega_1)t
 \end{aligned}$$

主要的信號為：

$$\begin{aligned}
 \omega = \omega_1 \pm 2\omega_2 : & \left(a_1 A_2 + \frac{3}{4} a_3 A_1^3 + \frac{3}{2} a_3 A_1 A_2^2 \right) \cos \omega_1 t \\
 & + \left(a_1 A_2 + \frac{3}{4} a_3 A_2^3 + \frac{3}{2} a_3 A_2 A_1^2 \right) \cos \omega_2 t
 \end{aligned} \tag{3.39}$$

因此，在不考慮增益壓縮的影響下，當輸入信號功率大到使基頻的輸出功率和第三階互調衍生信號輸出功率相同時，則三階互調衍生信號將嚴重干擾基頻之輸出信號，而此交叉點稱為第三階互調截斷點 (Third-Order Intercept Point, IP_3)，如圖3.2.4 所示，其中 IIP_3 與 OIP_3

分別為輸入的三階互調截斷點（Input 3rd-Order Intercept Point, IIP_3 ）及輸出的三階互調截斷點（Output 3rd-Order Intercept Point, OIP_3 ）。一般而言，交會點越高或者 IIP_3 及 OIP_3 越大者則代表線性度越好。

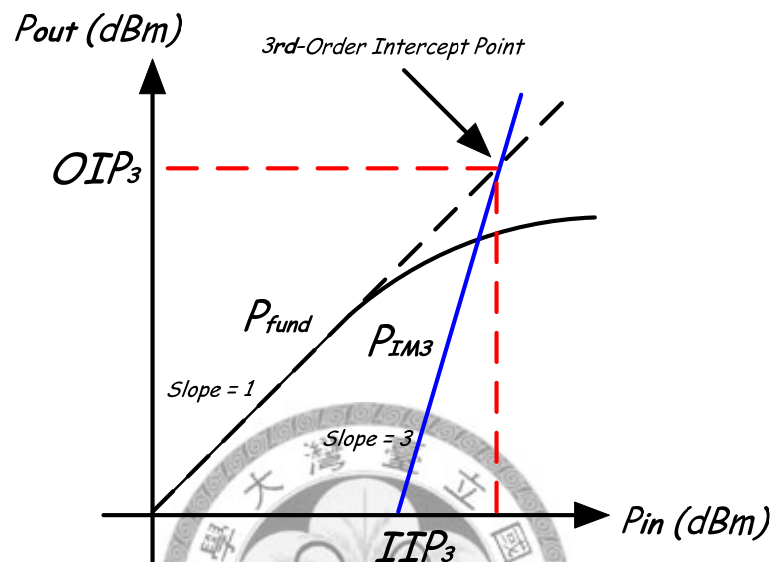


圖 3.2.4 三階互調截斷點

增益壓縮點（1-dB Compression Point），因為非線性效應的關係（放大器的增益在小訊號時為線性，但功率加大時增益反而會逐漸縮小的現象），為了表示放大器的工作範圍，通常以輸出增益比線性增益小 1dB 時的輸出功率來稱之。

通常 1dB 增益壓縮點與 IIP_3 的關係式如下：

$$1\text{-dB Compression Point} \approx IIP_3 - 10\text{dB} \quad (3.40)$$

基頻信號（Fundamentals）的大小與三階互調信號（ IM_3 ）的輸出頻譜如圖3.2.5， IIP_3 的計算方式如下式：

$$IIP_3(\text{dBm}) = \frac{\Delta P(\text{dB})}{2} + P_{in}(\text{dBm}) \quad (3.35)$$

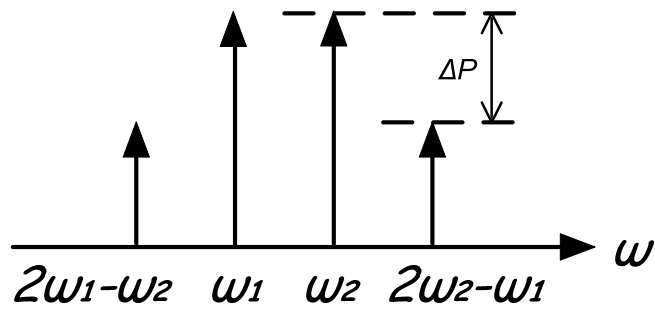


圖 3.2.5 IP_3 的頻譜示意圖

3.3 寬頻放大器的種類

以下是針對常見設計寬頻放大的器方法作整理和比較，每一種架構有每一種架構的優缺點：

1. 回授式放大器 (Negative Feedback Amplifier)
2. 平衡式放大器 (Balance Amplifier)
3. 電阻性匹配放大器 (Resistive Matching Amplifier)
4. 主動匹配放大器 (Active Matching Amplifier)
5. 交錯協調放大器 (Stagger Tuning Amplifier)
6. 電流重複使用放大器 (Current Reuse Amplifier)
7. 網路合成放大器 (Network Synthesis Amplifier)
8. 分佈式放大器 (Distributed Amplifier)

3.3.1 回授式放大器 (Negative Feedback Amplifier)

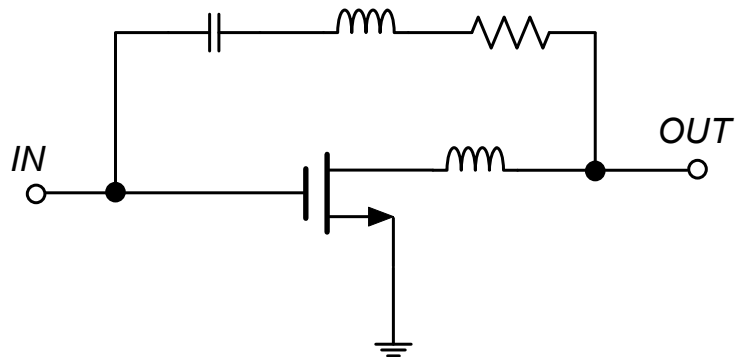


圖 3.3.1 負回授放大器

圖3.3.1 為負回授電路。負回授可使增益的響應較為平坦，改善輸入與輸出的匹配，也增加電路的穩定性。此型態的放大器頻寬可達 10 倍頻以上，不過功率增益和雜訊指數則會變得比較不好。

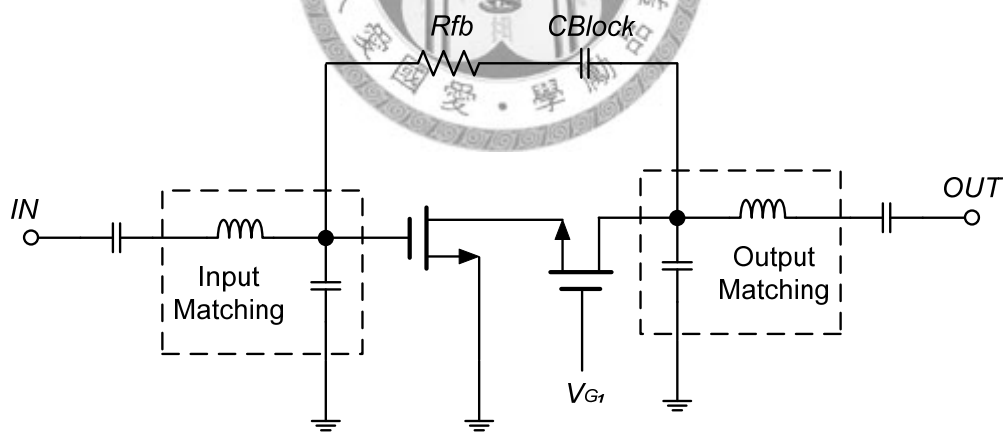


圖 3.3.2 串疊負回授放大器

如圖3.3.2 由Beom Kyu Ko and Kwyro Lee，在 2002 年發表串疊負回授放大器，用於全球定位系統，利用串疊結構提高增益，利用 R_{fb} 與 C_{Block} 形成負回授提高穩定度和頻寬，並使用電感電容作輸出輸入阻抗匹配。

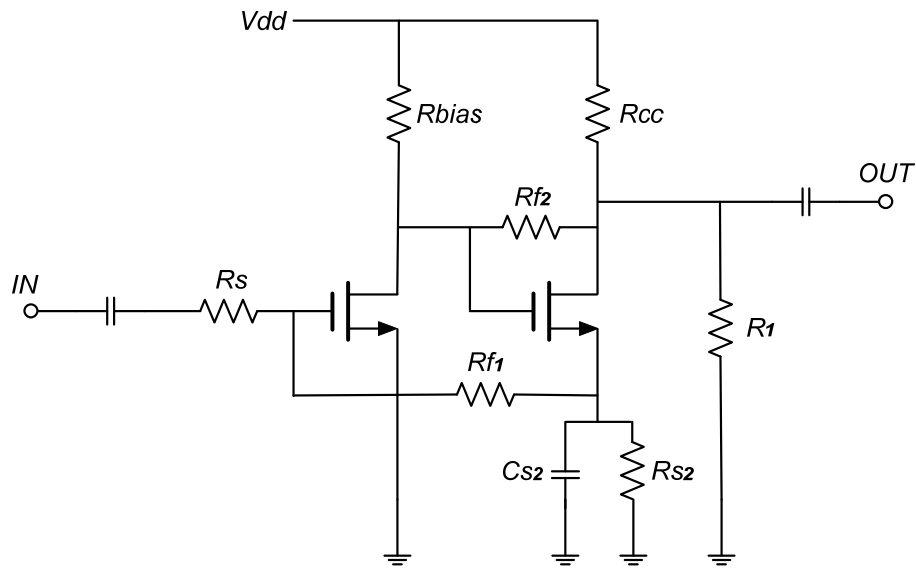


圖 3.3.3 雙負回授放大器

如圖3.3.3，2002年，Yu-Chang Chen 以及 Shey-Shi Lu 在 2002 年發表雙負回授放大器，利用 R_s 及 R_{f1} 作輸入端匹配，而利用 R_1 及 R_{f2} 作輸出匹配，讓兩級電路增加增益，使用 R_{f1} 與 R_{f2} 雙重負回授以達到寬頻增益與增加穩定性。其使用的是 $0.25\mu\text{m}$ CMOS 的製程，其電路量測結果為，功率增益 (Gain) = 10.5dB、頻寬 (Bandwidth) 為 0.6 ~ 22GHz、輸入反射損失 ($|S_{11}|$) < -10dB。

3.3.2 平衡式放大器 (Balance Amplifier)

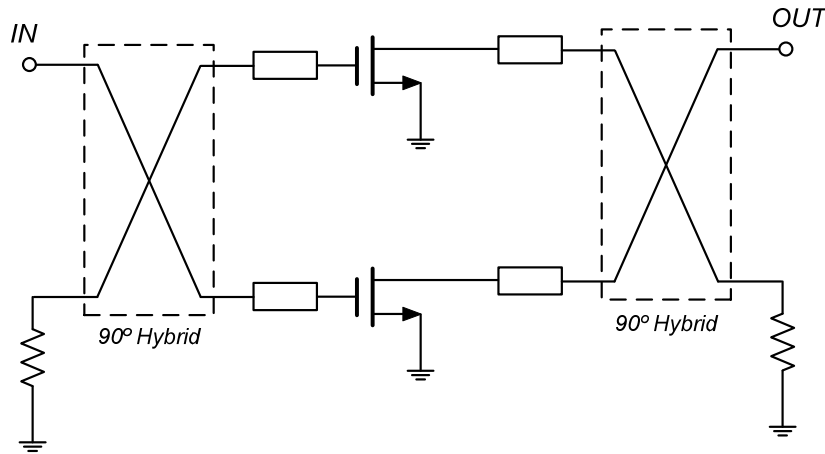


圖 3.3.4 平衡式放大器

若放大器能有低於極大增益的設計，就可以得到比較平坦的增益響應，但是其輸入與輸出的匹配就會變差。為了解決這個問題，平衡式放大器使用了兩個 90 度分合波器，抵消兩個放大器輸入與輸出端的反射。平衡式放大器的基本電路結構如圖 3.3.4 所示，第一個 90 度分合波器將輸入訊號分成兩個相位差為 90 度的等振幅訊號，送入兩個放大器，第二個 90 度分合波器則將放大器的輸出加總起來。由於分合波輸出的相位關係，由放大器輸入端反射的反射波，會在分合波器的輸入端彼此抵消，結果改善了阻抗的匹配；在平衡式放大器的輸出端，以及兩個獨立的放大器，結構要比單級放大器複雜許多。平衡式放大器優點如下列所示：

1. 個別的放大器可針對增益或雜訊特性作最佳化，不需要考慮輸入及輸出匹配。
2. 反射波會被分合波器吸收，可改進輸入與輸出的匹配，以及放大器的穩定性。
3. 若如果其中一個放大器損壞無法運作，增益只會減少 6dB，而不會整個系統無法工作。
4. 頻寬至少可以達一個倍頻以上，主要是分合波器的頻寬限制。

3.3.3 電阻性匹配放大器 (Resistive Matching Amplifier)

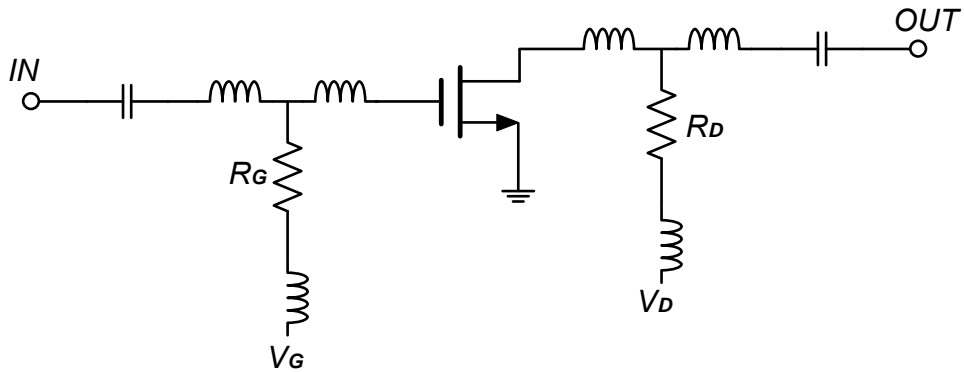


圖 3.3.5 電阻性匹配放大器

如圖3.3.5 為電阻性匹配放大器。使用電阻性匹配網路，可以得到很好的輸入與輸出匹配，但增益會減少，雜訊指數會增加。

3.3.4 主動式匹配放大器 (Active Matching Amplifier)

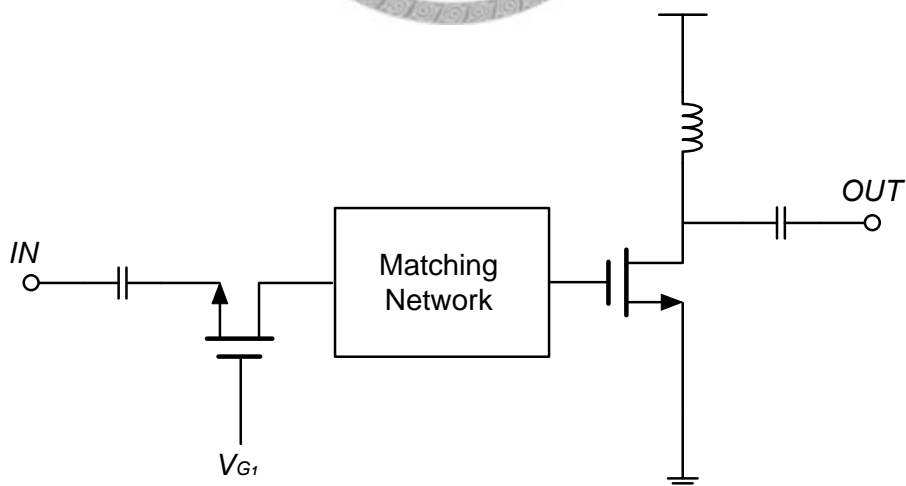


圖 3.3.6 主動匹配放大器

如圖3.3.6 是主動式匹配放大器，輸入端是使用主動電路的寄生效應作為匹配網路，一般以共閘極（Common Gate）放大器作為輸入，共汲極（Common Drain）放大器作為輸出較常見到。

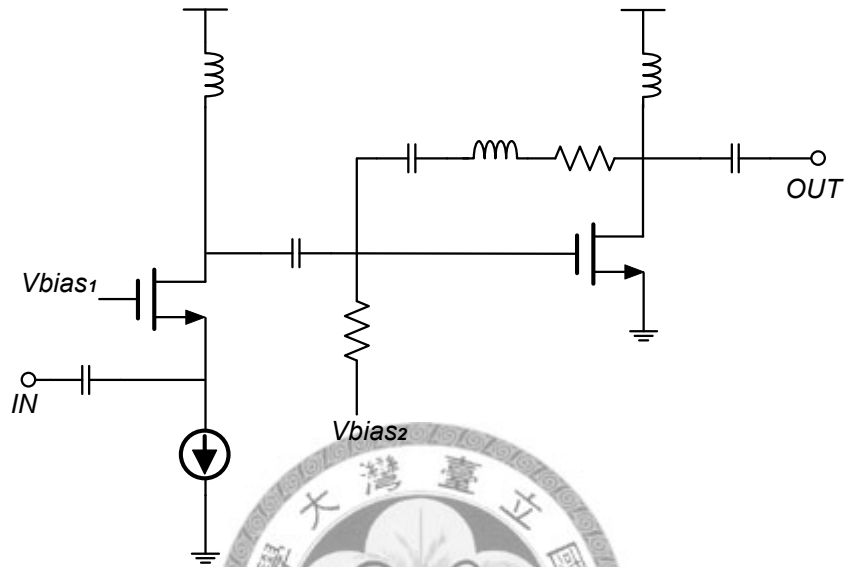


圖 3.3.7 主動匹配放大器

圖3.3.7 為 S. Vishwakarma 在 2004 年 UWBST 發表利用主動匹配在加上負回授達到 1.7GHz 的頻寬。第一極主動匹配以達到良好的輸入反射係數，主動匹配則是利用共閘極；從源極端所看到的輸入電阻約為 $1/g_m$ ，此電阻並不會因為頻率變動而會有很大的影響，所以利用這個特性，只要選擇電晶體的大小與偏壓電流，就可達到寬頻的阻抗匹配。第二級則是使用負回授電路以增加頻寬與增益平坦度，兩級疊加後可以達到不錯的增益效果。

3.3.5 交錯協調放大器 (Stagger Tuning Amplifier)

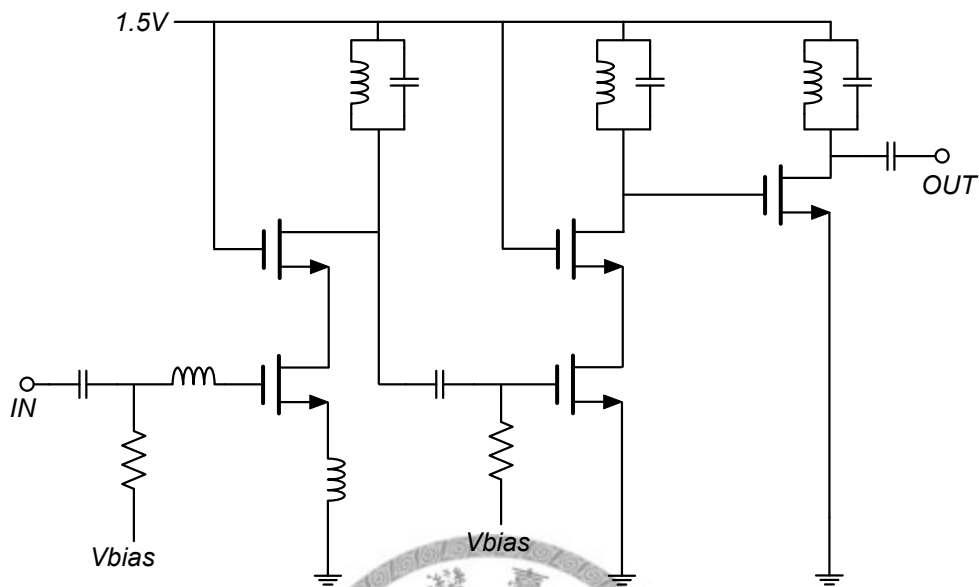


圖 3.3.8 交錯協調放大器

圖3.3.8 為 Wei Meng Lim; Manh Anh Do; Jian Guo Ma; Kiat Seng Yeo 於 2003 的 UWBST 發表交錯協調放大器。第一級對頻率 5.1GHz 作最佳化放大及匹配，第二級對 5.9GHz 作設計，第三級則為緩衝輸出級，輸出是兩個頻率疊加的效果，在所需頻段 5.1GHz ~ 5.9GHz 中能有平坦的功率增益，此方法稱為交錯協調。在輸入端匹配網路的部份是針對運作頻帶中心頻率 5.5GHz 所設計。

3.3.6 電流重複使用放大器 (Current Reuse Amplifier)

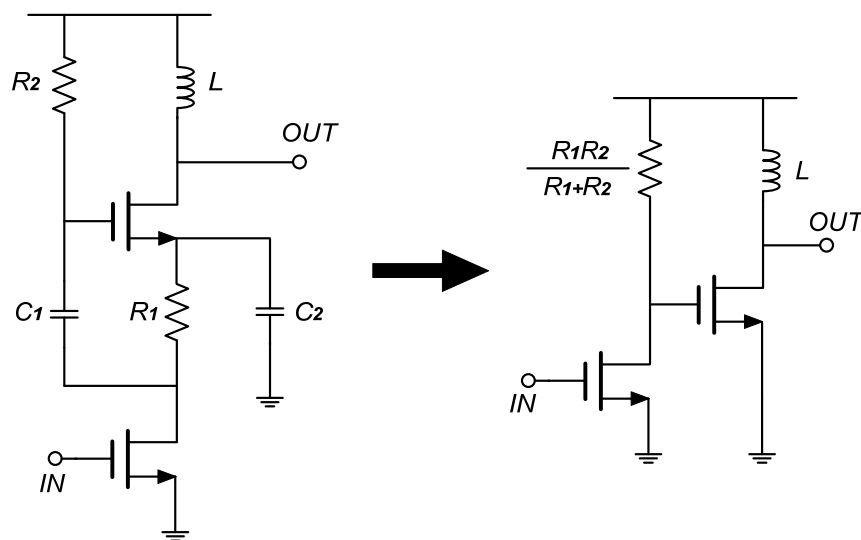


圖 3.3.9 電流重複使用放大器

圖3.3.9 為電流重複使用放大器，並無寬頻的功能，它真正的功能是節省功率消耗，透過 R_1 兩顆電晶體可使用同一電流驅動，但我們比較圖3.3.8 和圖3.3.9，發現只要電流重複使用放大器慎選元件參數值，可以成為交錯協調放大器而達到寬頻的功能。在 1998 年 J. Janssens, J. Crols and M. Steyaert 使用此結構設計了 900 MHz 的低雜訊放大器。

3.3.7 網路合成放大器 (Network Synthesis Amplifier)

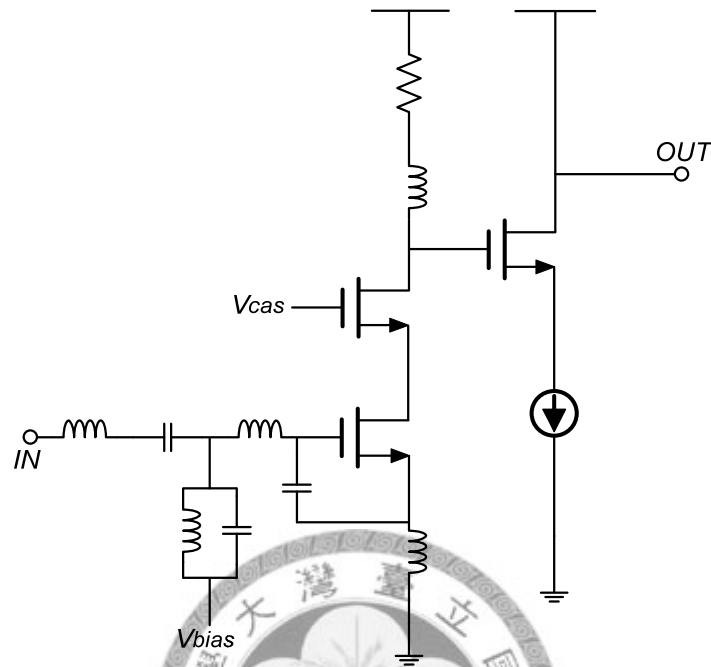


圖 3.3.10 應用於 UWB 的寬頻放大器

網路合成放大器 (Network Synthesis Amplifier) 又稱為寬頻匹配放大器 (Broadband Matching Amplifier)。圖3.3.10 為 Andrea Bevilacqua 和 Ali M Niknejad 於 2004 ISSCC 上發表的 UWB CMOS LNA，使用 CMOS 製程。電路前端使用三階柴比雪夫濾波器 (Chebychev filter)，此帶通濾波器，讓操作頻率的訊號可以無反射地傳輸過去，達到輸入端所需的寬頻匹配。電路第二級使用串疊結構以達到好的增益和隔離係數；第三級則是量測時使用的緩衝器，作為輸出端的阻抗匹配，但會降低放大器的功率增益。

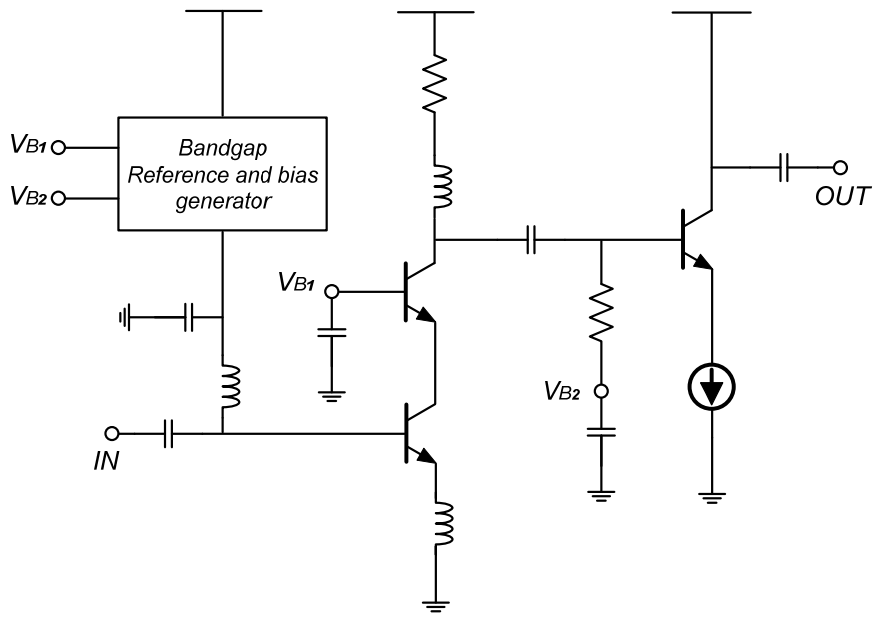


圖 3.3.11 應用於 UWB 的寬頻放大器

如圖3.3.11 為 A. Ismail 和 A. Abidi 於 2004 年 ISSCC 發表的 3 to 10 GHz LNA using a wideband LC-ladder matching network。使用 SiGe BiCMOS 製程，利用 LC 梯形網路作輸入匹配，並使用 Bandgap 產生穩定的參考偏壓電源，中間級使用串疊結構以增加增益和好的隔離係數，輸出為簡單的緩衝級，使用頻率為 2 GHz ~ 10 GHz。

3.3.8 分佈式放大器 (Distributed Amplifier)

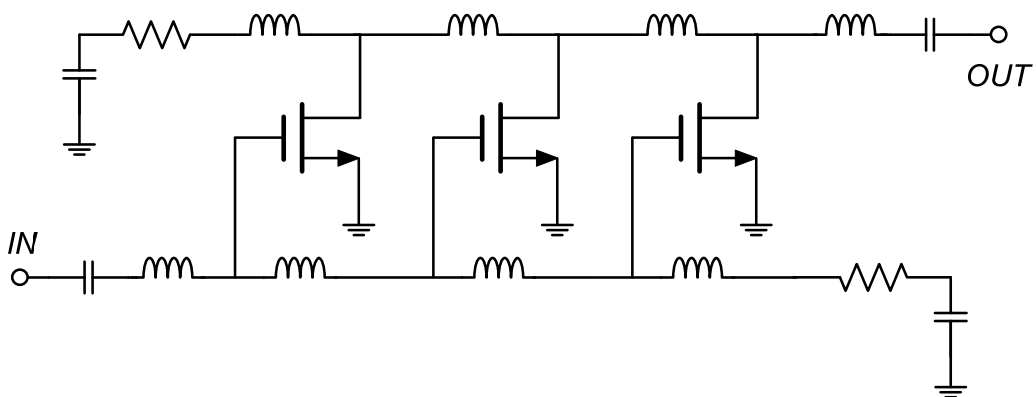


圖 3.3.12 分佈式放大器

如圖3.3.12 為分佈式放大器，由傳輸線將電晶體並聯，連接汲極端的稱為 Drain line，連接閘極端稱為 Gate line 其原理是信號經由 Gate line 再由閘極電壓所觸發，只要是慎選傳輸線的傳導係數，則可在輸出端看到增益疊加的效果。但因為傳輸線有損耗，會衰減信號，所以其增益通常在 7 到 14dB 之間。

3.4 結論

種類	頻寬	雜訊	功率消耗	製程影響	面積	晶片實現
負回授	多倍頻	中	中	中	小	易
平衡式	2倍頻	中	中	低	大	難
電阻性 匹配	多倍頻	高	小	低	小	易
主動匹配	多倍頻	中	中	低	小	易
交錯協調	2倍頻	中	小	低	中	易
電流重複 使用	2倍頻	中	小	低	小	易
網路合成	多倍頻	中	中	高	中	中
分佈式	多倍頻	中	大	高	中	中

表3.4.1 寬頻放大器的總結

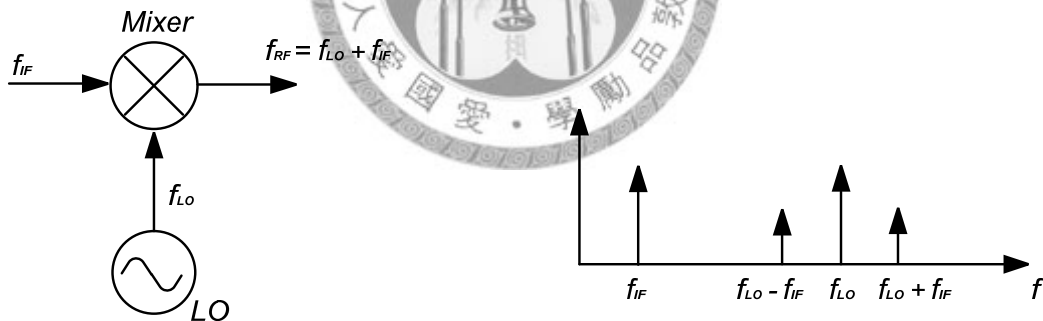


第四章

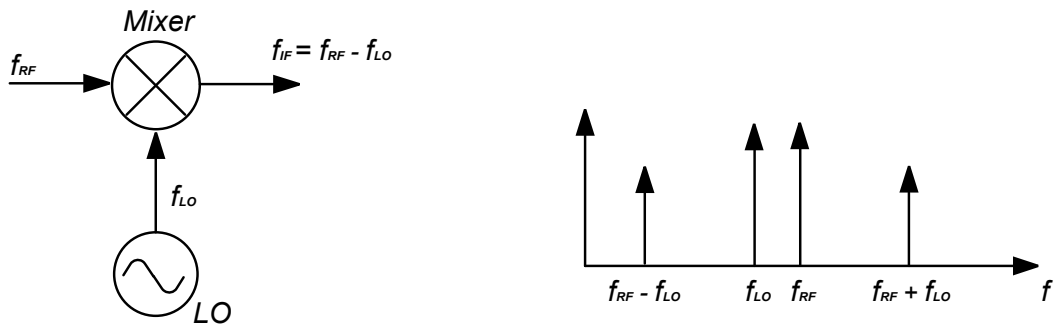
混波器

4.1 混波器的原理和簡介

混波器 (Mixer) 是一種三埠輸入的元件，利用元件的非線性特性，將輸入的頻率做相加或相減的動作。而非線性元件就如同上一章提到的倍頻器一樣，就是利用二極體或是電晶體，由於非線性元件會產生不同的諧波，再利用濾波器將希望的頻率濾出，因此混波器是一種頻率轉換的元件。在發射系統中，將基頻的訊號轉換成高頻的訊號，其中的過程成為升頻轉換 (Frequency-Up Conversion)；而將高頻訊號轉換成基頻訊號的過程則稱為降頻轉換 (Frequency-Down Conversion)。



(a)



(b)

圖 4.1.1 混波器特性示意圖 (a) Up Conversion (b) Down Conversion

圖4.1.1 是混波器特性的示意圖，混波器的輸出正比於兩個輸入頻率的乘積，一般來說升頻轉換是在發射端，而降頻轉換則是在接收端，由於本論文是對於接收端做設計，因此從降頻轉換做介紹。假設高頻訊號 $v_{RF}(t) = \cos(2\pi f_{RF}t)$ ，本地震盪器 (Local Oscillator) 會輸出一個 LO 訊號 $v_{LO}(t) = \cos(2\pi f_{LO}t)$ ，兩個訊號經過混波器之後，便會產生原本的基頻訊號，數學表示如 (4.1) 式所示：

$$\begin{aligned}
 v_{IF}(t) &= K v_{RF}(t) v_{LO}(t) \\
 &= K \cos(2\pi f_{RF}t) \cos(2\pi f_{LO}t) \\
 &= \frac{K}{2} [\cos 2\pi(f_{RF} - f_{LO})t + \cos 2\pi(f_{RF} + f_{LO})t] \quad (4.1)
 \end{aligned}$$

其中 K 為轉換損失 (Conversion Loss)， $v_{IF}(t)$ 為中週頻率 (Intermediate Frequency)，也就是 IF，經由混波器處理之後所產生了相加或相減的頻率，由於 LO 和 RF 兩個訊號頻率比較接近，因此相加的頻率幾乎是兩倍的 RF 頻率；而相減的訊號遠小於 RF 訊號，因此利用濾波器很容易將兩個頻率分開。在由圖4.1.2 可以發現，以 LO 頻率為中心，比 LO 頻率低的地方若出現干擾，此干擾和 LO 的差值也是 IF 頻率的大小，稱為鏡像頻率 (Image

Frequency)。鏡像頻率若過大就會在 IF 頻率的地方產生干擾，會增加混波器的雜訊指數，使得基頻電路無法正確解出原本的訊號。因此改善的方法就如同第二章所提到的，在輸入前端加上一個濾波器，而此濾波器的功用則是濾除鏡像頻率，稱為鏡像濾除濾波器 (Image Rejection Filter)。

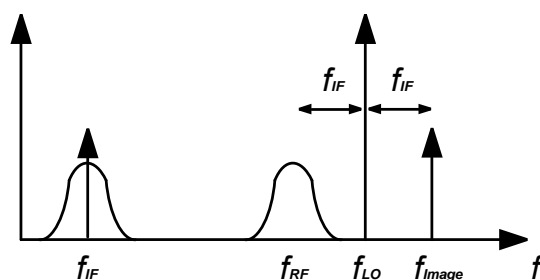


圖 4.1.2 鏡像頻率的表示圖

在第二章也曾提到，在輸出端通常也會再加一個濾波器，稱為通道選擇濾波器 (Channel Select Filter)。鏡像濾除濾波器和通道選擇濾波器，其設計是根據 IF 而定，不論是較高的 IF 或是較低的 IF 在設計上都是都有困難度的。由圖 2.2.1 中可知，當選擇較高的 IF 時，鏡像濾除濾波器在設計上較簡單，也就可以將鏡像頻率壓抑的較低，降頻至 IF 時，鏡像頻率比較不會干擾訊號，但是在通道選擇濾波器的設計上就會比較困難，因為干擾相當靠近訊號，因此通道選擇濾波器的 Q 值必須相當高；相反的若選擇較低的 IF 時，鏡像頻率比較接近 RF 訊號，因此鏡像濾除濾波器的 Q 值必須設計的相當高，否則降頻之後就會干擾到訊號，但是相對的通道選擇濾波器在設計上就會比較簡單，對於壓抑干擾訊號的程度也比較高。

4.2 混波器設計考量

接下來將介紹關於混波器的的一些重要參數，這些參數將決定混波器特性的好壞，這將依照不同的設計者有不同的需求做調整。

4.2.1 轉換增益與消耗 (Conversion Gain / Loss)

轉換增益／損失(Conversion Gain / Loss)，指的是輸出訊號功率除以輸入訊號功率的值。由於混頻器每個埠並非完美的匹配，而且非線性元件在轉換頻率時，有些功率分配到其他的諧波上，因此會產生損失。以接收端來說，如圖4.2.1 所示，熱雜訊是由能量的損失所產生，因此損失越大，雜訊就會產生越多，但是並非所有的混波器都是轉換損失。利用電晶體的主動混波器會產生增益，因此稱為轉換增益；一般來說，利用二極體的混波器在一定 LO 的功率位準下，會有 4~7 dB 的轉換損失。(4.2) 式代表了升頻轉換增益的定義，反之 (4.3) 式則是表示降頻轉換增益的定義。

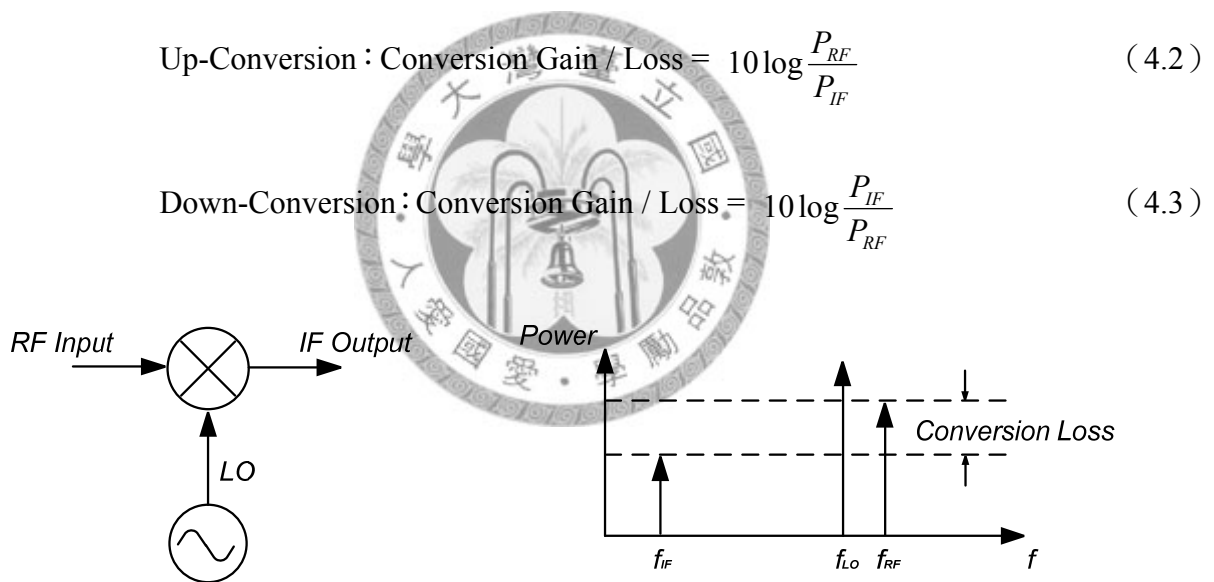


圖 4.2.1 轉換損失示意圖

4.2.2 雜訊指數 (Noise Figure)

混波器雜訊指數(Noise Figure)的定義為輸入端 RF 訊號對雜訊比(SNR_I)與輸出 IF 訊號對雜訊比(SNR_O)的比值 $\frac{SNR_I}{SNR_O}$ ，以 dB 表示。一般來說，實際的 Mixer 在一定的 LO 工率位準下大約有 1~5 dB 的雜訊指數，二極體混波器的雜訊指數會比電晶體混波器的雜訊指

數還小；而改善的方法就是將輸入的訊號增強，也就是在前級加上一個低雜訊放大器（Low Noise Amplifier），但是缺點是會減少動態範圍。

4.2.3 隔離度（Isolation）

隔離度（Isolation）是指混波器的各個不同的埠之間訊號互不干擾的程度，以 dB 表示。代表這個埠到另一個埠的衰減值，以 LO 到 RF 的隔離度如圖4.2.2 所示，理論上每個埠之間都互相獨立並且有各自不同的頻率，因此不會互相耦合也不會互相干擾，但是在接收系統當中，因為各種不同的不匹配或耦合器的不理想，因此會有耦合的現象。因此隔離度就是各個埠互相耦合的程度，LO 的功率較大就算有衰減，也會影響到其他的埠，甚至會經由天線直接輻射出去，所以隔離度就顯得相當重要。比較重要的參數是 LO 到 RF 和 IF 的隔離度，一般來說，LO 到 IF 的隔離度大約在 25~30 dB 以上，混波器前級都會有放大器或濾波器，因此就可以阻隔 LO 經由 RF 從天線輻射出去；一般 LO 到 RF 的隔離度約在 20~40 dB，RF 端和 IF 端的隔離度也是重點，由於不希望輸入和輸出互相干擾造成負載效應，因此也必須要有一定程度的隔離度。

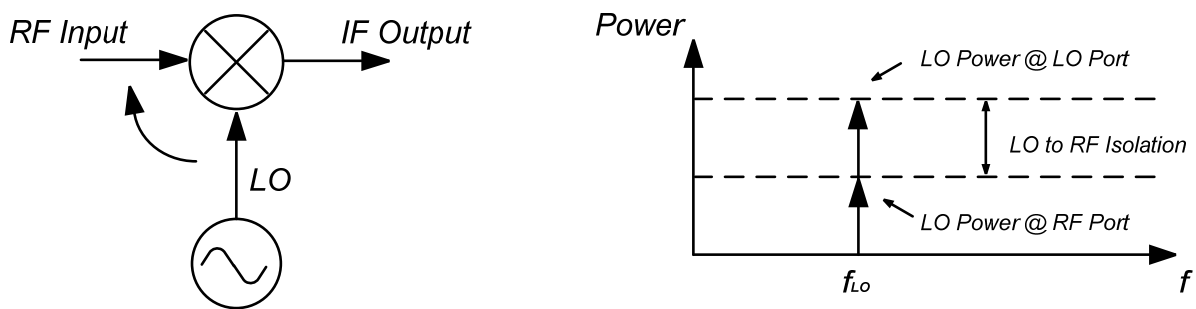


圖 4.2.2 LO 到 RF 的隔離度

4.2.4 LO Power 及雜訊分析

1. 在混波器工作時，LO 的功率稱為 LO Power：LO Power 和 Conversion Gain 的

關係圖如下圖4.2.3 所示：

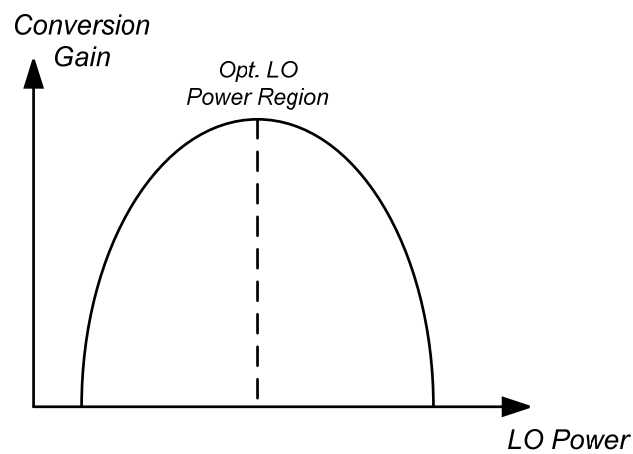


圖 4.2.3 LO Power 和 Conversion Gain 的關係圖

左半邊的曲線，因為切換電晶體對轉導值小，會使得 Conversion Gain 變小；而右半邊的曲線，因為諧波造成 Conversion Gain 衰減。

2. LO Power 對雜訊指數所造成的影響：LO Power 和雜訊指數的關係圖如下圖4.2.4 所示。調整 LO 的輸出功率，可以找到最佳的電路特性。

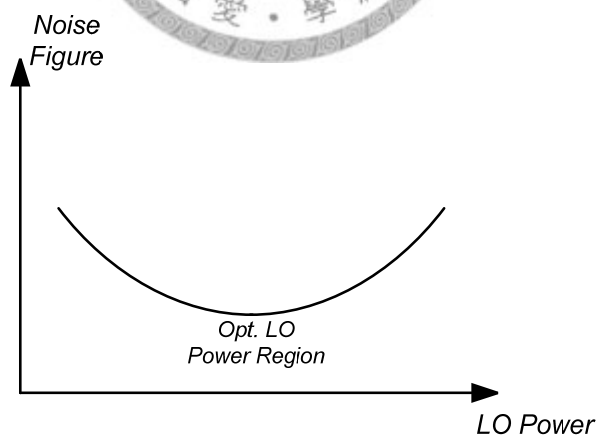


圖 4.2.4 LO Power 和雜訊指數關係圖

4.2.5 直流偏壓及線性度

在設計混波器時，直流偏壓和線性度的考量相當重要。

1. LO 端的直流偏壓：

如圖4.2.5 (a) 所示，操作在 A 點，表示切換電晶體上有較高的電壓才能使電晶體達到 Turn on 的效果；操作在 B 點，表示有最佳的 LO Power，但有較小的轉換增益，線性度很差；至於操作在 C 點，則表示切換電晶體要大的電壓，才能將電晶體 Turn off。而圖4.2.5 (b) 為三種操作點對 Conversion Gain 的影響。

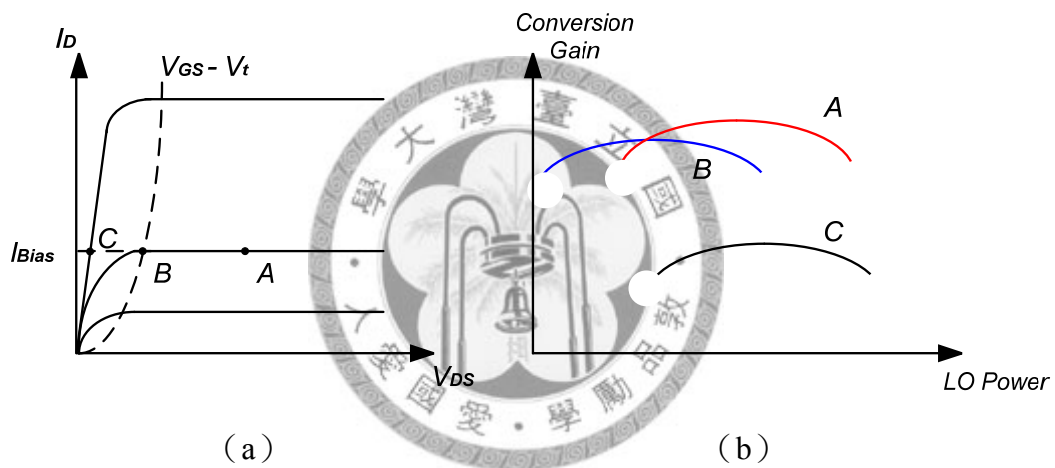


圖 4.2.5 (a) LO 端的操作點 (b) 三種操作點對 Conversion Gain 的影響

2. 線性度：

可由圖4.2.6 得知，當偏壓電流增加時，線性度相對的也會隨著增加。

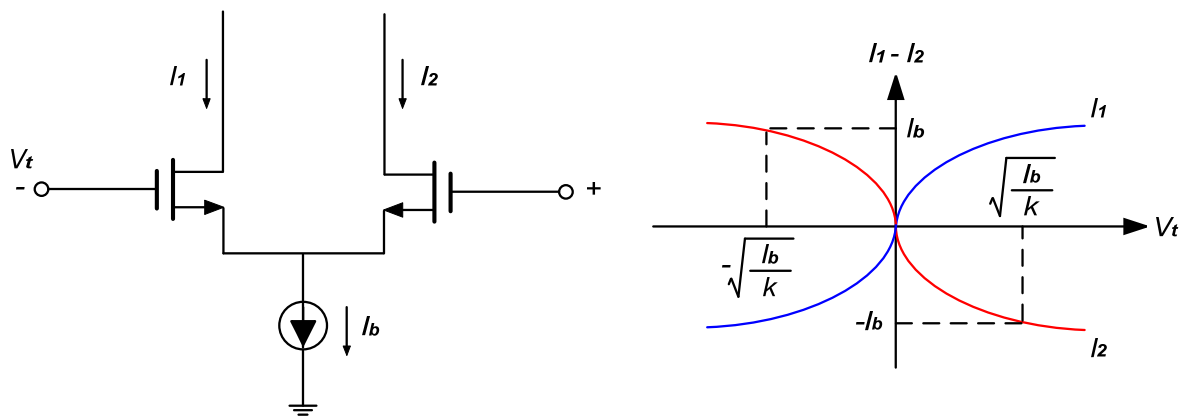


圖 4.2.6 影響線性度的偏壓示意圖

4.3 混波器的種類

4.3.1 單端二極體混波器 (Single-Ended Diode Mixer)

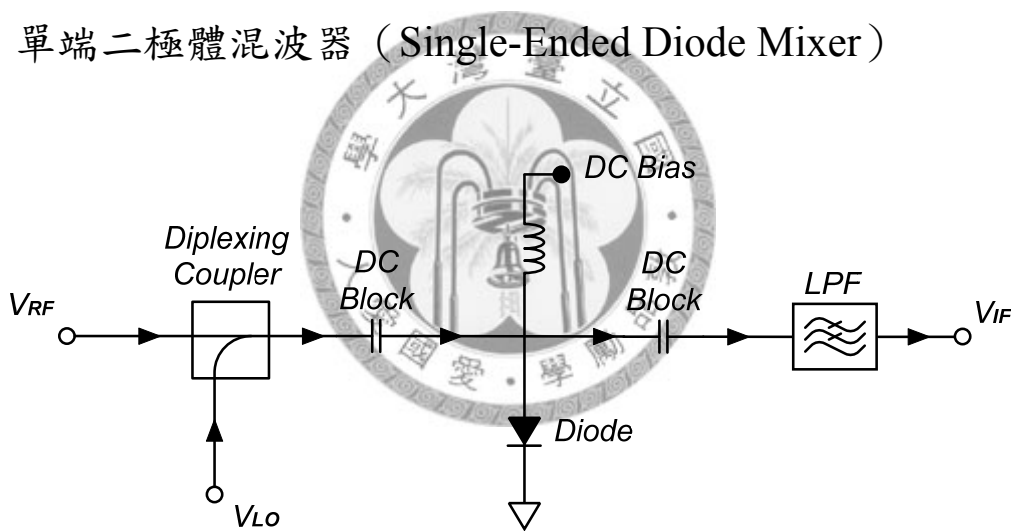


圖 4.3.1 單端二極體混波器

單端的 (Single-Ended) 混波器，有二極體和電晶體兩種，但是基本的架構上是相同的，在這裡將介紹由二極體所組成的單端二極體混波器。顧名思義單端就是只有一個二極體的架構，單端的二極體混波器是一切其他形式混波器的重要部分，需要透過它來完成其他形式混波器的組成；而通常這麼簡單架構的混波器，其實是很常被使用在毫米波，而且其效果也是相當的好。

4.3.2 單端平衡式混波器 (Singly Balanced Mixer)

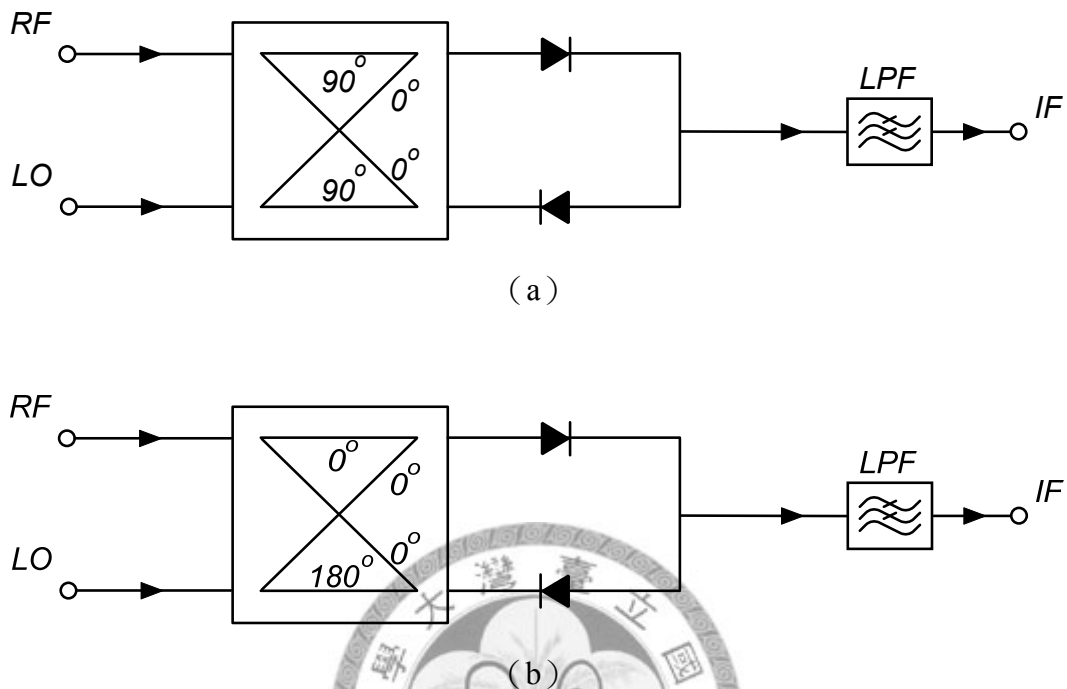


圖 4.3.2 單端平衡式混波器 (a) 使用 90° 混合 (b) 使用 180° 混合

前面有介紹過單端平衡式混波器 (Singly Balanced Mixer)，此架構便是由兩個單端的混波器所組成，在連結到兩個各自分開的埠，因此不會影響到埠與埠之間的干擾，不過通常主要的因素還是決定在混合 (Hybrid) 之處。由於相位的不同，在於 RF 到 LO 的隔離度也會有所差別，使用 180° 在這個部份上，其效果就只會比使用 90° 的效果差。

4.3.3 雙端平衡式混波器 (Doubly Balanced Mixer)

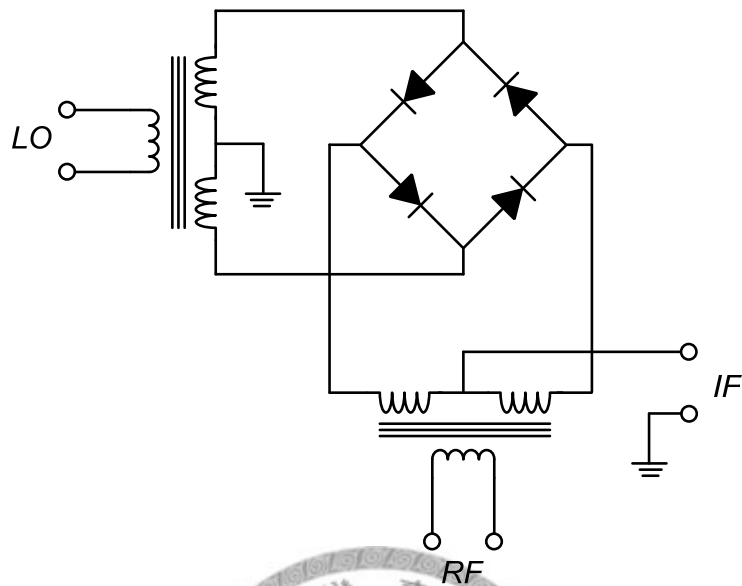


圖 4.3.3 雙端平衡式混波器

雙端平衡式混波器 (Doubly Balanced Mixer) 最常被使用在 1 ~ 18 GHz 之間；對於每個埠之間它都有著較好的內部隔離度，對於 LO 的雜訊以及寄生訊號都可以有很好的抑制；相反的它卻需要至少四個二極體以及兩個 Hybrid、更大的 LO Power，而且其轉換增益的效果相對的就比較差。

4.3.4 次諧調式泵浦混波器 (Subharmonically Pumped Mixer)

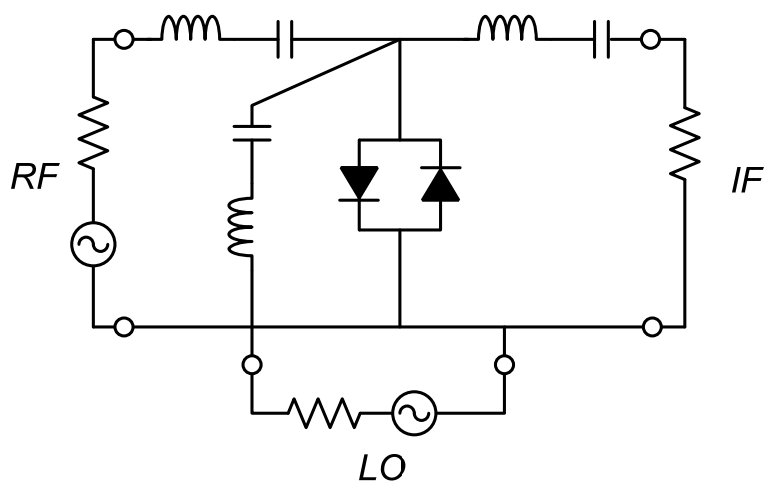


圖 4.3.4 次諧調式泵浦混波器

在許多應用上，要產生一個基頻的 LO 訊號是非常不方便，也有可能需要花費非常高的價位，甚至是不太可能。而應用在毫米波的混波器其轉換增益以及抗雜訊的效果往往被 LO 的 Power 或是雜訊所限制住，因此便有了次諧調式泵浦混波器 (Subharmonically Pumped Mixer) 的設計產生。其便是利用了 LO 一半的頻率，再透過 RF 的二次諧波頻率做混波，所能得到的轉換增益非常的好，不過有時候會比一般的混波器差了 1~2 dB 左右；它在 LO Power 以及雜訊上的表現也都相當的好。

4.3.5 鏡像抑制混波器 (Image Reject Mixer)

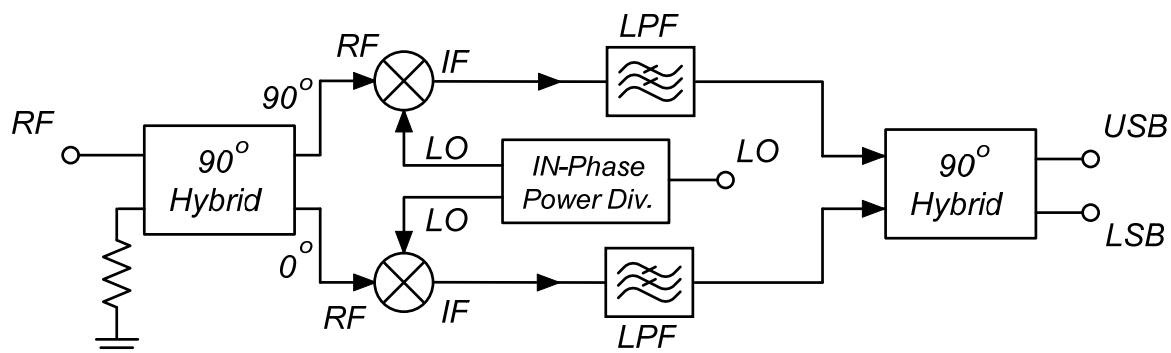


圖 4.3.5 鏡像抑制混波器

在傳輸調變的過程中，鏡像干擾一直是一個影響到傳輸品質的重要因素，而使用鏡像抑制濾波器 (Image Rejection Filter) 也將會影響到轉換過程中的損耗。假設基頻的頻率過低加上鏡像和 RF 以及 LO 的頻率太過靠近，便會影響到調變後的結果；而要完全消除鏡像是不可可能的，必須一定要使用鏡像抑制濾波器。而鏡像抑制濾波器 (Image Reject Mixer) 則是可以解決此問題，鏡像對於轉換過程中的影響便不存在。

4.4 結論

種類	VSWR			埠與埠之間的隔離度		
	RF	LO	IF	RF / IF	LO / RF	LO / IF
單端	決定於匹配電路	決定於匹配電路	決定於匹配電路	決定於濾波器	決定於濾波器	決定於濾波器
單端平衡 (90°)	好	好	決定於匹配電路	決定於濾波器	不好	決定於濾波器
單端平衡 (180°)		決定於匹配電路		決定於濾波器	好	決定於濾波器
雙端平衡	好	好	好	好	好	好

次諧調式 泵浦		決定於匹 配電路		決定於濾 波器	好	決定於濾 波器
鏡像抑制	好	好	好	好	好	好

種類	LO 雜訊抑制	LO 寄生訊號抑制	LO Power 需求
單端	無法	無法	低
單端平衡 (90°)	好	好	中等
單端平衡 (180°)	好	好	中等
雙端平衡	好	好	高
次諧調式 泵浦	好	好	中等
鏡像抑制	好	好	很高

表4.4.1 各式混波器功能比較表





第五章

IF寬頻放大器的設計和實驗

5.1 傳輸線 (Transmission Line)

傳輸線是微波電路設計中很重要的被動元件，在微波頻率需要小尺寸的電感性元件作為匹配網路及共振腔使用，需要的電感值在幾百 pH 以下，用來傳輸準橫向電磁波 (Quasi-Transverse Electromagnetic, Quasi-TEM)。傳輸線的優點是可做成任何的長度與寬度，能夠做出精確的電抗值。另外當使用傳輸線作連接時也可比較容易的模型化。另一個值得注意的優點是使用傳輸線會有一個很好的回流接地面，可以隔絕與附近結構的耦合。在多層結構中有很多種傳輸線，像帶狀線 (Strip Lines)、微帶線 (Microstrip Line)、溝槽線 (Slot line)、共平面波導 (Coplanar Waveguide)、共平面帶狀線 (Coplanar Strip Line)，下節將討論微帶線。

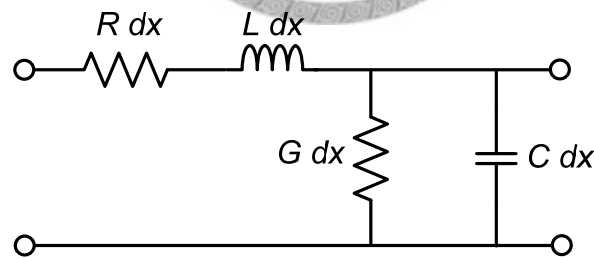


圖 5.1.1 分佈式 RLGC 有損傳輸線模型

任何準橫向電磁波傳輸線都可用頻率有關的分佈式 RLGC 電路模型所等效，如圖5.1.1 傳輸線可等效為下面四個參數：

$$Z \equiv \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (5.1)$$

$$\lambda \equiv \frac{2\pi}{\omega_0 \sqrt{LC}} \quad (5.2)$$

$$Q_L \equiv \frac{\omega_0 L}{R} \quad (5.3)$$

$$Q_C \equiv \frac{\omega_0 C}{G} \quad (5.4)$$

其中 Z 為特徵阻抗， λ 為波長， Q_L 為電感性品質因數 (Quality Factor)， Q_C 為電容性品質因數。傳輸線主要是儲存磁能，所以比起共振品質 (Resonator Quality)、衰減常數 (Attenuation Constant)，電感性品質因數 Q_L 在計算傳輸線損失時是最重要的參數。

5.1.1 微帶線 (Microstrip Line)

微帶線是最廣泛使用的平面傳輸線之一，主要的原因是微帶線可以用照相蝕刻法製造，也非常容易與其他的主動或被動微波電路連接且積體化。其幾何結構如圖5.1.2 所示，寬度為 W 的金屬線在厚度 d ，介質常數為 ϵ_r 的接地介質板上，電磁場分佈如圖5.1.3 所示。

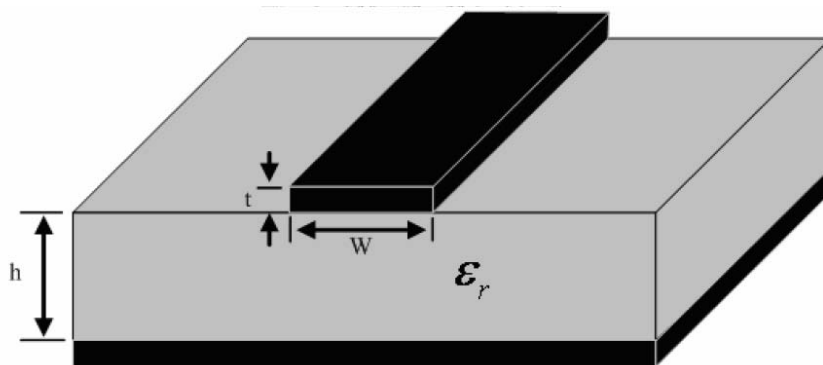


圖 5.1.2 微帶線結構剖面圖

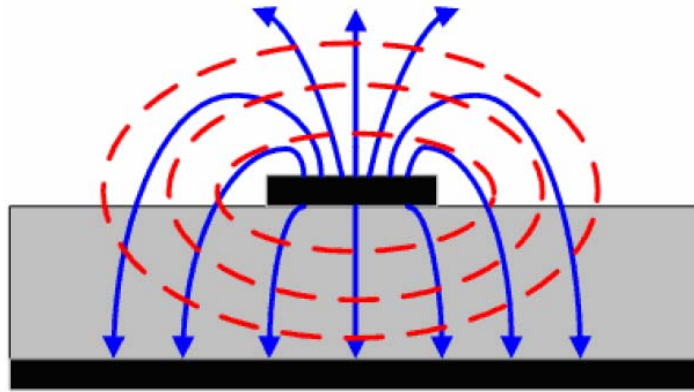


圖 5.1.3 微帶線電磁場分佈

如果沒有介質 ($\epsilon_r = 1$)，我們可使用映射定理，將接地面移除，並於其下方取微帶線的映射，整個結構成為一個雙導線傳輸線，其導體為金屬薄片，寬為 W ，線距為 $2d$ 。顯然此線為橫向電磁波傳輸線， $v_p = c$ ， $\beta = k_0$ 。

兩導體之間的介質與上方的空氣區 ($y > d$) 構成非均勻介質，使微帶線的波導性質及分析變得很複雜。在夾心帶線中，所有的電磁場都在均勻介質中；而微帶線則視覺大部分的電力線和磁力線集中在微帶線金屬與接地面之間的介質區，一部份的電力線和磁力線則在上方的空氣區。因為橫向電磁波在介質區的相位速度為 $c/\sqrt{\epsilon_r}$ ，在空氣區為 c ；所以只要 $\epsilon_r > 1$ ，兩者就不相同，在介質介面上，兩區電磁場的相位就無法完全匹配，所以純橫向電磁波不能存在於微帶線上。

實際上，存在於微帶線的是一種橫向磁波-橫向電波 (Transverse Magnetic - Transverse Electric, TM-TE) 的混合波，需要比較深的分析技巧。絕大部分的微帶線中，介質基板的電氣厚度都很小 ($d \ll \lambda$)，所以電磁場分佈很接近橫向電磁波，稱為準橫向電磁波 (Quasi-Transverse Electromagnetic, Quasi-TEM)。換句話說，電力線和磁力線的分佈很接近靜電磁場。因此，若用靜電場或準靜電場的分析微帶線，應該也可以得到很好的相位速度、傳波常數、及特性阻抗近似值。此時相位速度與傳播常數可表示為

$$V_p = \frac{C}{\sqrt{\epsilon_e}} \quad (5.5)$$

$$\beta = k_0 \sqrt{\epsilon_e} \quad (5.6)$$

其中 ϵ_e 稱為微帶線的等效介質常數。由於一部分的場力線在介質中，一部分在空氣中，所以等效介質常數介於 1 與 ϵ_r 之間

$$1 < \epsilon_e < \epsilon_r \quad (5.7)$$

微帶線的等效介質參數 ϵ_e 可近似為：

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12d/W}} \quad (5.8)$$

等效介質常數的意義乃是微帶線的介質區與空氣區可以用一常數為 ϵ_e 的均勻介質取代，如圖 5.3.4 所示。得到 ϵ_e 之值後，相位速度及傳播常數可由 (5.5) 與 (5.6) 計算。

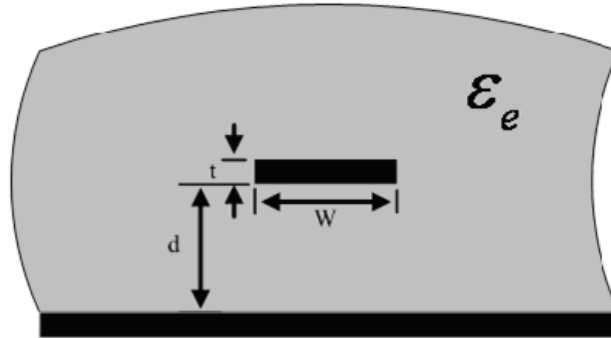


圖 5.1.4 微帶線中準橫向電磁波的等效幾何圖，以常數 ϵ_e 的等效均勻介質，取代空氣區及厚度 d ，常數為 ϵ_r 的介質板

若已知微帶線的結構尺寸，其特性阻抗可由下列公式近似：

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_e}} \ln\left(\frac{8d}{W} + \frac{W}{4d}\right) & , \frac{W}{d} \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_e} [W/d + 1.393 + 0.667 \ln(W/d + 1.444)]} & , \frac{W}{d} \geq 1 \end{cases} \quad (5.9)$$

若給定特定阻抗 Z_0 及介質常數 ϵ_r ，則 W/d 的值可由下式近似式求出：

$$\frac{W}{d} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} & , \frac{W}{d} \leq 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \right] & , \frac{W}{d} \geq 2 \end{cases} \quad (5.10)$$

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right)} \quad (5.11)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad (5.12)$$

將微帶線視為準橫向電磁波線時，介質損耗的衰減常數可由下式計算：

$$\alpha_d = \frac{k_0 \epsilon_r (\epsilon_e - 1) \tan \delta}{2\sqrt{\epsilon_e} (\epsilon_r - 1)} \quad Np/m \quad (5.13)$$

其中 $\tan \delta$ 為介質的損耗正切值，此式是由：

$$\alpha_d = \frac{k \tan \delta}{2} \quad Np/m \quad (\text{TEM波}) \quad (5.14)$$

乘上以下的「充電比例」而得：

$$\frac{\epsilon_r (\epsilon_e - 1)}{\epsilon_e (\epsilon_r - 1)} \quad (5.15)$$

乘上此修正項的目的，是因為有部份的場在（無損的）空氣中，部份在（有損的）介質中。導體損耗的衰減常數可由下式近似：

$$\alpha_c = \frac{R_s}{Z_0 W} Np/m \quad (5.16)$$

其中 $R_s = \sqrt{\omega\mu_0/2\sigma}$ 為金屬的表面電阻，除了一些半導體材質的基板外，絕大部分微帶線的導體損耗會比介質損耗高出許多。

5.2 元件選擇

本論文使用的電晶體是 Avago 的 N-channel FET，型號為 ATF-33143，製程為擬高速電子遷移率電晶體（pHEMT，pseudomorphic High Electron Mobility Transistor），有低雜訊指數與高增益的優點。典型操作頻率為 1.9 GHz，雜訊指數為 0.5 dB，增益為 15 dB，操作偏壓為 $V_{ds} = 4 V$ ， $I_d = 80 mA$ ，P1dB 為 22 dBm，OIP₃ 為 33.5 dBm。使用 SOT-343 封裝，電晶體外型如下圖，有四隻針腳。

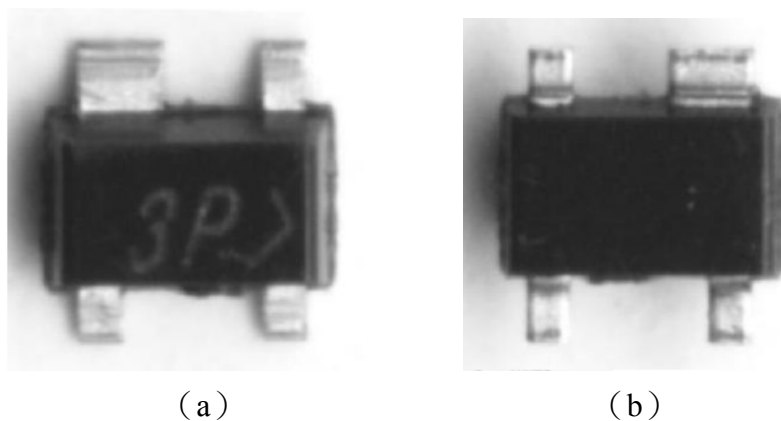


圖 5.2.1 ATF-33143 外型圖 (a) 俯視圖 (b) 底視圖

電晶體模型如下圖，傳輸線為針腳，電容為傳輸線間寄生電容，電感為晶片到針腳的鏢

線，另外還有針腳穿出封裝的貫孔效應。

ATF-33143 Model

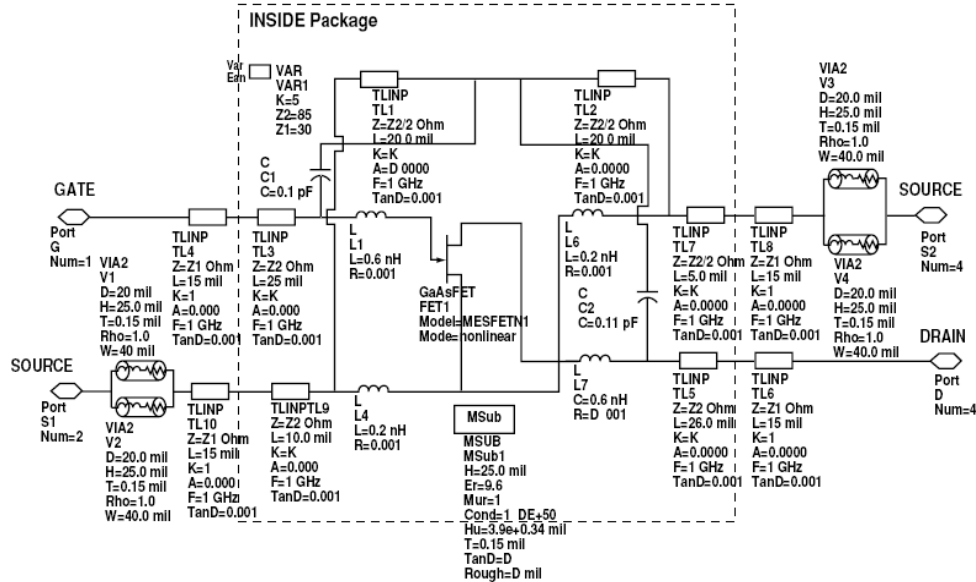


圖 5.2.2 ATF-33143 非線性模型

Parameter	Q1	Parameter	Q1	Parameter	Q1
VTO	-0.95	R_d	0.125	G_{drev}	0
Beta	0.48	R_g	1	V_{rj}	1
Lambda	0.09	R_s	0.0625	I_s	1 nA
Alpha	4	L_d	0.00375 nH	I_r	1 nA
B	0.8	L_g	0.00375 nH	I_{Max}	0.1
Tnom	27	L_s	0.00125 nH	Taumdl	No
V_{bi}	0.7	C_{ds}	0.08 pF	F_{nc}	1000000
Delta1	0.2	C_{rf}	0.1	R	0.17
G_{scap}	3	R_c	62.5	C	0.2
C_{gs}	1.6 pF	G_{sfwd}	1	P	0.65

G_{dcap}	3	G_{srev}	0		
C_{gd}	0.32 pF	G_{dfwd}	1		

表5.2.1 ATF-33143 非線性參數 (Series IV Libra TOM Model)

電晶體散射參數如下圖所示，曲線頻率從 100 MHz 到 3 GHz，標示點為 3 GHz

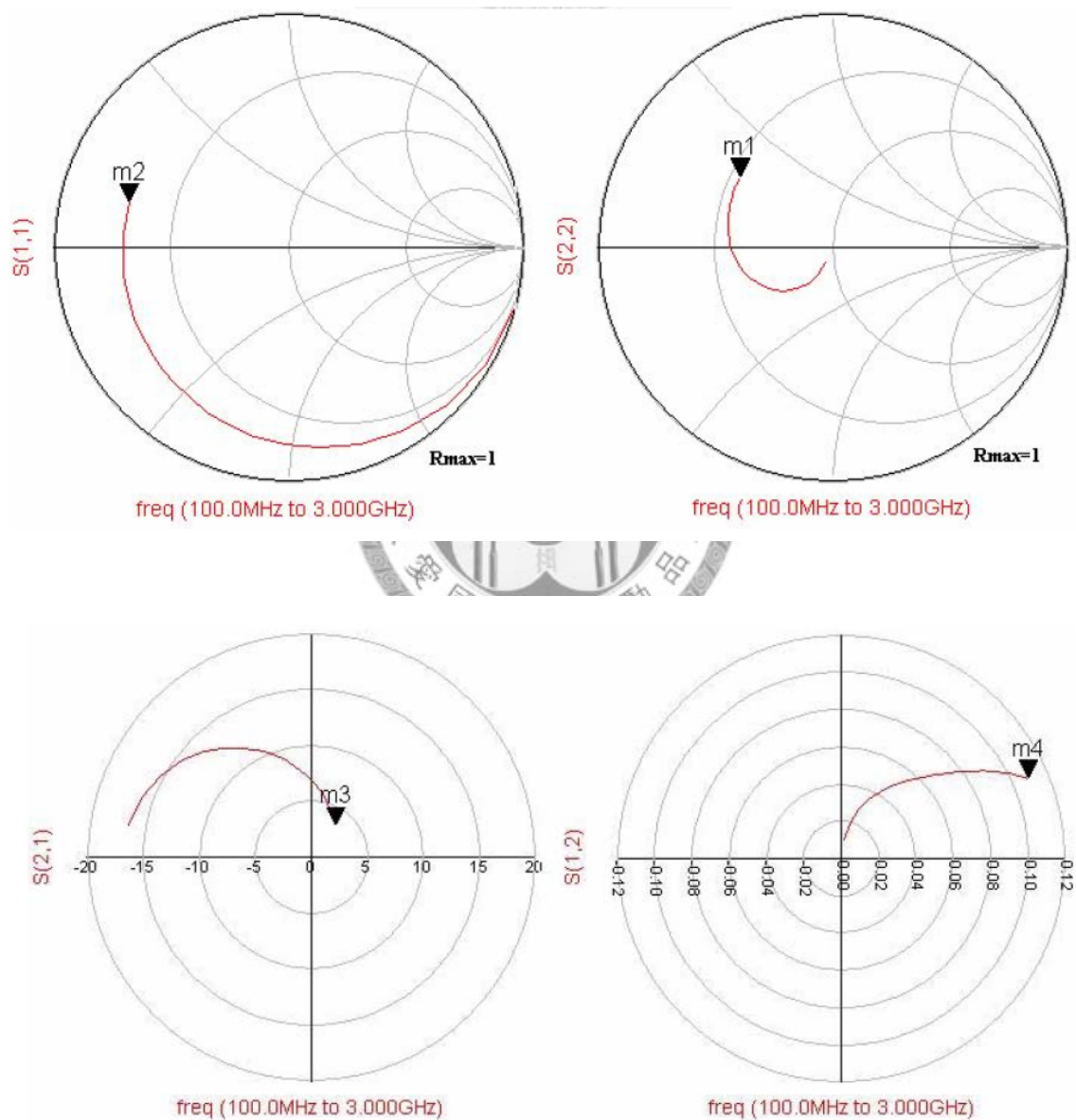


圖 5.2.3 ATF-33143 的散射參數

5.3 FR-4 (Flame Resistant 4)

FR-4 為 Flame Resistant 4 的縮寫，是一種製作印刷電路板的材料，本身沒有金屬銅覆蓋在上面，顏色為黃色或綠色，材質為多層環氧玻璃纖維再加入合成樹脂壓製而成，易燃燒，後來加入抑制燃燒劑，成為防火材料 (FR)。板材兩面電鍍 1 盎司到 2 盎司的銅，再以曝光顯像蝕刻技術，將需要的佈局留下，其他的洗去，成為設計的電路一部分，再焊接上離散的元件，成為完整的電路。板材還有其他許多材質，但 FR-4 在耐壓、耐熱、頻率響應、使用年限、價位的考慮下，已成為很多電路板製作廠商最佳的選擇。表 5.3.1 為 FR-4 的性質參數。板厚 1.6 mm 的 FR-4 板 50 Ω 特徵阻抗的線寬約為 3 mm。

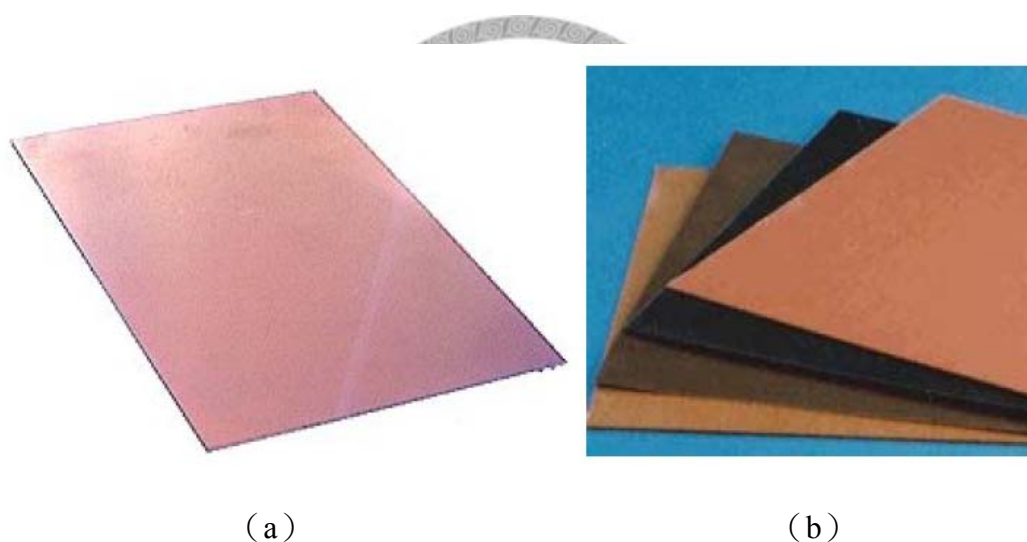


圖 5.3.1 FR-4 板實體圖 (a) 覆銅箔 (b) 無覆銅箔

性質	數值
介電常數 (Dielectric constant, Relative permittivity)	4.7 (最大)
	4.35 (500 MHz)
	4.34 (1 GHz)
	3.9 (10 GHz)

導磁係數 (Relative Permeability)	1
正切損失 (Loss tangent, Dissipation factor)	0.02 (1 GHz) 0.025 (10 GHz)
介質強度 (Dielectric Strength)	20 MV/m (500 V/mil)
最小表面電阻率 (Surface Resistivity (min))	$2 \times 10^5 \text{ M}\Omega$
體積電阻率 (Volume Resistivity (min))	$8 \times 10^7 \text{ M}\Omega \cdot \text{cm}$
厚度 (Thickness)	0.2 mm ~ 1.6 mm (0.008 ~ 0.062) inches
硬度 (Stiffness)	17 Gpa (2.5×10^6 2 PSI)
玻璃轉移溫度 Tg (Glass transition temperature)	110 ~ 200 °C
密度 (Density)	1.91 kg/L
銅導電率 (Conductivity)	$5.88 \times 10^7 \text{ S/m}$

表5.3.1 FR - 4 性質參數

5.4 TRL校準

TRL (穿透 Thru、反射 Reflect、傳輸線段 Line) 校正技術如圖5.4.1 所示，我們想要測量一個雙埠元件的 S 參數，參考平面在圖中的虛線處位置。網路分析儀會將複數電壓比值，當做量測的 S 參數。做網路量測時，待測物需有轉接頭、同軸電纜、轉接電路等配件，才能接到網路分析儀。但量測的參考平面通常都在儀器內部的某位置，所以，量測數據會包

括上述配件的損耗及相位的影響。在方塊圖5.4.1 中，實際量測的參考面及雙埠待測物參考面之間的兩端埠，各插入一個「誤差校正盒」的參數；之後，再由量測的數據，計算出真正修正過誤差後待測物的 S 參數。

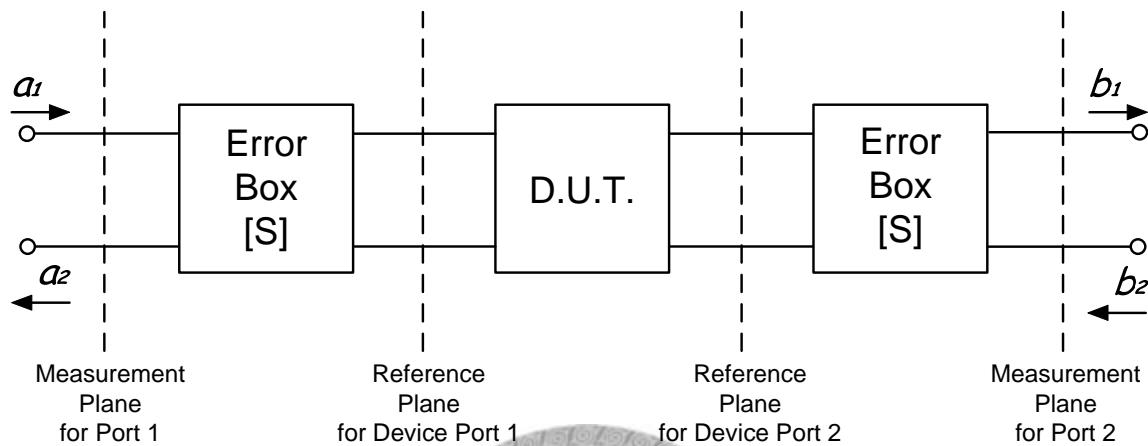


圖 5.4.1 以網路分析儀量測雙埠元件的系統方塊圖

校正最簡單的方法，就是用三個或更多個已知的負載，如短路開路及匹配負載。但是這種方法會有一個問題，就是這些標準負載仍具有某種程度的不完美，會對量測結果造成誤差。在頻率提高或測量系統品質增加時，會對測量結果造成誤差。另一方面，TRL 校正技術並不使用已知的負載，而是使用三種不同的網路接法，完整的求出誤差校正盒的參數。這三種接法繪於圖5.4.2 中，穿透是將端埠 1 及端埠 2 的兩個參考平面直接接在一起，在反射接法中，所用的則是具有很大反射係數 Γ_L 的負載，理論上是短路或是開路。事實上，我們不需要完全確定 Γ_L 的值為何，整個 TRL 校正技術會把 Γ_L 算出來。傳輸線段的接法是，在待測物的端埠 1 及端埠 2 之間接上一段匹配傳輸線。我們也沒有必要知道該段傳輸線的長度，也不要該線一定不能有損耗性，TRL 的理論自然會將這些參數求出，該段傳輸線也限制了此校正可使用的頻寬，限制式如下 β 為相位常數、 l 為傳輸線長度。

$$20^\circ \leq \beta l \leq 340^\circ \quad (5.17)$$

我們可用信號流程圖，推導出整個 TRL 校正手續中所需的聯立方程式，已解出的「誤差校正盒」S 參數。參考圖5.4.2 到圖5.4.4，我們會用到待測物參考平面的穿透、反射、傳輸線段三種接法，並量測出各情況下的 S 參數（此 S 參數以儀器的量測埠為參考平面，不是以待測物的兩端做為參考面）。為簡化問題，假設端埠 1 與端埠 2 的特性阻抗相同；從各端埠看進去的誤差校正盒也相同，並具有互易性。描述兩個誤差校正盒時，可用 S 矩陣參數 [S] 或 ABCD 參數。兩誤差校正盒的 $S_{12} = S_{21}$ ；又因兩誤差校正盒所代表的電路、接法、順序具有對稱性，所以兩誤差校正盒的 ABCD 矩陣互為反矩陣。為避免符號上的混淆，在穿透、反射、傳輸線段三種接法所測得的 S 參數分別以 [T]、[R]、[L] 代表。

圖5.4.2 中所視為穿透接法的方塊圖及對應的信號流程圖。我們已將 $S_{12} = S_{21}$ 、兩誤差校正盒完全相等、與其對稱性併入圖中。利用信號流程圖的四個分解原則，就可以很容易的簡化信號流程圖，再用誤差校正盒的 S 參數表示量測參考面上的 S 參數：



$$T_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} = S_{11} + \frac{S_{22}S_{12}^2}{1-S_{22}^2} \quad (5.18)$$

$$T_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} = \frac{S_{12}^2}{1-S_{22}^2} \quad (5.19)$$

由電路的對稱性，可知 $T_{11} = T_{22}$ ；且由互易性，可得 $T_{12} = T_{21}$ 。

圖5.4.3 所示為反射接法的方塊圖及對應的信號流程圖。這種接法其實已將兩個量測端埠隔離，所以 $R_{12} = R_{21} = 0$ ，簡化信號流程圖後，可得到：

$$R_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} = S_{11} + \frac{S_{12}^2\Gamma_L}{1-S_{22}\Gamma_L} \quad (5.20)$$

由電路對稱性，可知 $R_{11} = R_{22}$ 。

圖5.4.4 所示為傳輸線段接法的方塊圖及對應的信號流程圖。利用與穿透接法類似的方式，簡化信號流程圖後：

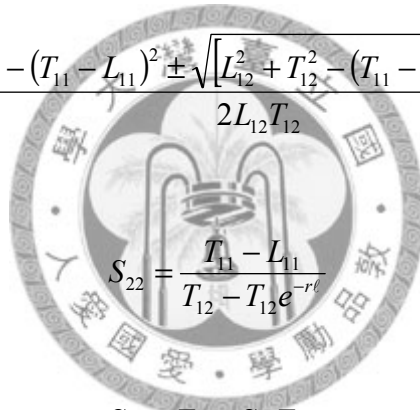
$$L_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} = S_{11} + \frac{S_{22}S_{12}^2 e^{-2r\ell}}{1 - S_{22}^2 e^{-2r\ell}} \quad (5.21)$$

$$L_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} = \frac{S_{12}^2 e^{-2r\ell}}{1 - S_{22}^2 e^{-2r\ell}} \quad (5.22)$$

由電路的對稱性，可知 $L_{11} = L_{22}$ ，且由互易性，可得 $L_{12} = L_{21}$ 。

再經由運算可解得：

$$e^{-r\ell} = \frac{L_{12}^2 + T_{12}^2 - (T_{11} - L_{11})^2 \pm \sqrt{[L_{12}^2 + T_{12}^2 - (T_{11} - L_{11})^2]^2 - 4L_{12}^2 T_{12}^2}}{2L_{12} T_{12}} \quad (5.23)$$



$$S_{22} = \frac{T_{11} - L_{11}}{T_{12} - T_{12} e^{-r\ell}} \quad (5.24)$$

$$S_{11} = T_{11} - S_{22} T_{12} \quad (5.25)$$

$$S_{12} = S_{21} = \sqrt{T_{12}(1 - S_{22}^2)} \quad (5.26)$$

$$\Gamma_L = \frac{R_{11} - S_{11}}{S_{12}^2 + S_{22}(R_{11} - S_{11})} \quad (5.27)$$

上式就是誤差校正盒的 S 參數、待求的反射係數 Γ_L 、以及傳播因數 $e^{-r\ell}$ 。之後待測物的 S 參數可就圖5.4.1 的量測參考平面上量測，再用上述誤差校正盒的 S 參數，將量測結果修正回到待測物的參考平面。

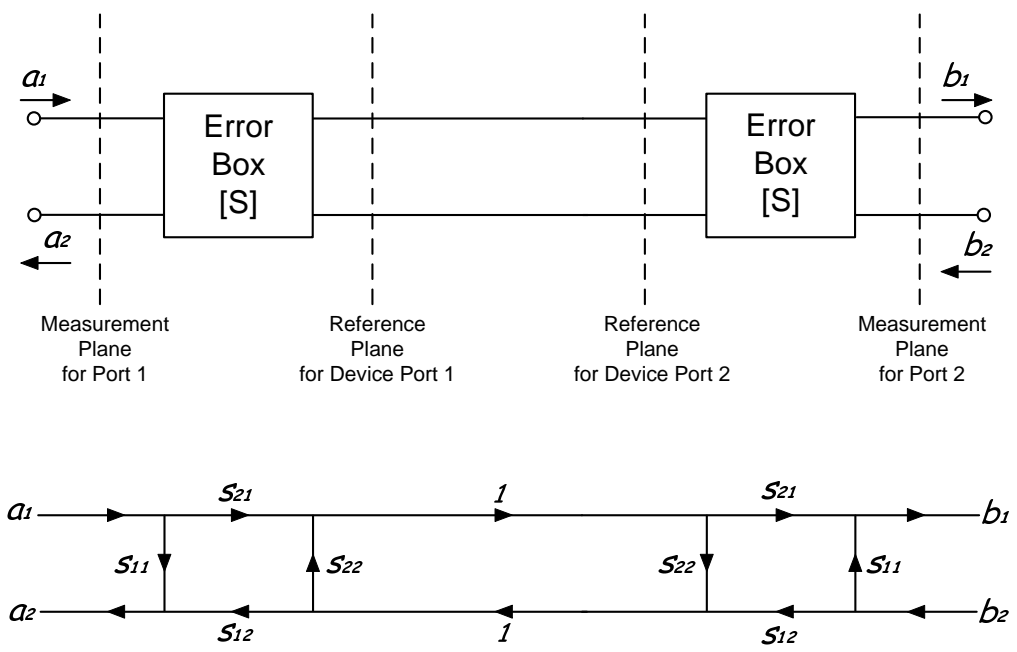


圖 5.4.2 穿透接法的方塊圖及信號流程圖

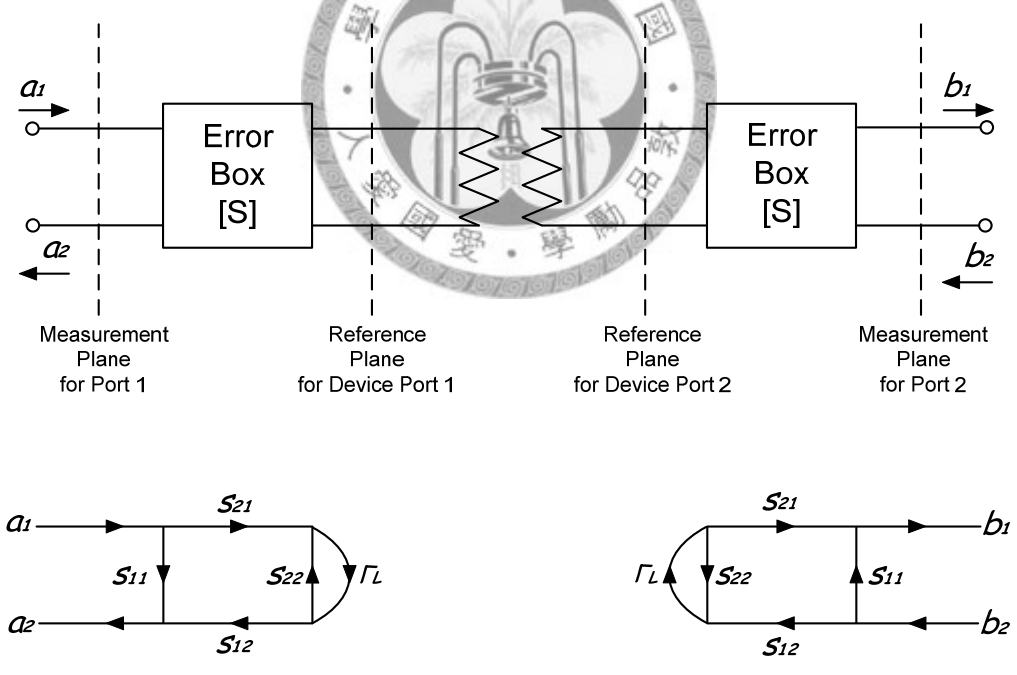


圖 5.4.3 穿透接法的方塊圖及信號流程圖

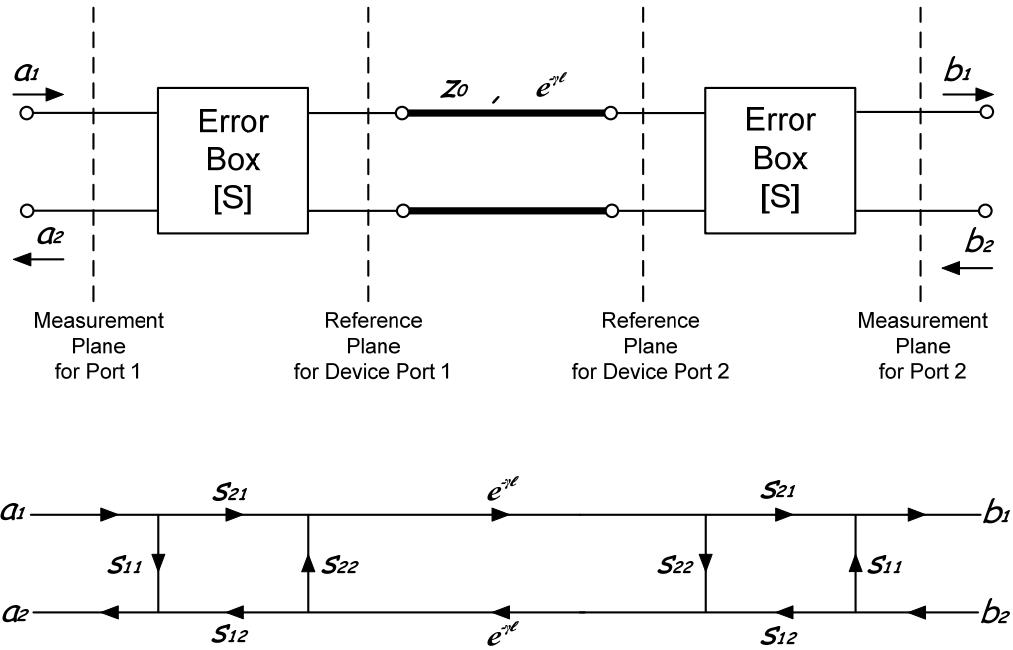
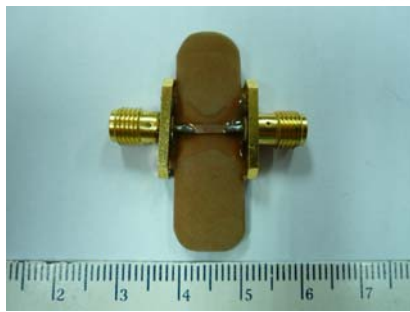
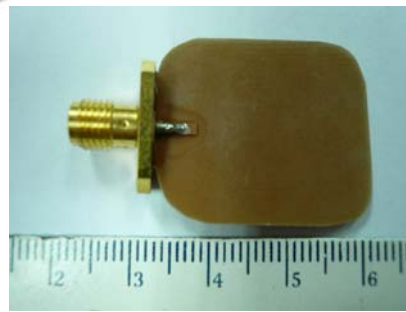


圖 5.4.4 穿透接法的方塊圖及信號流程圖

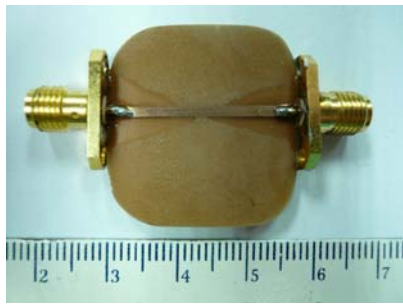
如圖5.4.5 為 TRL 校正的實做照片，由 (a) 到 (d) 依序分別是穿透、反射、傳輸線段、量測用，量測用接法中間的空隙是為了焊接欲量測的 SMD 元件所留，誤差校正盒包括 SMA 接頭、傳輸線、還有兩者間的鉚錫，在三種連接方式中需完全相等，以確保校正的正確性。



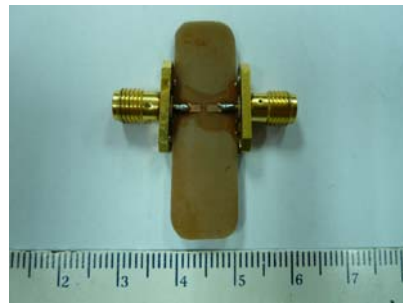
(a)



(b)



(c)



(d)

圖 5.4.5 TRL 校正電路實做相片 (a) 穿透 (b) 反射 (c) 傳輸線段 (d) 量測用

圖5.4.6 為 SMD 電阻外型與等效電路模型，除了原本的電阻以外還並聯一個寄生的電容，圖5.4.7 為 110Ω 的理想電阻與 SMD 電阻 S 參數比較圖，4 GHz 後寄生效應影響變大。

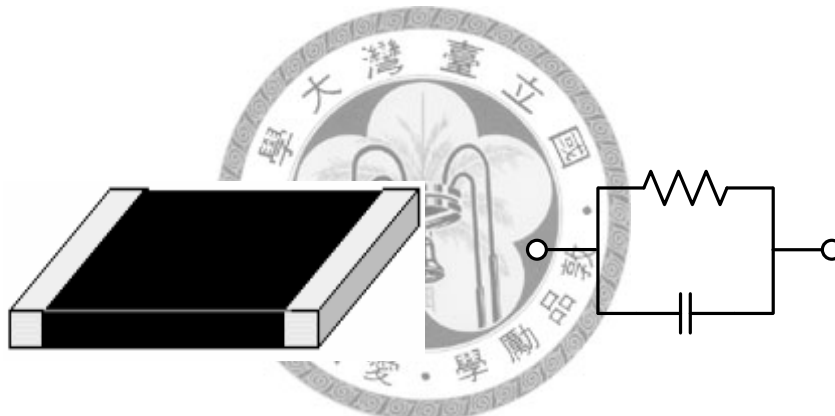
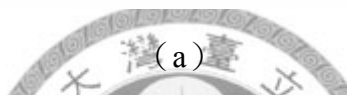
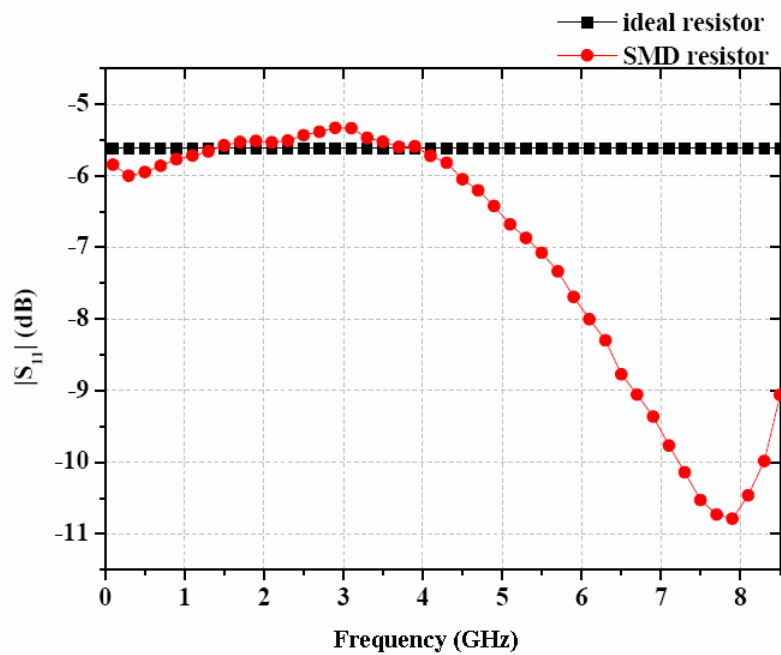
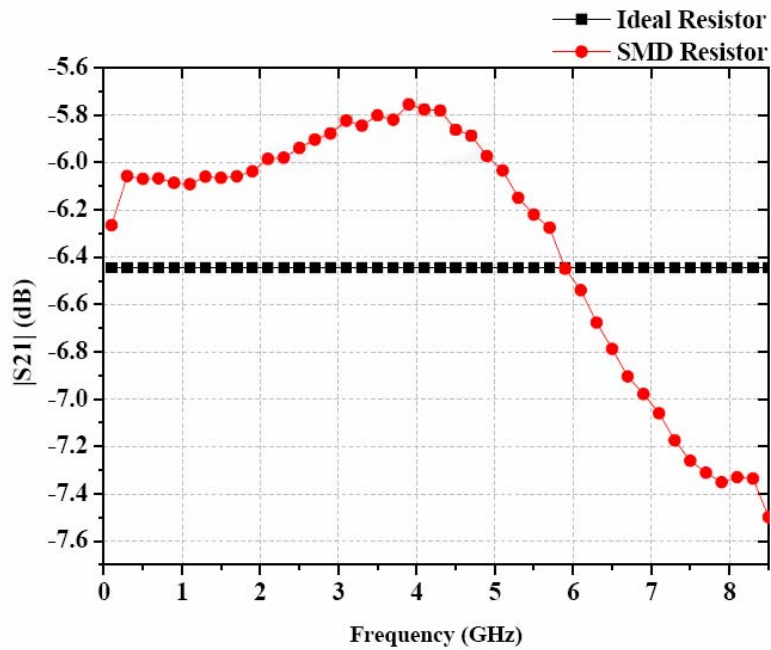


圖 5.4.6 SMD 電阻外型與等效電路模型



(a)



(b)

圖 5.4.7 110 Ω 的理想電阻與 SMD 電阻 S 參數比較圖

圖5.4.8 為 SMD 電容外型與等效電路模型，除了原本的電容以外還串連一個寄生的電

感，圖5.4.9 為 1pF 的理想電容與 SMD 電容 S 參數比較圖，圖5.4.10 為使用校正後 SMD 1pF 電容資料計算出來的電容值，可看出高頻的寄生效應影響越來越大，共振頻率在 5.7 GHz。

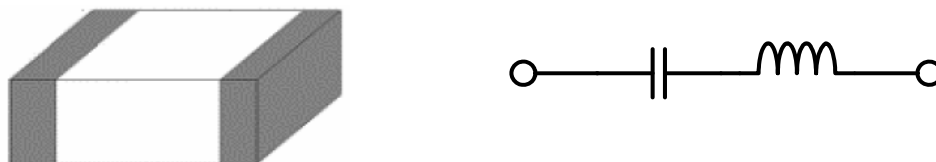
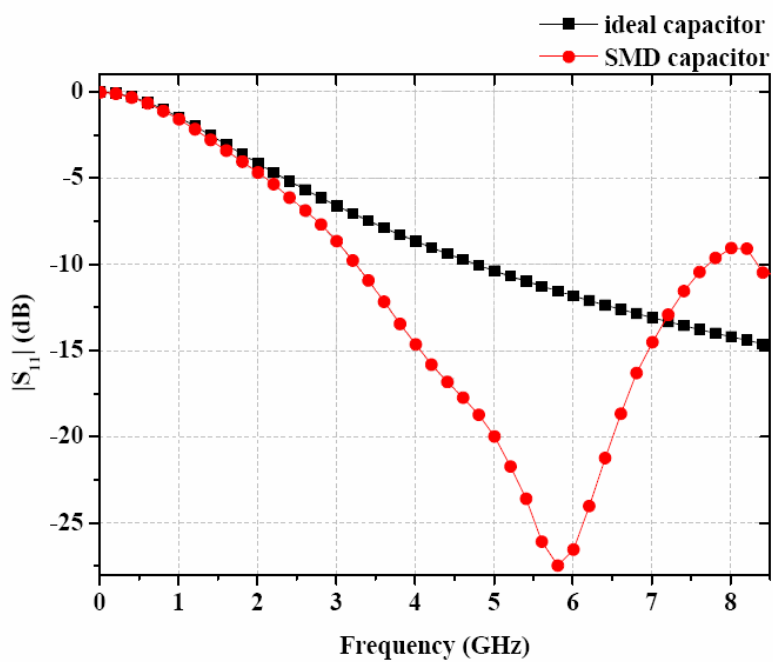


圖 5.4.8 SMD 電容外型與等效電路模型



(a)

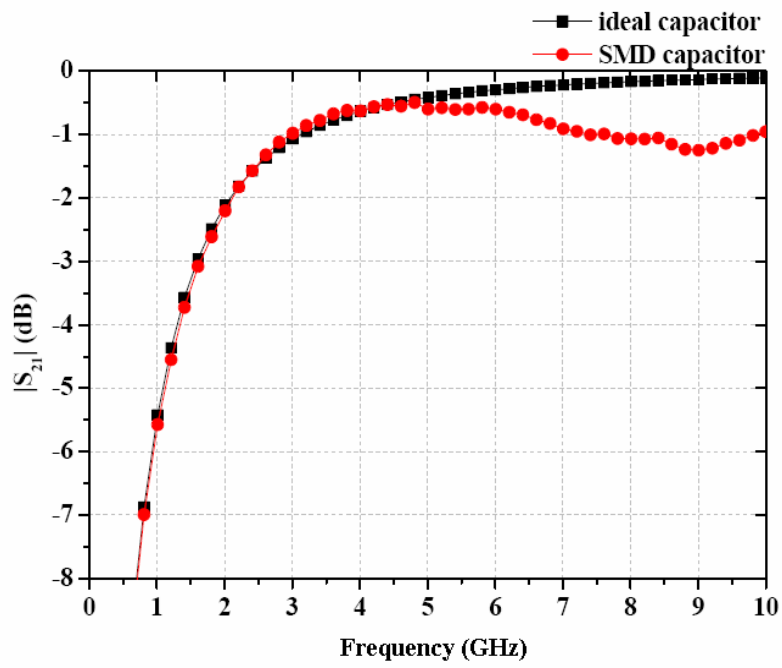


圖 5.4.9 1pF 理想電容與 SMD 電容 S 參數比較圖 (a) 回饋損失 (b) 插入損失

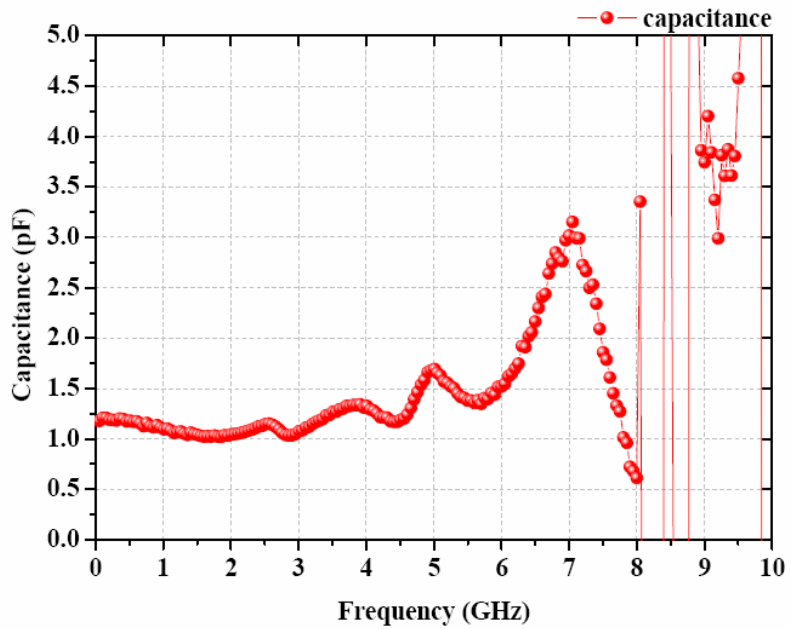


圖 5.4.10 SMD 1pF 電容值

5.5 量測儀器

我們利用 Agilent (E8364A) 網路分析儀量測 S 參數，如圖5.5.1 所示，網路分析儀的頻率範圍為從 300 kHz 到 8.5 GHz。

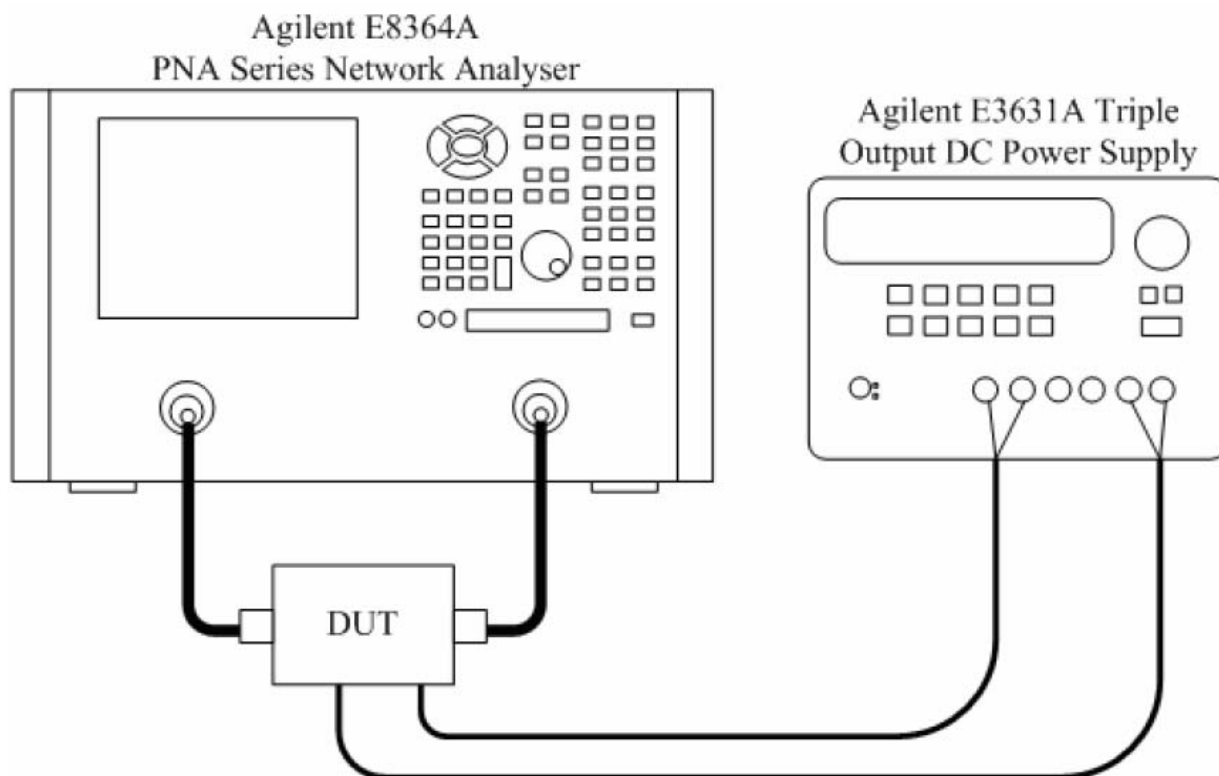


圖 5.5.1 量測小訊號增益、回饋損失儀器連接圖

5.6 IF寬頻放大器

5.6.1 電路設計

由於測試的高畫質電視訊號，其主要的訊號頻譜就在於 0~1.5 GHz，因此針對此而設計了運用在 0~1.5 GHz 的放大器，增益也必須要很平滑，最高值和最低值不得超過 5 dB，才有可能將電視的訊號還原並且放大。本論文的 IF 寬頻放大器是使用 Avago 的 ATF-33143

所設計的放大器，圖5.6.1 為電路設計架構圖，此電路設計利用了負回授放大器的架構，利用此方法可以達到寬頻放大器的效果，而使用微帶線 (Microstrip Line) 作匹配，以及使用有損匹配 (Lossy Match) 增加電路穩定性。汲級 (Drain) 偏壓為 4 V，閘級 (Gate) 偏壓為 -0.5 V，電流 I_{DS} 為 36 mA，電感為貫孔等效電感。 C_1 、 C_2 為不同容值的電容，以用來設計旁路電容。針對此電路所使用的頻段來設計，使得 AC 訊號均能達到良好的接地。負回授路徑的電阻 R_3 經過選擇是最符合達到寬頻電路的效果，電容 C_3 則是以阻絕汲極和閘極的電流互相影響，也考慮到低頻的訊號會互相影響而選擇。至於在給定偏壓的 DC 端，利用 DC 線的電感效應因而產生阻絕射頻信號的效果。而所有 SMD 元件皆以 TRL 校正法量出的 S 參數帶入電路模擬， L_{VIA} 為貫孔產生的等效寄生電感。

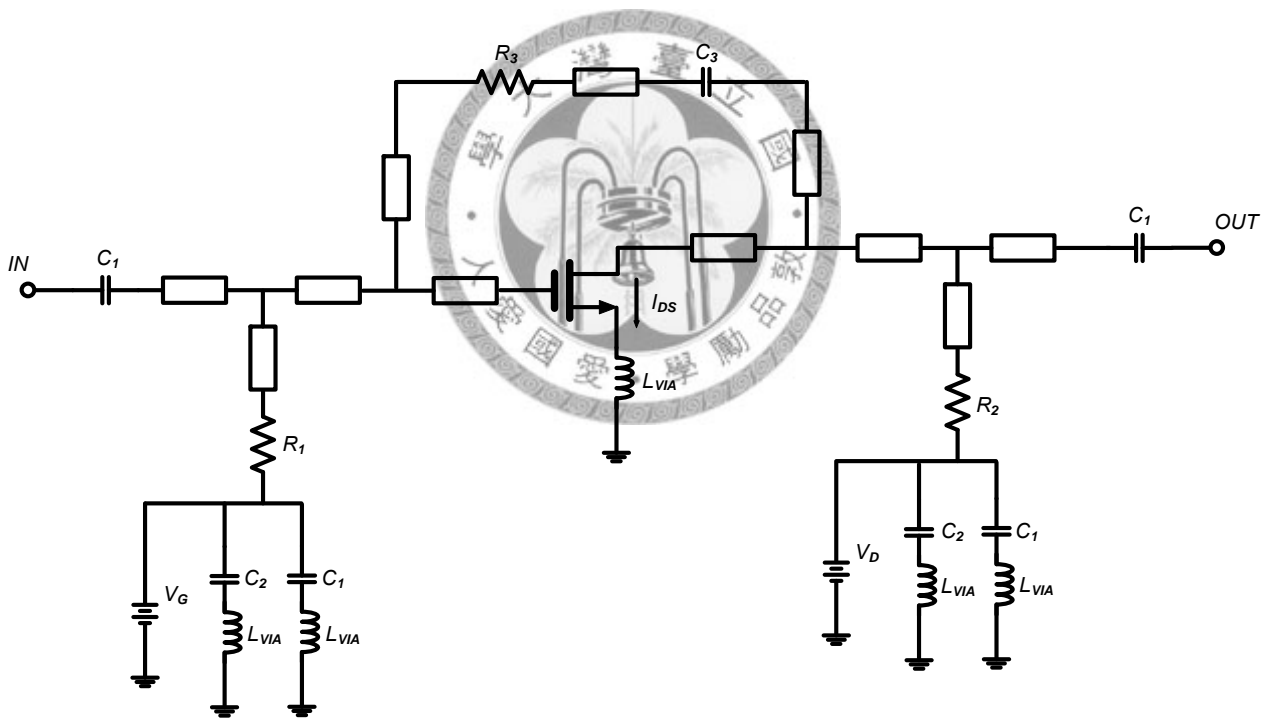


圖 5.6.1 IF 寬頻放大器電路架構圖

元件	R_1	R_2	R_3	C_1	C_2	C_3	L_{VIA}
數值	22 Ω	46.4 Ω	61.9 Ω	15 nF	106 pF	10 nF	0.8 nH

表5.6.1 SMD 元件數值表

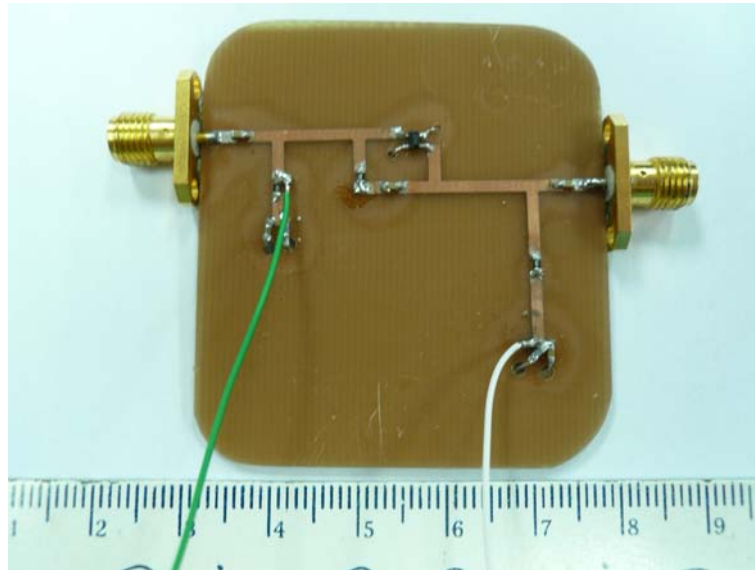


圖 5.6.2 IF 寬頻放大器電路實作相片

5.6.2 模擬與量測

此電路是使用 Agilent 的 Advanced Design System (ADS) 模擬軟體進行模擬，模擬結果如圖5.6.3 到圖5.6.4 所示，使用頻率為 0~1.5 GHz，增益模擬為 21 ± 2 dB，量測為 \pm dB；輸出輸入回饋損失小於 -9 dB，由於此放大器只要能夠使訊號傳輸，增加無線電視訊號傳輸的距離即可，因此在輸入和輸出的回饋損失上，要求比較不會太過嚴苛；至於穩定度方面均是大於一，這和匹配的電路以及電晶體本身有關。

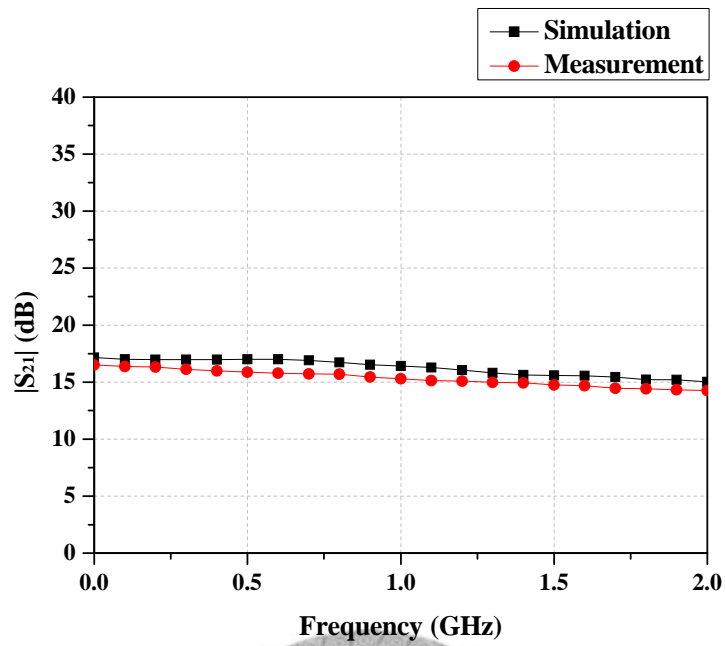


圖 5.6.3 IF 寬頻放大器小訊號增益的模擬和量測結果

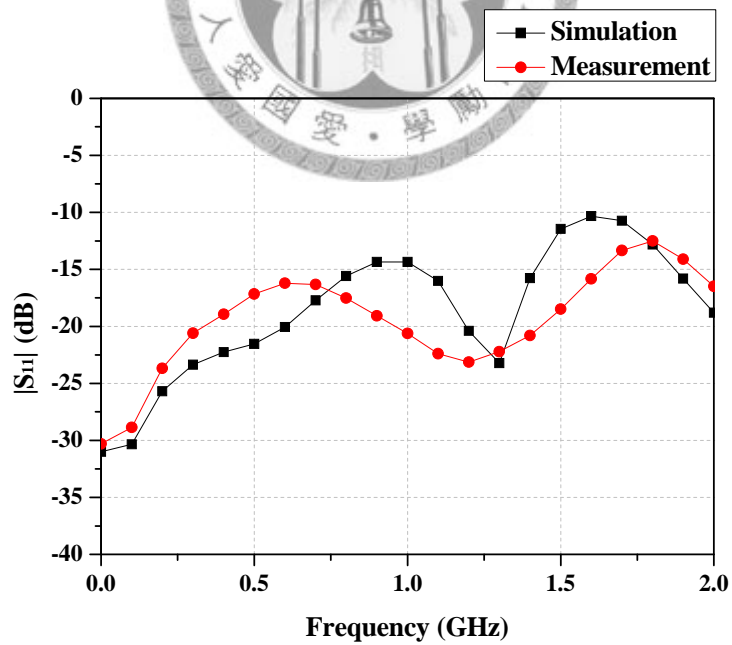


圖 5.6.4 IF 寬頻放大器輸入回饋損失的模擬和量測結果

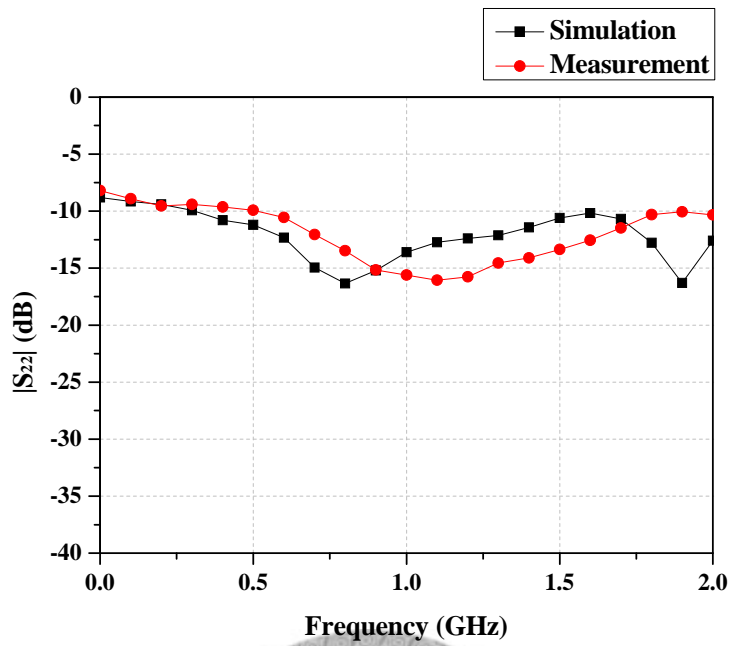


圖 5.6.5 IF 寬頻放大器輸出回饋損失的模擬和量測結果

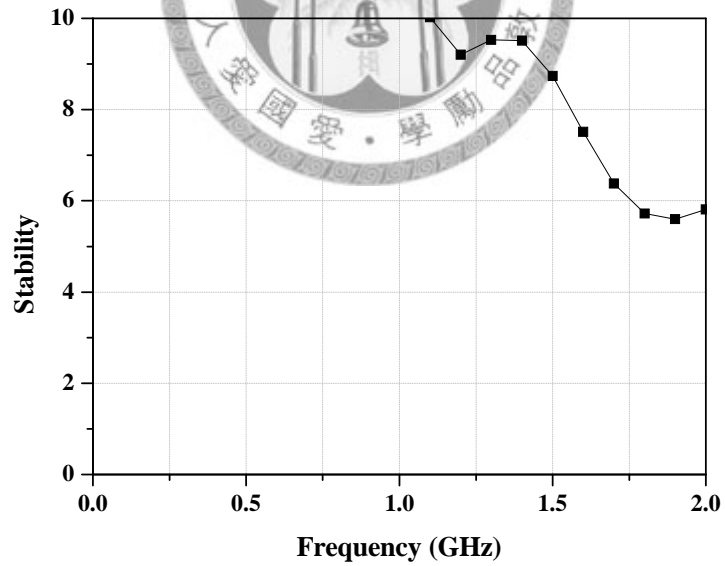


圖 5.6.6 IF 寬頻放大器的穩定度模擬結果

	Frequency (GHz)	Gain (dB)	$ S_{11} $ (dB)	$ S_{22} $ (dB)
Simulation	0 ~ 1.5	16 ± 1	< - 10 dB	< - 9 dB
Measurement	0 ~ 1.5	15 ± 1	< - 10 dB	< - 9 dB

表5.6.2 IF 放大器特性整理表

5.7 介面與寄生問題

在本章中，集總元件 (Surface Mount Device, SMD) 對電路之影響甚嚴重，由於 SMD 元件與金屬線電路之連接存在介面不連續。如圖5.7.1 所示為 SMD 元件與 SMA 接頭與微帶線之介面示意圖，圖5.7.2 為 SMD 元件與微帶線介面示意圖。微帶線為準橫向電磁波已經是一近似的推論，而集總元件與接頭以呈現垂直的彎角，錫錫介面的電感與電容不連續效應，與錫錫內部材料的材質產生的電阻、電感與電容性，錫錫與元件金屬部份、錫錫與接頭在焊接熱效應產生金屬材料特性改變與損耗參數的缺乏，以上因素在模擬時無法有準確參數值置放於模擬軟體內加以考量。這是影響整個設計與實作差異的極重要因素，其改善需用 RLC 分析儀直接量測。但往往錫錫量無法準確掌握，是一個困擾的地方。

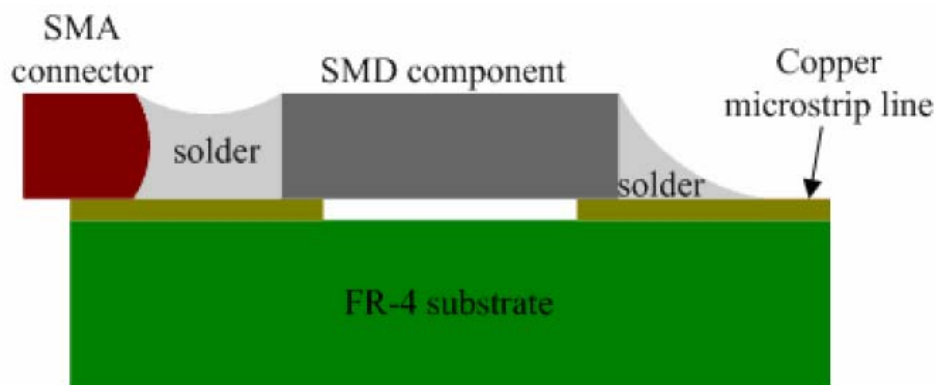


圖 5.7.1 SMD 元件與 SMA 接頭與微帶線之介面示意圖

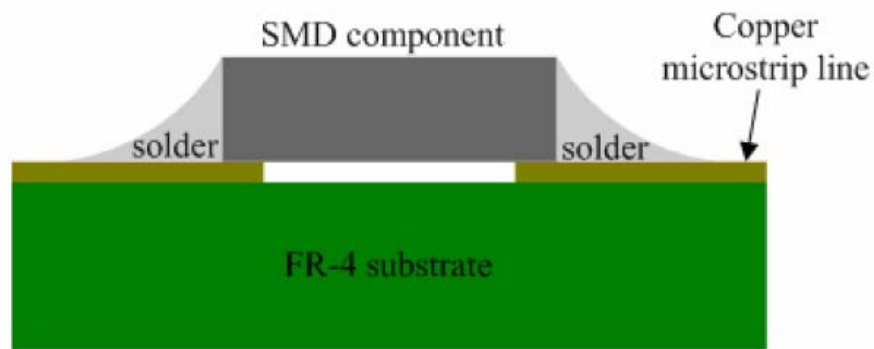


圖 5.7.2 SMD 元件與微帶線之介面示意圖

5.8 討論

由 5.8 節 IF 放大器的模擬結果，可看出模擬與量測在高頻的地方有頻飄的現象，當初在電路設計時就以減少 SMD 元件的使用為目標，但仍避免不了有損匹配所使用的電阻與電容所造成的寄生效應對電路造成的影響。另外使用的電晶體模型是由廠商給予，可能與實際的電晶體有所誤差，可經由 TRL 校正量測出準確的 S 參數帶入模擬，以使模擬與量測結果更接近。由於放大器設計是由低頻至高頻的應用，因此在設計上要讓整體的增益都很平滑是有一定的難度，尤其在低頻的地方。所以在低頻的部份增益會有極微小的抖動，在測試無線高畫質電視訊號的傳輸過程中，在有線的狀況下，透過 IF 放大器可以將訊號還原；但是在無線的測試之下，訊號還原的程度有限，透過頻譜分析儀觀看訊號，並不是沒有訊號還原，可能是在低頻的抖動造成了對訊號還原的影響，主要原因可能還是在 SMD 元件上的使用以及焊錫所造成的影響，這點還需要再改進。

第六章

微型化接收器的設計和實驗

6.1 低雜訊放大器 (Low Noise Amplifier)

在無線通訊系統中，由於來自空氣中的訊號都非常微弱，所以訊號自接收到傳至基頻訊號處理前，必須先要將訊號放大至是當的大小。然而在主動電路放大訊號的過程中，必定會因為加入額外的雜訊而造成訊號品質的惡化，因此在第一級放大器在放大訊號的同時，必須要精心設計使其訊號惡化的程度達到最小，此設計即為低雜訊放大器 (Low Noise Amplifier)。在第二章提過，在接收器的前端，通常都會加上一個低雜訊放大器，而低雜訊放大器特性的好壞，將會影響到整個接收器的特性。低雜訊放大器名為放大器，就是需要將由天線接收的微弱訊號放大，但是增益也不能過大，否則將會造成超載以及容易進入非線性區；而除了將訊號放大的效果之外，其雜訊指數 (Noise Figure) 也要越小越好。

要設計一個特性良好的低雜訊放大器，必須要考慮輸入、輸出的阻抗匹配，在消耗的功率上也要做一個考量，原則是希望電流越小，消耗的功率越小越好。嚴格來說，低雜訊放大器主要是提供來自天線訊號所需的適當增益、低雜訊指數、高線性度、輸入、輸出匹配與低功率消耗。而圖6.3.2 則是本章節所設計低雜訊放大器的架構圖。

6.1.1 雜訊指數 (Noise Figure)

雜訊指數 (Noise Figure) 是表示訊號雜訊比 (Signal-to-Noise Ratio) 在經過電路後的降低程度。對於一個雙埠的放大器電路，不僅將訊號放大，同時也放大了輸入雜訊，更會增加額外的雜訊於輸出端，這額外的雜訊通常是由電路中的熱雜訊 (Thermal Noise) 以及電晶體

的蕭特雜訊 (Shot Noise) 等所引起的，導致訊號雜訊比下降。雜訊指數的定義為 (6.1) 式，而雜訊指數為雜訊因數的 dB 值，表示式為 (6.2) 式：

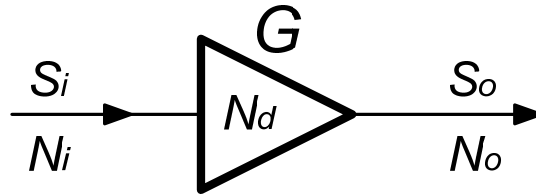


圖 6.1.1 放大器的雜訊指數示意圖

$$F(\text{Noise Factor}) = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} = \frac{N_o}{GN_i} = \frac{GN_i + N_d}{GN_i} \quad (6.1)$$

$$NF(\text{Noise Figure}) = 10 \log(F) \quad (6.2)$$

由上式可以得知雜訊指數的公式亦可定義為總輸出雜訊除以輸入源的輸出雜訊。

6.1.2 串接雜訊因數

在串接系統中，每個元件對於訊號雜訊比 (SNR) 均會有所損害，但是對後級放大器而言，由於訊號已經由前級電路放大，故後級電路對整體訊號品質惡化程度的影響力便會降低，以此概念可以推得 Friiss's Formula，如 (6.3) 式所示：

$$F_{in} = 1 + (F_1 - 1) + \frac{F_2 - 1}{G_{A1}} + \dots + \frac{F_m - 1}{G_{A1} \dots G_{A(m-1)}} \quad (6.3)$$

$$F_{in} = 1 + \sum_{i=1}^N \frac{F_i - 1}{\prod_{j=0}^{i-1} G_{A_j}} \quad (6.4)$$

其中 F_i 為在此串接下第 i 級電路的雜訊指數，而 G_{Aj} 第 j 級放大器的 Available Power Gain（其定義為放大器輸出的 Available Power 除以 Source 的 Available Power）。使用 Available Power Gain 的原因在於其已對放大器限定輸入及輸出接為共軛匹配，故可清楚得知各級輸入及輸出的 Power，相較於其他增益的定義，不會困惑於兩級間輸入及輸出阻抗匹配的問題。由 (6.3) 式可以得知，第一級對整體的雜訊指數有著決定性的影響，只要第一級維持適當的增益，則接下來各級對整體雜訊指數的影響就很輕微，所以要降低系統的雜訊指數，最有效的方法就是盡量使第一級的雜訊指數達到最低。

6.2 量測儀器

晶片的量測以 On-Wafer Probe 為主，DC Probe 使用標準 Multi - Pin 150 - μm Pitch - to - Pitch Probe，再透過下針的方式來完成 S 參數與功率頻譜之量測。

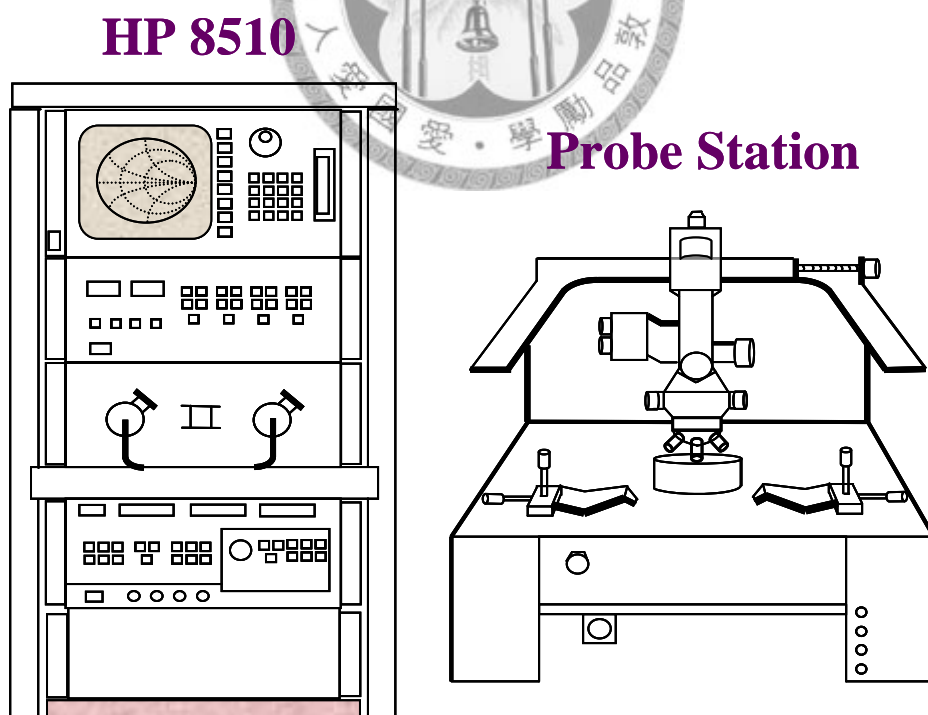


圖 6.2.1 量測晶片的 Probe Station 以及 S 參數的 HP 8510 圖

6.3 微型化接收器

6.3.1 電路設計

我們採用穩懋半導體所研發的 $0.15\ \mu\text{m}$ Power pHEMT $2 \times 50\ \mu\text{m}$ 來作為前級的 LNA，而利用 Diode $2 \times 30\ \mu\text{m}$ 來設計混波器，其輸入 RF 頻率為 $40 \sim 48\ \text{GHz}$ ，本地震盪源 LO 為 $37\ \text{GHz}$ 。其中 RF 與 LO 的信號都由 LNA 的輸入端輸入，並且利用 Diode 非線性的操作模式，混出我們所需要的頻率，而主要就是透過第二章所提到的自差接收器，不需要額外的本地震盪訊號 (LO)，就可以達到降頻的效果，其電路架構為下圖所示：

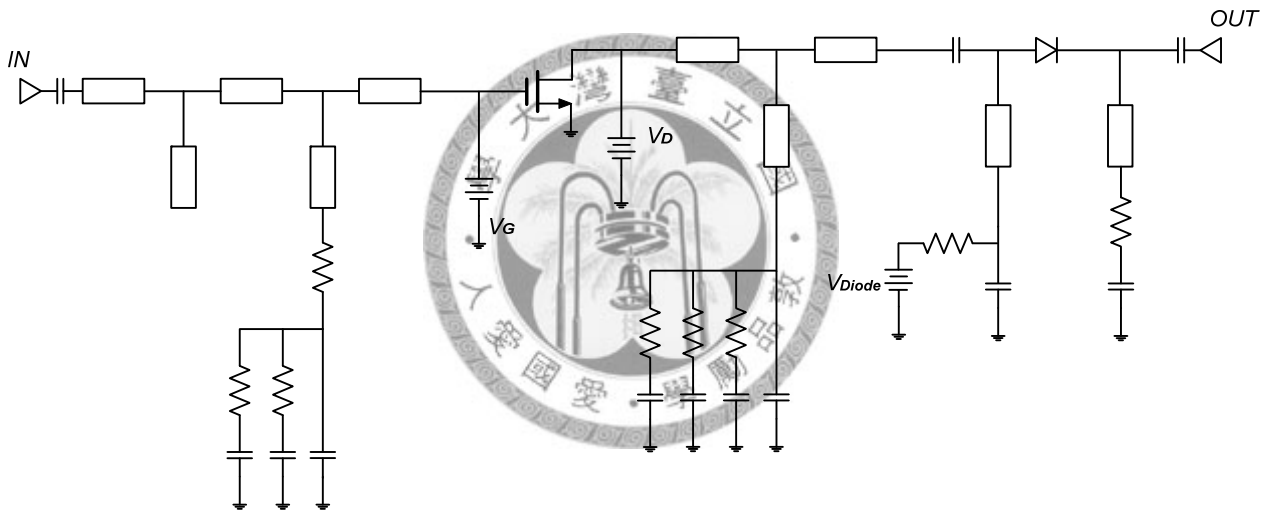


圖 6.3.1 微化型接收器的電路架構圖

前端是 LNA，如圖 6.3.2 所示，利用兩階電路來完成輸入部分的寬頻匹配，並且在直流偏壓的部份均有設計偏壓電路。整個單級的 LNA 在 DC 到 $70\ \text{GHz}$ 的 K 值均大於一。而混波器則是利用一顆 $2 \times 30\ \mu\text{m}$ Diode 來作為非線性的來源，如圖 6.3.3 所示。而 LNA 與 Mixer 之間的 Inter - Stage Matching 則是利用一階的 Short - Stub 來完成。整個接收機電路設計都考慮過，使用最簡單的電路匹配方式來節省晶片面積。

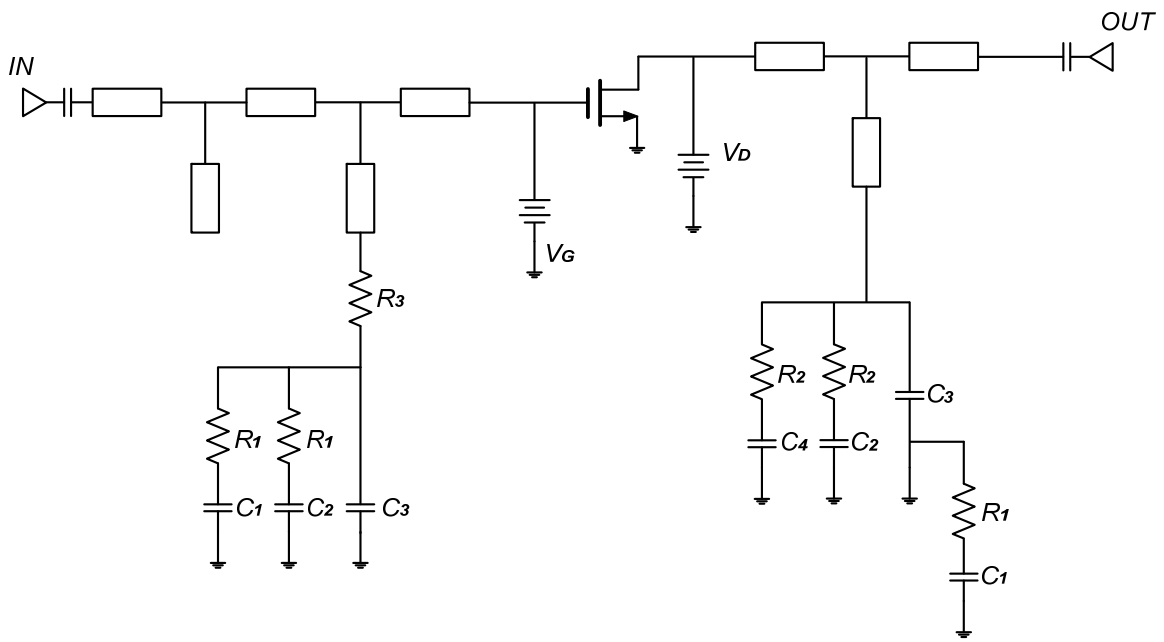


圖 6.3.2 前級 LNA 電路架構圖

元件	R_1	R_2	R_3	C_1	C_2	C_3	C_4
數值	19.78 Ω	24.45 Ω	2.39 Ω	3984 fF	376.2 fF	1017 fF	172.8 fF

表 6.3.1 前級 LNA 元件數值表

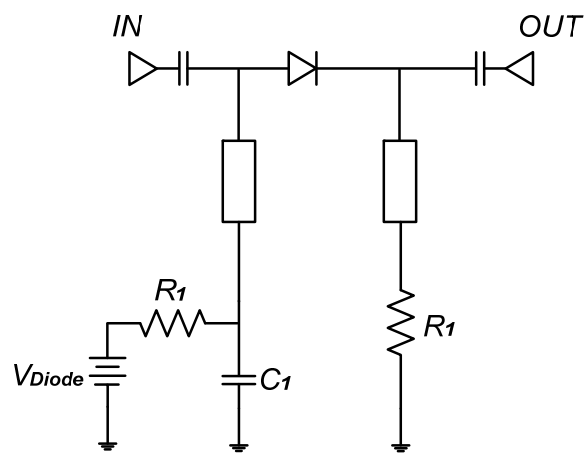


圖 6.3.3 後級 Mixer 電路架構圖

元件	R_1	C_1
數值	864.57 Ω	507.15 fF

表6.3.2 後級 Mixer 元件數值表

6.3.2 模擬與量測

此電路一樣是使用 Agilent 的 Advanced Design System (ADS) 模擬軟體進行模擬。首先針對前級的 LNA 做電路的模擬，模擬的結果如圖6.3.4 到圖6.3.8 所示，此 LNA 的工作頻率為 40 GHz ~ 48 GHz，和此設計的接收器輸入的工作頻率相同，其增益模擬大約為 8 dB，輸入回饋損失小於 -11 dB，輸出回饋損失小於 -8 dB，雜訊指數則是小於 4 dB，穩定度方面均是大於一，這是關於前級 LNA 的模擬結果，由於此電路最後的結果是和混波器直接接在一起，因此在量測時便沒有辦法針對 LNA 的特性加以量測。

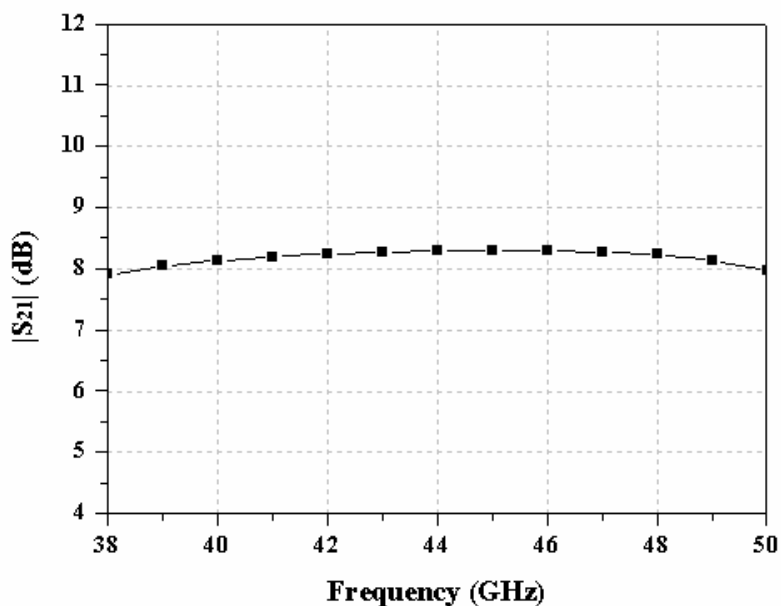


圖 6.3.4 前級 LNA 的小訊號增益模擬結果

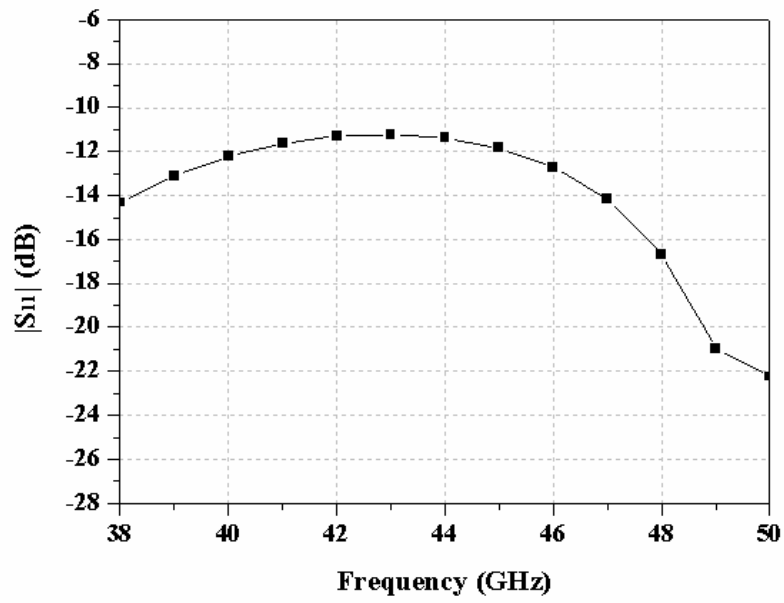


圖 6.3.5 前級 LNA 的輸入回饋損失模擬結果

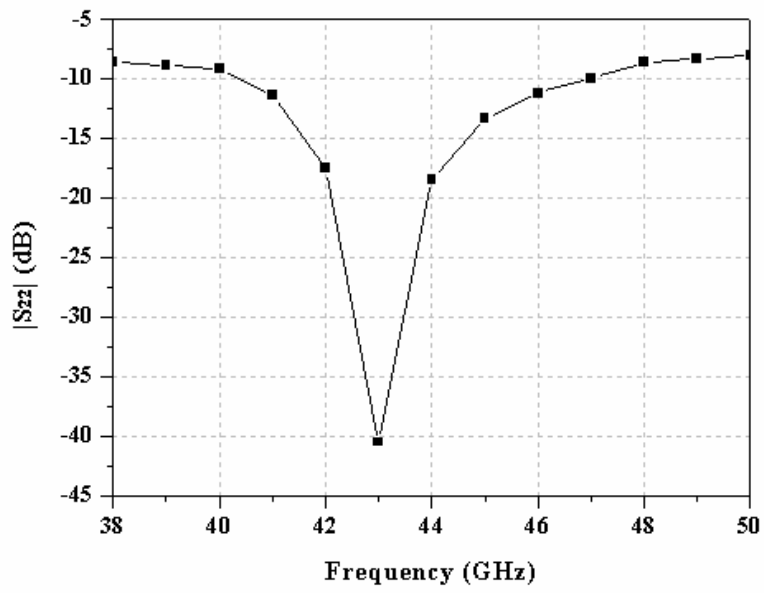


圖 6.3.6 前級 LNA 的輸出回饋損失模擬結果

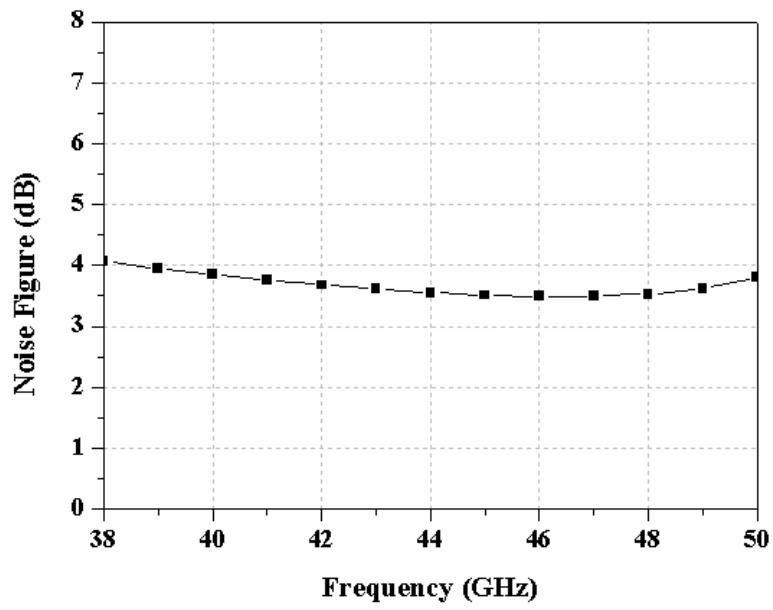


圖 6.3.7 前級 LNA 的雜訊指數模擬結果

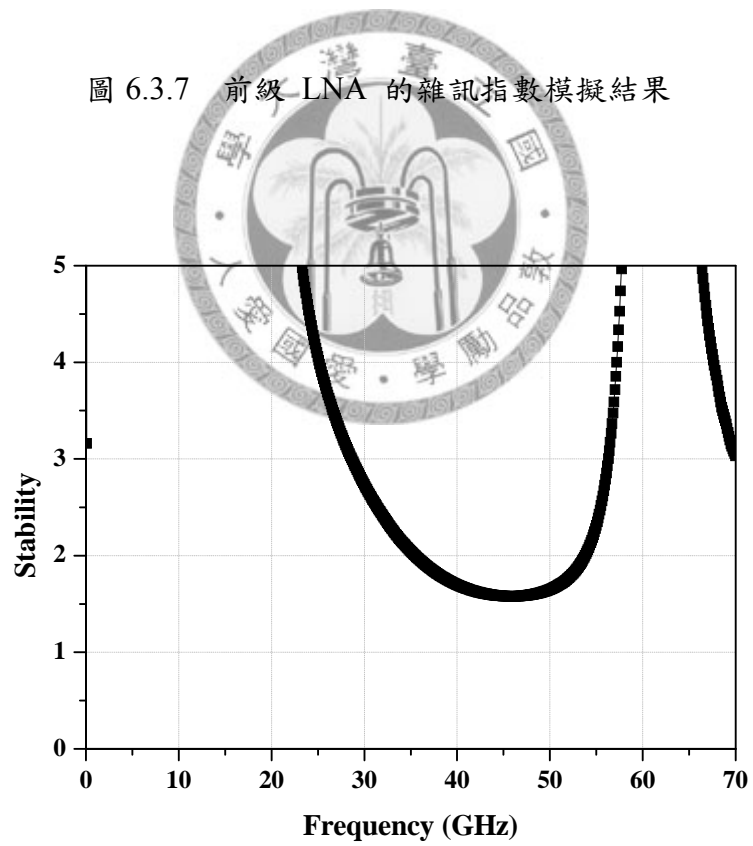


圖 6.3.8 前級 LNA 的穩定度模擬結果

接著針對整個接收器的電路做模擬，模擬的結果如圖6.3.9 到圖6.3.12 所示，此接收器在輸入的頻率為 40 GHz~48 GHz，本地震盪的訊號頻率為 37 GHz，輸出的頻率為 3 GHz。此接收器最重要的部份就是在混波器的部分，因為透過混波器才能將高頻接收到的訊號轉換成基頻的訊號，而混波器最重要的指數就是轉換增益 (Conversion Gain)，在前面第五章有提過；因此圖6.3.9 就是轉換增益的模擬和量測比較圖，模擬的轉換增益大約為 -3 ± 0.5 dB，至於量測和模擬在頻率前半段差了大概 1~2 dB，這可能和製程的影響和量測中的損耗有關，大致上還算是不錯的結果。而圖6.3.10 到圖6.3.11 可以得知，在模擬 RF 輸入訊號的回饋損失小於 -10 dB，LO 輸入訊號的回饋損失則大致在 -12 dB 左右，原則上回饋損失都在設計目標 -10 dB 以下；以上的模擬都是利用另外一套軟體 Sonnet 執行，利用和佈局結果一樣的線路形狀來進行模擬，和原本利用 ADS 軟體進行的模擬相差不遠。而圖6.3.12 則是量測 RF 輸入訊號的回饋損失，結果大致都小於 -10 dB，算是有符合當初設計模擬的結果。圖6.3.13 則是轉換增益和輸出功率對於輸入 RF 功率的比較圖。

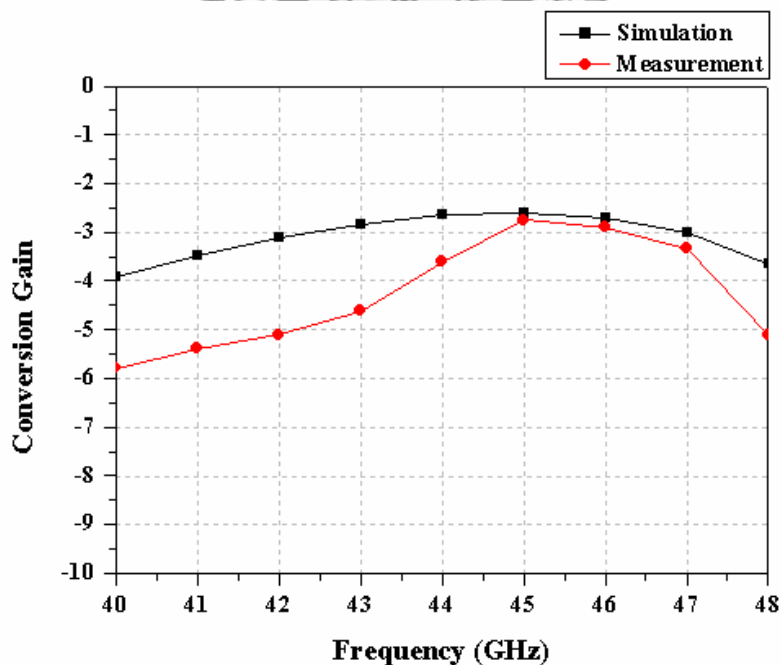


圖 6.3.9 接收器轉換增益 (Conversion Gain) 的模擬和量測比較圖

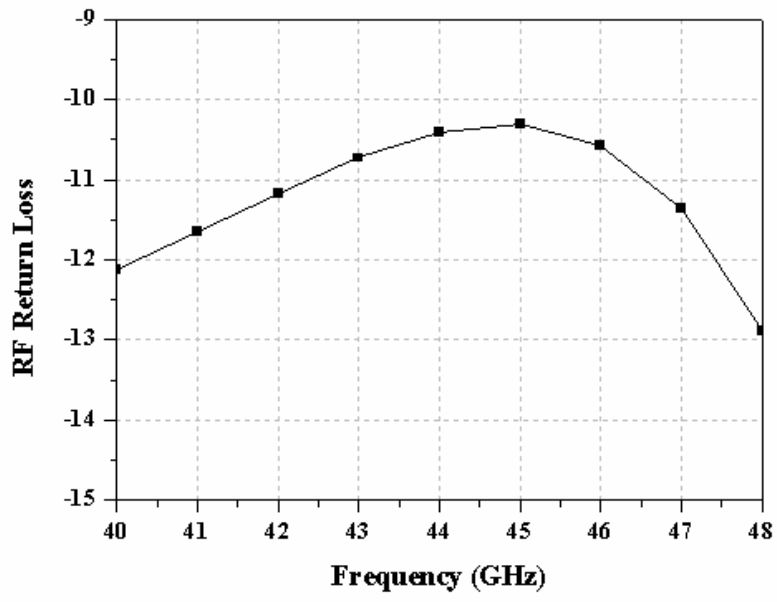


圖 6.3.10 接收器 RF 訊號輸入的回饋損失模擬結果

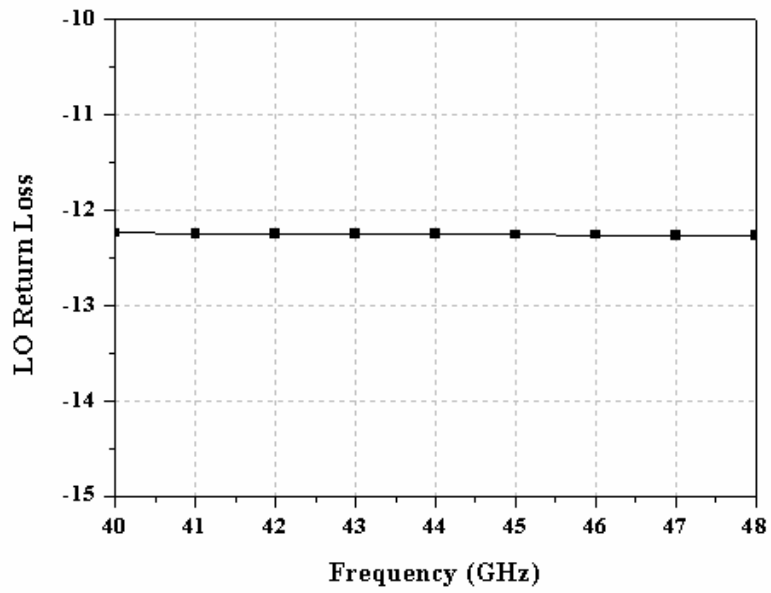


圖 6.3.11 接收器 LO 訊號輸入的回饋損失模擬結果

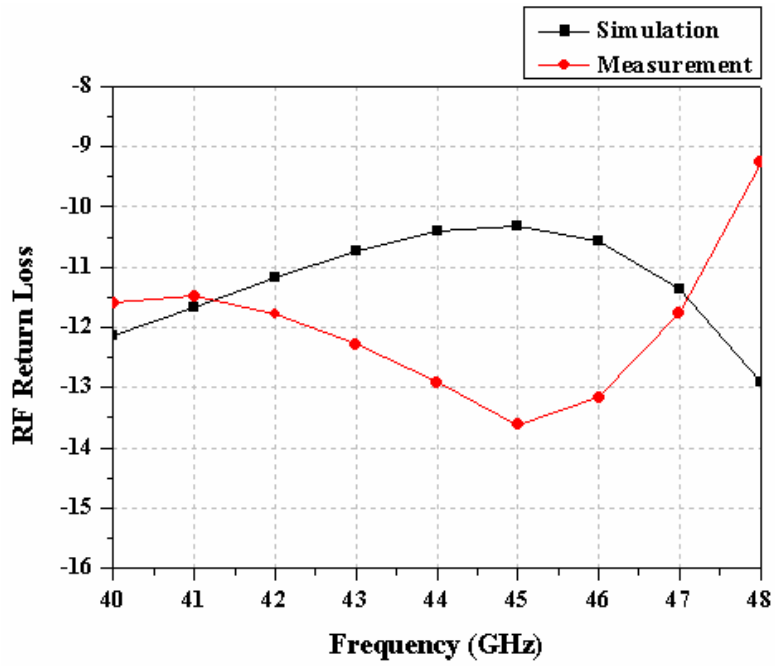


圖 6.3.12 接收器 RF 訊號輸入的回饋損失模擬和量測比較結果

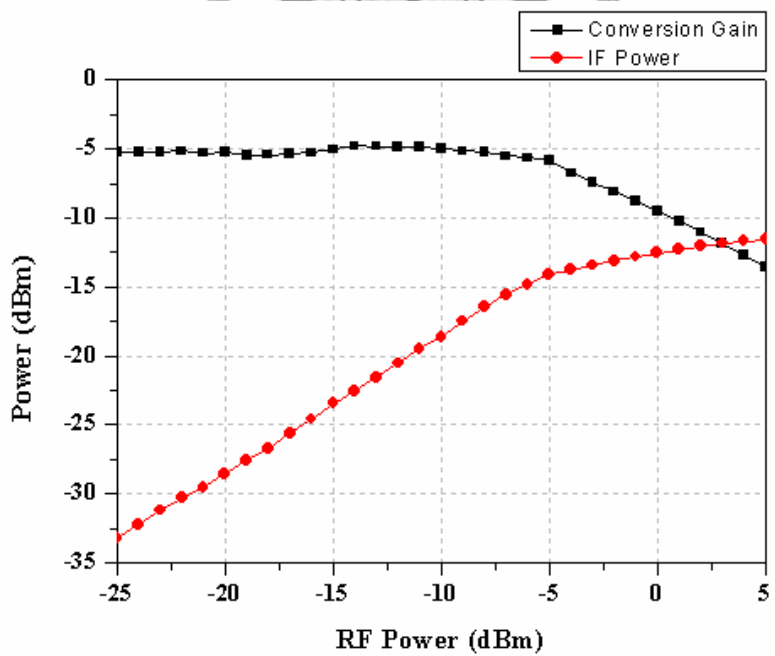


圖 6.3.13 接收器的轉換增益和輸出功率模擬比較圖

而圖6.3.14 則是透過頻譜分析儀量測到的輸入頻譜，很明顯可以看出有兩條訊號，左邊的就是輸入的 LO 的訊號頻率，而右邊的就是 RF 的訊號頻率，所以在接收器接收到的訊號便是 RF 和 LO 的訊號一同接收，關於在 LO 訊號的部分有產生些微的突起，是由於雜訊以及頻譜分析儀內的 Span 太大所造成的影響；至於圖6.3.15 就是量測到的輸出頻譜，左邊就是輸出端的基頻訊號，而右邊的則是兩倍頻的 RF 訊號和兩倍頻的 LO 訊號相減，不過由於兩個頻率訊號相差將近 25 dBc，因此對於整個接收器的輸出影響並不大。

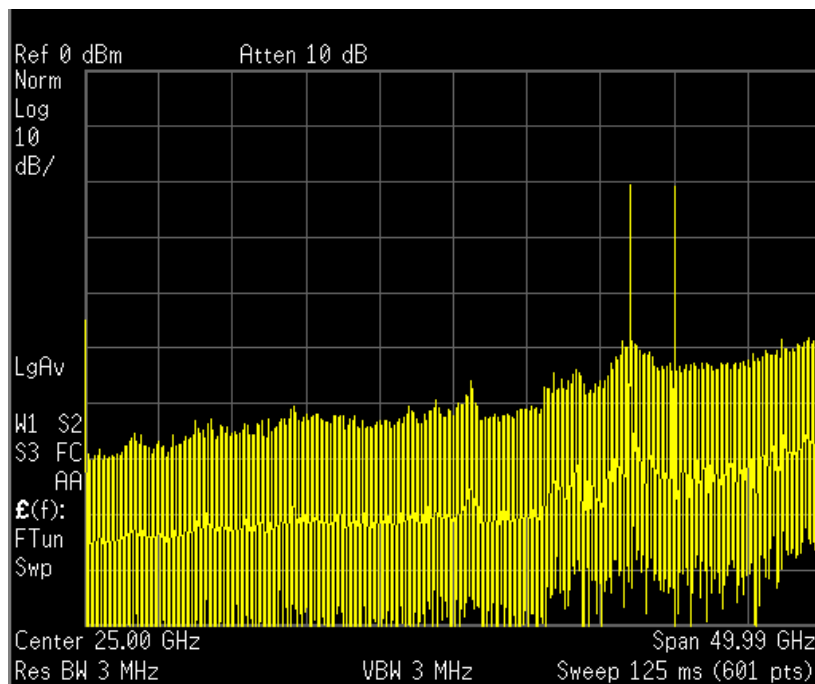


圖 6.3.14 接收器的輸入頻譜量測結果

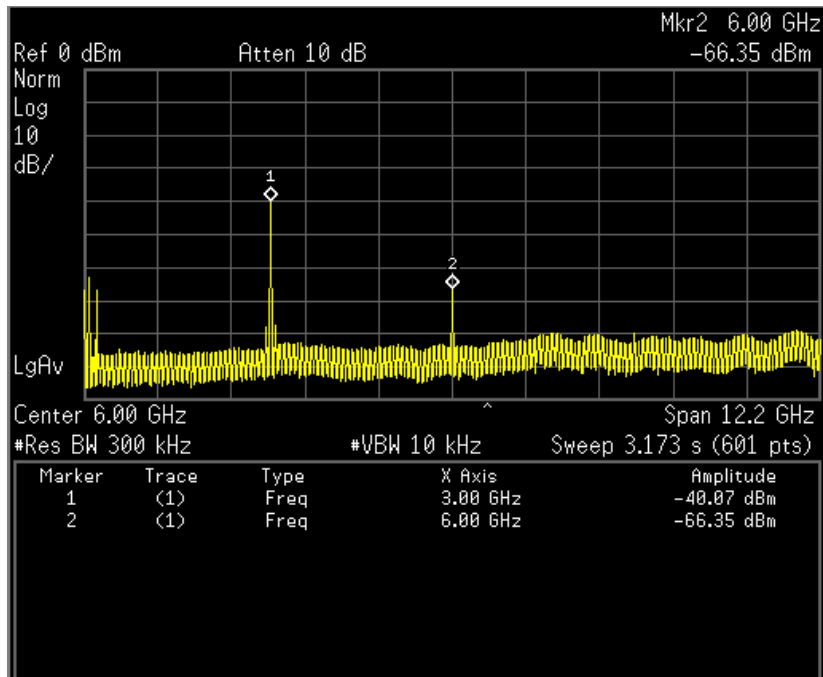


圖 6.3.15 接收器的輸出頻譜量測結果

6.3.3 電路佈局結果



圖6.3.16 則是此接收器，利用穩懋半導體所研發的 0.15 μm Power PHEMT 製程技術來做電路的佈局。左下角是輸入端，接收了 RF 和 LO 的訊號，接著經過了一個 LNA，再透過混波器將訊號降頻得到了 IF 訊號，最後由右上角輸出。晶片的大小為 $1 \times 1 \text{ mm}^2$ ，盡量將面積壓到最小，但是 pHEMT 的製程大小有限定，因此使用了最小的面積將電路作佈局，可以節省製程的面積和花費。

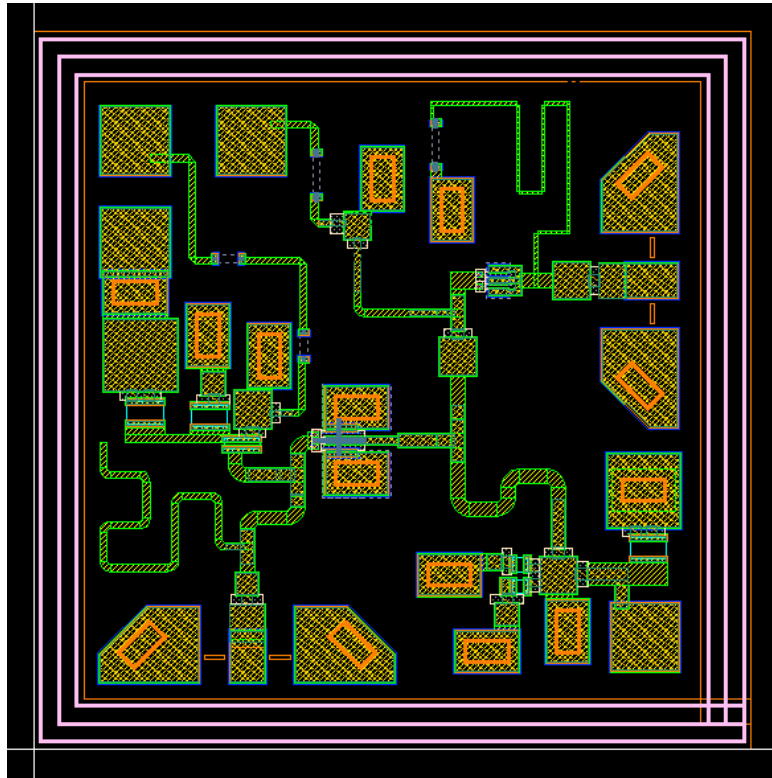


圖 6.3.16 接收器的電路佈局圖

6.4 討論

我們利用了穩懋半導體所研發的 $0.15\ \mu\text{m}$ Power pHEMT 製程技術來設計製作此自差接收器，由於前級的 LNA 無法透過量測得知是否和模擬相同，不過經由量測得知輸入的回饋損失在工作頻率內幾乎都小於 $-10\ \text{dB}$ ，此結果和模擬不會相差太多；至於轉換增益在模擬的結果為 $-2.5\sim-3.5$ 之間，量測大約掉了 $1\sim2\ \text{dB}$ ，還是在可以接受的範圍之內，因此此接收器將可以透過封裝來應用於毫米波的無線高畫質電視訊號的接收系統中，將可以如第二章所提到的省去 LO 訊號源問題以及 PLL 的電路設計，以減少組裝的花費以及元件的使用。

第七章

結論

本論文主要是針對毫米波無線高畫質電視訊號傳輸做研究，因此一開始便介紹了高畫質電視訊的演變，以及毫米波無線高畫質電視訊號的傳輸架構。接著便針對接收器的部份做介紹，可以知道不同的接收器有不同的功用，而為了達到設計者的需要而採用不同的接收方式。而在本文中在接收端需要用到基頻的寬頻放大器，因此為了對寬頻放大器的發展領域有概括性的瞭解，在第三章介紹了放大器的一些基本設計概念：使用 $K-\Delta$ 係數判斷放大器的穩定性，分析放大器的轉換功率增益，瞭解輸出輸入阻抗匹配對電路的影響，及雙埠網路的雜訊指數。還有放大器非線性特性的瞭解：諧波失真、輸出功率 1-dB 增益壓縮點、三階互調衍生信號。接下來歸納近年來一些發表在國際論文期刊上的寬頻放大器架構，從中可以瞭解到在寬頻放大器幾個主要考量的設計參數上，不同的架構具有不同的優缺點，電路設計者一直在嘗試新的方法，希望能找到一個架構，能最適合頻寬、功率增益、反射係數、雜訊增益等設計考量互相的妥協與犧牲。接下來介紹混波器的基本特性以及種類及架構，接收器最重要的部份就是混波的功能，如此才能將接收的高頻訊號轉成基頻的訊號。

本論文首先設計一個基頻的寬頻放大器，所使用的是 Avago 的 ATF-33143 擬高速電子遷移率電晶體 (pHEMT, pseudomorphic High Electron Mobility Transistor)，利用負回授放大器的架構來設計此放大器，其增益為 17 dB，輸出和輸入回饋損失小於 -10 dB。

而接著乃是設計一個微化型的接收器，是利用穩懋半導體所研發的 0.15 μm Power pHEMT 製程技術來設計，接收的頻率為 40~48 GHz；前級是設計了一個 LNA，增益大約為 8 dB，輸入回饋損失小於 -11 dB，輸出回饋損失小於 -8 dB，雜訊指數則是小於 4 dB；而後級的 Mixer 其轉換增益則是大約為 3 dB，RF 輸入的回饋損失小於 -10 dB，LO 輸入的回饋損失則大致為 -12 dB。透過了放大器可以增加無線高畫質電視訊號的傳輸距離，而利

用此接收器當作毫米波無線高畫質電視訊號的傳輸，便可省去了 LO 的困擾，使的整個接收的部份可以更輕便。



參考文獻

- [1] <http://www.gsmworld.com/index.shtml>
- [2] <http://www.gps.gov/>
- [3] <http://www.phsmou.or.jp/>
- [4] <http://www.ieee802.org/11/>
- [5] <http://www.bluetooth.com/bluetooth/>
- [6] <http://www.ieee802.org/15/pub/TG3a.html>
- [7] J. Ziller, "An Ultra-Wideband CMOS LNA for 3.1 to 10.6 GHz Wireless Receivers," ISSCC Dig. Tech. Paper, vol.1, pp. 384-385, Feb. 2004
- [8] L. Williams et al., "Ultra-Wideband Radio Design for Multi-band OFDM 480 Mb/s Wireless USB" Ansoft Corporation DesignCon, 2005
- [9] <http://www.wirelessdesigntaiwan.com>
- [10] <http://www.avagotech.com/products/product-detail.jsp?navId=H0,C1,C5230,C5010,C5088,P94033>
- [11] <http://www.winfoundry.com/index.html>
- [12] Pengfei Zhang, Nguyen T., Lam C., Gambetta, D., Soorapanth, T., Baohong Cheng, Hart S., Server I., Bourdi T., Tham A., and Razavi B., "A 5-GHz direct-conversion CMOS transceiver," *IEEE Solid-State Circuits*, Volume 38, Issue 12, Dec. 2003, pp, 2232 - 2238
- [13] B. Razavi, "RF Microelectronics" Prentice Hall, Upper Saddle River, NJ, 1998
- [14] B. Razavi, "Design considerations for direct-conversion receivers," *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing*, Volume 44, Issue 6, June 1997
Page: 428 – 435
- [15] R. Hartley, "Single-sideband modulator," U.S. patent 1 666 206, Apr. 1928
- [16] D. K. Weaver, "A third method of generation and detection fo single-sideband signals," *Proc.*

IRE, vol. 44 pp.1703 – 1705, 1956

- [17] Yozo Shoji, Hiroyo Ogawa, “Principle and Applications of a Millimeter-Wave Self-Heterodyne Transmission System,” National Institute of information and Communications Technology, Millimeter-Wave Wireless journal, Premier Issue Vol. 1, Feb. 2005
- [18] G. Gonzaley, “*Microwave Transistor Amplifiers analysis and Design second edition*”, Prentice Hall. 1997
- [19] D. M. Pozar, “*Microwave Engineering 3rd edition*”, New York, John Wiley & Sons, 2004
- [20] R. G. Arnold, C. C. Faulkner and D. J. Pedder, “Silicon MCM-D Technology for RF Integration ,” IEEE Multichip Module Conference, 1997, pp. 340-344
- [21] B. K. Ko and K. Lee. “ A New Simultaneous Noise and Input Power Matching Technique for Monolithic LNA's Using Cascode Feedback,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 45, NO. 9, Sep 1997.
- [22] Y. C. Chen and S. S. Lu. “Analysis and Design of CMOS Broadband Amplifier with Dual Feedback Loops,” 2002 *IEEE Asia-Pacific conference on Advanced System Integrated Circuit(AP-ASIC2002)*, pp.245-248 , Aug. 2002
- [23] S.Vishwakarma, et al., “ Ultrawideband-CMOS low noise amplifier with active input matching,” *Ultra Wideband Systems, 2004. Joint with Conference on Ultrawideband Systems and Technologies. Joint UWBST & IWUWBS. 2004 International Workshop*, pp.415-419, May 2004
- [24] W. M. Lim, et al., “A Broadband CMOS LNA for WLAN applications ,” 2003 IEEE Ultra Wideband Systems and Technologies Conference, pp.42-46, Nov. 2003.
- [25] J. Janssens, J. Crols and M. Steyaert, “A 10 mW inductorless, broadband CMOS low noise amplifier for 900 MHz wireless communications,” *Proce. IEEE, Custom Integrated Circuits Conf.*, pp.75-78, May 1998

- [26] A. Bevilacqua and A. Niknejad. "An Ultra-Wideband CMOS LNA for 3.1 to 10.6GHz Wireless Receivers," *ISSCC Dig. Tech. Papers*, vol.1, pp. 384-385, Feb. 2004.
- [27] A. Ismail and A. Abidi, "A 3 to 10 GHz LNA using a wideband LC-ladder matching network," *ISSCC Dig. Tech. Papers*, vol.1, pp. 382-383, Feb. 2004.
- [22] Stephen A. Maas, "*Microwave Mixers second Edition*," Artech House, 1993
- [23] C. Doan, S. Emani, A. Nikejad, and R. Brodersen, "Millimeter-Wave CMOS Design," *IEEE J. Solid-state Circuits*, vol.33 no. 5, pp. 743-752, May 1998.
- [24] <http://www.cic.org.tw>
- [25] Pei-Si Wu, Chi-Hsueh Wang, Tian-Wei Huang, Huei Wang, "Compact and broad-band millimeter-wave monolithic transformer balanced mixers," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions*
- [26] <http://www.wirelesshd.org>

