

國 立 交 通 大 學

電信工程系碩士班

碩士論文

射頻吉伯特混頻器設計與實作

Design and Implementation of RF Gilbert Mixers

研究生：林明奇

指導教授：孟慶宗

中華民國九十三年六月

摘要

本篇論文介紹了各種應用於無線區域網路之射頻吉伯特混頻器。另外，對於單晶片時代的來臨，外差式接收機已不符合時代潮流的需要，因此我們討論了利用複數混頻器及複數濾波器的方法來消除鏡像訊號的干擾的低中頻架構降頻電路。此外，實現了一個採用正交相位的混頻器去除邊頻的單邊頻帶升頻器。

本論文分別以 TSMC 0.18 μm 1P6M CMOS 以及 GCT 2 μm InGaP/GaAs HBT 製程來研製應用於 802.11a WLAN 之 5GHz 頻帶之升降頻混頻器，其中 CMOS 製程包含了整合電流合成器之升頻微混頻器、單邊頻帶升頻器等電路。由於 TSMC 0.18 μm 1P6M CMOS 製程的 RF Model 已有不錯的準確性以及穩定度，透過小心的設計及佈局，均可得到不錯的 5GHz 電路特性。而採用 GCT 2 μm InGaP/GaAs HBT 製程則包含了整合 Rat-Racing Balun 升頻微混頻器、與具鏡像抑制功能的單正交相位降頻器(SQDC)與雙正交相位降頻器(DQDC)等電路。

Abstract

In this thesis, we introduce some kinds of RF Gilbert mixers for WLAN's application. For the coming age of system-on-chip, the hetero-dyne receiver doesn't meet the needs for applications, so we discuss the image rejection methods by using complex mixers and complex filters for Low-IF receiver. Then, we also use the complex method to implement a single-sideband up-conversion mixer.

In this thesis, we implement up-conversion and down-conversion mixers for 802.11a WLAN's applications by using TSMC 0.18 μ m 1P6M CMOS and GCT 2.0 μ m InGaP/GaAs HBT process. In the CMOS process which includes a micro-mixer with the LC current combiner, a single-sideband up-converter etc. Because the RF model of TSMC 0.18 μ m 1P6M CMOS process has been stable and accurate, we get some measurement results match the ADS's simulation. And, in the HBT process which includes a micro-mixer with integrated lumped-element rat-racing balun, a single quadrature down converter and a double quadrature down converter circuits.

誌謝

兩年的研究所生活中，感謝很多人的支持和幫忙才能讓我的論文得以順利完成。感謝孟慶宗老師的指導，讓我能在研究過程中得到許多寶貴的經驗，得以解決所遇到的種種困難，並且體會到真正的研究精神和態度。感謝張志揚教授與徐碩鴻教授提供寶貴的建議。另外，在研究在晶片測量過程上，特別要感謝國家毫微米實驗室射頻量測實驗室全體同仁不辭辛苦地大力幫忙才得以把複雜的量測工作完成。

感謝實驗室的大偉、伯均、宗翰、志發、王維、東山、珍儀學長姐的教授讓我對於研究有更多的了解。同時要感謝實驗室的同學為昱、智琦、慶鴻、仰涵、紹宇的關懷讓我這兩年的生活充實且愉快。此外，多謝學弟們澤宏、智凱、宇文、聖哲的支持和幫忙，讓我這兩年的研究所生活充滿回憶。

最後，僅把此論文的榮耀獻給我的家人與身邊所有關懷我的朋友們。

目 錄

摘要 (中文).....	i
摘要 (英文).....	ii
誌謝.....	iii
目錄.....	iv
圖目錄.....	vii
表目錄.....	xii
第一章	1
導論	1
1.1 研究動機.....	1
1.2 論文組織	3
第二章	4
射頻收發器架構	4
2.1 射頻收發機簡介	4
2.2 射頻前端接收機架構	6
2.2.1 外差接收機	6
2.2.1.1 單級外差式接收機.....	7

2.2.1.2	多級外差式接收機.....	10
2.2.2	零中頻接收機	12
2.2.3	低中頻接收器	17
2.2.4	寬中頻接收器	18
2.3	射頻發送機架構.....	19
2.3.1	直接轉換發送機.....	19
2.3.2	雙重轉換發送機.....	20
2.4	射頻接收機效能參數.....	21
2.4.1	雜訊指數	22
2.4.2	靈敏度.....	23
2.4.3	線性度	24
2.4.3.1	1dB 增益壓縮點	25
2.4.3.2	三階截斷點.....	26
2.4.3.3	阻隔與遲滯.....	28
2.4.4	動態範圍.....	29
第三章		31
鏡像訊號抑制分析.....		
3.1	複數訊號分析.....	31
3.2	哈特利鏡像訊號抑制架構.....	35
3.3	威福式鏡像訊號抑制架構.....	38

3.4	複數混頻器與多相位系統	39
3.4.1	複數混頻器	39
3.4.2	複數濾波器	41
3.4.3	RC-CR 多相位濾波器	44
3.5	複數升頻混頻器	48
第四章		50
射頻混頻器與升降頻電路設計		50
4.1	無線區域網路簡介	50
4.2	射頻混頻器介紹	51
4.2.1	非線性式混頻器	52
4.2.2	乘法式混頻器	53
4.2.2.1	單平衡混頻器	54
4.2.2.2	雙平衡混頻器	56
4.3	雙平衡射頻混頻器	59
4.3.1	CMOS 5.2GHz 升頻微混頻器	59
4.3.2	InGaP/GaAs HBT 整合 Rat-Race 微混頻器	68
4.4	單邊頻帶升頻器	76
4.4.1	CMOS 單邊頻帶升頻器	76
4.5	鏡像訊號抑制降頻電路	79
4.5.1	InGaP/GaAs HBT 單正交相位降頻器	79

4.5.2	InGaP/GaAs HBT 雙正交相位降頻器.....	92
第五章		100
結論		100



圖 目 錄

第二章.....	5
圖 2.1 無線通訊(a)發送機前端電路 (b)接收機前端電路.....	5
圖 2.2 基本射頻收發機架構.....	6
圖 2.3 (a)單級外差式接收機 (b) 單級外差式頻譜轉換.....	8
圖 2.4 外差式 (a)高中頻 (b)低中頻 的鏡像訊號抑制.....	9
圖 2.5 外差式半中頻問題	10
圖 2.6 (a)二級外差式接收機 (b) 二級外差式頻譜轉換.....	11
圖 2.7 (a)零中頻接收機 (b)零中頻接收機頻譜轉換.....	12
圖 2.8 非對稱式頻譜直接轉換降頻.....	13
圖 2.9 正交相位零中頻式接收器.....	13
圖 2.10 直接降頻架構直流偏移原因.....	14
圖 2.11 DSP 去除直流偏移.....	15
圖 2.12 直接降頻增益/相位不匹配.....	16
圖 2.13 訊號星狀圖 (a)振幅(b)相位 不理想效應.....	16
圖 2.14 偶次諧波失真... ..	16
圖 2.15 低中頻接收機.....	17
圖 2.16 寬中頻接收機.....	18

圖 2.17	正交相位直接轉換發射機.....	20
圖 2.18	雙重轉換發送機.....	21
圖 2.19	放大器雜訊等效電路.....	23
圖 2.20	P_{1dB} 定義.....	26
圖 2.21	三階非線性項干擾.....	27
圖 2.22	三階截斷點.....	28
圖 2.23	動態範圍和線性度參數的關係圖.....	30
第三章.....		29
圖 3.1	(a)外差式(b)零中頻式 頻譜轉換.....	32
圖 3.2	複數降頻架構.....	33
圖 3.3	(a) 零中頻式(b)低中頻式 複數頻譜轉換.....	34
圖 3.4	哈特利鏡像抑制降頻架構.....	36
圖 3.5	鏡像抑制比率對相位振幅關係.....	37
圖 3.6	威福式鏡像抑制降頻架構.....	38
圖 3.7	威福式第二中頻鏡像訊號問題.....	39
圖 3.8	雙正交相位複數降頻器.....	40
圖 3.9	(a)單正交複數降頻 (b)雙正交複數降頻.....	41
圖 3.10	複數濾波器.....	42
圖 3.11	複數濾波器線性轉換.....	43
圖 3.12	單極點 RC 濾波器.....	44

圖 3.13	單極點 RC 濾波器線性轉換.....	45
圖 3.14	複數濾波器合成.....	45
圖 3.15	RC-CR 多相位濾波器(a)正頻率 (b)負頻率 選擇.....	47
圖 3.16	RC 電路振幅 相位響應.....	47
圖 3.17	兩級被動 RC-CR 多相位濾波器.....	48
圖 3.18	兩種單邊頻帶升頻器架構.....	48
第四章		50
圖 4.1	IEEE 802.11a 頻譜分佈規劃	51
圖 4.2	IEEE 802.11a 頻道之副載波.....	51
圖 4.3	非線性二埠元件.....	52
圖 4.4	乘法式混頻器.....	54
圖 4.5	單平衡混頻器.....	55
圖 4.6	雙平衡混頻器.....	56
圖 4.7	(a) SSB (b) DSB 雜訊指數.....	58
圖 4.8	CMOS 5.2GHz 升頻微混頻器.....	59
圖 4.9	AC 等效電流合成電路.....	60
圖 4.10	電流合成器等效轉換圖.....	60
圖 4.11	螺旋電感.....	61
圖 4.12	MIM 電容.....	61
圖 4.13	輸入主動 Balun.....	62

圖 4.14	(LC Mixer)反射係數(S11:IF S22:RF) 量測.....	63
圖 4.15	(LC Mixer)轉換增益 LO:4.9 GHz IF:300 MHz ,-20dBm 量測.....	64
圖 4.16	(LC Mixer)P1dB (LO:4.9 GHz,0dBm IF:300 MHz) 量測.....	64
圖 4.17	(LC Mixer) IM3 (LO:4.9 GHz,0dBm IF:300 MHz) 量測.....	65
圖 4.18	(LC Mixer) LO-RF 隔離度 量測.....	65
圖 4.19	(LC Mixer) LO-IF 隔離度.....	66
圖 4.20	(LC Mixer) Die Micro-photo.....	66
圖 4.21	利用集總 Rat-Race 之升頻微混頻器.....	68
圖 4.22	集總 Rat-Race.....	69
圖 4.23	Rat-Race S 參數模擬+/-15% C Variation.....	69
圖 4.24	CC-CC 輸出級.....	70
圖 4.25	CC-CC 輸出級 振幅相位響應.....	70
圖 4.26	修正之輸入轉導級.....	71
圖 4.27	(RR Mixer) RF 輸出頻譜 (LO:4.9GHz,-5dBm IF :300MHz,-20dBm)模擬...	71
圖 4.28	(RR Mixer) 轉換增益 (LO:4.9 GHz IF:300MHz -20dBm) 模擬.....	71
圖 4.29	(RR Mixer) 轉換增益 vs. IF 頻率 (LO:4.9GHz,-5dBm IF:-20dBm) 模擬...	72
圖 4.30	(RR Mixer)P1dB (LO:4.9GHz,-5dBm IF:300MHz) 模擬.....	72
圖 4.31	(RR Mixer) IM3 (LO:4.9GHz,-5dBm IF:300&301MHz,-20dBm) 模擬.....	72
圖 4.32	(RR Mixer) RF 輸出阻抗匹配 量測.....	73
圖 4.33	(RR Mixer) 轉換增益 (LO:4.9GHz IF:300MHz,-31.5dBm) 量測.....	73

圖 4.34	(RR Mixer)RF 頻寬(LO:4.9 GHz IF:0.01~1.1GHz,-31.5dBm) 量測.....	74
圖 4.35	(RR Mixer) P1dB (LO:4.9 GHz -3.7dBm IF:300MHz) 量測.....	74
圖 4.36	(RR Mixer) IM3 (IF Power=-20dbm→IIP3=-10dBm OIP3=-10dBm) 量測..	75
圖 4.37	(RR Mixer) Die Micro photo.....	75
圖 4.38	單邊頻升頻器架構.....	77
圖 4.39	單邊頻升頻器整體電路.....	77
圖 4.40	修正之輸入轉導級.....	78
圖 4.41	輸出 RF 頻譜(IF:300MHz LO:4.9GHz→USB:5.2GHz LSB:4.9GHz)量測....	78
圖 4.42	USB LSB 輸出功率 vs. IF 頻率量測.....	78
圖 4.43	SSB 升頻器 Micro-Photo.....	79
圖 4.44	正交相位低中頻架構.....	80
圖 4.45	正負頻率序列.....	82
圖 4.46	不同級數 RC-CR 多相位濾波器鏡像抑制比率.....	82
圖 4.47	四級 RC-CR 多相位濾波器.....	83
圖 4.48	正交訊號產生器.....	84
圖 4.49	二級正交訊號產生器.....	85
圖 4.50	正交相位降頻器整體電路.....	85
圖 4.51	兩級堆疊式低雜訊放大器.....	86
圖 4.52	兩級堆疊式低雜訊放大器量測結果.....	86

圖 4.53	中頻放大器.....	87
圖 4.54	(SQDC) 轉換增益(RF=5.2 GHz Image=5.14 GHz LO=5.17 GHz) 模擬.....	88
圖 4.55	(SQDC)轉換增益 vs. IF 頻率模擬.....	88
圖 4.56	(SQDC) P1dB(RF:5.2GHz LO:5.17GHz) 模擬.....	88
圖 4.57	(SQDC) IM3 (RF:5.2GHz LO:5.17GHz)模擬.....	89
圖 4.58	(SQDC) 輸入阻抗匹配量測.....	90
圖 4.59	(SQDC)輸出阻抗匹配量測.....	90
圖 4.60	(SQDC)射頻訊號與鏡像訊號之降頻轉換增益量測.....	91
圖 4.61	(SQDC) 轉換增益量測.....	91
圖 4.62	SQDC Micro-Photo.....	92
圖 4.63	雙正交相位複數降頻器架構.....	93
圖 4.64	雙正交相位複數降頻器電路圖.....	93
圖 5.65	CB 輸入級.....	94
圖 4.66	(DQDC)IRR(RF:5.2GHz LO:5.17GHz) 模擬.....	96
圖 4.67	(DQDC)轉換增益(RF:5.2GHz LO:5.17GHz) 模擬.....	96
圖 4.68	P1dB (RF:5.2GHz LO:5.17GHz) 模擬.....	96
圖 4.69	(DQDC)IM3 (RF:5.200&5.201GHz LO:5.17GHz) 模擬.....	97
圖 4.70	(DQDC)RF 端反射係數 模擬.....	97
圖 4.71	DQDC Layout.....	98

表目錄

表 2.1	各種架構射頻接收機比較.....	19
表 4-1	CMOS Micro-Mixer 量測模擬結果比較.....	67
表 4.2	利用集總 Rat-Race 升頻微混頻器模擬結果.....	76
表 4.3	SQDC 降頻訊號計算結果.....	79
表 4.4	SQDC 模擬結果.....	81
表 4.5	DQDC 降頻訊號計算結果.....	95
表 4.5	DQDC 模擬結果.....	98



第一章

導論



1.1 研究動機

近年來無線通訊科技的快速發展，包含2G及3G手機、Bluetooth、無線區域網路（Wireless LAN :WLAN）等無線設備的普及，已深深地影響我們的生活成為日常生活中不可缺少的溝通與訊息傳輸工具。由於積體電路技術、數位通訊與數位訊號處理方法等的長足進步使得通訊設備的功能更多元，依據不同的地區與功能的需求，分別發展出不同的系統規格，而各系統對於傳輸頻段、調變方式、訊號頻寬與多工模式的要求也都不盡相同，因而未來的電路設計，不管是數位、類比、或是射頻電路將更加的複雜，難度不段地提升，當然也考驗設計者的功力。

此外，這些新的通信系統規格要求更高速的傳輸速率以提供多媒體的服務，並且須需低耗電操作以增加電池壽命已是現代無線行動通訊設備共同的趨勢。而在射頻電路的設計上，要求高更的傳輸頻率、更低的操作電壓與功率消耗、以及電路的高整合度已使得射頻電路設計已不同於傳統的設計而充滿了挑戰性——當然，也就充滿了機會。

就現今的個人通訊裝置而言，可能包含數百萬計以上的電晶體，其中射頻電路只佔了極小的一部份，然而射頻電路仍是現今電路設計上的一個瓶頸，其主要原因有大略有三種。第一，由於射頻電路需考慮許多參數，包含了雜訊、線性度、功率消耗、阻抗匹配、操作頻率、直流電壓供應、信號振幅及系統規格之間的衡量(Trade Off)，各種參數相互地影響使得設計上更加困難。而且，缺少一個精確的主動和被動電路模型使得設計者難以準確地設計出所預計電路的效能。第二，相較於其它的類比電路，射頻電路設計還需要許多非直接相關的背景，例如微波電路理論、電磁理論、通訊理論、類比及數位調變技術，射頻收發器架構等，每一種知識的建立要有一定的時間來培養，使得一個射頻電路設計工程師難以在很短的時間內掌握足夠的知識來設計電路。第三，射頻電路設計自動化的電腦輔助分析及合成軟體付之闕如，迫使電路的設計者只能憑著多年經驗和直覺來設計及預測電路的效能。由於以上原因，我們可以看出，不管是人才、軟體或硬體上的種種限制，提高了設計及生產上的難度，造成射頻電路晶片從設計到量產的時程拉長且耗費相當可觀的資源。

而在射頻晶片製程技術上，由於 CMOS 技術的成本較低且有極佳的系統整合能力，使用 CMOS 製程技術在單一晶片上同時實現射頻前端電路及基頻電路已是最新的趨勢。CMOS 技術擁有眾多的優勢，似乎也是電路整合發展的主流，但從特性觀點來看，砷化鎵(GaAs) 元件的電子遷移率是矽的

五到十倍，這意味著 GaAs 元件有更高的截止頻率、更高的轉導值，用來實現射頻前端電路將消耗較少的功率，所以 GaAs 技術非常適合高速電路之應用。但隨著 CMOS 製程不斷地進步提高了工作截止頻率，進而一步一步廣大應用範圍，GaAs 技術必需提出更獨特的應用，否則將有被取代的命運。而本篇論文將採用這兩種技術來分別探討射頻升降頻電路晶片的設計與實現。

1.2 論文組織

本篇論文將分別採用 CMOS 及 InGaP/GaAs HBT 製程技術來分析與設計應用於 802.11a 無線區域網路的升降頻混頻器晶片。在介紹各種射頻混頻電路設計之前，在第二章先討論幾種常見射頻收發機架構，包含超外差(Heterodyne)、零中頻(Zero-IF)、低中頻(Low-IF)、寬中頻(Wideband-IF)等基本架構，以及在射頻電路設計中常需用到的一些基本設計參數;第三章針對升降頻電路設計所遇到的鏡像訊號問題做一分析;第四章將介紹各種射頻吉伯特混頻器(Gilbert Mixer)的設計及實現，且針對射頻升頻及降頻收發電路包含單邊頻帶升頻器(Single-Sideband Up-Converter)及鏡像抑制降頻器(Image-Rejection Down-Converter)做一分析討論與介紹;最後在第五章對於電路設計與實作結果做一結論。

第二章

射頻收發機架構

2.1 射頻收發機簡介



在無線通訊系統中，通常射頻訊號通常在一個有限的頻帶 (200kHz @ GSM , 20MHz @ WLAN) 中提供訊息的傳遞，如圖2.1所示，如何在如此窄頻的頻譜中處理所需的射頻訊號，這對於射頻前端電路的設計而言是一個很大的難題，對於整個系統架構複雜度、整合度、價格、效能都有很大的影響。發送機需在如此窄的頻寬中，提供調變、放大、濾波等功能且不能影響到鄰近頻帶(Adjacent Channel); 而接收機需從天線所接收到的訊號中避開可能的干擾(Interferers)與雜訊，正確的選擇頻道然後經過降頻及解調處理，最後提供後段的基頻訊號處理。

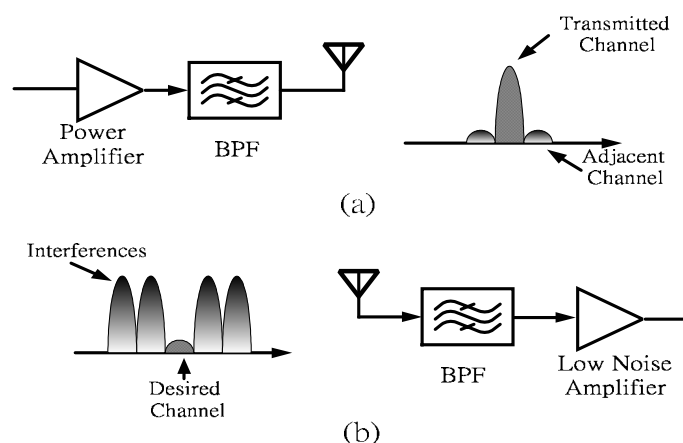


圖2.1 無線通訊(a)發送機前端電路 (b)接收機前端電路

一個基本射頻收發機架構，如圖 2.2 所示，包含了切換器、(Switch)、低雜訊放大器(Low Noise Amplifier: LNA)、功率放大器(Power Amplifier: PA)、混頻器(Mixer)、濾波器(Filter)及頻率合成器(Synthesizer)等元件。在發送端，經過基頻信號經過調變後，首先經過一級的升頻混頻器將信號頻率轉為射頻(RF)信號，然後經過放大電路和功率放大器來推動天線以將信號傳送出去。在接收端，微弱的射頻信號先由低雜訊放大器將信號放大並經由降頻混頻器將信號轉換為中頻以利下一級的信號解調工作。

一個射頻前端電路的設計需考慮電路複雜度、成本控制、功率消耗、外接元件的數目以及不同系統規格的需求來選擇適當的收發機架構，因此在本章節，將簡略的介紹外差式(Heterodyne)、零中頻式或直接降頻式(Zero-IF or Direct Conversion)、低中頻式(Low IF)、寬頻中頻式(Wideband IF)等接收機及其不同的特性與優缺點。另外，本章節中也大略介紹各種發射機架構。

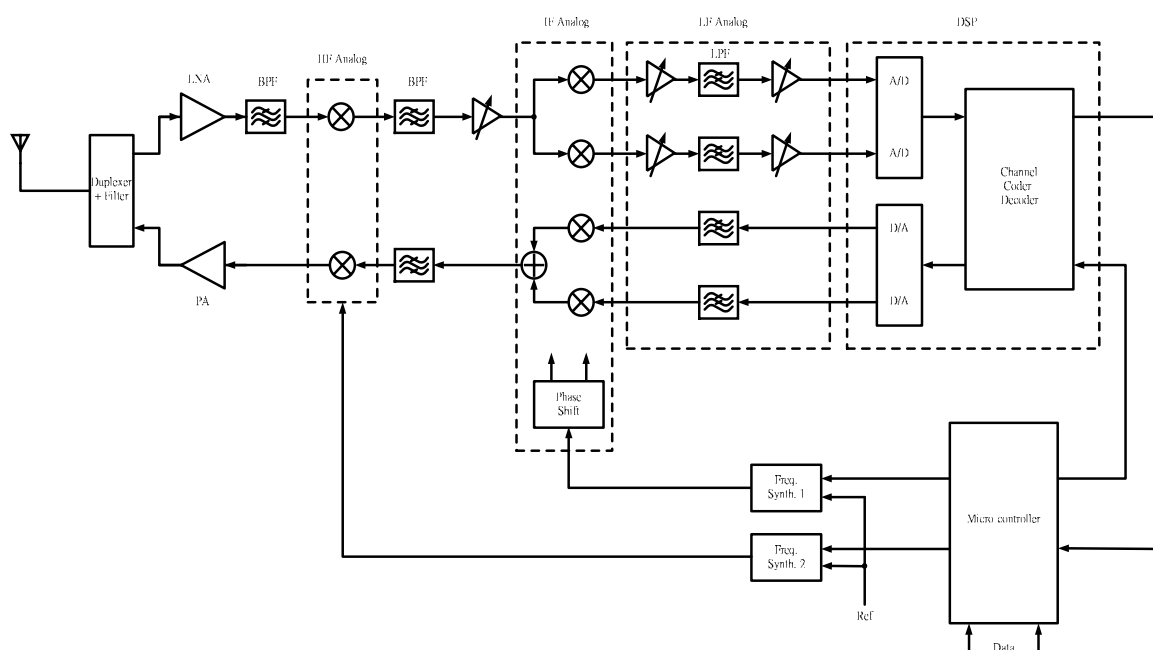


圖 2.2 基本射頻收發機架構

2.2 射頻接收機架構

2.2.1 外差式接收機

如前一節所提到，由於通訊頻段是一非常窄頻寬的頻道(Channel)且各頻道緊密相接組成，假如在射頻頻率下進行頻道的選擇需要非常高品質因數(Quality Factor, Q 值)的濾波器，這可能需要一個多級數的濾波器來達成濾波功能，而多級的濾波器所造成的訊號衰減將大幅降低接收訊號的訊號品質。因此最普遍被接受的解決方式即是採用外差接收機架構先把訊號降到較低的頻率以減少對 Q 值的要求，然後再進行頻道選擇及解調的工作。在外差接收機架構中，先針對所需要的頻帶將射頻訊號經過一次或數次的降頻，最後產生固定頻率的中頻訊號後，經過中頻濾波器將鄰近的頻道訊號去除達成頻道選擇。此架構在接收模式下，可使射

頻濾波器的製作難度大幅降低，且透過降頻來產生基頻訊號，可避免直接降頻的直流偏移（DC Offset）及電晶體的低頻雜訊(1/f Noise)等問題。另一方面，針對不同的通訊系統，外差式接收器可藉由調整架構中的電路模組，例如放大器、濾波器及混頻器等，以達到不同系統的要求規格，因此被廣泛使用在各種不同的無線通訊系統中。

以下章節我們將看到外差式接收機架構它具有高選擇性(Selective)和靈敏性(Sensitivity)等特性，因此這是目前最常見之接收器架構，然而由於鏡像頻率的去除需要額外晶片外的元件等問題，難以將整個收發器 IC 積體化，對於目前單晶片時代的來臨，將有面臨被取代的命運。

另外，由於外差接收機的特色經過中頻的轉換來達到降頻與頻道選擇的功能，因此又可稱為中頻接收機(IF Receiver)。

2.2.1.1 單級外差式接收機

經過一級降頻的接收器稱為單級外差式接收機，如圖2.3所示，由天線接收射頻信號先由再經由射頻濾波器(RF Filter)濾掉頻帶外訊號及低雜訊放大器放大射頻信號，然後藉混頻器來和本地端振盪器所產生的本地振盪訊號混頻產生中頻訊號，但外差式接收器中有一個嚴重的問題就是鏡像頻率的干擾，所謂鏡像頻率就是可以和射頻信號一樣經由本地振盪訊號混頻產生相同頻率的中頻。如果射頻信號為 $(\omega_{LO} + \omega_{IF})$ ，則鏡像頻率信號即為 $(\omega_{LO} - \omega_{IF})$ ，經過本地振盪訊號混頻同樣降到 ω_{IF} 而導致訊號頻譜重疊以致無法分辨。因而外差式接收器需要在低雜訊放大器及混頻器之間加上一鏡像去除濾波器(IR Filter)中來濾掉鏡像頻率的干擾，通常這些濾波器所需的 Q 值不能由晶片實現，需額外在晶片外的被動元件組成，

因此會增加面積不利於系統整合，此外低雜訊放大器及混頻器需要與外接的濾波器做阻抗匹配。最後，在中頻頻段，由本地振盪器提供一個可調頻率來進行頻道選擇，然後訊號再經由中頻濾波器(IF Filter)來取出所要的頻道。由於中頻濾波器濾掉鄰近頻道完成頻道選擇的功能，因此又可稱為頻道選擇濾波器(Channel Select Filter)。最後，所選擇的頻道訊號再經過可調增益放大器(Variable Gain Amplifier: VGA)來調整訊號的振幅準位以利下一級的類比/數位轉換器(A/D Converter: ADC)有適當的動態範圍來完成訊號轉換。

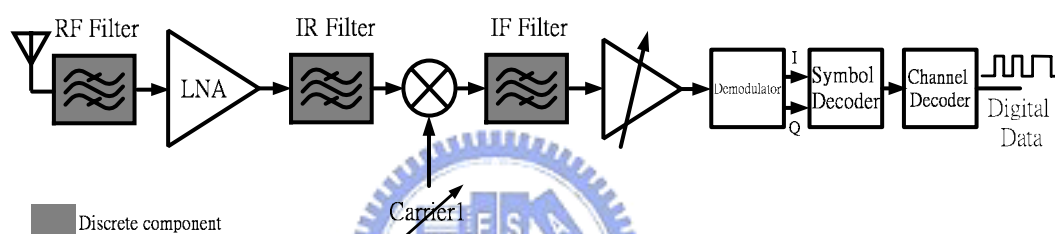


圖2.3 (a)單級外差式接收機

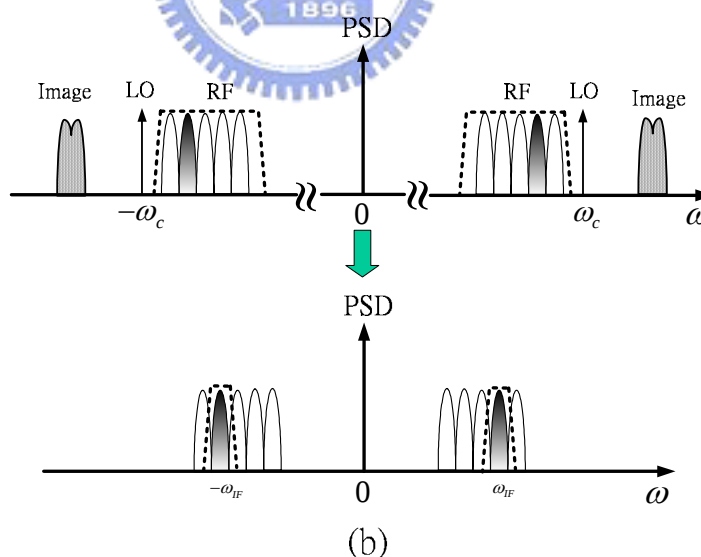


圖2.3 (b)單級外差式頻譜轉換

然而在單級外差式接收機中，只經過一次的降頻，中頻頻率的選擇對於系統的效能有很大的影響，由下圖 2.4 我們可看到中頻的選擇對於系

統靈敏度和選擇度之間的考量和取捨。若選擇較高的中頻，則鏡像訊號離需要(Desired Signal)的訊號較為遠，鏡像去除濾波器可以達成較高的鏡像去除功能，但越高的中頻也意味著中頻的頻道選擇濾波器需要非常高的Q值，而且太高速的類比數位轉換器並不容易取得。相反地，較低的中頻使得難以鏡像濾除，使得降到中頻的鏡像雜訊提高，但越低的中頻則較容易達成頻道選擇。

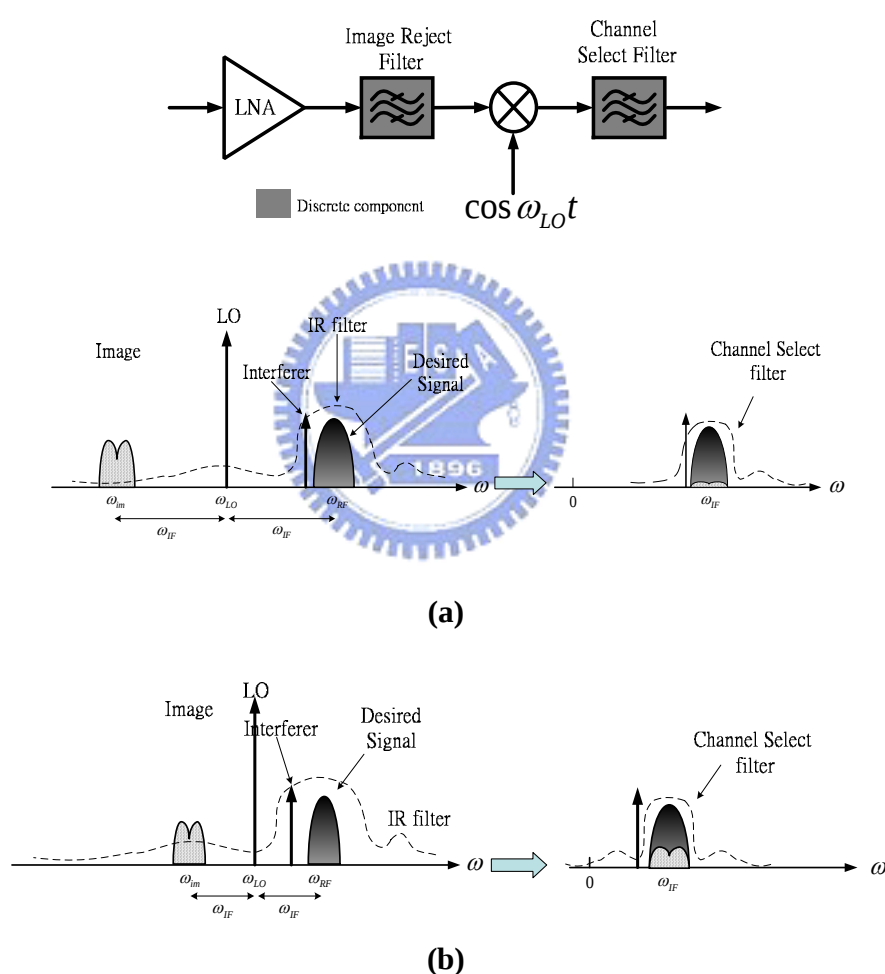


圖2.4 外差式 (a)高中頻 (b)低中頻 的鏡像訊號抑制

綜合以上所述，中頻的選擇取捨需考慮鏡像訊號和所需訊號之間的距離，以及鏡像去除濾波器造成的衰減等。鏡像訊號造成鏡像訊號去除

和頻道選擇的抉擇是單級外差式接收器最大的特色，如何選擇中頻意味著系統的靈敏度、選擇度之間的考量。

另外，除了鏡像訊號的問題，如下圖2.5所示，假如降頻混頻器有二次混頻 (Second-Order Distortion) 且本地振盪器有二次諧波 (Second Harmonic) 則在一半中頻的訊號 ($\omega_{IN} = \frac{\omega_{LO} + \omega_{RF}}{2}$)，一樣有可能會降到中頻 ($\left[2 \times \frac{\omega_{LO} + \omega_{RF}}{2}\right] - 2\omega_{LO} = \omega_{IF}$) 造成雜訊干擾。為了避免半中頻問題，混頻器不能有太大的二次混頻、本地振盪訊號最好須有50%的工作週期 (Duty Cycle)。鏡像濾除濾波器也需在半中頻處提供一定的衰減。

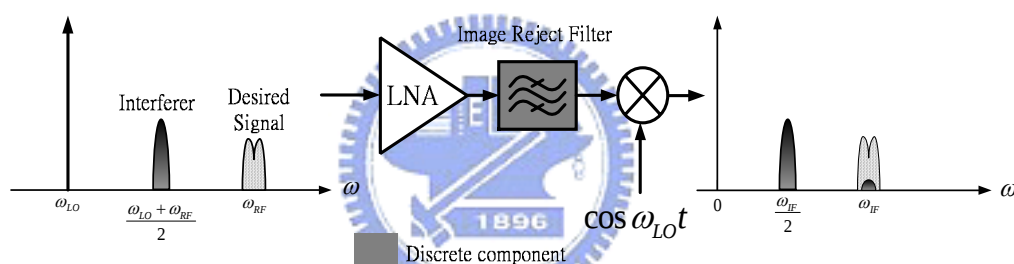


圖2.5 外差式半中頻問題

2.2.1.2 多級外差式接收器

如前一節所述，單級外差式的中頻選擇造成靈敏度、選擇度之間的取捨，要一次就將射頻訊號降到中頻並不太容易完成，尤其是射頻訊號頻率在很高的頻段。單級接收器無法有效降低鏡像訊號的干擾，為了兼顧接收器靈敏度和頻率選擇能力，多級外差式接收器是一個較可行的架構。為了減輕濾波器 Q 值的要求，可以將訊號分次降頻，將鏡像去除和頻道選擇分散在多級的混頻器之間完成。如下圖2.6 為一雙中頻的二級外差式接收機在頻譜上的鏡像訊號去除和頻道選擇的分析。不過每一級的

混頻器一樣有鏡像訊號的存在，因此在每一級的混頻器皆需濾波器來去除。當射頻訊號頻率很高時，可用更多級的降頻方式，但付出的代價就是增加外接元件的數目。

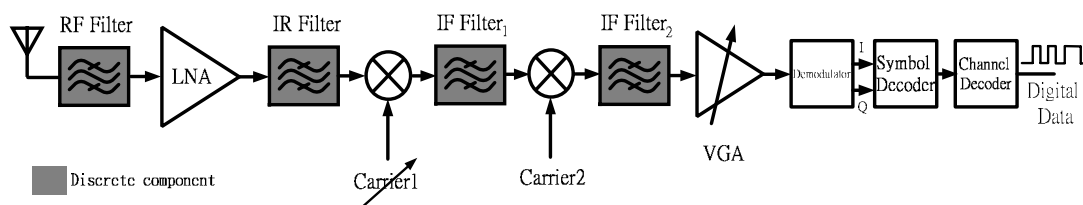


圖 2.6 (a)二級外差式接收機

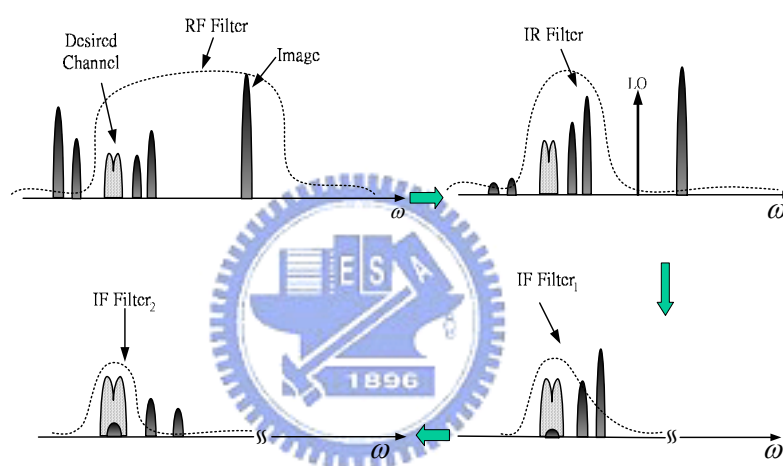


圖2.6 (b) 二級外差式頻譜轉換

然而，多級外差式接收機所需濾波器的 Q 值雖不需那麼嚴謹，但以目前的 IC 技術來實現濾波器，將佔非常大的晶片面積，一般還是以外接的表面聲波濾波器(SAW Filter)來組成，但其缺點則為需要較多額外晶片外的元件，難以整合成單一的 IC，成本也相對得比較昂貴。在未來的趨勢，由於無線通訊相關產品快速的成長，為了使其應用更普及化，發展的趨勢以低成本、低消耗功率且適合大量生產的系統晶片為主流，此種架構的接收機由於無法將系統進一步整合，將隨著單晶片時代的來臨逐漸被取代。

2.2.2 零中頻接收機

如前一節所述，外差式接收機雖然佔有設計及功能上的優勢，但是由於製作上所需的模組必須仰賴外接元件以達到規格的要求，無法將系統進一步整合。因此，近年來接收機的相關研究發展逐漸朝向以零中頻架構為目標。零中頻接收機在架構上較外差式接收機簡單許多，圖2.7 即為零中頻接收機的組成架構。在接收模式下所收到的射頻訊號先經過低雜訊放大器增強訊號強度後，直接由本地振盪訊號降至基頻訊號頻率，因此又稱為直接轉換式接收機。由於本地振盪訊號頻率與射頻訊號相同，沒有鏡像訊號的問題，不須在混頻器前再外一個鏡像濾除濾波器。此外，訊號經過一次降頻後，直接產生直流附近的基頻訊號，而頻道選擇及增益調整的功能則是藉由晶片中的低頻濾波器及可變增益放大器於基頻頻帶進行。

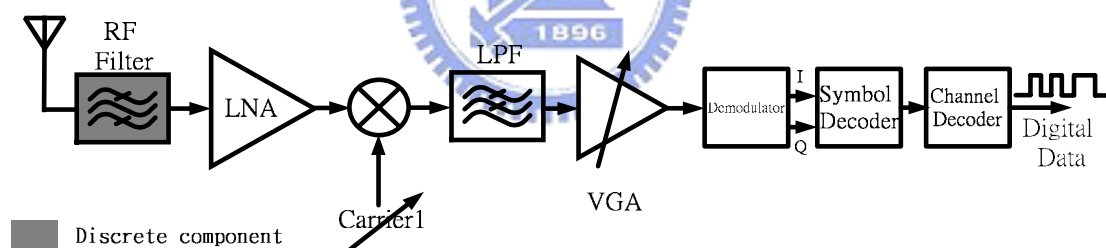


圖2.7 (a) 零中頻接收機

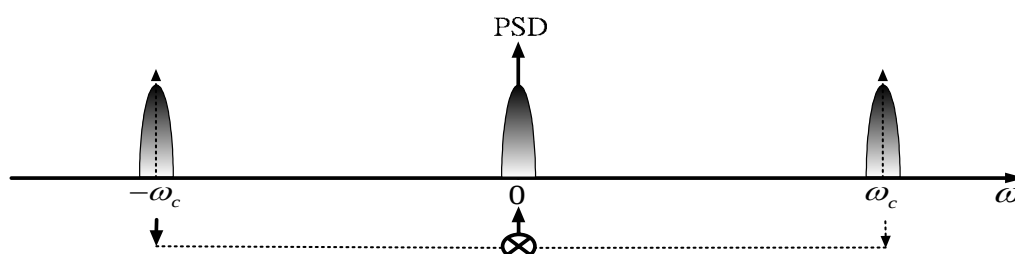


圖2.7 (b) 零中頻接收機頻譜轉換

然而，如圖2.8、在大部份的情況下，射頻訊號的頻譜可能不對稱，為了避免降頻訊號的重疊、我們可以利用正交相位的複頻域降頻方法來去除重疊的降頻訊號。如圖2.9所示，為一個較常見的直接降頻架構。

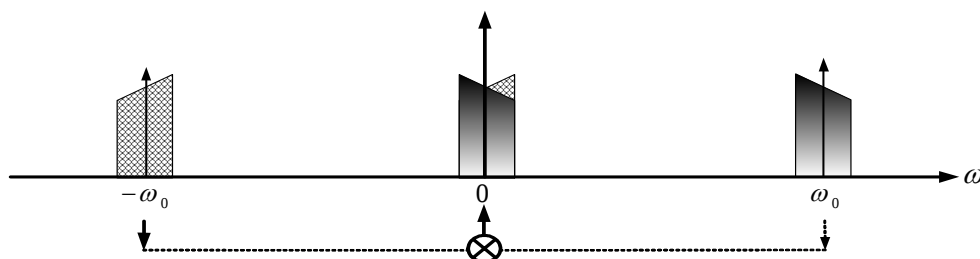


圖 2.8 非對稱式頻譜直接轉換降頻

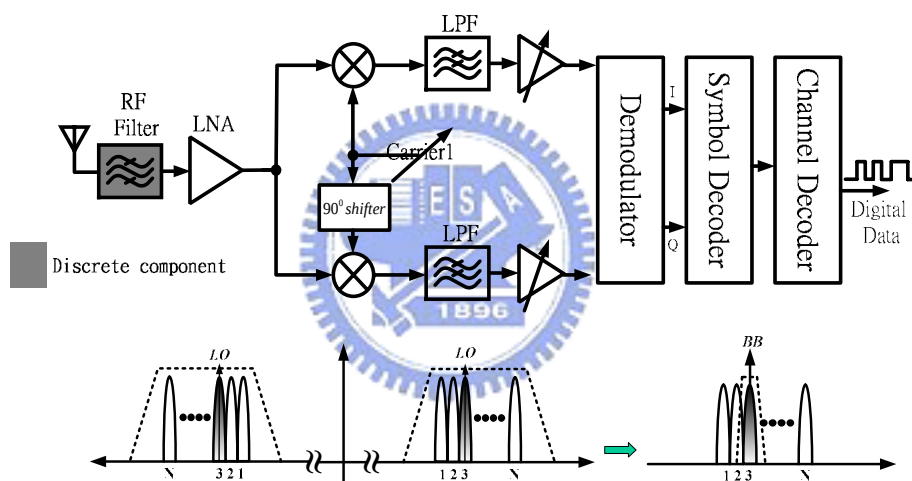


圖 2.9 正交相位零中頻式接收器

零中頻式接收機最顯著的特性在於降頻過程中不須經過中頻訊號，且射頻訊號即是本身的鏡像訊號，原來外差式中所需要的鏡像濾波器及中頻濾波器皆可省略。如此不但避免了外接元件的使用，有利於系統晶片的製作以大幅降低成本。此外，所需要的電路模組及外部節點減少，如此可以降低接收機所需的功率損耗並且減低射頻訊號受到外部干擾的機會。

然而在實際的電路製作上，直接降頻接收機在電路設計上需解決許多可能產生的問題，包含了直流偏移 (DC Offset)、增益/相位不匹配(I/Q Mismatch)、偶次諧波失真(Even-Order Distortion)、低頻顫動雜訊(Flicker noise)、以及本地振盪洩漏(LO leakage)等問題。以下就簡單說明這些現象：

(1) 直流偏移

由於本地振盪器訊號及射頻訊號頻率相同，如圖2.10所示，因為混波器RF-LO有限的隔離度，較強的LO訊號會耦合至RF端，被低雜訊放大器反射回來後，與同頻率的LO混頻會產生直流訊號，如圖2.10(a)。另一種情況為若接收一個強干擾訊號，此強干擾訊號耦合至LO端，再與同頻率的干擾訊號混波，會產生直流訊號，如圖2.10(b)，當上述狀況發生時，混頻器的輸出端除了得到所需的基頻訊號外，還包含了直流偏移的成份，通常這個直流偏移足夠造成下一級的類比/數位轉換器飽和而操作錯誤。

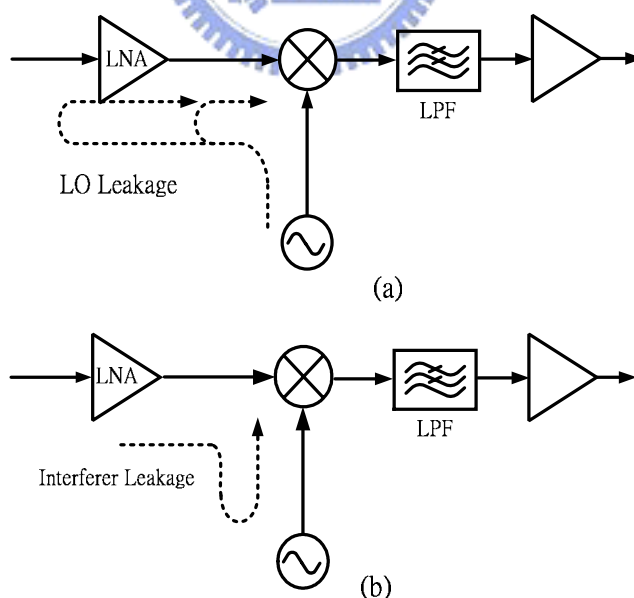


圖 2.10 直接降頻架構直流偏移原因

針對直流偏移問題，在設計層面可藉由提高類比數位轉換器的動態範圍加以解決，但是會增加類比/數位轉換器的設計難度。另一種解決方式，則是利用交流耦合（AC Coupling）電容將混合器輸出訊號的低頻訊號阻隔，以去除直流偏移成份。其缺點是需要使用大電容進行交流耦合，且同時犧牲了基頻訊號的低頻成份，使訊號產生失真，對於某些的調變並不適用。而一個更精巧的方法為利用 DSP 電路設計的技巧將直流偏移加以補償，以得到正確的基頻號，如下圖2.11所示。

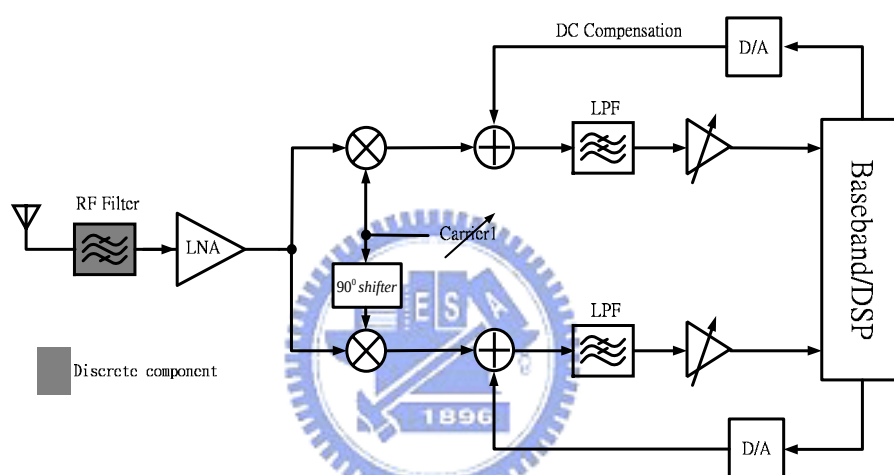


圖 2.11 DSP 去除直流偏移

(2) 增益/相位不匹配

由於直接降頻式在 RF 頻帶產生 I/Q 訊號，其訊號可能產生不匹配的情況，如圖2.12，此 I/Q 訊號在振幅及相位上造成的誤差將造成降頻訊號的星狀圖(Constellation)，飄移而提高傳輸位元錯誤率 (Bit Error Rate)，如下圖2.13。

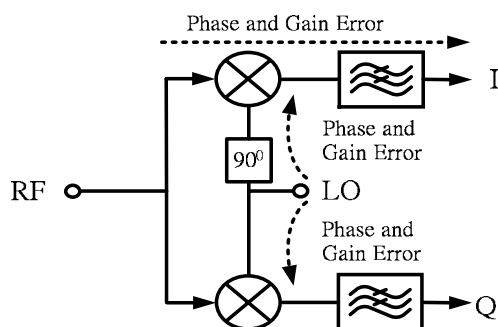


圖2.12 直接降頻增益/相位不匹配

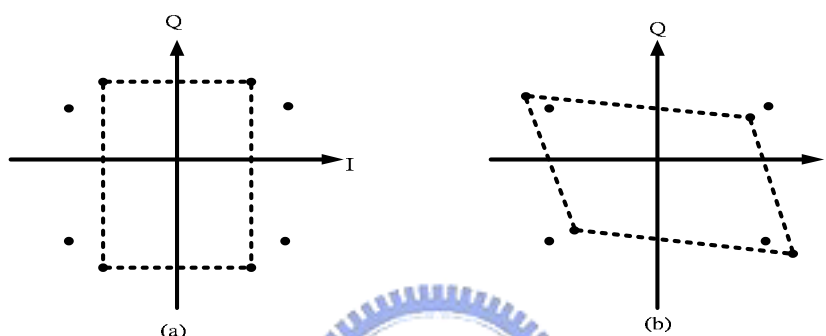


圖 2.13 訊號星狀圖 (a)振幅(b)相位 不理想效應

(3) 偶次諧波失真(Even-Order Distortion)

由於直接降頻將訊號降到基頻附近，若在通道附近的射頻干擾訊號會由於放大器電路產生的偶次諧波失真而將干擾置於基頻頻帶，圖2.14，表示有兩個鄰近的干擾訊號，經過主動電路產生的二次與三次諧波訊號干擾的示意圖。在超外差架構中，射頻訊號降至中頻因而不與二次諧波重疊，且干擾訊號已被中頻濾波器抑制，故其二次諧波可被忽略。

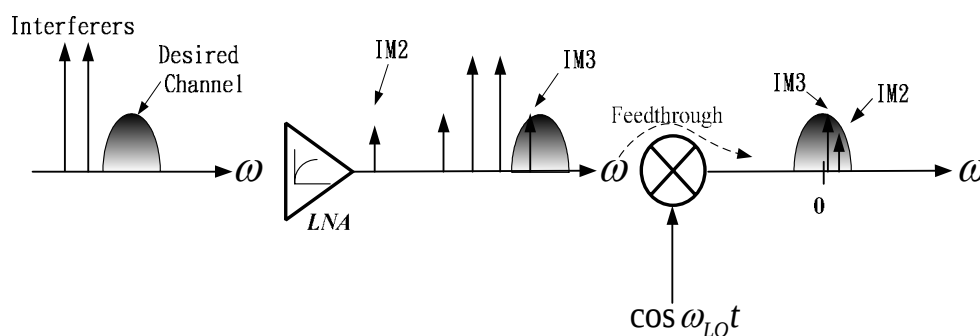


圖 2.14 偶次諧波失真

(4) 顫動雜訊(Flicker Noise)

除了直流偏移之外，低頻的顫動雜訊也是零中頻式接收機所必須面對的問題。由於MOS電晶體的顫動雜訊其功率頻譜密度為 $1/f$ 的曲線，屬於低頻雜訊，此顫動雜訊會使直接降頻至基頻的訊號的訊號雜訊比降低。

2.2.3 低中頻接收機

相較於直接轉變模式將射頻訊號轉為直流附近的基頻訊號，另一類的接收機設計是將射頻訊號轉為低頻率的中頻訊號，不需外加鏡像訊號抑制濾泛器，且可避免直流偏移及顫動雜訊雜訊的問題。低中頻接收器將射頻訊號降頻到較低的中頻，其架構如圖2.15所示，和直接轉換接收機大致相同，並不需外接的濾波器，適合高度整合成系統單晶片。不過，跟超外差接收器一樣有鏡像訊號的問題，在此架構中利用正交相位的架構使得所需訊號與鏡像訊號產生不同的相位響應，再用一組多相位濾波器來分辨鏡像訊號和所需訊號。由於和零中頻架構一樣需要I/Q兩個路徑，一樣會因為電路設計時所造成的增益與相位的不匹配而對鏡像抑制造成影響。

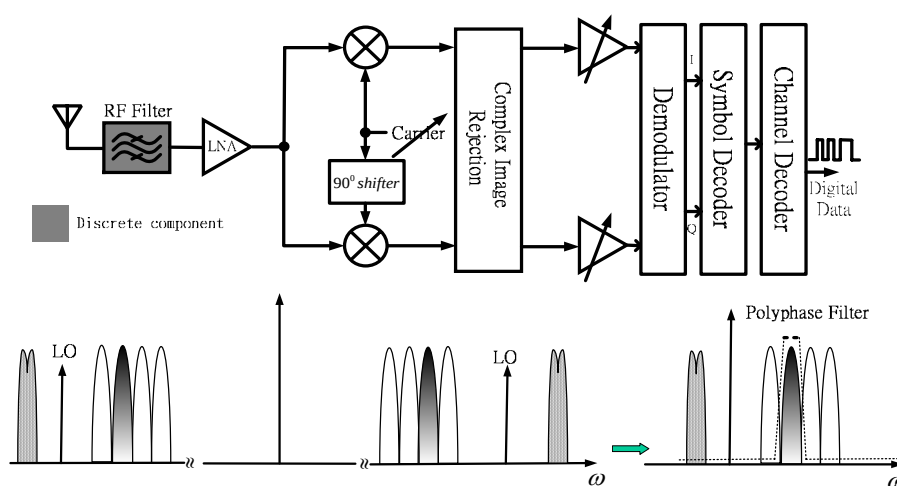


圖 2.15 低中頻接收機

在下一章中，將針對正交(Quadrature)相位的複數混頻器與多相位濾波器來討論如何來抑制鏡像訊號。

2.2.4 寬中頻接收機 (Wideband-IF Receiver)

最後介紹一種適用多模式(Multi-mode)及整合度高的接收機架構-寬中頻接收機。寬中頻接收機類似結合了中頻與零頻接收機的架構，如圖 2.16 所示。射頻訊號經過二級的混頻器將整個頻帶所有的頻道直接降到基頻，但在第一級只經過一個低通濾波器將高頻的部份濾除，而保留所有的頻道，最後再由第二級的混頻器將訊號降至基頻，而頻道的選擇是經由第二級的頻率合成器調整頻率來完成。在此種架構中，中頻頻帶不再受限於中頻濾波器，因此較能符合一個多模式的系統不同規格的要求。

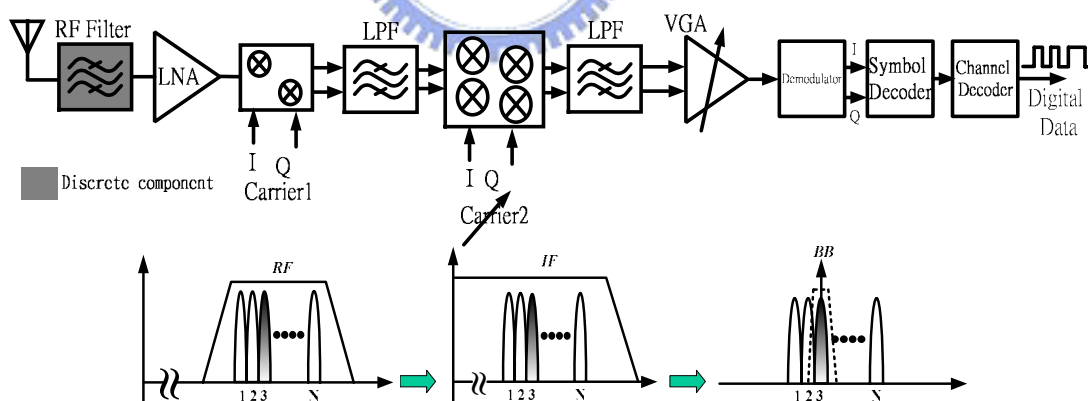


圖 2.16 寬中頻接收機

最後各種架構的收發器比較如下表 2.1 所示。

表2.1 各種架構射頻接收機比較

Receiver Architecture	Required Discrete Filter	Channel Select Synthesizer	Potential for Multimodal Use	Channel Filtering	Image Rejection
Heterodyne	RF, Noise, IF	RF	Low	IF	RF & Noise Filter
Direct Conversion	RF	RF	High	Baseband	N/A
Low-IF	RF	RF	High	Low-IF	Polyphase Filter & IR Mixer
Wide-Band IF	RF	IF	High	Baseband	RF Filter & IR Mixer

2.3 發送機架構

射頻發射機的功能是負責將傳送的基頻訊號，經過調變、升頻及功率放大而產生大功率的射頻訊號，藉由天線將訊號送出，然而在某些情況下調變和升頻功能會合在一起完成，而在組成架構上亦可區分為直接轉換模式 (Direct-Conversion Transmitter) 及 雙重轉換模式 (Two-Step Transmitter)。相較於接收機有許多不同的架構，由於發射機沒有鏡像信號的問題，而且雜訊、頻帶選擇度等問題較易克服，架構上的變化就較為少。在本章節將對這兩種不同架構的發射機做一介紹。

2.3.1 直接轉換發送機

圖2.17 所示即為直接轉換模式發射器架構，在此種架構中調變和升頻在一個電路同時完成。此類型的發射器將 I/Q 相位之基頻訊號，經過數位類比轉換器及濾波器處理後，分別由混頻器加以調變並且同時直接提

升到射頻頻率，最後以功率放大器將訊號放大至系統所需的強度，藉由天線傳送射頻訊號。

此類發射機可省去中頻的電壓控制振盪器與鎖頻迴路，且避免使用外接的中頻濾波器，不但可大幅降低晶片面積及製作成本，且適合低功率損耗的設計目標。另一方面，由於射頻及中頻模組的簡化，將多重模式運作下的頻率規劃移到基頻範圍處理，藉由可調性基頻訊號處理的設計，使系統更具彈性，適用於各種不同的通訊系統規格。

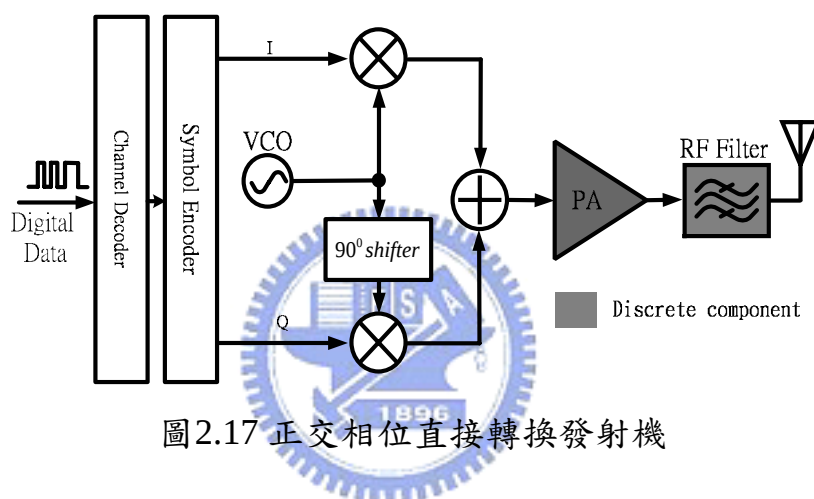


圖2.17 正交相位直接轉換發射機

以上所述為直接轉變模式發射器的優點，但是在實際的電路製作上，仍存在許多挑戰。例如，I/Q 訊號途徑的相位與增益誤差造成效能的降低、振盪器拉扯效應（VCO Pulling）等仍需克服。

2.3.2 雙重轉換發送機 (Two-Step Transmitter)

為避免振盪器拉扯效應，可以將基頻訊號如同外差式的架構將訊號由 I/Q 通道先升至中頻處，最後再升至射頻頻段，如下圖2.18所示，其中

BPF1 濾掉不必要的 IF 諧波項，BPF2 則濾掉去除不要的邊頻帶 (Sideband)。

很明顯地，由於 I/Q 調變在較低的頻率工作其匹配的特性比較好。但在第二次的升頻中，混頻器會產生兩個一樣的邊頻 (Up Sideband Low Sideband :USB&LSB)，一般而言需要高達 50~60dB 的抑制功能來去除不必要的邊頻。而在此射頻頻帶，通常需要在功率放大器及混頻器之間加一上一個外接的高 Q 值濾波器，造成成本的增加。在第三章中，我們將介紹利用正交相位混頻器來產生單邊頻 (Single Sideband) 的升頻器去減少對濾波器 Q 值的要求，以期將來實現單晶片的收發機。

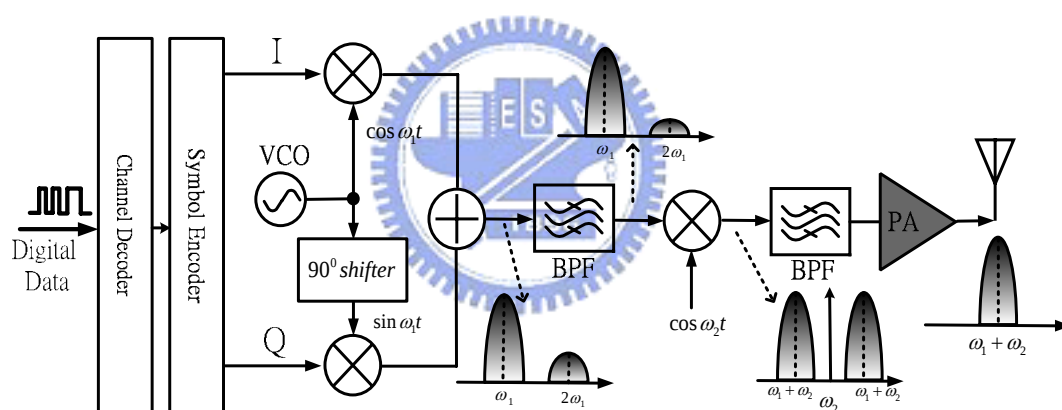


圖2.18 雙重轉換發送機

2.4 設計參數考量

在介紹一些常見的射頻收發機架構後，本節將介紹一些射頻收發機常用到的設計考量，包含靈敏度 (Sensitivity)、雜訊指數 (Noise Figure)、1dB 增益壓縮點 (P1dB)、三階截斷點 (IP3)、阻隔與遲滯 (Blocking and Desensitization)、動態範圍 (Dynamic Range) 等參數。

2.4.1 雜訊指數

雜訊參數(Noise Factor)簡單來講就是輸出端所得到的雜訊功率和來自於輸入訊號源的雜訊功率之間的比值。當以分貝來表示雜訊參數即所謂的雜訊指數(Noise Figure)了。一般而言，雜訊參數定義於1Hz 的頻寬，或可稱為點雜訊(Spot Noise Factor)。由於訊號雜訊的增加來自於電路系統本身的雜訊大小，因此雜訊指數可看成一個電路系統對於訊號的訊號-雜訊比(Signa-to-Noise Ratio, SNR)衰減程度。即可表示為，

$$NF = 10 \log \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} = 10 \log \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} \text{ (dB)} \quad (2.1)$$

其中 S 和 N 分別表示訊號和雜訊的功率。

假設 G 為電路區塊整體的增益， $N_{a,o}$ 為輸出端的雜訊功率， $N_{a,i}$ 為輸入端的雜訊功率，則可以下式來表示雜訊參數

$$F = \frac{S_i}{N_i} \frac{(N_i \cdot G + N_{a,o})}{S_i \cdot G} = 1 + \frac{N_{a,o}}{N_i \cdot G} = 1 + \frac{N_{a,i}}{N_i} \quad (2.2)$$

因此假設一個放大器的等效電路如圖2.19所示，其輸入參考雜訊電壓(Input-Referred Noise Voltage)為 v_n ，輸入參考雜訊電流(Input-Referred Noise Current)為 i_n ，其雜訊指數可表示為

$$NF = 10 \log \left(1 + \frac{v_n^2}{4KTR_s} \right) \quad (2.3)$$

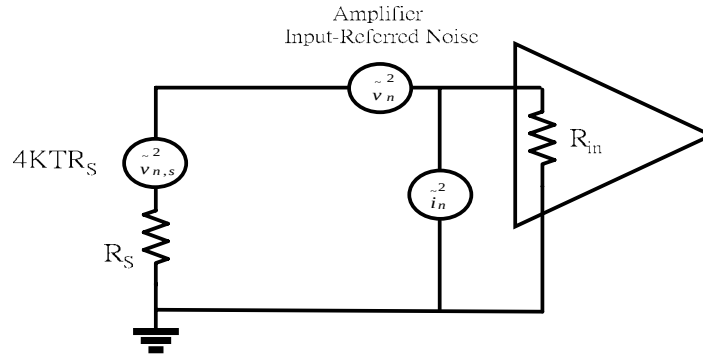


圖2.19 放大器雜訊等效電路

一個通信電路系統通常由許多不同的電路區塊如雜訊放大器、濾波器、降頻器所組成，其整體的雜訊指數可以由 Friis equation 來得知

$$NF_{total} = 1 + (NF_1 - 1) + \frac{NF_2 - 1}{G_{P1}} + \frac{NF_3 - 1}{G_{P1}G_{P2}} + \dots + \frac{NF_m - 1}{G_{P1}G_{P2} \dots G_{P(m-1)}} \quad (\text{dB}) \quad (2.4)$$

其中 NFi 和 $Gp(i)$ 為各級電路區塊的雜訊指數和功率增益。由式(2.4)可知道隨著各級的訊號放大，其貢獻的等效雜訊指數愈來愈小。

2.4.2 靈敏度

靈敏度為一個接收系統其能接收到維持最小可接受的訊號雜訊比的訊號，也就是說一個接收系統在一定的傳輸速率下能放大、解調的最小可偵測訊號(MDS, Minimum Detectable Signal)。一般而言，MDS 可表示為

$$P_{in,min} \Big|_{dBm} = P_{R_s} \Big|_{dBm/Hz} + NF \Big|_{dB} + SNR_{min} \Big|_{dB} + 10 \log B \quad (2.5)$$

其中 P_{RS} 為輸入端的雜訊功率， NF 為在解調前的整體雜訊指數， BW 為定義的雜訊頻寬， SNR_{min} 為可供解調器在一定的位元錯誤率(BER, Bit Error Rate)以下的最小的信號-雜訊比。假設系統在共軛匹配的情況下， P_{RS} 可計算如下

$$P_{R_s} = \frac{4kTR_s}{4} \frac{1}{R_{in}} = kT = -174\text{dBm/Hz} \quad (\text{室溫}290^\circ\text{K 下}) \quad (2.6)$$

因此式(2.5)可表示如下

$$P_{in,min} = -174\text{dBm/Hz} + NF + 10\log B + SNR_{min} \quad (2.7)$$

2.4.3 線性度

一個實際的線性系統存在了某些程度地非線性特性，假設一個非線性、無記憶(Memoryless)，且非時變(Time-Invariant)系統的傳輸特性以一個 Taylor's series 來表示。

$$y(t) = \alpha_1 x(t) + \alpha_2 x^2(t) + \alpha_3 x^3(t) + \dots = \sum_{n=0}^{\infty} \alpha_n x_i^n, \quad \alpha_n = \frac{1}{n!} \left(\frac{d^n y(t)}{dx_i^n} \right) \bigg|_{x_i=0} \quad (2.8)$$

其中 $x(t)$ 、 $y(t)$ 分別代表輸入、輸出訊號。

一般分析線性度的問題，我們可以將輸入訊號 $x(t)$ 以弦波來表示：

$$x(t) = A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t \quad (2.9)$$

將式(2.9)代入式(2.8)，經過整理後可得到
包含了基本頻率(Fundamental Frequency)

$$\omega_1 : \left\{ \alpha_1 + \frac{3}{2} \alpha_3 A_2^2 + \frac{3}{4} \alpha_3 A_1^2 \right\} A_1 \cos \omega_1 t \quad (2.10)$$

$$\omega_2 : \left\{ \alpha_1 + \frac{3}{2} \alpha_3 A_1^2 + \frac{3}{4} \alpha_3 A_2^2 \right\} A_2 \cos \omega_2 t \quad (2.11)$$

二階項(Second-Order terms)

$$2\omega_1 : \left\{ \frac{1}{2} \alpha_2 A_1^2 \right\} \cos 2\omega_1 t \quad (2.12)$$

$$2\omega_2 : \left\{ \frac{1}{2} \alpha_2 A_2^2 \right\} \cos 2\omega_2 t \quad (2.13)$$

$$\omega_1 \pm \omega_2 : (\alpha_2 A_1 A_2) \left[\cos(\omega_1 + \omega_2)t + \cos(\omega_1 - \omega_2)t \right] \quad (2.14)$$

三階項(Third-Order terms)

$$3\omega_1 : \left\{ \frac{1}{4} \alpha_3 A_1^3 \right\} \cos 3\omega_1 t \quad (2.15)$$

$$3\omega_2 : \left\{ \frac{1}{4} \alpha_3 A_2^3 \right\} \cos 3\omega_2 t \quad (2.16)$$

$$2\omega_1 \pm \omega_2 : \left\{ \frac{3}{4} \alpha_3 A_1^2 A_2 \right\} \left[\cos(2\omega_1 + \omega_2)t + \cos(2\omega_1 - \omega_2)t \right] \quad (2.17)$$

$$2\omega_1 \pm \omega_2 : \left\{ \frac{3}{4} \alpha_3 A_1 A_2^2 \right\} \left[\cos(\omega_1 + 2\omega_2)t + \cos(\omega_1 - 2\omega_2)t \right] \quad (2.18)$$

對於大多數的系統而言，增益會隨著輸入訊號增大而飽和，由式(2.10)、(2.11)可看出，三階項 α_3 和一階項 α_1 相異號，造成增益被壓縮。

2.4.3.1 1dB 增益壓縮 (P_{1dB})

因為非線性效應的關係，決定了輸入訊號的工作範圍，為了表示放大器的工作範圍，定義放大器工作範圍的上限，通常以輸出增益比線性時增益小1dB 時的位置，稱為1dB 增益壓縮點。假設式(2.9)項令 $A_2=0$ ，而當式(2.10)的係數小於原來的小信號增益(α_1)1dB 時，可定義出1dB 增益壓縮點。即

$$20 \log \alpha_1 - 1\text{dB} = 20 \log \left(\alpha_1 + \frac{3}{4} \alpha_3 A_{-1\text{dB}}^2 \right) \quad (2.19)$$

整理後可得

$$A_{-1dB} = \sqrt{0.145 \frac{|\alpha_1|}{|\alpha_3|}} \quad (2.20)$$

一般以 dBm 來表示 P_{1dB} ，可以下式表示為 dBm

$$\text{dBm} = 10 \log \left(\frac{V_{rms}^2}{50} \frac{1000\text{mW}}{1\text{W}} \right) \approx \text{dBV} + 13 \quad (2.21)$$

由圖2.20可清楚的表示 P_{1dB} 發生的位置。

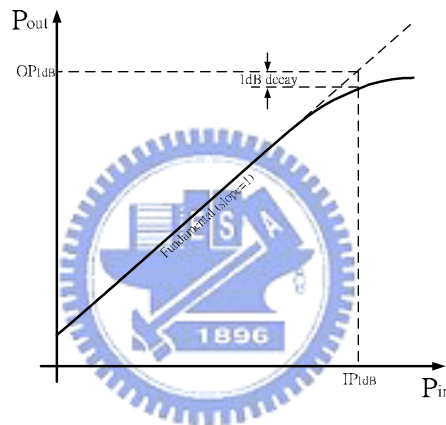


圖2.20 P_{1dB} 定義

2.4.3.2 三階截斷點(Third-Order Intercept Point:IP₃)

而另一個重要的非線性參數，三階截斷點更是經常被考量的。在無線通訊的環境，訊號在接收時由於無法由濾波器濾除的兩個鄰近干擾訊號，由於電路元件的非線性效應，會造成干擾訊號產生交互調變作用，而交互調變的三階非線性項會落在所要的頻道內造成訊號的干擾，增加訊號解調後的位元錯誤率，如圖2.21所示，當輸入訊號為

$x(t) = A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t$ 其三階非線性項 $2\omega_1 - \omega_2$ 和 $2\omega_2 - \omega_1$ 剛好落在通道內。

由圖2.21中定義三階截斷點—當三階非線性項和小訊號的一階項增益相同，即式(2.17)的增益為 $\alpha_1 A_1$ 時，可得

$$\alpha_1 A_{IIP3} = \frac{3}{4} \alpha_3 A_{IIP3}^3 \quad (2.22)$$

整理後可得

$$A_{IIP3} = \sqrt{\frac{4|\alpha_1|}{3|\alpha_3|}} \quad (2.23)$$

一樣可以由式(2.21)將式(2.23)表示成 dBm。

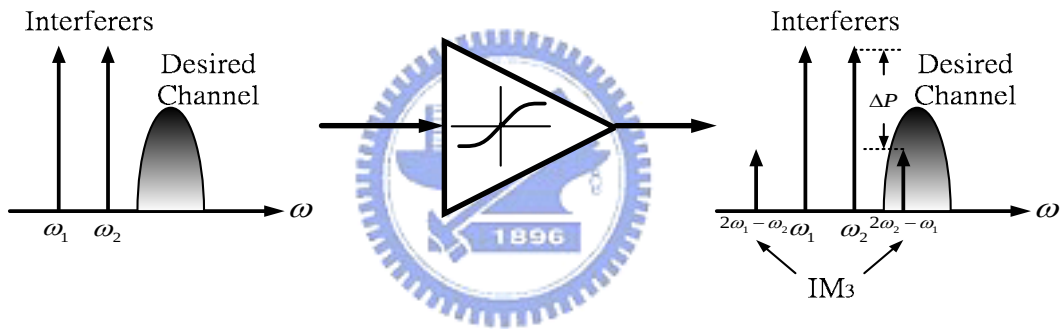


圖2.21 三階非線性項干擾

另外，由圖2.22中可以簡單地用幾何算出輸入及輸出的三階截斷點

$$\begin{aligned} IIP_3 \Big|_{dBm} &= \frac{\Delta P \Big|_{dB}}{2} + P_{in} \Big|_{dBm} \\ OIP_3 \Big|_{dBm} &= \frac{\Delta P \Big|_{dB}}{2} + P_{out} \Big|_{dBm} \end{aligned} \quad (2.24)$$

其中 ΔP 為一階項及三階項輸出的 dB 相差值。

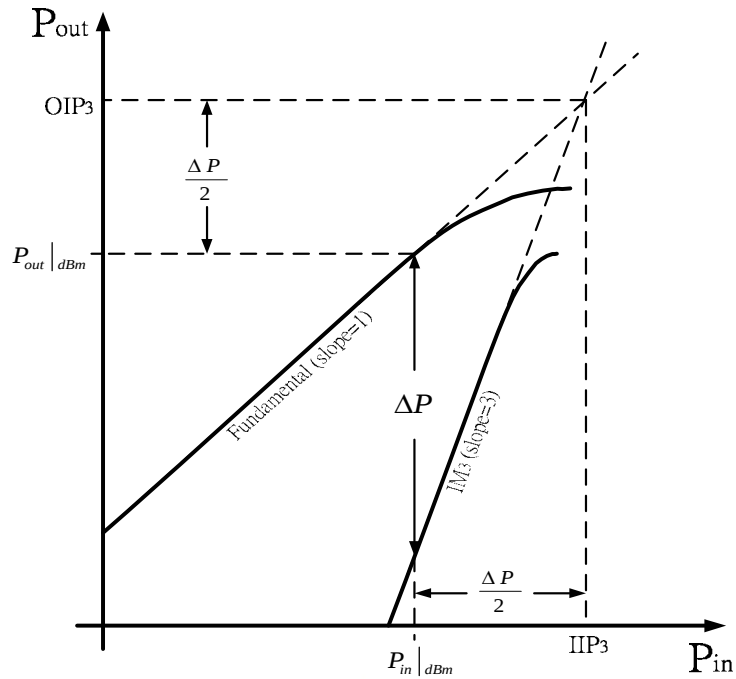


圖2.22 三階截斷點

2.4.3.3 阻隔與遲滯

很多時候當接收機在一個強大干擾下偵測一微弱的訊號時，訊號的增益會受到干擾的影響，此稱為遲滯現象，而在極端的情況下甚至阻隔了訊號的接收。為了了解這樣的現象，假設在式(2.10)中 $A_2 \gg A_1$ 則可化簡為

$$\left\{ \alpha_1 + \frac{3}{2} \alpha_3 A_2^2 \right\} A_1 \cos \omega_1 t \quad (2.25)$$

而如前面提到 α_1 與 α_3 相異號，當 $\alpha_1 + \frac{3}{2} \alpha_3 A_2^2$ 為零時，則訊號已被阻隔了。

一般定義干擾的程度為造成增益衰減3dB 時的情況為3dB 遲滯點，即

$$20\log\left\{\frac{\alpha_1 + \frac{3}{2}\alpha_3 A_2^2}{\alpha_1}\right\} = -3 \quad (2-26)$$

整理後可得

$$A_2 = 0.441 \sqrt{\frac{|\alpha_1|}{|\alpha_3|}} \quad (2.27)$$

比較式(2.27)與(2.20)、(2.22)可發現3dB 遲滯點約比1dB 增益壓縮高 1.2 dB 但低於三階截斷點約 8.3dB。

2.4.4 動態範圍

所謂的動態範圍就是最大可容許的輸入訊號及最小能維持訊號品質的輸入訊號之比例，如圖2.23所示。這個定義通常視應用的不同而有不同的定量。射頻接收機的動態範圍定義表示為

$$DR|_{dB} = P_{1dB} - P_{in,min}|_{dBm} \quad (2.28)$$

其中 $P_{in,min}|_{dBm}$ 已經在介紹靈敏度時有明確的定義。另外一個動態範圍的定義為 Spurious-free Dynamic Range(SFDR)如圖2.23所示，就是輸入訊號使得三階交互調變失真諧波的輸出訊號量等於底層雜訊時及最小能維持訊號品質的輸入訊號之比例。

$$\text{Noise_Floor} \equiv -174\text{dBm} / \text{Hz} + NF + 10\log B$$

$$SFDR|_{dB} = P_{in,max}|_{dBm} - P_{in,min}|_{dBm} = \frac{2}{3}(IIP_3 - \text{Noise_Floor}) - SNR_{min} \quad (2.29)$$

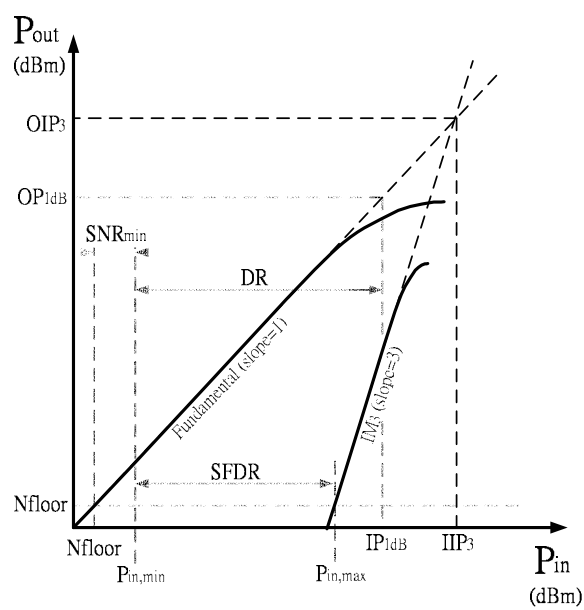


圖2.23 動態範圍和線性度參數的關係圖



第三章

鏡像訊號抑制分析

在本章將介紹複數訊號處理的技術，利用多路徑(Multi-Path)的訊號處理來消除鏡像訊號。不同於數位的訊號處理可以完美的將處理路徑匹配，在類比或射頻電路設計中，很難將處理路徑做好匹配而造成訊號品質受到影響。在本章中，將介紹幾種利用多路徑訊號處理技術的接收機及發送機。

3.1 複數訊號分析

自然界所有的訊號皆為實數訊號，然而我們可以利用傅利葉轉換來探討一個實數訊號的特性

$$x(t) \in \text{Re} \Leftrightarrow X(j\omega) = X^*(-j\omega) \quad (3.1)$$

經過傅利葉轉換，我們可以將訊號分成正負頻率，由(3.1)式知所有的實數訊號其頻譜皆為互相共軛(Complex Conjugate)。

例如對一個弦波訊號 $\cos \omega_c t$ 或 $\sin \omega_c t$ ，我們可將訊號表示如下

$$g(t) = \cos \omega_c t = \frac{e^{j\omega_c t} + e^{-j\omega_c t}}{2}$$

$$g(t) = \sin \omega_c t = \frac{e^{j\omega_c t} - e^{-j\omega_c t}}{2j}$$
(3.2)

在式(3.2)中，一個實數的本地振盪的弦波訊號可分成正負頻率，因此在一個實數的混頻器中，所需訊號和鏡像訊號同時和正負頻率項混頻，但在一個單路徑的系統中，並無法分辨出混頻出的結果。如下圖3.1(a)所示，在外差式降頻過程中，會有頻譜重疊的情況產生，而在零中頻的降頻中，圖3.1(b)一樣產生相同的情況。

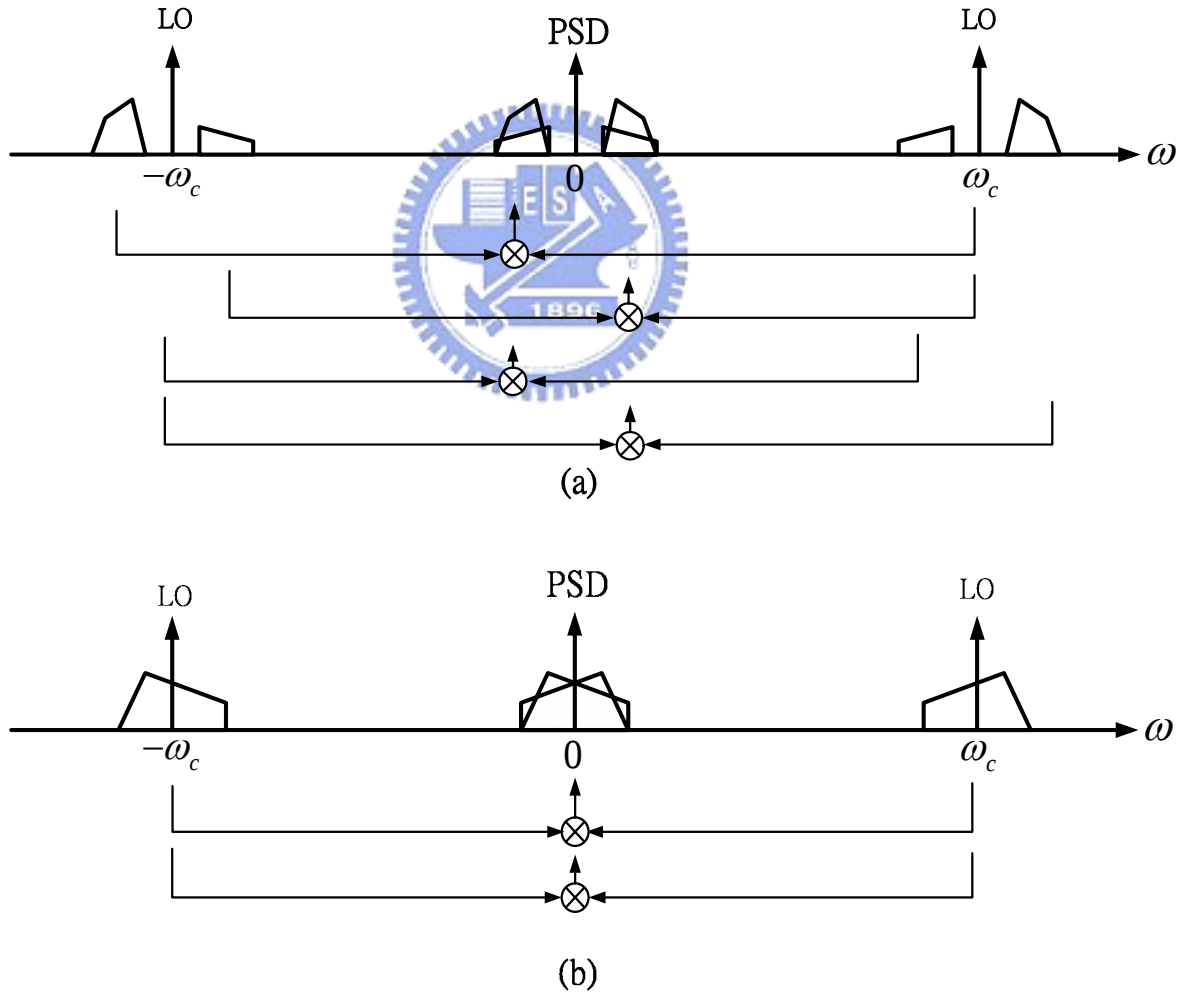


圖3.1 (a)外差式(b)零中頻式 頻譜轉換

對於一個假想的複數訊號，可以定義成一對實數訊號來組成，如式(3.3)所表示

$$g(t) \triangleq g_1(t) + jg_2(t) \quad (3.3)$$

$$G(j\omega) = G_1(j\omega) + jG_2(j\omega) \quad (3.4)$$

其中 $g_1(t)$ 和 $g_2(t)$ 分別代表實部和虛部的實數訊號，而 $G(j\omega)$ 為 $g(t)$ 的傅利葉轉換。

而在一個複數降頻架構中，如圖 3.2 所示，我們可以利用 I-通道(In Phase)和 Q-通道(Quadrature Phase) 的雙路徑處理來產生所需的複數本地振盪訊號 $c_r(t)$ 及 $c_i(t)$ 。其複數訊號可表示如下

$$\begin{cases} c_r(t) = \cos \omega_c t \\ c_i(t) = \sin \omega_c t \end{cases} \quad (3.5)$$

$$\Rightarrow c(t) = c_r(t) + jc_i(t) = e^{j\omega_c t}$$

假設 RF 輸入訊號 $x(t)$ 為一個實數訊號，而經過混頻的訊號即可表示為

$$\begin{aligned} y(t) &= y_r(t) + jy_i(t) \\ &= x(t) \cdot c(t) = x(t) \cdot e^{j\omega_c t} \end{aligned} \quad (3.6)$$

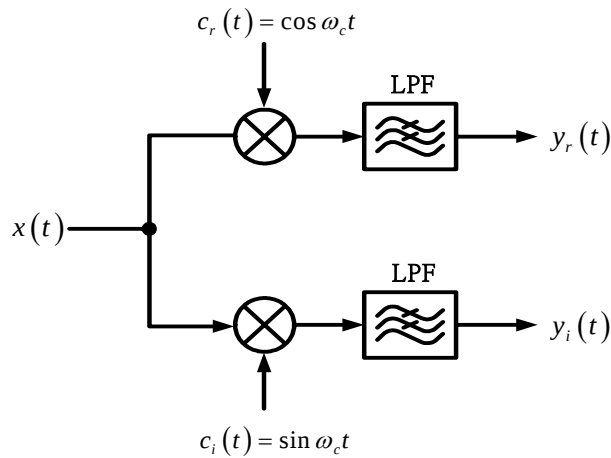


圖3.2 複數降頻架構

由式(3.6)的表示，由於複數的本地訊號等效上不再同時擁有正負頻率項，所要的訊號的頻譜轉換訊號只經過一邊的 LO 來混頻，因而不會造成頻譜重疊。如下圖3.3(a)所示，在直接轉換接收機中，經過降頻的訊號可由一低通濾波器將訊號取出；而圖3.3(b)對於存在中頻的複數降頻其訊號降至中頻處，分別位於正負頻率處，以下章節中我們將介紹如何將正負不同頻率響應的訊號取出，而這樣的架構由於中頻的選擇不像外差式受濾波器的 Q 值限制，可以直接降到較低的中頻，因此稱為低中頻接收機。

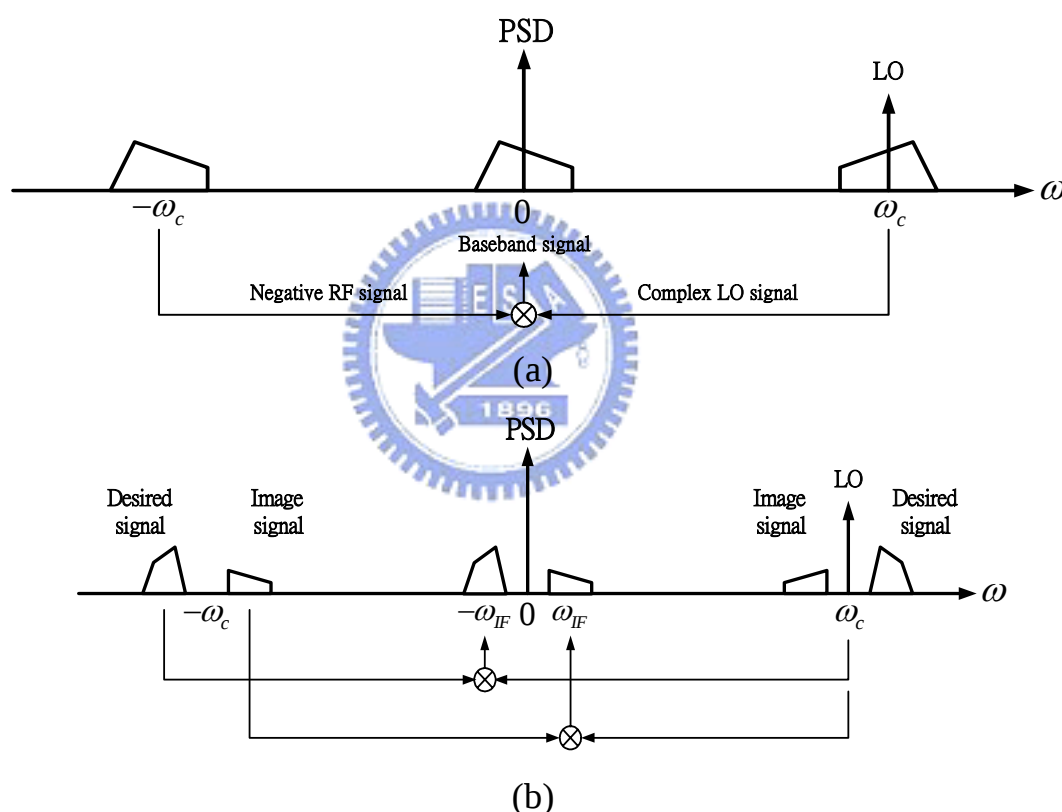


圖3.3 (a) 零中頻式(b)低中頻式 複數頻譜轉換

在外差式的系統中，為一單路徑的架構，鏡像訊號由混頻器降至中頻前，先經過一個高頻的濾波器的去除，不適合單晶片的整合。在過去，由於零中頻、低中頻架構在 Performance 上比不上外差式的架構，但隨著多頻帶、多模式的射頻收發機需要，這方面的研究在近幾年不斷地被發表。

然而在零中頻、低中頻架構中，由於要 I/Q 兩個路徑，其匹配的特性好壞成了一個重要的問題。另外在零中頻接收機訊號降至基頻，可以使用簡單的低通濾波器來取出訊號。而在低中頻架構中，訊號頻譜位 Low-IF 處，其鏡像訊號需利用一特別的方法來抑制。在以下的小節中，我們將先討論哈特利(Hartley)與威福式(Weaver)的鏡像去除架構，且針對 I/Q 的不匹配對鏡像抑制功能的影響。然後，我們再去討論一個可以消除 I/Q 不匹配的低中頻架構。

3.2 哈特利鏡像訊號抑制架構 (Hartley Architecture)

如圖3.4所示，天線接收的射頻訊號為一個實數訊號，經由複數的本地振盪訊號分別產生 I/Q 通道的低中頻複數訊號。其中所需的頻譜與鏡像訊號分別產生不同的相位響應。假設輸入 RF 訊號為 $x(t) = A_{RF} \cos \omega_{RF} t + A_{im} \cos \omega_{im} t$ ，其中 RF 及 Im 分別表示所需與鏡像訊號，經過 LPF 去除不必要的升頻項後，圖3.4中 I、Q 上的訊號分別可表示成

$$x_I(t) = \frac{1}{2} A_{RF} \cos(\omega_{RF} - \omega_{LO})t + \frac{1}{2} A_{im} \cos(\omega_{LO} - \omega_{im})t \quad (3.7a)$$

$$x_Q(t) = -\frac{1}{2} A_{RF} \sin(\omega_{RF} - \omega_{LO})t + \frac{1}{2} A_{im} \sin(\omega_{LO} - \omega_{im})t \quad (3.7b)$$

其中 $x_Q(t)$ 再經由 90° 的 Phase Shift 可得

$$x_{Q''}(t) = +\frac{1}{2} A_{RF} \cos(\omega_{RF} - \omega_{LO})t - \frac{1}{2} A_{im} \sin(\omega_{LO} - \omega_{im})t \quad (3.8)$$

最後(3.7a)與(3.8)相加可得中頻輸出 $A_{RF} \cos(\omega_{RF} - \omega_{LO})t$ ，其中 ω_{im} 項理想上不會出現在 IF 輸出端。

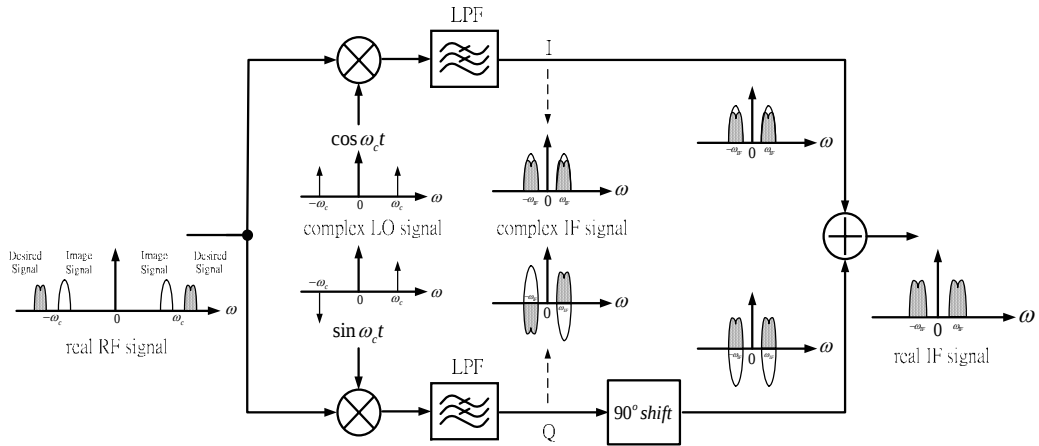


圖3.4 哈特利鏡像抑制降頻架構

很明顯地，在以上的推導中，我們沒考慮到一些非理想的效應，例如 LO 訊號並非完全為 Quadrature，且 Phase Shift 也非真正的 90° 況且也很難有一個夠寬頻 Phase Shift 電路。而這些非理想的效應將反應在鏡像去除的功能上。以下我們將推導這些非匹配的影響，假設 LO I/Q 訊號分別為 $(A_{LO} + \delta)\cos(\omega_{LO}t + \varphi)$ 及 $A_{LO}\sin\omega_{LO}t$ 其中 δ 與 φ 分別代表 LO 訊號在振幅及相位上的非匹配。因此經過混頻器與低通濾波器後的輸出頻譜分為

$$x_I(t) = \frac{1}{2} A_{RF} (A_{LO} + \delta) \cos[(\omega_{RF} - \omega_{LO})t + \varphi] + \frac{1}{2} A_{im} (A_{LO} + \delta) \cos[(\omega_{LO} - \omega_{im})t + \varphi] \quad (3.9a)$$

$$x_Q(t) = -\frac{1}{2} A_{RF} A_{LO} \sin(\omega_{RF} - \omega_{LO})t + \frac{1}{2} A_{im} A_{LO} \sin(\omega_{LO} - \omega_{im})t \quad (3.9b)$$

其中 Q-通道的訊號經過 90° 的 Phase Shift 可得

$$x_Q'(t) = \frac{1}{2} A_{RF} A_{LO} \cos(\omega_{RF} - \omega_{LO})t - \frac{1}{2} A_{im} A_{LO} \cos(\omega_{LO} - \omega_{im})t \quad (3.10)$$

將 $x_I(t)$ 及 $x_Q'(t)$ 相加後可得到所需的中頻訊號及經由不匹配造成的鏡像訊號輸出如下

$$\begin{aligned}
x_{sig}(t) &= \frac{1}{2} A_{RF} (A_{LO} + \delta) \cos[(\omega_{RF} - \omega_{LO})t + \varphi] + \frac{1}{2} A_{RF} A_{LO} \cos(\omega_{RF} - \omega_{LO})t \\
x_{im}(t) &= \frac{1}{2} A_{RF} (A_{LO} + \delta) \cos[(\omega_{LO} - \omega_{im})t + \varphi] - \frac{1}{2} A_{im} A_{LO} \cos(\omega_{LO} - \omega_{im})t
\end{aligned} \quad (3.11)$$

因此我們可以表示輸出的訊號及鏡像訊號的功率比值為

$$\begin{aligned}
\left. \frac{P_{im}}{P_{sig}} \right|_{output} &= \frac{\text{the average power of } x_{im}(t)}{\text{the average power of } x_{sig}(t)} \\
&= \frac{A_{im}^2 \cdot (A_{LO} + \delta)^2 - 2A_{LO}(A_{LO} + \delta) \cos \varphi + A_{LO}^2}{A_{RF}^2 \cdot (A_{LO} + \delta)^2 + 2A_{LO}(A_{LO} + \delta) \cos \varphi + A_{LO}^2}
\end{aligned} \quad (3.12)$$

其中 A_{im}^2/A_{RF}^2 為在輸入端的所需訊號及鏡像訊號比值，因此我們可以定義一個鏡像訊號抑制比值(Image Rejection Ratio:IRR)為經過系統前後的所需訊號與鏡像訊號比值義異即為上式(3.12) P_{im}/P_{sig} 除以 A_{im}^2/A_{RF}^2

$$IRR = \frac{1 - 2\sqrt{\varepsilon} \cos \varphi + \varepsilon}{1 + 2\sqrt{\varepsilon} \cos \varphi + \varepsilon} \quad (3.13)$$

其中 $\varepsilon = (A_{LO} + \delta)^2 / A_{LO}^2$ 。其中式(3.13)可由圖3.5表示振幅及相位的誤差對 IRR 的影響。由圖3.5可知，在這樣的架構下，要達到40dB 以上的鏡像抑制必需0.2dB 振幅及約1°的相位誤差，然而這對於射頻電路而言並不容易達成。

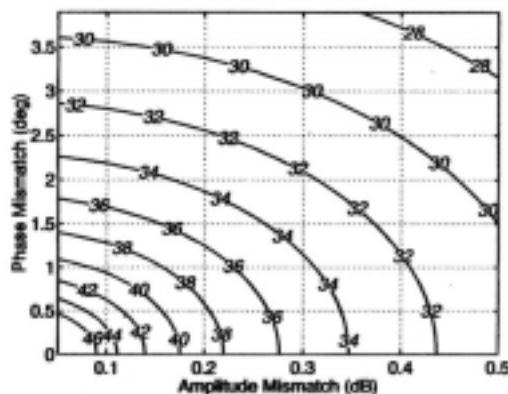


圖3.5 鏡像抑制比率對相位振幅關係圖

3.3 威福式鏡像訊號抑制架構 (Weaver Architecture)

另一種鏡像抑制的架構，取代 90° 的 Phase Shift 而改用一組的複數混頻器來達成和 90° 的 Phase Shift 基本上相同的功能。此架構基本上利用和哈特利相同的原理，利用兩次的複數降頻來去除鏡像訊號。如圖3.6所示，其原理不再贅述。

但在第二級混頻器時，假如第二級的 LO (ω_{C2})遠小於第一級的 LO (ω_{C1})，在此架構中可以消除第一級混頻器的鏡像訊號，然而第二級混頻器一樣有鏡像訊號的問題，如圖3.7所示，假設在頻率 $2\omega_{C2} - \omega_{RF} + 2\omega_{C1}$ 有一干擾，經過第一次降頻後剛好落在第二級混頻器的鏡像頻段。然而此干擾訊號並沒受到 LPF 的濾除。基於以上的原因，LPF 需改用 BPF 以減少第二組混頻器的鏡像問題。

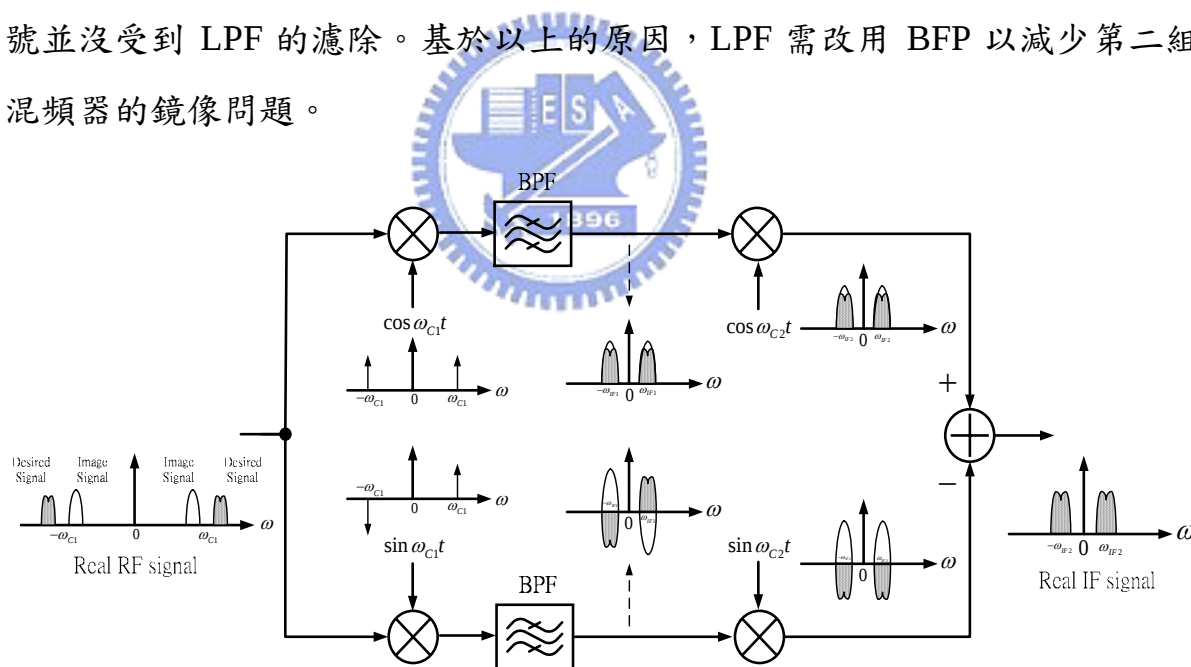


圖3.6 威福式鏡像抑制降頻架構

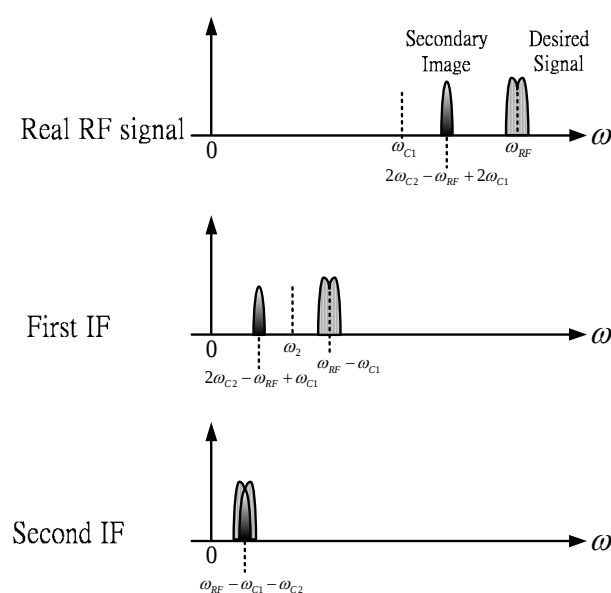


圖3.7 威福式第二中頻鏡像訊號問題

基本上，Hartley 及 Weaver 架構一樣有 I/Q 路徑上振幅及相位上的不匹配，而這樣的不匹特性並不容易去除，也使得一般 IC 晶片製作時很難達到很高的鏡像去除功能。

基於以上的原因，在以下小節中，我們利用一個更完整的複數降頻器與多相位濾波來去除鏡像訊號，在這樣的架構中不僅有 Hartley 及 Weaver 的鏡像去除功能外，更可以去除對振幅及相位的不匹配的敏感度，進而提升對鏡像去除的能力。

3.4 複數混頻器與多相位系統

3.4.1 複數混頻器

在3.1節中，我們提到了一個複數的 LO 訊號混頻功能，但我們假設輸入訊號為一實數訊號，然而一個真正完整的複數混頻器應可處理 $x(t)$ 為複訊

號，假設一個混頻器的兩組輸入為 $x(t)$ 及 $z(t)$ 皆為複數訊號，則我們可以表示輸出為

$$y(t) = z(t) \cdot x(t)$$

$$Y(j\omega) = Z(j\omega) \otimes X(j\omega) \quad (3.14)$$

經過整理後可得輸出為

$$\begin{cases} y_r(t) = z_r(t) \cdot x_r(t) - z_i(t) \cdot x_i(t) \\ y_i(t) = z_i(t) \cdot x_r(t) + z_r(t) \cdot x_i(t) \end{cases} \quad (3.15)$$

而我們可將(3.15)式，表示成圖3.8所示，即為一個完整的複數混頻器。

假設 $x(t)$ 為實數訊號，則圖3.8即可化簡為圖3.2。

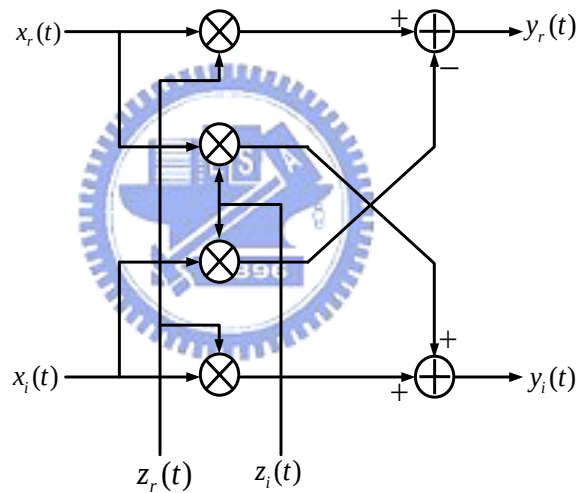


圖3.8 雙正交相位複數降頻器

而在圖3.8的複數混頻架構中，由於 RF 及 LO 皆為複數訊號，理想上皆只包含一邊(正或負)的頻譜，由圖3.9所示，在這樣的架構可以減少一半的頻譜重疊，因而其鏡像去除的功能較傳統的複數混頻器(圖3.2)有較好的結果。而在圖3.2中只有一組 I/Q 訊號，因此我們稱為單正交降頻器(Single

Quadrature Down-Converter)，而圖3.8中共有兩組的 I/Q 訊號，因此稱為雙正交降頻器(Double Quadrature Down-Converter)。

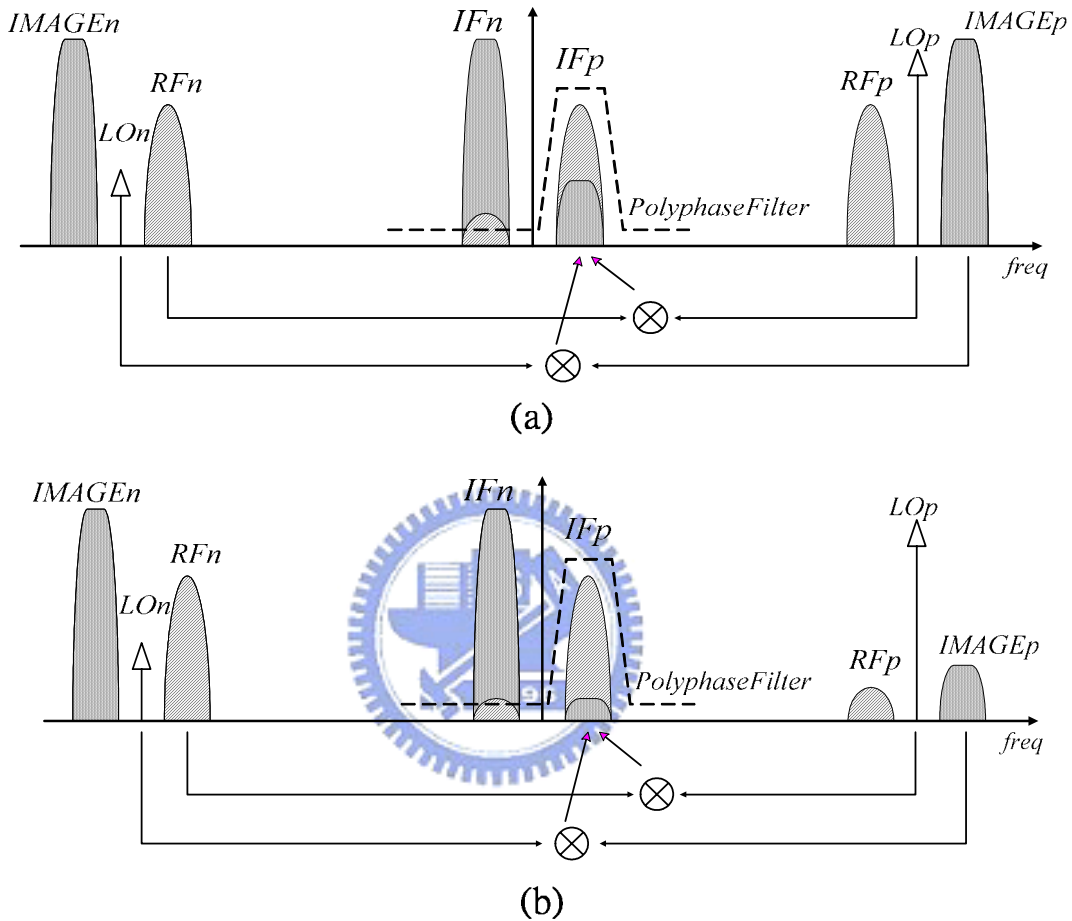


圖3.9 (a)單正交複數降頻 (b)雙正交複數降頻

3.4.2 複數濾波器

以下我將討論一複數的濾波器，由於其可以分辨正負頻率的差別，因此可將複數降頻器的降頻鏡像訊號及所需訊號區分出來。一個實數的濾波器有一個實數的 Impulse Response, $h(t)$ ，而其 Transfer Function 為 $H(j\omega)$ 。就一個實數訊號 $h(t)$ 而言 $H(j\omega) = H^*(-j\omega)$ 。另一方面對於一個複數訊號而言

$$\begin{cases} h(t) = h_r(t) + j h_i(t) \\ H(j\omega) = H_r(j\omega) + j H_i(j\omega) \end{cases} \quad (3.16)$$

其中 $H(j\omega) \neq H^*(-j\omega)$ 。將式(3.16)代入以下的公式

$$Y(j\omega) = H(j\omega) \cdot X(j\omega) \quad (3.17)$$

經過代換後可得

$$\begin{cases} Y_r(j\omega) = H_r(j\omega) \cdot X_r(j\omega) - H_i(j\omega) \cdot X_i(j\omega) \\ Y_i(j\omega) = H_i(j\omega) \cdot X_r(j\omega) + H_r(j\omega) \cdot X_i(j\omega) \end{cases} \quad (3.18)$$

$$\begin{cases} y_r(t) = h_r(t) \otimes x_r(t) - h_i(t) \otimes x_i(t) \\ y_i(t) = h_i(t) \otimes x_r(t) + h_r(t) \otimes x_i(t) \end{cases} \quad (3.19)$$

因而我們可由 圖3.10 來表示一個複數的濾波器。複數濾波器的主要功能就是可以分辨正負頻率，所需訊號與鏡像訊號經過複數混頻器後，其在頻譜上有不同的響應，因而便可利用一個複數濾波器選擇出需要的訊號。在以下章節我們將介紹一個複數濾波器的合成方式，以及利用 RC 所組成的多相位濾波器來完成正負頻率的不同響應。

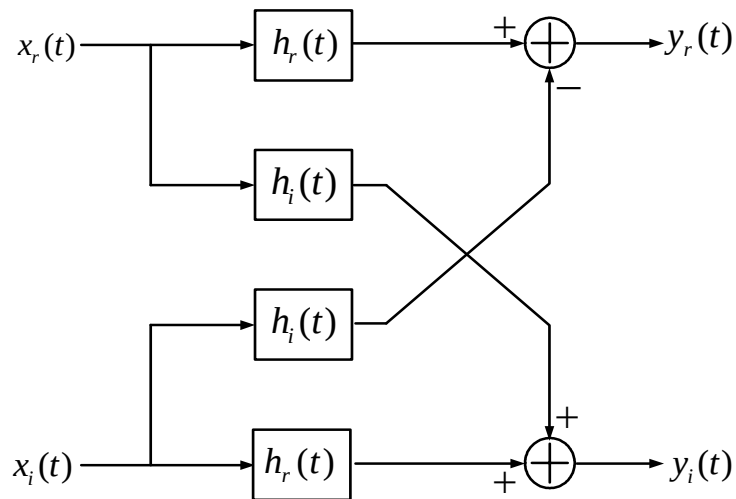


圖3.10 複數濾波器

一般一個實數的帶通濾波器可經由一線性頻率轉換(Linear Frequency Transformation)來將低通濾波器轉為帶通濾波器，其轉換公式如下

$$j\omega \rightarrow j\omega_c \left(\frac{\omega}{\omega_c} - \frac{\omega_c}{\omega} \right) \quad (3.20)$$

其實現的轉換函數(Transfer Function)為一中心分別在 $\pm\omega_c$ 的帶通濾波函數。

而對複數的帶通濾波器(complex band-pass filter)而言，我們一樣可以由實數低通濾波器，經由以下的 Hilbert 轉換公式來實現

$$j\omega \rightarrow j\omega_c - j\omega \quad (3.21)$$

$$H_{lp}(j\omega) = \frac{1}{1 + j\omega/\omega_0} \rightarrow H_{bp}(j\omega) = \frac{1}{1 + (j\omega - j\omega_c)/\omega_0} \quad (3.22)$$

從式(3.22)，我們可將一個低通濾波器中心頻率由0移到 ω_c 處，如圖3.11a示。而低通濾波器的極點(Pole)也由 S-平面上的實軸移到 ω_c 處，如圖3.11b所示。

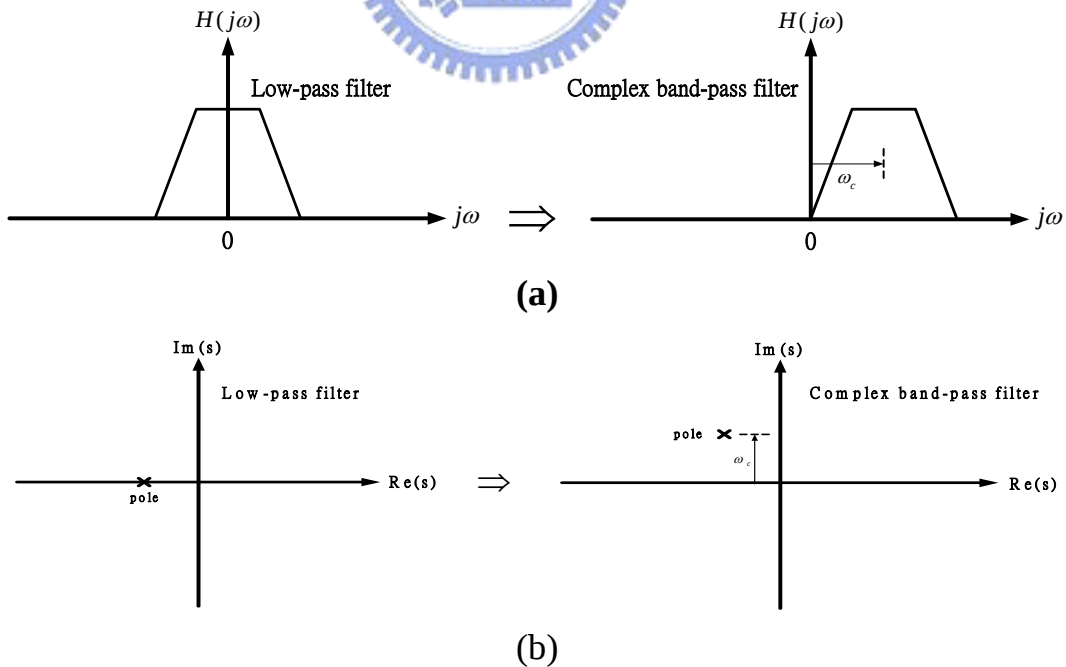


圖3.11 複數濾波器線性轉換

而由式(3.22)經過化簡，將轉換函數分別整理成實部及虛部，如下

$$\begin{aligned}
 H_{bp}(j\omega) &= \frac{1}{1+(j\omega-j\omega_c)/\omega_0} \\
 &= \frac{1-j\omega/\omega_0}{1+(\omega-\omega_c)^2/\omega_0^2} + j \frac{\omega_c/\omega_0}{1+(\omega-\omega_c)^2/\omega_0^2} \\
 &= H_{bp,r}(j\omega) + jH_{bp,i}(j\omega)
 \end{aligned} \tag{3.23}$$

由式(3.23)可知，對於一個一階的實數低通濾波到複數帶通濾波器設計，需實現一個二階濾波器來合成，在實作上並不很實用。因而我們尋求另一種的複數濾波器-多相位濾波器(Polyphase Filter)，此架構在實作更為簡單，且可串多級以達到更高的濾波效果。

3.4.3 RC-CR 多相位濾波器

一般 RC-CR 多相位濾波器可分為主動與被動兩種型式，其分別為主動多相位濾器為一個帶通濾波器(Band-pass Filter) 而被動多相位濾波器為一個帶止濾波器(Band-stop Filter)。以下我們將介紹一個被動濾波器的合成方式。首先先考慮一個單極點 RC 濾波器如下圖3.12所示，其轉換函數如圖3.13所示，其輸出入 Laplace 轉換關係可表示為

$$(v_{in} - v_o)sRC = v_o \tag{3.24}$$

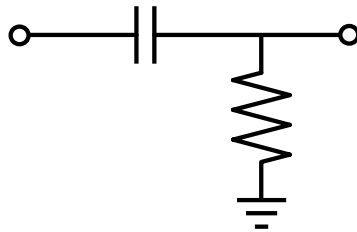


圖3.12 單極點 RC 濾波器

現在利用 Hilbert 轉換， $s \rightarrow s + j\omega_0$ 代入上式(3.24)將圖3.13a 可的中心頻率移至 $-\omega_0$ ，如圖3.13(a)(b)所示，

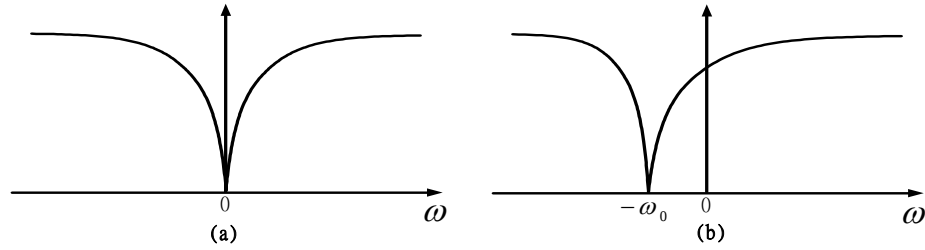


圖3.13 單極點 RC 濾波器線性轉換

而3.11(b)的轉換函數即為

$$(v_{in} - v_o)(s + j\omega_0)RC = v_o \quad (3.25a)$$

$$\Rightarrow (v_{in} - v_o)sC = \frac{1}{R}(v_o - j\omega_0 RC v_{in}) + \frac{1}{R} j\omega_0 RC v_o \quad (3.25b)$$

$$\Rightarrow (v_{in} - v_o)sC = \frac{1}{R}(v_o - jv_{in}) + \frac{1}{R} jv_o, \text{ when } \omega_0 RC = 1 \quad (3.25c)$$

現假設 v_{in} 為差動輸入且分為 I/Q 相位，即 $\pm v_{in}, \pm jv_{in}$ 四個輸入，因而可將利用 KCL 定理將(3.25c)式表示為下圖3.14。

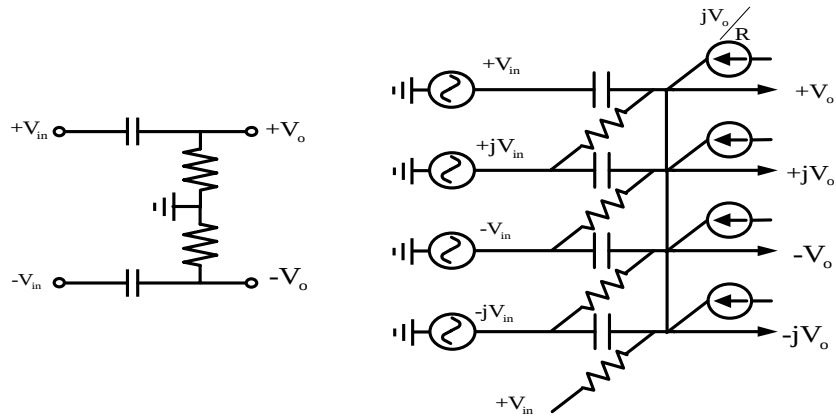


圖3.14 複數濾波器合成

在鏡像頻率時輸出 $v_0 = 0$ ，此時壓控電流源不提供電流，因而可將四個壓控電流源去除而不影響頻率響應。但對於 Pass-band 而言去除壓控電流造成增益放大 $\sqrt{2}$ 倍。

最後一個一級的 RC-CR 的多相位濾波器如下圖3.15所示，以下我們將介紹它的基本濾除正負頻率的原理。在圖3.15a 中，假設四個相位的輸入訊號為 $(0^\circ, 90^\circ, 180^\circ, 270^\circ)$ 可表示為 $\cos \omega_c t, \sin \omega_c t, -\cos \omega_c t, -\sin \omega_c t$ ，分別代表 $v_{in}, jv_{in}, -v_{in}, -jv_{in}$ ，在極座標中可以逆時間方向來代表正頻率 ($e^{j\omega_c t} = \cos \omega_c t + j \sin \omega_c t$)，而在圖3.15b 中四個相位輸入為 $(0^\circ, 270^\circ, 180^\circ, 90^\circ)$ 可表示為 $\cos \omega_c t, -\sin \omega_c t, -\cos \omega_c t, \sin \omega_c t$ ，分別代表 $v_{in}, -jv_{in}, -v_{in}, jv_{in}$ ，在極座標中可以順時間方向來代表負頻率 ($e^{-j\omega_c t} = \cos \omega_c t - j \sin \omega_c t$)。首先在圖3.15a 中利用重疊原理，可以看出相位為 0° 的輸入訊號等效上看到一個 CR 高通濾波器，而相位為 90° 的輸入訊號等效上看到一個 RC 低通濾波器。其中一階的高通及低通濾波器其頻率其相位響應如圖3.16所示，在極點頻率 $\omega_0 = 1/RC$ 時，其相位分別落後 $45^\circ (+45^\circ)$ 及超前 $45^\circ (-45^\circ)$ 。因而相位為 0° 的輸入訊號落後 45° 成為 45° ，而相位為 90° 的輸入訊號超前 45° 成為 45° ，即輸出的訊號同相。而在圖3.15b 中利用相同的重疊原理，分別輸入 $0^\circ, 270^\circ$ 的訊號，因而相位為 0° 的輸入訊號落後為 45° ，但相位為 270° 的輸入訊號超前 45° 成為 225° ，因而輸出的訊號相差 180° ，此時無訊號輸出。由以上我們可得知，對於一個逆時間方向的正頻率訊號可以達到輸出端，而對於一個逆時間方向的負頻率則在輸出端被相減。

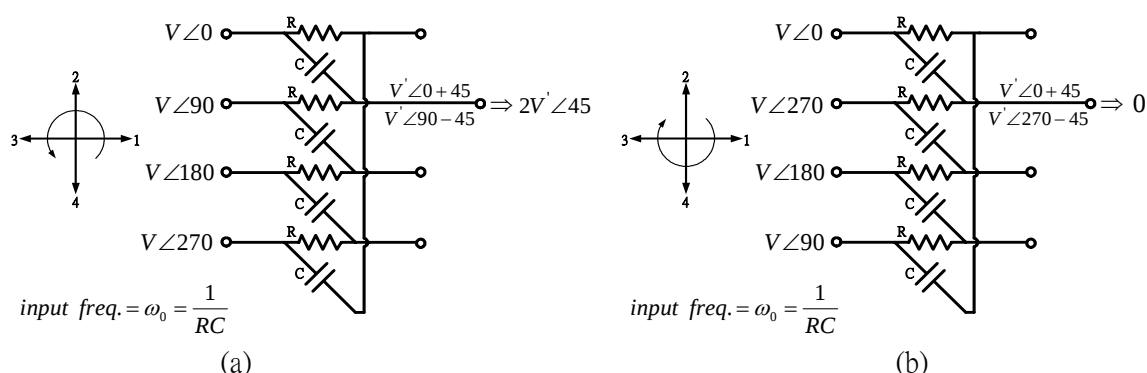


圖3.15 RC-CR 多相位濾波器 (a)正頻率 (b)負頻率 選擇

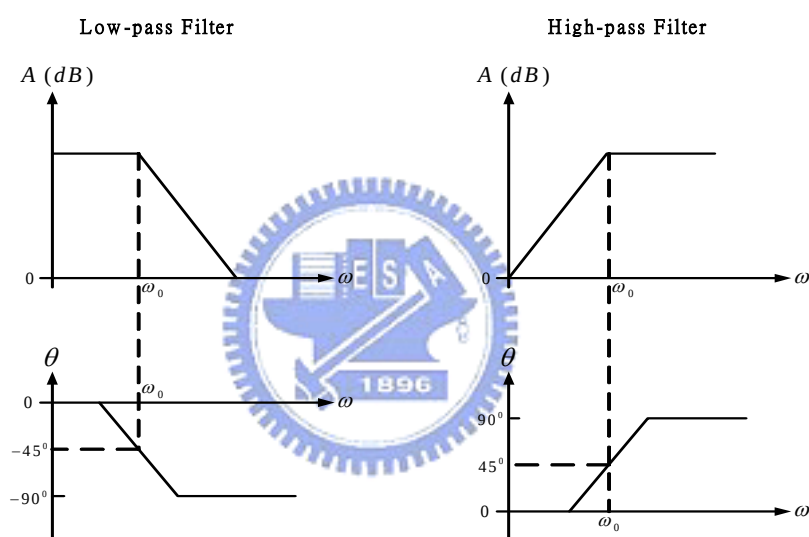


圖3.16 RC 電路振幅 相位響應

以上我們針對一個頻率來探討多相位濾波器的正負訊號頻率訊號的選擇，然而多相位濾波器的優點，在於我們可以利用串聯來增加頻率選擇的頻寬，而且藉由多級的濾波器來減少頻率選擇對於 RC 值變化的敏感度。如圖3.17為一個二級的多相位濾波器，經由兩級的 RC-CR 網路，我們分別設定兩個相近的極點頻率 $\omega_0 = 1/RC$ 來增加工作的頻寬。

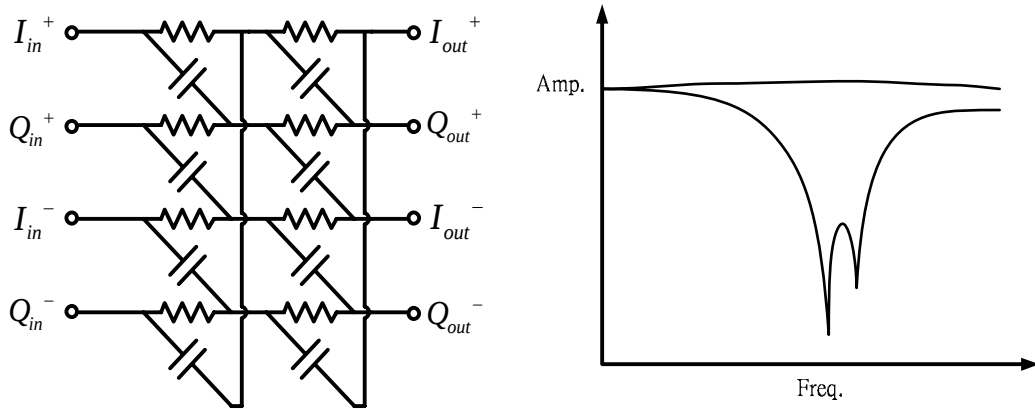


圖3.17 兩級被動 RC-CR 多相位濾波器

3.5 複數升頻混頻器

在以上章節中，我們一直討論降頻混頻器的鏡像訊號去除問題，相對於複數降頻器而言，升頻混頻器一樣有相同的問題-升頻混頻器會產生 USB 及 LSB 兩邊的頻譜。我們一樣可以利用複數升頻混頻器，如下圖3.18所示，去除不必要的邊頻，產生單邊頻帶(SSB)的升頻頻譜。其 SSB 的產生方式如以下三角函數所示

$$\cos \omega_{IF} t \cos \omega_{LO} t - \sin \omega_{IF} t \sin \omega_{LO} t = \cos(\omega_{IF} + \omega_{LO})t \quad (3.26)$$

$$\text{或 } \sin \omega_{IF} t \cos \omega_{LO} t + \cos \omega_{IF} t \sin \omega_{LO} t = \sin(\omega_{IF} + \omega_{LO})t \quad (3.27)$$

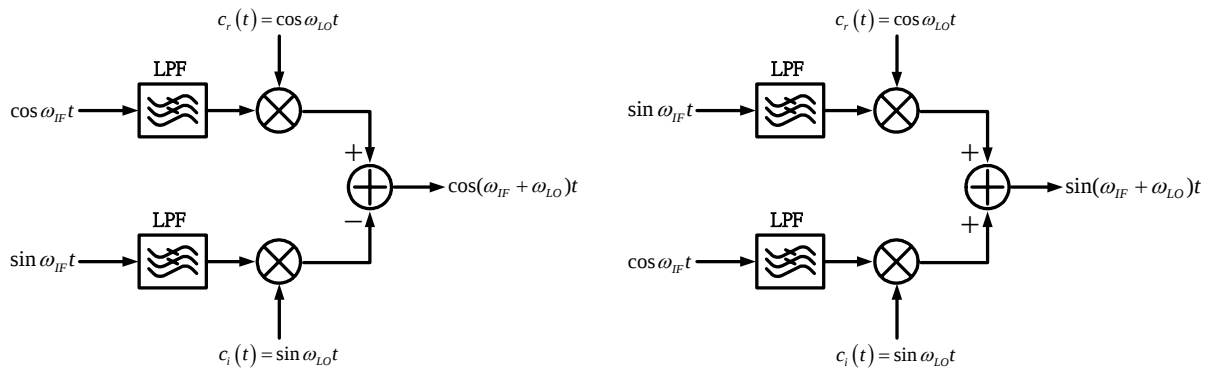


圖3.18 兩種單邊頻帶升頻器架構

不過在這樣的架構中，一樣得面對 I/Q 不匹配的問題。在圖3.18中，假設振幅及相位的誤差分別為 ε 及 θ ，則輸出可表示為

$$\begin{aligned}
 V_{out} &= V_o \sin \omega_{IF} t \sin \omega_{LO} t + V_o (1 + \varepsilon) \cos \omega_{IF} t \cos(\omega_{LO} t + \theta) \\
 &\approx \frac{V_o}{2} [1 + (1 + \varepsilon) \cos \theta] \cos(\omega_{IF} - \omega_{LO}) t \\
 &\quad - \frac{V_o}{2} (1 + \varepsilon) \sin \theta \sin(\omega_{LO} - \omega_{IF}) t \\
 &\quad + \frac{V_o}{2} [-1 + (1 + \varepsilon) \cos \theta] \cos(\omega_{IF} + \omega_{LO}) t \\
 &\quad - \frac{V_o}{2} (1 + \varepsilon) \sin \theta \sin(\omega_{LO} + \omega_{IF}) t
 \end{aligned} \tag{3.27}$$

則 ULB($\omega_{IF} + \omega_{LO}$) 及 LSB($\omega_{IF} - \omega_{LO}$) 的輸出功率比值為

$$\frac{P_{(\omega_{LO} + \omega_{IF})}}{P_{(\omega_{LO} - \omega_{IF})}} \approx \frac{1 - (1 + \varepsilon) \cos \theta + \varepsilon}{1 + (1 + \varepsilon) \cos \theta + \varepsilon} \tag{3.28}$$

一般而言 30dB 的邊頻帶抑制(Sideband Rejection)對升頻電路的輸出頻譜已足夠，圖3.18的架構已足以勝任，因此較少使用圖3.8的複數混頻器來實現升頻電路。

第四章

射頻混頻器與升降頻電路

在本章中，將提出應用於 802.11a WLAN 不同架構的混頻器與鏡像訊號抑制降頻器與單邊頻帶升頻器等電路設計與實現。



4.1 無線區域網路簡介

為了因應未來高速無線區域網路的應用，FCC(Federal Communication Commission)於 5GHz 規劃了 300MHz 頻寬為 U-NII (Unlicensed National Information Infrastructure)頻帶。U-NII 頻帶裡可以分為低、中、高三個頻帶，圖 4.1 中所顯示的頻帶為美國制訂的免授權頻帶範圍，頻段分別為 5.15~5.35GHz 及 5.725~5.825GHz。在歐洲，ERC (European Radio Communication Committee)則於 5GHz 規劃 455MHz 頻寬供無線區域網路使用，並由 ETSI (European Telecommunications Standards Institute) 制定 HIPERLAN/2。

IEEE 在該頻帶訂定了新一代的標準 802.11a，此標準採用正交分頻多工 (Orthogonal Frequency Division Multiplexing: OFDM) 技術、傳輸速率由 6Mbps~54Mbps，其中調變方式依據資料速度的不同而有所分別。在低與中頻帶 200MHz 的範圍裡可以容納 8 個 20MHz 頻寬的通道，高頻帶 100MHz 的範圍裡可以容納 4 個 20MHz 頻寬的通道。每個頻道(Channel)內有 52 個副載波(Sub-Carrier)，48 個副載波負責資料的傳送，4 個副載波負責同步資訊與傳輸頻率的參考點，其中每個副載波的間隔為 0.3125MHz。

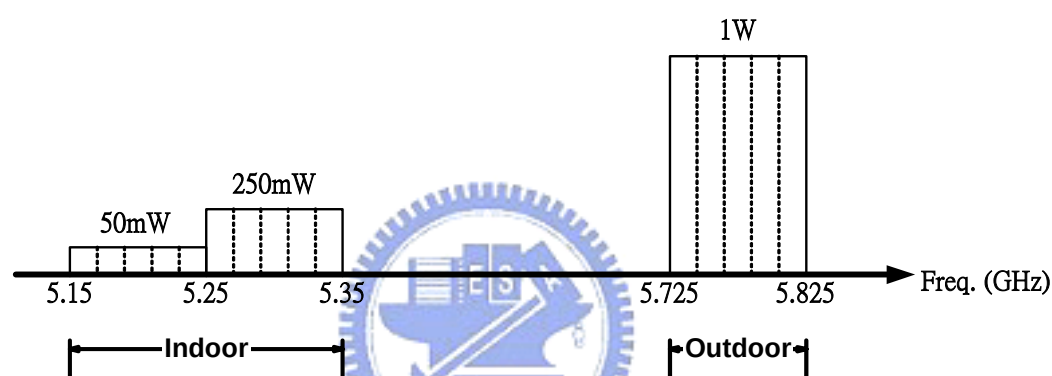


圖4.1 IEEE 802.11a 頻譜分佈規劃

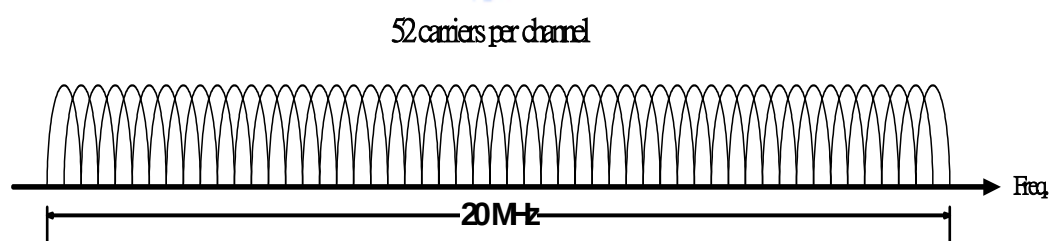


圖4.2 IEEE 802.11a 頻道之副載波

4.2 射頻混頻器設計

混頻器扮演提供頻率轉換的工作為射頻收發器一個不可缺少的重要元件。一般而言，設計一個混頻器包括了如轉換增益(Conversion Gain)、本地

振盪器的功率提供、線性度、雜訊指數、埠對埠的隔離度(Port-to-Port Isolation)、直流電壓、電流損耗、動態範圍、輸入及輸出的頻寬等特性的考量，通常必須依照系統架構而有不同的取捨。

混頻器依照組合的方式，大致可將混頻器分為非平衡(Unbalanced)、單平衡式(Single-Balanced Mixer)、雙平衡式(Double-Balanced Mixer)等三類。若依照操作的方式則可分為非線性式(Nonlinearity-Based Mixer)及乘法式(Multiplier-based Mixers)二種。下面就分別簡單介紹這些常見的混頻器。

4.2.1 非線性式混頻器

如圖 4.3 所示對於任何非線性元件而言，其輸出對輸入的轉換關係式可以表示成

$$V_{out} = f(V_{in}) = \sum_{n=0}^N \alpha_n (V_{in})^n \quad (4.1)$$

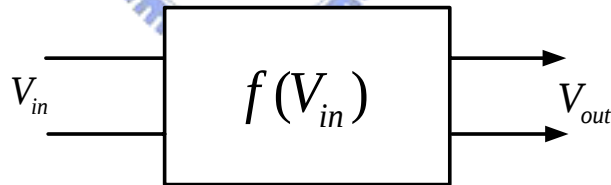


圖 4.3 非線性二埠元件

非線性式混頻器工作原理是先將 RF 及 LO 訊號先結合成 V_{in} ，再經由元件的非線性特性產生 V_{out} 來達成頻率轉換的動作。對於一個 N 階的非線性輸出其交互調變項頻率可表示成

$$m\omega_{RF} + n\omega_{LO} \text{ 其中 } m、n=0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (4.2)$$

這些輸出包含了三種結果：直流訊號(DC Term)、輸入諧波項(Harmonics)、及諧波交互調變項(Inter-Modulation Products)。通常除了(m,n)

為(1,-1)或(1,1)項是所需要的外，其它都是不需要的干擾訊號，因而可看出混頻器的設計的一個重要挑戰在於如何能有一個電路架構減少不必要的交互調變項。

非線性式混頻器的優點在於架構較為簡單，消耗較少的功率，但缺點為此類混頻器利用元件非線性的特性達成混頻功能，除了所需要的 IF 頻率，其輸出的訊號諧波項、交互調變項會使輸出的頻譜非常雜亂，通常需在外加上濾波電路濾掉 RF、LO 及這些交互調變項濾除以將 IF 訊號取出。另外，由於輸入 RF 訊號和 LO 訊號在同一埠，因而必須用外加的匹配電路來隔離 LO 訊號，以避免 LO 訊號漏到 RF 端最後由天線洩漏出去。通常此類混頻器的 LO-RF、LO-IF 隔離度不甚理想，需要外加的被動元件來改善隔離度，因而在積體電路設計中比較少用到此類的架構。



4.2.2 乘法式混頻器

如下圖 4.4 所示，乘法式混頻器是將 RF 訊號先經過一級的轉導放大器 (Transconductance Amplifier) 將電壓訊號轉成電流訊號，電流訊號再經過 LO 控制的電晶體開關對 (Switching Pair) 產生混頻的效果，如此可看成 RF 訊號乘上 LO 訊號。比起非線性式混頻器，利用乘法器的混頻器由於有較佳的混頻功能，理想上只會產生需要的交互調變項。此外輸入、輸出的三端訊號 (RF, LO, IF) 分別在不同的埠，因而這類的混頻器其隔離度有不錯的表現。

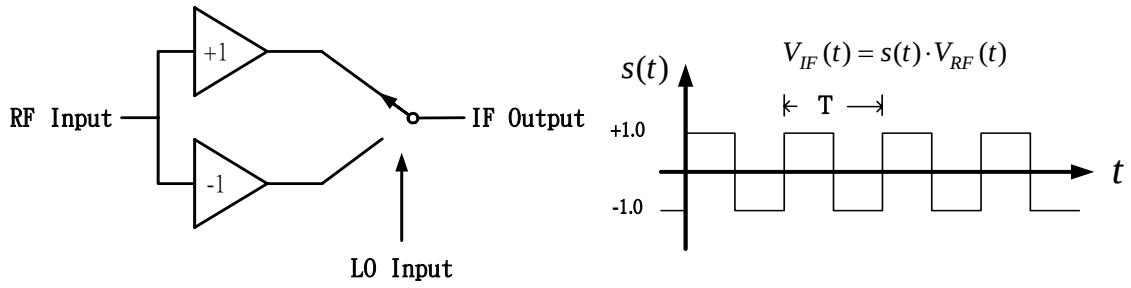


圖 4.4 乘法式混頻器

4.2.2.1 單平衡混頻器

單平衡混頻器將 RF 訊號先經過一級轉導放大器轉成電流訊號，然後電流訊號再以一組的 ECP (Emitter Couple Pair)來進行乘法的工作，如下圖 4.5 所示。假設輸入 RF 訊號為 $V_{RF}(t) = v_{RF} \cos \omega_{RF} t$ ，經由驅動級(Driver Stage)的 M1 轉為射頻電流訊號

$$i_{RF} = I_{DC} + G_M v_{RF} \cos \omega_{RF} t \quad (4.3)$$

此電流訊號再經過 LO 訊號做電流切換，達成乘法的工作。以下將推導混頻的公式，分別以輸出為單端及雙端輸出的訊號來討論。當輸出為雙端輸出時，輸出訊號可表示成

$$i_{IF, Diff} = i_{RF} \times \text{sgn}[\cos \omega_{LO} t] \quad (4.4)$$

其中 $\text{sgn}[\cos \omega_{LO} t]$ 經過傅利葉級數展開後

$$i_{IF, Diff} = (I_{DC} + G_M v_{RF} \cos \omega_{RF} t) \times \left[\frac{2}{\pi} \cos \omega_{LO} t - \frac{2}{3\pi} \cos 3\omega_{LO} t + \dots \right] \quad (4.5)$$

$$= \frac{2}{\pi} I_{DC} \cos \omega_{LO} t + \frac{1}{\pi} G_M v_{RF} \cos(\omega_{RF} - \omega_{LO})t + \frac{1}{\pi} G_M v_{RF} \cos(\omega_{RF} + \omega_{LO})t \quad (4.6)$$

由式(4.6)發現，包含了 LO-to-IF 的穿透(Feed-through) $(\frac{2}{\pi} I_{DC} \cos \omega_{LO} t)$ ，但可消除 RF-to-IF 的穿透。

當輸出為單端輸出時，輸出訊號可表示成

$$i_{IF,Diff} = i_{RF} \times \left\{ \frac{1}{2} + \text{sgn}[\cos \omega_{LO} t] \right\} \quad (4.7)$$

其中 $\text{sgn}[\cos \omega_{LO} t]$ 經過傅利葉級數展開後

$$i_{IF,Sing} = (I_{DC} + G_M v_{RF} \cos \omega_{RF} t) \times \left[\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos \omega_{LO} t - \frac{2}{3\pi} \cos 3\omega_{LO} t + \dots \right] \quad (4.8)$$

$$\begin{aligned} &= \frac{I_{DC}}{2} + \frac{1}{2} v_{RF} G_M \cos \omega_{RF} t + \frac{2}{\pi} I_{DC} \cos \omega_{LO} t \\ &\quad + \frac{1}{\pi} G_M v_{RF} \cos(\omega_{RF} - \omega_{LO}) t + \frac{1}{\pi} G_M v_{RF} \cos(\omega_{RF} + \omega_{LO}) t \end{aligned} \quad (4.9)$$

由式(4.9)發現，除了 LO-to-IF 的穿透($\frac{2}{\pi} I_{DC} \cos \omega_{LO} t$)外，還包含了 RF-to-IF 的穿透($\frac{1}{2} v_{RF} G_M \cos \omega_{RF} t$)。對於降頻器而言，因為中頻濾波器對 RF 及 LO 有足夠的濾除功能，所以 RF 及 LO 的穿透影響較不大；但對升頻器而言，由於 RF 及 LO 的頻率太接近，LO 的穿透就很難去除。

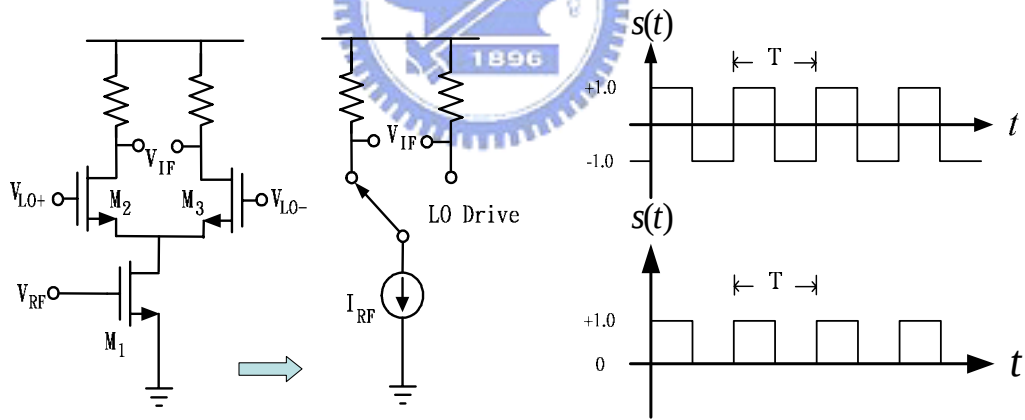


圖 4.5 單平衡混頻器

雙端輸出與單端輸出基本上並不影響線性度，但由以上推導知，假如 IF 取單端輸出等效於 LO 訊號包含了一項直流成份，在驅動級的訊號雜訊會和此直流成分混頻而增加輸出端的雜訊功率。

4.2.2.2 雙平衡混頻器

雙平衡混頻器是由兩組的單平衡混頻器所組成，如圖 4.6 所示，此種雙平衡混頻器又稱為吉伯特混頻器(Gilbert Mixer)，其 RF、LO 訊號皆為平衡式訊號。

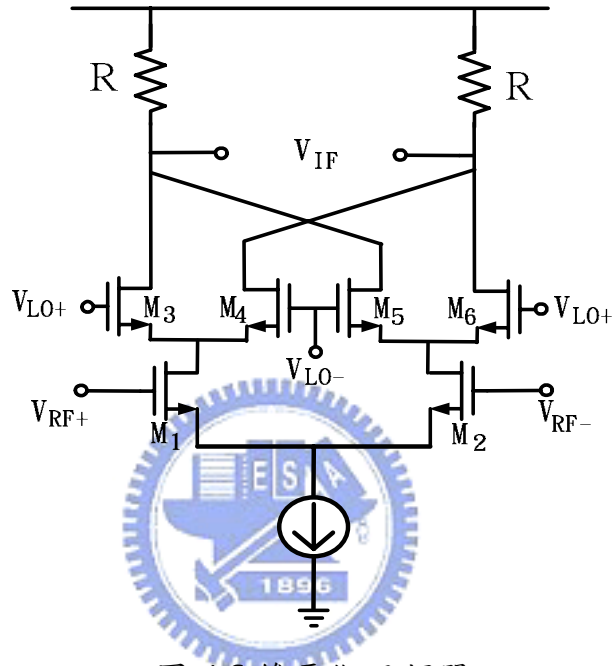


圖 4.6 雙平衡混頻器

假訊輸入 RF 訊號為 $V_{RF}(t) = \pm v_{RF} \cos \omega_{RF} t$ ，經過驅動級的 M1 及 M2 轉為射頻電流訊號

$$i_{RF1} = I_{DC} + G_M v_{RF} \cos \omega_{RF} t \quad (4.10)$$

$$i_{RF2} = I_{DC} - G_M v_{RF} \cos \omega_{RF} t \quad (4.11)$$

而本地振盪訊號切換 M3、M4、M5、M6，因此可推得輸出電流為

$$i_{OUT1} = i_{RF1} \times \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \text{sgn}(\cos \omega_{LO} t) \right] \quad (4.12)$$

$$i_{OUT2} = i_{RF1} \times \left[\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \text{sgn}(\cos \omega_{LO} t) \right] \quad (4.13)$$

$$i_{OUT3} = i_{RF2} \times \left[\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \text{sgn}(\cos \omega_{LO} t) \right] \quad (4.14)$$

$$i_{OUT4} = i_{RF2} \times \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \text{sgn}(\cos \omega_{LO} t) \right] \quad (4.15)$$

而由圖 4.6，可得 IF 輸出電流為

$$\begin{aligned} i_{IF,Diff} &= i_{IF+} - i_{IF-} = (i_{OUT1} + i_{OUT3}) - (i_{OUT2} + i_{OUT4}) \\ &= (i_{OUT1} - i_{OUT2}) + (i_{OUT3} - i_{OUT4}) \\ &= i_{RF1} \times [\text{sgn}(\cos \omega_{LO} t)] - i_{RF2} \times [\text{sgn}(\cos \omega_{LO} t)] \\ &= (i_{RF1} - i_{RF2}) [\text{sgn}(\cos \omega_{LO} t)] \end{aligned} \quad (4.16)$$

代入式(4.10)及(4.11)，其中 $\text{sgn}[\cos \omega_{LO} t]$ 經過傅利葉級數展開後

$$\begin{aligned} i_{IF,Diff} &= 2G_M v_{RF} \cos \omega_{RF} t \times [\text{sgn}(\cos \omega_{LO} t)] \\ &= 2G_M v_{RF} \times \cos \omega_{RF} t \times \left[\frac{2}{\pi} \cos \omega_{LO} t - \frac{2}{3\pi} \cos 3\omega_{LO} t + \dots \right] \\ &= \frac{2}{\pi} G_M v_{RF} \times [\cos(\omega_{RF} - \omega_{LO})t + \cos(\omega_{RF} + \omega_{LO})t + \dots] \end{aligned} \quad (4.17)$$

忽略高階項的階波後，乘上負載阻抗可得輸出 IF 電壓訊號

$$v_{IF,Diff} = \frac{2}{\pi} G_M v_{RF} \times R \times \cos(\omega_{RF} - \omega_{LO})t \quad (4.18)$$

所以其轉換增益為

$$CG = \frac{2}{\pi} G_M \times R \quad (4.19)$$

由式(4.17)所示，雙平衡混頻器理想上可消除 LO-to-IF 及 RF-to-IF 的穿透。

而當 IF 輸出取單端輸出時

$$\begin{aligned} v_{IF,Sing} &= [i_{RF1} \times i_{OUT1} + i_{RF2} \times i_{OUT2}] \times R \\ &= \left\{ i_{RF1} \times \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \text{sgn}(\cos \omega_{LO} t) \right] + i_{RF2} \times \left[\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \text{sgn}(\cos \omega_{LO} t) \right] \right\} \times R \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= [I_{DC} + G_M v_{RF} \cos \omega_{RF} t] \times \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \cos \omega_{LO} t - \frac{1}{3\pi} \cos 3\omega_{LO} t + \dots \right] \times R \\
&+ [I_{DC} - G_M v_{RF} \cos \omega_{RF} t] \times \left[\frac{1}{2} - \frac{1}{\pi} \cos \omega_{LO} t + \frac{1}{3\pi} \cos 3\omega_{LO} t + \dots \right] \times R \quad (4.20) \\
&= I_{DC} \times R + \frac{1}{\pi} G_M \times R \times v_{RF} [\cos(\omega_{RF} - \omega_{LO})t + \cos(\omega_{RF} + \omega_{LO})t + \dots]
\end{aligned}$$

由上式(4.20)可知，理想上一樣沒有 LO-to-IF 及 RF-to-IF 的穿透，但 I_{DC} 項仍存在，在驅動級的訊號雜訊會和此直流成分混頻而增加輸出端的雜訊功率。

值得一提的是在式(2.2)定義雜訊指數，但此種定義在混頻器雜訊指數時，因為混頻器有鏡像頻率的問題，會產生混淆。為避免這種情況，混頻器一般有兩種雜訊指數的定義，分別為 SSB 及 DSB 雜訊指數，其分別如下圖 4.7 所示。SSB 雜訊指數適用於外差式接收機，而 DSB 雜訊指數則適用於直接轉換接收機。由圖 4.7 可知，其輸入參考雜訊功率(Input-Referred Noise Power)相差 2 倍，假設 DSB 的輸入參考雜訊功率為 N_{DSB} 、輸入訊號功率為 N_s ，則其雜訊指數可表示為[22]

$$\left(1 + \frac{2N_{DSB}}{N_s}\right) < 2\left(1 + \frac{N_{DSB}}{N_s}\right) \Rightarrow NF_{SSB} < 2NF_{DSB} \quad (4.21)$$

由上式知，當 $N_{DSB} \gg N_s$ ，則 NF_{SSB} 約高於 NF_{DSB} 3dB。

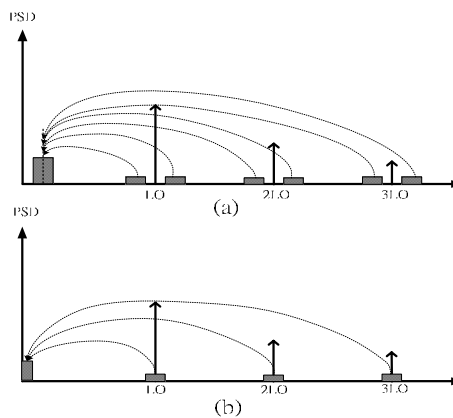


圖 4.7 (a) SSB (b) DSB 雜訊指數

4.3 雙平衡射頻微混頻器

4.3.1 CMOS 5.2GHz 升頻微混頻器

本電路實現一個可以在 1.8 伏特 5.2GHz 之 CMOS 射頻升頻器，圖 4.8，此架構特點為利用一電流合成器(Current Combiner)將 RF 輸出電流轉變成單端技術，來實現單端輸出的升頻(Up-conversion)電路。一般而言，通常會使用主動 Balun 作為雙端轉單端電路，不過主動 balun 本身常受到速度的限制，且線性度也較難維持。因此論文中混頻器的 RF 輸出端採用電流合成器的方式將差動輸出訊號轉換成單端輸出至射頻濾波器，而且使用電流合成器的方式可在不增加損耗之下，可將兩端差動輸出訊號結合因此增加輸出訊號的大小。其 AC 等效的電流合成器如圖 4.9 所示。而操作原理可由圖 4.10 所示，當 L、C 共振時可將反相的電流轉換為同相相加。

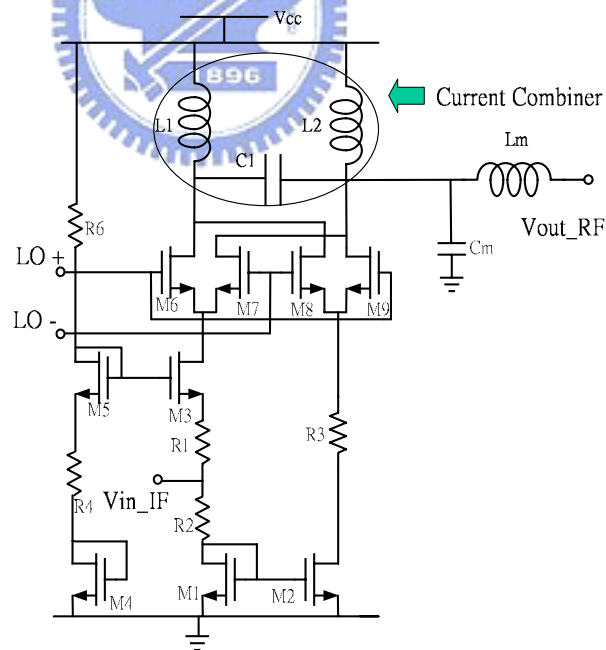


圖 4.8 CMOS 5.2GHz 升頻微混頻器

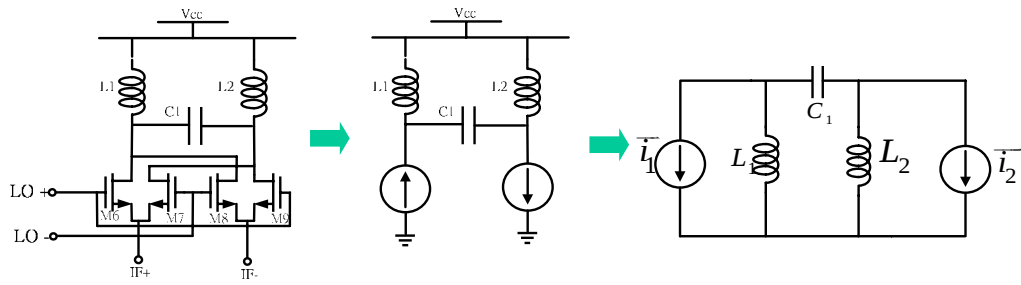


圖 4.9 AC 等效電流合成電路

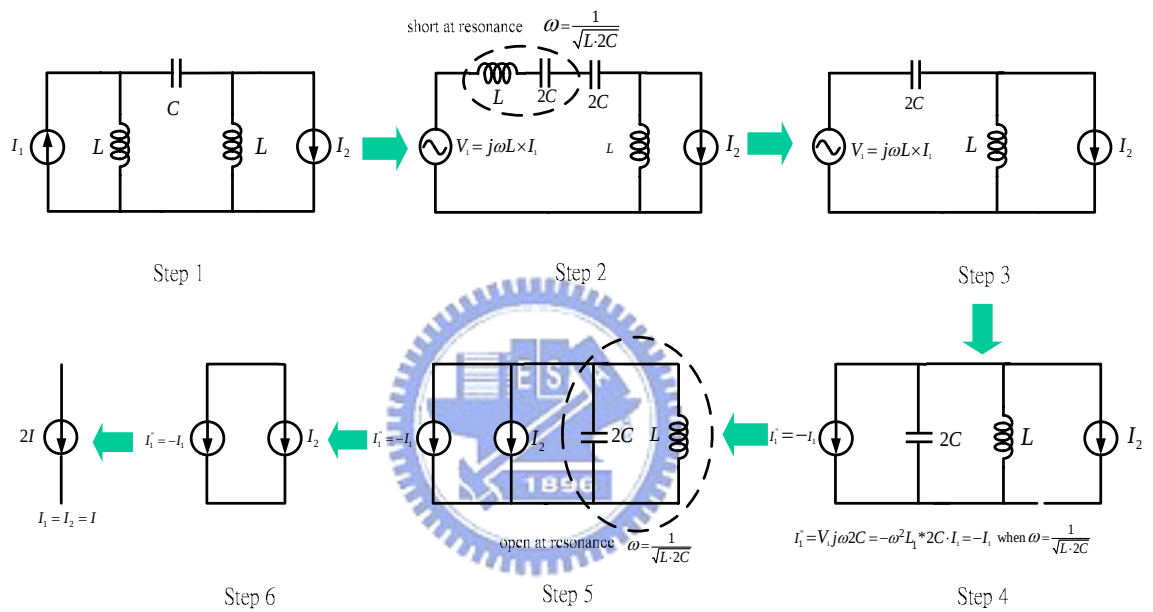


圖 4.10 電流合成器等效轉換圖

Step 1:

電流合成器等效小信號模型。

Step 2:

將電流源轉為等效電壓源，其中 $V_1 = j\omega L I_1$ 。

Step 3:

LC 串聯共振時為一短路，其共振頻率為 $\omega = \frac{1}{\sqrt{L \times 2C}}$

Step 4:

將電壓源轉為等效電流源，由 Norton Equivalent Circuit 知

$$I_1'' = \frac{V}{Z} = \frac{I_1 \times j\omega L}{1} = -I_1 \omega^2 L^2 C = -I_1 \quad \text{when } \omega^2 L^2 C = 1$$

$$j\omega 2C$$

Step 5、6:

LC 並聯共振為一開路，最後兩組電流同相相加。

由上式的推導知，我們可利用一個簡單的 LC 電路做為 RF 端的 差動轉單端輸出電路。其中電感部份，使用 TSMC 提供之模型，如圖 4.11 所示，我選用 N=2.5 的電感值，其在 5GHz 時有最好的 Q 值(約為 11)，愈高的 Q 值代表著更好的電流合成效果，因此我們選用最小的電感以有足夠大的 Q 值，另外電感自振頻率在 15GHz 以上遠高於本電路操作頻率。

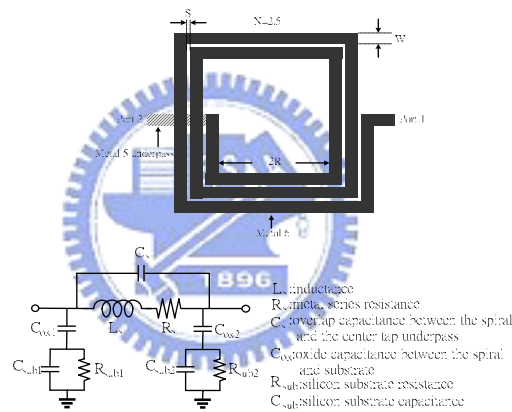


圖 4.11 螺旋電感

電容則使用 TSMC 提供之 MIM 電容，其模型如下圖 4.12 所示

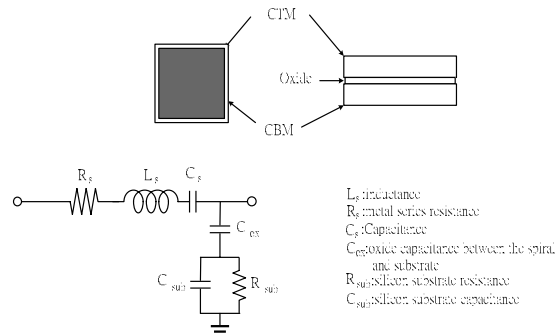


圖 4.12 MIM 電容

一般常見的 Gilbert 混頻器如圖 4.6 所示，輸入信號經過電壓-電流轉換成電流訊號後，再經過 LO 對 Gilbert Cell 級的切換後產生升頻或降頻的功能。然而由圖 4.6 中可以知道雙平衡架構其輸入端必須為一組差動信號，除此之外還可能需要利用 L-Type 被動電路達成阻抗的匹配。通常 L-Type 被動電路佔了不小 IC 面積。另外量測上還需要外接一個 hybrid 的 Balun，使得量測上更複雜。

由於以上的原因，我們利用一個修正的電壓-電流轉換級達成轉換功能同時達成輸入匹配的工作，在量測上更方便且可靠。輸入端轉導級，如圖 4.13 所示[23]，電晶體 M1、M2、M3 構成一 Single to Differential 之電路，M2 為共源極(CS)，其增益為 $-g_m V_{IF}$ ，M2、M3 為一電流鏡(Current Mirror)，M3 為共閘極(CG)，其增益為 $+g_m V_{IF}$ ，其目的是讓 IF 訊號經由 M3(CG)和 M2(CS)變成差動訊號。並藉電晶輸入阻抗 $1/g_m$ 和電阻 R1、R2 達到輸入阻抗匹配之效果，輸入阻抗可表示為

$$\begin{aligned} R_{in} &= (1/g_{m1} + 50) \parallel (1/g_{m3} + 50) \\ &= (1/g_m + 50)/2 \\ &\approx 50 \Omega \end{aligned} \quad (4.21)$$

如此可達成輸入匹配且電路不需用到 L-type 匹配，並不會佔太大 IC 面積。

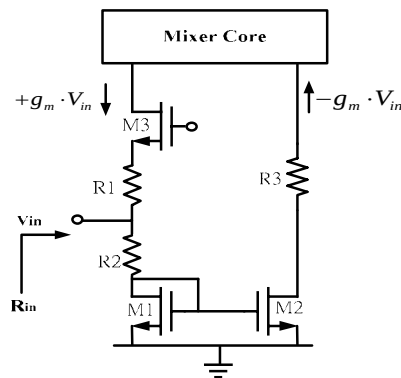


圖 4.13 輸入主動 Balun

最後下線回來的晶片，經過 NDL 的 On-Wafer 量測，其量測結果與模擬結果如以下圖 4.14~19 所示。

在輸入輸出的匹配方面，顯示輸入端為一電阻做為匹配而可達成一非常寬的匹配頻帶，反射係數為在 6GHz 之前都約在-15dB 以下、輸出端為一 LC 組成的匹配，其中心在 5GHz 頻段約有-15dB 以下，但受到製程誤差的影響造成匹配中心稍為偏離 5.2GHz 的頻段。在 IF=300Mhz、LO=4.9GHz 轉換增益為-9dB，與模擬結果約有 4-6dB 的誤差。增益壓縮在 LO 功率為 0dbm 量測的值約為 $IP_{1dB}=-5\text{dBm}$ 、 OP_{1dB} 則一樣有 4dB 的誤差。隔離度上 LO-RF Isolation 大約 24dB、LO-IF Isolation 大約 27dB、DC Power 量測和模擬皆為 4.68mW (2.6mA @ 1.8V)。

---量測結果---

圖 4.14 反射係數(S11:IF 端 S22:RF 端)

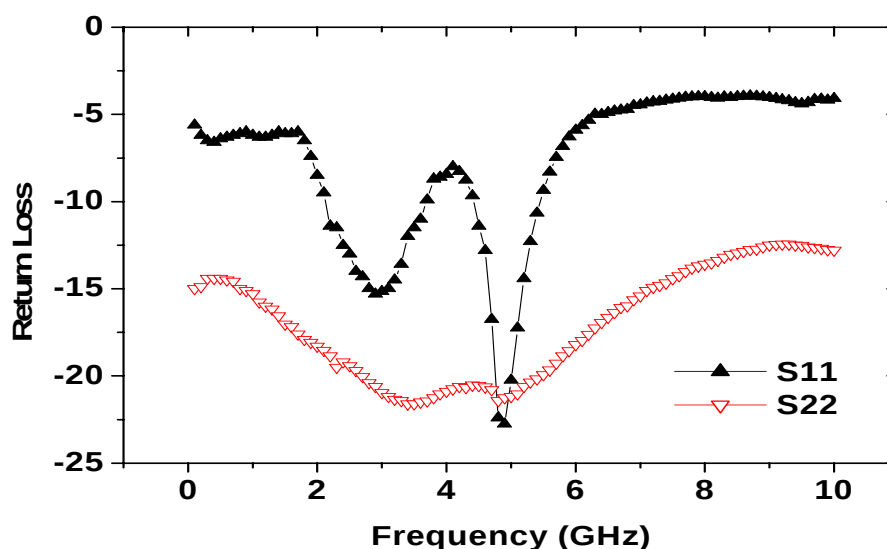


圖 4.15 轉換增益 (LO:4.9 GHz IF:300 MHz ,-20dBm)

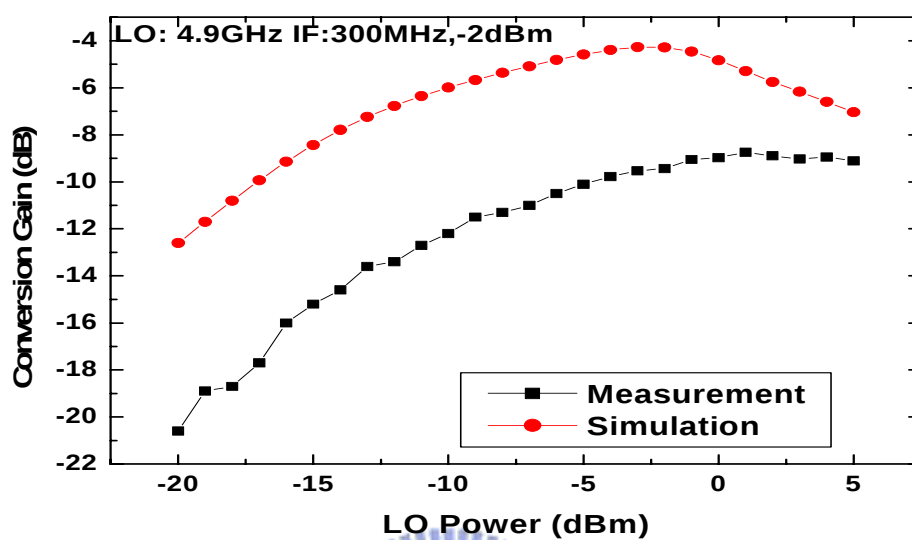


圖 4.16 P1dB (LO:4.9 GHz,0dBm IF:300 MHz)

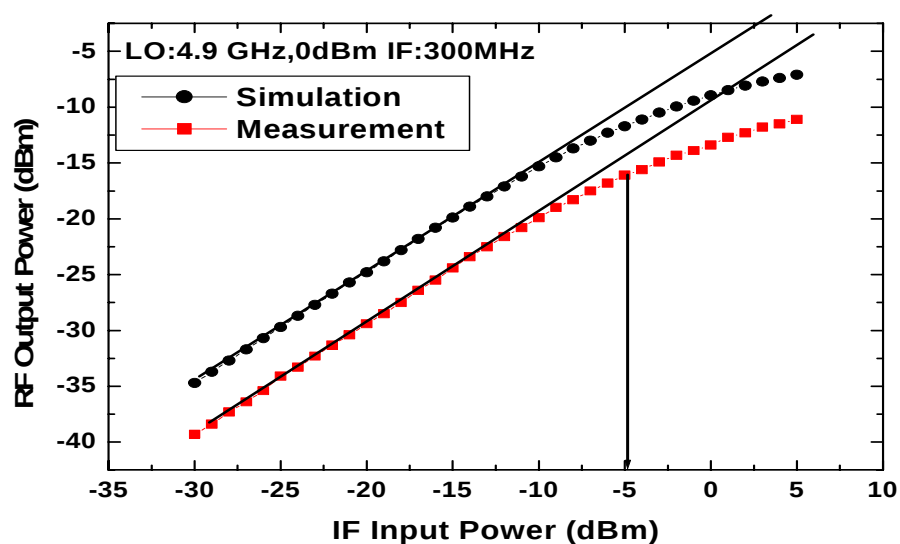


圖 4.17 IM3 (LO:4.9 GHz,0dBm IF:300 MHz)

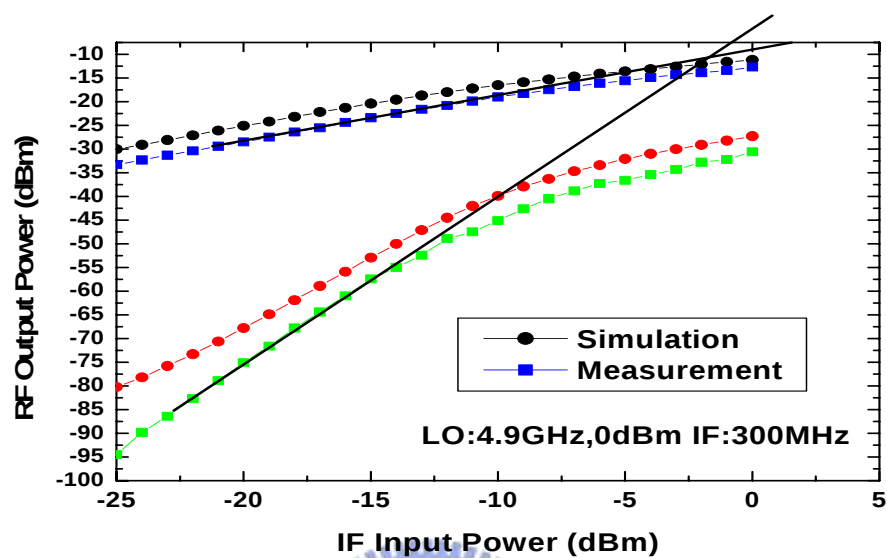


圖 4.18 LO-RF 隔離度

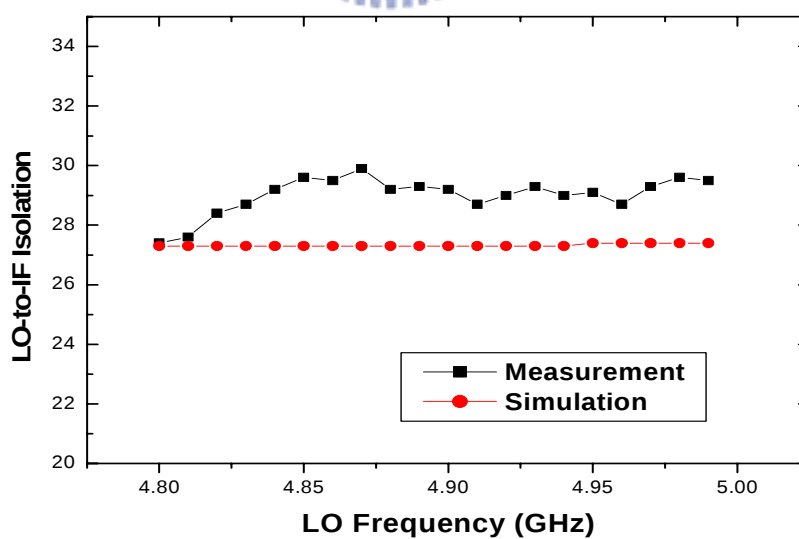


圖 4.19 LO-IF 隔離度

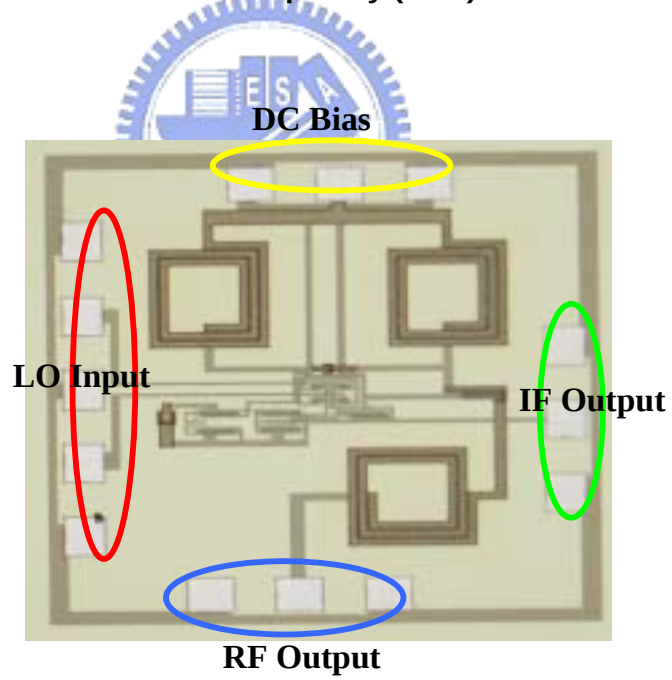
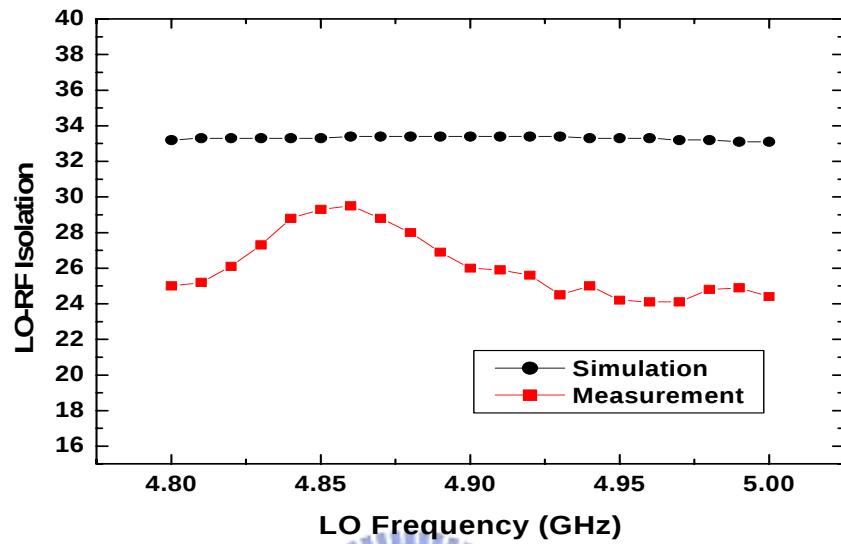
圖 4.20 Die Micro-photo($0.92 \times 0.96 \text{ mm}^2$)

表 4-1 CMOS Micro-Mixer 量測模擬結果比較

5.2GHz Micro-Mixer (TSMC 0.18 μ m CMOS)		
	Simulation	Measurement
DC Current	2.6 mA@1.8V	2.6 mA @ 1.8V
Conversion Gain	-5 dB@LO:0dBm	-9 dB@LO:0dBm
Input P1dB	-6 dBm	-5 dBm
IIP3	1 dBm	-2.5dBm
LO-RF Isolation	> 31 dB	> 24 dB
LO-IF Isolation	> 27dB	> 27 dB
Input Return Loss	> -16dB	> -15dB
Output Return Loss	> -40dB	> -15dB

--結果討論--

量測結果在輸入/輸出匹配、轉換增益、P1dB、OIP3 與模擬大致吻合。而在 LO-IF & LO-IF 隔離度方面，設計之時因為外接的 Balun 沒有精確的 model 可以模擬，且可能會有基板耦合效應(Substrate Coupling) 等問題因而較難預測。

另外輸出的阻抗匹配採用一 LC 匹配，但實驗結果由於和 LC 電流合成器之間沒有阻隔造成互相影響，也造成電流合成的效果不佳使得混頻器的轉換增益不如預期。改善方式為修正輸出級隔離電流合成器應可達到更好的電流合成效果。

4.3.2 InGaP/GaAs HBT 整合 Rat-Race 微混頻器

單晶射頻積體電路在提供小面積、高重製性、高穩定性及在大量生產時的低價格方面，給射頻技術一個很好的選擇。不可否認的，GaAs 的技術「高截止頻率、高電流」等等的特色在無線通信的電路設計中一直佔有很重要的角色。本電路擬以 GaAs 製程製作一全單端輸出、輸入的射頻升頻混頻器，其中 LO 訊號利用一集總(Lumped-Element)的 Rat-Race 來產生差動訊號避免了外接被動的差動電路的需要。RF 輸出端一樣使用電流合成器來產生單端的輸出，但為了使電流合成器能保持正常工作且達到和外接電路的匹配，我們在輸出端加上一共集極-共集極(Common-Collector Common Collector)的輸出級來提供和外部電路匹配，而比起單級的共集極放大器這樣的輸出架構能有夠快的頻率響應將訊號輸出。其整體電路如圖 4.21 所示。

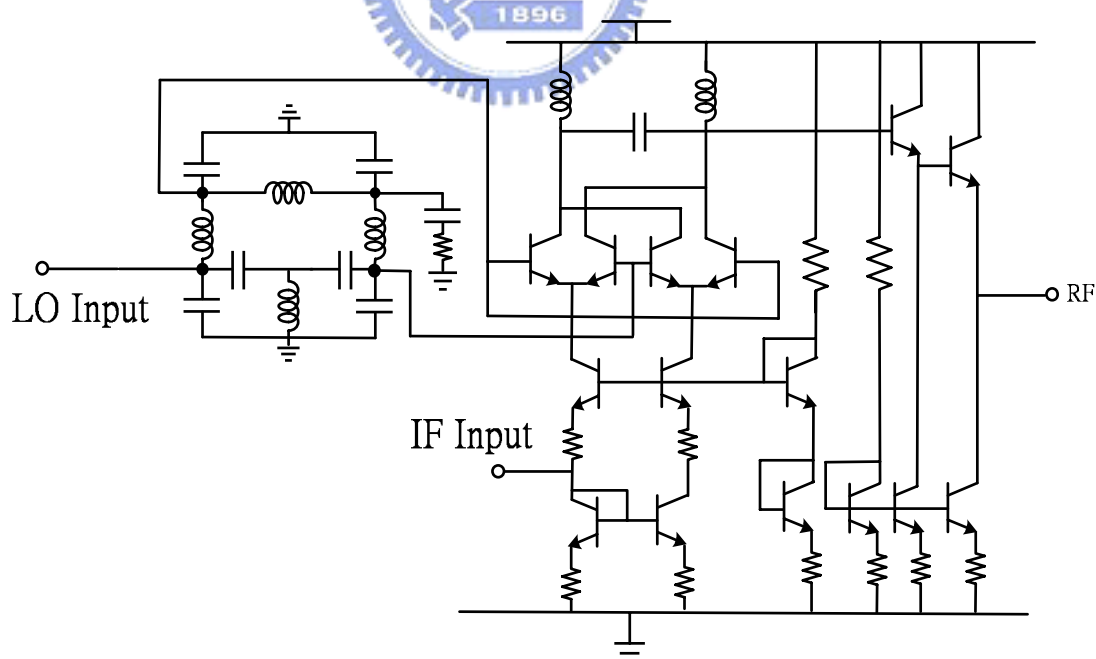


圖 4.21 利用集總 Rat-Race 之升頻微混頻器

LO 信號部份，考慮主動的 Balun 除了有功率消耗外，在如此高的頻率其振幅和相位會有不平衡的情況，因此我改用 Tee-Network 和 π - Network 來組成集總 Rat-Race 來產生一組差動信號，集總 Rat-Race 電路如圖 4.22 所示[24]。其模擬 S 參數如圖 4.23 所示。

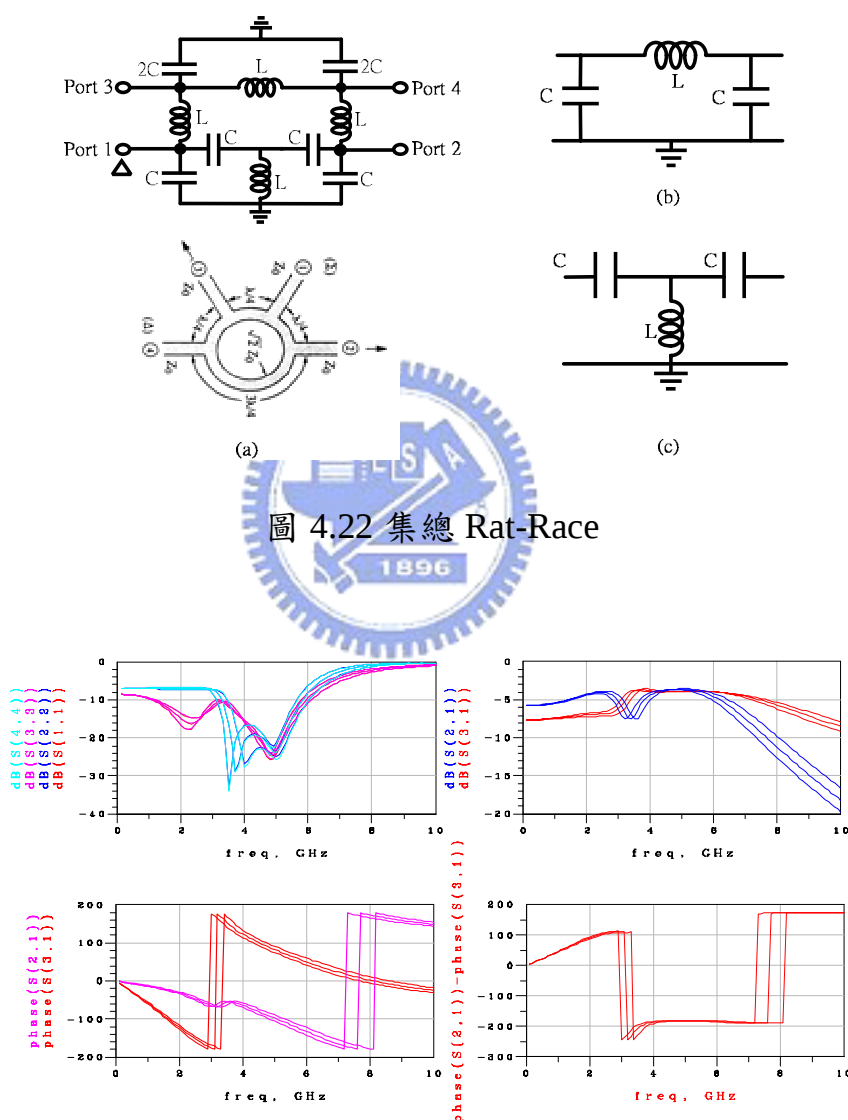


圖 4.22 集總 Rat-Race

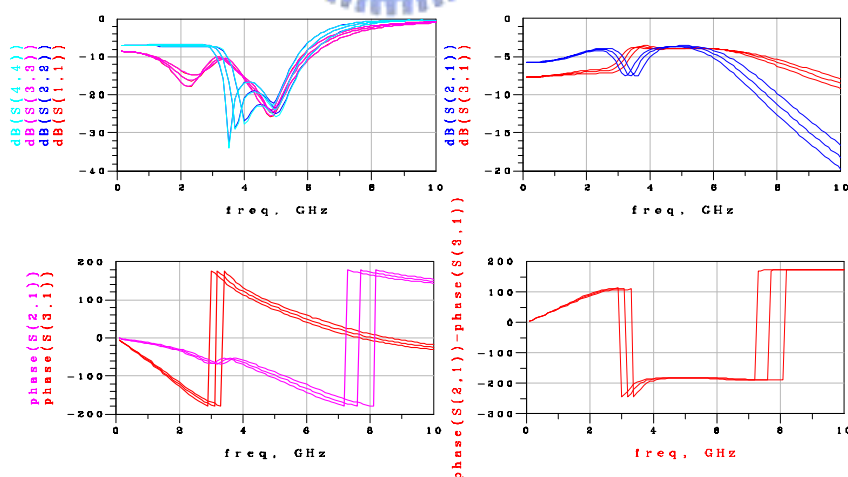


圖 4.23 Rat-Race S 參數模擬(電容值 $\pm 15\%$ 變化)

圖 4.23 模擬顯示，當電容有 $\pm 15\%$ 的變化時其相位及振幅的變化範圍，而其誤差還在可接受的程度。

在此升頻器的輸出部份，一樣使用圖 4.10 之電流合成器輸出單端電流，為了使電流合成器不受外部的電路影響，在輸出端加上一 CC-CC 的緩衝級隔離外部的電路。其電路如下圖 4.24 所示，其 AC 模擬之頻率響應 ($R_L=500\ \Omega$) 如圖 4.25，在 5GHz 的 RF 頻段其衰減程度還在很小的值。

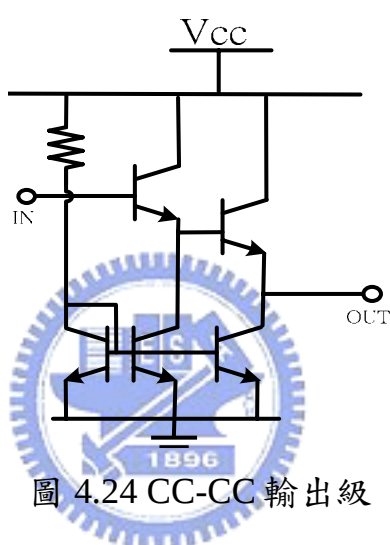


圖 4.24 CC-CC 輸出級

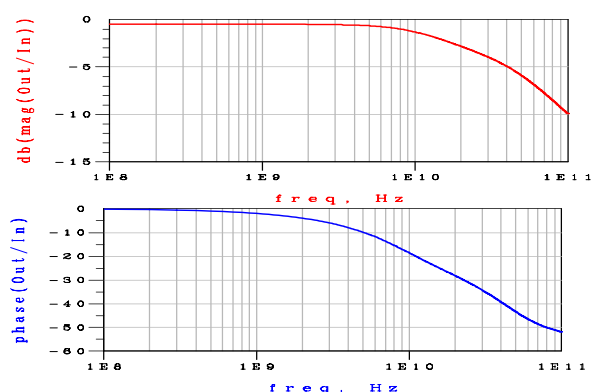


圖 4.25 CC-CC 輸出級 振幅相位響應

輸入轉導級部份如圖 4.26 所示，其基本操作方式如圖 4.13 相同，但為了使輸入訊號更平衡，我們加上 Q4 電晶體使兩端的 DC 的壓降相同，不用再

使用一個大電阻，可使 $C_{\pi}(Q2)$ 等效上的 Miller 電容減小，使左右差動訊號更為對稱。

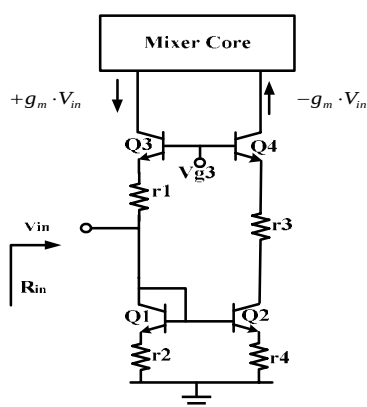


圖 4.26 修正之輸入轉導級

---模擬結果---

圖 4.27 RF 輸出頻譜 (LO:4.9GHz,-5dBm IF :300MHz,-20dBm) 模擬

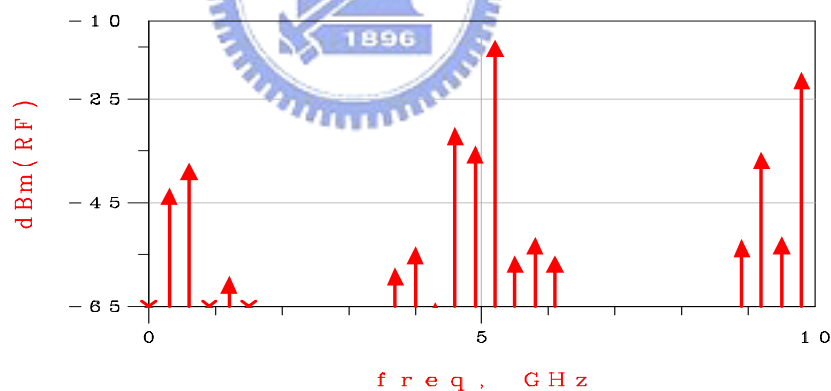


圖 4.28 轉換增益 (LO:4.9 GHz IF:300MHz -20dBm) 模擬

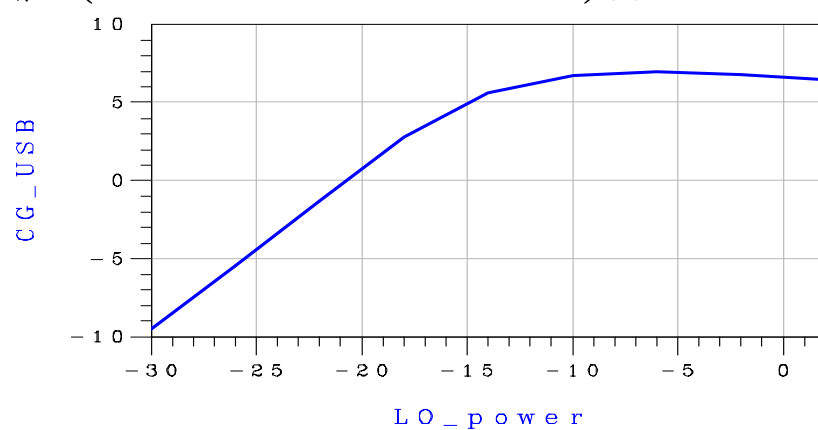


圖 4.29 轉換增益 vs. IF 頻率 (LO:4.9GHz,-5dBm IF:-20dBm) 模擬

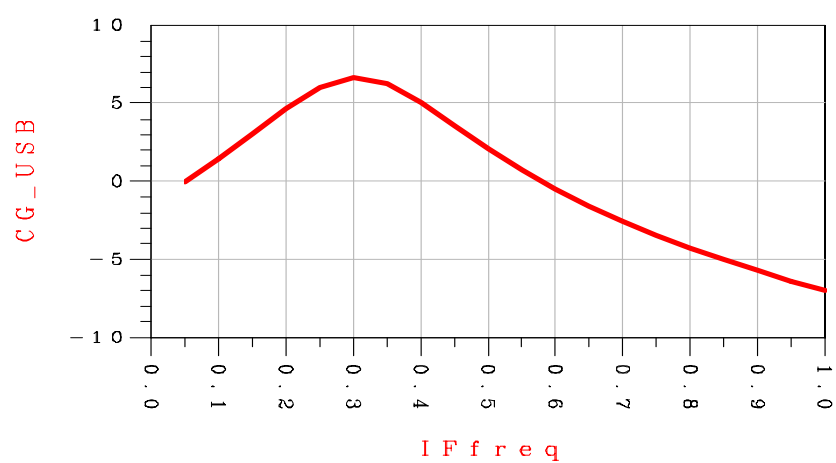
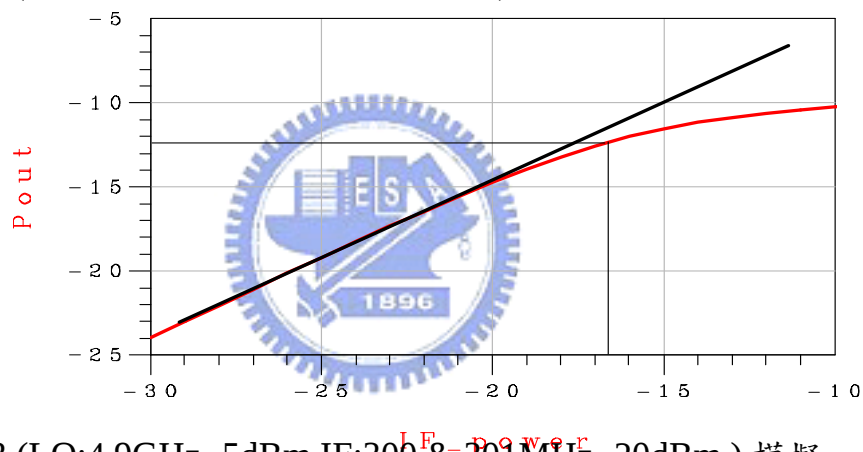
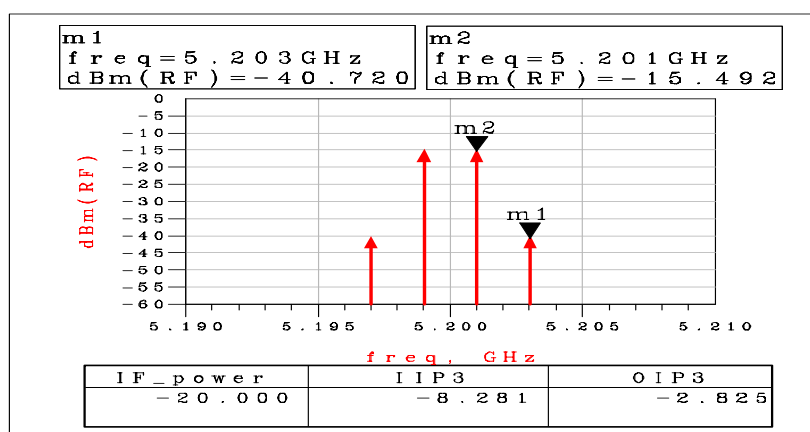
圖 4.30 P_{1dB} (LO:4.9GHz,-5dBm IF:300MHz) 模擬

圖 4.31 IM3 (LO:4.9GHz,-5dBm IF:300 & 301MHz,-20dBm) 模擬



--量測結果--

圖 4.32 RF 輸出阻抗匹配

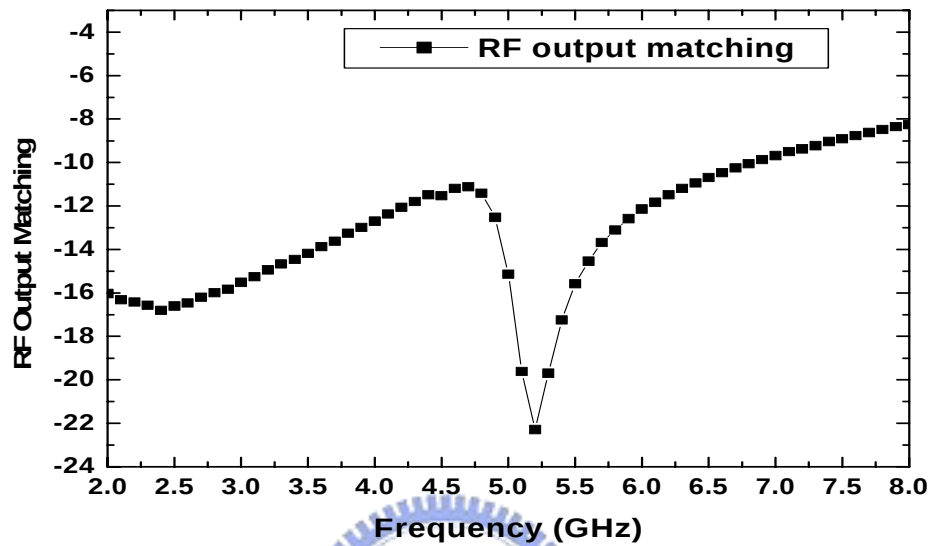


圖 4.33 轉換增益 (LO:4.9GHz IF:300MHz,-31.5dBm)

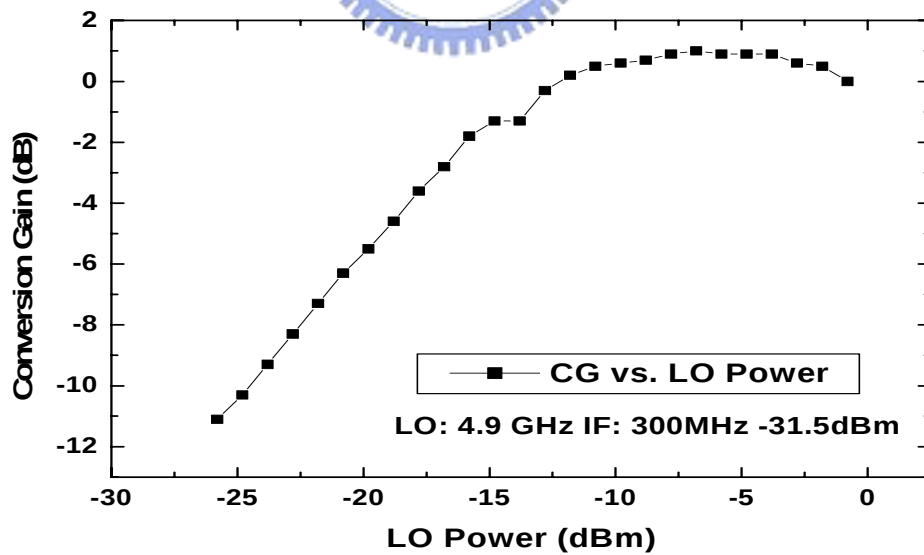


圖 4.34 RF 頻寬(LO:4.9 GHz IF:0.01~1.1GHz,-31.5dBm)

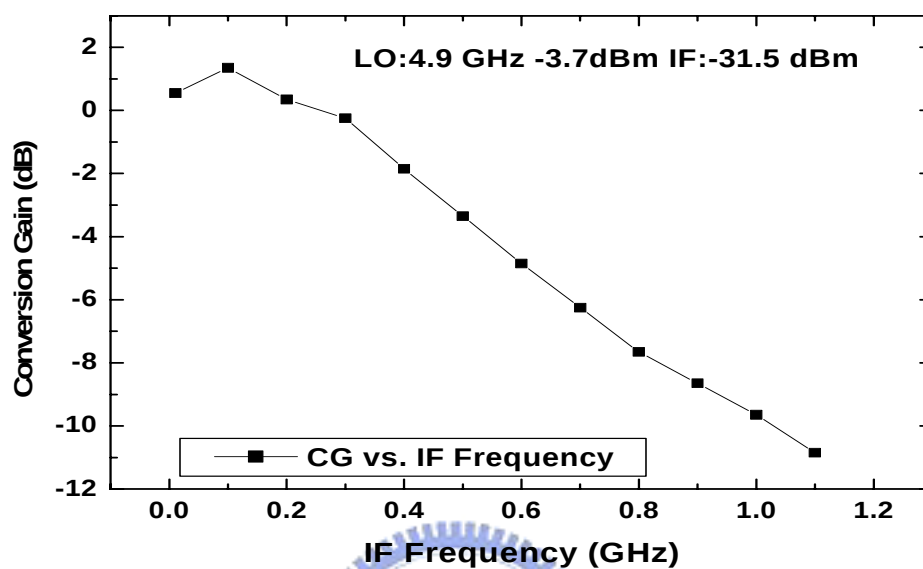
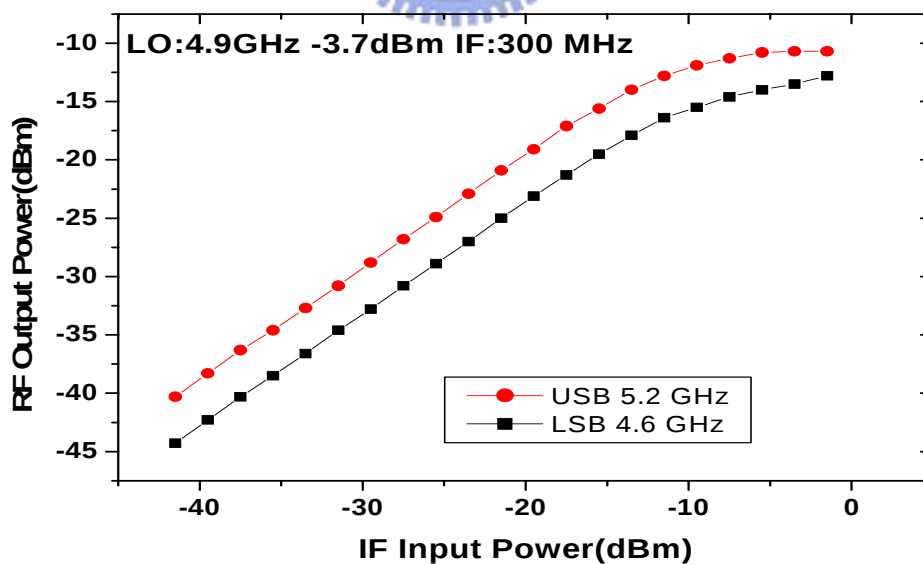
圖 4.35 P_{1dB} (LO:4.9 GHz -3.7dBm IF:300MHz USB:5.2GHz LSB:4.6GHz)

圖 4.36 IM3 (Input IF Power=-20dbm)

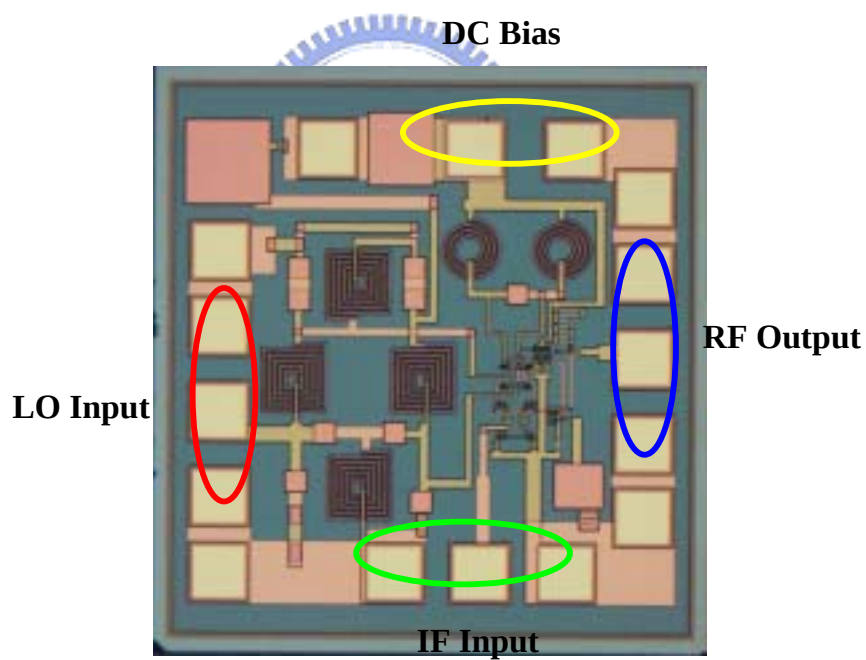
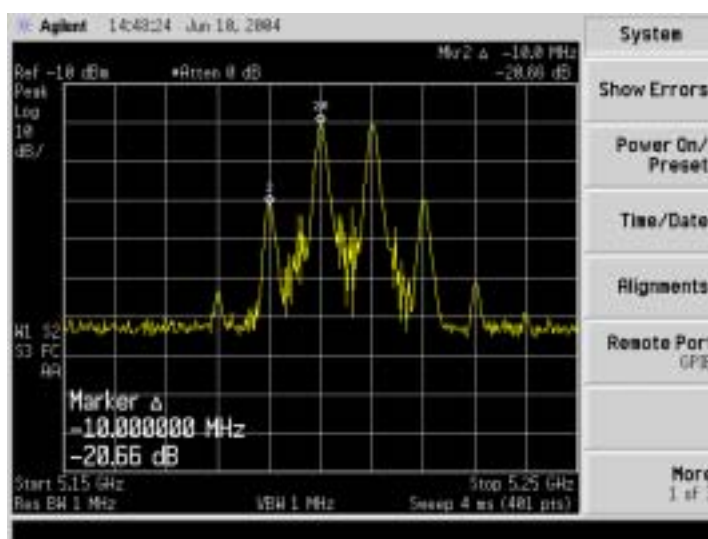
圖 4.37 Die Microphoto (1*1 mm²)

表 4.2 利用集總 Rat-Race 升頻微混頻器模擬結果

5.2GHz Micro-Mixer with Lumped-Rat Race (GCT 2 μ m HBT)		
	Simulation	Measurement
DC Current	6.1mA@5V	6.5mA @5V
Conversion Gain	6.5 dB@LO:-5dBm	1dB @LO:-8dBm
Input P1dB	-16.5 dBm	-11 dBm
LO-RF Isolation	>45dB	38 dB
LO-IF Isolation	>60 dB	N/A
Input Return Loss	<-18 dB	N/A
Output Return Loss	<-10 dB	<-15dB

--結果與討論--

在本電路中一樣使用電流合成器做為升頻器的單端輸出 Balun，但經過 CC-CC 的輸出級，其速度夠快可以將 RF 輸出，另外，由於 CC-CC 的輸出級的作用可使電流合成器正常工作且輸出也有一不錯的匹配。另外我們可以看到 RF 的 USB 及 LSB 功率約差 4dB，這是由於電流合成器共振在 USB 的原因。至於 LO-RF 隔離度經由量測結果約為 38dB，LO 輸入端的集總 Rat-Racing Balun 的相位誤差造成的隔離度的影響似乎不大。

4.4 單邊頻帶升頻器

4.4.1 CMOS 單邊頻帶升頻器

在第二章提到圖 2.18 中為一個常見的雙重轉換升頻電路，不同於直接轉換發送機，兩次的升頻雖可避免本地振盪拉扯的問題，但由於經過中頻的轉換，在第二級的混頻器需要一個外接的高 Q 值的濾波器，不易整合成單晶片電路，因而我們利用一個 I/Q 通道的架構，圖 4.38，來做(Single Sideband)單邊頻升頻的動作以避免混頻所產生的邊頻(Sibeband)，如此將可避免需要使用一高 Q 值的濾波器。

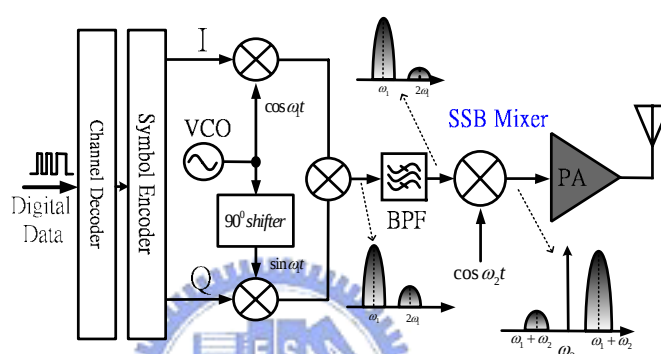


圖 4.38 單邊頻升頻器架構

單邊頻帶升頻器如圖 3.18 所示，在本電路中利用電流合成器將兩組混頻器的切換電流相加再轉單端輸出，其電路圖如下圖 4.39 所示。

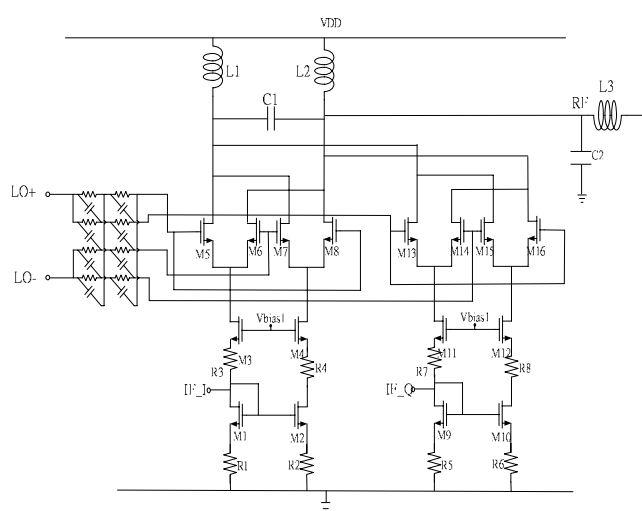


圖 4.39 單邊頻升頻器整體電路

輸入端電壓電流轉換級採用和圖 4.26 相同的架構，如下圖 4.40 所示。

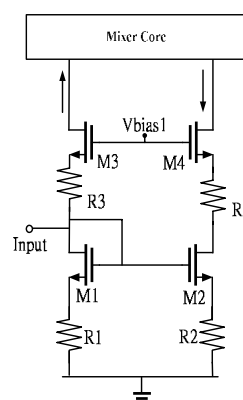


圖 4.40 修正之輸入轉導級

--量測結果--

圖 4.41 RF 頻譜(IF:300MHz LO:4.9GHz→USB:5.2GHz LSB:4.9GHz)

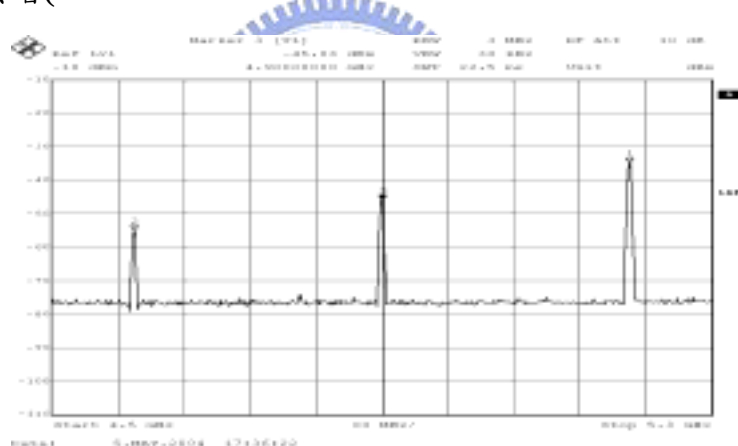
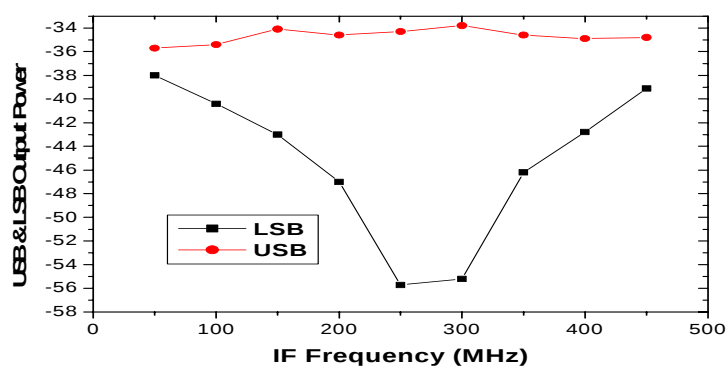


圖 4.42 USB LSB 輸出功率 vs. IF 頻率量測結果



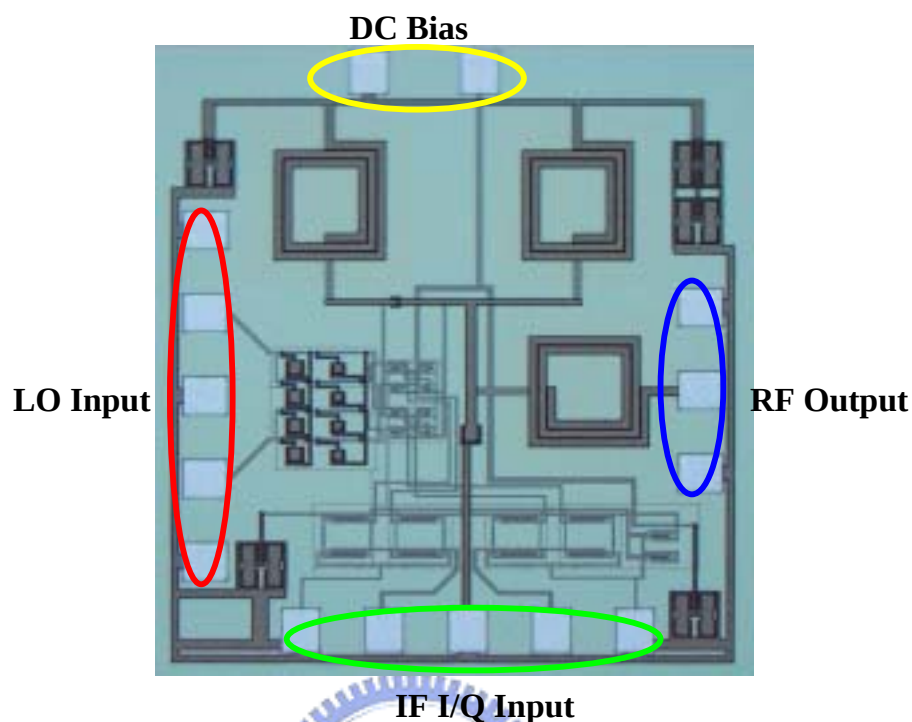


圖 4.43 SSB 升頻器 Micro-Photo

4.5 鏡像訊號抑制降頻電路

無線區域網路的興起帶動了 5GHz 的射頻晶片發展，在本章節我們將討論一適用於 802.11a 的 5GHz 頻段含鏡像抑制功能的射頻降頻器。在第二、三章節我們討論一低中頻架構的接收機，不但沒有零中頻的直流偏移、低頻雜訊等問題，且相對於外差式有更高的系統整合度，因此在章節中採用正交複數降頻器與 RC-CR 多相位濾波器來做為低中頻的接收機，以下分別介紹單正交相位與雙正交相位降頻器設計。

4.5.1 InGaP/GaAs HBT 單正交相位降頻器

對於一個低中頻架構的接收機，利用複數降頻混頻器與複數濾波器達成鏡像訊號去除的功能。就一組正交混頻器可有如下圖 4.44 兩種的安排

方法，RF 訊號正交或者 LO 訊號正交。本電路架構採用 LO 訊號正交相位的方式。

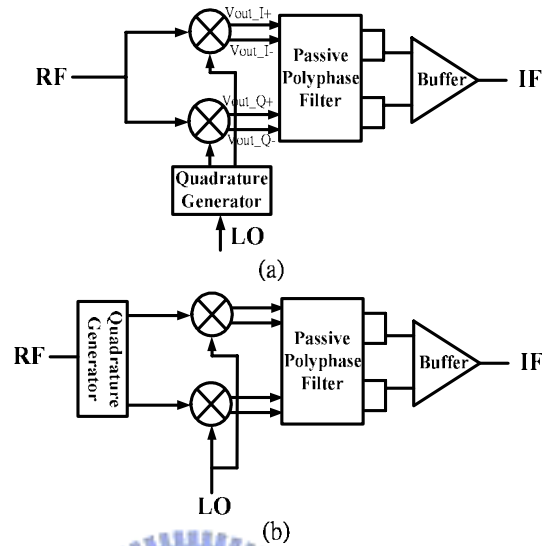


圖 4.44 單正交相位低中頻架構

在圖 4.44(a)中假設經由 RF 輸入訊號為

$$RF = \sin \omega_{RF} t \quad (4.22)$$

以及 LO 正交差動訊號為

$$\begin{cases} I+ = \cos \omega_{LO} t, & I- = -\cos \omega_{LO} t \\ Q+ = \sin \omega_{LO} t, & Q- = -\sin \omega_{LO} t \end{cases} \quad (4.23)$$

另外鏡像訊號為

$$Image = \sin \omega_{im} t \quad (4.24)$$

其中 $\omega_{RF} - \omega_{LO} = \omega_{LO} - \omega_{im} = \omega_{IF}$

RF 訊號及鏡像訊號同時經過複數混頻器降頻後，共輸出四個相位，分別為 Vout_I+, Vout_Q-, Vout_I-, Vout_Q+。其數學式可表示如下[6]

$$\begin{aligned}
& \sin(\omega_{LO} \pm \omega_{IF})t \times \sin \omega_{LO}t \\
&= \frac{1}{2} (+\cos \omega_{IF}t - \cancel{\cos(2\omega_{LO} \pm \omega_{IF})t}) \rightarrow +\frac{1}{2} \cos \omega_{IF}t \\
& \sin(\omega_{LO} \pm \omega_{IF})t \times \cos \omega_{LO}t \\
&= \frac{1}{2} (\pm \sin \omega_{IF}t - \cancel{\sin(2\omega_{LO} \pm \omega_{IF})t}) \rightarrow \pm \frac{1}{2} \sin \omega_{IF}t
\end{aligned}$$

如下表 4.3 分別計算 RF 訊號及鏡像訊號和 LO 訊號混頻的結果，可發現 RF 訊號和鏡像訊號分別產生逆時鐘順序及順時鐘順序不同的相位反應，如 4.45 所示，其中 $\cos \omega_{IF}t$, $\sin \omega_{IF}t$, $-\cos \omega_{IF}t$, $-\sin \omega_{IF}t$ ，在極座標中以逆時間方向來代表正頻率($e^{j\omega_{IF}t} = \cos \omega_{IF}t + j \sin \omega_{IF}t$)，鏡像訊號降頻後的中頻為 $\cos \omega_{IF}t$, $-\sin \omega_{IF}t$, $-\cos \omega_{IF}t$, $\sin \omega_{IF}t$ ，在極座標中以順時間方向來代表負頻率($e^{-j\omega_{IF}t} = \cos \omega_{IF}t - j \sin \omega_{IF}t$)。由於其 RF 訊號和鏡像訊號降頻後不同的相位響應，因此下一級的複數濾波器得以分辨 RF 訊號並去除鏡像訊號。

表 4.3 SQDC 降頻訊號計算結果

RF×LO	SQDC outputs (Low-pass)	Image×LO	SQDC outputs (Low-pass)
Vout_ I+	$\frac{1}{2} \cos \omega_{IF}t$	Vout_ I+	$\frac{1}{2} \cos \omega_{IF}t$
Vout_ Q-	$\frac{1}{2} \sin \omega_{IF}t$	Vout_ Q-	$-\frac{1}{2} \sin \omega_{IF}t$
Vout_ I-	$-\frac{1}{2} \cos \omega_{IF}t$	Vout_ I-	$-\frac{1}{2} \cos \omega_{IF}t$
Vout_ Q+	$-\frac{1}{2} \sin \omega_{IF}t$	Vout_ Q+	$\frac{1}{2} \sin \omega_{IF}t$

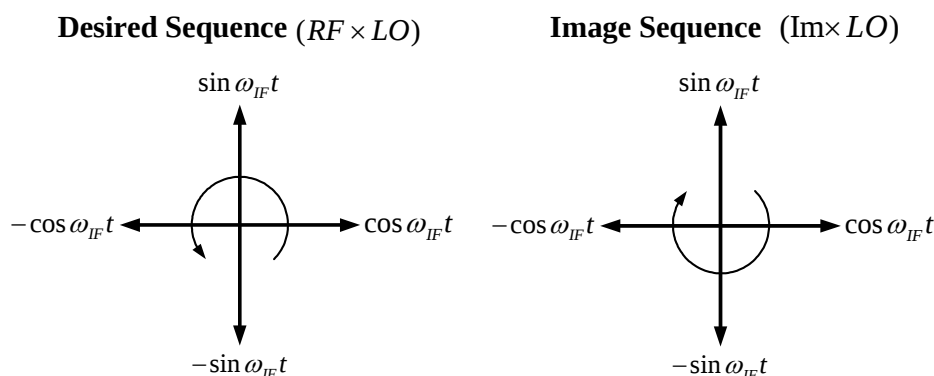


圖 4.45 正負頻率序列

在第三章中我們已經介紹過 RC-CR 多相位濾波器的工作原理，而在 802.11a 的規格中，每個頻道為 20MHz 的頻寬，在本電路中規劃中頻為 20~40MHz 的頻帶。因此我們必需串聯多級的 RC-CR 多相位濾波器以達到足夠的頻寬與鏡像抑制功能。下圖 4.46 為一所計算出達到一定的鏡像抑制功能與所需頻寬、所需級數的關係。在此電路設計中，中頻為 20~40 MHz， $f_{\max}/f_{\min}$ 的比值為 2。因此若我們所需的正負頻率訊號抑制比率在 60dB 以上，則需至少四級的 RC-CR 多相位濾波器。

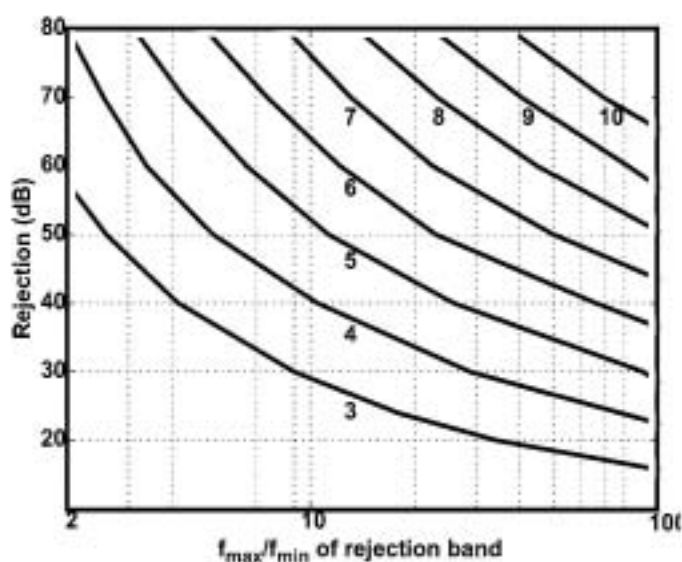


圖 4.46 不同級數 RC-CR 多相位濾波器鏡像抑制比率

其中, 被動的多級 RC-CR 多相位濾波器設計步驟如下所示:

Step 1) 計算鏡像抑制的頻寬，以及所需要的級數

Step 2) 先決定最高及最低的極點

Step 3) 再以幾何數列的方式安排其它的極點

Step 4) 隨級數增加電阻值。

Step 5) 設計最後一級的放大器以補償濾波器造成的衰減

每個濾波器皆由四級的單極點多相位濾波器所組成，其中心頻率為 30MHz 的 20MHz 頻寬，其電路，及模擬結果分別如下圖 4.47 所示。.

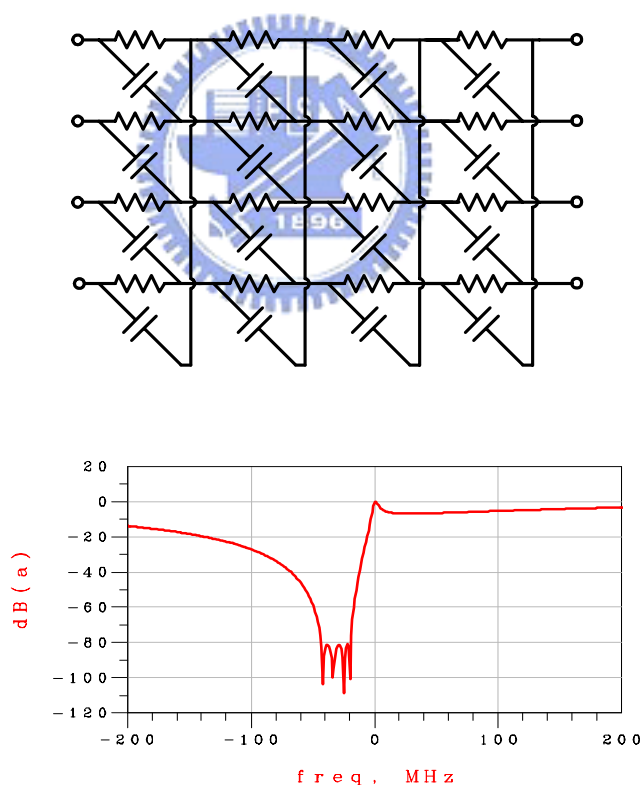


圖 4.47 四級 RC-CR 多相位濾波器

圖 4.48 中，表示了正頻率與負頻率的頻率響應，假設輸入訊號頻率為 ω_c 且四個相位的輸入訊號為 $(0^\circ, 90^\circ, 180^\circ, 270^\circ)$ 可表示為 $\cos \omega_c t, \sin \omega_c t, -\cos \omega_c t, -\sin \omega_c t$ ，在極座標中可以逆時間方向來代表正頻率 ($e^{j\omega_c t} = \cos \omega_c t + j \sin \omega_c t$)，而四個相位輸入為 $(0^\circ, 270^\circ, 180^\circ, 90^\circ)$ 可表示為 $\cos \omega_c t, -\sin \omega_c t, -\cos \omega_c t, \sin \omega_c t$ ，在極座標中可以順時間方向來代表負頻率 ($e^{-j\omega_c t} = \cos \omega_c t - j \sin \omega_c t$)。對於一個複數的降頻器，所需的訊號經降至中頻後可表示為 $\cos \omega_{IF} t, \sin \omega_{IF} t, -\cos \omega_{IF} t, -\sin \omega_{IF} t$ 其順序為一逆時鐘方向；而鏡像訊號經過降頻後可表示為 $\cos(-\omega_{IF} t) = \cos \omega_{IF} t, \sin(-\omega_{IF} t) = -\sin \omega_{IF} t, -\cos(-\omega_{IF} t) = -\cos \omega_{IF} t$ and $-\sin(-\omega_{IF} t) = \sin \omega_{IF} t$ 其順序為一順時鐘方向，因而經由多相位濾波器我們將可達成鏡像濾除的功能。

由於 LO 輸入部份需要 I/Q 的訊號，因而我們一樣可以利用 RC-CR 的多相位濾波器來產生。其原理如下圖所示，一差動的訊號等效上可以看成正頻率與負頻率的組合，由於多相位濾波器可以分辨正負頻率的差別，因此一差動訊號可經由多相位濾波器濾除負頻率項後產生所需的正交訊號。

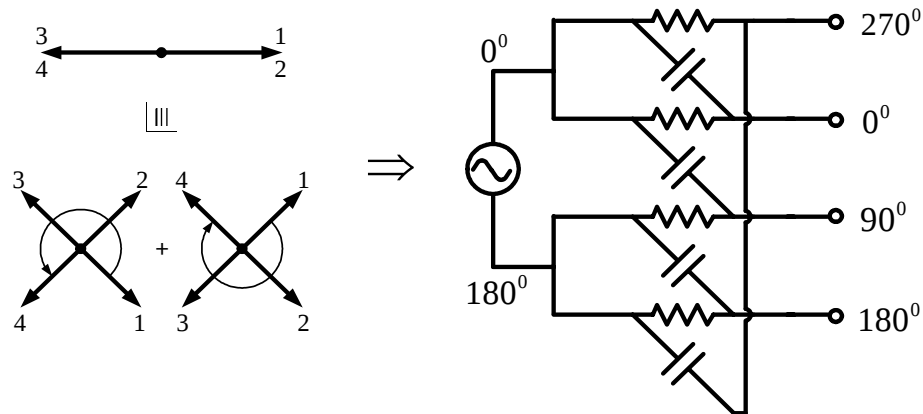


圖 4.48 正交訊號產生器

為了減少 RC 的誤差影響，我們利用兩級的 RC-CR 多相位濾波器來產生正交訊號，如下圖

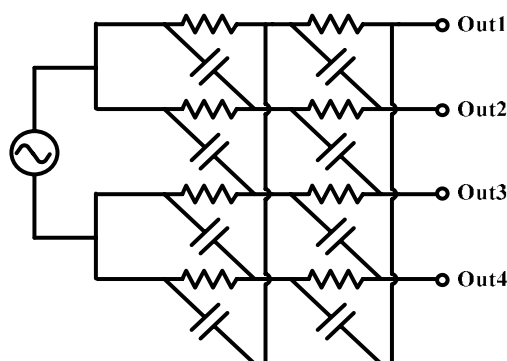


圖 4.49 二級正交訊號產生器

最後整體的單正交複數降頻器如下圖 4.50 所示

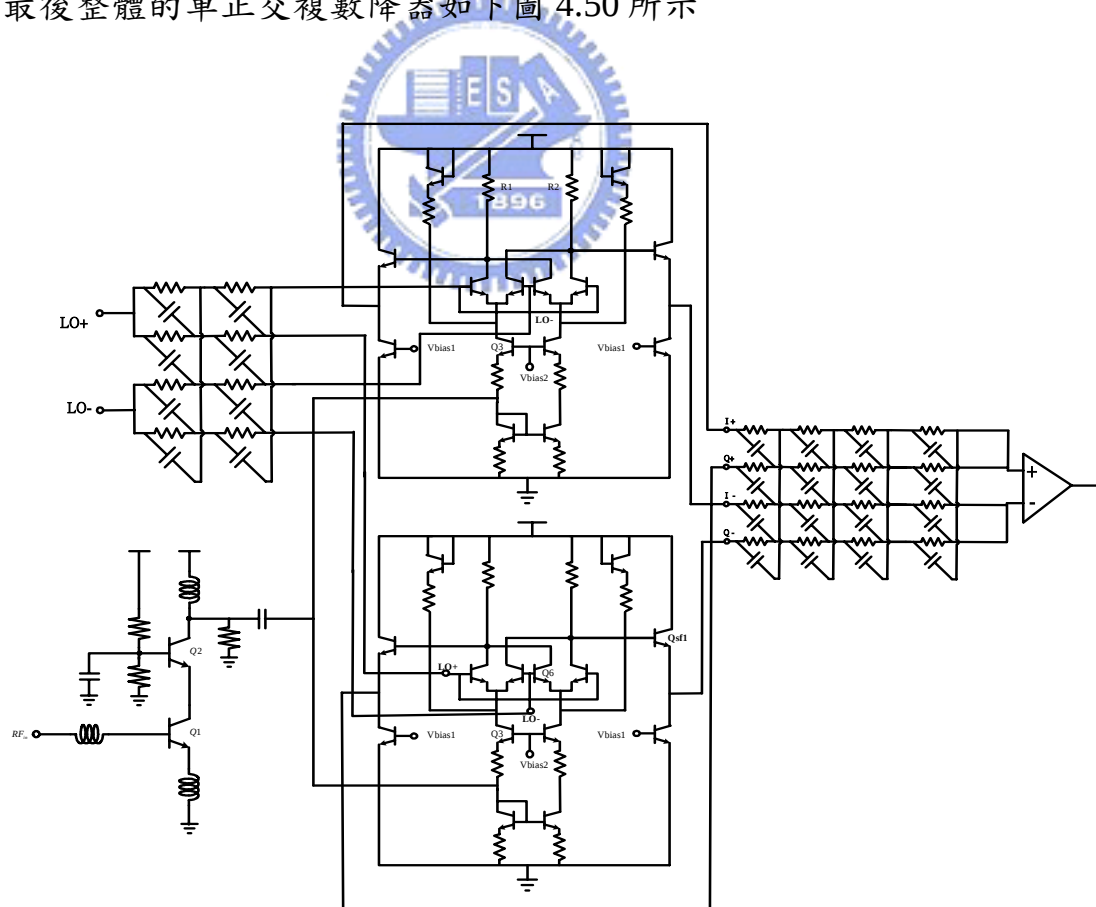


圖 4.50 正交相位降頻器整體電路

其中低雜訊放大器部份為一兩級堆疊式(Cascode)架構，如下圖 4.51 所示，經過單獨下線與量測，其量測結果如圖 4.52 所示，其詳細設計內容可參考[21]。

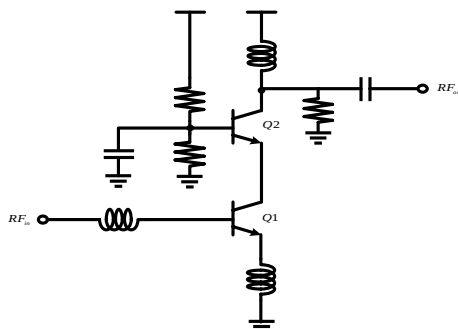


圖 4.51 兩級堆疊式低雜訊放大器

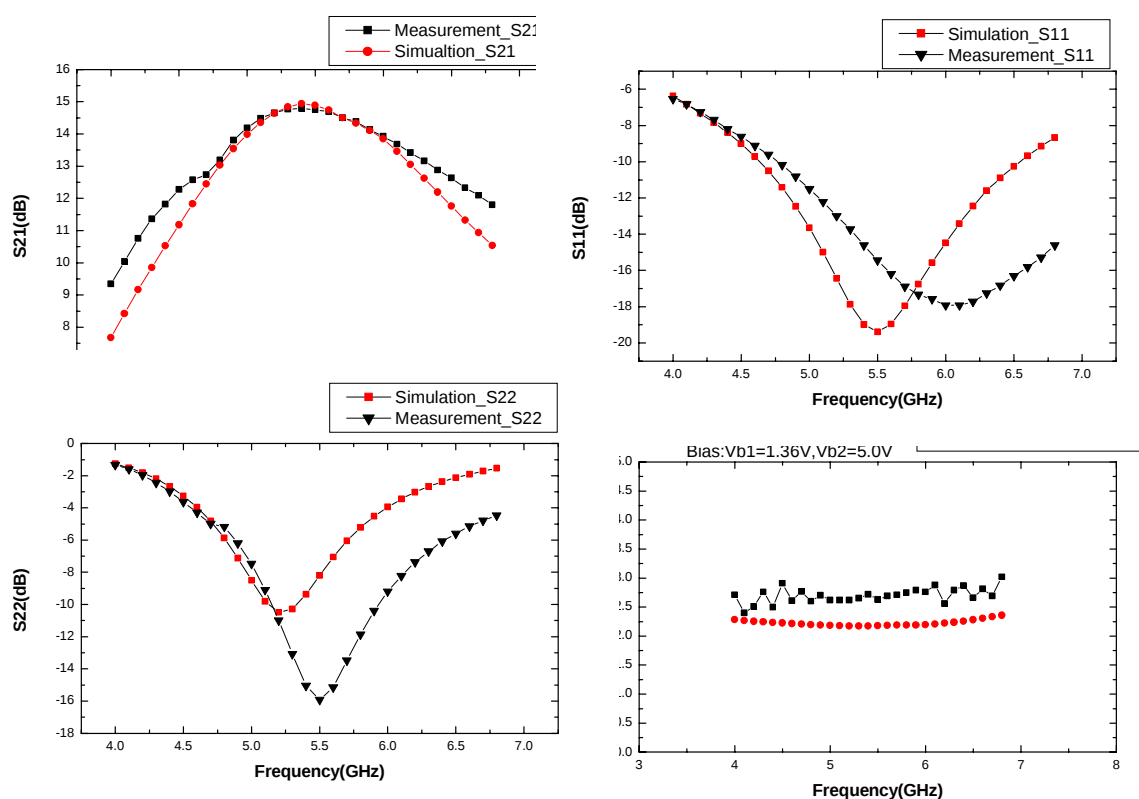


圖 4.52 兩級堆疊式低雜訊放大器量測結果

而 InGaP/GaAs HBT 混頻器之設計基本架構在 4.3.2 節已討論過，在此不再說明。

另外，由於被動的 RC 所組成的多相位濾波器之設圍為了減少 Loading 的效應其電阻的配置需隨著級數增加而增加，但電阻也造成了訊號的衰減。在此，我們由一級的中頻放大器來補償因而多相位濾波器所造成的衰減。中頻放大器如下圖 4.53 所示，其中輸出由共集極的放大器達成與外部電路的匹配。

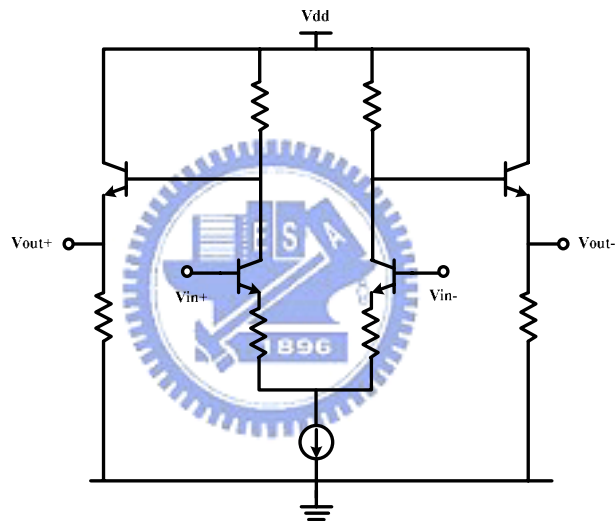


圖 4.53 中頻放大器

由於 [21] 中的電路設計為利用量測電晶體結果所設計的低雜訊放大器，其低雜訊放大器電路包含了 S 參數及雜訊指數，並不包含大訊號的模擬，因此沒辦法和混頻器一起做 HB 的模擬，因而以下為不包含低雜訊放大器的單正交複數降頻器的模結果，

--模擬結果--

圖 4.54 轉換增益(RF=5.2 GHz Image=5.14 GHz LO=5.17 GHz)

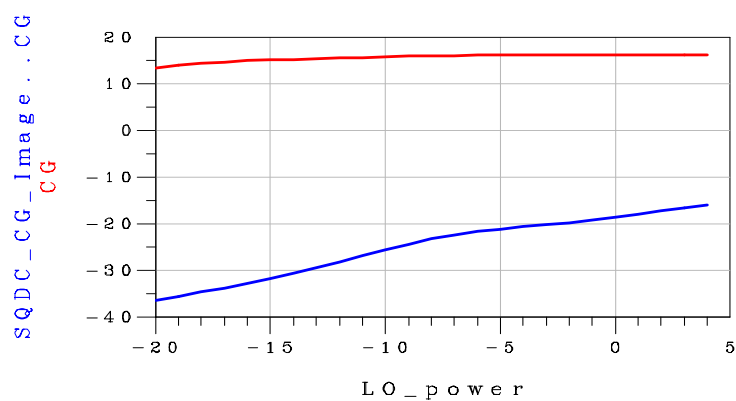


圖 4.55 轉換增益 vs. IF 頻率

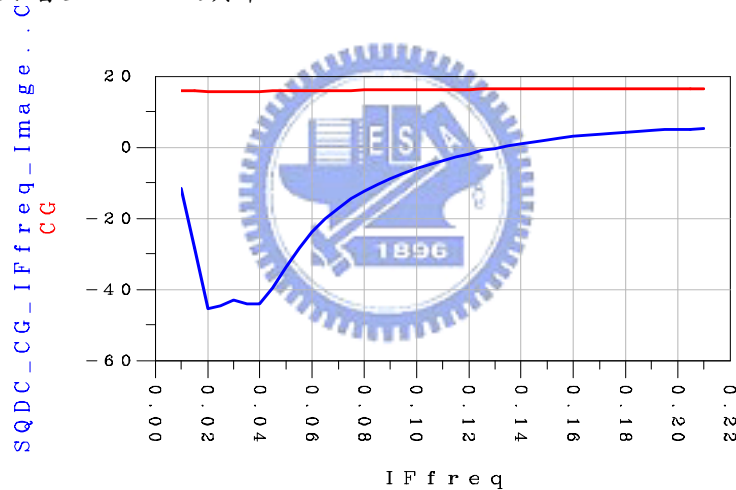


圖 4.56 P1dB(RF:5.2GHz LO:5.17GHz)

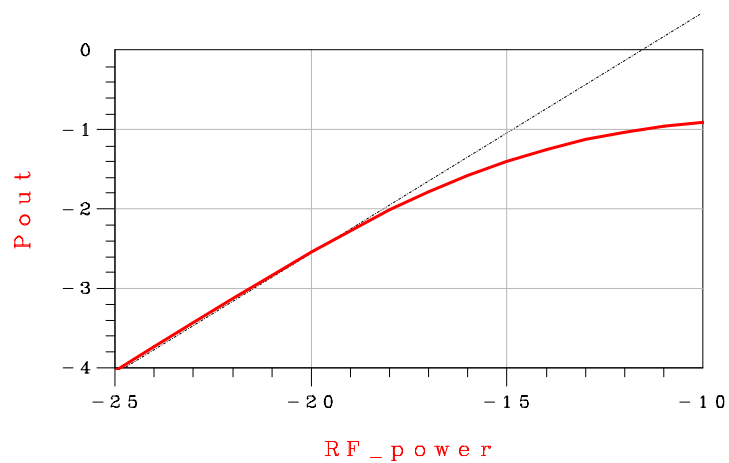


圖 4.57 IM3 (RF:5.2GHz LO:5.17GHz)

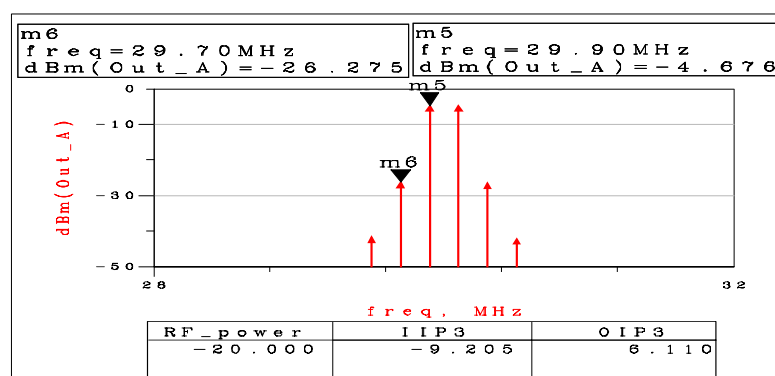


表 4.4 LNA+SQDC 量測模擬結果

LNA+Single Quadrature Down-Converter (GCT 2μ m HBT)		
	Simulation	Measurement
DC Current	13mA@5V	14mA@5V(SQDC) 10.5mA @3.4V(LNA)
Conversion Gain	15dB@LO:-5dBm	3dB@LO:-5dBm
Input P1dB	-12 dBm	-20dBm
IIP3	-9 dBm	-15.6dBm
Image Rejection	>50 dB	25dB
LO-RF Isolation	> 60 dB	N/A
LO-IF Isolation	> 30 dB	N/A
S11/S22	-19/-9 dB	-14dB/-15dB

--量測結果--

圖 4.58 輸入阻抗匹配量測

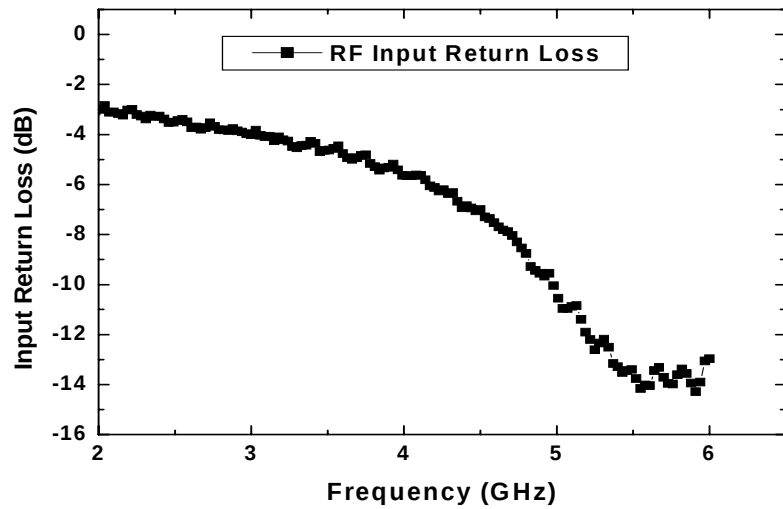


圖 4.59 輸出阻抗匹配量測

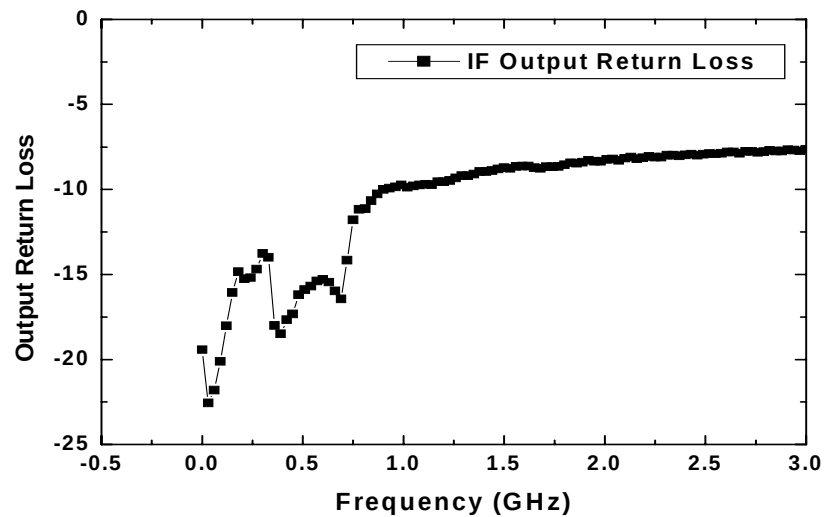


圖 4.60 射頻訊號與鏡像訊號之降頻轉換增益量測

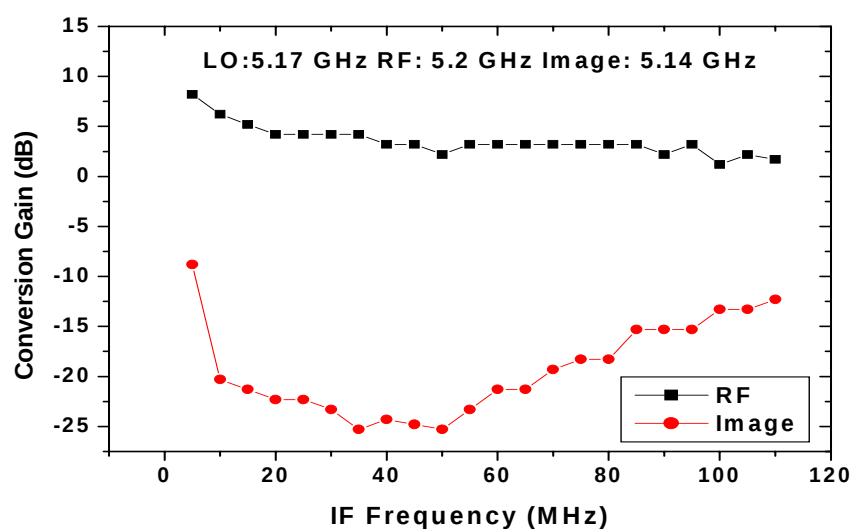
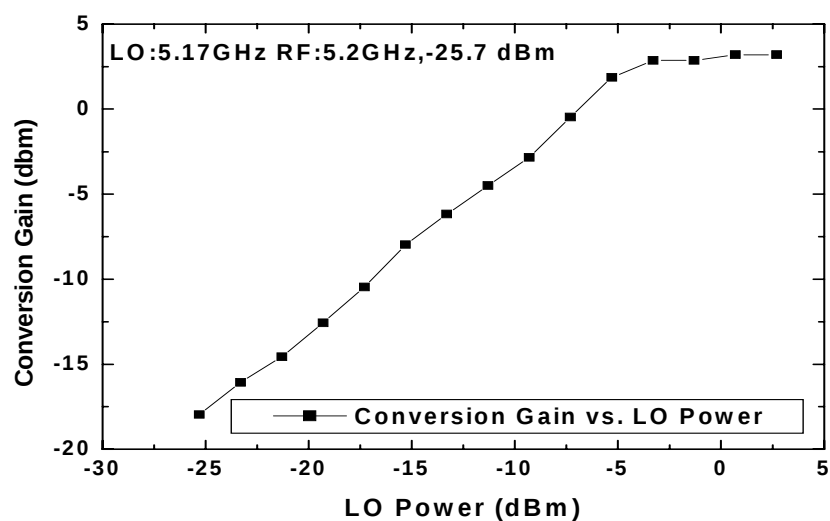
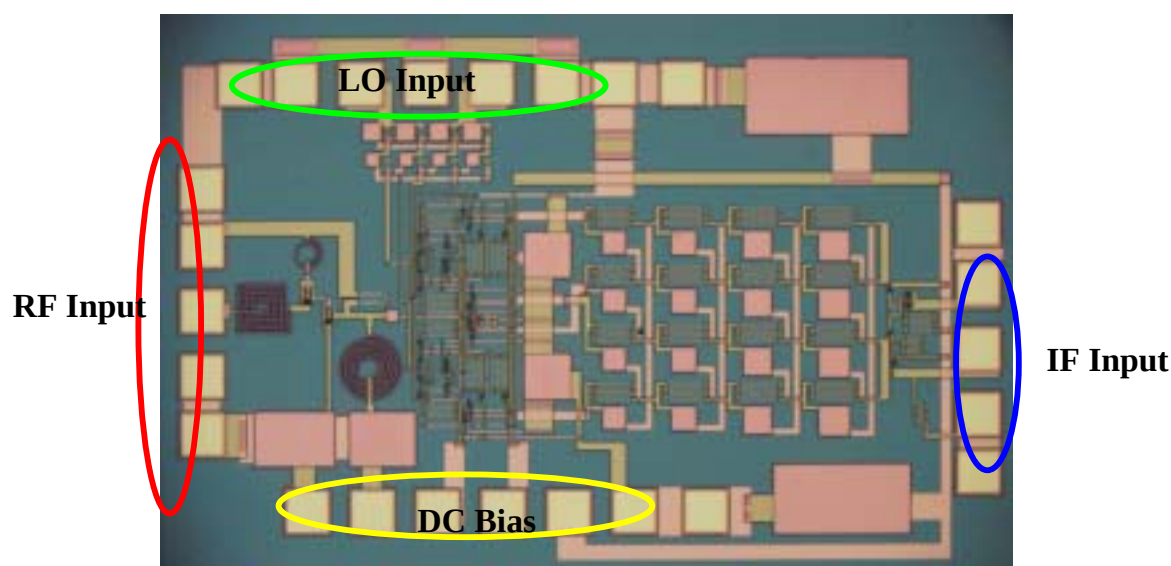


圖 4.61 轉換增益量測



圖 4.62 SQDC Micro-Photo(1.5*2mm²)

4.5.2 InGaP/GaAs HBT 雙正交相位降頻器

本電路之射頻頻段規劃一樣為針對於無線區域網路 802.11a 的應用範圍。其中 RF 頻率為 5.2 GHz 的 20MHz 頻段，LO 頻率則為 5.17GHz，因此 IF 為中心頻率為 30MHz 的 20MHz 頻寬頻段。其電路的整體架構如下圖所示，包含了四個混頻器所組成的雙正交複數降頻器、去除鏡像訊號的 RC-CR 多相位濾波器、LO 及 RF 的正交相位產生器，以及 RF 輸入端的被動差動訊號產生器。其電路圖如 4.63 所示，其中 RF 輸入端的差動訊號由一集總的 Rat-Race 來產生。為了達到更高的鏡像抑制功能，我們使用雙正交的複數降頻器，如圖 3.8a 所示，由於 RF 訊號先經過正交的路徑大大減少了中頻鏡像訊號造成的重疊，使得提高了鏡像抑制的能力，然而相對於單正交複數降頻器需要更複雜的電路。一般而言，要達到 60dB 的鏡像抑制功能，雙

正交複數降頻器只需達到 3% 的正交相位正確率，而對於單正交的複數降頻器則需達到 0.1% 的正交相位正確率。

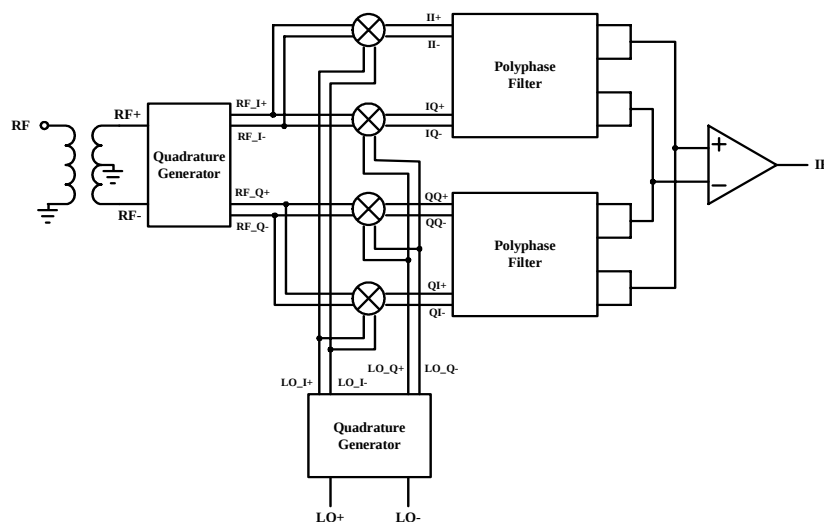


圖 4.63 雙正交相位複數降頻器架構

整體的雙正交複數降頻器如下圖 4.64 所示，其中 RC-CR 多相位濾波器與 RF、LO 正交訊號產生器如圖 4.47、4.49 所示。

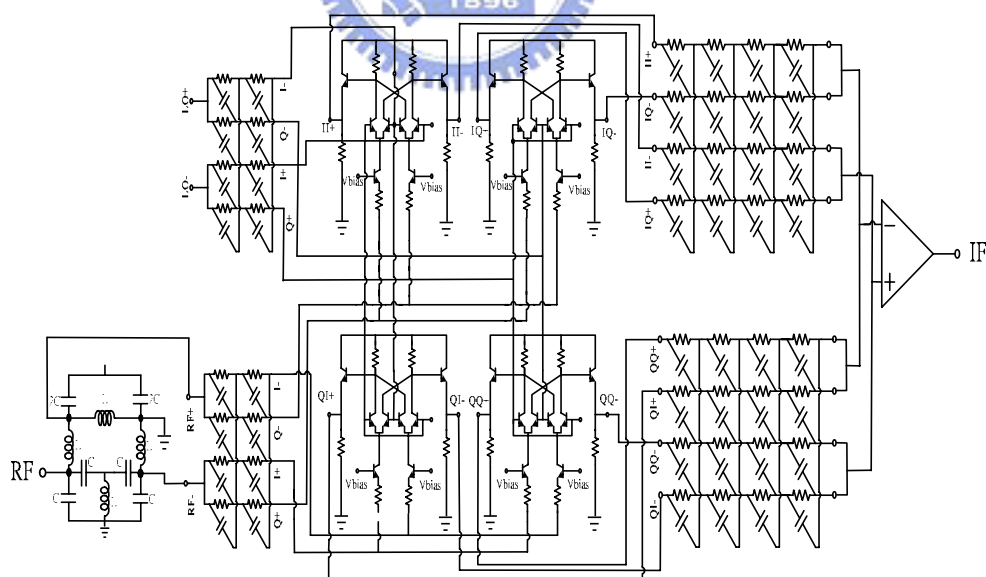


圖 4.64 雙正交相位複數降頻器電路圖

在 RF 輸入端的整合架構如下圖所示，我們利用一般的 Gilbert 混頻器但輸入級改用共基級的輸入，其 DC 的 Bias 則包含了 RC-CR 多相位濾波器與 Rat-Race 所組成。

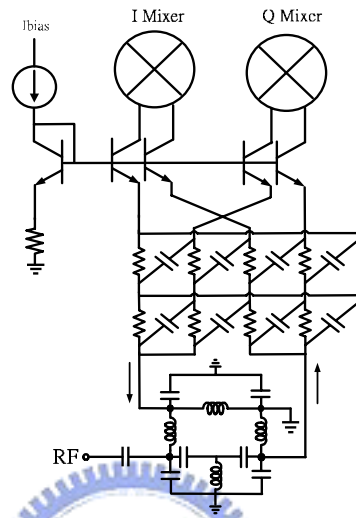


圖 5.65 CB 輸入級

在圖 4.63 中假設經由 RC-CR 多相位濾波器產生的四個相位的 RF 及 LO 輸入訊號分別為

$$\text{RF} \Rightarrow \begin{cases} I+ = \cos \omega_{RF} t, & I- = -\cos \omega_{RF} t \\ Q+ = \sin \omega_{RF} t, & Q- = -\sin \omega_{RF} t \end{cases} \quad (4.25)$$

以及

$$\text{LO} \Rightarrow \begin{cases} I+ = \cos \omega_{LO} t, & I- = -\cos \omega_{LO} t \\ Q+ = \sin \omega_{LO} t, & Q- = -\sin \omega_{LO} t \end{cases} \quad (4.26)$$

另外鏡像訊號為

$$\text{Image} \Rightarrow \begin{cases} I+ = \cos \omega_{im} t, & I- = -\cos \omega_{im} t \\ Q+ = \sin \omega_{im} t, & Q- = -\sin \omega_{im} t \end{cases} \quad (4.27)$$

其中 $\omega_{RF} - \omega_{LO} = \omega_{LO} - \omega_{im} = \omega_{IF}$

RF 訊號及鏡像訊號同時經過雙正交複數混頻器降頻後，共輸出八個相位，分別為 V_{out_II+} , V_{out_IQ-} , V_{out_II-} , V_{out_IQ+} , 以及 V_{out_QQ+} , V_{out_QI+} , V_{out_QQ-} , V_{out_QI-} 。如下表 4.5 分別計算 RF 訊號及鏡像訊號和 LO 訊號混頻的結果，可發現 RF 訊號和鏡像訊號分別產生逆時鐘順序及順時鐘順序不同的相位反應。

表 4.5 DQDC 降頻訊號計算結果

RF×LO	DQDC outputs (Low-pass)	Image×LO	DQDC outputs (Low-pass)
$V_{out_I\ I+}$	$\frac{1}{2}\cos\omega_{IF}t$	$V_{out_I\ I+}$	$\frac{1}{2}\cos\omega_{IF}t$
$V_{out_I\ Q-}$	$\frac{1}{2}\sin\omega_{IF}t$	$V_{out_I\ Q-}$	$-\frac{1}{2}\sin\omega_{IF}t$
$V_{out_I\ I-}$	$-\frac{1}{2}\cos\omega_{IF}t$	$V_{out_I\ I-}$	$-\frac{1}{2}\cos\omega_{IF}t$
$V_{out_I\ Q+}$	$-\frac{1}{2}\sin\omega_{IF}t$	$V_{out_I\ Q+}$	$\frac{1}{2}\sin\omega_{IF}t$
V_{out_QQ+}	$\frac{1}{2}\cos\omega_{IF}t$	V_{out_QQ+}	$\frac{1}{2}\cos\omega_{IF}t$
$V_{out_Q\ I+}$	$\frac{1}{2}\sin\omega_{IF}t$	$V_{out_Q\ I+}$	$-\frac{1}{2}\sin\omega_{IF}t$
V_{out_QQ-}	$-\frac{1}{2}\cos\omega_{IF}t$	V_{out_QQ-}	$-\frac{1}{2}\cos\omega_{IF}t$
$V_{out_Q\ I-}$	$-\frac{1}{2}\sin\omega_{IF}t$	$V_{out_Q\ I-}$	$\frac{1}{2}\sin\omega_{IF}t$

--模擬結果--

圖 4.66 IRR(RF:5.2GHz LO:5.17GHz Image:5.14 GHz) 模擬

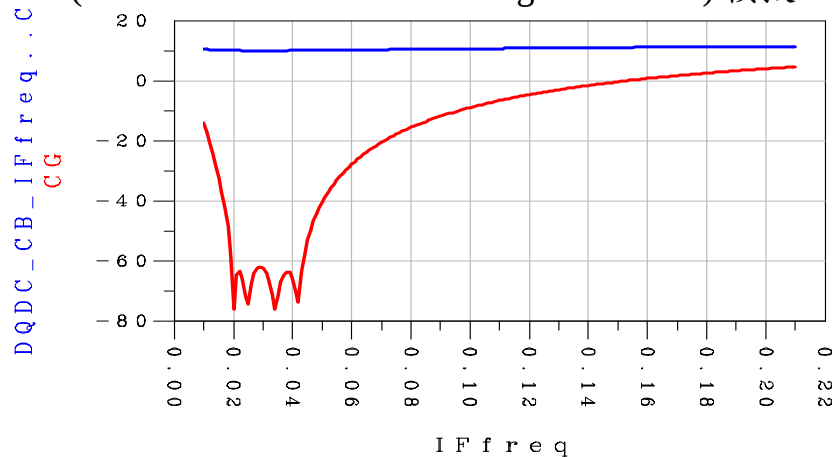


圖 4.67 轉換增益(RF:5.2GHz LO:5.17GHz) 模擬

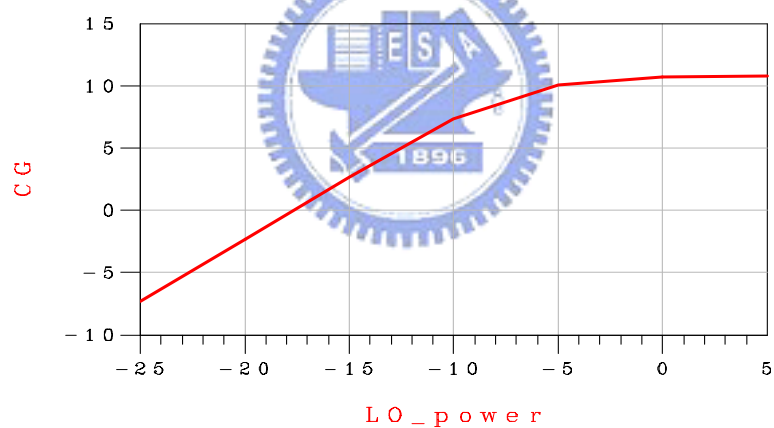
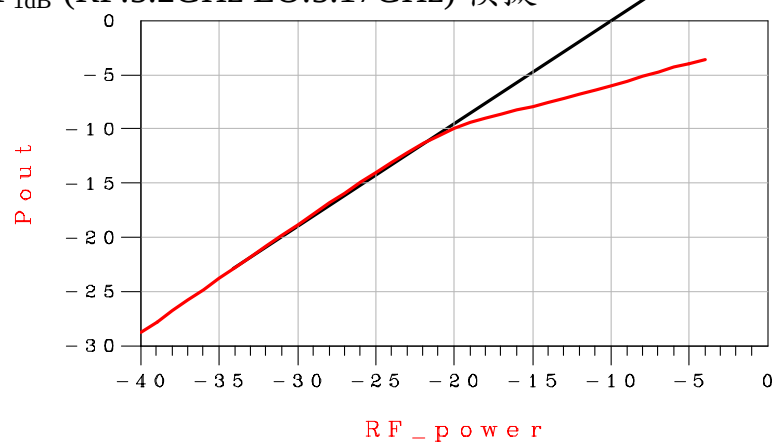
圖 4.68 P_{1dB} (RF:5.2GHz LO:5.17GHz) 模擬

圖 4.69 IM3 (RF:5.200&5.201GHz LO:5.17GHz)

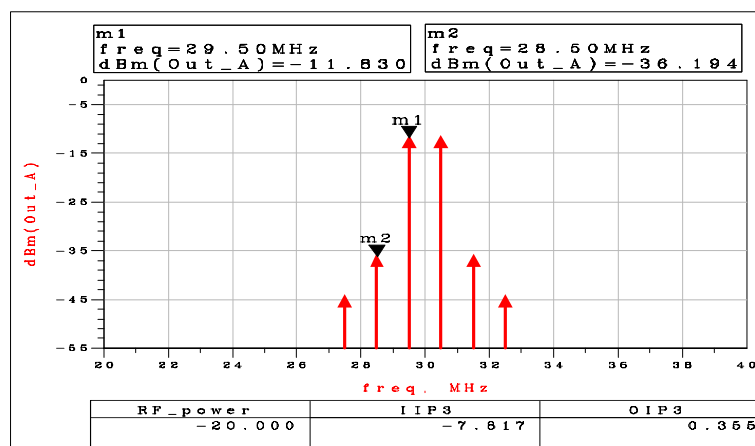
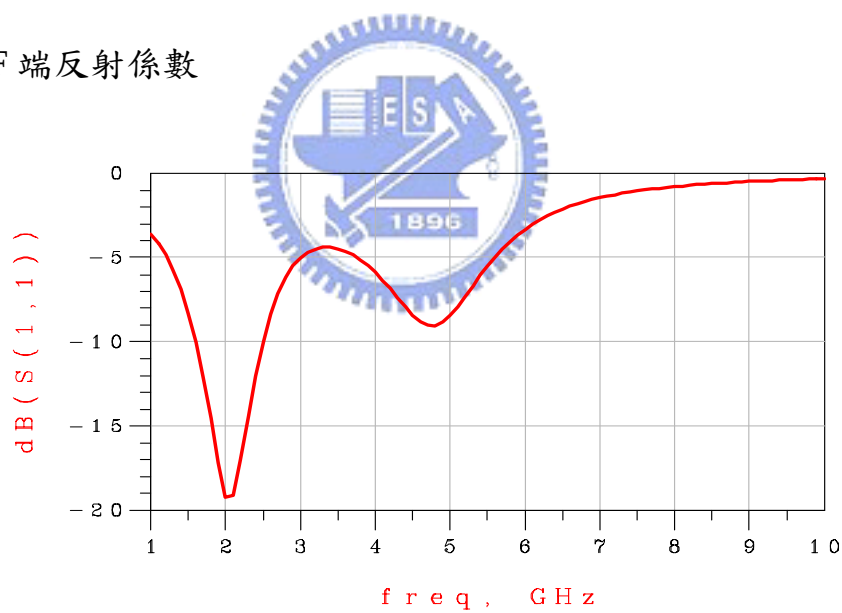


圖 4.70 RF 端反射係數



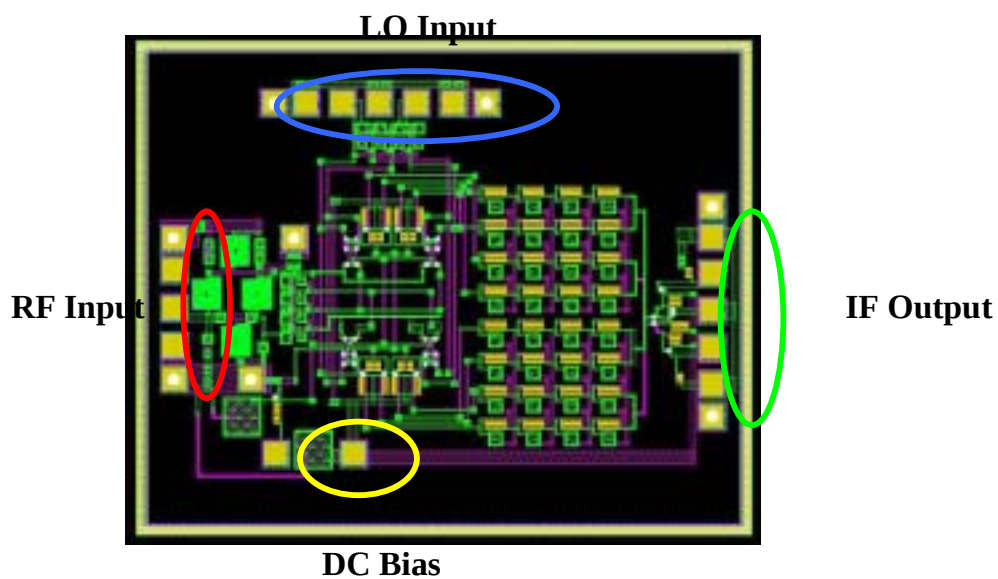
圖 4.71 DQDC Layout (2.5*2 mm²)

表 4.6 DQDC 模擬結果

Double Quadrature Down-Converter (GCT 2 μ m HBT)	
	Simulation
DC Current	35.2mA@ 5V
Conversion Gain	10 dB@ LO:-5dbm
P1dB	-18 dBm
IIP3/OIP3	-7.8dBm/0.3 dBm
Image Rejection	>70 dB
LO-RF Isolation	>40 dB
LO-IF Isolation	>60 dB
Input Return Loss	-8 dB

—結果與討論—

由於使用雙正交相位的架構，相位、振幅的誤差對鏡像訊號抑制比率的影響已大幅降低，其鏡像訊號抑制比率皆在 70dB 以上，且對於 I/Q 的振幅、相位敏感度較為減少。



第五章

結論

在本篇論文我們研製了應用於無線區域網路的吉伯特混頻器，並且利用一修正之電壓-電流轉換級來達成一寬頻匹配的輸入級。另外，利用複數降頻架構實現了具鏡像訊號抑制的降頻器。

TSMC 0.18um CMOS 製程方面，包含了一利用電流合成器產生單端輸出之升頻微混頻器，實驗結果與模擬結果大致符合，實驗結果顯示混頻器擁有-9dB 的增益、-5dBm 之 P1dB 增益壓縮、-2.5dBm 之 IIP3、與 4.68mW (2.6mA@1.8V) 的功率消耗，並且一很寬的輸入匹配。另外一單頻帶的升頻器，則有約 20dB 的邊頻抑制，這方面就較不符合模擬預期結果。

在 GCT 2.0um HBT 製程，實現了一個整合集總 Rat-Racing Balun 與電流合成器的升頻混頻器，實驗結果顯示混頻器擁有 1dB 的增益、-11dBm 之 P1dB 增益壓縮、-10 dBm 之 IIP3，與 32.5mW (6.5mA@ 5V)的功率消耗，實驗結果與模擬結果也大致符合。另外鏡像去除降頻器方面，包含單正交與雙正交相位的複數降頻器，單正交相位降頻器模擬有 50dB 左右的鏡像抑制，但較易受振幅、相位誤差的影響，雙正交降頻器整合了一集總的 Rat-Racing Balun，模擬則有約 70dB 的鏡像抑制且對於相位、振幅誤差的敏感度較為小。

參考文獻

- [1] 宋大偉, "混頻器與多相位濾波器", 國立中興大學碩士論文, 2003
- [2] B. Razavi, "RF Microelectronics," Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall PTR, 1998, Chapter 5.6
- [3] J. Crols and M. Steyaert, "CMOS Wireless Transceiver Design," Kluwer Academic Publishers, 2000, Chapter 3.
- [4] T. H. Lee, The Design of CMOS Radio-frequency Integrated Circuits, Cambridge University Press, 1998.
- [5] B. Razavi, Design of Analog CMOS Integrated Circuit, Mc Graw Hill, 1996.
- [6] Farbod Behbahani, Yoji Kishigami, John Leete, and Asad Abidi, "CMOS Mixers and Polyphase Filters for Large Image Rejection," IEEE Journal of solid-state circuits, VOL. 36, NO. 6, JUNE 2001.
- [7] Jan Crols and Michiel Steyaert, "An Analog Integrated Polyphase Filter for a High Performance Low-IF Receiver," Proc. VLSI Circuits Symposium, Kyoto, pp. 87-88, June 1995.
- [8] A. A. Abidi, A. Rofougaran, G. Chang, J. Rael, J. Chang, M. Rofougaran, and P. Chang, "The Future of CMOS Wireless Transceivers," Digest of Technical Papers, ISSCC, pp. 118-119, San Francisco, 1997.
- [9] J. Crols and M. Steyaert, "A Fully Integrated 900 MHz CMOS Double Quadrature Downconverter," Proc. ISSCC, Session 8.1, San Francisco, Feb. 1995.
- [10] J. Crols and M. Steyaert, "A Single-Chip 900 MHz CMOS Receiver Front-End

with a High Performance Low-IF Topology,” IEEE J. of Solid-State Circuits, vol. 30, no. 12, pp. 1483-1492, Dec. 1995

[11] Farbod Behbahani, J. C. Leete, Y. Kishigami, A. Rothmerier, K. Hoshino, and A. A. Abidi, “A 2.4-GHz Low-IF receiver for wideband WLAN in 0.6 μ m CMOS-Architecture and front-end,” IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 35, pp. 1908-1916, Dec 2000.

[12] M. Steyaert and R. Roovers, “A 1-GHz Single-Chip Quadrature Modulator,” IEEE J. of Solid-State Circuits, Vol. SC-27, no. 8, pp. 1194-1196, Aug. 1992.

[13] Thomas H. Lee, Hiran Samavati, and Hamid R. Rategh, “5-GHz CMOS Wireless LANs,” IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. 50, no. 1, Jan. 2002.

[14] Ting-Ping Liu and Eric Westerwick, “5-GHz CMOS Ratio Transceiver Front-End Chipset,” IEEE J. of Solid-State Circuits, vol. 35, no. 12, Dec. 2000.

[15] Jean-Olivier Plouchart, Herschel Ainspan, Mehmet Soyuer, “A 5.2 GHz 3.3V I/Q SiGe RF Transceiver,” IEEE Custom Integrated Circuits Conference, 1999.

[16] H. Samavati, H. Rategh, and T. Lee, “A 12.4-mW CMOS front-end for a 5-GHz wireless LAN receiver,” in Symp. VLSI Circuits, pp. 87-90, June 1999.

[17] Hooman Darabi and Asad A. Abidi, “Noise in RF-CMOS mixers a simple physical model,” IEEE Transaction of Solid-State Circuits, vol.35, No.1, pp.15-25, Jun. 2000.

[18] Hiran Samavati, Hamid R. Rategh and T. H. Lee, “A 5GHz CMOS Wireless-LAN Receiver Front-End,” IEEE J. of Solid-State Circuits, vol.35, No.5, pp.765-772, May 2000.

[19] S. G. Lee and J. K. Choi, “Current-reuse bleeding mixer,” Electron. Lett, vol.36, no.8, pp.696-697, April 2000

[20] G. Gonzalez, Microwave Transistor Amplifier :Analysis and Design, Prentice Hall, 1997.

- [21]鄒伯均,”雙載子電晶體和異質接面雙載子電晶體之雜訊特性分析”,中興大學碩士論文, 2003
- [22] K.L. Fong, R.G. Meyer,”Monolithic Active Mixer Design”,IEEE Transactions on Circuits and Systems-II: Analog and Digital Signal Processing, Vol. 46, NO. 3, March 1999, pp. 231~239.
- [23]B. Gilbert,”The MICROMIXER: A Highly Linear Variant of the Gilbert Mixer Using a Bisymmetric Class-AB Input Stage “, IEEE JSSC Vol. 32 pp.1412~1413, Sept. 1997
- [24] S.J. Parisi,” A Lumped-Element Rat-Race Coupler”, Applied Microwaves, Aug/Sept 1989,p84



作者簡介

姓名：林明奇

出生年月日：民國 67年 9月 16日

籍貫：台灣省雲林縣

學歷：國立台中文華高中 (1994/9~1997/6)

國立交通大學電信工程學系 (1997/9~2002/6)

國立交通大學電信工程所電波組 (2002/9~2004/6)

