

國立交通大學

電信工程學系碩士班

碩士論文

威福-哈特利鏡像消除降頻器與雙頻道低雜
訊放大器



Weaver-Hartley Image Rejection Down Converter and
Dual Band Low Noise Amplifier

研究生：廖樺興

指導教授：孟慶宗

中華民國 九十五年 七月

威福-哈特利鏡像消除降頻器與雙頻道低雜訊放大器

Weaver-Hartley Image Rejection Down Converter and Dual Band Low Noise Amplifier

研究生: 廖樺興

Student: Hua-Yu Liao

指導教授: 孟慶宗 博士

Advisor: Dr. Chin Chun Meng

國立交通大學

電信工程學系碩士班



Submitted to Department of Communication Engineering

College of Electrical and Computer Engineering

National Chiao Tung University

In Partial Fulfillment of the Requirements

For the Degree of

Master of Science

In

Communication Engineering

July 2006

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十五年七月

威福-哈特利鏡像消除降頻器與 雙頻道低雜訊放大器

學生：廖樺輿

指導教授：孟慶宗 博士

國立交通大學

電信工程學系碩士班

摘 要

由於系統晶片時代的來臨，外差式接收機已不能滿足時代潮流的需要，所以低中頻架構是目前射頻接收機的主流架構。因此，在本篇論文中我們提出一個新的架構---“威福-哈特利鏡像消除降頻器”，並在實作中驗證此架構。雜訊指數對於接收機是一個很重要的規格，所以在本篇論文中介紹雙載子電晶體雜訊參數原理，以及應用於無線區域網路的雙頻道低雜訊放大器。

本篇論文主要以 TSMC 0.35 μ m SiGe BiCMOS 製程來設計與實現射頻電路。該射頻電路則包含了 5.2GHz 的威福-哈特利鏡像消除降頻器、異質接面雙載子電晶體雜訊參數分析、雙頻道中間級匹配低雜訊放大器、使用差動驅動電感雙頻道差動低雜訊放大器、使用變壓器雙頻道差動低雜訊放大器。

Weaver-Hartley Image Rejection Down Converter and Dual Band Low Noise Amplifier

Student: Hua-Yu Liao

Advisor: Chin-Chun Meng

Department of Communication Engineering
National Chiao Tung University


Abstract

In order to increase the integration level, the heterodyne receiver is not capable to satisfy the requirement for the modern wireless application; therefore, the low-IF receiver architecture becomes one of the most popular architectures. In this thesis, a new low-IF architecture --- the Weaver-Hartley image rejection down-converter --- is demonstrated in this work. The noise figure is an important spec for receiver. In this thesis, we introduced the noise parameters principle of the bipolar transistor, and the dual band low noise amplifier for WLAN's applications.

In this thesis, several RF circuits are designed and implemented using the TSMC 0.35 μ m SiGe BiCMOS technology. The RFICs include the 5.2GHz Weaver-Hartley image rejection down-converter, the noise parameters analysis of the hetero-junction bipolar transistor, the concurrent inter-stage matching dual band LNA, the concurrent dual band differential LNA utilizing differentially driven inductor, and the concurrent dual band differential LNA utilizing transformer.

誌謝

研究所兩年的時間，一下子就過了，在這段期間很感謝孟慶宗老師的指導，讓我成長許多，並克服了種種困難。並感謝詹益仁教授、郭仁財教授與張志揚教授在百忙之餘能參加學生的口試並給予寶貴的建議，使我受益良多。在研究所期間，特別感謝Weaver Team宗翰的指導，使得Weaver-Hartley這個架構才會work。特別感謝聖哲在Noise量測上的幫忙，才可以有完整的Noise量測結果。特別感謝學姊珍儀，讓實驗室充滿歡樂的氣氛。



接下來感謝實驗室的大家。宗翰、聖哲、珍儀、宏儒、澤宏、宇文與智凱學長姐的指導，讓我對於研究有更多的了解。同時要感謝實驗室的同學英杰、家宏與柏勳的關懷以及課業上的幫忙，讓我這兩年的生活充實且愉快。此外，感謝學弟們勝文、柏誼、冠璋與約廷的支持和幫忙，讓我這兩年的研究所生活充滿回憶。

最後特別感謝我的父、母親與哥哥以及渥恩在求學過程中，給我最大的支持及關懷。最後，僅把此論文的榮耀獻給我的家人以及身邊所有關懷我的朋友們。

目錄

摘要 (中文)	i
摘要 (英文)	ii
致謝.....	iii
目錄	iv
圖目錄	vii
表目錄.....	xiv
第一章 導論.....	1
1.1 前言.....	2
1.2 論文組織.....	3
第二章 威福-哈特利鏡像消除降頻器設計.....	4
2.1 前言.....	5
2.2 射頻接收機架構.....	5
2.2.1 外差式接收機.....	5
2.2.2 雙降頻外差式接收機.....	8
2.2.3 零中頻接收機.....	9
2.2.4 低中頻接收機.....	14
2.3 鏡像消除接收機分析.....	15
2.3.1 威福鏡像消除接收機.....	15
2.3.2 哈特利鏡像消除接收機.....	19
2.4 實作, Weaver-Hartley Image Rejection Down Converter.....	23
2.4.1 研究動機.....	23
2.4.2 系統架構簡介.....	23
2.4.3 電路設計.....	40
2.4.4 電路模擬結果.....	49
2.4.5 晶片量測結果.....	53
2.4.6 結果與討論.....	59
第三章 電晶體雜訊參數分析.....	63
3.1 前言.....	64
3.2 異質接面雙載子電晶體雜訊參數原理.....	64
3.2.1 異質接面雙載子電晶體之雜訊模型.....	64
3.2.2 異質接面雙載子電晶體之輸入相關雜訊源.....	65

3.2.3	異質界面雙載子電晶體之雜訊相關矩陣.....	67
3.2.4	異質界面雙載子電晶體之雜訊參數.....	69
3.3	實作，High Frequency Active Device Testkey.....	74
3.3.1	異質界面雙載子電晶體雜訊參數分析.....	74
3.3.2	矽鍺異質界面雙載子電晶體雜訊參數模擬.....	81
3.3.3	晶片量測結果.....	83
3.3.4	結果與討論.....	88
第四章	低雜訊放大器設計.....	91
4.1	前言.....	92
4.2	低雜訊放大器設計原理.....	92
4.2.1	電晶體元件之設計.....	93
4.2.2	直流偏壓之設計.....	94
4.2.3	射極電感性退化.....	95
4.2.4	中間級匹配.....	95
4.3	De-Embedding 差動低雜訊放大器雜訊指數.....	96
4.3.1	Balun 產生的雜訊功率.....	97
4.3.2	低雜訊放大器產生的雜訊功率.....	98
4.3.3	全部輸出雜訊功率.....	99
4.3.4	功率增益與雜訊指數.....	100
4.4	實作一，Concurrent Inter-Stage Matching Dual Band LNA.....	101
4.4.1	研究動機.....	101
4.4.2	電路設計.....	101
4.4.3	電路模擬結果.....	108
4.4.4	晶片量測結果.....	111
4.4.5	結果與討論.....	115
4.5	實作二，Concurrent Dual Band LNA utilizing Differentially Driven Inductor.....	117
4.5.1	研究動機.....	117
4.5.2	電路設計.....	117
4.5.3	電路模擬結果.....	121
4.5.4	晶片量測結果.....	125
4.5.5	結果與討論.....	128
4.6	實作三，Concurrent Dual Band LNA utilizing Transformer.....	132
4.6.1	研究動機.....	132
4.6.2	電路設計.....	132
4.6.3	電路模擬結果.....	134
4.6.4	晶片量測結果.....	137
4.6.5	結果與討論.....	141

4.7 實作二、三之特性比較.....	144
第五章 結論.....	148
參考文獻.....	151
Appendix 金氧半場效電晶體雜訊參數原理.....	154



圖目錄

第二章.....	4
圖 2.1 外差式接收機.....	6
圖 2.2 (a)高中頻 (b)低中頻 的鏡像訊號消除.....	7
圖 2.3 雙降頻外差式接收機.....	8
圖 2.4 第二鏡像訊號問題.....	9
圖 2.5 零中頻接收機.....	9
圖 2.6 正交相位零中頻接收機.....	10
圖 2.7 零中頻架構直流偏移原因.....	11
圖 2.8 零中頻同相位/正交相位不匹配.....	11
圖 2.9 訊號星狀圖(a)增益(b)相位 不匹配效應.....	13
圖 2.10 訊號解調波形圖(a)增益(b)相位 不匹配效應.....	13
圖 2.11 偶次諧波失真.....	14
圖 2.12 低中頻接收機.....	15
圖 2.13 (a) $\cos \omega_{LO1}t$ (b) $\sin \omega_{LO1}t$ 頻譜.....	16
圖 2.14 威福鏡像消除接收機架構.....	17
圖 2.15 威福鏡像消除接收機 I/Q 增益、相位不匹配.....	19
圖 2.16 哈特利鏡像消除接收機架構.....	20
圖 2.17 等效哈特利鏡像消除接收機架構.....	20
圖 2.18 哈特利鏡像消除接收機 I/Q 增益、相位不匹配.....	22
圖 2.19 (a)威福降頻器架構(b)威福降頻器複數型式.....	24

圖 2.20	威福降頻器使用複數訊號分析頻譜(a)需要訊號與鏡像訊號混頻前 (b)經過第一級複數混頻器混頻 (c)訊號經過第一、二級複數混頻器混頻輸出結果.....	25
圖 2.21	威福鏡像消除架構詳細數學推導.....	26
圖 2.22	威福鏡像消除架構-第二鏡像訊號問題.....	27
圖 2.23	威福鏡像消除架構第二鏡像訊號詳細數學推導.....	27
圖 2.24	(a)威福-哈特利降頻器架構 (b)威福-哈特利降頻器複數型式.....	29
圖 2.25	威福-哈特利降頻器使用複數訊號分析頻譜(a)需要訊號與第一、二鏡像訊號混頻前 (b)經過第一級複數混頻器混頻 (c)訊號經過第二級複數混頻器混頻輸出結果 (d)訊號經過複數濾波器輸出結果.....	31
圖 2.26	第二鏡像訊號消除原理.....	32
圖 2.27	RC-CR 多相位濾波器 (a)正頻率 (b)負頻率 選擇.....	34
圖 2.28	RC 電路振幅與相位響應.....	34
圖 2.29	正負頻率序列.....	35
圖 2.30	(a)單正交相位降頻 (b)雙正交相位降頻.....	37
圖 2.31	威福-哈特利降頻器系統.....	39
圖 2.32	正交訊號產生器.....	40
圖 2.33	三級正交訊號產生器.....	41
圖 2.34	雙平衡吉伯特混頻器.....	42
圖 2.35	(a) I-通道(b) Q-通道 混頻器設計.....	43
圖 2.36	四倍頻本地振盪源電路架構.....	44
圖 2.37	真相位平衡乘法器電路.....	45
圖 2.38	乘法器架構.....	45
圖 2.39	不同級數RC-CR多相位濾波器鏡像消除比值.....	46
圖 2.40	三級RC-CR多相位濾波器.....	47
圖 2.41	輸出緩衝電路.....	48

圖 2.42	威福-哈特利鏡相消除降頻系統電路.....	49
圖 2.43	正交訊號產生器模擬.....	50
圖 2.44	RC-CR多相位濾波器模擬.....	50
圖 2.45	本地振盪源輸入級模擬.....	51
圖 2.46	需要訊號I、Q通道輸出頻率響應模擬.....	51
圖 2.47	第一鏡像訊號I、Q通道輸出頻率響應模擬.....	52
圖 2.48	第二鏡像訊號I、Q通道輸出頻率響應模擬.....	52
圖 2.49	威福-哈特利降頻器線性度模擬.....	53
圖 2.50	I、Q通道輸出波形模擬.....	53
圖 2.51	轉換增益對射頻頻率.....	54
圖 2.52	第一、二鏡像消除比值對射頻頻率.....	54
圖 2.53	轉換增益對本地振盪訊號功率.....	55
圖 2.54	LO Port到IF Port隔離度(Isolation).....	55
圖 2.55	LO Port到RF Port隔離度.....	56
圖 2.56	RF Port到IF Port隔離度.....	56
圖 2.57	IP1dB與IIP3量測結果.....	57
圖 2.58	RF Port-Input Return Loss量測結果.....	57
圖 2.59	I、Q通道輸出波形量測結果.....	58
圖 2.60	Die Photo(1.6 mm X 1.35 mm).....	58
圖 2.61	量測用的裝備.....	59
第三章.....		63
圖 3.1	異質接面雙載子電晶體雜訊模型.....	65
圖 3.2	寄生電阻熱雜訊電壓源.....	66
圖 3.3	I_{nC} 雜訊電流源.....	66
圖 3.4	I_{nB} 產生的輸入相關雜訊電流源.....	67
圖 3.5	無雜訊雙埠網路.....	68

圖 3.6	異質接面雙載子電晶體雙埠網路.....	71
圖 3.7	Emitter length對 R_{opt} 、 F_{min}	72
圖 3.8	Emitter width對 R_{opt} 、 F_{min}	73
圖 3.9	R_n 在低電流、高電流下對頻率作圖.....	75
圖 3.10	G_{opt} 在低電流、高電流下對頻率作圖.....	77
圖 3.11	B_{opt} 對頻率作圖.....	77
圖 3.12	F_{min} 在低電流、高電流下對頻率作圖.....	80
圖 3.13	hn155C2、ln155C2、dn155C2 電晶體 F_{min} 、 R_n 模擬.....	81
圖 3.14	High Speed電晶體-Emitter length對 F_{min} 、 R_n 、 R_{opt} 模擬.....	82
圖 3.15	電晶體dn155C2-Emitter width對 F_{min} 、 R_n 模擬.....	82
圖 3.16	電晶體dn155C2- I_C 對 F_{min} 模擬.....	83
圖 3.17	dn122、dn155C2 電晶體-Emitter length對 Noise Factor.....	84
圖 3.18	dn122、dn155C2 電晶體-Emitter length對 R_n	84
圖 3.19	dn155C2、dw155C2 電晶體-Emitter width對 Noise Factor.....	85
圖 3.20	電晶體dn155C2-偏壓電流對 R_n	85
圖 3.21	電晶體dn155C2-偏壓電流對 G_{opt}	86
圖 3.22	電晶體dn155C2-偏壓電流對 B_{opt}	86
圖 3.23	電晶體dn155C2-偏壓電流對 F_{min}	87
圖 3.24	電晶體 dn155C2-最小雜訊偏壓電流.....	87
圖 3.25	Die Photo (1.5mm X 1.3mm).....	88
第四章.....		91
圖 4.1	Emitter length 之設計.....	94
圖 4.2	直流偏壓之設計.....	94
圖 4.3	(a)射極電感性退化電路(b)射極電感性退化小訊號模型.....	95
圖 4.4	中間級匹配架構.....	96
圖 4.5	差動低雜訊放大器雙邊雜訊指數量測方式.....	97

圖 4.6	輸入端 power split balun.....	97
圖 4.7	輸出端 power combine balun.....	98
圖 4.8	低雜訊放大器的增益與雜訊指數.....	99
圖 4.9	輸出端全部雜訊單位功率.....	100
圖 4.10	電晶體 dn155C2-偏壓電流對 Q_{opt}	103
圖 4.11	傳統疊接低雜訊放大器內部匹配問題.....	104
圖 4.12	雙頻道中間級匹配.....	104
圖 4.13	(a)LC branch(b)LC tank.....	105
圖 4.14	雙頻道中間級匹配網路設計.....	106
圖 4.15	雙頻道功率增益設計.....	106
圖 4.16	輸出端匹配網路.....	107
圖 4.17	共電流雙頻道 LNA 電路.....	108
圖 4.18	電晶體 dn155C2- R_n 模擬.....	108
圖 4.19	電晶體 dn155C2-NFmin 模擬.....	109
圖 4.20	電晶體 dn155C2- R_{opt} 模擬.....	109
圖 4.21	雙頻道 LNA- S_{21} 模擬.....	110
圖 4.22	雙頻道 LNA-NF 模擬.....	110
圖 4.23	雙頻道 LNA- S_{11} 、 S_{22} 模擬.....	111
圖 4.24	雙頻道 LNA-穩定度模擬.....	111
圖 4.25	雙頻道 LNA- S_{21} 、 A_v 量測結果.....	112
圖 4.26	雙頻道 LNA- S_{11} 、 S_{22} 量測結果.....	112
圖 4.27	雙頻道 LNA-NF 量測結果.....	113
圖 4.28	雙頻道 LNA-Low Band 線性度量測結果.....	113
圖 4.29	雙頻道 LNA-High Band 線性度量測結果.....	114
圖 4.30	Die Photo(1 mm X 1 mm).....	114
圖 4.31	非對稱型 spiral 電感實體佈局.....	118

圖 4.32	兩個差動驅動非對稱型電感.....	118
圖 4.33	差動驅動對稱型電感.....	119
圖 4.34	(a)電感的集總等效電路模型 (b)single-ended 等效電路模型 (c)差動激發等效電路模型.....	120
圖 4.35	使用差動電感雙頻道差動 LNA 電路.....	121
圖 4.36	Differential Inductor-A 感值、Q 值模擬.....	122
圖 4.37	Differential Inductor-B 感值、Q 值模擬.....	122
圖 4.38	Differential Inductor-C 感值、Q 值模擬.....	123
圖 4.39	使用差動電感雙頻道差動 LNA-S21 模擬.....	123
圖 4.40	使用差動電感雙頻道差動 LNA-NF 模擬.....	124
圖 4.41	使用差動電感雙頻道差動 LNA-S11、S22 模擬.....	124
圖 4.42	使用差動電感雙頻道差動 LNA-穩定度模擬.....	125
圖 4.43	使用差動電感雙頻道差動 LNA-S _{DD21} 、A _v 量測結果.....	125
圖 4.44	使用差動電感雙頻道差動 LNA-S _{DD11} 、S _{DD22} 量測結果.....	126
圖 4.45	使用差動電感雙頻道差動 LNA-NF 量測結果.....	126
圖 4.46	使用差動電感雙頻道差動 LNA-Low Band 線性度量測結果.....	127
圖 4.47	使用差動電感雙頻道差動 LNA-High Band 線性度量測結果.....	127
圖 4.48	Die Photo(1 mm X 1 mm).....	128
圖 4.49	(a)四個差動驅動非對稱型電感 (b)兩個差動驅動對稱型電感.....	133
圖 4.50	對稱型變壓器.....	133
圖 4.51	使用變壓器雙頻道差動 LNA 電路.....	134
圖 4.52	Differential Inductor-A 感值、Q 值模擬.....	135
圖 4.53	Transformer 感值、Q 值模擬.....	135
圖 4.54	使用變壓器雙頻道差動 LNA-S21 模擬.....	136
圖 4.55	使用變壓器雙頻道差動 LNA-NF 模擬.....	136
圖 4.56	使用變壓器雙頻道差動 LNA-S11、S22 模擬.....	137

圖 4.57	使用變壓器雙頻道差動 LNA-穩定度模擬.....	137
圖 4.58	使用變壓器雙頻道差動LNA- S_{DD21} 、 A_v 量測結果.....	138
圖 4.59	使用變壓器雙頻道差動LNA- S_{DD11} 、 S_{DD22} 量測結果.....	138
圖 4.60	使用變壓器雙頻道差動 LNA-NF 量測結果.....	139
圖 4.61	使用變壓器雙頻道差動 LNA-Low Band 線性度量測結果.....	139
圖 4.62	使用變壓器雙頻道差動 LNA-High Band 線性度量測結果.....	140
圖 4.63	Die Photo(1 mm X 1 mm).....	140
圖 4.64	使用差動電感、變壓器雙頻道差動LNA- S_{DD21} 量測結果比較.....	144
圖 4.65	使用差動電感、變壓器雙頻道差動 LNA- A_v 量測結果比較.....	144
圖 4.66	使用差動電感、變壓器雙頻道差動LNA- S_{DD11} 量測結果比較.....	145
圖 4.67	使用差動電感、變壓器雙頻道差動LNA- S_{DD22} 量測結果比較.....	145
圖 4.68	使用差動電感、變壓器雙頻道差動 LNA-NF 量測結果比較.....	146



表目錄

表 2.1 高、低中頻優缺點比較.....	7
表 2.2 威福、哈特利鏡像消除原理.....	28
表 2.3 威福-哈特利降頻器第二中頻訊號.....	36
表 2.4 威福-哈特利降頻器 Frequency Planning.....	38
表 2.5 Weaver-Hartley Image Rejection Down Converter 模擬與量測結果.....	62
表 4.1 Concurrent Inter-Stage Matching Dual Band LNA 模擬與量測結果.....	116
表 4.2 Concurrent Dual Band Differential LNA utilizing Differentially Driven Inductor 模擬與量測結果.....	131
表 4.3 Concurrent Dual Band Differential LNA utilizing Transformer 模擬與量測結果.....	143
表 4.4 Differential-Inductor LNA 與 Transformer LNA 特性比較.....	147

第一章

導論



1.1 前言


最近幾年無線通訊科技的快速發展，包含手機、Bluetooth、無線區域網路(Wireless LAN :WLAN)等無線設備的普及，已成為我們日常生活中不可缺少的溝通與訊息傳輸工具。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加值服務，並且需要低功耗操作以延長電池壽命成為無線通訊設備共同的趨勢。而由於積體電路技術、數位通訊與數位訊號處理方法等的進步使得通訊設備的功能更加多元化，並依據不同的地區、功能與成本的需求，分別發展出不同的系統規格，而各系統對於傳輸頻段、訊號頻寬、調變方式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、混合信號或是射頻電路將更加的複雜，設計難度將不斷提升。

而在射頻電路的設計方面，更高的傳輸頻率、更低的操作電壓與功率消耗、以及更高的電路整合度使射頻電路設計充滿了挑戰性。就現今的個人通訊裝置而言，雖然射頻電路只佔了極小部份，但是射頻電路仍是現今電路設計上的一個瓶頸。由於射頻電路需考慮許多特性，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、信號振幅及在系統規格之間的取捨，各種參數相互地影響使得設計上更加困難。重要的是，目前仍然缺少一個精確的高頻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。另外，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，電路的設計者多半憑著多年經驗和直覺來設計及預測電路的效能，這樣一來，經驗不足的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。由於以上原因我們可以看出，不管是人力、軟體或是硬體上的種種限制，都提高了設計及量產上的難度，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 製程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。不可否認的，CMOS 製程技術在無線通信的電路設計中一直佔有很重要的角色，但在各種電路之中，SiGe HBT 所具有的「高截止頻率、高電流」等等的特色，是 CMOS 無法取代的。RFIC 在現有的製作上，仍以新開發之矽鍍 (SiGe) 技術為領先群。

1.2 論文組織



本篇論文將利用 TSMC SiGe 0.35 μm BiCMOS 製程技術來設計晶片。本論文分為五個章節，第一章為導論，說明無線通訊的發展與前端電路的設計觀念；第二章主要介紹威福-哈特利鏡像消除降頻器；第三章介紹電晶體的雜訊參數；第四章介紹低雜訊放大器。第二到第四章除了理論上的說明外，還有實作的量測結果以作驗證。第五章則對上述的所有電路設計與實作結果作個結論。

第二章

威福-哈特利鏡像消除 降頻器設計



2.1 前言

零中頻(Zero-IF)和低中頻(Low-IF)接收機是目前被廣泛使用的接收機架構，由於此架構不需使用外接的濾波器，可以由單一積體電路來實現，所以在無線接收機設計時常會使用該架構。零中頻接收機直接將射頻訊號降到基頻，因此不會有鏡像訊號(Image Signal)干擾的問題。低中頻接收機仍需將射頻訊號降到較低的中頻，因此會產生鏡像訊號干擾的問題。在無線通訊中，鏡像訊號干擾是一個很嚴重的問題，為了可以消除鏡像訊號，所以我們採用複數訊號(Complex Signal)的架構，使用同相位(In-phase)和正交相位(Quadrature-phase)的射頻訊號、本地振盪訊號來處理接收訊號，將鏡像訊號消除掉。常見的鏡像消除接收機(Image Reject Receiver)為威福(Weaver)、哈特利(Hartley)架構，此種架構可以消除鏡像訊號。然而威福鏡像消除接收機會產生第二鏡像訊號(Second Image Signal)的問題，無法藉由此架構消除，並且因為只與射頻訊號相差兩個第二中頻，所以無法由鏡像消除濾波器(Image Rejection Filter)消除掉。因此本章節將分析威福、哈特利鏡像消除接收機的架構原理，以及實際電路的非理想效應對鏡像訊號消除的影響。並且提出新的鏡像消除降頻器架構，該架構可以同時消除第一鏡像訊號(First Image Signal)與第二鏡像訊號，並展示實作結果，對於常用的接收機架構也作討論。

2.2 射頻接收機架構

2.2.1 外差式接收機(Heterodyne Receiver)

射頻接收機架構，主要可分為外差式接收機、直接降頻接收機(Homodyne Receiver)。這兩種架構接收機最主要的差別，為外差式接收機將訊號降到中頻，而直接降頻接收機直接將訊號降到基頻。如圖 2.1 所示，由天線接收射頻訊號，再經由射頻濾波器(RF Filter)濾掉頻帶外之訊號，及低雜訊放大器放大射頻訊號，然後藉混頻器和本地振盪訊號混頻產生中頻訊號。但外差式接收機會有一個嚴重的問題，就是鏡像訊號的干擾。所謂鏡像訊號就是和射頻訊號一樣，經由本地振盪訊號混頻產生相同頻率的中頻。如果射頻訊號為 $(\omega_{LO} + \omega_{IF})$ ，則鏡像訊號即為 $(\omega_{LO} - \omega_{IF})$ ，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。因而外差式接收機需要在低雜訊放大器及混頻器間，加上鏡像消除濾波器來消除鏡像訊號的干擾。通常濾波器需要高 Q 值，所以無法由晶片實現，需由晶片外的被動元件組成。因此會不利系統整合積體化，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。

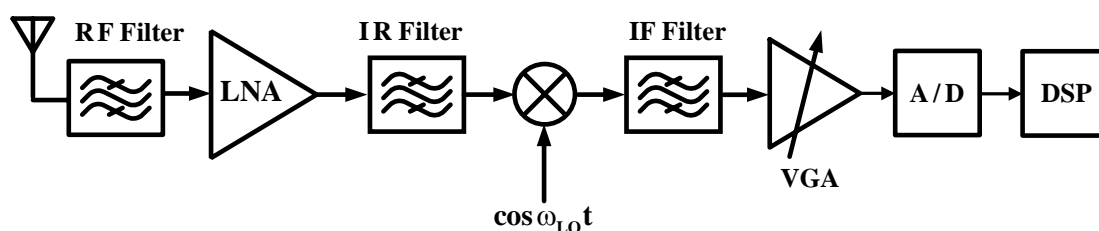


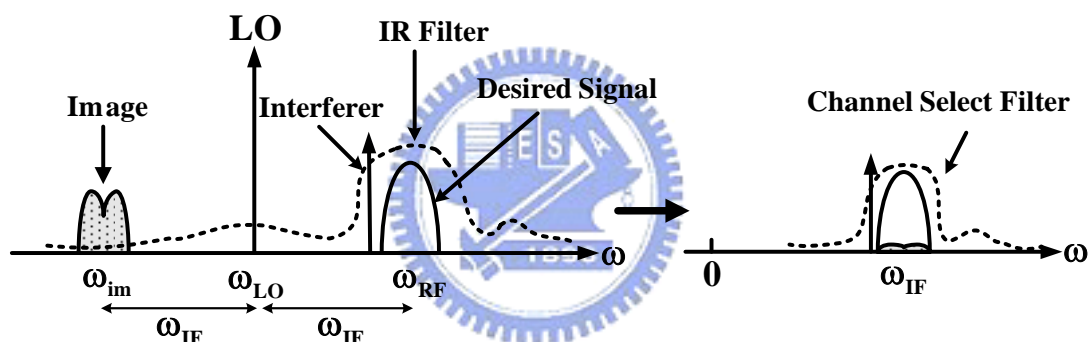
圖 2.1 外差式接收機

然而在外差式接收機中，中頻頻率的選擇對於整個通訊系統有很大的影響。如果選擇高中頻，鏡像訊號會離需要訊號(Desired Signal)較遠。因此鏡像消除濾波器可以容易將鏡像訊號消除，但因為高頻濾波器的 Q 值不高，所以鄰近通道的干擾訊號較不易消除。如果選擇低中頻，鏡像訊號會離需要訊號較近。因此鏡像消除濾波器對於鏡像

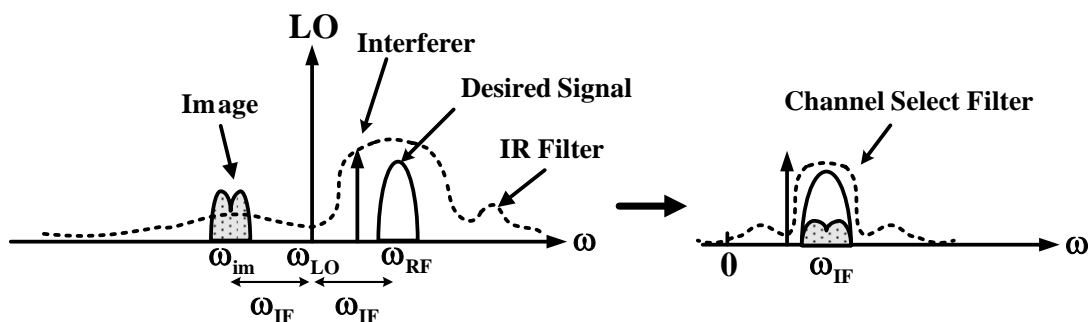
訊號較不易消除，但因為低頻濾波器的 Q 值較高，所以鄰近通道的干擾訊號較容易消除。圖2.2為選擇高、低中頻的鏡像消除頻譜圖，同時表2.1也將高、低中頻的優缺點作個比較。

表2.1 高、低中頻優缺點比較

中頻	高	低
優點	易消除鏡像訊號	易消除鄰近通道干擾訊號
缺點	不易消除鄰近通道干擾訊號	不易消除鏡像訊號



(a)



(b)

圖2.2 (a)高中頻 (b)低中頻 的鏡像訊號消除

從以上所述，中頻的選擇需考慮此通訊系統，鏡像訊號和鄰近通道干擾訊號對於系統的干擾誰較嚴重，去決定中頻的頻率高低。

2.2.2 雙降頻外差式接收機(Double-Conversion Heterodyne Receiver)

根據上述的中頻頻率分析，得到圖2.3的雙降頻外差式接收機。綜合高、低中頻的優點，將雙降頻外差式接收機的第一中頻設計為高中頻，容易將鏡像訊號消除。接下來，將第二中頻設計為低中頻，容易將鄰近通道干擾訊號消除。因此，雙降頻外差式接收機可以同時消除鏡像訊號與鄰近通道干擾訊號。

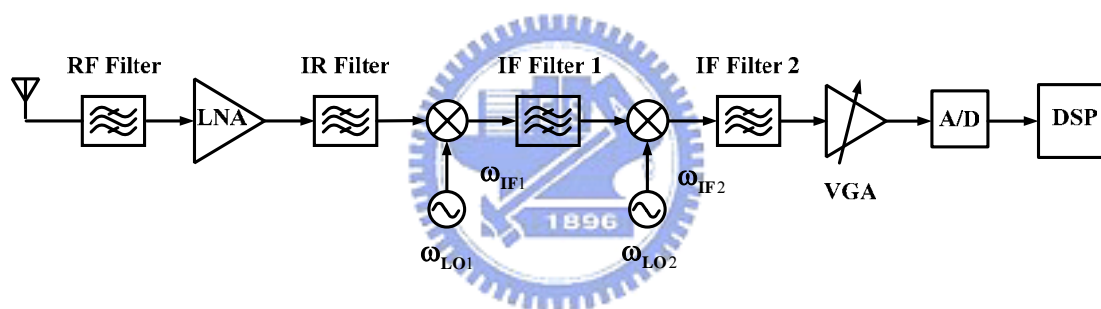


圖2.3 雙降頻外差式接收機

雖然雙降頻外差式接收機，可以同時消除鏡像訊號與鄰近通道干擾訊號，同時此架構也產生了一個嚴重的問題，就是第二鏡像訊號問題(圖2.4)，因為第二鏡像訊號與需要訊號只相差兩個第二中頻，所以無法使用鏡像消除濾波器消除。

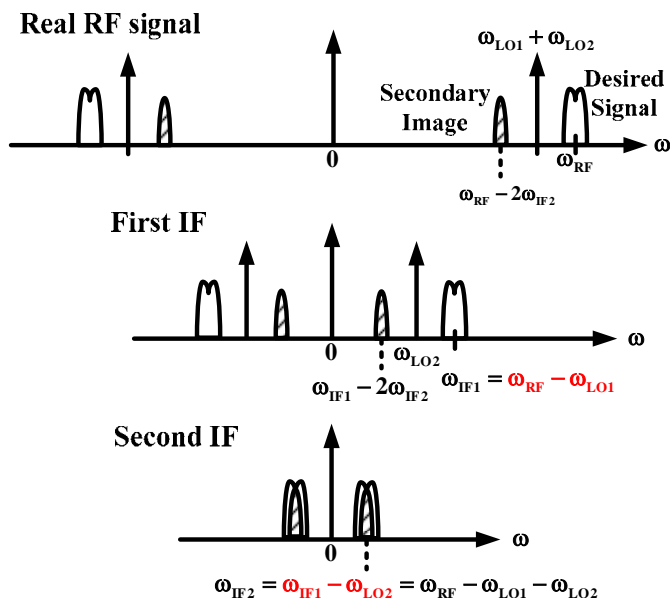


圖2.4 第二鏡像訊號問題

2.2.3 零中頻接收機(Zero IF Receiver)

如前一節所述，外差式接收機由於實作上須外接鏡像去除濾波器，以達到規格的要求，所以無法將系統整合積體化。因此，近年來接收機的相關研究發展，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2.5即為零中頻接收機的架構。射頻訊號先經過低雜訊放大器放大訊號後，直接由本地振盪訊號降至基頻訊號，因此又稱為直接轉換接收機(Direct Conversion Receiver)。因為本地振盪訊號頻率與射頻訊號頻率相同，沒有鏡像訊號的問題，所以不須在混頻器前再加一個鏡像消除濾波器。

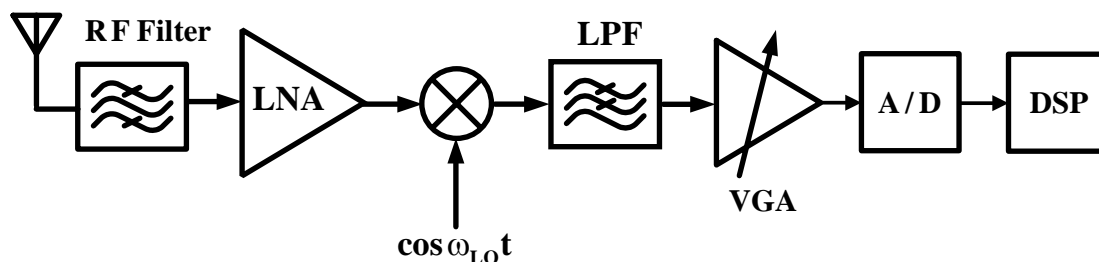


圖2.5 零中頻接收機

不過圖2.5的架構只適用於雙邊頻帶(Double-Sideband)的振幅調變(AM)訊號，因為振幅調變正負兩側的頻譜是一樣的，在降頻後頻譜完全重疊並不會發生問題。如果要傳送頻率調變(FM)或是相位調變(PM)的訊號，必須使用正交相位的架構(圖2.6)。

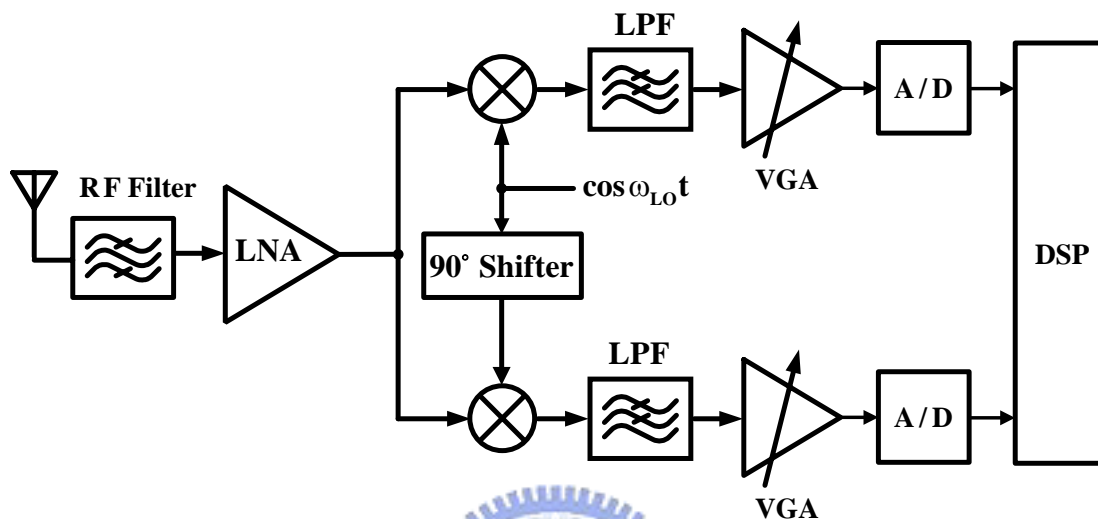


圖2.6 正交相位零中頻接收機

然而在電路的實作上，零中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)、同相位/正交相位不匹配(I/Q Mismatch)、偶次諧波失真(Even-Order Distortion)、低頻顫動雜訊(Flicker noise)等問題。以下簡單說明這些現象：

(1) 直流偏移(DC Offset)

由於本地振盪訊號和射頻訊號頻率相同，如圖2.7所示。因為混頻器射頻-本地振盪源(RF-LO)為有限的隔絕度(Isolation)，較強的本地振盪訊號會耦合至射頻端，被低雜訊放大器反射回來後，與同頻率的本地振盪訊號混頻會產生直流訊號，如圖2.7(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本地振盪源端，再與同頻率的干擾訊號混頻，會產生直流訊號，如圖2.7(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，通常這個直流偏移會造成下一級的類比/數位轉換器飽和而操作錯誤。

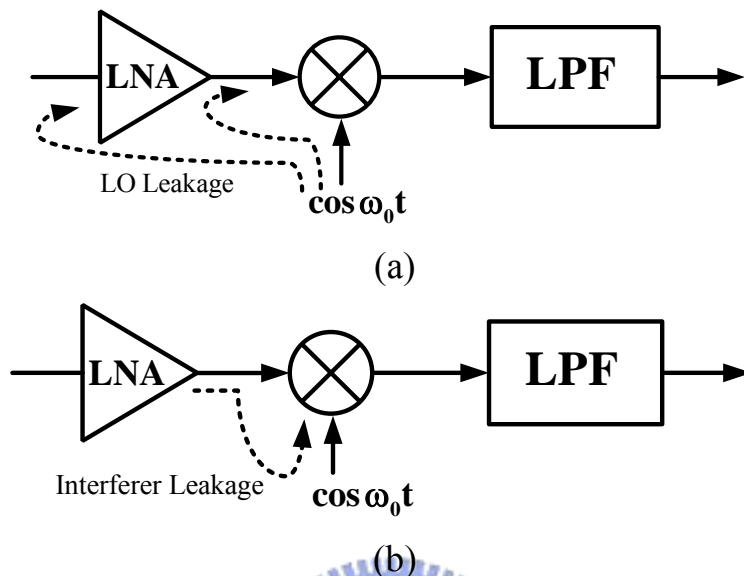


圖2.7 零中頻架構直流偏移原因

(2) I/Q 不匹配(I/Q Mismatch)

在零中頻接收機架構上，要實現頻率調變或相位調變必須使用正交相位的架構，所以要將本地振盪訊號作 90 度的相位平移。如果同相位、正交相位間沒有準確的 90 度差或是有振幅的誤差，在作降頻時訊號的座標圖會產生誤差使 Bit Error Rate 升高(圖 2.8)。

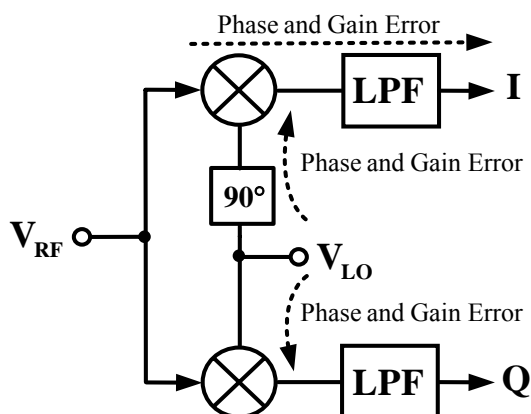


圖2.8 零中頻同相位/正交相位不匹配

為了解同相位、正交相位不對稱，對接收訊號的影響。作以下的推導：假設輸入訊號 $X_{in}(t) = a \cos \omega_c t + b \sin \omega_c t$ ， a 、 b 為 ± 1 。增益/相位不匹配的本地振盪訊號如下：

$$X_{LO,I}(t) = 2 \left(1 + \frac{\varepsilon}{2} \right) \cos \left(\omega_c t + \frac{\theta}{2} \right) \quad (2.1)$$

$$X_{LO,Q}(t) = 2 \left(1 - \frac{\varepsilon}{2} \right) \sin \left(\omega_c t - \frac{\theta}{2} \right) \quad (2.2)$$

與 $X_{in}(t)$ 相乘後，可得以下的式子：

$$\begin{aligned} X_{in}(t)X_{LO,I}(t) &= (a \cos \omega_c t + b \sin \omega_c t) 2 \left(1 + \frac{\varepsilon}{2} \right) \cos \left(\omega_c t + \frac{\theta}{2} \right) \\ &= \left(1 + \frac{\varepsilon}{2} \right) \left\{ a \left[\cos \left(2\omega_c t + \frac{\theta}{2} \right) + \cos \left(\frac{-\theta}{2} \right) \right] + b \left[\sin \left(2\omega_c t + \frac{\theta}{2} \right) + \sin \left(\frac{-\theta}{2} \right) \right] \right\} \end{aligned} \quad (2.3)$$

$$\begin{aligned} X_{in}(t)X_{LO,Q}(t) &= (a \cos \omega_c t + b \sin \omega_c t) 2 \left(1 - \frac{\varepsilon}{2} \right) \sin \left(\omega_c t - \frac{\theta}{2} \right) \\ &= \left(1 - \frac{\varepsilon}{2} \right) \left\{ a \left[\sin \left(2\omega_c t - \frac{\theta}{2} \right) + \sin \left(\frac{-\theta}{2} \right) \right] + b \left[-\cos \left(2\omega_c t - \frac{\theta}{2} \right) + \cos \left(\frac{-\theta}{2} \right) \right] \right\} \end{aligned} \quad (2.4)$$

使訊號通過低通濾波器：

$$X_{BB,I}(t) = \left(1 + \frac{\varepsilon}{2} \right) \left(a \cos \frac{\theta}{2} - b \sin \frac{\theta}{2} \right) \quad (2.5)$$

$$X_{BB,Q}(t) = \left(1 - \frac{\varepsilon}{2} \right) \left(-a \sin \frac{\theta}{2} + b \cos \frac{\theta}{2} \right) \quad (2.6)$$

如果 $\theta = 0$, $\varepsilon \neq 0$ ，只考慮增益誤差(圖2.9(a)、圖2.10(a))：

$$X_{BB,I}(t) = a \left(1 + \frac{\varepsilon}{2} \right) \quad (2.7)$$

$$X_{BB,Q}(t) = b \left(1 - \frac{\varepsilon}{2} \right) \quad (2.8)$$

如果 $\theta \neq 0, \varepsilon = 0$ ，只考慮相位誤差(圖2.9(b)、圖2.10(b))：

$$X_{BB,I}(t) = a \cos \frac{\theta}{2} - b \sin \frac{\theta}{2} \approx \left(1 - \frac{\theta}{2} \right) - \frac{\theta}{2} = 1 - \theta \quad (2.9)$$

$$X_{BB,Q}(t) = -a \sin \frac{\theta}{2} + b \cos \frac{\theta}{2} \approx -\frac{\theta}{2} + \left(1 - \frac{\theta}{2} \right) = 1 - \theta \quad (2.10)$$

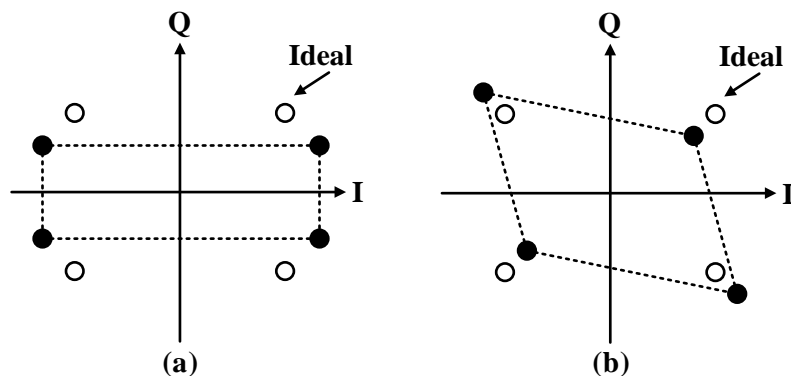


圖2.9 訊號星狀圖(a)增益(b)相位 不匹配效應

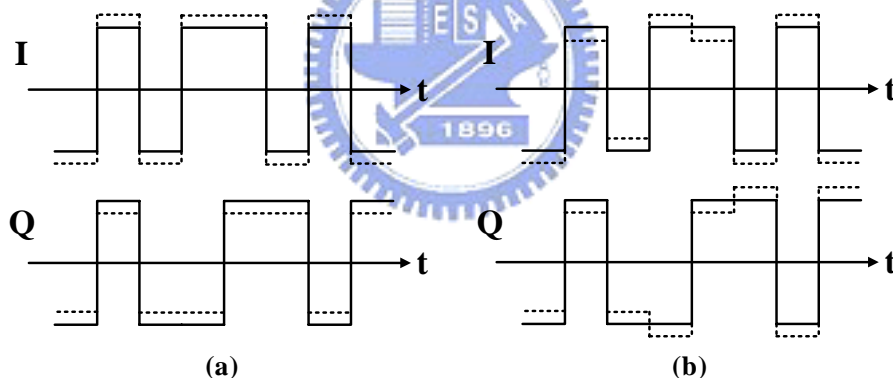


圖2.10 訊號解調波形圖(a)增益(b)相位 不匹配效應

(3) 偶次諧波失真(Even-Order Distortion)

由於零中頻接收機將訊號降到基頻附近，若在通道附近的射頻干擾訊號，由於放大器產生的偶次諧波失真，將干擾基頻頻帶。如圖2.11，有兩個鄰近通道的干擾訊號，經過低雜訊放大器後產生的二次諧波訊號，將直接干擾基頻頻帶。同時經過低雜訊放大器後產生的三次諧波訊號，經過混頻器降頻後也會干擾基頻頻帶。

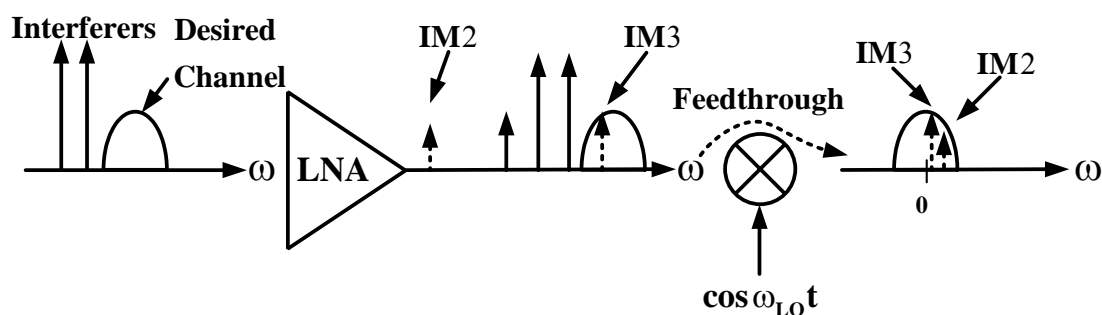


圖2.11 偶次諧波失真

(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接收機所須面對的問題。由於金氧半場效電晶體(MOS)的顫動雜訊，其功率頻譜密度為 $1/f$ 的曲線屬於低頻雜訊。所以此顫動雜訊會使直接降頻至基頻的訊號雜訊比降低。

2.2.4 低中頻接收機

相較於零中頻接收機將射頻訊號降頻為基頻訊號，另一類的接收機設計是將射頻訊號降頻為低頻率的中頻訊號，並且不需外加鏡像消除濾波器，且可避免直流偏移及顫動雜訊的問題。低中頻接收機將射頻訊號降頻到較低的中頻，其架構如圖2.12所示，和零中頻接收機架構上大致相同，並不需要外接的濾波器，適合高度整合成系統單晶片。不過，跟超外差接收機一樣，會產生鏡像訊號的問題。所以在此架構中利用複數混頻(complex mixing)的架構使得需要訊號為正頻訊號，鏡像訊號為負頻訊號。因此，可以使用一組多相位濾波器(Poly Phase Filter)來分辨鏡像訊號和需要訊號，將鏡像訊號濾掉。因為和零中頻架構一樣需要同相位/正交相位兩個路徑，所以同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消除造成影響。

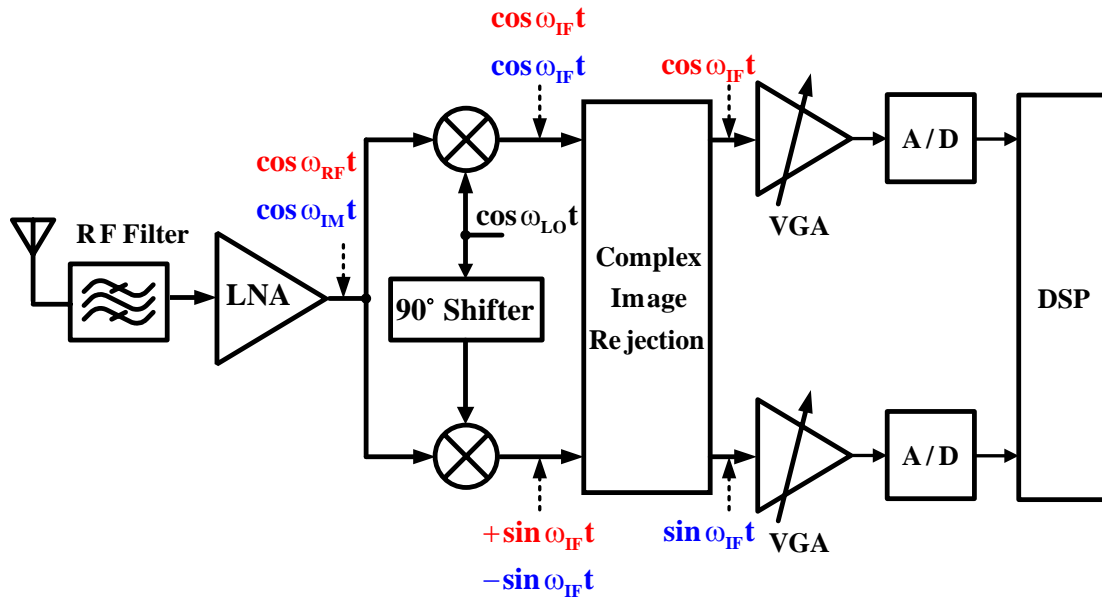


圖2.12 低中頻接收機

因為本章節的實作是採用低中頻接收機架構，所以會產生鏡像訊號的問題。因此下一節將分析威福、哈特利鏡像消除接收機，是如何消除鏡像訊號，並討論當電路不匹配時，對鏡像訊號消除的影響。

2.3 鏡像消除接收機分析

2.3.1 威福鏡像消除接收機

(1) 鏡像消除原理

$$\cos \omega_{LO} t = \frac{e^{j\omega_{LO} t} + e^{-j\omega_{LO} t}}{2} \quad (2.11)$$

$$\sin \omega_{LO} t = \frac{e^{j\omega_{LO} t} - e^{-j\omega_{LO} t}}{2j} \quad (2.12)$$

分析威福鏡像消除接收機前，先分析正、餘弦(sin、cos)弦波訊號。從式2.11可以看出餘弦弦波訊號會產生雙邊頻帶的正、負頻訊號，並且是同相位的實數訊號。從式2.12可以看出正弦弦波訊號同樣會產生雙邊頻帶的正、負頻訊號，但是反相位的虛數訊號。其頻譜分佈如圖2.13。

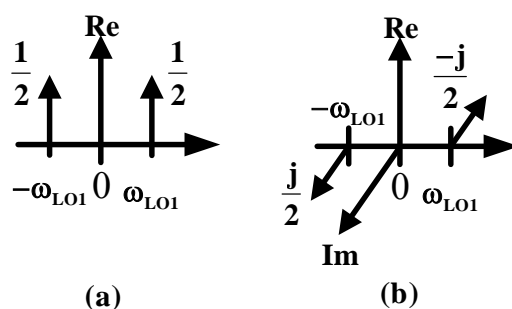


圖2.13 (a) $\cos \omega_{LO1}t$ (b) $\sin \omega_{LO1}t$ 頻譜

圖2.14為威福鏡像消除接收機架構，其接收一個需要訊號 (Desired Signal) 與鏡像訊號。因為需要訊號與鏡像訊號為一實數訊號，所以在頻譜上會產生雙邊頻帶的正、負頻訊號。經過第一級混頻器降頻與低通濾波器後，可以發現原來的正、負頻訊號與餘弦本地振盪訊號混頻後，仍是同相位的實數訊號，如圖2.14的 A 節點頻譜。原來的正、負頻訊號與正弦本地振盪訊號混頻後，互為反相位的虛數訊號，如圖2.14的 B 節點頻譜。同樣地，將 A、B 節點的訊號經過第二級混頻器與低通濾波器後，原來的 A 節點訊號與餘弦本地振盪訊號混頻後，仍是同相位的實數訊號，如圖2.14的 C 節點頻譜。原來的 B 節點訊號與正弦本地振盪訊號混頻後，鏡像訊號會變為正的實數訊號，需要訊號會變為負的實數訊號，如圖2.14的 D 節點頻譜。因此將 C、D 兩節點訊號相減，便會將鏡像訊號消除掉，最後的輸出頻譜只剩下需要訊號，此時需要訊號為正的實數訊號。

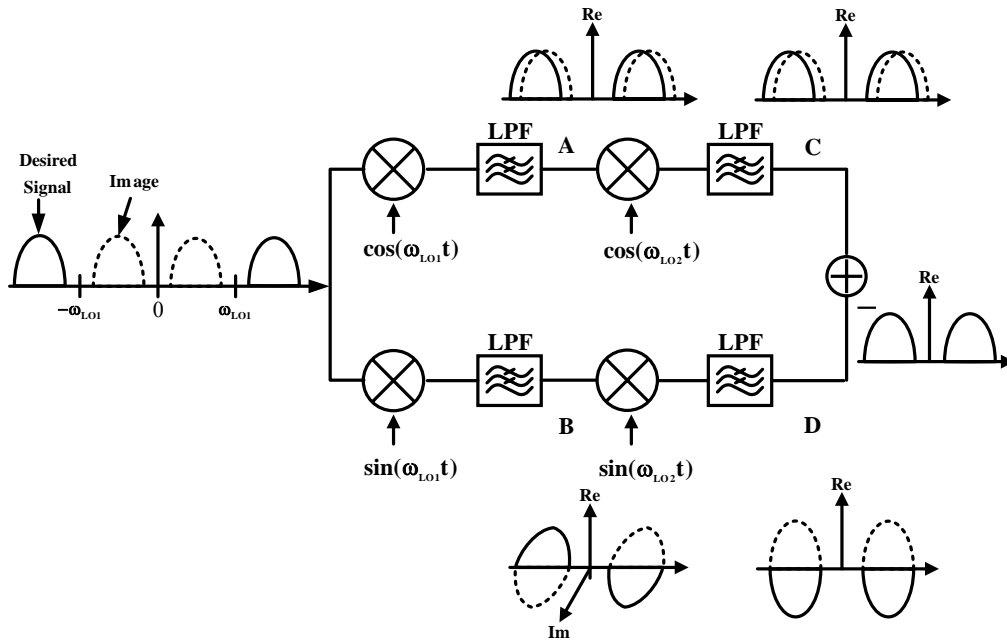


圖2.14 威福鏡像消除接收機架構

(2) I/Q 不匹配對鏡像消除的影響

上面探討的鏡像消除原理，是當威福鏡像消除接收機在理想狀況時，也就是 I-通道(I-Channel)與 Q-通道(Q-Channel)沒有增益與相位的誤差。但在實際的電路中，一定會有誤差。因此我們考慮，當 I-通道與 Q-通道有增益與相位的誤差時，對鏡像訊號消除的影響。式 2.13、2.14 分別為需要訊號與鏡像訊號。

$$D(t) = \cos \omega_{RF} t \quad (2.13)$$

$$IM(t) = \cos \omega_{IM} t \quad (2.14)$$

需要訊號 $D(t)$ 與鏡像訊號 $IM(t)$ ，經過第一級混頻器混頻，並且通過低通濾波器後，會得到圖 2.15 $I(t)$ 、 $Q(t)$ 第一中頻訊號 ($\omega_{IF1} = \omega_{RF} - \omega_{LO1}$)。I-通道為 $I_D(t)$ 、 $I_{IM}(t)$ 訊號(式 2.15、2.16)，Q-通道為 $Q_D(t)$ 、 $Q_{IM}(t)$ 訊號(式 2.17、2.18)。從圖 2.15 可以發現 Q-通道與 I-通道

的第一本地振盪訊號有 $\phi_{\varepsilon 1}$ 的相位誤差，因此 $Q_D(t)$ 、 $Q_{IM}(t)$ 訊號會產生 $\phi_{\varepsilon 1}$ 的相位誤差。

$$I_D(t) = \frac{1}{2} [\cos(\omega_{RF} - \omega_{LO1})t] \quad (2.15)$$

$$I_{IM}(t) = \frac{1}{2} [\cos(\omega_{IM} - \omega_{LO1})t] \quad (2.16)$$

$$Q_D(t) = \frac{-1}{2} \sin[(\omega_{RF} - \omega_{LO1})t - \phi_{\varepsilon 1}] \quad (2.17)$$

$$Q_{IM}(t) = \frac{-1}{2} \sin[(\omega_{IM} - \omega_{LO1})t - \phi_{\varepsilon 1}] \quad (2.18)$$

將訊號 $I(t)$ 、 $Q(t)$ 經過第二級混頻器混頻，並且通過低通濾波器後，會得到圖 2.15 $\Pi(t)$ 、 $QQ(t)$ 第二中頻訊號 ($\omega_{IF2} = \omega_{IF1} - \omega_{LO2}$)。I-通道為 $\Pi_D(t)$ 、 $\Pi_{IM}(t)$ 訊號(式 2.19、2.20)，Q-通道為 $QQ_D(t)$ 、 $QQ_{IM}(t)$ 訊號(式 2.21、2.22)。從圖 2.15 可以發現 Q-通道與 I-通道的第二本地振盪訊號有 $\phi_{\varepsilon 2}$ 的相位誤差，以及兩個通道在增益上，有 ΔA 的增益誤差。因此 $QQ_D(t)$ 、 $QQ_{IM}(t)$ 訊號會產生 $\phi_{\varepsilon 1} + \phi_{\varepsilon 2}$ 的相位誤差，以及 ΔA 的增益誤差。

$$\Pi_D(t) = \frac{1}{4} \cos \omega_{IF2} t \quad (2.19)$$

$$\Pi_{IM}(t) = \frac{1}{4} \cos \omega_{IF2} t \quad (2.20)$$

$$QQ_D(t) = -\frac{1}{4} (1 + \Delta A) [\cos(\phi_{\varepsilon 1} + \phi_{\varepsilon 2}) \cos \omega_{IF2} t + \sin(\phi_{\varepsilon 1} + \phi_{\varepsilon 2}) \sin \omega_{IF2} t] \quad (2.21)$$

$$QQ_{IM}(t) = \frac{1}{4} (1 + \Delta A) [\cos(\phi_{\varepsilon 1} - \phi_{\varepsilon 2}) \cos \omega_{IF2} t - \sin(\phi_{\varepsilon 1} - \phi_{\varepsilon 2}) \sin \omega_{IF2} t] \quad (2.22)$$

鏡像消除比值(Image Rejection Ratio)，相當於需要訊號的功率除以鏡像訊號的功率。威福鏡像消除接收機最後輸出為 $|\Pi(t) - QQ(t)|$ ，因

此它的鏡像消除比值為式2.23。從式2.23可以發現，即使兩個通道上有相位的誤差，但只要使 $\phi_{\epsilon 1} = \phi_{\epsilon 2}$ ，分母會最小，此時鏡像消除比值會最大，一樣可以達到鏡像消除的效果。

$$\begin{aligned} \text{IRR}(\text{dB}) &= 10 \log \frac{|\Pi_D(t) - QQ_D(t)|^2}{|\Pi_{IM}(t) - QQ_{IM}(t)|^2} \\ &= 10 \log \left[\frac{1 + (1 + \Delta A)^2 + 2(1 + \Delta A) \cos(\phi_{\epsilon 1} + \phi_{\epsilon 2})}{1 + (1 + \Delta A)^2 - 2(1 + \Delta A) \cos(\phi_{\epsilon 1} - \phi_{\epsilon 2})} \right] \end{aligned} \quad (2.23)$$

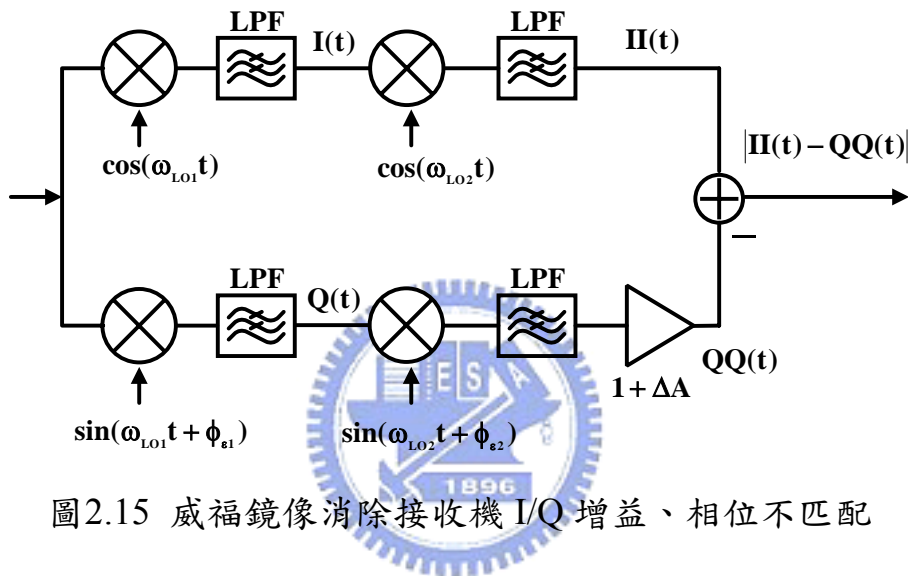


圖2.15 威福鏡像消除接收機 I/Q 增益、相位不匹配

2.3.2 哈特利鏡像消除接收機

(1) 鏡像消除原理

圖 2.16 為哈特利鏡像消除接收機架構，其接收一個需要訊號與鏡像訊號。因為需要訊號與鏡像訊號為一實數訊號，所以在頻譜上會產生雙邊頻帶的正、負頻訊號。經過混頻器降頻與低通濾波器後，可以發現原來的正、負頻訊號與餘弦本地振盪訊號混頻後，仍是同相位的實數訊號，如圖 2.16 的 A 節點頻譜。原來的正、負頻訊號與正弦本地振盪訊號混頻後，互為反相位的虛數訊號，如圖 2.16 的 B 節點頻譜。再將 B 節點的訊號通過 90° 的相位轉移器(Phase Shifter)，在頻

譜上相當於正頻訊號乘-j，負頻訊號乘j。因此鏡像訊號會變為負的實數訊號，需要訊號會變為正的實數訊號，如圖 2.16 的 C 節點頻譜。所以將 A、C 兩節點訊號相加，便會將鏡像訊號消除掉，最後的輸出頻譜只剩下需要訊號。圖 2.17 也是哈特利鏡像消除架構，因為 RC、CR 網路就相當於一個 90° 的相位轉移器，由該圖我們可以看到需要訊號與鏡像訊號，經過混頻器降頻後，需要訊號會變成正頻訊號，鏡像訊號會變成負頻訊號，經過一個複數濾波器將負頻訊號消除掉。因此，哈特利鏡像消除架構是利用複數濾波器將鏡像訊號消除掉。

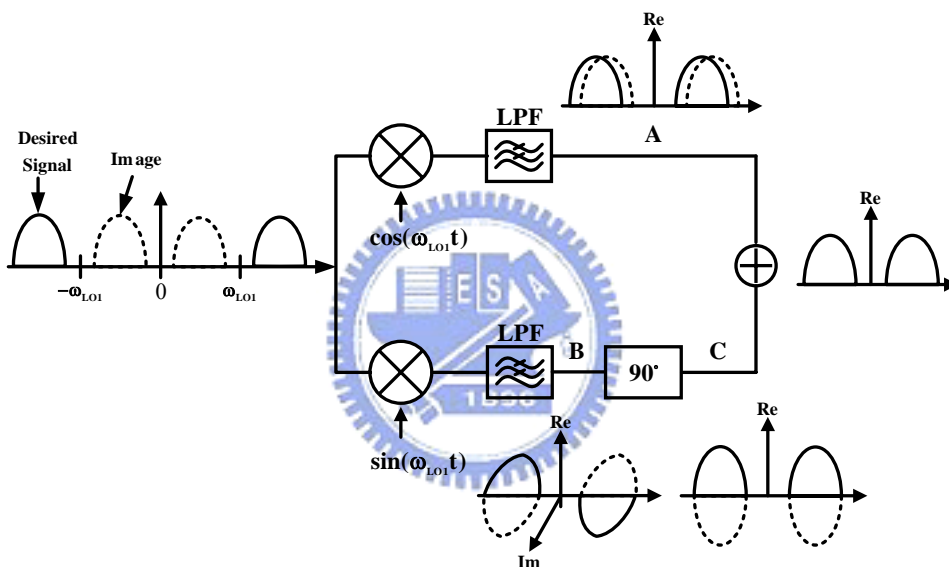


圖2.16 哈特利鏡像消除接收機架構

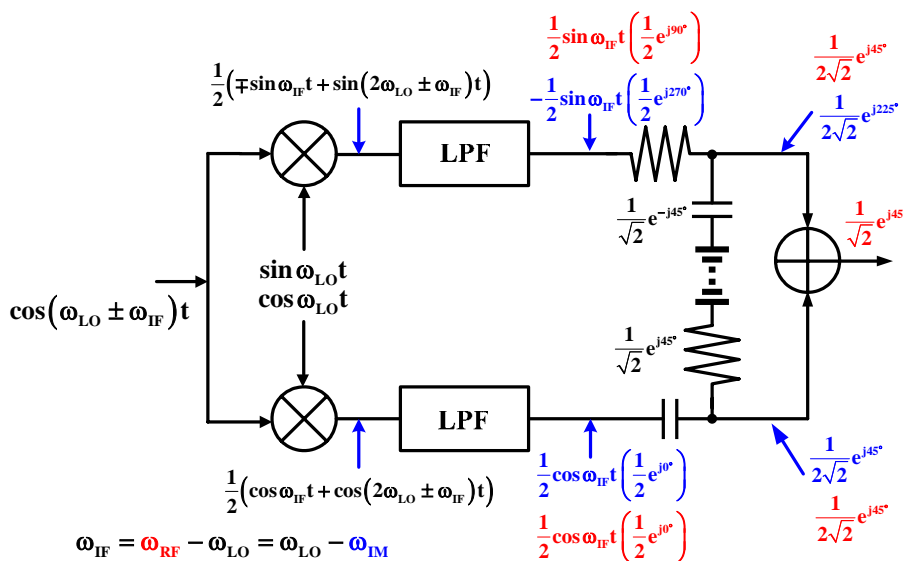


圖2.17 等效哈特利鏡像消除接收機架構

(2) I/Q 不匹配對鏡像消除的影響

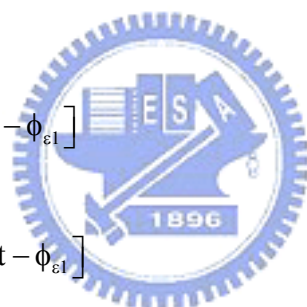
在此，同樣地要探討 I-通道與 Q-通道，增益與相位誤差對鏡像訊號消除的影響。與式2.13、2.14相同，為其需要訊號與鏡像訊號。經過混頻器混頻與通過低通濾波器後，會得到圖2.18 $I'(t)$ 、 $Q'(t)$ 中頻訊號。I-通道為 $I_D'(t)$ 、 $I_{IM}'(t)$ 訊號(式2.24、2.25)，Q-通道為 $Q_D'(t)$ 、 $Q_{IM}'(t)$ 訊號(式2.26、2.27)。

$$I_D'(t) = \frac{1}{2} \cos(\omega_{RF} - \omega_{LO})t \quad (2.24)$$

$$I_{IM}'(t) = \frac{1}{2} \cos(\omega_{IM} - \omega_{LO})t \quad (2.25)$$

$$Q_D'(t) = \frac{-1}{2} \sin[(\omega_{RF} - \omega_{LO})t - \phi_{\varepsilon 1}] \quad (2.26)$$

$$Q_{IM}'(t) = \frac{-1}{2} \sin[(\omega_{IM} - \omega_{LO})t - \phi_{\varepsilon 1}] \quad (2.27)$$



將 $Q_D'(t)$ 、 $Q_{IM}'(t)$ 訊號通過 90° 的相位轉移器，會得到 $Q_D(t)$ 、 $Q_{IM}(t)$ 訊號(式2.28、2.29)。I-通道訊號並沒有經過任何處理，所以 $I_D(t)$ 、 $I_{IM}(t)$ 訊號(式2.30、2.31) = $I_D'(t)$ 、 $I_{IM}'(t)$ 訊號。

$$I_D(t) = \frac{1}{2} \cos \omega_{IF}t \quad (2.28)$$

$$I_{IM}(t) = \frac{1}{2} \cos \omega_{IF}t \quad (2.29)$$

$$Q_D(t) = \frac{1}{2}(1 + \Delta A) [\cos(\phi_{\varepsilon 1} + \phi_{\varepsilon 2}) \cos \omega_{IF}t + \sin(\phi_{\varepsilon 1} + \phi_{\varepsilon 2}) \sin \omega_{IF}t] \quad (2.30)$$

$$Q_{IM}(t) = -\frac{1}{2}(1 + \Delta A) [\cos(\phi_{\varepsilon 1} - \phi_{\varepsilon 2}) \cos \omega_{IF}t - \sin(\phi_{\varepsilon 1} - \phi_{\varepsilon 2}) \sin \omega_{IF}t] \quad (2.31)$$

哈特利鏡像消除接收機最後輸出為 $|I(t)+Q(t)|$ ，因此它的鏡像消除比值為式2.32。可以發現式2.32與式2.23相同，所以哈特利與威福的鏡像消除比值式子相同。同樣地，只要 $\phi_{\epsilon 1} = \phi_{\epsilon 2}$ 時，會得到最大鏡像消除比值。

$$\begin{aligned} \text{IRR (dB)} &= 10 \log \frac{|I_D(t) + Q_D(t)|^2}{|I_{IM}(t) + Q_{IM}(t)|^2} \\ &= 10 \log \left[\frac{1 + (1 + \Delta A)^2 + 2(1 + \Delta A) \cos(\phi_{\epsilon 1} + \phi_{\epsilon 2})}{1 + (1 + \Delta A)^2 - 2(1 + \Delta A) \cos(\phi_{\epsilon 1} - \phi_{\epsilon 2})} \right] \end{aligned} \quad (2.32)$$

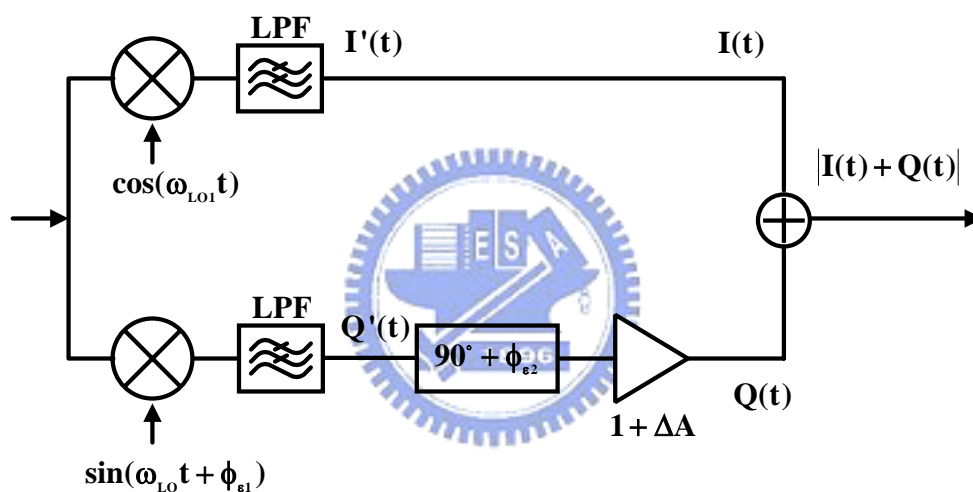


圖2.18 哈特利鏡像消除接收機 I/Q 增益、相位不匹配

2.4 實作，Weaver-Hartley Image Rejection Down Converter (SiGe 0.35 μ m HBT)

2.4.1 研究動機

威福鏡像消除降頻器架構，目前已廣泛地應用在鏡像消除接收機設計中。但其架構只能消除第一鏡像訊號，無法消除第二鏡像訊號，並且該訊號跟需要訊號只相差兩個中頻，無法使用鏡像消除濾波器將其消除掉。因此我們提出新的鏡像消除系統架構，此系統架構不需要外接鏡像消除濾波器，就可以同時消除第一、第二鏡像訊號。

2.4.2 系統架構簡介

(1) 威福鏡像消除降頻器架構

上圖2.14為威福鏡像消除降頻器架構，其輸出只有單一個I-通道的訊號。現今無線通訊接收機，需要同時處理I-通道與Q-通道的訊號。圖2.19(a)也是威福鏡像消除降頻器架構，其鏡像消除原理與上述的威福鏡像消除原理相同，但此架構比圖2.14的架構多了Q-通道的鏡像消除，所以此架構可同時輸出I-通道與Q-通道的需要訊號，並同時消除兩通道的鏡像訊號，因此目前被廣泛地被應用在低中頻鏡像消除接收機架構中，圖2.19(b)為圖2.19(a)的複數型式示意圖。因為上一節威福鏡像消除原理較複雜，因此我們使用複數混頻的觀念來探討威福鏡像消除架構，所以首先我們定義該系統的頻率關係(式2.33、2.34)。

$$\omega_{IF1} = \omega_{RF} - \omega_{LO1} = \omega_{LO1} - \omega_{IM} \quad (2.33)$$

$$\omega_{IF2} = \omega_{IF1} - \omega_{LO2} = \omega_{RF} - \omega_{LO1} - \omega_{LO2} \quad (2.34)$$

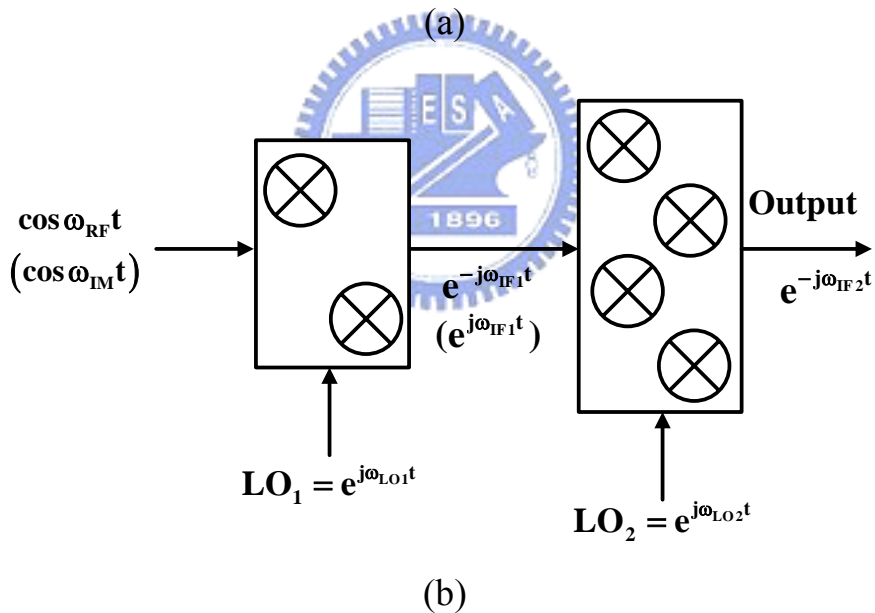
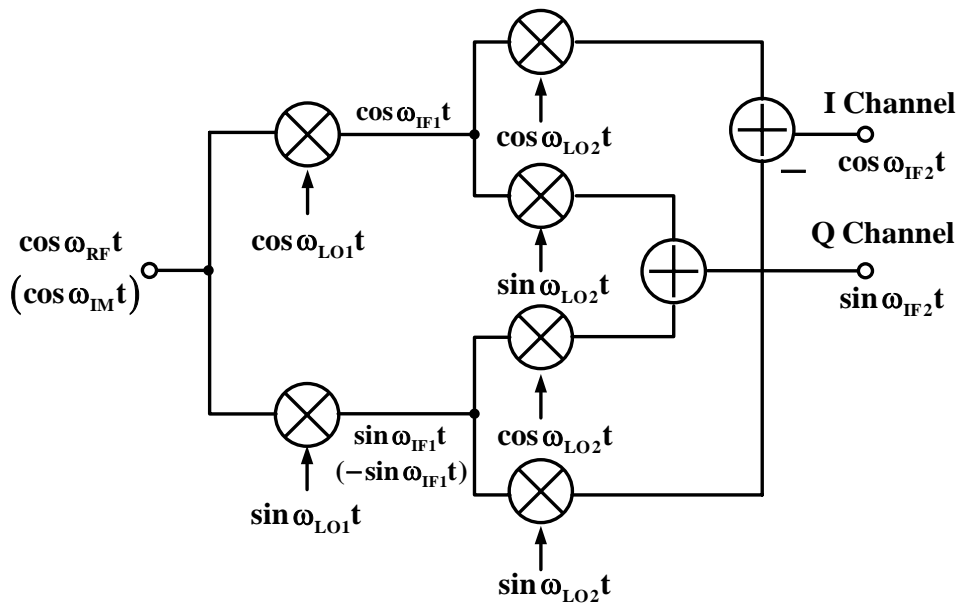


圖2.19 (a)威福降頻器架構(b)威福降頻器複數型式

接下來我們使用圖2.19(b)複數訊號的型式，來描述該架構。需要訊號為一實數訊號 $\cos \omega_{RF} t$ ，鏡像訊號也為一實數訊號 $\cos \omega_{IM} t$ 。第一級本地振盪訊號，由正、餘弦正交訊號組成，所以該訊號為一正頻訊號 $e^{j\omega_{LO1} t}$ 。因此，需要訊號與鏡像訊號經過第一級複數混頻器，混頻後的

訊號分別為式2.35、2.36。

$$\cos \omega_{RF} t \times e^{j\omega_{LO1} t} = \frac{e^{-j\omega_{RF} t} + e^{j\omega_{RF} t}}{2} \times e^{j\omega_{LO1} t} = \frac{e^{-j\omega_{IF1} t} + e^{j(\omega_{RF} + \omega_{LO1}) t}}{2} \quad (2.35)$$

$$\cos \omega_{IM} t \times e^{j\omega_{LO1} t} = \frac{e^{-j\omega_{IM} t} + e^{j\omega_{IM} t}}{2} \times e^{j\omega_{LO1} t} = \frac{e^{j(-\omega_{IM} + \omega_{LO1}) t} + e^{j(\omega_{IM} + \omega_{LO1}) t}}{2} \quad (2.36)$$

同樣地，第二級本地振盪訊號，也是由正、餘弦正交訊號組成，所以該訊號亦為一正頻訊號 $e^{j\omega_{LO2} t}$ 。因此，經過第一級複數混頻器混頻後的訊號(式2.35、2.36)再經過第二級複數混頻器，混頻後的訊號分別為式2.37、2.38，圖2.20為該系統的複數訊號分析頻譜。

$$\frac{e^{-j\omega_{IF1} t} + e^{j(\omega_{RF} + \omega_{LO1}) t}}{2} \times e^{j\omega_{LO2} t} = \frac{e^{-j\omega_{IF2} t} + e^{j(2\omega_{LO1} + \omega_{LO2} + \omega_{IF1}) t}}{2} \quad (2.37)$$

$$\frac{e^{j(\omega_{IM} - \omega_{LO1}) t} + e^{j(\omega_{IM} + \omega_{LO1}) t}}{2} \times e^{j\omega_{LO2} t} = \frac{e^{j(2\omega_{LO1} - \omega_{IF2}) t} + e^{j(2\omega_{LO1} + \omega_{LO2} - \omega_{IF1}) t}}{2} \quad (2.38)$$

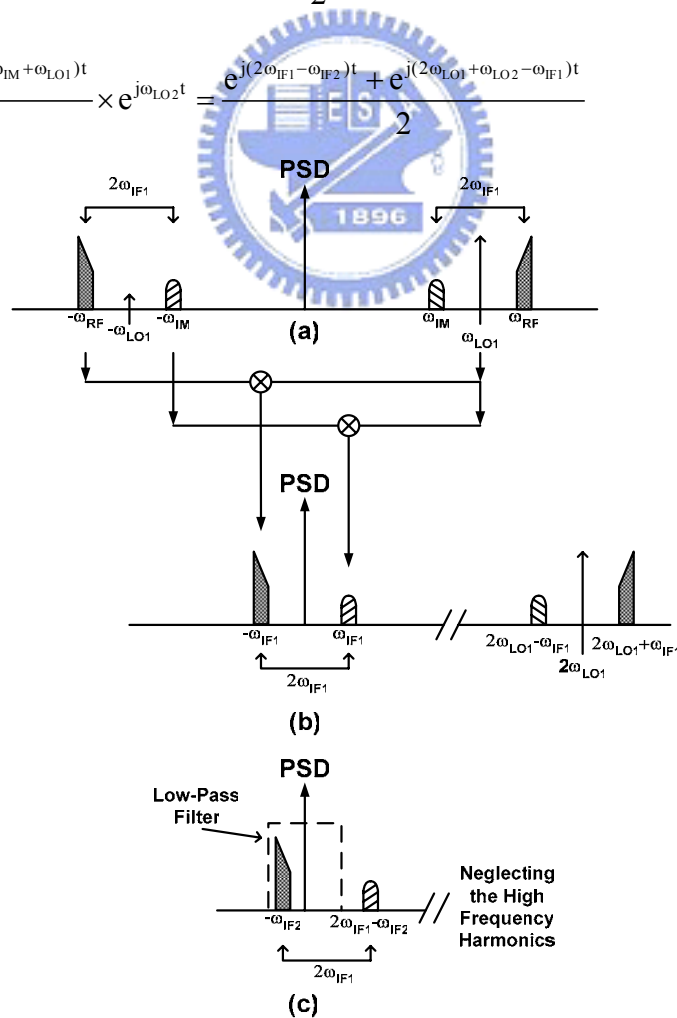


圖2.20 威福降頻器使用複數訊號分析頻譜(a)需要訊號與鏡像訊號混

頻前 (b)經過第一級複數混頻器混頻 (c)訊號經過第一、二級複數混頻器混頻輸出結果

由上述的結果可以發現，威福鏡像消除架構，是利用頻率飄移 (frequency shifting) 的技巧將鏡像訊號消除掉。圖2.21為該架構詳細的數學推導過程，由該圖最後的輸出結果，同樣地可以發現鏡像訊號仍與需要訊號相差兩個第一中頻，驗證威福鏡像消除架構利用頻率飄移消除鏡像訊號。

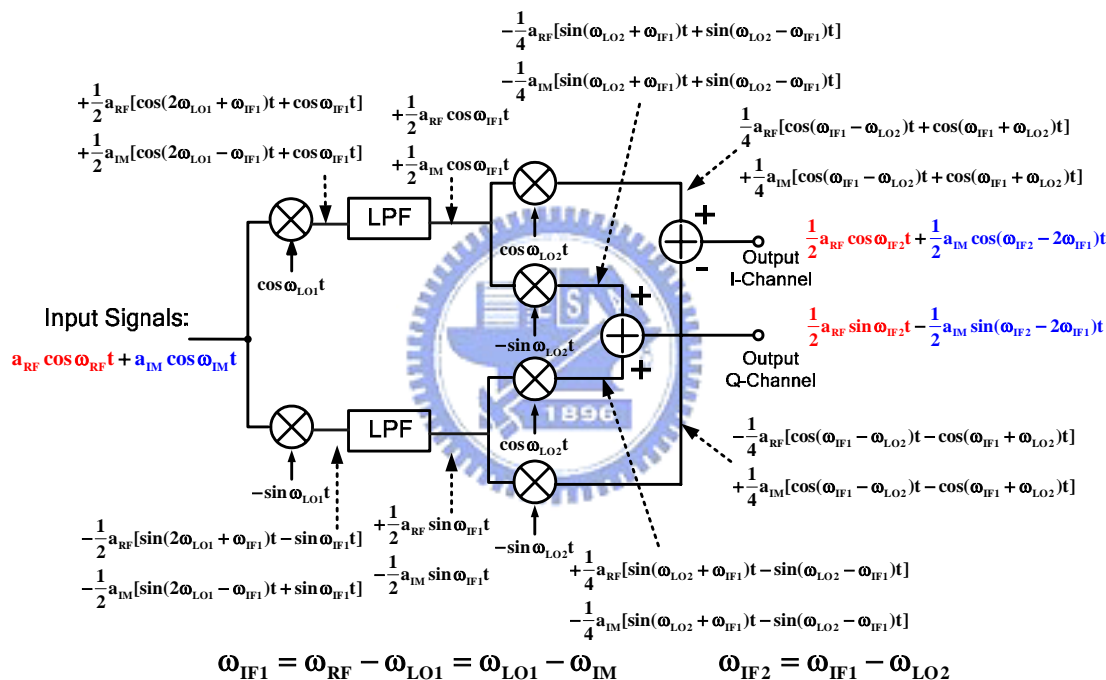


圖2.21 威福鏡像消除架構詳細數學推導

威福鏡像消除架構為雙降頻外差式接收機的架構，因此會產生第二鏡像訊號的問題。圖2.22(a)為威福鏡像消除接收機的需要訊號與第二鏡像訊號輸入頻譜，第二鏡像訊號與需要訊號彼此相差兩個第二中頻的頻率。經過第一級混頻器混頻後，得到圖2.22(b)的頻譜。再將其經過第二級混頻器混頻後，會得到輸出頻譜(圖2.22(c))。從輸出頻譜可以發現第二鏡像訊號，經過兩次降頻後，還是跟需要訊號相差兩

個第二中頻的頻率。因為是低中頻的架構，第二鏡像訊號只與需要訊號相差幾十個 MHz 的頻率，所以無法將其消除掉，因此對威福鏡像消除接收機造成嚴重的訊號干擾問題。圖2.23為該架構第二鏡像訊號詳細的數學推導過程。

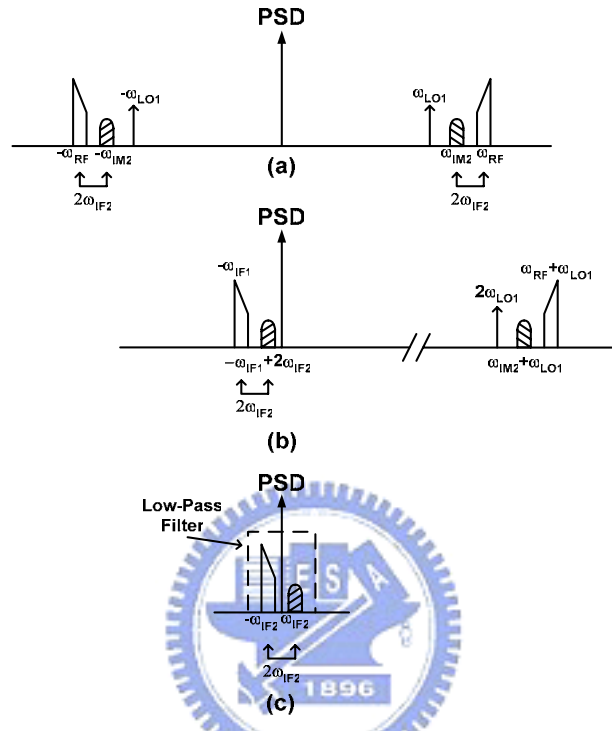


圖2.22 威福鏡像消除架構-第二鏡像訊號問題

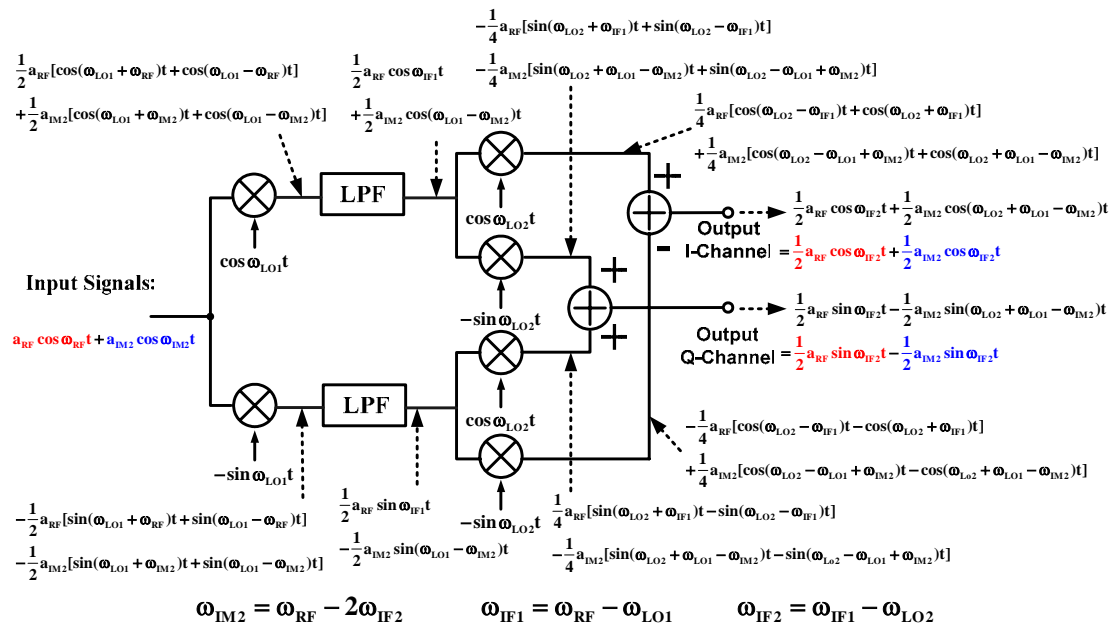


圖2.23 威福鏡像消除架構第二鏡像訊號詳細數學推導

(2) 威福-哈特利鏡像消除降頻器架構

根據上述的威福鏡像消除架構與哈特利鏡像消除架構，我們將其鏡像消除原理整理一下，可以得到表2.2的結果。

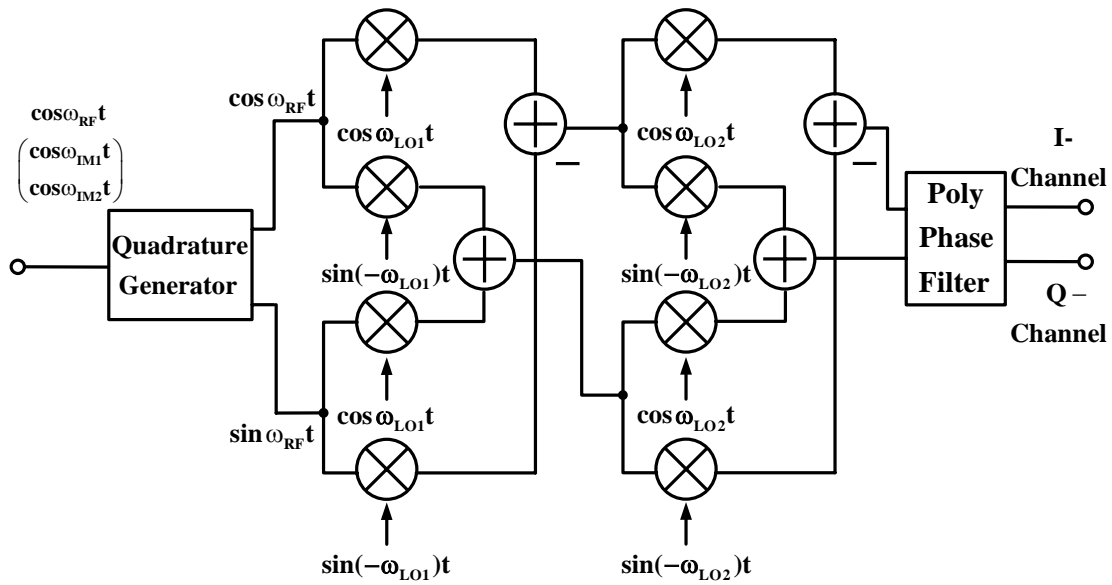
表2.2 威福、哈特利鏡像消除原理

鏡像消除架構	鏡像訊號種類	鏡像消除原理
Weaver	First Image	Frequency Shifting
Hartley	Second Image	Complex Filter

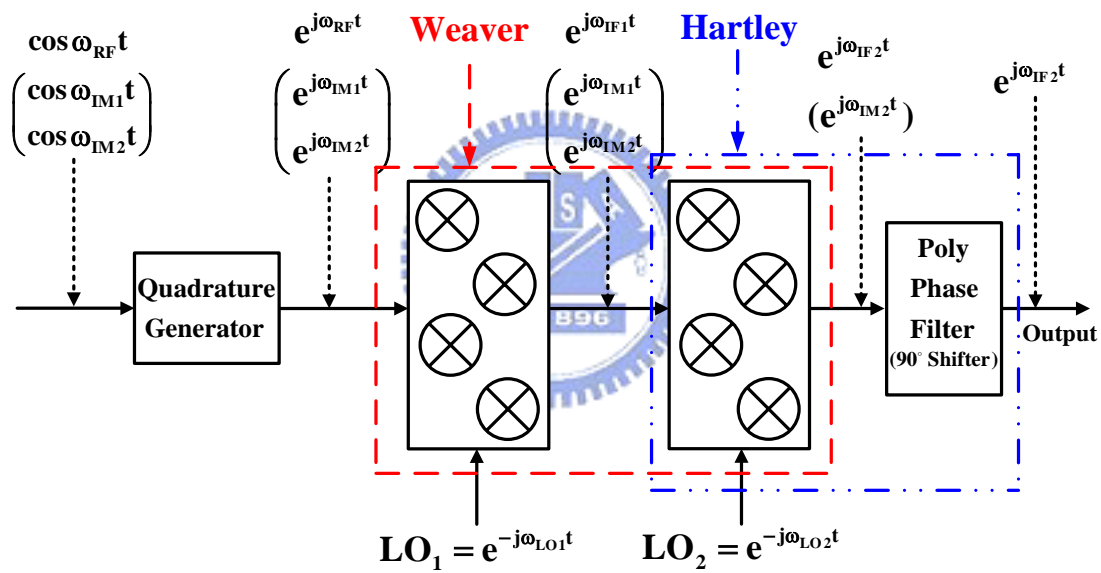
如果我們將威福與哈特利鏡像消除架構結合，第一鏡像訊號由威福鏡像消除架構利用頻率飄移消除，第二鏡像訊號由哈特利鏡像消除架構利用複數濾波器消除。因此，此處提出新的系統架構，此系統架構為威福-哈特利鏡像消除降頻器架構。如此一來，該新系統架構，便可以改善威福鏡像消除降頻器最嚴重的第二鏡像訊號問題。因此，在這新的系統架構下，我們可以同時將第一、二鏡像訊號消除掉。

A. 整體系統架構

該系統的第一、二級混頻器架構，皆為雙正交降頻器，因此需要在第一級混頻器前，加入一個正交相位產生器 (Quadrature Generator)，以產生單邊頻帶複數型的需要訊號與第一、二鏡像訊號。需要訊號為正頻訊號，本地振盪訊號為負頻訊號，因此第一、二級混頻器I-通道與Q-通道的接法分別為II-QQ、QI+IQ。最後在第二級混頻器後，加入一個多相位濾波器，將第二鏡像訊號消除掉。圖2.24(a)為該威福-哈特利降頻器的架構，圖2.24(b)為其複數型式。



(a)



(b)

圖2.24 (a)威福-哈特利降頻器架構 (b)威福-哈特利降頻器複數型式

我們使用圖2.24(b)複數訊號的型式，來描述該系統的鏡像消除原理。需要訊號與第一、二鏡像訊號皆為一實數訊號： $\cos \omega_{RF} t$ 、 $\cos \omega_{IM1} t$ 、 $\cos \omega_{IM2} t$ 。將此三個輸入訊號，經過正交相位產生器，訊號分別變為正頻訊號： $e^{j\omega_{RF} t}$ 、 $e^{j\omega_{IM1} t}$ 、 $e^{j\omega_{IM2} t}$ 。第一級本地振盪訊號，由正、餘弦正交訊號組成，所以該訊號為一負頻訊號 $e^{-j\omega_{LO1} t}$ 。因此，需要訊號與第

一、二鏡像訊號經過第一級複數混頻器，混頻後的訊號分別為式 2.39、2.40、2.41。

$$e^{j\omega_{RF}t} \times e^{-j\omega_{LO1}t} = e^{j(\omega_{RF}-\omega_{LO1})t} \quad (2.39)$$

$$e^{j\omega_{IM1}t} \times e^{-j\omega_{LO1}t} = e^{j(\omega_{IM1}-\omega_{LO1})t} \quad (2.40)$$

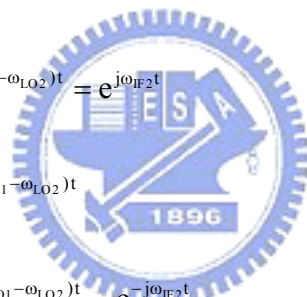
$$e^{j\omega_{IM2}t} \times e^{-j\omega_{LO1}t} = e^{j(\omega_{IM2}-\omega_{LO1})t} \quad (2.41)$$

同樣地，第二級本地振盪訊號，也是由正、餘弦正交訊號組成，所以該訊號亦為一負頻訊號 $e^{-j\omega_{LO2}t}$ 。因此，經過第一級複數混頻器混頻後的訊號(式2.39~2.41)再經過第二級複數混頻器，混頻後的訊號分別為式2.42~2.44，圖2.25為該新系統複數訊號分析頻譜。

$$e^{j(\omega_{RF}-\omega_{LO1})t} \times e^{-j\omega_{LO2}t} = e^{j(\omega_{RF}-\omega_{LO1}-\omega_{LO2})t} = e^{j\omega_{IF2}t} \quad (2.42)$$

$$e^{j(\omega_{IM1}-\omega_{LO1})t} \times e^{-j\omega_{LO2}t} = e^{j(\omega_{IM1}-\omega_{LO1}-\omega_{LO2})t} \quad (2.43)$$

$$e^{j(\omega_{IM2}-\omega_{LO1})t} \times e^{-j\omega_{LO2}t} = e^{j(\omega_{IM2}-\omega_{LO1}-\omega_{LO2})t} = e^{-j\omega_{IF2}t} \quad (2.44)$$



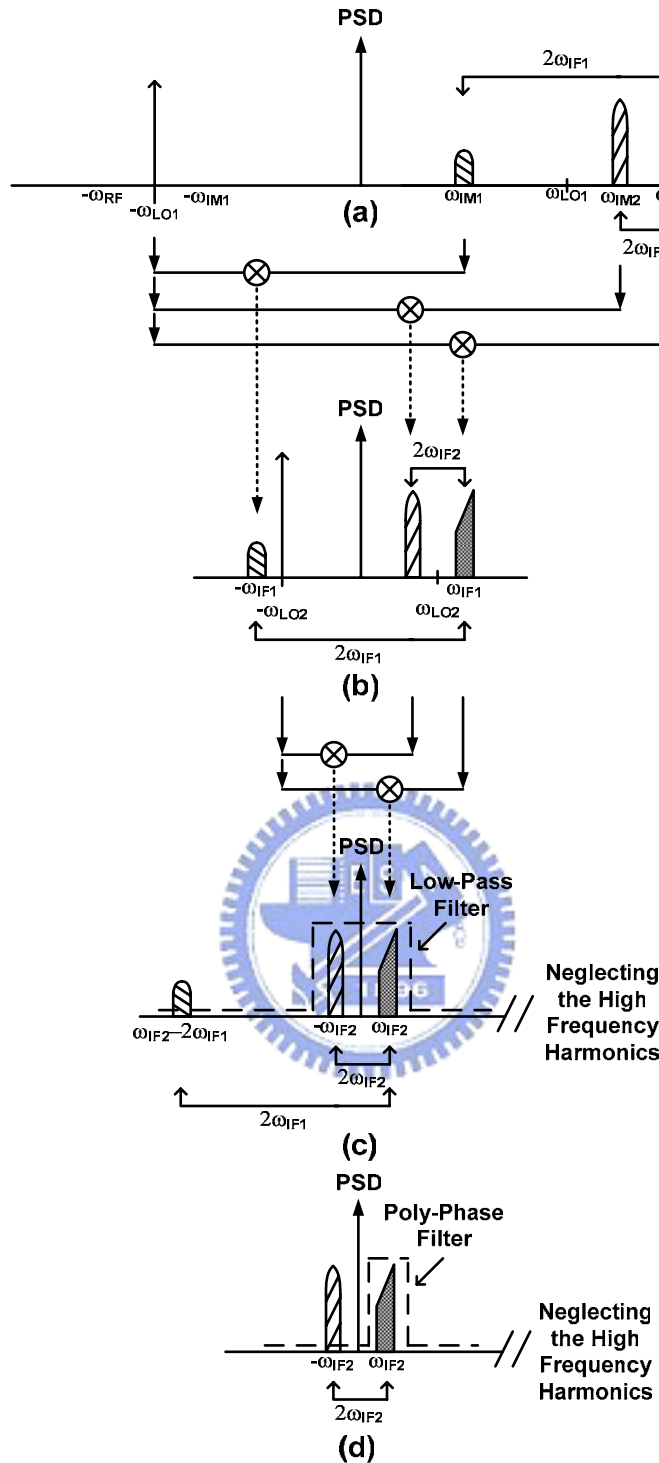


圖2.25 威福-哈特利降頻器使用複數訊號分析頻譜(a)需要訊號與第一、二鏡像訊號混頻前 (b)經過第一級複數混頻器混頻 (c)訊號經過第二級複數混頻器混頻輸出結果 (d)訊號經過複數濾波器輸出結果

由圖2.25的頻譜分析結果發現，第一鏡像訊號是利用頻率飄移將其消除掉，第二鏡像訊號是利用複數濾波器將其消除掉。

B. 第二鏡像訊號消除架構

根據上述的系統，首先來分析需要訊號與第二鏡像訊號經過兩次降頻後彼此間的關係，需要訊號的頻率為 $\omega_D = \omega_{RF}$ ，而第二鏡像訊號的頻率為 $\omega_{IM2} = \omega_{RF} - 2\omega_{IF2}$ ($\omega_{IF2} = \omega_{RF} - \omega_{LO1} - \omega_{LO2}$)。經過兩次降頻後需要訊號的頻率為 $\omega_D = \omega_{RF} - \omega_{LO1} - \omega_{LO2} = \omega_{IF2}$ ，而第二鏡像訊號的頻率為 $\omega_{IM2} = \omega_{RF} - 2\omega_{IF2} - \omega_{LO1} - \omega_{LO2} = \omega_{IF2} - 2\omega_{IF2} = -\omega_{IF2}$ ，所以需要訊號與第二鏡像訊號彼此是正、負頻的關係。如果在傳統威福鏡像消除降頻器後，加入一個多相位濾波器(Poly Phase Filter)，此多相位濾波器相當於一個 90° 相位轉移器，使正頻的需要訊號通過，負頻的第二鏡像訊號被消除掉(如圖2.26所示)。因此，對於整體系統而言，其第一、二級混頻器相當於一個威福鏡像消除降頻器，將第一鏡像訊號消除掉。其第二級混頻器與多相位濾波器(90° 相位轉移器)，相當於一個哈特利鏡像消除降頻器，將第二鏡像訊號消除掉。如此一來，威福-哈特利鏡像消除降頻器架構，便可同時消除第一、二鏡像訊號問題。

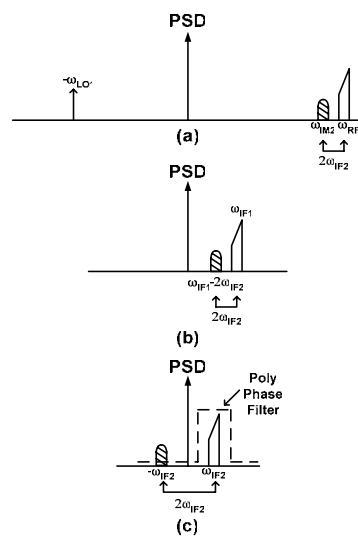


圖2.26 第二鏡像訊號消除原理

C. RC-CR 多相位濾波器

一個一級的 RC-CR 的多相位濾波器如圖2.27所示。在圖2.27(a)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 $\cos \omega_c t$ 、 $\sin \omega_c t$ 、 $-\cos \omega_c t$ 、 $-\sin \omega_c t$ ，我們在極座標中可以用逆時鐘的方向來代表正頻率 ($e^{j\omega_c t} = \cos \omega_c t + j \sin \omega_c t$)，在圖2.27(b)中四個相位輸入為 $(0^\circ, 270^\circ, 180^\circ, 90^\circ)$ 可表示為 $\cos \omega_c t$ 、 $-\sin \omega_c t$ 、 $-\cos \omega_c t$ 、 $\sin \omega_c t$ ，在極座標中可以用順時鐘的方向來代表負頻率 ($e^{-j\omega_c t} = \cos \omega_c t - j \sin \omega_c t$)。首先在圖2.27(a)中利用重疊原理，可以看出相位為 0° 的輸入訊號在等效上看到一個 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與相位響應如圖2.28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2.27(b)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順利到達輸出端，而對於一個逆時間方向的負頻率訊號則在到達輸出端前被相減。

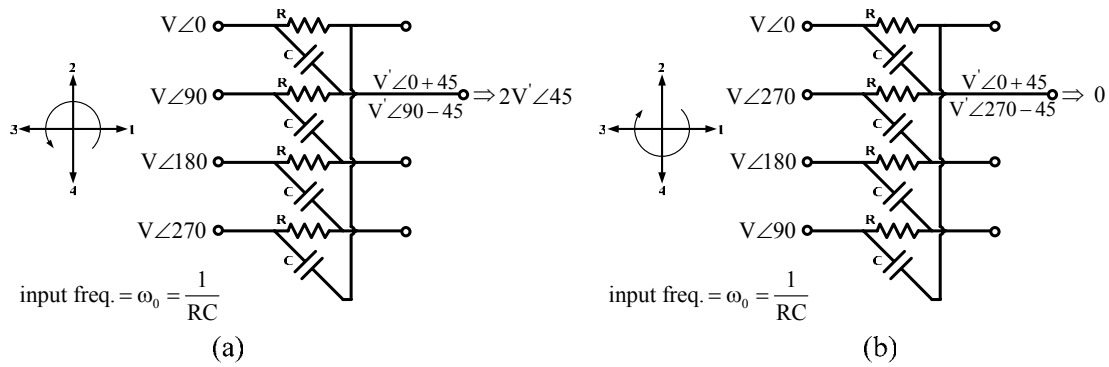


圖2.27 RC-CR 多相位濾波器 (a)正頻率 (b)負頻率 選擇

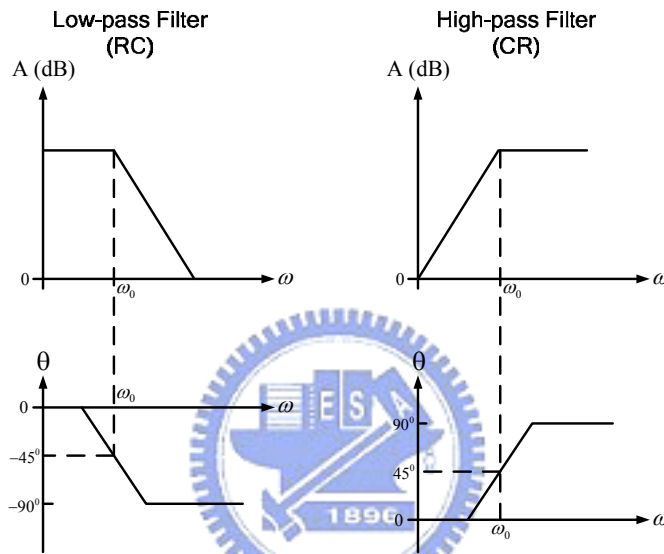


圖2.28 RC 電路振幅與相位響應

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。

需要訊號與第一、二本地振盪訊號的四個相位輸入訊號，分別為式 2.45、2.46，另外第二鏡像訊號為式 2.47。

$$RF \Rightarrow \begin{cases} I+ = \cos \omega_{RF}t, & I- = -\cos \omega_{RF}t \\ Q+ = \sin \omega_{RF}t, & Q- = -\sin \omega_{RF}t \end{cases} \quad (2.45)$$

$$\text{LO}_{-1,2} \Rightarrow \begin{cases} I+ = \cos \omega_{\text{LO}_{-1,2}} t, & I- = -\cos \omega_{\text{LO}_{-1,2}} t \\ Q+ = -\sin \omega_{\text{LO}_{-1,2}} t, & Q- = \sin \omega_{\text{LO}_{-1,2}} t \end{cases} \quad (2.46)$$

$$\text{Image2} \Rightarrow \begin{cases} I+ = \cos \omega_{\text{IM2}} t, & I- = -\cos \omega_{\text{IM2}} t \\ Q+ = \sin \omega_{\text{IM2}} t, & Q- = -\sin \omega_{\text{IM2}} t \end{cases} \quad (2.47)$$

需要訊號及第二鏡像訊號，經過該系統兩次降頻後，輸出的四個相位訊號，分別為 IF2_I+、IF2_Q+、IF2_I-、IF2_Q-，其訊號如下表 2.3 所示。分別計算需要訊號及第二鏡像訊號和第一、二本地振盪訊號混頻的輸出結果，發現需要訊號和第二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。如圖 2.29 所示，需要訊號降頻後的第二中頻為 $\cos \omega_{\text{IF2}} t$ 、 $\sin \omega_{\text{IF2}} t$ 、 $-\cos \omega_{\text{IF2}} t$ 、 $-\sin \omega_{\text{IF2}} t$ ，在極座標中可以用逆時鐘的方向來代表正頻率($e^{j\omega_{\text{IF2}} t} = \cos \omega_{\text{IF2}} t + j\sin \omega_{\text{IF2}} t$)，第二鏡像訊號降頻後的中頻為 $\cos \omega_{\text{IF2}} t$ 、 $-\sin \omega_{\text{IF2}} t$ 、 $-\cos \omega_{\text{IF2}} t$ 、 $\sin \omega_{\text{IF2}} t$ ，在極座標中可以用順時鐘的方向來代表負頻率($e^{j\omega_{\text{IF2}} t} = \cos \omega_{\text{IF2}} t - j\sin \omega_{\text{IF2}} t$)。由於需要訊號和第二鏡像訊號降頻後不同的相位響應，因此下一級的多相位濾波器得以分辨需要訊號使其通過並消除第二鏡像訊號。

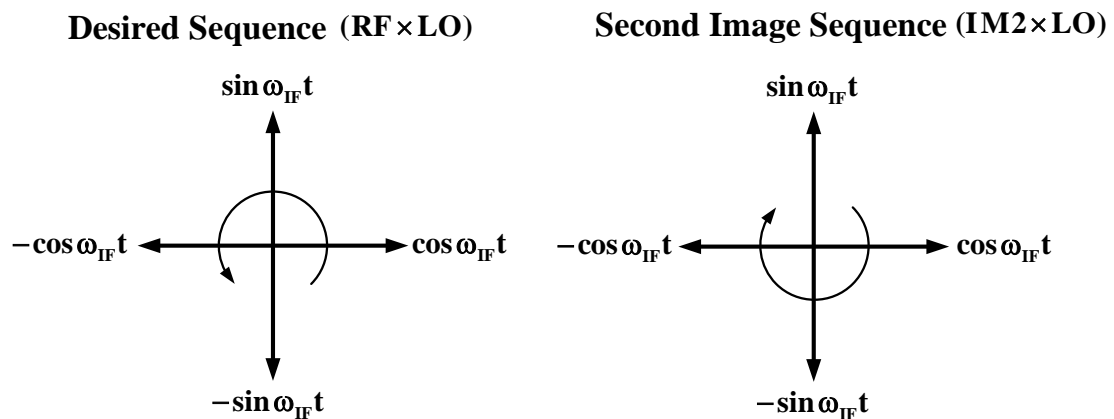


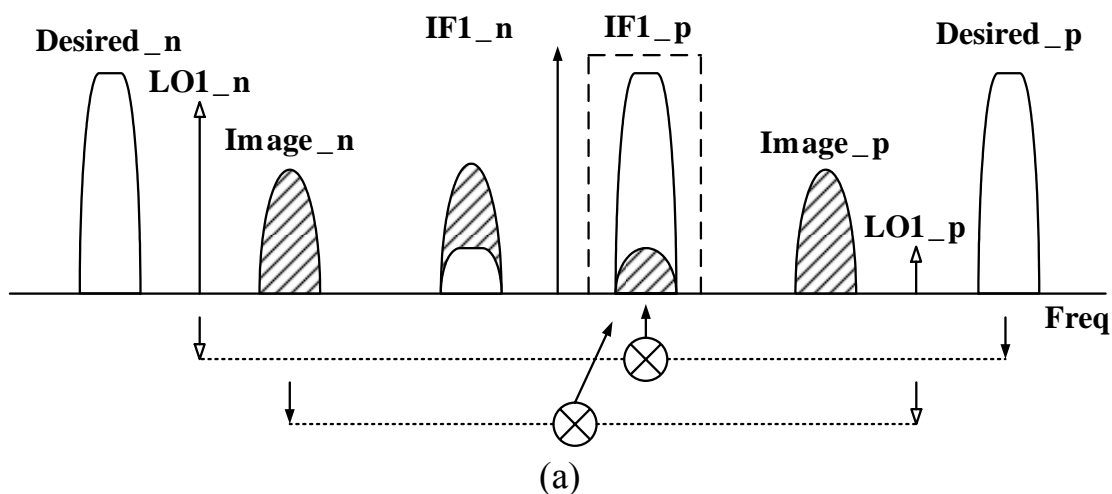
圖 2.29 正負頻率序列

表 2.3 威福-哈特利降頻器第二中頻訊號

$\omega_{RF} - \omega_{LO1} - \omega_{LO2}$	IF2 Outputs (Low-pass)	$\omega_{IM2} - \omega_{LO1} - \omega_{LO2}$	IF2 Outputs (Low-pass)
IF2_I+	$\cos \omega_{IF2} t$	IF2_I+	$\cos \omega_{IF2} t$
IF2_Q+	$\sin \omega_{IF2} t$	IF2_Q+	$-\sin \omega_{IF2} t$
IF2_I-	$-\cos \omega_{IF2} t$	IF2_I-	$-\cos \omega_{IF2} t$
IF2_Q-	$-\sin \omega_{IF2} t$	IF2_Q-	$\sin \omega_{IF2} t$

D. 第一、二級混頻器架構

該系統的第一級混頻器架構，使用雙正交相位降頻器(Double Quadrature Down Converter)，不使用上述傳統威福鏡像消除降頻器，第一級的單正交相位降頻器(Single Quadrature Down Converter)。因為單正交相位降頻器的需要訊號是實數訊號，會產生雙邊頻帶的正、負頻訊號，本地振盪訊號是複數訊號，只會產生單邊頻帶的正頻或負頻訊號，其混頻結果如圖2.30(a)。而雙正交相位降頻器的需要訊號與本地振盪訊號都是複數訊號，所以皆只是單邊頻帶的正頻或負頻訊號，其混頻結果如圖2.30(b)。從圖2.30可以明顯地發現雙正交相位降頻器的鏡像消除能力比單正交相位降頻器好，因此該系統的第一、二級混頻器架構皆使用雙正交相位降頻器。



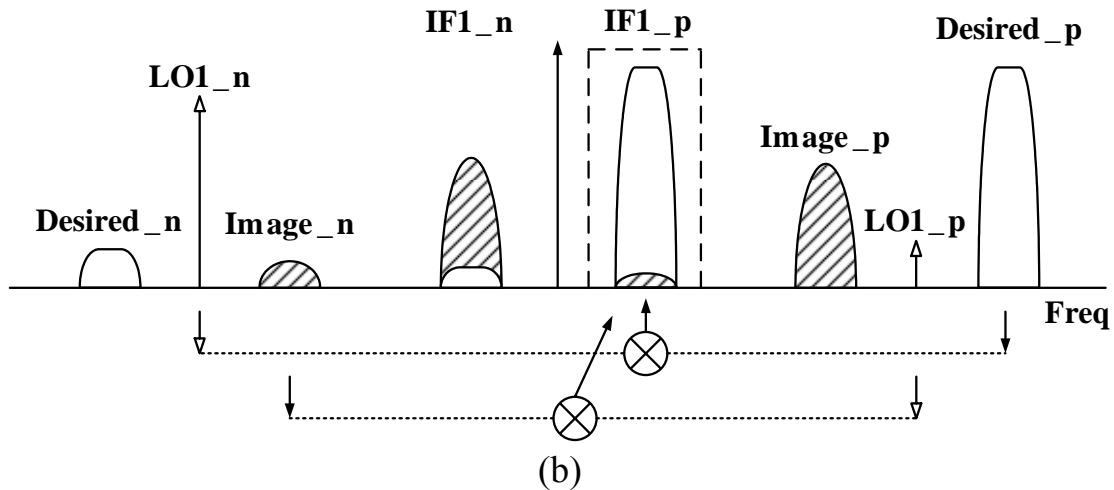


圖2.30 (a)單正交相位降頻 (b)雙正交相位降頻

混頻器的架構，使用雙正交相位降頻器，所以需要訊號與本地振盪訊號皆只有一邊的頻帶。該系統架構，如果需要訊號為正頻訊號 ($\omega_D = \omega_1$)，本地振盪訊號為負頻訊號 ($-\omega_{LO} = \omega_2$)。因此要得到I-通道的訊號需為II-QQ(式2.48)，要得到Q-通道的訊號需為QI+IQ(式2.49)。

$$\begin{aligned}
 & \text{II-QQ} \\
 &= \cos \omega_1 t \cos \omega_2 t - \sin \omega_1 t \sin \omega_2 t \\
 &= \frac{1}{2} \left\{ \left[\cos(\omega_1 + \omega_2)t + \cos(\omega_1 - \omega_2)t \right] - \left[-\cos(\omega_1 + \omega_2)t + \cos(\omega_1 - \omega_2)t \right] \right\} \quad (2.48) \\
 &= \cos(\omega_1 + \omega_2)t \\
 &= \cos(\omega_D - \omega_{LO})t
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & \text{QI+IQ} \\
 &= \sin \omega_1 t \cos \omega_2 t + \cos \omega_1 t \sin \omega_2 t \\
 &= \frac{1}{2} \left\{ \left[\sin(\omega_1 + \omega_2)t + \sin(\omega_1 - \omega_2)t \right] + \left[\sin(\omega_1 + \omega_2)t - \sin(\omega_1 - \omega_2)t \right] \right\} \quad (2.49) \\
 &= \sin(\omega_1 + \omega_2)t \\
 &= \sin(\omega_D - \omega_{LO})t
 \end{aligned}$$

同樣地，該系統架構，如果需要訊號為正頻訊號 ($\omega_D = \omega_1$)，本地振盪訊號為正頻訊號 ($\omega_{LO} = \omega_2$)。因此要得到I-通道的訊號需為II+QQ(式2.50)，要得到Q-通道的訊號需為QI-IQ(式2.51)。

$$\begin{aligned}
& \text{II} + \text{QQ} \\
&= \cos \omega_1 t \cos \omega_2 t + \sin \omega_1 t \sin \omega_2 t \\
&= \frac{1}{2} \left\{ \left[\cos(\omega_1 + \omega_2)t + \cos(\omega_1 - \omega_2)t \right] + \left[-\cos(\omega_1 + \omega_2)t + \cos(\omega_1 - \omega_2)t \right] \right\} \quad (2.50) \\
&= \cos(\omega_1 - \omega_2)t \\
&= \cos(\omega_D - \omega_{LO})t
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& \text{QI} - \text{IQ} \\
&= \sin \omega_1 t \cos \omega_2 t - \cos \omega_1 t \sin \omega_2 t \\
&= \frac{1}{2} \left\{ \left[\sin(\omega_1 + \omega_2)t + \sin(\omega_1 - \omega_2)t \right] - \left[\sin(\omega_1 + \omega_2)t - \sin(\omega_1 - \omega_2)t \right] \right\} \quad (2.51) \\
&= \sin(\omega_1 - \omega_2)t \\
&= \sin(\omega_D - \omega_{LO})t
\end{aligned}$$

E. 系統訊號頻率

威福-哈特利鏡像消除系統架構，所處理的訊號頻率：需要訊號為 $f_{RF} = 5.2\text{GHz}$ ，兩級本地振盪訊號的關係為 $f_{LO1} = 4f_{LO2}$ ，最後輸出的第二中頻訊號為 $f_{IF2} = 30\text{MHz}$ 。因此 $5.2 - 5f_{LO2} = 0.03$ ，所以 $f_{LO2} = 1.034\text{GHz}$ ， $f_{LO1} = 4.136\text{GHz}$ 。第一中頻訊號為 $f_{IF1} = 5.2 - 4.136 = 1.064\text{GHz}$ ，第一、二鏡像訊號分別為 $f_{IM1} = 4.136 - 1.064 = 3.072\text{GHz}$ 、 $f_{IM2} = 5.2 - 0.06 = 5.14\text{GHz}$ ，將上述的所有訊號頻率整理在表2.4。圖2.31為威福-哈特利鏡相消除系統架構的整體系統接線圖。

表2.4 威福-哈特利降頻器 Frequency Planning

Item	RF	IM1	IM2	LO1	LO2	IF2
Freq	5.19~5.21 GHz	3.062~3.082 GHz	5.13~5.15 GHz	4.136 GHz	1.034 GHz	20~40 MHz

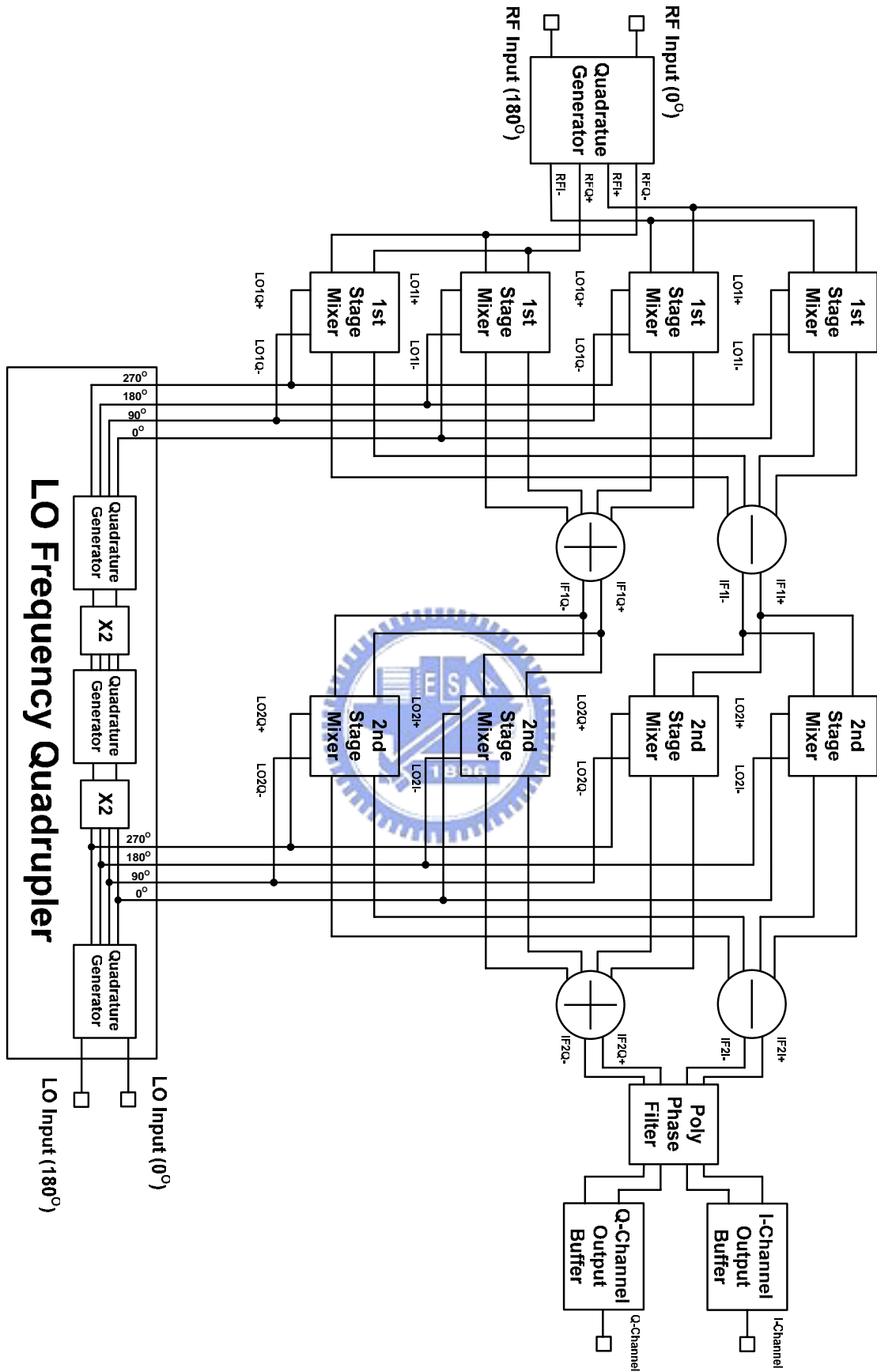


圖2.31 威福-哈特利降頻器系統

2.4.3 電路設計

(1) 正交訊號產生器

正交訊號產生器，可以藉由除頻器(Divider)、正交相位壓控振盪器(Quadrature VCO)與多相位濾波器來產生。該系統的射頻與本地振盪源輸入端皆需要產生同相位與正交相位的訊號，並且希望該系統的功率消耗不要太大，因此我們使用 RC-CR 的多相位濾波器來產生。其原理如下圖 2.32 所示，一個差動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。

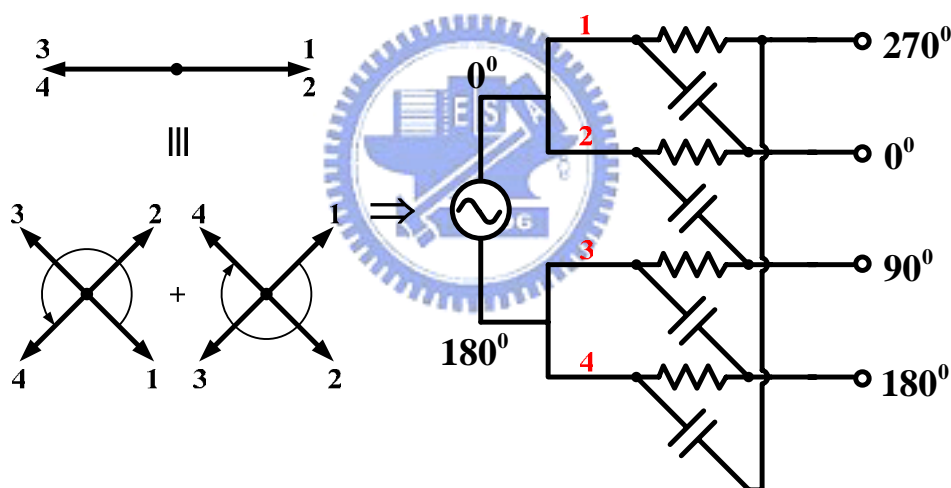


圖 2.32 正交訊號產生器

因為該系統的射頻輸入端，會有三個輸入訊號，分別為需要訊號(5.2GHz)、第一鏡像訊號(3.072GHz)、第二鏡像訊號(5.14GHz)，所以射頻輸入端的正交訊號產生器，需要使用三級的 RC-CR 多相位濾波器。為了避免負載效應，所以三級的極點頻率設計，從第一級到第三級為頻率由大到小，分別為 5.2GHz、5.14GHz、3.072GHz，如圖 2.33 所示。

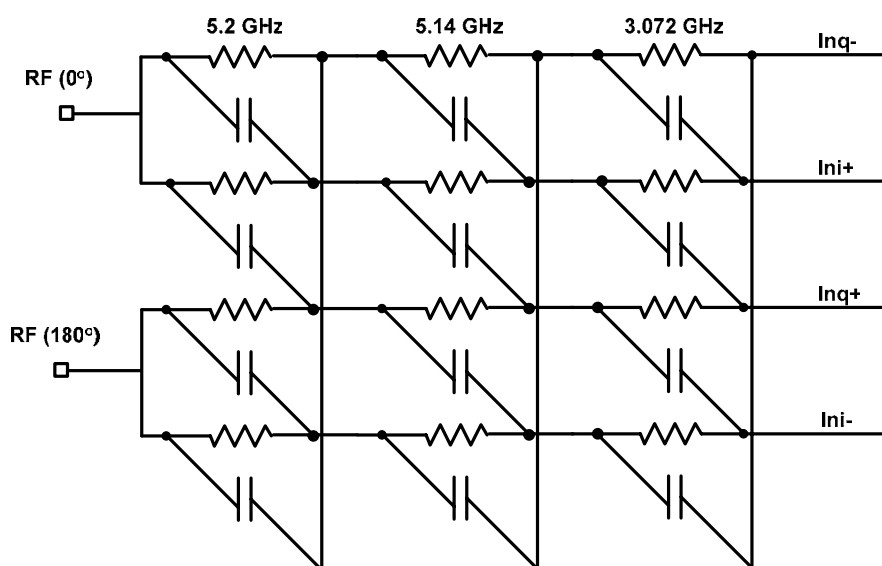


圖 2.33 三級正交訊號產生器

(2) 第一、二級複數混頻器

第一、二級的混頻器，我們使用如圖2.34的雙平衡吉伯特混頻器 (Double Balanced Gilbert Mixer)。因為，對於雙平衡吉伯特混頻器而言，其本地振盪埠是ECL的架構，所以差動本地振盪訊號只要相差幾個 V_T ，其本地振盪埠的電晶體便會切換，因此不需要輸入太大的本地振盪訊號。然而，該系統架構的本地振盪訊號是負頻訊號，所以需將本地振盪訊號的正弦弦波訊號相位反接到混頻器的本地振盪源輸入端。對於混頻器而言，線性度是很重要的規格，所以為了要得到較好的線性度，在混頻器射頻輸入端電晶體的射極下面，加入一個負回授電阻，提高混頻器的線性度(P1dB、IP3)。然而第一、二級混頻器的輸出，皆須接到下一級的電路，因此為了避免負載效應>Loading Effect)，在混頻器的輸出端，加入共集極放大器的緩衝級電路(Buffer Stage Circuit)。

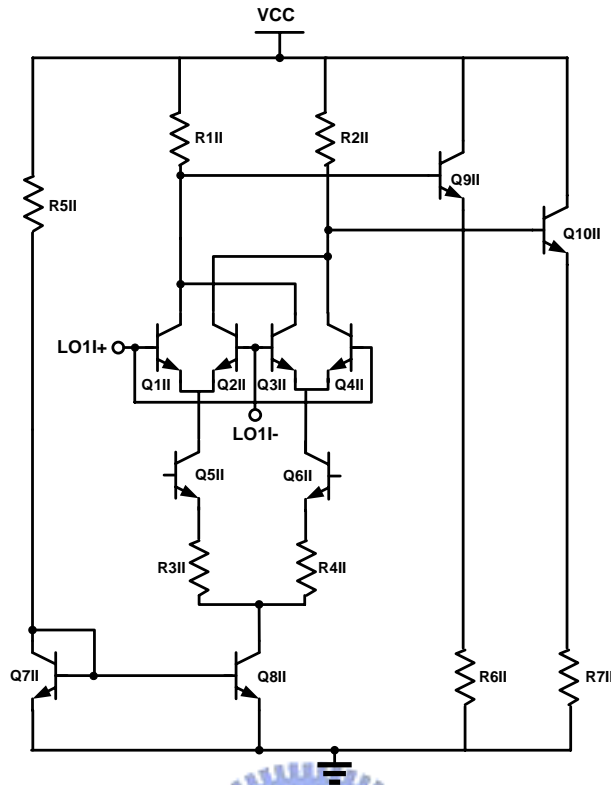


圖2.34 雙平衡吉伯特混頻器

圖2.35分別為I-通道與Q-通道混頻器的設計，因為混頻器是利用電流來混頻，混頻後的電流再乘上輸出的電阻，才是混頻後的輸出電壓訊號。因為該系統的混頻器需為II-QQ與IQ+QI，才能得到I-通道與Q-通道的訊號。因此將II與QQ的輸出混頻電流反接，再經過輸出電阻，即達到相減的功能。將IQ與QI的輸出混頻電流正接，再經過輸出電阻，即達到相加的功能。因此將省下加法器與減法器的電路，並且消耗更少的功率。

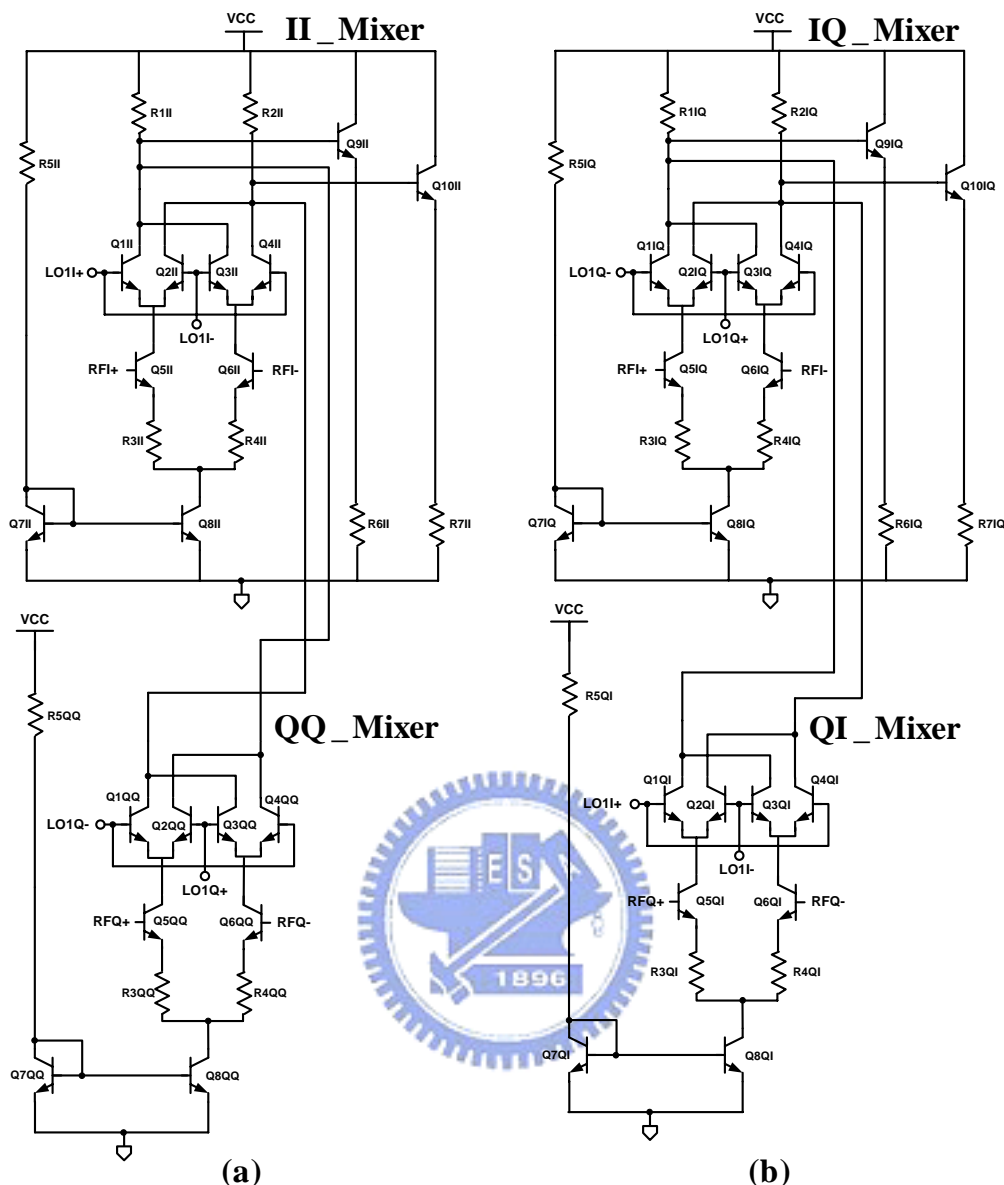


圖2.35 (a) I-通道(b) Q-通道 混頻器設計

(3) 四倍頻本地振盪源輸入級

該系統的四倍頻本地振盪源輸入級，為輸入第二級本地振盪訊號(1.034GHz)，可以產生第一級本地振盪訊號(2.136GHz)。因為高頻的本地振盪訊號，在實作上不容易實現，所以利用此電路架構，我們可以輸入一個低頻的訊號，來得到較高頻的訊號。此電路架構，如圖2.36所示，由兩個真相位平衡乘法器(Truly-Phase-Balanced Multiplier)、

三個兩級RC-CR正交訊號產生器、與一個輸入、出緩衝電路。首先，輸入外接的差動第二級本地振盪訊號，經過正交訊號產生器可以產生四個正交訊號，經由輸入緩衝電路，分別為輸出第二級本地振盪訊號以提供第二級混頻器混頻，與提供下一級乘法器將訊號倍頻。經過第一次倍頻的訊號，再使其通過正交訊號產生器，產生的四個正交訊號輸入下一級乘法器，以產生第二次倍頻的訊號。此四倍頻的訊號，使其經過差動放大器，來補償經由前面兩個兩級正交訊號產生器，所造成的衰減，最後再經過一個兩級的正交相位產生器，其輸出便是第一級本地振盪訊號，以提供第一級混頻器混頻。

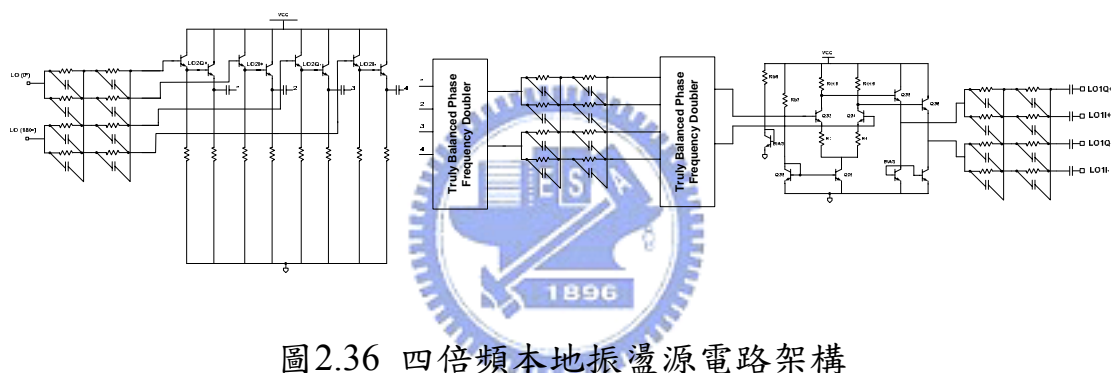


圖2.36 四倍頻本地振盪源電路架構

圖2.37為真相位平衡乘法器的電路架構圖，可以發現其電路包含四個傳統的乘法器。可以發現一個傳統的乘法器，有兩個乘法路徑，一個路徑會使訊號產生相位領先 $\Delta\theta/2$ ，另一個路徑會使訊號產生相位落後 $\Delta\theta/2$ ，因此一個傳統的乘法器電路，會產生相位誤差的問題。如果考慮路徑產生的相位誤差，圖2.38的乘法器架構，混頻後的輸出節點A、B(式2.52、2.53)，可以發現如果將此兩節點訊號相加(式2.54)，便可將相位誤差訊號消除掉，得到無相位誤差的二倍頻訊號。

$$A = \cos\left(\omega t + \frac{\Delta\theta}{2}\right) \times \sin\left(\omega t - \frac{\Delta\theta}{2}\right) = \frac{1}{2} [\sin 2\omega t - \sin \Delta\theta] \quad (2.52)$$

$$B = \sin(\omega t + \frac{\Delta\theta}{2}) \times \cos(\omega t - \frac{\Delta\theta}{2}) = \frac{1}{2}[\sin 2\omega t + \sin \Delta\theta] \quad (2.53)$$

$$C = A + B = \sin 2\omega t \quad (2.54)$$

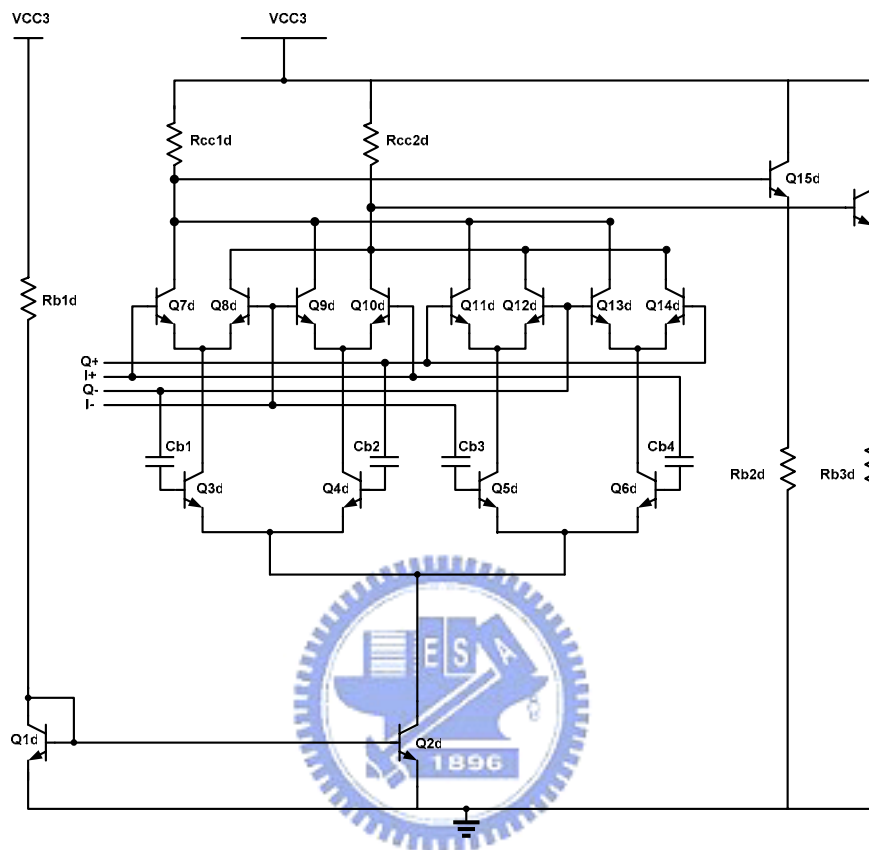


圖2.37 真相位平衡乘法器電路

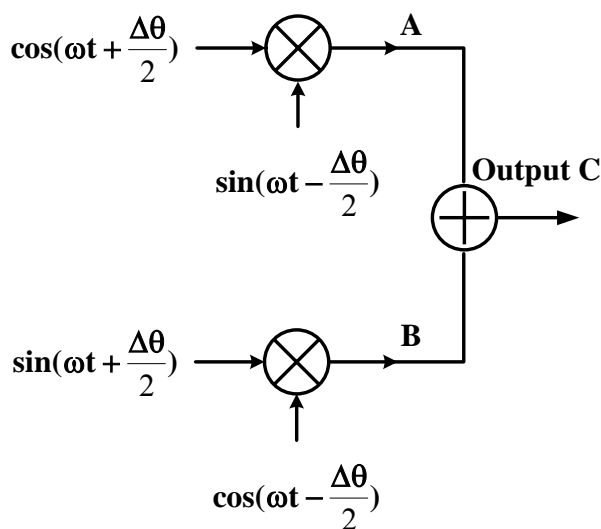


圖2.38 乘法器架構

(4) RC-CR 多相位濾波器

在前面我們已經介紹過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，在本電路中規劃第二中頻為20MHz~40MHz的頻段。因此我們必須串聯多級的RC-CR多相位濾波器以達到足夠的頻寬與鏡像消除功能。圖2.39為計算出欲達到一定的鏡像消除功能與所需頻寬、所需級數的關係。在此電路設計中，第二中頻為20MHz~40MHz， f_{\max}/f_{\min} 的比值為2。因此如果我們所需的正負頻率訊號消除比值在50dB以上，則至少需要三級的RC-CR多相位濾波器。

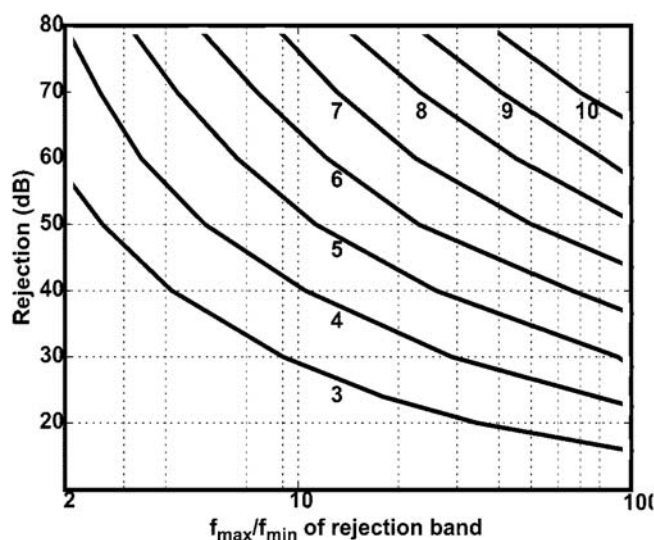


圖 2.39 不同級數 RC-CR 多相位濾波器鏡像消除比值

其中，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。

因為該系統的第二中頻為 20MHz~40MHz 的頻寬，中心頻率為 30MHz，所以多相位濾波器的三個極點頻率分別為 20MHz、30MHz、40MHz，其電路如下圖 2.40 所示。

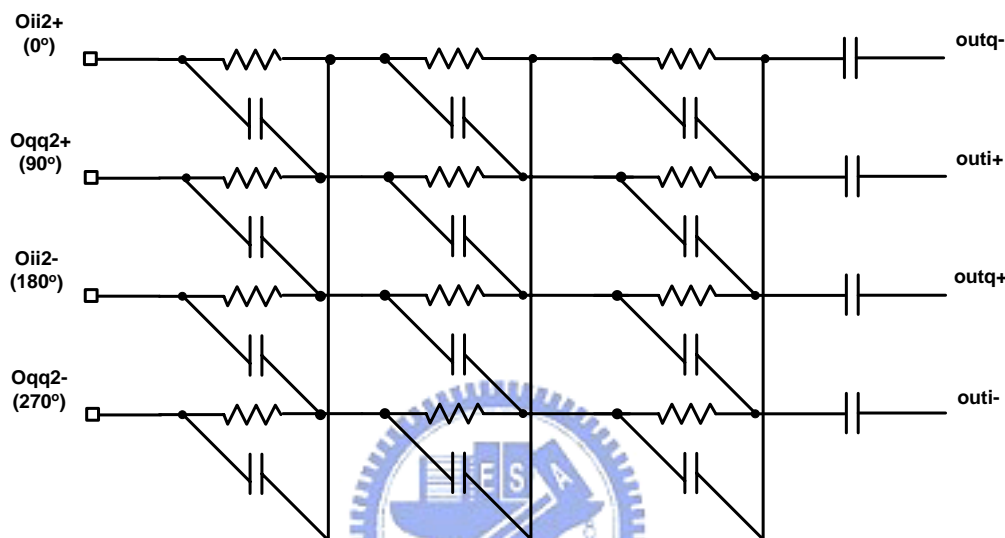


圖 2.40 三級 RC-CR 多相位濾波器

(5) 輸出緩衝級

因為該系統在第二級複數混頻器後，加入一個三級的多相位濾波器，來消除第二鏡像訊號，所以此多相位濾波器會對整體的系統增益，造成相當的損耗。因此在多相位濾波器後，加入一個如圖 2.41 的差動放大器，來補償多相位濾波器所造成的衰減。該差動放大器，在輸出端接共集極放大器的緩衝電路，以避免產生負載效應。

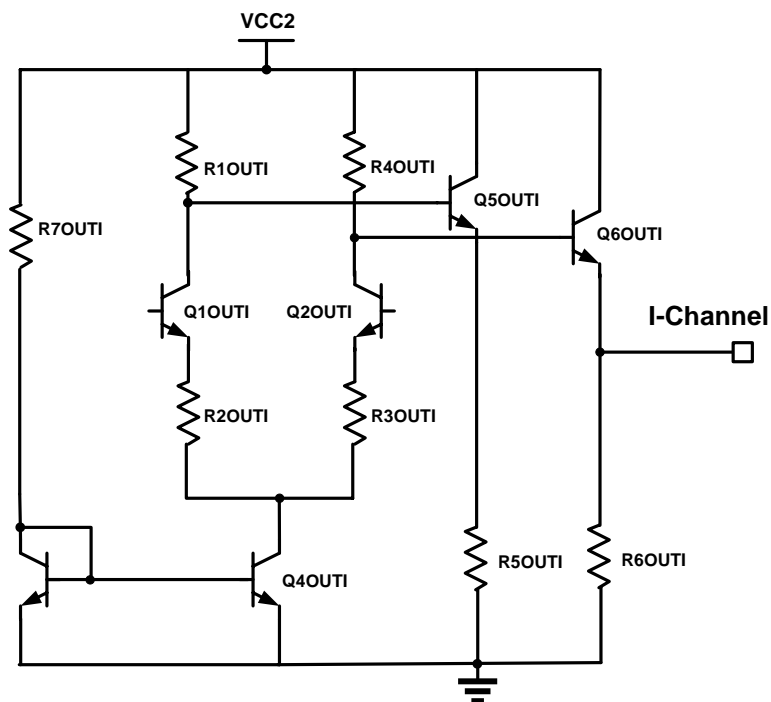


圖2.41 輸出緩衝電路

綜合上述的每個架構的電路，並且根據該系統的操作原理，我們可以得到圖2.42的威福-哈特利鏡相消除降頻系統電路。

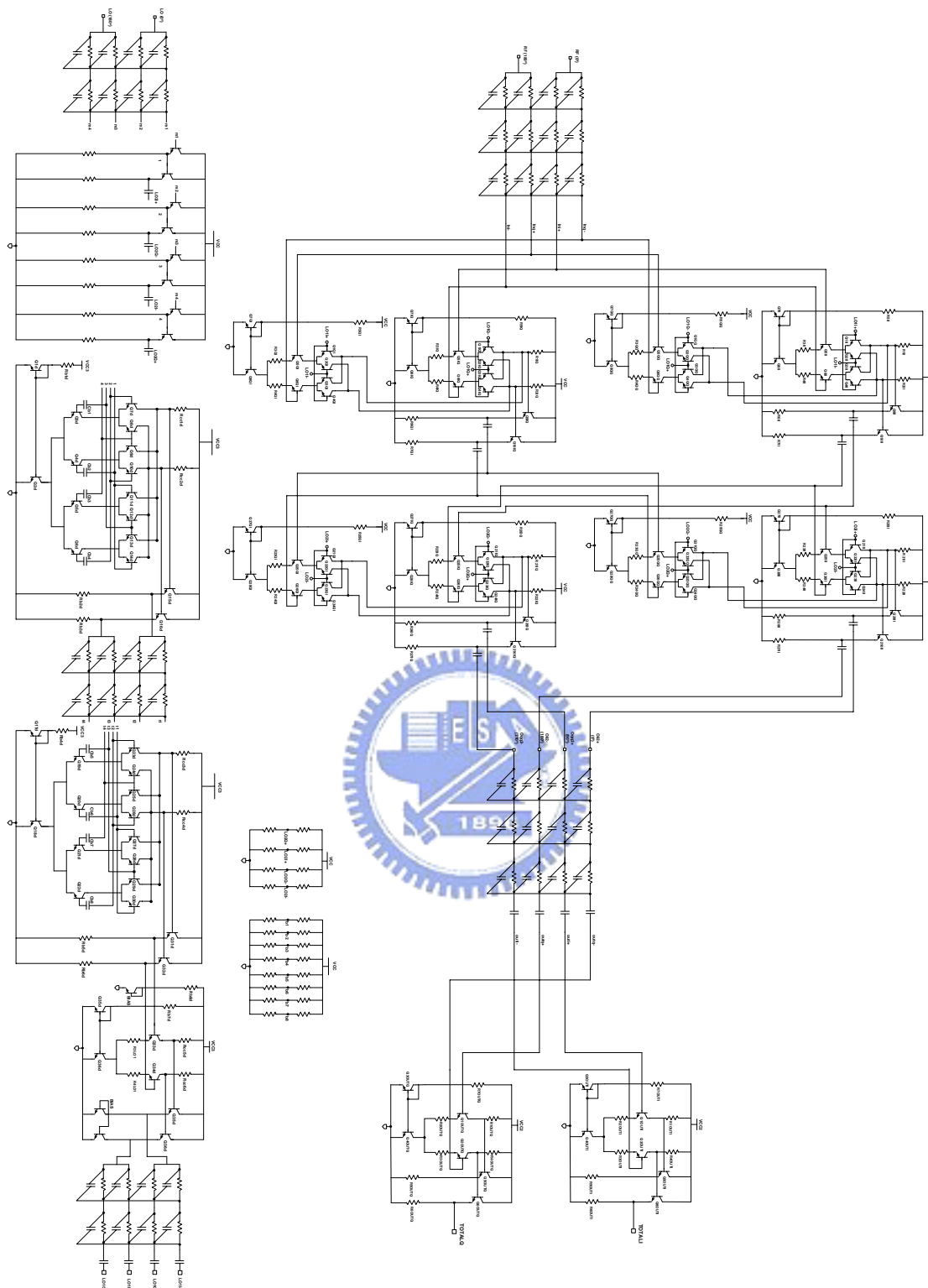


圖2.42 威福-哈特利鏡相消除降頻系統電路

2.4.4 電路模擬結果

(1) 需要訊號(5.2GHz)、第一鏡像訊號(3.072GHz)、第二鏡像訊號(5.14GHz)輸入端正交訊號產生器模擬：

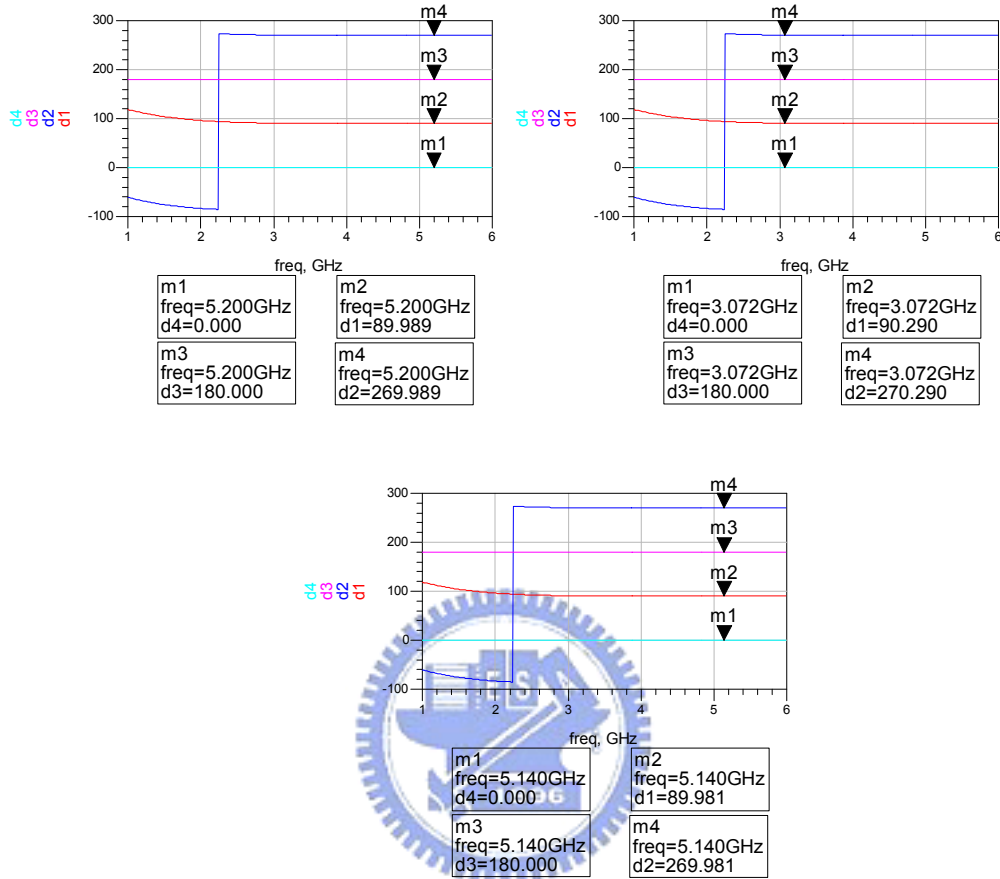


圖 2.43 正交訊號產生器模擬

(2) RC-CR 多相位濾波器模擬(20MHz~40MHz)：

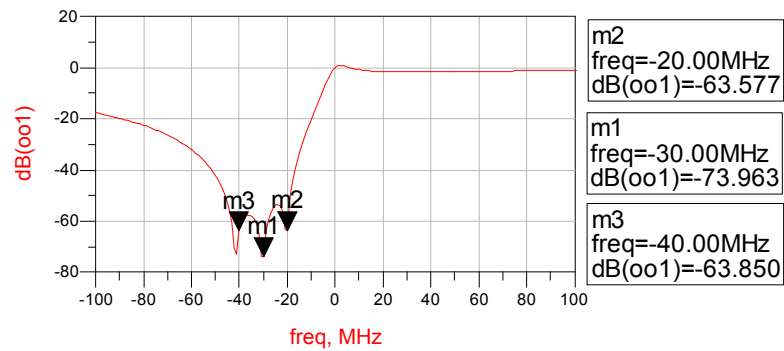


圖 2.44 RC-CR 多相位濾波器模擬

(3) 四倍頻本地振盪源輸入級模擬：

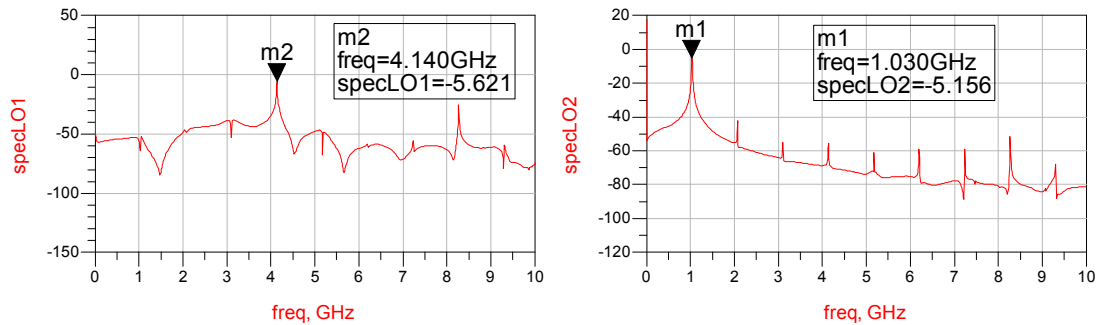


圖 2.45 本地振盪源輸入級模擬

第一級本地振盪訊號(2.136GHz)模擬結果為-5.621 dBm

第二級本地振盪訊號(1.034GHz)模擬結果為-5.156 dBm

(4) 需要訊號(5.2GHz)-42.052dBm，通過威福-哈特利降頻器的 I、Q 通道輸出頻率響應模擬(IF2=30MHz)：

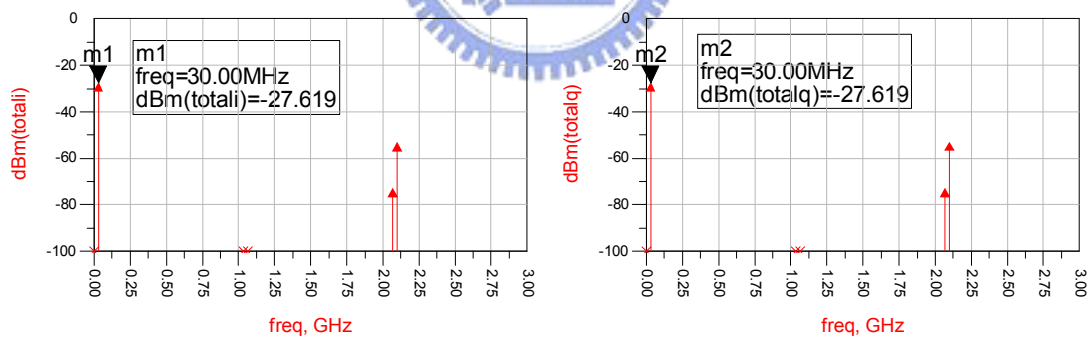


圖 2.46 需要訊號 I、Q 通道輸出頻率響應模擬

需要訊號轉換增益，模擬結果為-27.619dBm+42.052dBm = 15dB。

(5) 第一鏡像訊號(3.072GHz) -42.052dBm 通過威福-哈特利降頻器的 I、Q 通道輸出頻率響應模擬(IF2=30MHz)：

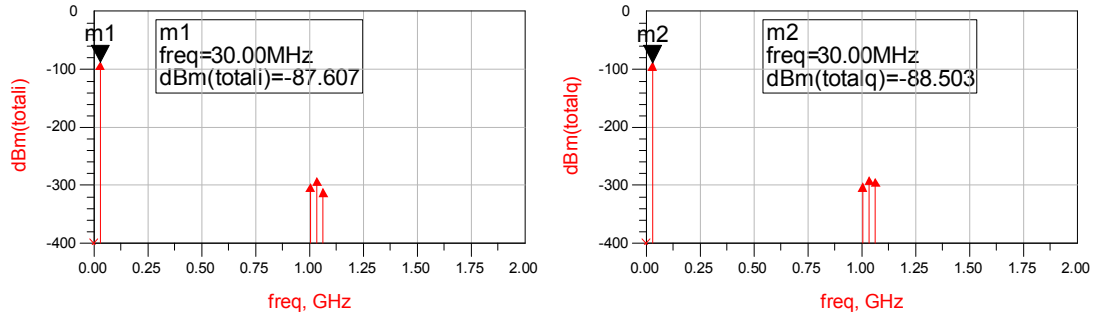


圖 2.47 第一鏡像訊號 I、Q 通道輸出頻率響應模擬

第一鏡像訊號轉換衰減，模擬結果為 $-87.607\text{dBm}+42.052\text{dBm}=-45\text{dB}$ 。

(6) 第二鏡像訊號(5.14GHz) -42.052dBm 通過威福-哈特利降頻器的 I、Q 通道輸出頻率響應模擬(IF2=30MHz)：

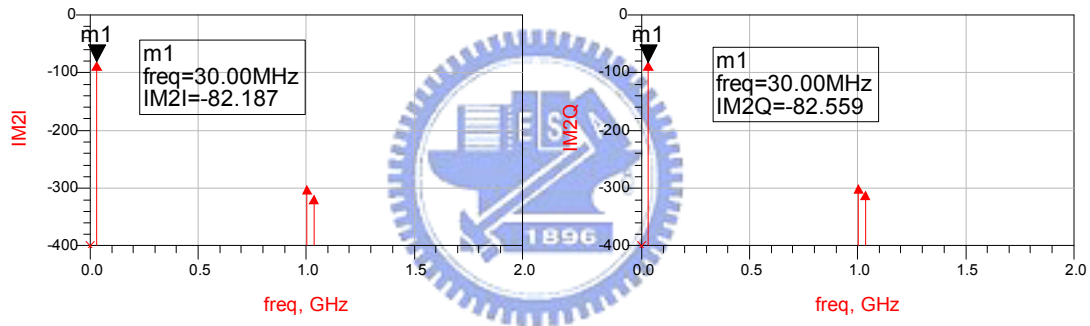


圖 2.48 第二鏡像訊號 I、Q 通道輸出頻率響應模擬

第二鏡像訊號轉換衰減，模擬結果為 $-82.559\text{dBm}+42.052\text{dBm}=-41\text{dB}$ 。

(7) 威福-哈特利降頻器第一、第二鏡像消除比值的模擬：

第一鏡像消除比值，模擬結果為 $15-(-45)=60\text{ dB}$

第二鏡像消除比值，模擬結果為 $15-(-41)=56\text{ dB}$

(8) 威福-哈特利降頻器線性度模擬：

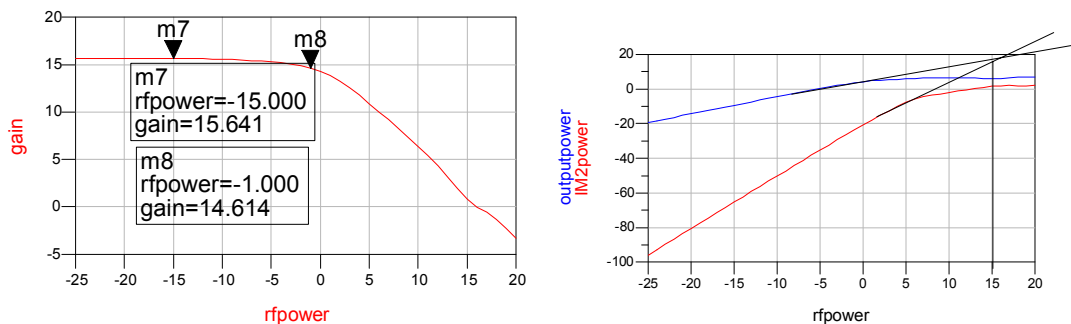


圖 2.49 威福-哈特利降頻器線性度模擬

IP1dB=-1 dBm

IIP3=15 dBm

(9) 威福-哈特利降頻器I、Q通道輸出弦波模擬：

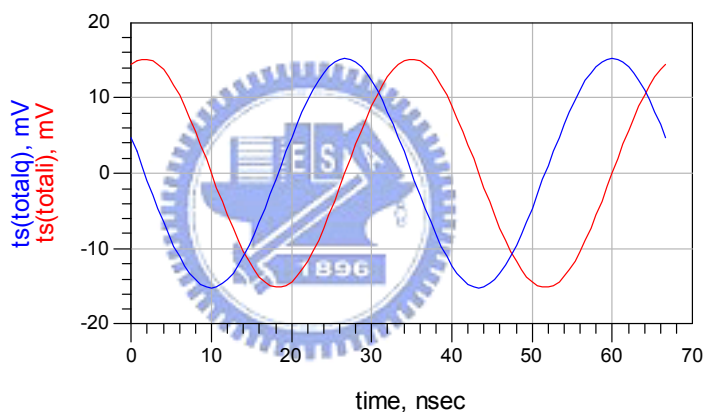


圖 2.50 I、Q 通道輸出波形模擬

2.4.5 晶片量測結果

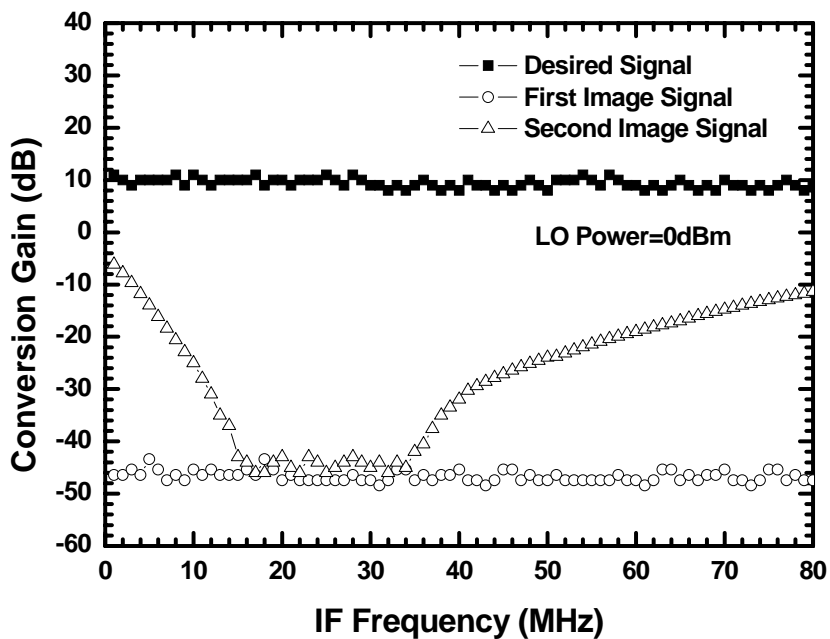


圖2.51 轉換增益對射頻頻率

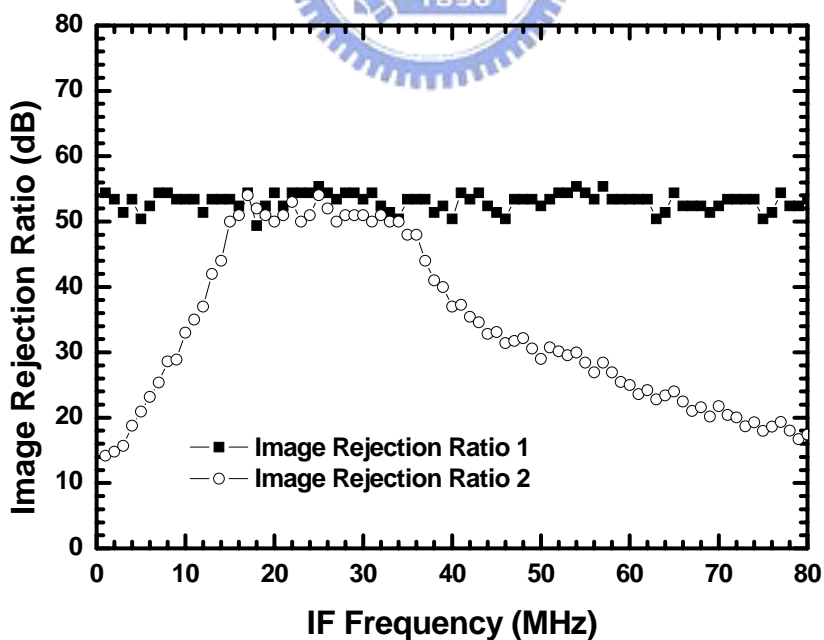


圖2.52 第一、二鏡像消除比值對射頻頻率

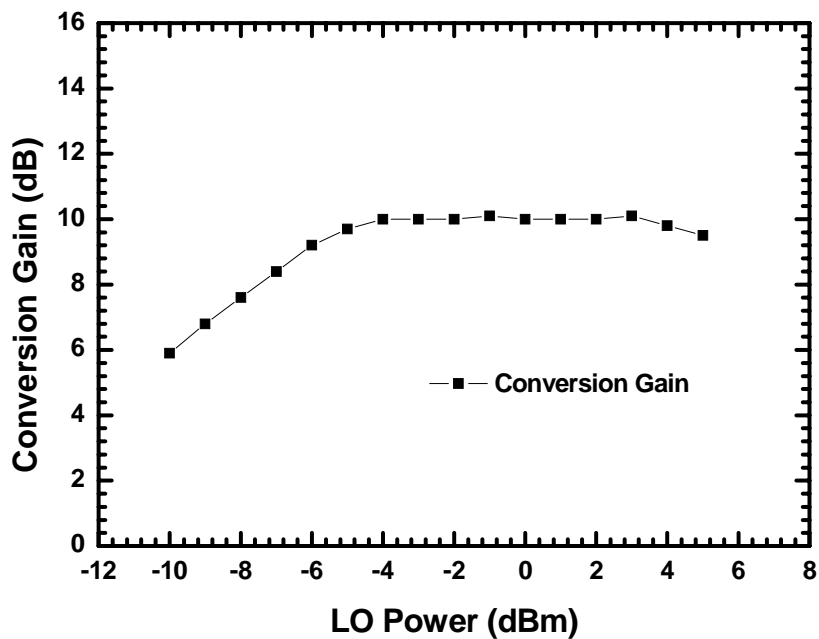


圖2.53 轉換增益對本地振盪訊號功率

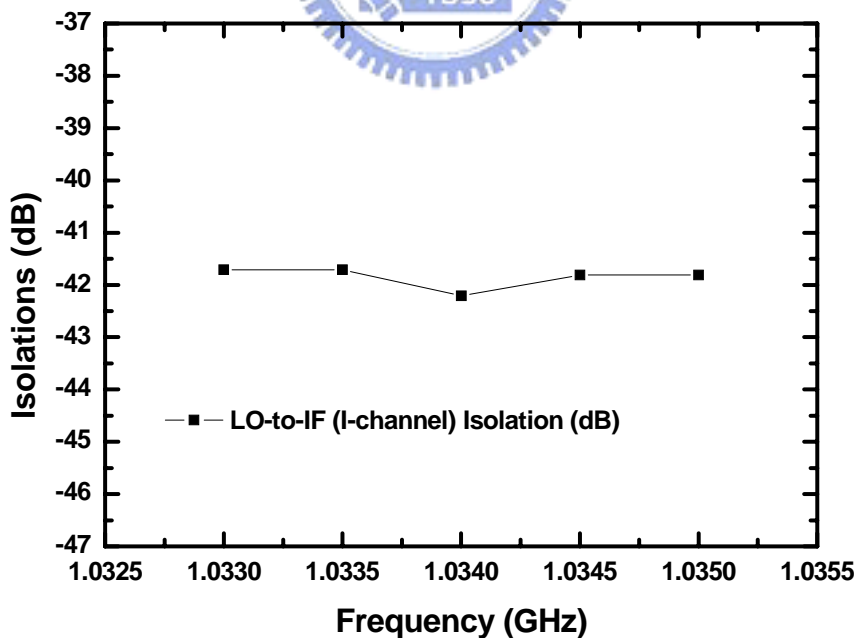


圖2.54 LO Port 到 IF Port 隔離度(Isolation)

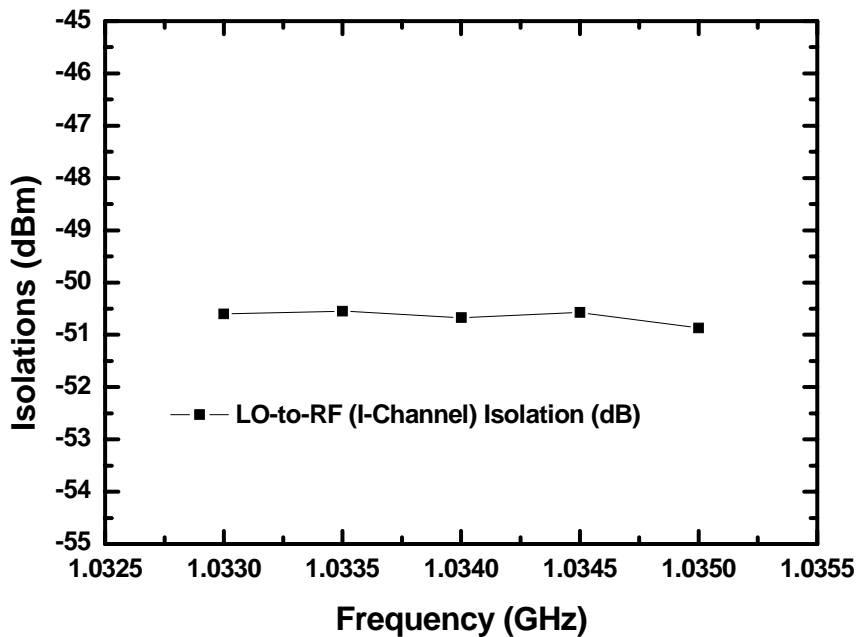


圖2.55 LO Port 到 RF Port 隔離度

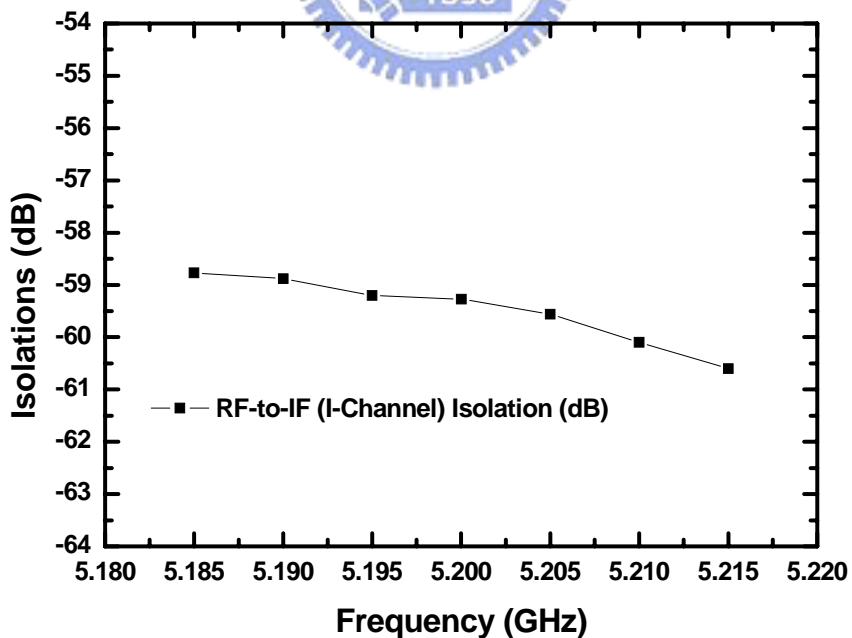


圖2.56 RF Port 到 IF Port 隔離度

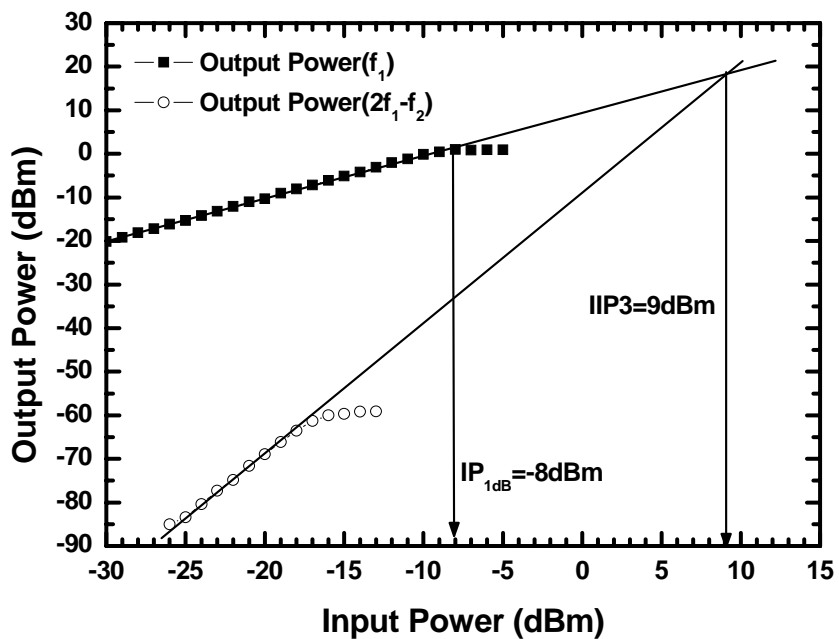


圖2.57 IP_{1dB} 與 $IIP3$ 量測結果

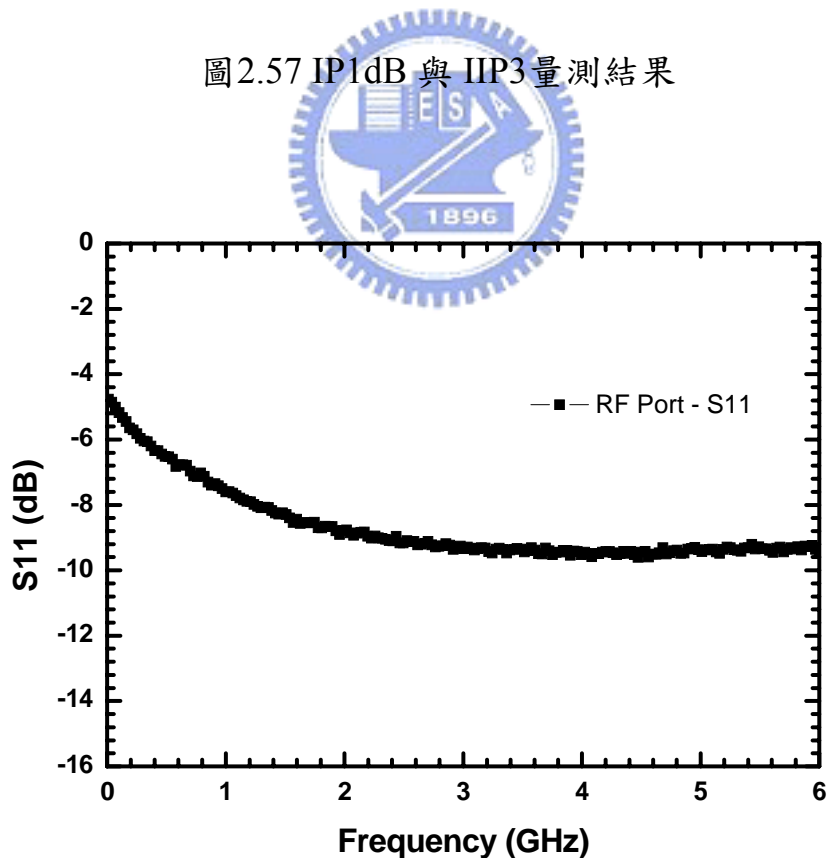


圖2.58 RF Input Return Loss 量測結果

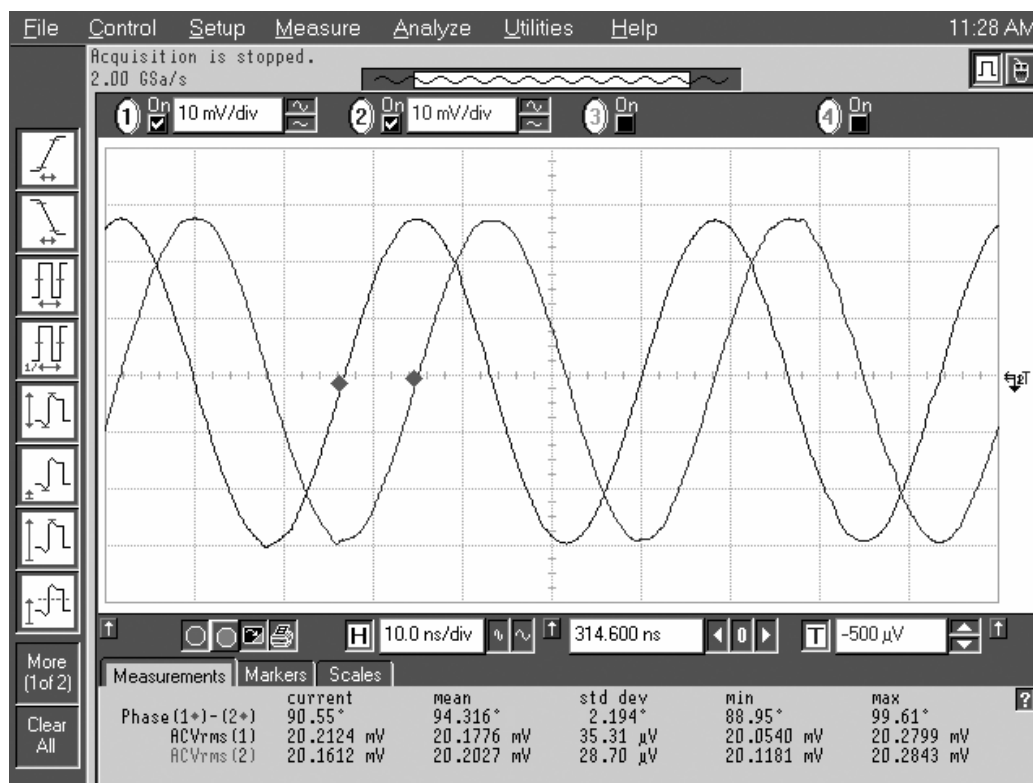


圖2.59 I、Q 通道輸出波形量測結果

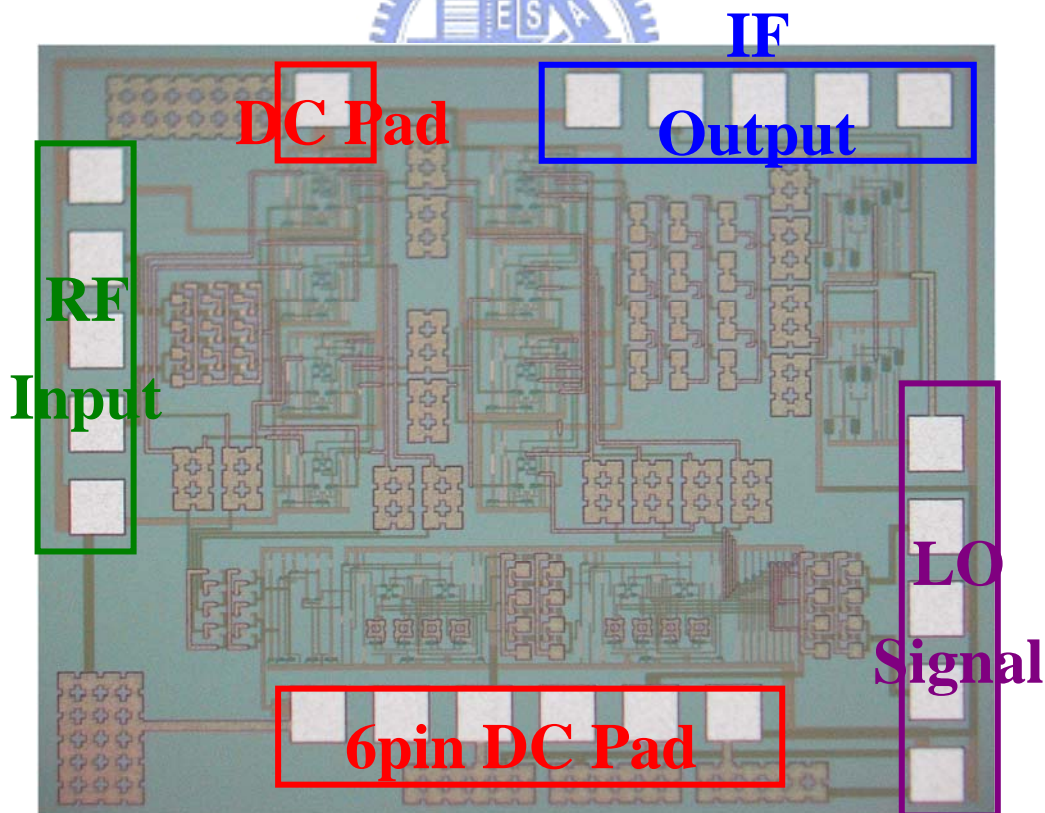


圖2.60 Die Photo(1.6 mm X 1.35 mm)

量測時我們使用on-wafer的高頻量測環境，並且使用實驗室購買的off-chip的rat-race與寬頻耦合器(圖2.61)，來外接產生我們所需的差動射頻訊號與本地振盪訊號，同時利用相位調整器(phase shifter)來調整輸入訊號的相位到平衡的狀態。晶片的大小為 $1.6 \times 1.35\text{mm}^2$ ，圖2.60為晶片實作照片，圖中可以看到，射頻訊號輸入埠在晶片的左邊，本地振盪訊號輸入埠在晶片的右邊，中頻訊號輸出埠在晶片的上方，6 pin DC pad在晶片下方，上方的一個DC pad為提供第一、二級混頻器的DC。DC pad周圍的電容，皆是用來DC穩壓之用。



圖2.61 量測用的裝備

2.4.6 結果與討論

由圖2.51可以看到轉換增益對射頻頻率掃頻的圖形，因此可以看到，當本地振盪訊號為0dBm時，需要訊號(5.2GHz)與第一、二鏡像訊號(3.072GHz、5.14GHz)經過威福-哈特利降頻器系統降頻成中頻頻率後，通過多相位濾波器的結果。需要訊號經過兩次降頻後，為一正頻訊號，所以其通過多相位濾波器的轉換增益約為10dB。第一鏡像訊號因為是由威福鏡像消除架構消除，不是由多相位濾波器消除的，所以該訊號的轉換增益皆約為-43dB。第二鏡像訊號經過兩次降頻後，

為一負頻訊號，會被多相位濾波器消除，所以該訊號在多相位濾波器的極點頻率15MHz~35MHz時，其轉換增益約為-40 dB，當中頻頻率離多相位濾波器極點頻率愈遠時，其轉換增益增加愈快，也就是訊號消除的效果愈差。

第一、二鏡像消除比值，為需要訊號中頻頻率轉換增益除以第一、二鏡像訊號中頻頻率轉換增益。因此，若以 dB 表示，就是將圖 2.51 的需要訊號中頻頻率轉換增益減去第一、二鏡像訊號中頻頻率轉換增益，即為圖 2.52 的第一、二鏡像消除比值。由圖 2.52 可以發現，第一鏡像消除比值對中頻頻率皆大於 50dB，第二鏡像消除比值在 15MHz~35MHz 的中頻頻段皆大於 50dB。從圖 2.52 的量測曲線，我們可以確定第一鏡像訊號，是由 frequency shifting (威福鏡像消除架構) 所消除，第二鏡像訊號是由 complex filter(哈特利鏡像消除架構)。

由圖 2.53 可以發現，當本地振盪訊號功率從 -5dBm 增加到 5dBm 時，轉換增益仍維持在 10dB 左右。因此，對於威福-哈特利降頻器系統而言，吉伯特混頻器所需要的本地振盪訊號功率不大，並且對於整體系統而言，其本地振盪訊號源可以有 10dB 左右的變化範圍。

由圖 2.54 與圖 2.55 可以觀察到當 LO Power 為 0dBm 時，LO-IF 的隔絕度與 LO-RF 的隔絕度圖形。當 LO 頻率在 1.034GHz 時，威福-哈特利鏡像消除降頻系統 LO-IF 的隔絕度約高於 40dB，LO-RF 的隔絕度約高於 50dB。由圖 2.56 為 RF-IF 的隔絕度圖形，當 RF 頻率在 5.2GHz 時，威福-哈特利鏡像消除降頻系統 RF-IF 的隔絕度約高於 59dB。

由圖2.57可以觀察到該系統電路的線性度特性表現，由單調(one-tone)功率量測，可以發現該系統的 $IP1dB$ 為 $-8dBm$ 。由雙調(two-tone)功率量測，可以發現該系統的 $IIP3$ 為 $9dBm$ 。因此，對於該系統而言，有不錯的線性度表現。

由於射頻埠為輸入 $5.2GHz$ 的需要訊號，其操作頻率較高，所以需要考慮輸入端的匹配反射問題。由圖2.58可以發現，該系統的射頻埠輸入反射損耗，在 $5.2GHz$ 時為 $9.36dB$ 。因為該系統的射頻埠輸入端，為一個三階 RC-CR 正交相位產生器，所以其輸入反射損耗的表現不會很好，但仍在 $10dB$ 可以接受的範圍左右。

由圖2.59可以發現，該系統的輸出中頻 I-通道與 Q-通道的弦波訊號，這兩個通道訊號的相位相差 90.55° ，phase mismatch 為 0.55° ，gain mismatch 為 $\Delta=0.022dB(0.254\%)$ ，所以該系統的兩個輸出通道訊號的確互相正交。同時，由於第一鏡像訊號消除，對於 I-通道與 Q-通道的相位是否正交很敏感。因為這兩個通道相差 90.55° ，互相正交，因此我們才可以量測到 $53.4dB$ 的第一鏡像消除比值。

表2.4 Weaver-Hartley Image Rejection Down-Converter

模擬與量測結果

Weaver-Hartley Image Rejection Down-Converter (TSMC 0.35μm SiGe BiCMOS)		
Item	Simulation	Measurement
Conversion Gain	15 dB	10 dB@LO:0dBm
Image Rejection for the First Image	60 dB	53.4 dB
Image Rejection for the Second Image	56 dB	51 dB
IP1dB	-1 dBm	-8 dBm
IIP3	15 dBm	9 dBm
Noise Figure	N/A	23 dB
LO-to-IF Isolation	N/A	42.21 dB
LO-to-RF Isolation	N/A	50.67 dB
RF-to-IF Isolation	N/A	59.27 dB
RF Input Return Loss	-13.762 dB	9.36 dB
Supply Current	150 mA	138.8 mA
Supply Voltage	3.3 V	3.3 V

第三章

電晶體雜訊參數分析



3.1 前言

無線通訊系統，是目前最重要的通訊系統。在無線通訊系統中，接收機的雜訊指數(Noise Figure)是非常重要的規格。接收機的靈敏度(Sensitivity) 為 $P_{in,min} = -174\text{dBm}/\text{Hz} + \text{NF} + 10\log B + \text{SNR}_{min}$ ，動態範圍(Dynamic Range) 為 $\text{SFDR} = \frac{2(P_{IP3} + 174\text{dBm} - \text{NF} - 10\log B)}{3} - \text{SNR}_{min}$ ，所以從式子可以發現當雜訊指數增加時，接收機的靈敏度與動態範圍都會變差。然而雜訊指數，是雜訊參數(Noise Parameters)的函數，因此為了要得到較低的雜訊指數，得分析電晶體的雜訊參數。所以本章節，將分析目前最主要應用在射頻前端電路設計中，兩種電晶體的雜訊參數，分別為異質接面雙載子電晶體(HBT)，與金氧半場效電晶體(MOS)的雜訊參數，並展示實作結果。

3.2 異質接面雙載子電晶體雜訊參數原理

3.2.1 異質接面雙載子電晶體之雜訊模型

探討異質接面雙載子電晶體的雜訊參數之前，我們得先了解其雜訊模型(Noise Model)，才能分析電晶體的雜訊網路(Noise Network)，以便推得雜訊參數。圖 3.1 是異質接面雙載子電晶體的雜訊模型，可以看到電晶體的雜訊來源是由兩個熱雜訊源(Thermal Noise Sources) V_{nb} 、 V_{ne} ，和兩個散彈雜訊源(Shot Noise Sources) I_{nb} 、 I_{nc} 所組成。

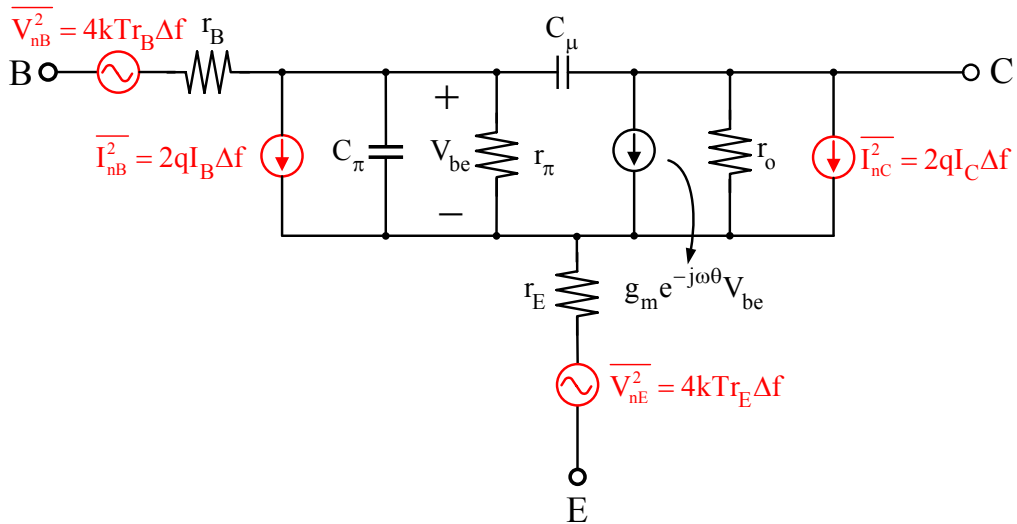


圖 3.1 異質接面雙載子電晶體雜訊模型

3.2.2 異質接面雙載子電晶體之輸入相關雜訊源

(1) 輸入相關雜訊電壓源

依據圖 3.1 的雜訊模型可以推得輸入相關雜訊源(Input Referred Noise Source)。輸入相關雜訊源，可以分為輸入相關雜訊電壓源(Input Referred Noise Voltage Source)和輸入相關雜訊電流源(Input Referred Noise Current Source)兩種雜訊源。首先探討輸入相關雜訊電壓源，圖

3.2 為 V_{nB} 、 V_{nE} 產生的輸入相關雜訊電壓源： $V_n = V_{nB} + V_{nE}$ (3.1)

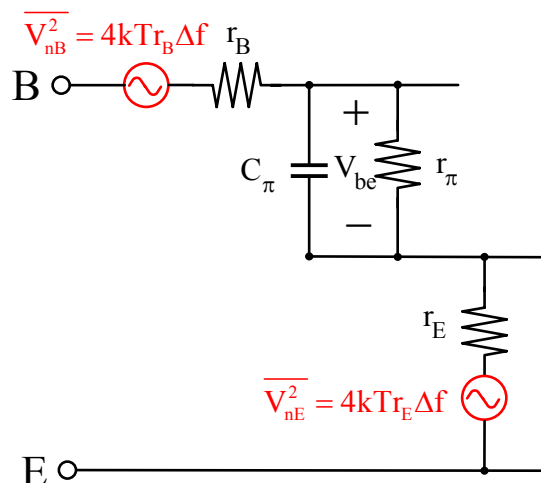


圖 3.2 寄生電阻熱雜訊電壓源

圖 3.3 為 I_{nC} 產生的輸入相關雜訊電壓源： $Y_{21} = \frac{I_{nC}}{V_n} \rightarrow V_n = \frac{I_{nC}}{Y_{21}}$ (3.2)

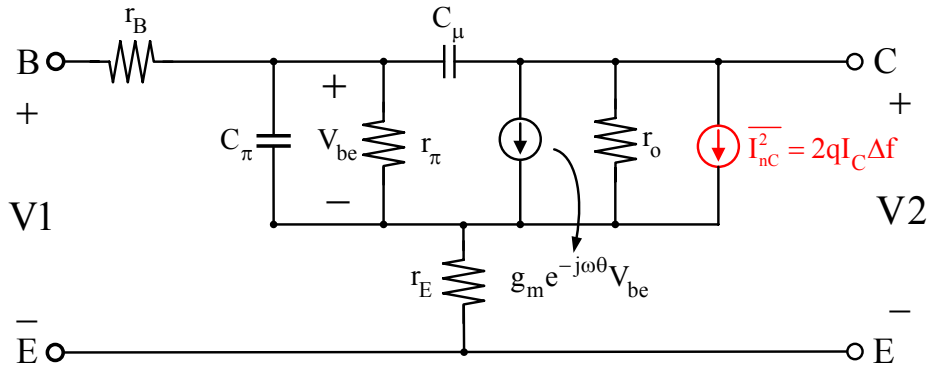


圖 3.3 I_{nC} 雜訊電流源

依據 3.1、3.2 式可推得全部輸入相關雜訊電壓源：

$$|V_n|^2 = \left| V_{nB} + V_{nE} + \frac{I_{nC}}{Y_{21}} \right|^2 = |V_{nB}|^2 + |V_{nE}|^2 + \frac{|I_{nC}|^2}{|Y_{21}|^2} \quad (3.3)$$

(2) 輸入相關雜訊電流源

再來探討輸入相關雜訊電流源，圖 3.4 為 I_{nB} 產生的輸入相關雜訊

電流源： $I_n = I_{nB}$ (3.4)

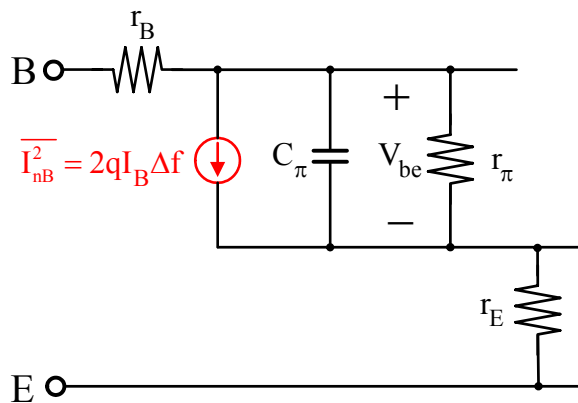


圖 3.4 I_{nB} 產生的輸入相關雜訊電流源

從圖 3.3，可以發現 I_{nC} 產生的輸入相關雜訊電流源：

$$h_{21} = \frac{I_{nC}}{I_n} \rightarrow I_n = I_{nC} \frac{Y_{11}}{Y_{21}} \quad (3.5)$$

依據 3.4、3.5 式可推得全部輸入相關雜訊電流源：

$$\overline{|I_n|^2} = \overline{\left| I_{nB} + I_{nC} \frac{Y_{11}}{Y_{21}} \right|^2} = \overline{|I_{nB}|^2} + \overline{|I_{nC}|^2} \frac{|Y_{11}|^2}{|Y_{21}|^2} \quad (3.6)$$

3.2.3 異質接面雙載子電晶體之雜訊相關矩陣

圖 3.5 為一無雜訊的雙埠網路，其輸入相關雜訊(電壓、電流)源 ($\overline{V_n^2}$ 、 $\overline{I_n^2}$) 可定義出雜訊相關矩陣(Noise Correlation Matrices)。雜訊相關矩陣 C_{A11} 、 C_{A12} 、 C_{A21} 、 C_{A22} 定義如下：

$$[C_A] = \begin{bmatrix} \langle V_n V_n^* \rangle & \langle V_n I_n^* \rangle \\ \langle I_n V_n^* \rangle & \langle I_n I_n^* \rangle \end{bmatrix} = 4kT \begin{bmatrix} C_{A11} & C_{A12} \\ C_{A21} & C_{A22} \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

$$C_{A11} = \frac{\overline{|V_n|^2}}{4kT\Delta f} \quad (3.8)$$

$$C_{A21} = C_{A12}^* = \frac{\overline{V_n^* I_n}}{4kT\Delta f} \quad (3.9)$$

$$C_{A22} = \frac{\overline{|I_n|^2}}{4kT\Delta f} \quad (3.10)$$

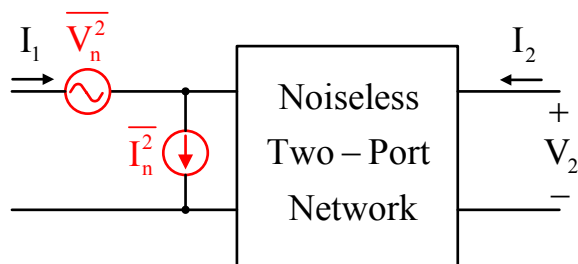


圖 3.5 無雜訊雙埠網路

依據 3.2.2 所推得的輸入相關雜訊(電壓、電流)源(3.3、3.6 式)，代入上述的雜訊相關矩陣 3.8~3.10 式。

$$C_{A11} = \frac{\overline{|V_{nB}|^2} + \overline{|V_{nE}|^2} + \overline{\left| \frac{I_{nC}}{Y_{21}} \right|^2}}{4kT\Delta f} \quad (3.11)$$

$$C_{A21} = C_{A12}^* = \frac{\overline{(V_{nB} + V_{nE} + \frac{I_{nC}}{Y_{21}})^* (I_{nB} + I_{nC} \frac{Y_{11}}{Y_{21}})}}{4kT\Delta f} \quad (3.12)$$

$$C_{A22} = \frac{\overline{|I_{nB}|^2} + \overline{|I_{nC}|^2} \frac{|Y_{11}|^2}{|Y_{21}|^2}}{4kT\Delta f} \quad (3.13)$$

將熱雜訊源： $\overline{|V_{nB}|^2} = 4kTr_B\Delta f$ 、 $\overline{|V_{nE}|^2} = 4kTr_E\Delta f$ 和散彈雜訊源：

$\overline{|I_{nC}|^2} = 2qI_C\Delta f$ 、 $\overline{|I_{nB}|^2} = 2qI_B\Delta f$ 代入 3.11~3.13 式，可以推得雜訊相關矩

陣 C_{A11} 、 C_{A12} 、 C_{A21} 、 C_{A22} ：

$$C_{A11} = \frac{4kT\Delta f(r_E + r_B) + \overline{\left| \frac{I_{nC}}{Y_{21}} \right|^2}}{4kT\Delta f} = \frac{2qI_C\Delta f}{4kT\Delta f|Y_{21}|^2} + (r_E + r_B) \quad (3.14)$$

$$= \frac{I_C}{2\frac{kT}{q}|Y_{21}|^2} + (r_E + r_B) = \frac{I_C}{2V_T|Y_{21}|^2} + (r_E + r_B)$$

$$C_{A21} = C_{A12}^* = \frac{Y_{11}\overline{|I_{nC}|^2}}{4kT\Delta f|Y_{21}|^2} = \frac{Y_{11}2qI_C\Delta f}{4kT\Delta f|Y_{21}|^2} = \frac{I_C Y_{11}}{2V_T|Y_{21}|^2} \quad (3.15)$$

$$C_{A22} = \frac{|Y_{11}|^2\overline{|I_{nC}|^2}}{4kT\Delta f|Y_{21}|^2} + \frac{\overline{|I_{nB}|^2}}{4kT\Delta f} = \frac{I_C|Y_{11}|^2}{2V_T|Y_{21}|^2} + \frac{I_B}{2V_T} \quad (3.16)$$

3.2.4 異質接面雙載子電晶體之雜訊參數

由雜訊相關矩陣，定義出 3.17~3.19 式的雜訊參數：

$$R_n = C_{A11} \quad (3.17)$$

$$Y_{opt} = G_{opt} + jB_{opt}$$

$$= \sqrt{\frac{C_{A22}}{C_{A11}} - \left(\frac{\text{Im}\{C_{A12}\}}{C_{A11}} \right)^2} + j \frac{\text{Im}\{C_{A12}\}}{C_{A11}} \quad (3.18)$$

$$F_{min} = 1 + 2 \left(\text{Re}\{C_{A12}\} + C_{A11} \sqrt{\frac{C_{A22}}{C_{A11}} - \left(\frac{\text{Im}\{C_{A12}\}}{C_{A11}} \right)^2} \right) \quad (3.19)$$

依據 3.2.3 所推得的雜訊相關矩陣 3.14~3.16 式，將其代入上述的雜訊參數 3.17~3.19 式，可以推得如下的形式：

$$R_n = \frac{I_C}{2V_T |Y_{21}|^2} + (r_E + r_B) \quad (3.20)$$

$$\begin{aligned} Y_{opt} &= G_{opt} + jB_{opt} \\ &= \sqrt{\frac{I_B |Y_{21}|^2 + I_C |Y_{11}|^2}{2V_T |Y_{21}|^2 (r_E + r_B) + I_C} - \left(\frac{I_C \operatorname{Im}\{Y_{11}\}}{2V_T |Y_{21}|^2 (r_E + r_B) + I_C} \right)^2} \\ &\quad - j \frac{I_C \operatorname{Im}\{Y_{11}\}}{2V_T |Y_{21}|^2 (r_E + r_B) + I_C} \end{aligned} \quad (3.21)$$

$$\begin{aligned} F_{min} &= 1 + \frac{I_C}{V_T |Y_{21}|^2} (\operatorname{Re}\{Y_{11}\}) + \\ &\quad \sqrt{\left(1 + \frac{2V_T |Y_{21}|^2 (r_E + r_B)}{I_C} \right) \left(|Y_{11}|^2 + \frac{I_B |Y_{21}|^2}{I_C} \right) - (\operatorname{Im}\{Y_{11}\})^2} \end{aligned} \quad (3.22)$$

由 3.20~3.22 式發現，雜訊參數都是 Y_{11} 、 Y_{21} 的函數。圖 3.6 是電晶體不考慮雜訊來源時的雙埠網路，此時電晶體的 Y 參數如下：

$$Y_{11} = \frac{1}{r_\pi} + j\omega(C_\pi + C_\mu) \approx \frac{1}{r_\pi} + j\omega C_\pi \quad (3.23)$$

$$Y_{12} = -j\omega C_\mu \quad (3.24)$$

$$Y_{21} = g_m - j\omega C_\mu \approx g_m \quad (3.25)$$

$$Y_{22} = \frac{1}{r_o} + j\omega C_\mu \quad (3.26)$$

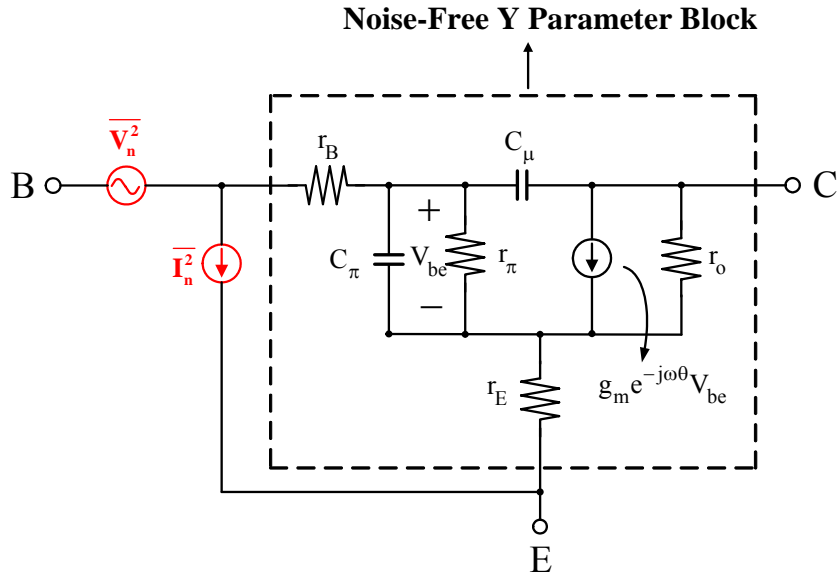


圖 3.6 異質接面雙載子電晶體雙埠網路

將 3.23、3.25 式，電晶體的 Y_{11} 、 Y_{21} 參數，代入 3.20~3.22 式，
可以推得如下的形式：

$$R_n \cong \frac{1}{2g_m} + (r_E + r_B) = \frac{V_T}{2I_C} + (r_E + r_B) \quad (3.27)$$

$$\begin{aligned} Y_{opt} &\cong \frac{1}{R_n} \left\{ \sqrt{C_{A22} R_n - \left(-\frac{f}{2f_T}\right)^2} + j \left(-\frac{f}{2f_T}\right) \right\} \\ &\cong \frac{f}{f_T R_n} \left\{ \sqrt{\left(\frac{g_m}{2} + \frac{I_B}{2V_T} \left(\frac{f_T}{f}\right)^2\right) \left(\frac{1}{2g_m} + r_E + r_B\right)} - \frac{1}{4} - j \frac{1}{2} \right\} \\ &= \frac{f}{f_T R_n} \left\{ \sqrt{\frac{I_C}{2V_T} (r_E + r_B) \left(1 + \frac{f_T^2}{\beta_0 f^2}\right) + \frac{f_T^2}{4\beta_0 f^2}} - \frac{1}{4} - j \frac{1}{2} \right\} \end{aligned} \quad (3.28)$$

$$\begin{aligned} R_{opt} &= \text{Re} \left(\frac{1}{Y_{opt}} \right) \\ &= \frac{R_n f_T}{f} \frac{\sqrt{\frac{I_C}{2V_T} (r_E + r_B) \left(1 + \frac{f_T^2}{\beta_0 f^2}\right) + \frac{f_T^2}{4\beta_0 f^2}}}{\frac{I_C}{2V_T} (r_E + r_B) \left(1 + \frac{f_T^2}{\beta_0 f^2}\right) + \frac{1}{4} \left(1 + \frac{f_T^2}{\beta_0 f^2}\right)} \end{aligned} \quad (3.29)$$

$$\begin{aligned}
 F_{\min} &= 1 + 2 \left(\operatorname{Re}\{C_{A12}\} + C_{A11} \sqrt{\frac{C_{A22}}{C_{A11}} - \left(\frac{\operatorname{Im}\{C_{A12}\}}{C_{A11}}\right)^2} \right) \\
 &\cong 1 + 2 \left(\frac{\operatorname{Re}(Y_{11}^*)}{2g_m} + C_{A11} \sqrt{\frac{C_{A22}}{C_{A11}} - \left(\frac{\operatorname{Im}\{C_{A12}\}}{C_{A11}}\right)^2} \right) \\
 &= 1 + \frac{1}{\beta_0} + \frac{f}{f_T} \sqrt{\frac{2I_C}{V_T} (r_E + r_B) \left(1 + \frac{f_T^2}{\beta_0 f^2}\right) + \frac{f_T^2}{\beta_0 f^2}}
 \end{aligned} \tag{3.30}$$

當 Emitter length 增加時， $r_E + r_B$ 變小、 C_π 變大，所以 f_T 變小。根據式 3.27~3.30， R_n 會變小， R_{opt} 也會變小。因為 $r_E + r_B / f_T$ 分子分母同時變小，所以對於 F_{\min} 的影響不大，其結果如圖 3.7。

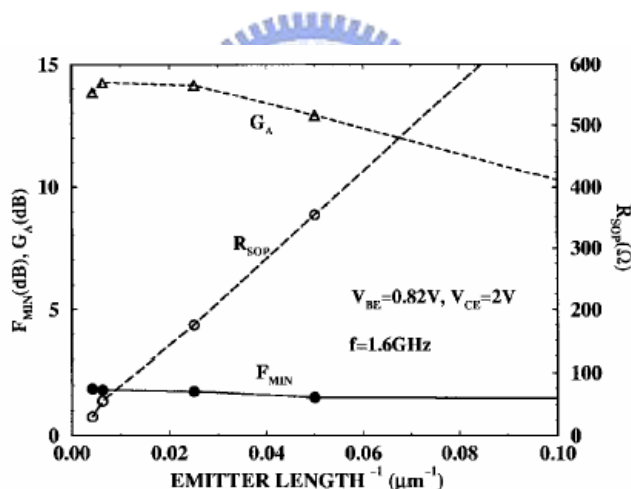


圖 3.7 Emitter length 對 R_{opt} 、 F_{\min}

當 Emitter width 增加時， $r_E + r_B$ 影響不大、 C_π 變大，所以 f_T 變小。根據式 3.27、3.30，對 R_n 的影響不大。因為 f_T 變小，所以 F_{\min} 會變大，其結果如圖 3.8。

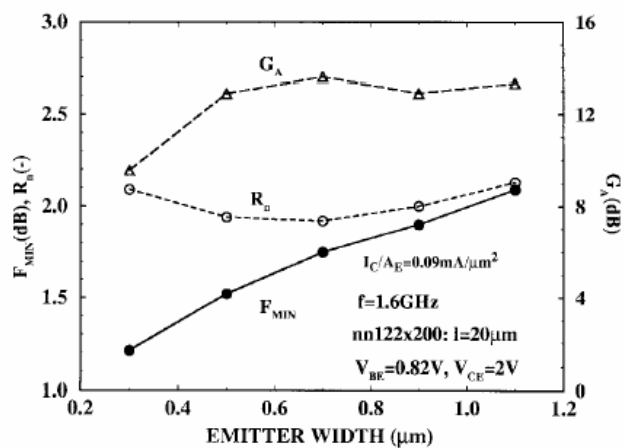


圖 3.8 Emitter width 對 R_n 、 F_{min}



3.3 實作，High Frequency Active Device Testkey

(SiGe 0.35 μ m HBT)

3.3.1 異質接面雙載子電晶體雜訊參數分析

(1) R_n

依據 3.27 式，可以發現 R_n 是偏壓電流(I_C)、基極電阻(r_B)、以及射極電阻(r_E)的函數，並且 R_n 與頻率無關。對於一個給定的電晶體而言，它的基極電阻、射極電阻為一定值，而偏壓電流是可變動的。所以我們將偏壓電流，分為低電流(low current)與高電流(high current)來分析：

$$(a) I_C \ll \frac{V_T}{2(r_E + r_B)} \text{ (low current)} \rightarrow R_n = \frac{V_T}{2I_C} \quad (3.31)$$

$$(b) I_C \gg \frac{V_T}{2(r_E + r_B)} \text{ (high current)} \rightarrow R_n = r_E + r_B \quad (3.32)$$

依據式子 3.31、3.32，圖 3.9 為 R_n 在低電流與高電流下對頻率的圖形。從圖 3.9，我們發現在低電流下 R_n 與偏壓電流成反比。在高電流下 R_n 是基極電阻與射極電阻之和，為一定值，並與偏壓電流無關。所以如果要得到電晶體的基極電阻與射極電阻之和，只要將其操作在高電流下，此時得到的雜訊參數 R_n 便是。

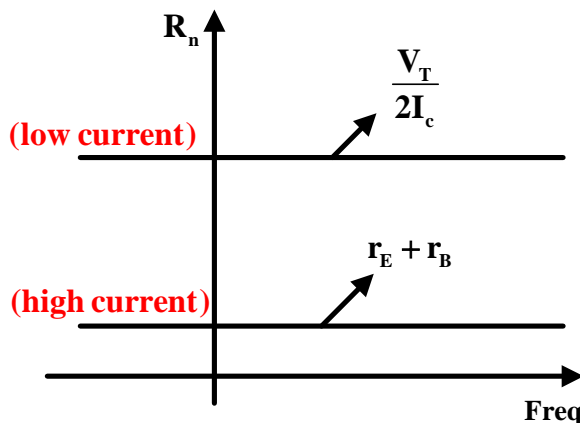


圖 3.9 R_n 在低電流、高電流下對頻率作圖

(2) G_{opt}

因為 $Y_{opt} = G_{opt} + jB_{opt}$ ，所以 $G_{opt} = \text{Re}\{Y_{opt}\}$ 。依據 3.28 式，可以發現 G_{opt} 是偏壓電流、基極電阻、射極電阻、以及頻率的函數。因為 G_{opt} 是頻率的函數，所以我們首先針對頻率來分析：

$$(a) \frac{f_T^2}{\beta_0 f^2} \gg 1 \rightarrow f \ll \frac{f_T}{\sqrt{\beta_0}} \triangleq f_\alpha$$

$$G_{opt} \cong \frac{1}{R_n} \sqrt{\frac{I_C}{2V_T} (r_E + r_B) \frac{1}{\beta_0} + \frac{1}{4\beta_0}} \quad (3.33)$$

$$(b) \frac{f_T^2}{\beta_0 f^2} \ll 1 \rightarrow f \gg \frac{f_T}{\sqrt{\beta_0}} \triangleq f_\alpha$$

$$G_{opt} \cong \frac{1}{R_n} \sqrt{\frac{I_C}{2V_T} (r_E + r_B) \frac{f^2}{f_T^2} + \frac{1}{4\beta_0}} \quad (3.34)$$

依據式子 3.33、3.34 我們發現 G_{opt} ，有一轉折頻率 (Corner

Frequency) ，此轉折頻率為 $f_\alpha = \frac{f_T}{\sqrt{\beta_0}}$ 。頻率低於轉折頻率時， G_{opt} 與頻率無關。頻率高於轉折頻率時， G_{opt} 與頻率成正比。同樣地，依據式子 3.33、3.34，將偏壓電流分為低電流與高電流來分析：

$$(a) I_C \ll \frac{V_T}{2(r_E + r_B)} \quad (\text{low current})$$

$$(a.1) f \ll f_\alpha \rightarrow G_{opt} = \frac{1}{2R_n \sqrt{\beta_0}} \quad (3.35)$$

$$(a.2) f \gg f_\alpha$$

$$(a.3.1) f \ll \frac{f_\alpha}{\sqrt{\frac{2I_C(r_E + r_B)}{V_T}}} \triangleq f_\beta \rightarrow G_{opt} = \frac{1}{2R_n \sqrt{\beta_0}} \quad (3.36)$$

$$(a.3.2) f \gg \frac{f_\alpha}{\sqrt{\frac{2I_C(r_E + r_B)}{V_T}}} \triangleq f_\beta \rightarrow G_{opt} = \frac{f}{R_n f_T} \sqrt{\frac{I_C}{2V_T} (r_E + r_B)} \quad (3.37)$$

$$(b) I_C \gg \frac{V_T}{2(r_E + r_B)} \quad (\text{high current})$$

$$(b.1) f \ll f_\alpha \rightarrow G_{opt} = \frac{1}{R_n} \sqrt{\frac{I_C}{2V_T} (r_E + r_B)} \frac{1}{\beta_0} \quad (3.38)$$

$$(b.2) f \gg f_\alpha \rightarrow G_{opt} = \frac{f}{R_n f_T} \sqrt{\frac{I_C}{2V_T} (r_E + r_B)}$$

(3.39)

依據式子 3.35~3.39，圖 3.10 為 G_{opt} 在低電流與高電流下對頻率的圖形。從圖 3.10，我們發現在高、低電流下 G_{opt} 都有一轉折頻率。

頻率低於轉折頻率時， G_{opt} 皆與頻率無關。頻率大於轉折頻率時， G_{opt} 會與頻率成正比。並且當電晶體操作在低電流時，其轉折頻率(f_{β})會大於操作在高電流時的轉折頻率(f_{α})。

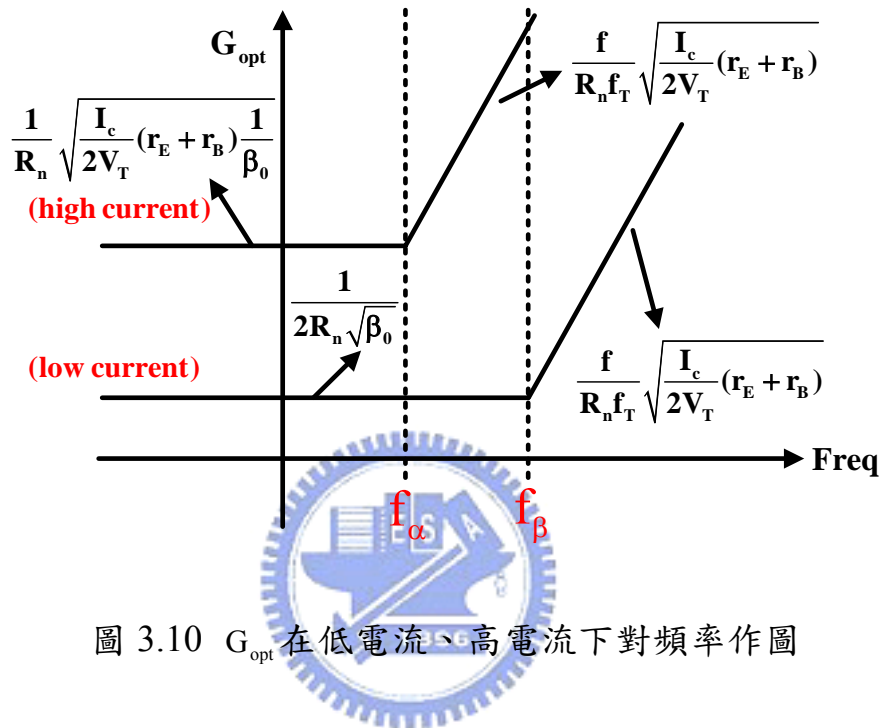


圖 3.10 G_{opt} 在低電流、高電流下對頻率作圖

(3) B_{opt}

$B_{opt} = \text{Im}\{Y_{opt}\}$ ，依據 3.28 式 $B_{opt} = \frac{-f}{2f_T R_n}$ 。可以發現 B_{opt} 很單純地與頻率成正比，並且為一負值。圖 3.11 為 B_{opt} 對頻率的圖。

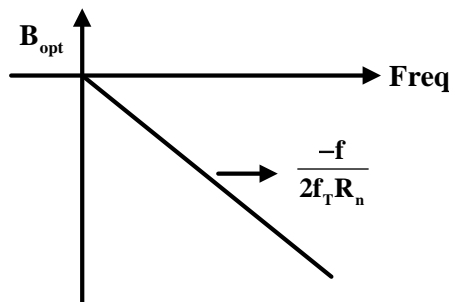


圖 3.11 B_{opt} 對頻率作圖

(4) F_{min}

依據 3.30 式 $F_{min} = 1 + \frac{1}{\beta_0} + \frac{f}{f_T} \sqrt{\frac{2I_C}{V_T}(r_E + r_B) \left(1 + \frac{f_T^2}{\beta_0 f^2}\right) + \frac{f_T^2}{\beta_0 f^2}}$ ，可以發現

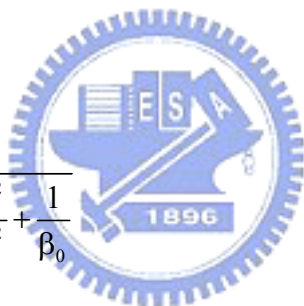
F_{min} 同樣也是偏壓電流、基極電阻、射極電阻、以及頻率的函數。因為 F_{min} 是頻率的函數，所以我們首先針對頻率來分析：

$$(a) \frac{f_T^2}{\beta_0 f^2} \gg 1 \rightarrow f \ll f_\alpha$$

$$F_{min} \cong 1 + \frac{1}{\beta_0} + \sqrt{\left(\frac{2I_C}{V_T}(r_E + r_B) + 1\right) \frac{1}{\beta_0}} \quad (3.40)$$

$$(b) \frac{f_T^2}{\beta_0 f^2} \ll 1 \rightarrow f \gg f_\alpha$$

$$F_{min} \cong 1 + \frac{1}{\beta_0} + \sqrt{\frac{2I_C}{V_T}(r_E + r_B) \frac{f^2}{f_T^2} + \frac{1}{\beta_0}} \quad (3.41)$$



依據式子 3.40、3.41 我們發現 F_{min} ，有一轉折頻率 (Corner Frequency)，此轉折頻率為 $f_\alpha = \frac{f_T}{\sqrt{\beta_0}}$ 。頻率小於轉折頻率時， F_{min} 與頻率無關。頻率大於轉折頻率時， F_{min} 與頻率成正比。同樣地，依據式子 3.40、3.41，將偏壓電流分為低電流與高電流來分析：

$$(a) I_C \ll \frac{V_T}{2(r_E + r_B)} \text{ (low current)}$$

$$(a.1) f \ll f_\alpha \rightarrow F_{min} = 1 + \frac{1}{\beta_0} + \frac{1}{\sqrt{\beta_0}} \quad (3.42)$$

$$(a.2) f \gg f_\alpha$$

$$(a.3.1) f \ll \frac{f_{\alpha}}{\sqrt{\frac{2I_c(r_E + r_B)}{V_T}}} \triangleq f_{\beta} \rightarrow F_{\min} = 1 + \frac{1}{\beta_0} + \frac{1}{\sqrt{\beta_0}} \quad (3.43)$$

$$(a.3.2) f \gg \frac{f_{\alpha}}{\sqrt{\frac{2I_c(r_E + r_B)}{V_T}}} \triangleq f_{\beta} \rightarrow F_{\min} = 1 + \frac{1}{\beta_0} + \frac{f}{f_T} \sqrt{\frac{2I_c}{V_T} (r_E + r_B)} \quad (3.44)$$

$$(b) I_C \gg \frac{V_T}{2(r_E + r_B)} \text{ (high current)}$$

$$(b.1) f \ll f_{\alpha} \rightarrow F_{\min} = 1 + \frac{1}{\beta_0} + \sqrt{\frac{2I_c}{V_T} (r_E + r_B)} \frac{1}{\beta_0} \quad (3.45)$$

$$(b.2) f \gg f_{\alpha} \rightarrow F_{\min} = 1 + \frac{1}{\beta_0} + \frac{f}{f_T} \sqrt{\frac{2I_c}{V_T} (r_E + r_B)} \quad (3.46)$$

依據式子 3.42~3.46，圖 3.12 為 F_{\min} 在低電流與高電流下對頻率的圖形。從圖 3.12，我們發現在高、低電流下 F_{\min} 都有一轉折頻率。頻率低於轉折頻率時， F_{\min} 皆與頻率無關。頻率大於轉折頻率時， F_{\min} 會與頻率成正比。並且當電晶體操作在低電流時，其轉折頻率(f_{β})會大於操作在高電流時的轉折頻率(f_{α})。

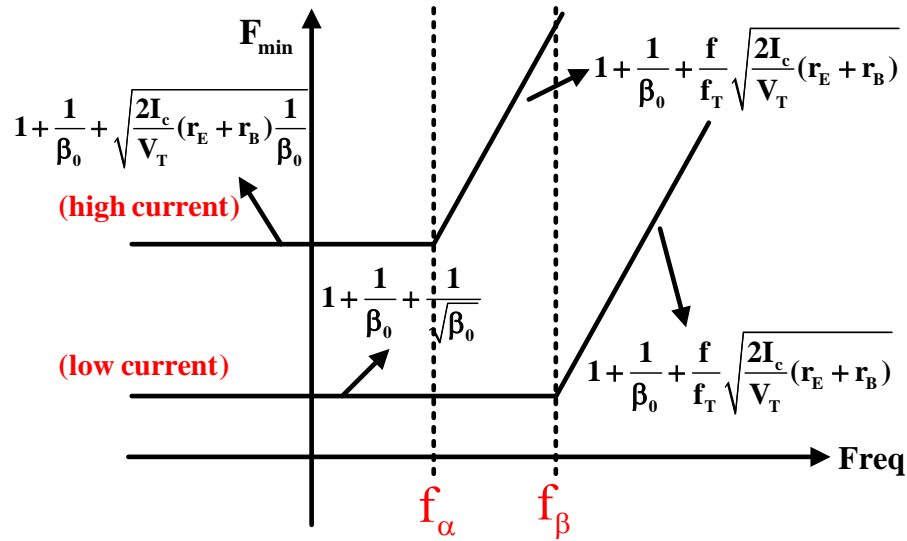


圖 3.12 F_{min} 在低電流、高電流下對頻率作圖

(5) 最小雜訊偏壓電流

因為 $f_T = \frac{g_m}{2\pi(C_\pi + C_\mu)} = \frac{I_C}{2V_T\pi(C_\pi + C_\mu)}$ ，所以 f_T 也是偏壓電流的函數。因此帶入 3.30 式，可以推得 3.47 式。如果令 3.47 式(F_{min})對偏壓電流一次微分為零，便可以得到最小雜訊偏壓電流(Minimum Noise Bias Current)。

$$F_{min} = 1 + \frac{1}{\beta_0} + \sqrt{\frac{2}{V_T}(r_E + r_B) \left[\frac{(2fV_T\pi(C_\pi + C_\mu))^2}{I_C} + \frac{I_C}{\beta_0} \right] + \frac{1}{\beta_0}} \quad (3.47)$$

$$\frac{\partial F_{min}}{\partial I_C} = \frac{1}{2} \left\{ \frac{2}{V_T}(r_E + r_B) \left[\frac{(2fV_T\pi(C_\pi + C_\mu))^2}{I_C} + \frac{I_C}{\beta_0} \right] + \frac{1}{\beta_0} \right\}^{-\frac{1}{2}} \left\{ \frac{2}{V_T}(r_E + r_B) \left[\frac{-(2fV_T\pi(C_\pi + C_\mu))^2}{I_C^2} + \frac{1}{\beta_0} \right] \right\} = 0 \quad (3.48)$$

$$\frac{-(2fV_T\pi(C_\pi + C_\mu))^2}{I_C^2} + \frac{1}{\beta_0} = 0 \rightarrow I_{C(min)} = \omega\sqrt{\beta_0}V_T(C_\pi + C_\mu) \quad (3.49)$$

依據 3.48 式為 F_{\min} 對偏壓電流一次微分為零，可以推得 3.49 式為最小雜訊偏壓電流，並且可以發現最小雜訊偏壓電流與頻率成正比。

3.3.2 矽鍺異質接面雙載子電晶體雜訊參數模擬

使用上述雜訊參數(R_n 、 F_{\min} 、 Y_{opt})的式子(式 3.20~3.22)，來模擬 TSMC SiGe 0.35 μm HBT 的雜訊參數特性。

(1) 三種 type 電晶體 F_{\min} 、 R_n 模擬

根據式 3.30，可以發現 F_{\min} 是 f_T 的函數。因此分析三種 f_T 的電晶體(high voltage、normal、high speed)對 F_{\min} 的影響，由圖 3.13 模擬結果發現，當 f_T 愈高時， F_{\min} 愈小。根據式 3.27，可以發現 R_n 不是 f_T 的函數，由圖 3.13 模擬結果發現， f_T 不會影響 R_n 的值。同時，也發現當頻率 3.4GHz 與 5.2GHz 的 R_n 約相同，所以如同式 3.27， R_n 不是頻率的函數。因此根據上面的模擬結果，同樣的 Emitter length、width、以及 finger 電晶體，使用最高的 f_T type(high speed)，便可以得到最小的 F_{\min} 。

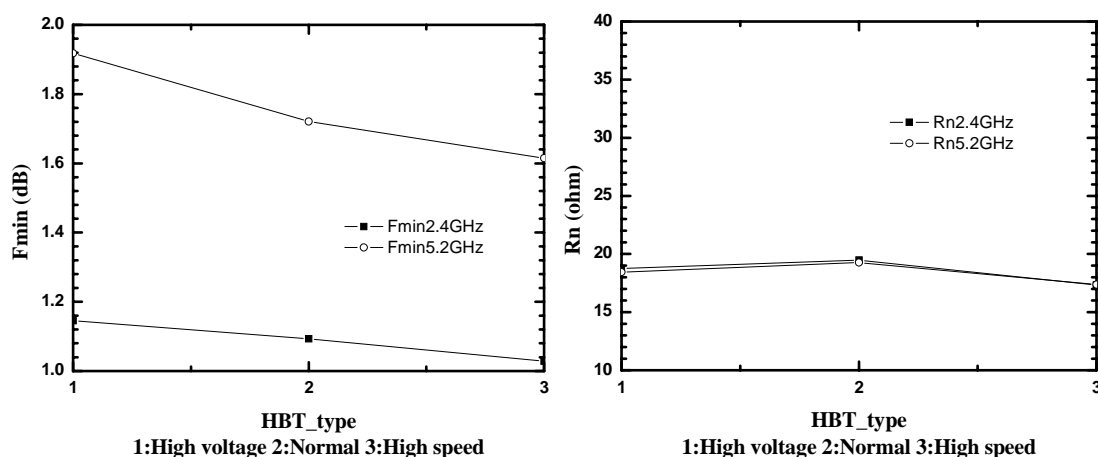


圖 3.13 hn155C2、ln155C2、dn155C2 電晶體 F_{\min} 、 R_n 模擬

(2) Emitter length 對 F_{min} 、 R_n 、 R_{opt} 模擬

從模擬結果可以發現，當 Emitter length 增加時，對 F_{min} 沒有顯著的影響，但 R_n 、 R_{opt} 皆會變小。

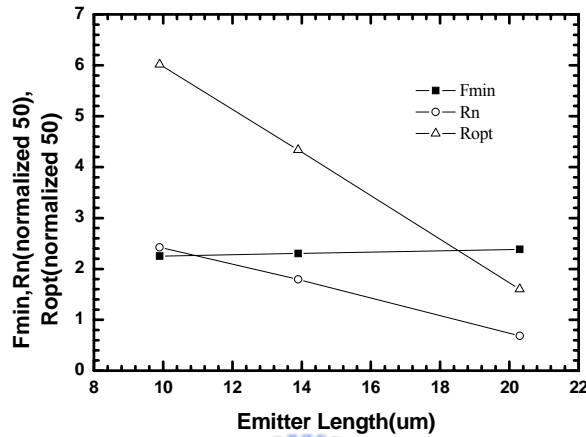


圖 3.14 High Speed 電晶體 - Emitter length 對 F_{min} 、 R_n 、 R_{opt} 模擬

(3) Emitter width 對 F_{min} 、 R_n 模擬

從模擬結果可以發現，當 Emitter width 增加時，對 R_n 沒有顯著的影響，但 F_{min} 會變大。

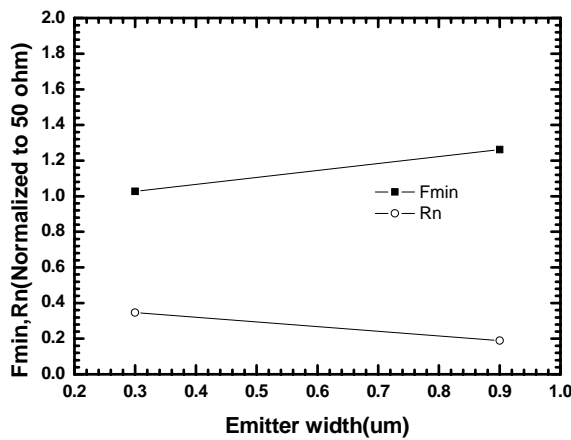


圖 3.15 電晶體 dn155C2 - Emitter width 對 F_{min} 、 R_n 模擬

(4) 偏壓電流對 F_{min} 、 R_n 模擬

使用dn155C2 電晶體，固定一個頻率，改變其偏壓電流(I_C)，觀察偏壓電流對 F_{min} 的變化。從模擬可知，會找到一個偏壓電流 I_C 使 F_{min} 在該頻率下最小，此電流便是最小偏壓電流。並且可以發現 5.2GHz 的最小偏壓電流比 3.4GHz大，如同式 3.77，最小偏壓電流與頻率成正比的關係。

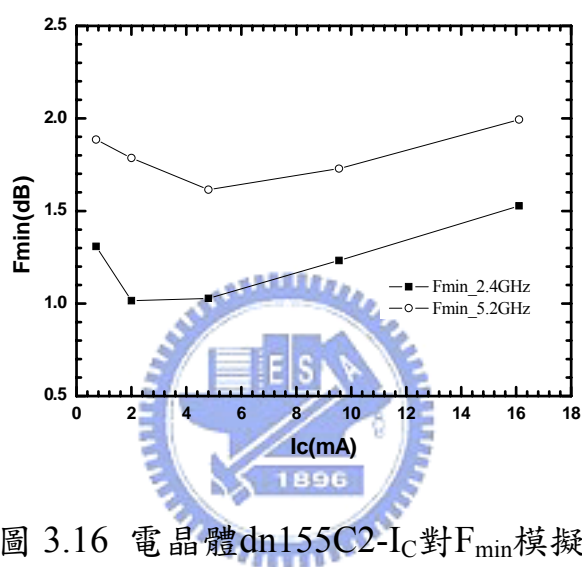


圖 3.16 電晶體dn155C2- I_C 對 F_{min} 模擬

3.3.3 晶片量測結果

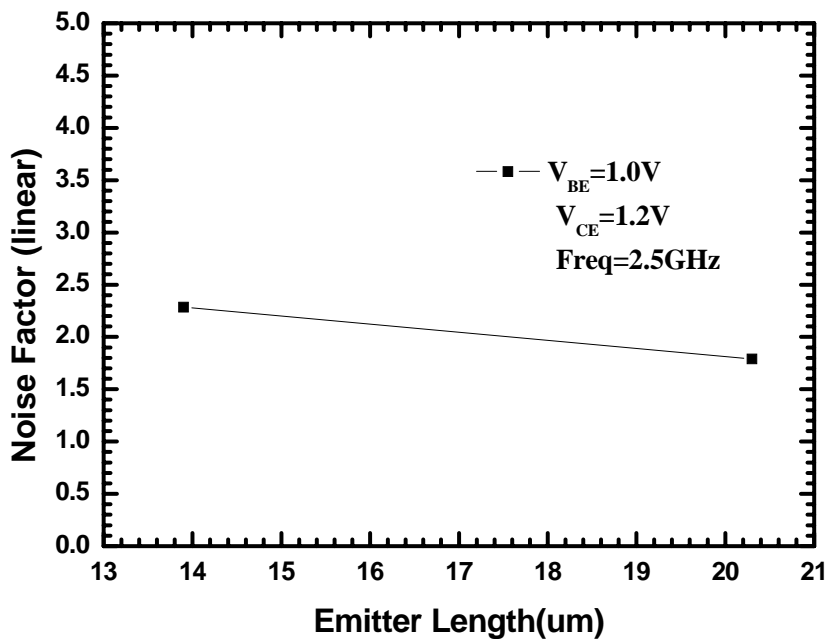


圖 3.17 dn122、dn155C2 電晶體-Emitter length 對 Noise Factor

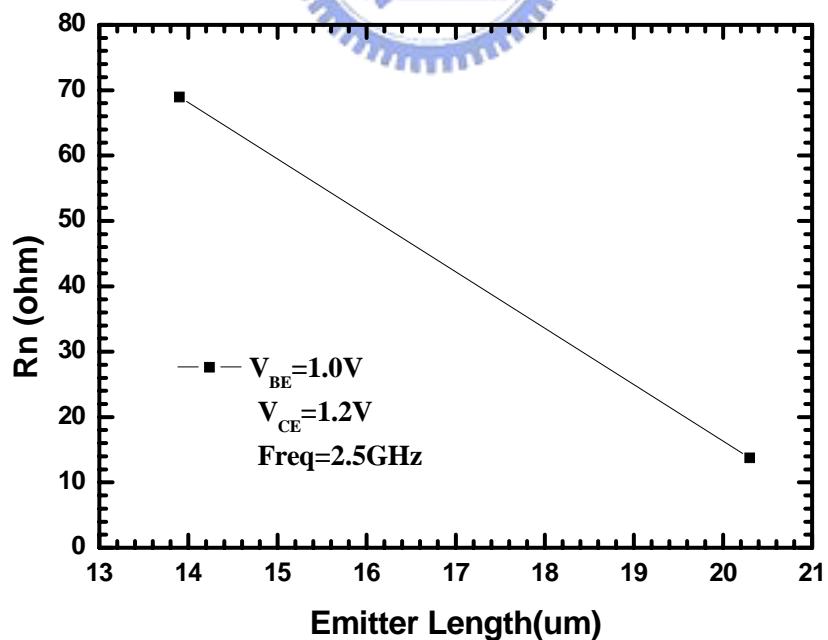


圖 3.18 dn122、dn155C2 電晶體-Emitter length 對 R_n

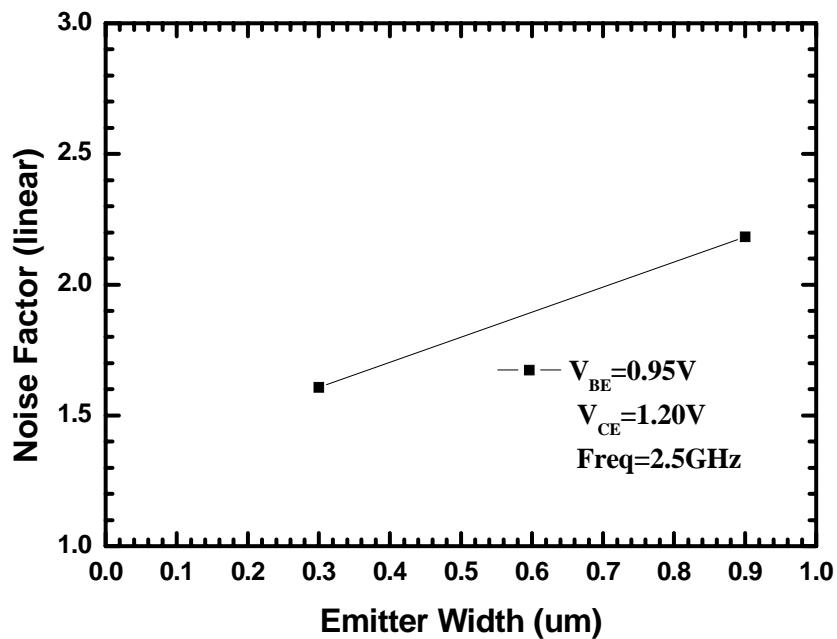


圖 3.19 dn155C2、dw155C2 電晶體-Emitter width 對 Noise Factor

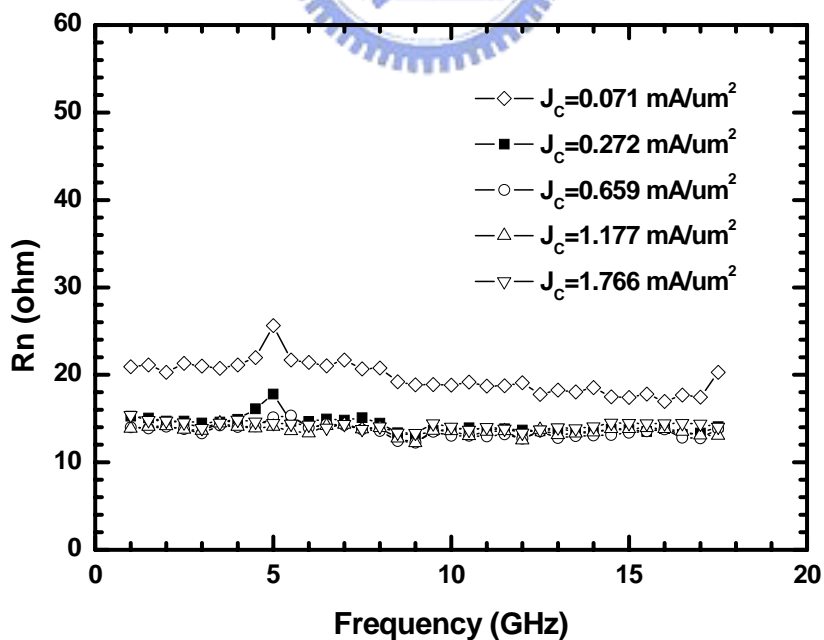


圖 3.20 電晶體 dn155C2-偏壓電流對 R_n

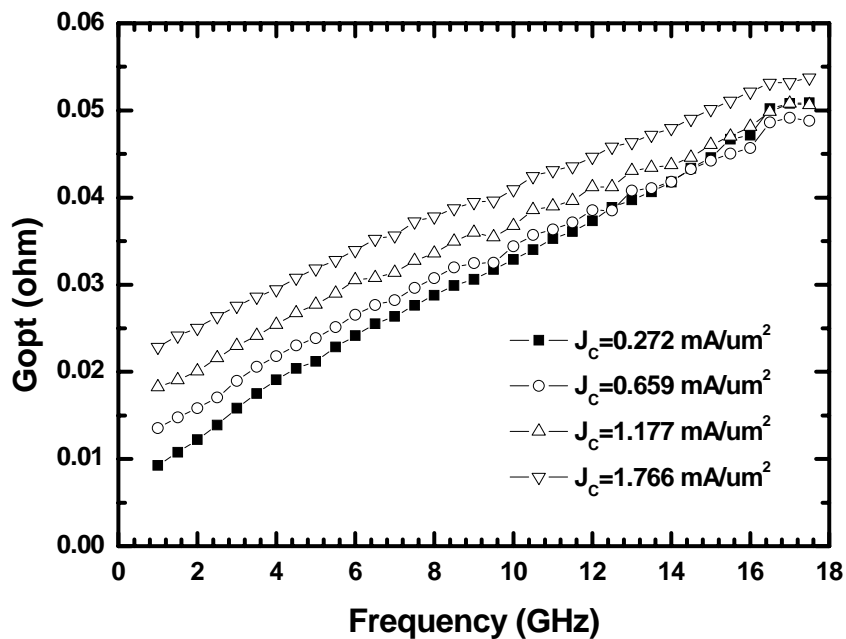


圖 3.21 電晶體 dn155C2-偏壓電流對 G_{opt}

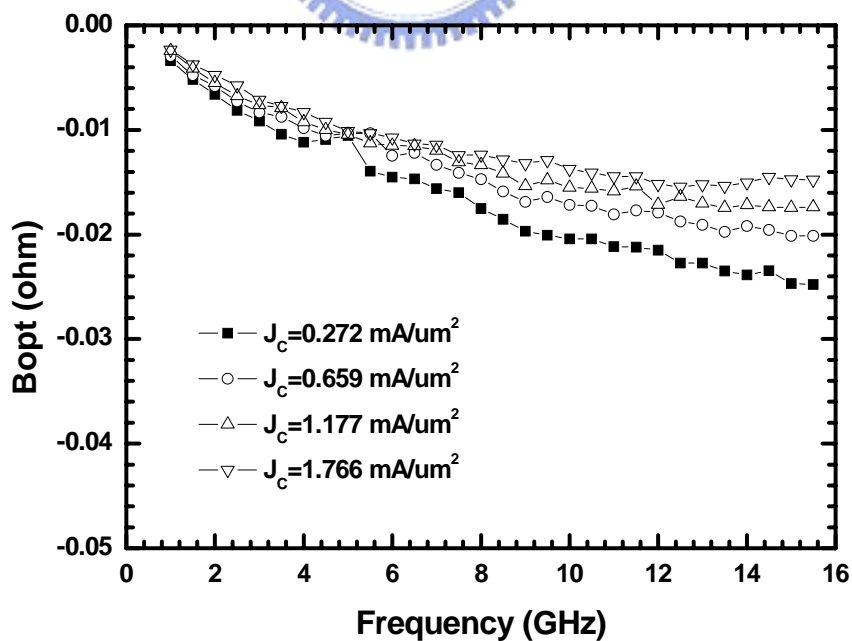


圖 3.22 電晶體 dn155C2-偏壓電流對 B_{opt}

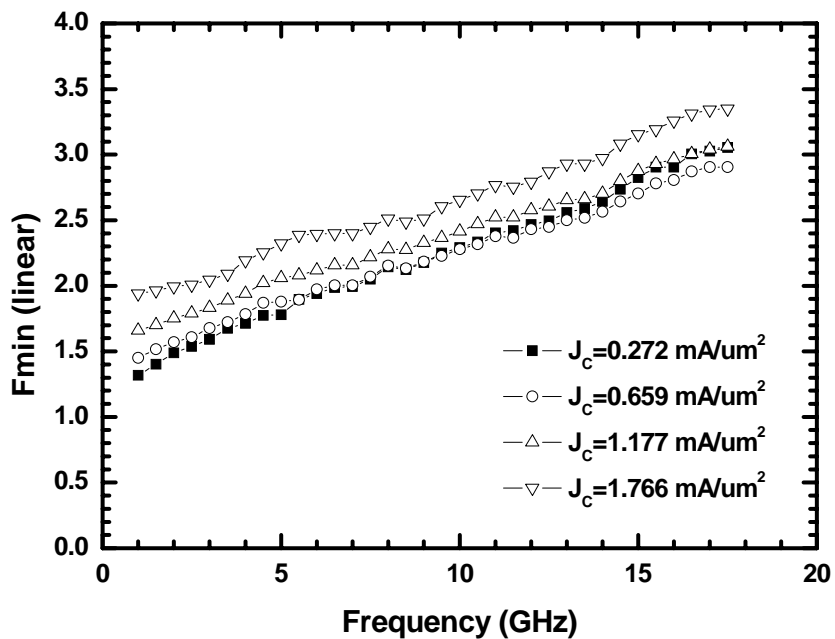


圖 3.23 電晶體 dn155C2-偏壓電流對 F_{\min}

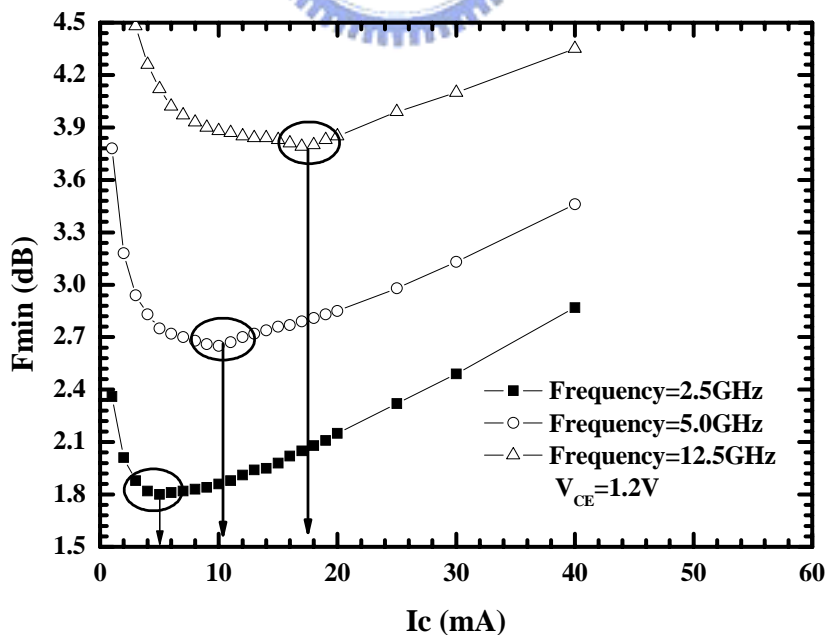


圖 3.24 電晶體 dn155C2-最小雜訊偏壓電流

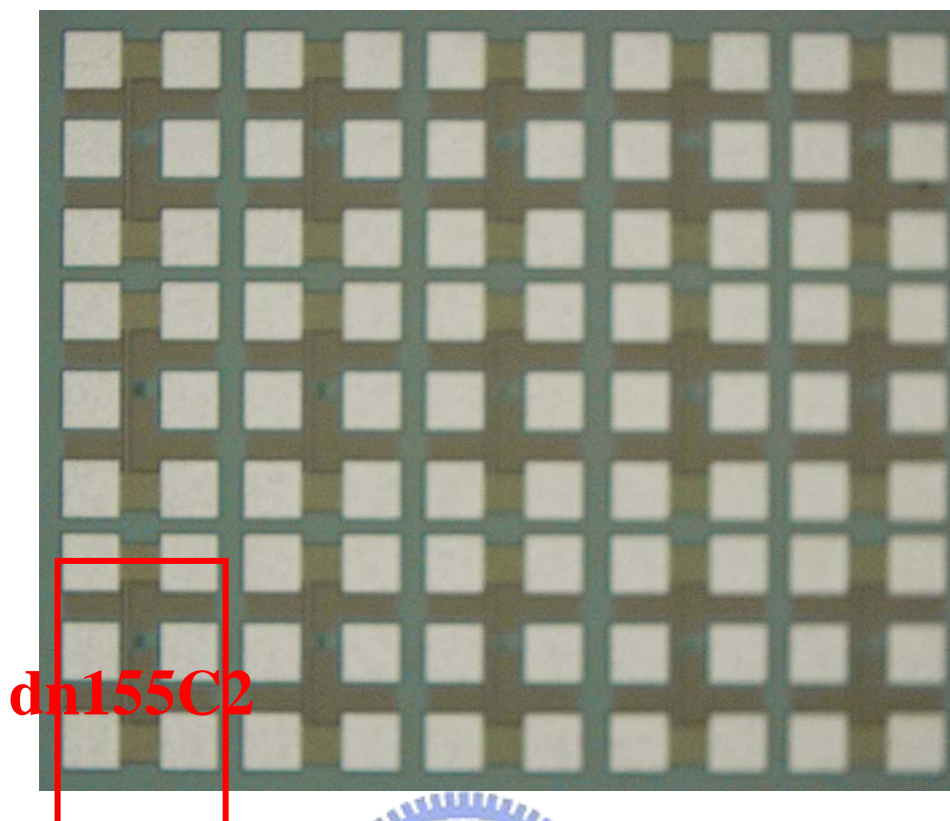


圖 3.25 Die Photo (1.5mm X 1.3mm)

量測時我們使用 on-wafer 的高頻量測環境，並且電晶體雜訊參數的量測，需使用 Source Pull 雜訊參數量測系統。晶片的大小為 $1.5 \times 1.3\text{mm}^2$ ，圖 3.25 為晶片實作照片，圖中可以看到，此晶片為 TSMC SiGe $0.35\mu\text{m}$ 的電晶體測試元件，此測試元件皆為 High Speed 的電晶體，而此實作量測的電晶體 dn155C2 在晶片的左下方。

3.3.4 結果與討論

圖 3.17 與圖 3.18 為 Emitter length 對 noise factor 與 R_n 的量測結果，由該圖可以發現，當 Emitter length 增加時，noise factor 與 R_n 會變小。因此，該結果驗證了上述的 Emitter length 與 noise factor、 R_n 的關係。

圖 3.19 為 Emitter width 對 noise factor 的量測結果，由該圖可以發現，當 Emitter width 增加時，noise factor 也會隨之增加。因此，該結果驗證了上述的 Emitter width 與 noise factor 的關係。

圖 3.20 為電晶體 dn155C2，其直流偏壓電流對 R_n 的量測結果，我們取五個直流偏壓電流來量測 R_n 。由該圖可以發現， R_n 的量測曲線對頻率無關，該結果可以驗證 R_n 不是頻率的函數。在較大的四個直流偏壓電流下，量到的 R_n 皆約 15Ω ，為一個定值，如同上述的結果，此為操作在高電流的情況下，所以 $R_n \approx r_E + r_B$ ，由該結果可以得知電晶體 dn155C2 的 $r_E + r_B \approx 15\Omega$ 。在第一個較小的直流偏壓電流 (1.729mA) 下，量到的 R_n 約為 22Ω ，此電流大小不算在高電流與低電流的情況下，所以 R_n 為 $\frac{V_T}{2I_C} + r_E + r_B$ ，將該直流偏壓電流與 $r_E + r_B \approx 15\Omega$ 代入，得到 $R_n \approx 22\Omega$ ，與量測結果相同。

圖 3.21 與圖 3.23 為電晶體 dn155C2，其直流偏壓電流對 G_{opt} 與 F_{min} 的量測結果，我們取四個直流偏壓電流來量測 G_{opt} 與 F_{min} 。由該圖可以發現， G_{opt} 、 F_{min} 的量測曲線是隨頻率增加的一直線，該結果可以驗證 G_{opt} 、 F_{min} 在轉折頻率之後，為一隨頻率增加的直線，並且當直流偏壓電流增加時， G_{opt} 、 F_{min} 的值會隨著增加。但是因為雜訊參數量測系統最低只能量測到 1GHz，所以我們無法量到轉折頻率與轉折頻率之前對頻率無關的結果。

圖 3.22 為電晶體 dn155C2，其直流偏壓電流對 B_{opt} 的量測結果，我們取四個直流偏壓電流來量測 B_{opt} 。由該圖可以發現， B_{opt} 的確為一負電納，其量測曲線為一過原點隨頻率增加的直線，並且當直流偏壓電流增加時， B_{opt} 的值會隨著變小，因此該結果可以驗證上述對 B_{opt} 的分析。

圖 3.24 為電晶體 dn155C2，其最小雜訊偏壓電流的量測結果，我們取三個固定的頻率(3.5GHz、5GHz、13.5GHz)來量測。由該圖可以發現，當頻率分別為 3.5GHz、5GHz、13.5GHz 時，其最小雜訊偏壓電流分別約為 5mA、10mA、17mA。由該結果可以發現當頻率增加時，其最小雜訊偏壓電流也會隨著增加，驗證了上述對最小雜訊偏壓電流的分析。



第四章

低雜訊放大器設計



4.1 前言

對於接收機而言，從天線接收訊號，其射頻前端最前級的電路就是一個低雜訊放大器(Low Noise Amplifier)。對於無線通訊而言，訊號在空氣中傳遞，會有許多的雜訊干擾，並且對於訊號的功率會造成大量的衰減，到達接收端時，訊號會變的相當小，且與雜訊混在一起。對於接收機整體的雜訊指數為 $NF_{total} = NF_1 + \frac{NF_2 - 1}{G_1} + \frac{NF_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots$ ，從式子可以發現，第一級的低雜訊放大器，如果能提供足夠的增益，則後面幾級的電路所造成的雜訊貢獻(noise contribution)，將可被低雜訊放大器的增益消除掉，接收機的雜訊指數只剩下低雜訊放大器本身的雜訊指數。因此對於一個低雜訊放大器而言，必須要有足夠的增益，與夠低的雜訊指數，接收機才可以有好的雜訊指數效能。本章節，將分析如何設計一個低雜訊放大器，因為目前無線通訊網路，是一重要的通訊系統，所以針對無線通訊網路(2.4GHz、5.2GHz)的使用頻率，來設計低雜訊放大器，並展示實作結果。

4.2 低雜訊放大器設計原理

根據上一章電晶體雜訊參數的分析，要設計一個好的低雜訊放大器，需先將該製程所提供的電晶體，依照其所有的種類、Emitter length、width，選出該製程對於雜訊指數最好的電晶體。依照該電晶體的最小雜訊電流，決定直流偏壓的設計。最後再依照該電晶體以及其直流偏壓，去設計電路架構，以得到最好的電路效能。因為該章節的低雜訊放大器，主要是以 TSMC SiGe 0.35 μ m 製程，來設計和實現電路。因此主要以該製程所提供的電晶體，來分析與設計低雜訊放大器。

4.2.1 電晶體元件之設計

(1) 雙載子電晶體 *type*

在 TSMC SiGe 0.35 μm 製程中，總共提供三種型態的 npn 電晶體，分別為 high speed、normal、high voltage，其 f_T 大小為 high speed > normal > high voltage，根據上一章的分析，可以發現電晶體的 f_T 愈高，其 F_{\min} 會愈低。因此我們使用該製程 f_T 最高的 high speed 電晶體，為低雜訊放大器的設計。

(2) 雙載子電晶體 *Emitter width、length* 之設計

決定好電晶體為 high speed，接下來要決定電晶體的 emitter width 和 length。首先，先分析電晶體的 width 大小。因為該製程 npn 電晶體只提供兩種 emitter width，分別為 narrow：0.3 μm 、wide：0.9 μm 。根據上一章對 emitter width 的分析，當 width 愈大時，則 F_{\min} 會愈大，因此我們選擇 narrow 的 emitter width。

上一章的分析，告訴我們 emitter length 愈大時， R_{opt} 會愈小。圖 4.1 為電晶體 emitter length 的設計，因為 R_{opt} 為頻率的函數，所以我們設計的頻率下，將 emitter length 增加，使 $R_{\text{opt}} = 50\Omega$ ，便能同時達到 input 和 noise matching，此時的 emitter length 便是我們所要的大小。

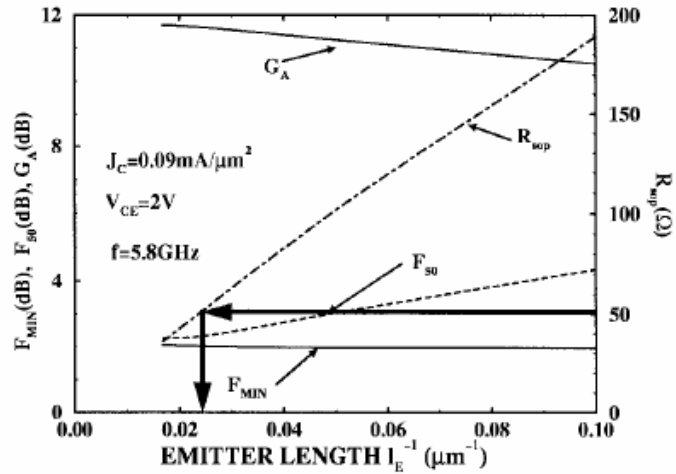


圖 4.1 Emitter length 之設計

4.2.2 直流偏壓之設計

根據上一章的分析，最小雜訊電流為頻率的函數。圖 4.2 中， F_{min} 為一固定頻率下最小雜訊電流曲線。所以在電晶體的種類與 emitter length、width 設計好後，在我們所設計的頻率下，去找最小雜訊電流的大小，此電流便為該電晶體的直流偏壓。

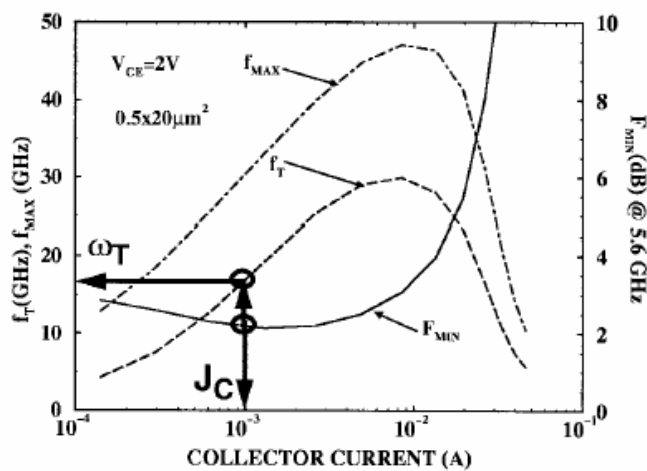


圖 4.2 直流偏壓之設計

4.2.3 射極電感性退化

根據上述的結果，決定好電晶體的大小與直流偏壓後，接下來便是低雜訊放大器的電路設計。圖 4.3(a)為一射極電感性退化的電路，圖 4.3(b)為小訊號等效電路模型，所以其輸入阻抗為式 4.1。從式 4.1，可以發現在射極下方加一個電感 L_E ，便可以得到實部的輸入阻抗 $\omega_T L_E$ 。為了要得到 input matching，所以令實部的輸入阻抗為 50Ω (式 4.2)，虛部的輸入阻抗為 0(式 4.3)。根據式 4.2、4.3，便可得到 L_B 、 L_E 的感值。

$$Z_{in} = \omega_T L_E + j\omega(L_B + L_E) - \frac{j}{\omega C_\pi} \tag{4.1}$$

$$\text{Re}\{Z_{in}\} = 50\Omega \rightarrow \omega_T L_E = 50\Omega \rightarrow L_E = \frac{50}{\omega_T} \tag{4.2}$$

$$\text{Im}\{Z_{in}\} = 0 \rightarrow \omega(L_B + L_E) = \frac{1}{\omega C_\pi} \tag{4.3}$$

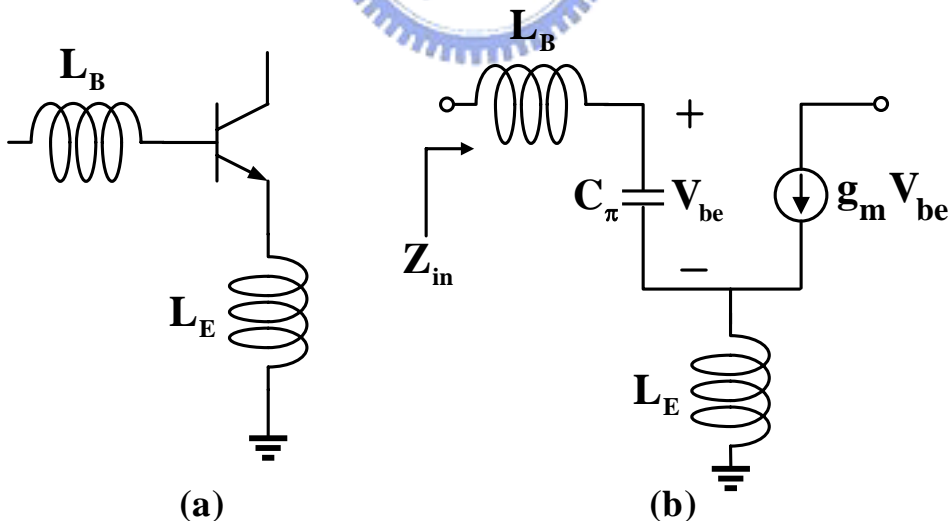


圖 4.3 (a)射極電感性退化電路(b)射極電感性退化小訊號模型

4.2.4 中間級匹配(Inter-Stage Matching)

為了增加低雜訊放大器的增益，並且希望不增加額外的功率消耗，所以通常會使用疊接(cascode)的架構。當電路的操作頻率增加時，必須得考慮兩級電晶體之間的匹配。圖 4.4 為在兩疊接電晶體間，加入一中間級匹配的電路。此中間級匹配電路使 $\Gamma_{in,M} = (\Gamma_{out,1})^*$ 、 $\Gamma_{out,M} = (\Gamma_{in,2})^*$ ，如此便能獲得最大的功率傳輸。

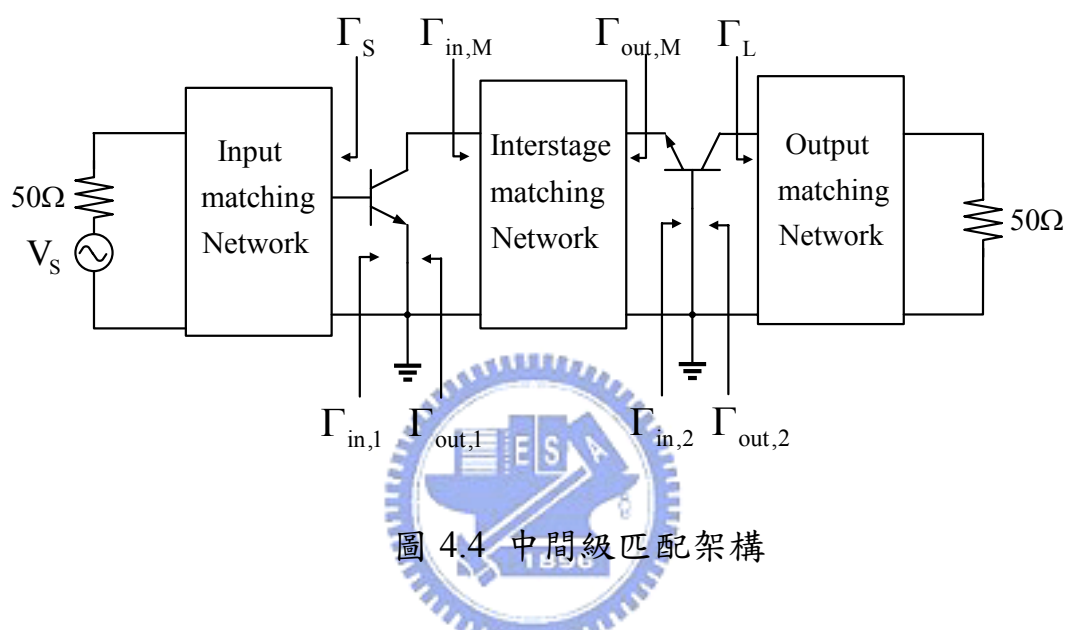


圖 4.4 中間級匹配架構

4.3 De-Embedding 差動低雜訊放大器雜訊指數

雜訊指數的量測儀器都是雙埠(two port)量測，所以如果今天設計一個差動輸入、輸出的低雜訊放大器，其雜訊指數的量測，可以有兩種方式。一種方式為量測單一邊低雜訊放大器的雜訊指數，令一種為如圖 4.5 的雙邊雜訊指數量測方式，在輸入埠、輸出埠分別各加一個 balun，使差動低雜訊放大器便成雙埠網路，再接到雜訊指數量測儀器量測。因此本節，將探討如何在差動低雜訊放大器的雜訊指數量測中，將 balun 造成的影響 de-embedded 掉。

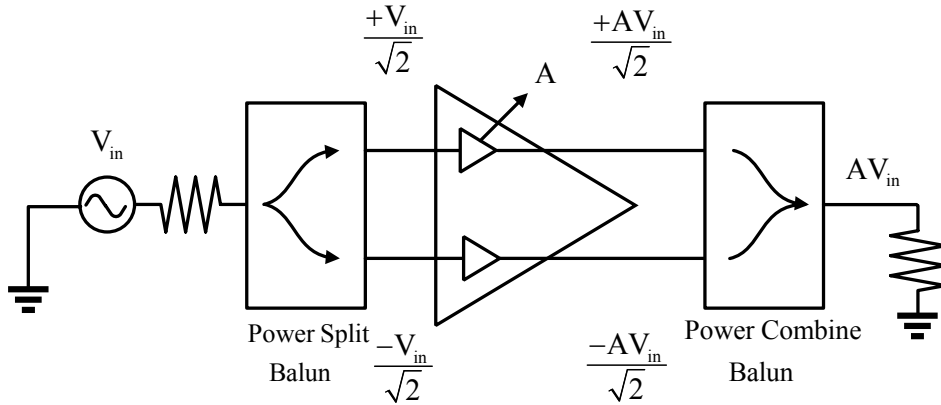


圖 4.5 差動低雜訊放大器雙邊雜訊指數量測方式

4.3.1 Balun 產生的雜訊功率

(1) Power Split Balun 產生的雜訊功率

首先，如圖 4.6 將此輸入端的 power split balun，其 port 3 接上 50Ω ，量測從 port 1 到 port 2 的功率損耗與雜訊指數，假設量測到的功率損耗與雜訊指數，分別為 G_1 與 F_1 。輸入的雜訊為 $kT \left(\frac{W^2}{\text{Hz}} \right)$ ，根據雜訊指數的定義可以得到式 4.4，因此在 port 2 的雜訊為 kTG_1F_1 ，同樣地 port 3 也會得到與 port 2 相同的雜訊。

$$F_1 = \frac{\text{available noise at port 2}}{G_1 kT} \tag{4.4}$$

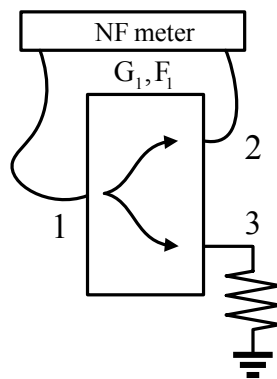


圖 4.6 輸入端 power split balun

(2) Power Combine Balun 產生的雜訊雜訊功率

如圖 4.7 將此輸出端的 power combine balun，其 port 3 接上 50Ω ，量測從 port 2 到 port 1 的功率損耗與雜訊指數，假設量測到的功率損耗與雜訊指數，分別為 G_2 與 F_2 。根據雜訊指數的定義可以得到式 4.5，因此在 port 1 的雜訊為 kTG_2F_2 。因為這是 power combine balun，所以量測 port 1 的雜訊時，會同時包含從 port 3 到 port 1 的雜訊 kTG_2 ，因此單獨由 balun 產生的雜訊為式 4.6

$$F_2 = \frac{\text{available noise at port 1}}{G_2 kT} \quad (4.5)$$

$$kTG_2F_2 - 2kTG_2 = kT(F_2 - 2)G_2 \quad (4.6)$$

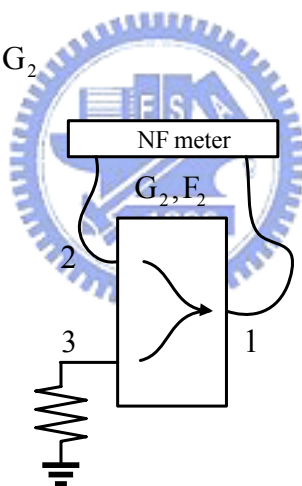


圖 4.7 輸出端 power combine balun

4.3.2 低雜訊放大器產生的雜訊功率

差動低雜訊放大器，為兩個相同輸入訊號反相的低雜訊放大器組成。圖 4.8 為低雜訊放大器，假設其量測的功率增益與雜訊指數，分別為 A 與 F 。同樣地，根據雜訊指數的定義可以得到式 4.7，因此放大器輸出端的雜訊為 $kTAF$ ，單獨由放大器產生的雜訊為式 4.8。

$$F = \frac{\text{available noise at output}}{AkT} \quad (4.7)$$

$$kTAF - kTA = kT(F-1)A \quad (4.8)$$

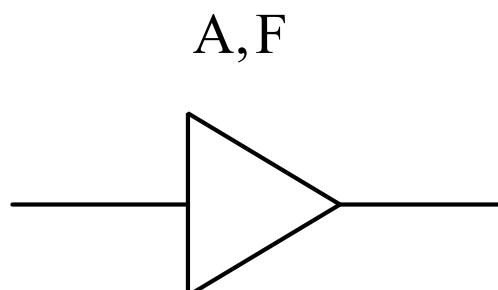


圖 4.8 低雜訊放大器的增益與雜訊指數

4.3.3 全部輸出雜訊功率

綜合以上的論述，已求出輸入、輸出端的 balun 與低雜訊放大器分別產生的雜訊，表示在圖 4.9。整體量測系統的全部輸出雜訊功率，可以看成三個部分的雜訊源產生。首先為訊號源產生的雜訊 kT ，經過輸入端 balun 後為 kTG_1F_1 ，再經過放大器的增益 A 與輸出端 balun 的損耗 G_2 ，最後 combine 輸出的雜訊功率為 $2G_2AF_1G_1kT$ 。由放大器產生的輸出雜訊為 $kT(F-1)A$ ，經過輸出端 balun 的損耗與 combine 後，輸出的雜訊功率為 $2kT(F-1)AG_2$ 。最後由輸出端 balun 產生的輸出雜訊為 $kT(F_2-2)G_2$ 。因此將這三個輸出雜訊功率相加(式 4.9)，便為全部輸出雜訊功率，由訊號源產生的輸出雜訊功率為式 4.10。

$$\text{Noise}_{\text{total}} = 2G_2AF_1G_1kT + 2kT(F-1)AG_2 + kT(F_2-2)G_2 \quad (4.9)$$

$$\text{Noise}_{\text{due to source}} = 4G_2AG_1kT \quad (4.10)$$

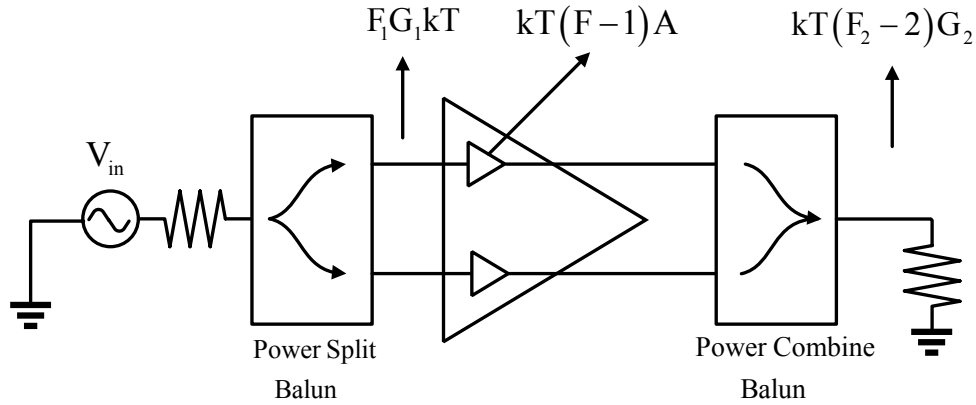


圖 4.9 輸出端全部雜訊單位功率

4.3.4 功率增益與雜訊指數

整體差動低雜訊放大器的量測系統，其整體增益為三級的增益相乘，並且因為差動放大器輸出合併後，電壓為原來單端的兩倍，因此功率為原來的四倍，式 4.11 便為整體增益。根據雜訊指數的定義，將上述的全部輸出雜訊功率除以由訊號源造成的輸出雜訊功率(式 4.12)，便得到整個系統的雜訊指數。

$$G_{\text{casc}} = 4G_1AG_2 \quad (4.11)$$

$$F_{\text{casc}} = \frac{2F_1G_1kTAG_2 + 2kT(F-1)AG_2 + kT(F_2-2)G_2}{4kTG_1AG_2} \quad (4.12)$$

$$= \frac{1}{2}F_1 + \frac{1}{2} \frac{(F-1)}{G_1} + \frac{1}{4} \frac{(F_2-2)}{G_1A}$$

因為 balun 的功率損耗為 1/2，並且被動元件的功率損耗，便是其雜訊指數，所以輸出、輸入端的 balun 其功率損耗與雜訊指數分別為 $G_{1,2} = \frac{1}{2}$ 、 $F_{1,2} = 2$ 。將其代入式 4.12，可以發現 $G_{\text{casc}} = A$ 、 $F_{\text{casc}} = F$ ，此時量測到的功率增益與雜訊指數，便是低雜訊放大器的功率增益與雜訊指數。

4.4 實作一，Concurrent Inter-Stage Matching Dual

Band LNA (SiGe 0.35 μ m HBT)

4.4.1 研究動機

近年來，因為多頻道多模態(Multi Band Multi Mode)通訊系統架構，為一重要的通訊系統模式。該系統架構，希望可以將多種不同的無線通訊系統，整合到單一收發機。根據這個概念，使得接收機端的低雜訊放大器，需要處理兩個以上的頻率訊號，所以近年來有不少的雙頻道、多頻道低雜訊放大器，但大部分都是以前開關(switch)來切換不同頻率的低雜訊放大器。然而一般疊接的低雜訊放大器，在共射極和共基極之間，並沒有考慮中間級匹配(Inter-Stage Matching)的問題。因此，本次實作的目的，希望能夠使用共電流的方式，將兩個頻率的低雜訊放大器設計為只需一個低雜訊放大器，而不是使用開關來切換頻率，並且同時考量其中間級匹配的問題。

4.4.2 電路設計

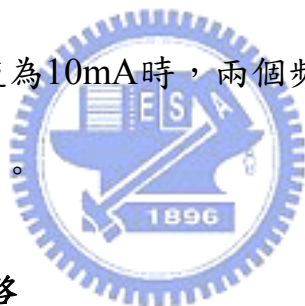
(1) 電晶體元件設計

此次電路實作，是使用TSMC SiGe 0.35 μ m製程來實現。根據前一節所述，high speed電晶體的 F_{min} 最小，並且emitter width增加會使 F_{min} 增加，因此使用dn型態的電晶體。接下來，考慮emitter length的大小，emitter length增加時， R_{opt} 會變小。因為該電路，是設計同時處理2.4GHz和5.2GHz兩個頻率的訊號，所以希望電晶體的emitter length夠大，使這兩個頻率的 R_{opt} 接近50 Ω 。根據上述的條件，我們選擇dn155C2

的電晶體來設計低雜訊放大器。

(2) 直流偏壓電流設計

電晶體的type、length、width皆已選定後，接下來要設計其直流偏壓電流。根據上一章節，從圖2.30電晶體dn155C2-最小雜訊偏壓電流的量測結果，可以發現2.5GHz的最小雜訊偏壓電流約為5mA，5.0GHz的最小雜訊偏壓電流約為10mA。當直流偏壓電流為5mA時，2.5GHz的 F_{\min} 為1.8dB，5.0GHz的 F_{\min} 為2.75dB，此時兩個頻率的 F_{\min} 相差0.95dB。當直流偏壓電流為10mA時，2.5GHz的 F_{\min} 為1.86dB，5.0GHz的 F_{\min} 為2.65dB，此時兩個頻率的 F_{\min} 相差0.79dB。因此，當電晶體dn155C2的直流偏壓電流為10mA時，兩個頻率會有較小的 F_{\min} ，並且兩個頻率的 F_{\min} 相差較小。



(3) 輸入級匹配網路

對於低雜訊放大器而言，雜訊指數對輸入級匹配網路很敏感，所以我們希望輸入級匹配網路愈簡單愈好。因此根據4.2.3節所述，輸入級匹配網路，我們使用射極電感性退化電路來設計。該雙頻道低雜訊放大器，需同時考慮2.4GHz和5.2GHz兩個頻率，根據上一章節，可以發現 B_{opt} 、 G_{opt} 皆會隨頻率增加，所以從圖4.10可以發現 Q_{opt} 與頻率無關，因此在該電路的輸入級匹配網路，只需一個電感，便可以使兩個頻率達到雜訊匹配，得到最小雜訊指數。

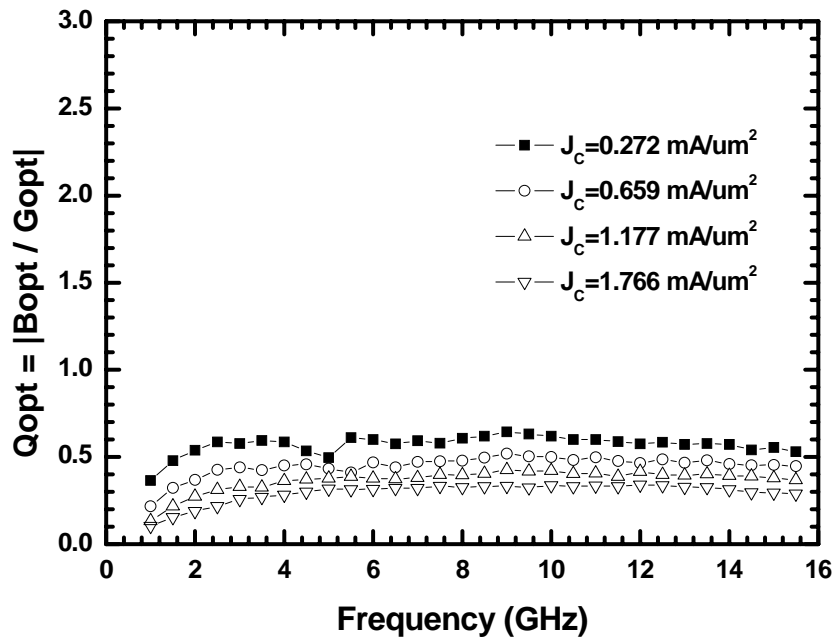


圖 4.10 電晶體 dn155C2-偏壓電流對 Q_{opt}

(4) 中間級匹配網路

傳統的疊接低雜訊放大器，如圖4.11所示。當此電路操作頻率在 GHz時，必須考慮此兩電晶體間的matching。根據圖4.11，第一級共射極電感性退化架構的輸出端，看到的阻抗 $Z_{out1} = 1/Y_{out1}$ (式4.13)為一高阻抗，而第二級共基極架構的輸入端，看到的阻抗 $Z_{in2} = 1/Y_{in2}$ (式4.14)為一低阻抗，此兩級電晶體阻抗並非complex conjugate，因此無法達到最大功率轉換。

$$Y_{out1} = \frac{g_m \frac{C_\mu}{C_\pi + C_\mu} + j\omega \frac{C_\pi C_\mu}{C_\pi + C_\mu}}{\left[1 + \omega^2 C_\mu L_E \left(1 + \frac{C_\mu}{C_\pi + C_\mu} \right) + j\omega g_m L_E \frac{C_\mu}{C_\pi + C_\mu} \right]} \quad (4.13)$$

$$Y_{in2} = g_m \tag{4.14}$$

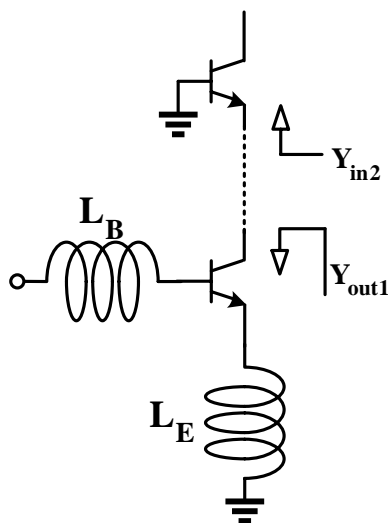


圖4.11 傳統疊接低雜訊放大器內部匹配問題

在此兩級電晶體間，加入一中間級匹配網路，以達到最大功率轉換。因為要同時考慮兩個頻率的匹配，因此使用一個LC branch、和一個LC tank來設計中間級匹配網路，如圖4.12所示。

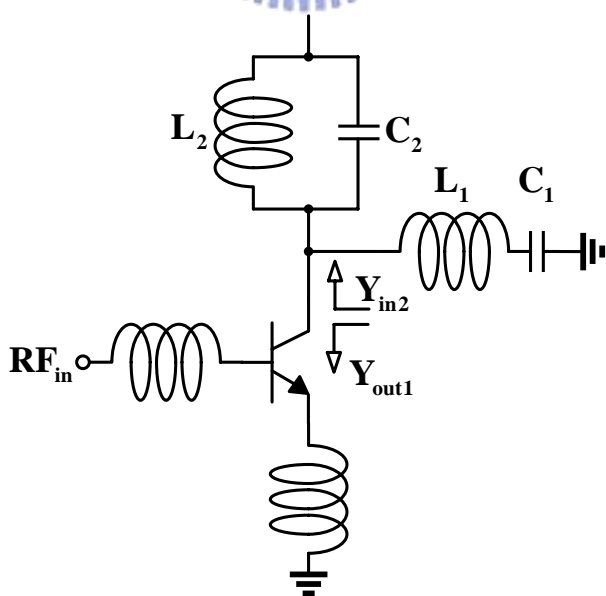


圖4.12 雙頻道中間級匹配

接下來分析中間級匹配網路的操作原理，LC branch(圖4.13(a))、LC tank(圖4.13(b))其等效導納分別為式4.15、4.16。根據式4.13、4.15、4.16，可以發現 Y_{out1} 的虛部是正虛數， Y_1 在共振頻率之前是一正虛數，共振頻率之後是一負虛數， Y_2 在共振頻率之前是一負虛數，共振頻率之後是一正虛數。因此為了要得到conjugate matching，令LC branch的共振頻率，在雙頻道低雜訊放大器的第一個頻率之前，LC tank的共振頻率，在雙頻道低雜訊放大器的第一、二個頻率中間，如圖4.14所示。根據圖4.12， Y_{in2} 為 $Y_1 + Y_2$ ，所以 Y_{in2} 在第一、二個頻率下，皆是一負虛數。因此，再將第二級電晶體所看到的輸入導納 g_m 考慮進來， Y_{in2} 便可設計為與 Y_{out1} complex conjugate matching，得到最大的功率轉換。在直流功率消耗方面，中間級匹配網路沒有造成額外的直流功率消耗，所以不會改變電晶體的偏壓點。

$$Y_1 = \frac{j\omega C_1}{1 - \omega^2 L_1 C_1} \quad (4.15)$$

$$Y_2 = \frac{j(\omega^2 L_2 C_2 - 1)}{\omega L_2} \quad (4.16)$$

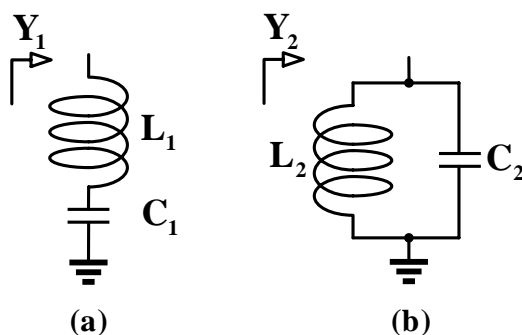


圖4.13 (a)LC branch(b)LC tank

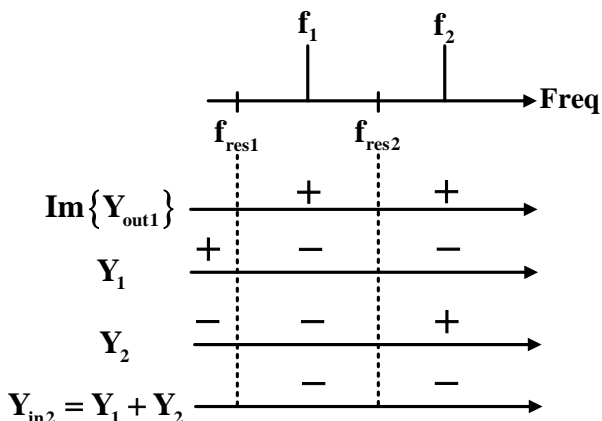


圖4.14 雙頻道中間級匹配網路設計

因為LC branch的共振頻率設計在第一個頻率之前，該共振頻率會使其阻抗為0，使第一級電晶體輸出端short到地。LC tank的共振頻率設計在第一、二個頻率中間，該共振頻率會使其阻抗為無限大，使第一級電晶體輸出端open。因此，可以得到如圖4.15的雙頻道功率增益，衰減其它頻率的功率。

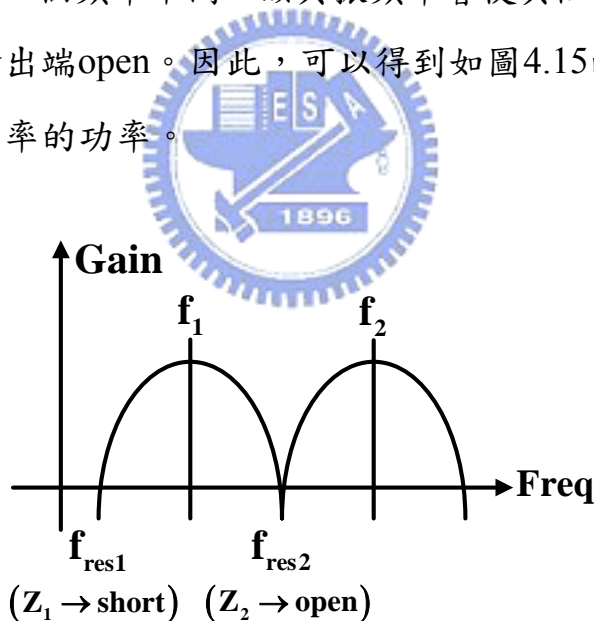


圖4.15 雙頻道功率增益設計

(5) 輸出級匹配網路

該低雜訊放大器電路，希望可以同時在兩個頻率下達到S22 matching。因此輸出級匹配網路，便是由一個LC branch、一個LC tank

所組成的網路，如圖4.16所示。該網路的等效等效輸出導納為式4.17，令輸出導納為0，可以求得兩個共振頻率，如式4.18。因此利用此輸出匹配網路，便可以在兩個頻率下同時達到S22 matching，符合雙頻道的輸出設計需求。同時，考慮該低雜訊放大器的穩定度問題，在輸出端匹配網路並聯一個電阻，使其無條件穩定，不會產生振盪的問題，並且此電阻產生的熱雜訊，經由該放大器的增益消除，不會影響該放大器的雜訊指數。

$$Y_{\text{out}} = \frac{j\omega C_1}{(1 - \omega^2 L_1 C_1)} + \frac{1}{j\omega L_2} + j\omega C_2 \quad (4.17)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{(L_1 C_1 + L_2 C_2 + L_2 C_1) \pm \sqrt{(L_1 C_1 + L_2 C_2 + L_2 C_1)^2 - 4L_1 L_2 C_1 C_2}}{2L_1 L_2 C_1 C_2}} \quad (4.18)$$

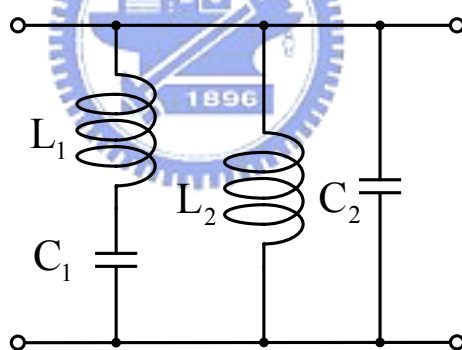


圖 4.16 輸出端匹配網路

綜合以上的論述，可以得到圖 4.17 共電流雙頻道低雜訊放大器電路。

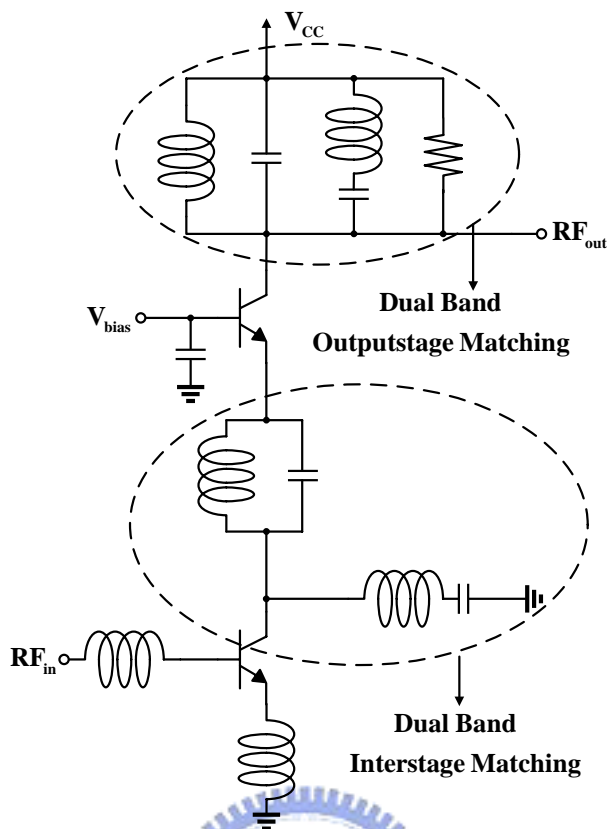


圖 4.17 共電流雙頻道 LNA 電路

4.4.3 電路模擬結果

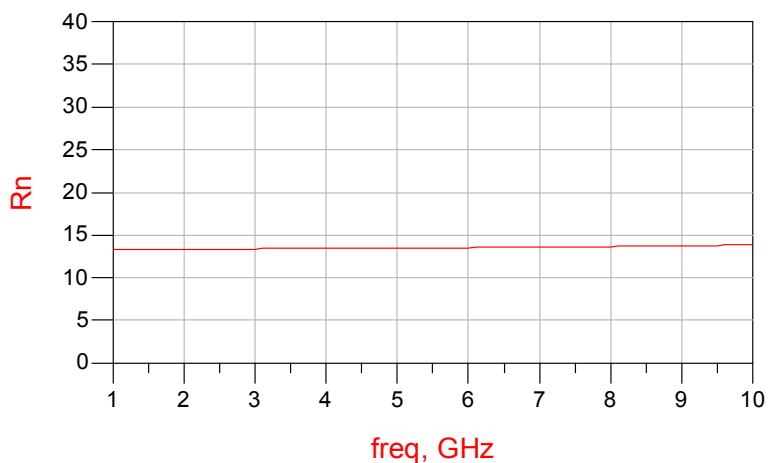


圖 4.18 電晶體 dn155C2- R_n 模擬

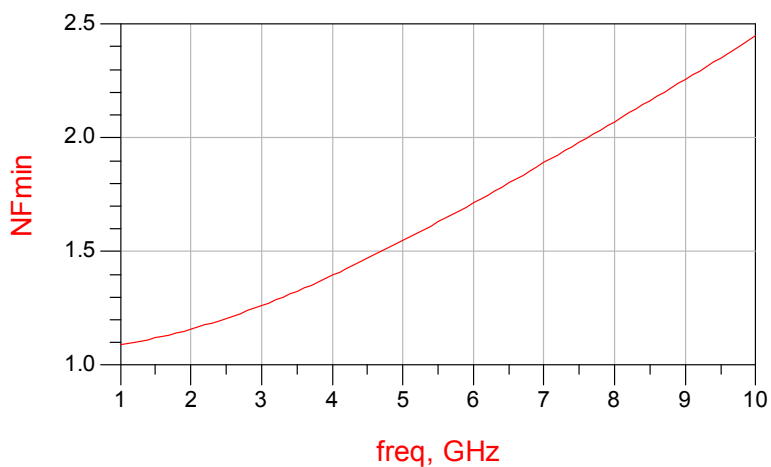


圖 4.19 電晶體 dn155C2-NFmin 模擬

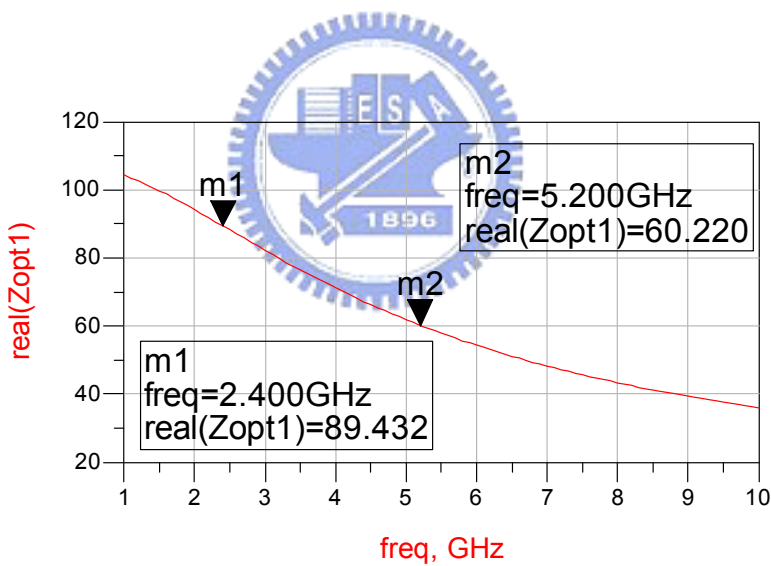


圖 4.20 電晶體 dn155C2-Ropt 模擬

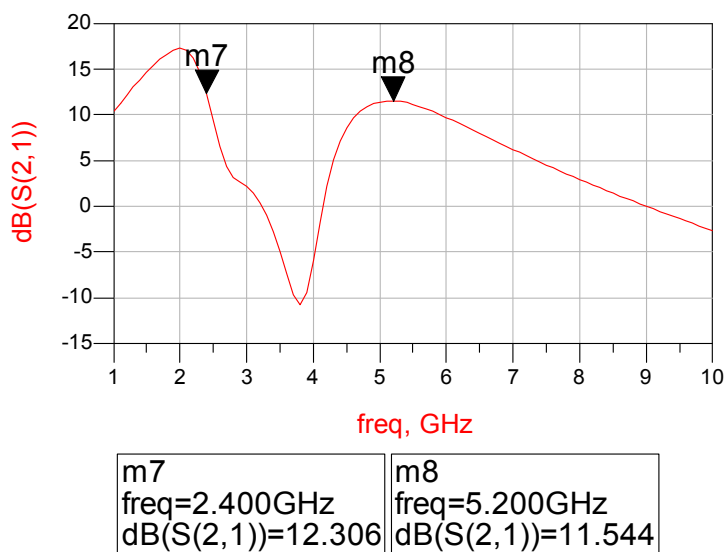


圖 4.21 雙頻道 LNA-S21 模擬

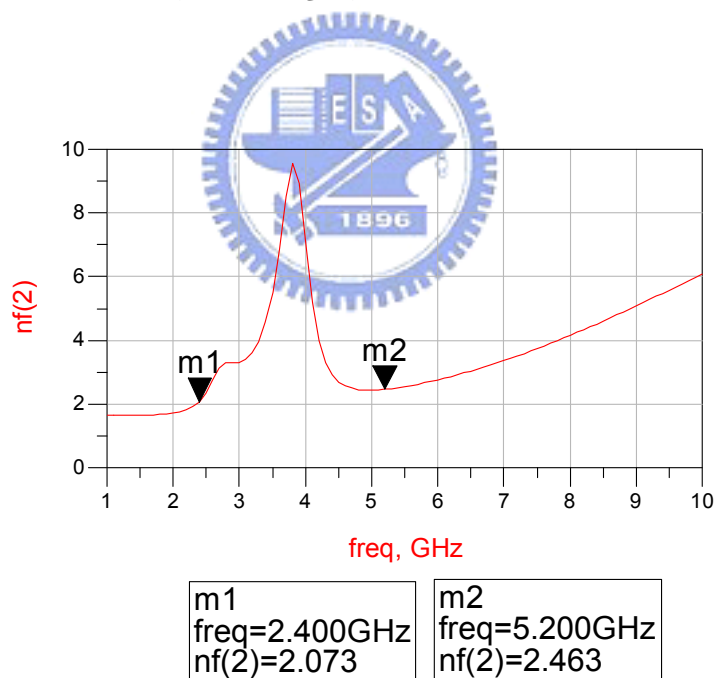


圖 4.22 雙頻道 LNA-NF 模擬

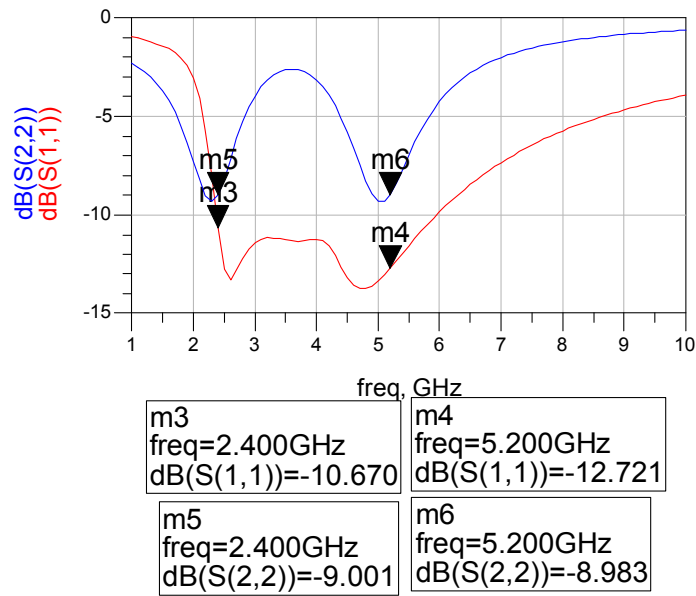


圖 4.23 雙頻道 LNA-S11、S22 模擬

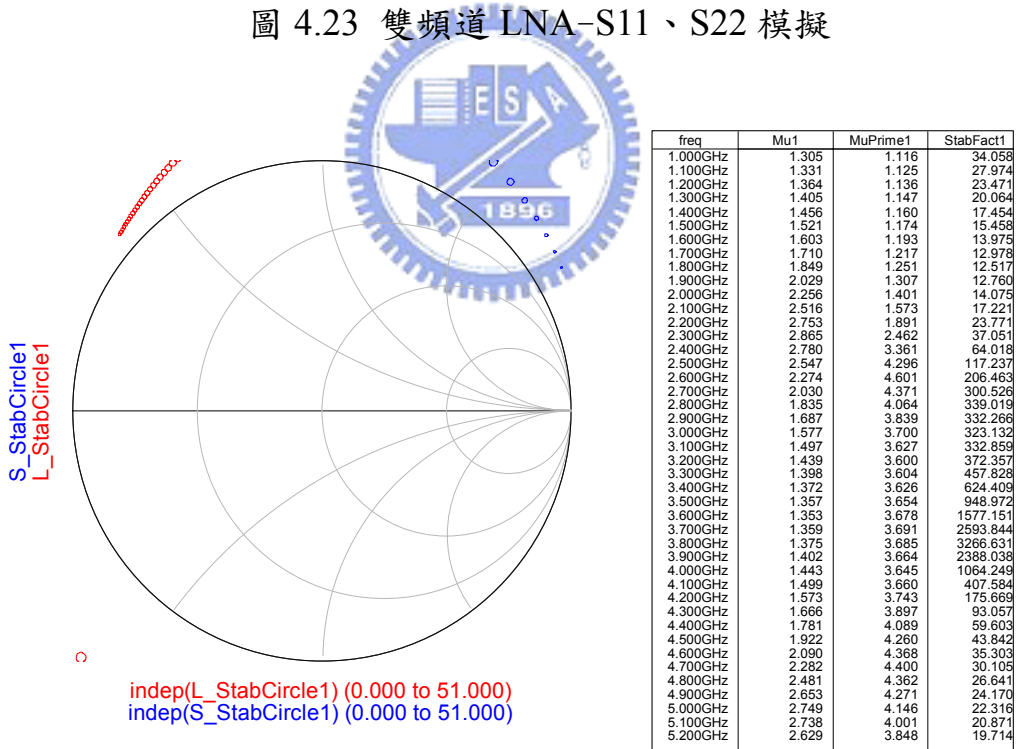


圖 4.24 雙頻道 LNA-穩定度模擬

4.4.4 晶片量測結果

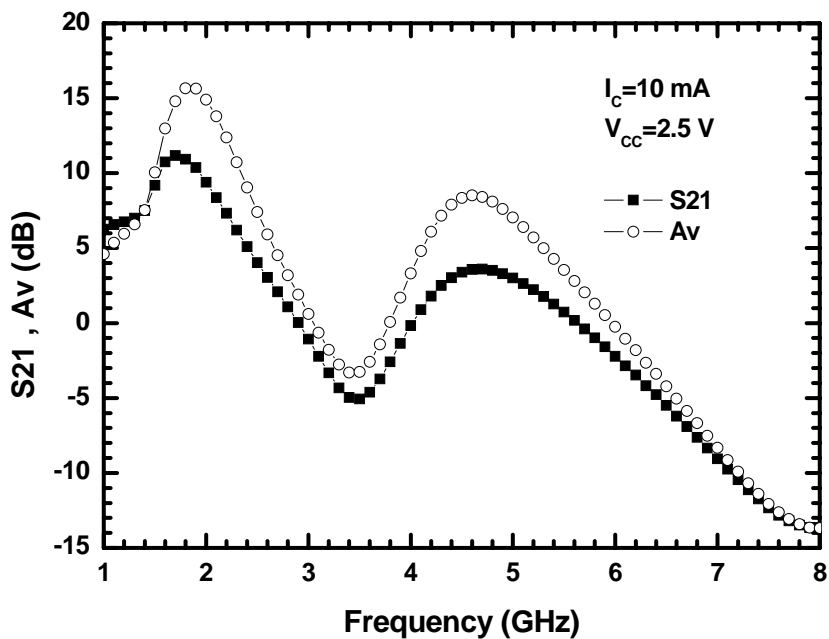


圖4.25 雙頻道 LNA- S_{21} 、 A_v 量測結果

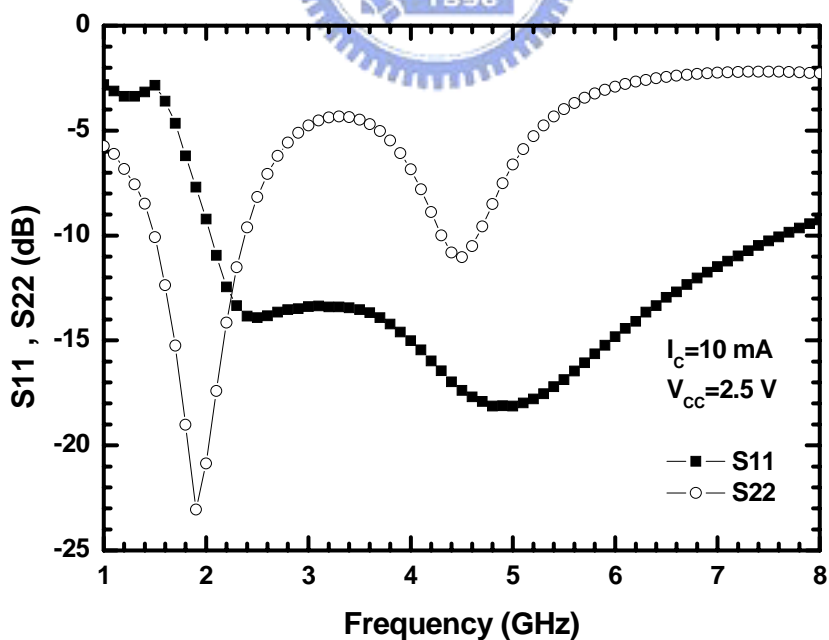


圖4.26 雙頻道 LNA- S_{11} 、 S_{22} 量測結果

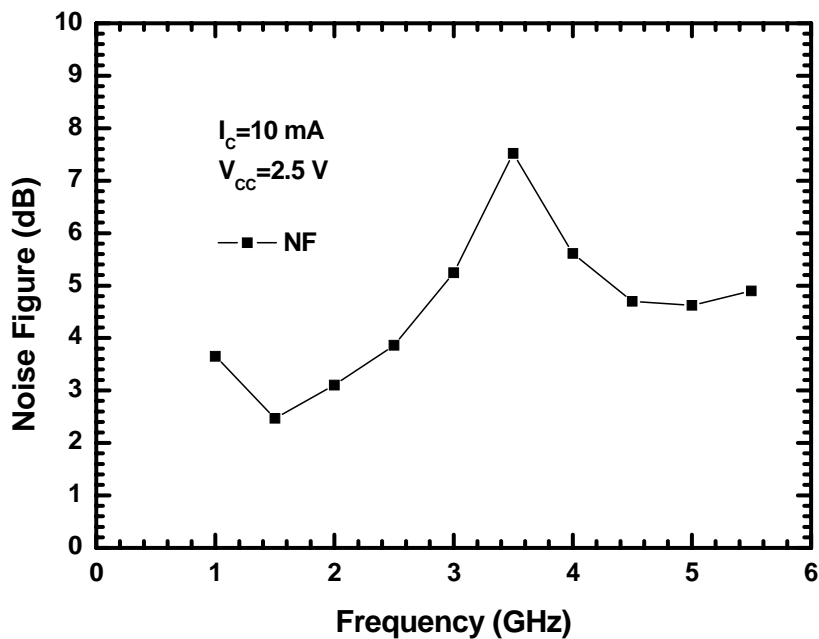


圖4.27 雙頻道 LNA-NF 量測結果

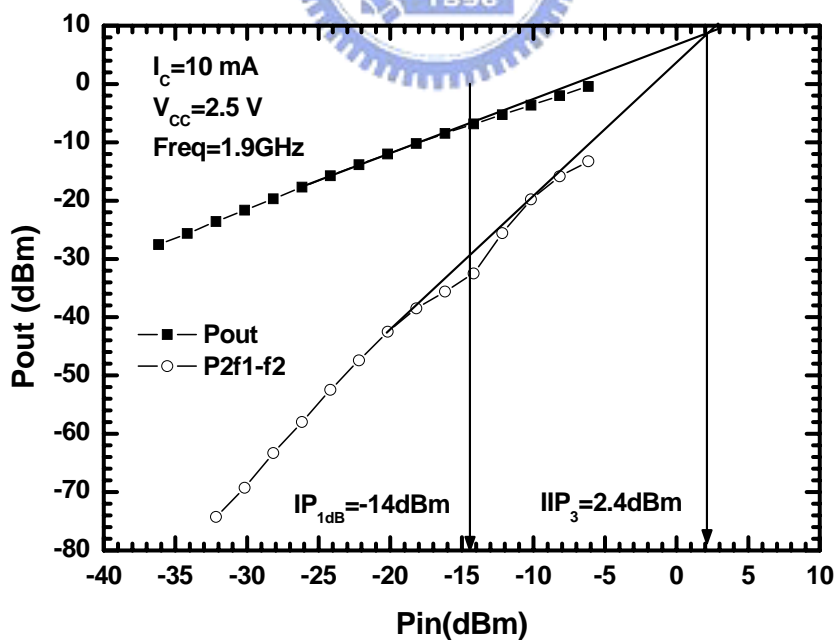


圖4.28 雙頻道 LNA-Low Band 線性度量測結果

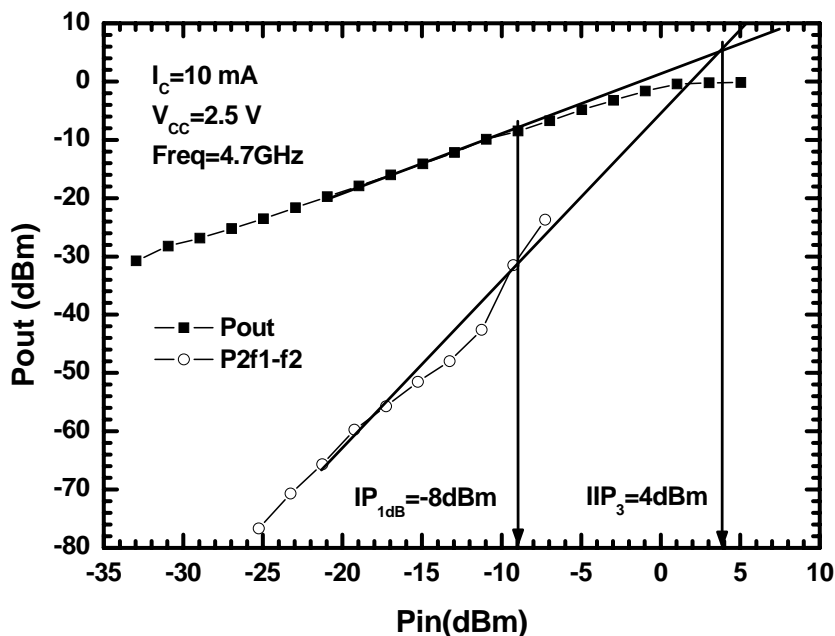


圖4.29 雙頻道 LNA-High Band 線性度量測結果

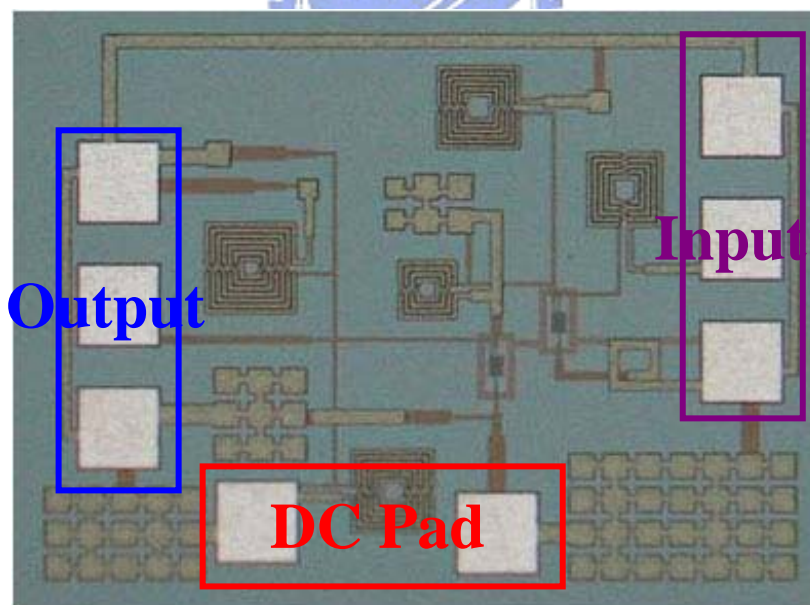


圖4.30 Die Photo(1 mm X 1 mm)

量測時我們使用on-wafer的高頻量測環境，由2-Port向量網路分析儀量得S參數，而雜訊指數是由高頻雜訊參數量測系統所量得。晶

片的大小為 $1 \times 1\text{mm}^2$ ，圖4.30為晶片實作照片，圖中可以看到，射頻訊號輸入埠在晶片的右邊，輸出埠在晶片的左邊，DC pad在晶片下方，下方右邊的DC pad為提供第二級電晶體的DC，下方左邊的DC pad為提供 V_{CC} 的DC。DC pad周圍的電容，皆是用來DC穩壓之用。

4.4.5 結果與討論

圖4.25為該電路的 S_{21} 量測結果，由該圖可以發現 S_{21} 有兩個 peak，可以同時放大兩個頻段的訊號，但其操作頻率同時向下偏移了 500MHz。因此，低頻段的中心頻率從 2.4GHz 向下偏移到 1.9GHz，其功率增益為 10.37dB。高頻段的中心頻率從 5.2GHz 向下偏移到 4.7GHz，其功率增益為 4.575dB。Av(available voltage gain)為 ABCD 矩陣中 A 的倒數，所以 $A_v = \frac{2S_{21}}{(1+S_{11})(1-S_{22})+S_{12}S_{21}}$ ，將量測的雙埠 S 參數代入，便可得到 Av。因此，低頻段的電壓增益為 15.628dB，高頻段的電壓增益為 8.511dB。從量測結果可以發現，高頻段的功率、電壓增益都比低頻段低很多，主要是因為電感的 Q 值在高頻時較差，導致在高頻段時的增益降低。

圖4.26為電路的 S_{11} 、 S_{22} 量測結果，由該圖可以發現 S_{11} 與 S_{22} 皆有兩個 notch。同樣地，其操作頻率與 S_{21} 相同，皆向下偏移 500MHz。因此，該電路在低頻段 1.9GHz 時，其輸入反射損耗為 -7.69dB，輸出反射損耗為 -24.056dB。該電路在高頻段 4.7GHz 時，其輸入反射損耗為 -17.9dB，輸出反射損耗為 -9.565dB。

圖4.27為該電路的雜訊指數量測結果，由該圖可以發現雜訊指數有兩個 notch。該電路在低頻段 1.9GHz 時，其雜訊指數為 2.47dB，在

高頻段4.7GHz 時，其雜訊指數為4.62dB。同樣地，因為電感的 Q 值在高頻時較差，導致在高頻段時的雜訊指數較高。

由圖4.28與圖4.29可以觀察到，該電路低頻段與高頻段的線性度特性表現，由單調(one -tone)功率量測，可以發現該電路低頻段時的 IP1dB 為-14dBm，高頻段時的 IP1dB 為-8dBm。由雙調(two-tone)功率量測，可以發現該電路低頻段時的 IIP3為2.4dBm，高頻段時的 IIP3 為4dBm。對於該電路而言，因為在高頻段時的增益較低，所以其線性度的表現比低頻段較好。該電路在低頻段與高頻段時，皆有不錯的線性度表現。

表4.1 Concurrent Inter-Stage Matching Dual Band LNA

模擬與量測結果

Concurrent Inter-Stage Matching Dual Band LNA (TSMC 0.35 μ m SiGe BiCMOS)				
Item	Simulation		Measurement	
	2.4GHz	5.2GHz	1.9GHz	4.7GHz
S21 (dB)	12.306	11.544	10.37	4.575
Av (dB)	N/A	N/A	15.628	8.511
NF (dB)	2.241	2.69	2.47	4.62
S11 (dB)	-10.676	-12.721	-7.69	-17.9
S22 (dB)	-9	-8.983	-24.056	-9.565
IP1dB (dBm)	N/A	N/A	-14	-8
IIP3 (dBm)	N/A	N/A	2.4	4
Supply Voltage	2.5 V		2.5 V	
Supply Current	10 mA		10 mA	

4.5 實作二，Concurrent Dual Band Differential LNA utilizing Differentially Driven Inductor (SiGe 0.35 μ m HBT)

4.5.1 研究動機

通常射頻訊號經過低雜訊放大器放大後，會經過一個 180° 相位產生器，以產生下一級混頻器 0° 與 180° 的射頻輸入訊號。因為 180° 相位產生器，通常是一被動耦合器，所以會使訊號產生一定的衰減，並且需要相當大小的晶片面積。如果直接將低雜訊放大器，設計為差動式低雜訊放大器，其輸出訊號直接為差動訊號，因此便不需要 180° 相位產生器，不會造成額外的衰減與晶片面積。因此，本次實作的目的，將實現一個差動低雜訊放大器，使用差動驅動對稱型電感，可以將兩個電感合併成一個電感，節省晶片面積。

4.5.2 電路設計

傳統的spiral電感如圖4.31所示，電感是由連續的金屬線纏繞所組成，以減少空間。在差動電路的實現中，把一對spiral電感用於實體的佈局中，通常如圖4.32所示。雖然全部電路可能都是差動，但對於每一個電感的激發是“single-ended”。所以由AC訊號源激發spiral的一端，而把另一端連接在一個common node上(如DC偏壓點或接地)，可以發現Port 1和Port 2的訊號電流(如圖4.32的 i_1 和 i_2)流向相反。因此，兩個電感之間需要一定的距離隔離，以抑制兩個電感之間的互相磁耦合。

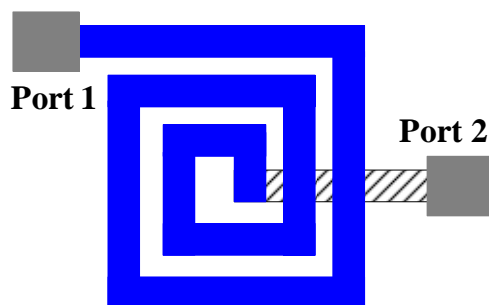


圖4.31 非對稱型spiral電感實體佈局

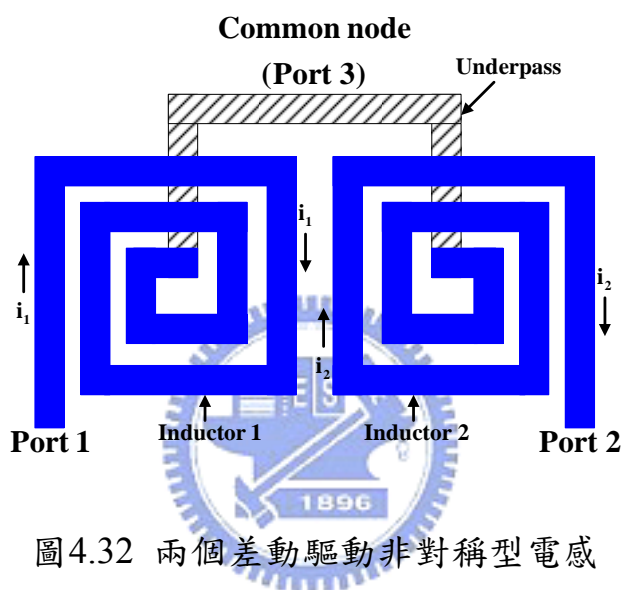


圖4.32 兩個差動驅動非對稱型電感

(1) 對稱型電感

如圖4.33所示，完整的對稱型spiral電感，為差動激發設計(如Port 1和Port 2的電壓、電流彼此相差 180°)。當圖4.33的對稱型spiral電感差動驅動時，兩個鄰近的金屬線，其彼此間的電壓會反相，但是電流的流動方向會相同。如此一來，會加強由兩個平行導體單位面積產生的磁場，與增加整體單位面積的感值。對於對稱型電感而言，放置common node是很重要，因為它可以將其分為兩個spiral電感，並且使這兩個電感在Port 1和Port 2有相同的substrate寄生效應。對於上述使用一對spiral電感，需有一定的距離來抑制彼此間的耦合，但在對稱型電感中並不需要考慮這個問題。因此，一個差動驅動的對稱型電感

可以將兩個spiral電感合併在一起，並且也不需要一定的距離來抑制彼此間的耦合，所以可以將晶片的面積減少。

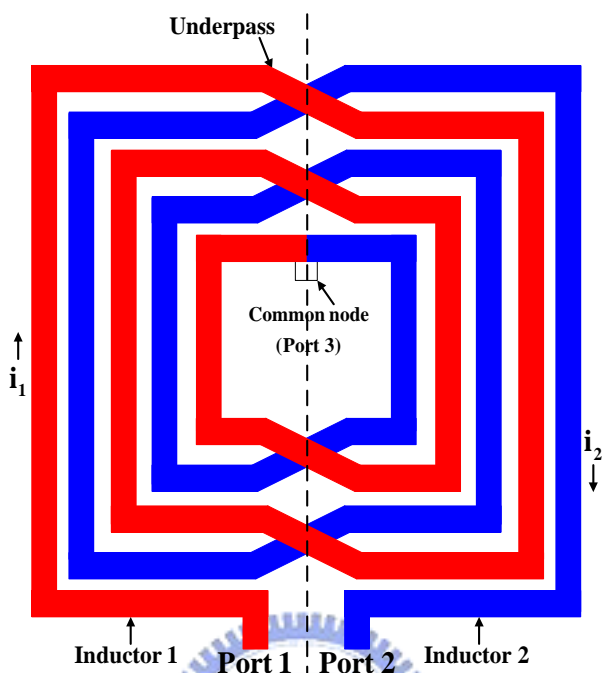


圖4.33 差動驅動對稱型電感

(2) 差動激發-電感Q值增加

我們由圖4.34(a)電感的集總等效電路模型，來探討差動激發如何改善電感的Q值。圖4.34(b)、(c)，分別為single-ended和差動激發的簡單等效電路模型。對於single-ended而言，電感相當於連接成一個port，如圖4.34(b)所示，看到的等效輸入阻抗為 Z_{se} ，相當於是 Z_P 和 Z_L 的並聯。對於差動激發而言，訊號由兩個port輸入，如圖4.34(c)所示，看到的等效差動輸入阻抗為 Z_d ，相當於是 $2Z_P$ 和 Z_L 的並聯(R_P 、 C_P 為substrate的寄生電阻、電容)。由此可以發現，差動激發的 R_P 、 C_P 分別為single-ended的2倍、1/2倍，因此差動激發會使等效輸入電阻減少，等效輸入電抗增加，使得電感的Q值增加，所以差動激發會改善電感的Q值。

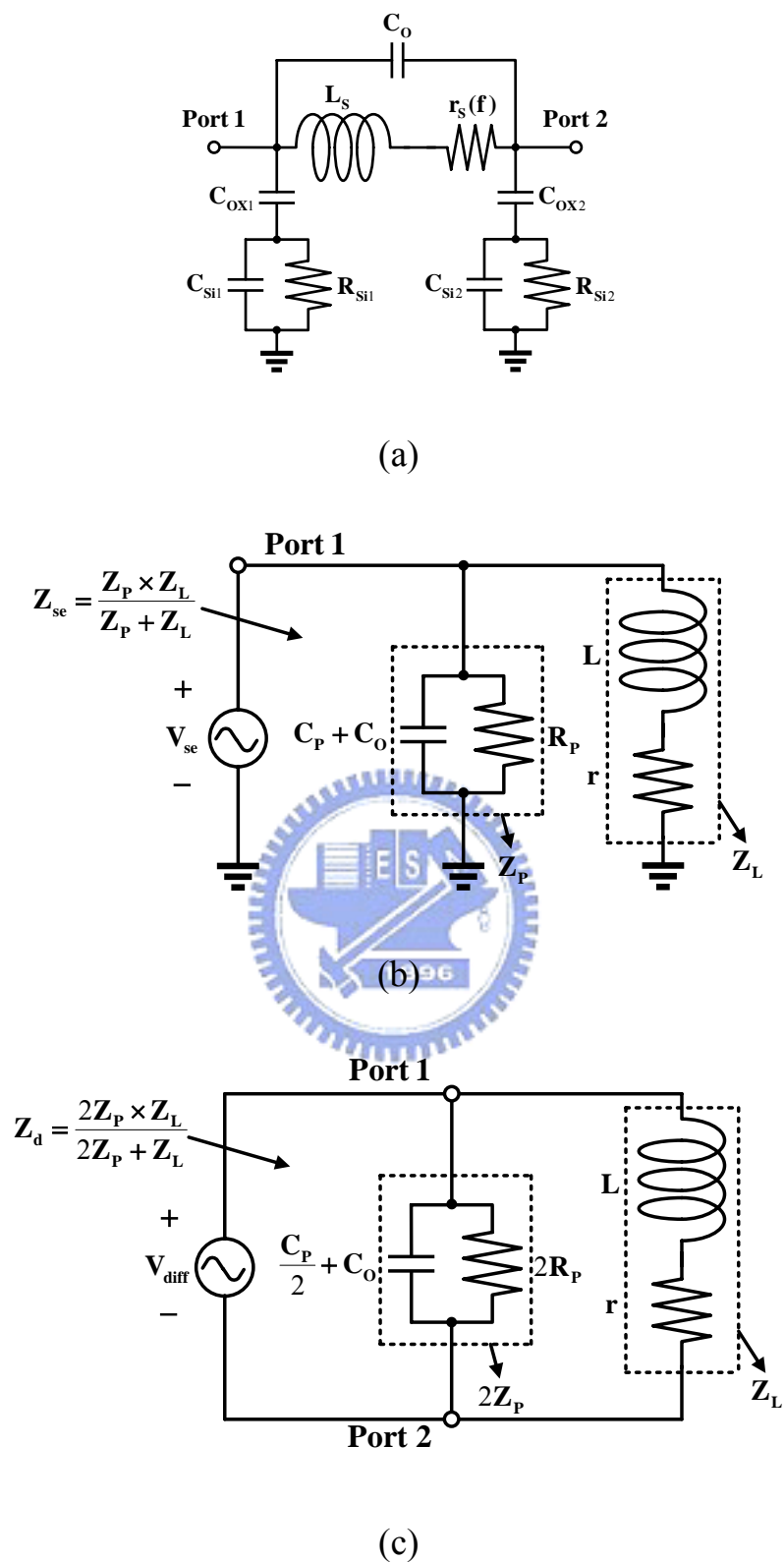


圖4.34 (a)電感的集總等效電路模型 (b)single-ended等效電路模型

(c)差動激發等效電路模型

根據4.4節的雙頻道低雜訊放大器設計，可以得到低雜訊放大器的單端設計。因此，使用4.4節的兩個單端雙頻道低雜訊放大器，輸入差動訊號，便可得到差動雙頻道低雜訊放大器。但是，其所需的電感會需要相當的面積，因此根據上面的差動驅動電感的分析，我們將圖4.35中的A、B、C三個部分的六個single-ended電感合併成三個差動驅動電感，以縮小晶片面積，並且增加電感的Q值。

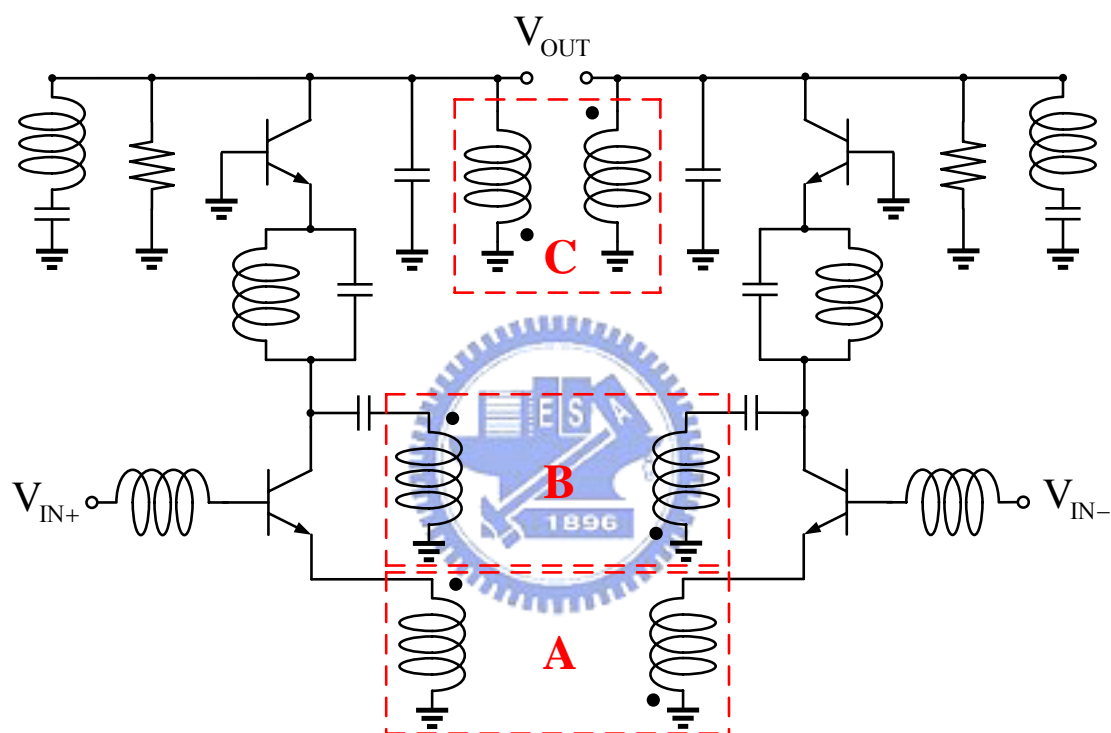
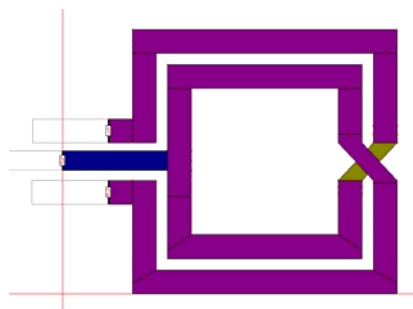


圖4.35 使用差動電感雙頻道差動LNA電路

4.5.3 電路模擬結果



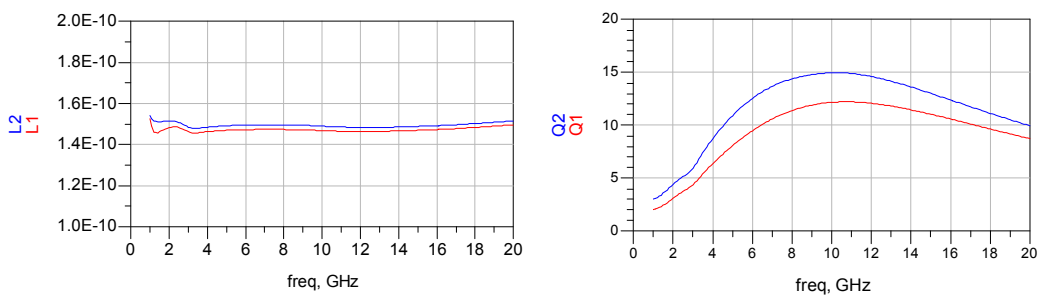


圖4.36 Differential Inductor-A感值、Q值模擬

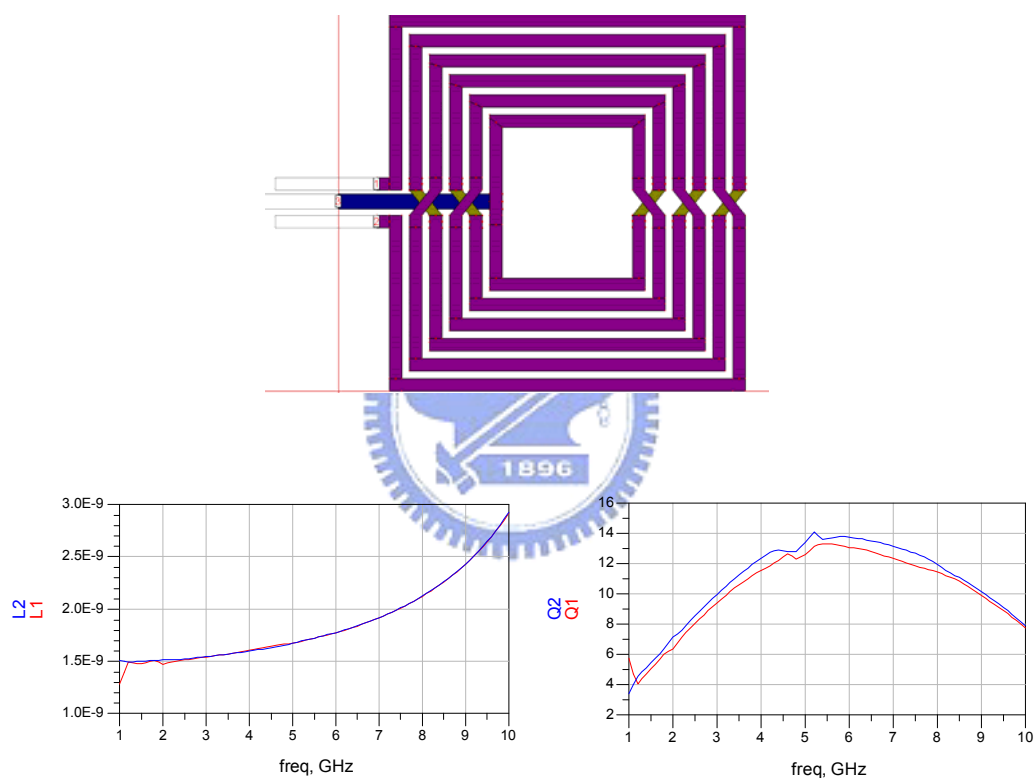


圖4.37 Differential Inductor-B感值、Q值模擬

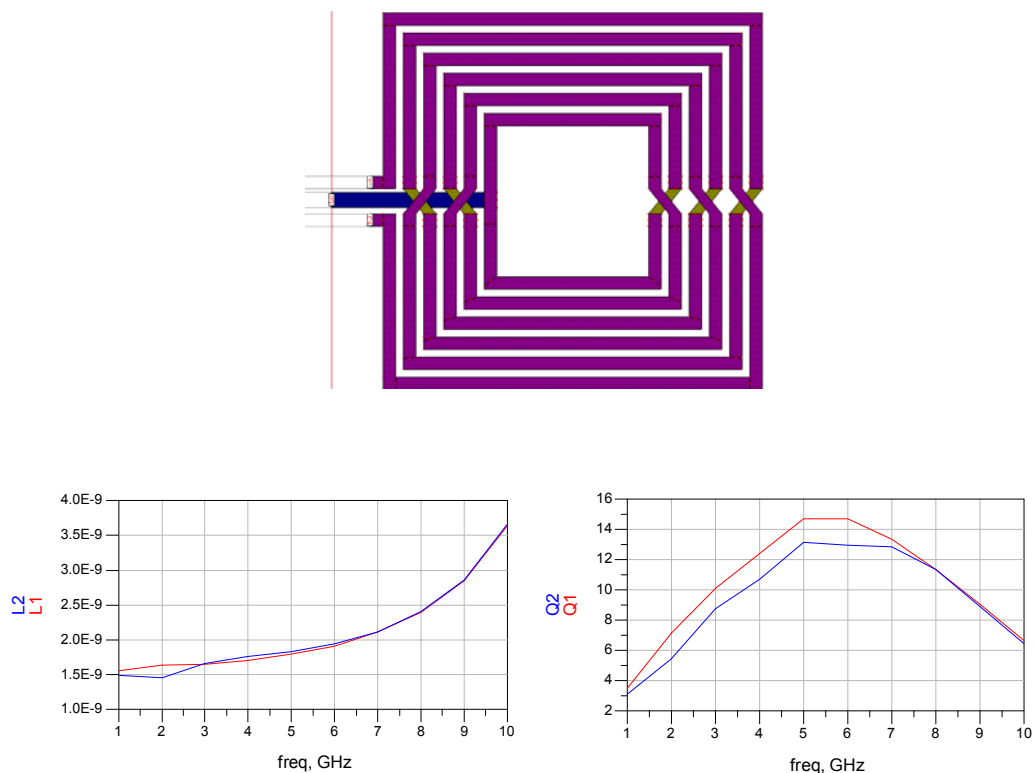


圖4.38 Differential Inductor-C感值、Q值模擬

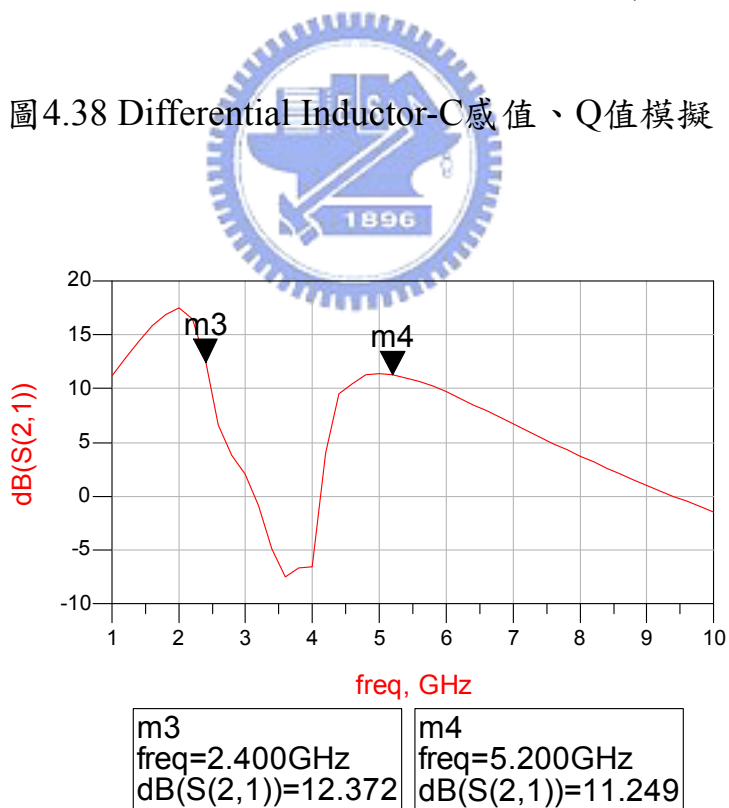


圖 4.39 使用差動電感雙頻道差動 LNA-S21 模擬

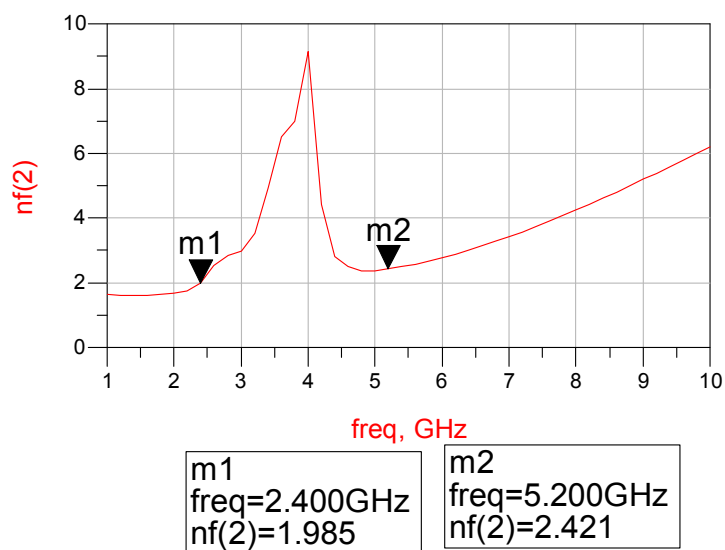


圖 4.40 使用差動電感雙頻道差動 LNA-NF 模擬

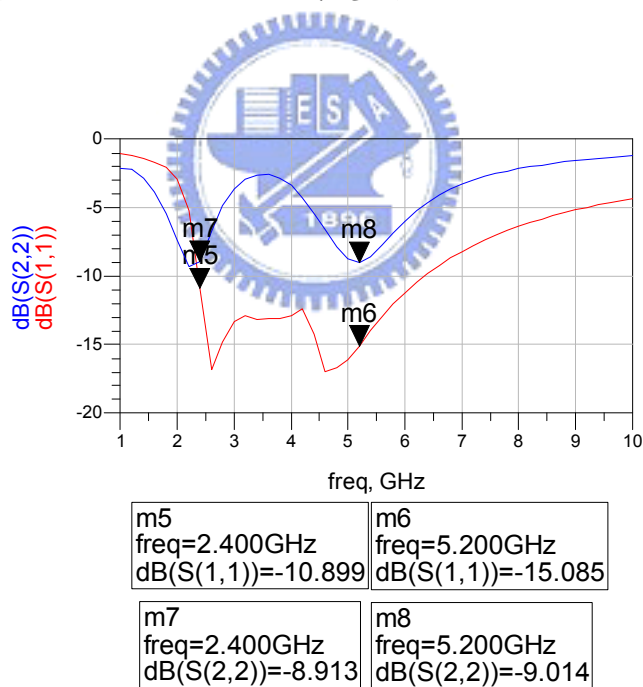


圖 4.41 使用差動電感雙頻道差動 LNA-S11、S22 模擬

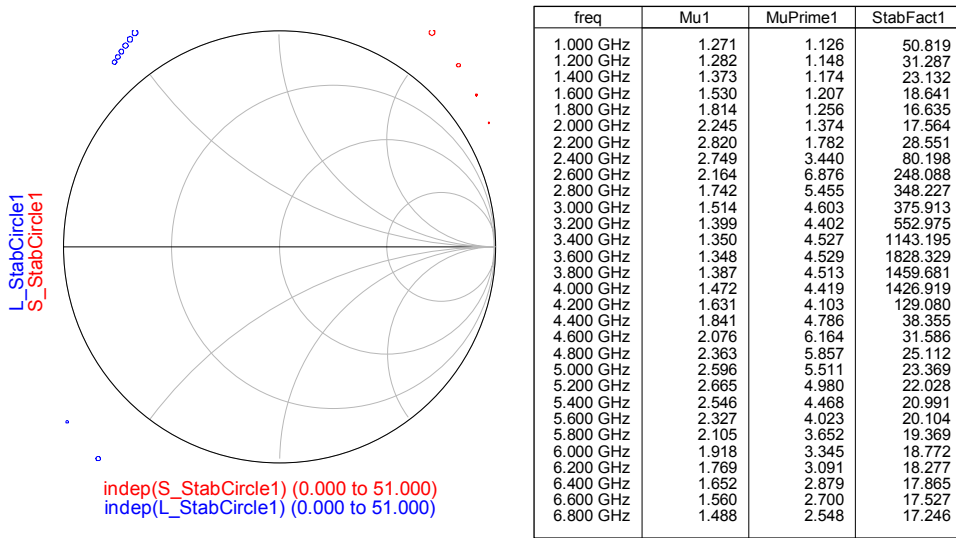


圖 4.42 使用差動電感雙頻道差動 LNA-穩定度模擬

4.5.4 晶片量測結果

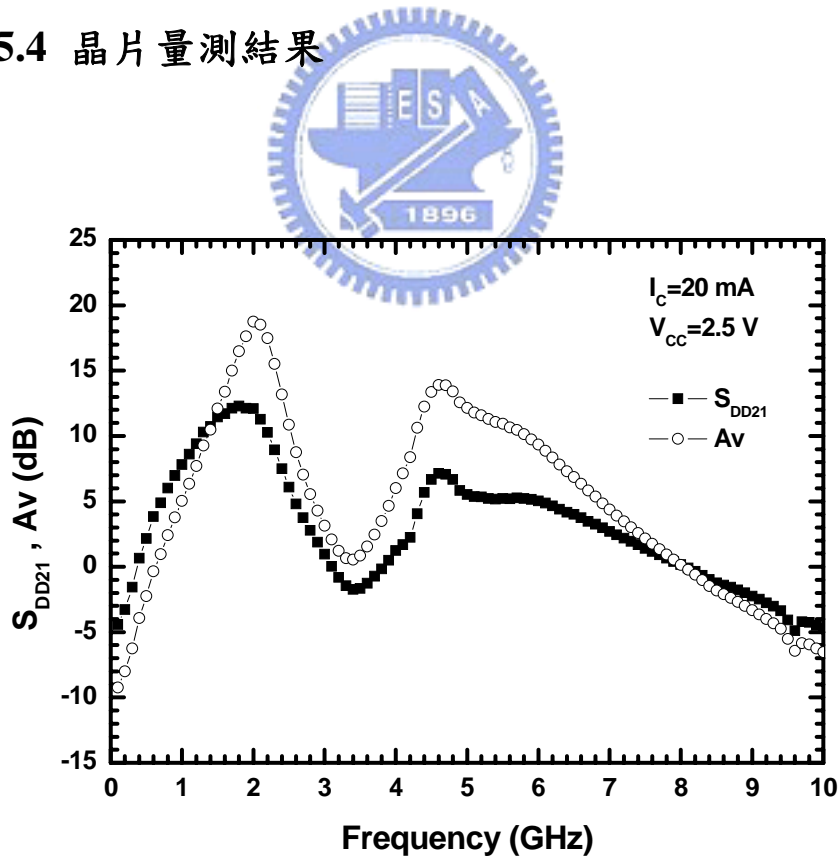


圖4.43 使用差動電感雙頻道差動LNA- S_{DD21} 、 A_v 量測結果

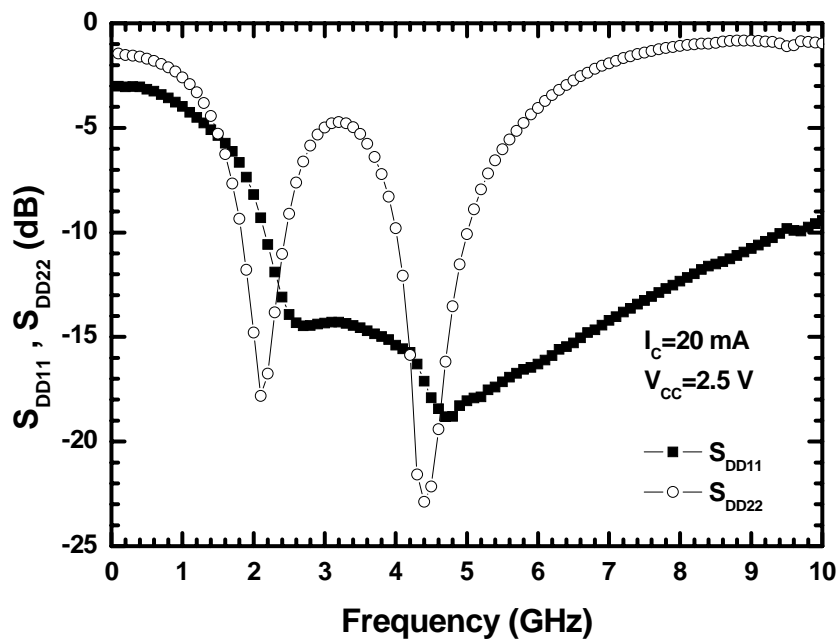


圖4.44 使用差動電感雙頻道差動LNA- S_{DD11} 、 S_{DD22} 量測結果

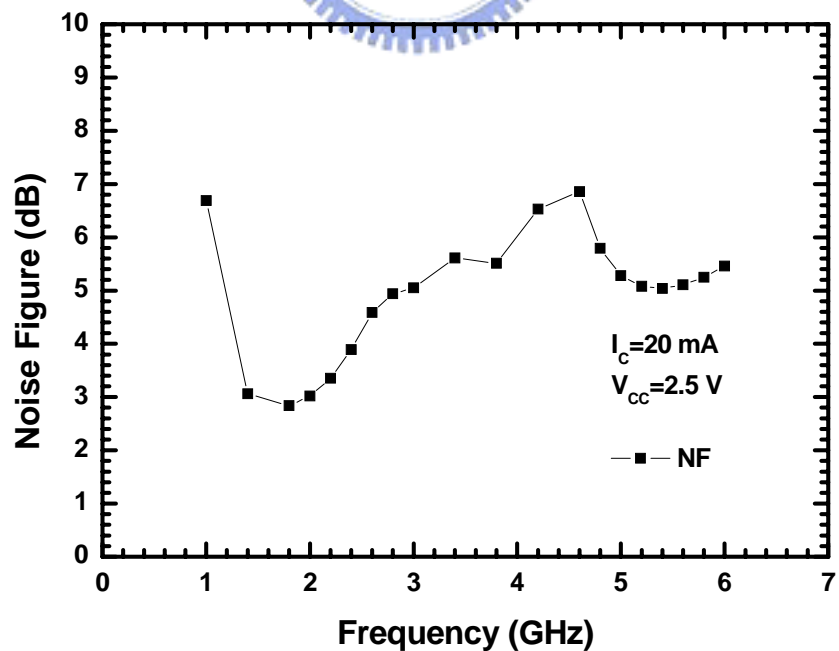


圖4.45 使用差動電感雙頻道差動LNA-NF量測結果

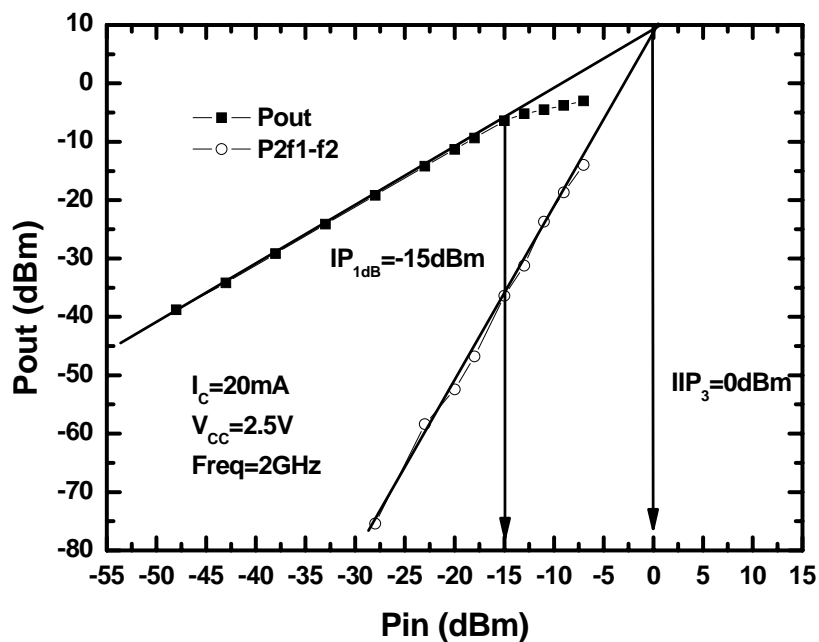


圖4.46 使用差動電感雙頻道差動LNA-Low Band線性度量測結果

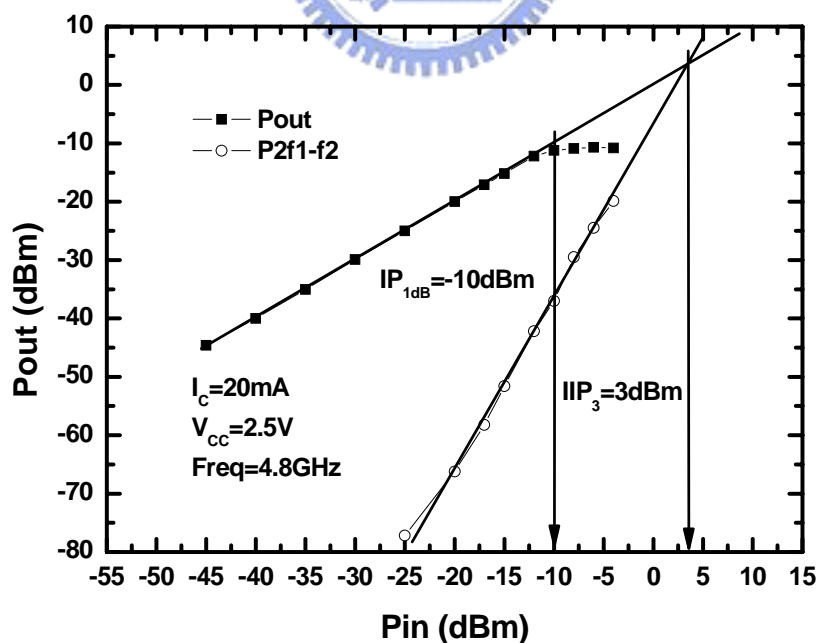


圖4.47 使用差動電感雙頻道差動LNA-High Band線性度量測結果

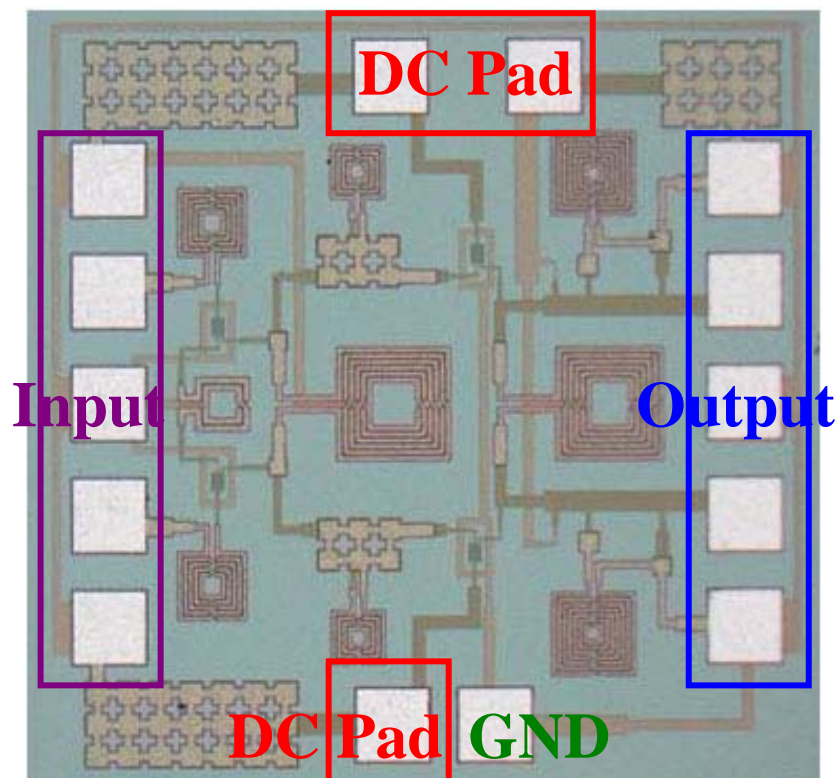


圖4.48 Die Photo(1 mm X 1 mm)

量測時我們使用 on-wafer 的 4-Port 高頻量測環境，由 4-Port 向量網路分析儀量得 S 參數，而雜訊指數是由高頻雜訊參數量測系統所量得。晶片的大小為 $1 \times 1 \text{ mm}^2$ ，圖 4.48 為晶片實作照片，圖中可以看到，射頻差動輸入埠在晶片的左邊，差動輸出埠在晶片的右邊，DC pad 在晶片的上、下方，上、下方左邊的 DC pad 為提供第二級電晶體的 DC，上方右邊的 DC pad 為提供 V_{CC} 的 DC，下方右邊的 pad 為接地。DC pad 周圍的電容，皆是用來 DC 穩壓之用。

4.5.5 結果與討論

因為我們是使用 on-wafer 的 4-Port 向量網路分析儀，量得 4-Port 的 S 參數，因此使用式子 4.19~4.22，將 4-Port 的 S 參數代入，以得到差動 2-Port 的 S 參數。

$$S_{DD11} = \frac{1}{2}(S_{11} - S_{12} - S_{21} + S_{22}) \quad (4.19)$$

$$S_{DD12} = \frac{1}{2}(S_{13} - S_{14} - S_{23} + S_{24}) \quad (4.20)$$

$$S_{DD21} = \frac{1}{2}(S_{31} - S_{32} - S_{41} + S_{42}) \quad (4.21)$$

$$S_{DD22} = \frac{1}{2}(S_{33} - S_{34} - S_{43} + S_{44}) \quad (4.22)$$

圖4.43為該電路的 S_{DD21} 量測結果，由該圖可以發現 S_{DD21} 有兩個peak，可以同時放大兩個頻段的訊號，但其操作頻率同時向下偏移了400MHz。因此，低頻段的中心頻率從2.4GHz向下偏移到2GHz，其功率增益為12.11dB，電壓增益為18.757dB。高頻段的中心頻率從5.2GHz向下偏移到4.8GHz，其功率增益為6.67dB，電壓增益為14.41dB。若不考慮頻率偏移，該電路在低頻段2.4GHz時，其功率增益為7.49dB，電壓增益為14.19dB。在高頻段5.2GHz時，其功率增益為5.08dB，電壓增益為11.59dB。從量測結果可以發現，高頻段的功率、電壓增益都比低頻段低很多，主要是因為差動電感的Q值在高頻時仍較不好，導致在高頻段時的增益降低，但是該電路的增益，皆比實作一的增益高，根據此結果，可以驗證差動驅動電感的Q值比single-ended電感高。

圖4.44為該電路的 S_{DD11} 、 S_{DD22} 量測結果，由該圖可以發現 S_{DD11} 與 S_{DD22} 皆有兩個notch。同樣地，其操作頻率皆向下偏移。該電路在低頻段2GHz時，其輸入反射損耗為-8.191dB，輸出反射損耗為-14.796dB。該電路在高頻段4.8GHz時，其輸入反射損耗為-18.79dB，輸出反射損耗為-14.527dB。若不考慮頻率偏移，該電路在低頻段2.4GHz時，其輸入反射損耗為-14.092dB，輸出反射損耗為-11.029dB。

在高頻段5.2GHz時，其輸入反射損耗為-17.863dB，輸出反射損耗為-7.946dB。

圖4.45為該電路的雜訊指數量測結果，由該圖可以發現雜訊指數有兩個 notch。該電路在低頻段2GHz 時，其雜訊指數為4.02dB，在高頻段4.8GHz 時，其雜訊指數為5.79dB。若不考慮頻率偏移，該電路在低頻段2.4GHz 時，其雜訊指數為4.89dB，在高頻段5.2GHz 時，其雜訊指數為5.08dB。

由圖4.46與圖4.47可以觀察到，該電路低頻段與高頻段的線性度特性表現，由單調(one -tone)功率量測，可以發現該電路低頻段時的IP1dB 為-15dBm，高頻段時的IP1dB 為-10dBm。由雙調(two-tone)功率量測，可以發現該電路低頻段時的IIP3為0dBm，高頻段時的IIP3為3dBm。對於該電路而言，因為在高頻段時的增益較低，所以其線性度的表現比低頻段較好。該電路在低頻段與高頻段時，皆有不錯的線性度表現。

表4.2 Concurrent Dual Band Differential LNA utilizing Differentially Driven Inductor 模擬與量測結果

Concurrent Dual Band Differential LNA utilizing Differentially Driven Inductor (TSMC 0.35 μ m SiGe BiCMOS)				
Item	Simulation		Measurement	
Frequency	2.4GHz	5.2GHz	2GHz (2.4GHz)	4.8GHz (5.2GHz)
S21 (dB)	12.373	11.249	12.11 (7.49)	6.67 (5.331)
Av (dB)	N/A	N/A	18.757 (14.19)	14.41 (11.59)
NF (dB)	1.984	2.421	4.02 (4.89)	5.79 (5.08)
S11 (dB)	-10.899	-15.085	-8.191 (-14.092)	-18.79 (-17.863)
S22 (dB)	-8.917	-9	-14.796 (-11.029)	-14.527 (-7.946)
IP1dB (dBm)	N/A	N/A	-15	-10
IIP3 (dBm)	N/A	N/A	0	3
Supply Voltage	2.5 V		2.5 V	
Supply Current	20 mA		20 mA	

4.6 實作三，Concurrent Dual Band Differential LNA utilizing Transformer (SiGe 0.35 μm HBT)

4.6.1 研究動機

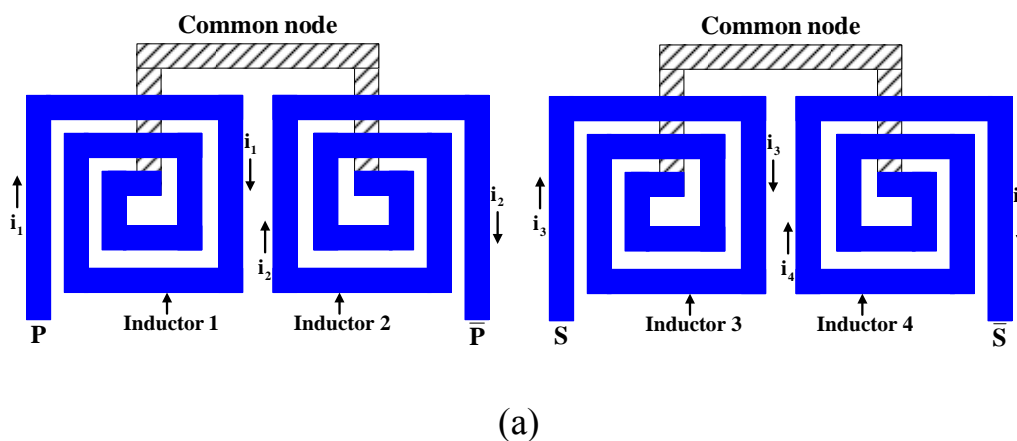
上一節4.5差動低雜訊放大器的設計，一個差動驅動電感，可以將原來的兩個single-ended電感合併，縮小晶片面積，並且提升電感的Q值。然而，一個對稱型的變壓器，可以看成是由兩個差動驅動電感組成，相當於四個single-ended電感，所以可以更縮小晶片面積，更提升電感的Q值。因此，本次實作的目的，將實現一個使用對稱型變壓器，來設計雙頻道差動低雜訊放大器電路。

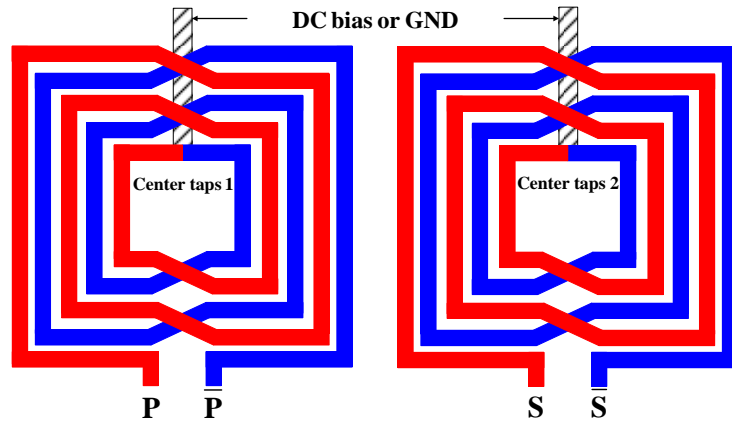
4.6.2 電路設計

差動驅動對稱型變壓器



圖4.49(a)為四個差動的single-ended電感，根據4.5節的分析，可以知道將這四個差動的single-ended電感，合併成圖4.49(b)的兩個差動驅動對稱型電感。因此，可以使晶片面積縮小，增加電感的Q值。





(b)

圖4.49 (a)四個差動驅動非對稱型電感 (b)兩個差動驅動對稱型電感

對於上述使用一對差動驅動電感，需有一定的距離來抑制彼此間的耦合，但在一個對稱型變壓器中並不需要考慮這個問題。因此，一個差動驅動的對稱型變壓器(如圖4.50)，可以將兩個差動驅動電感合併在一起，並且不需要一定的距離來抑制彼此間的耦合，所以可以將晶片的面積更為減少。

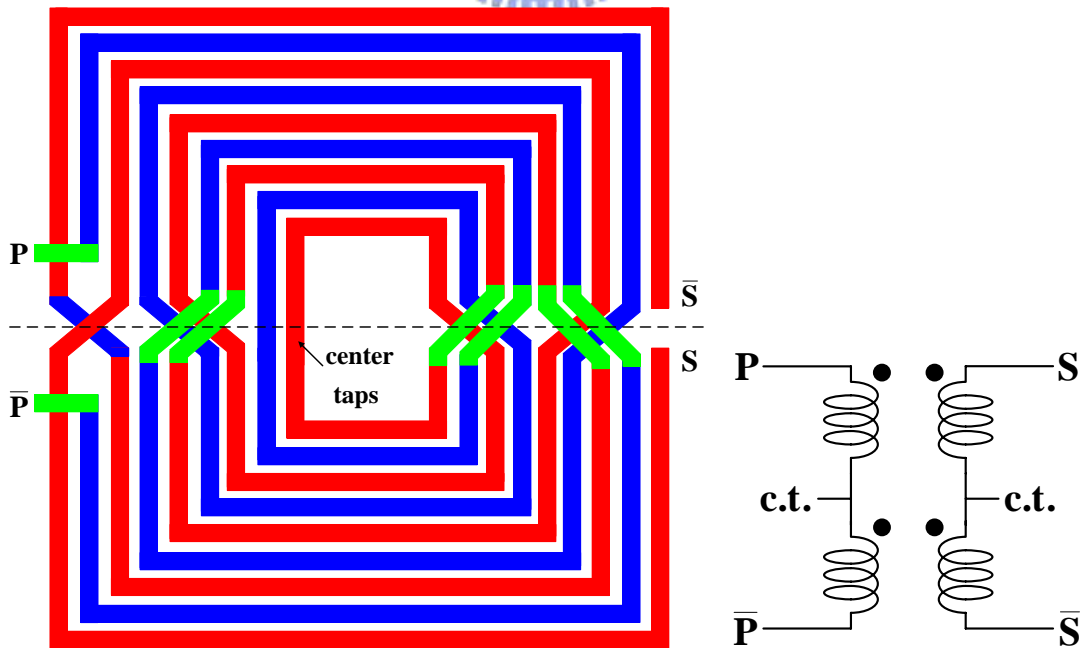


圖4.50 對稱型變壓器

根據4.5節的使用差動電感雙頻道差動低雜訊放大器設計，可以得到差動低雜訊放大器的設計。因此，使用4.5節的雙頻道差動低雜訊放大器，但是，該設計需要三個差動驅動電感，雖然已比原來的六個single-ended電感的面積較小，仍需要一定的面積。因此根據上面的對稱型變壓器的分析，我們將圖4.35中的B、C兩個差動驅動電感合併成一個對稱型變壓器，得到如圖4.51的電路設計，其晶片面積將比原來的兩個差動驅動電感更為縮小。

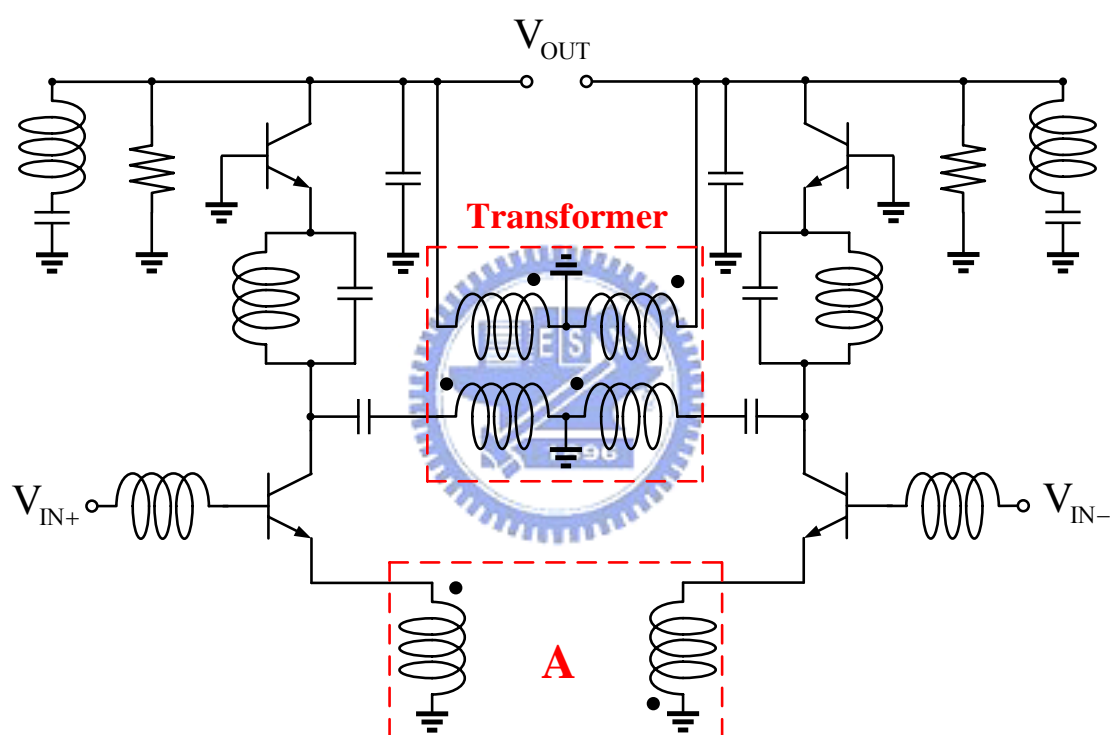


圖4.51 使用變壓器雙頻道差動LNA電路

4.6.3 電路模擬結果

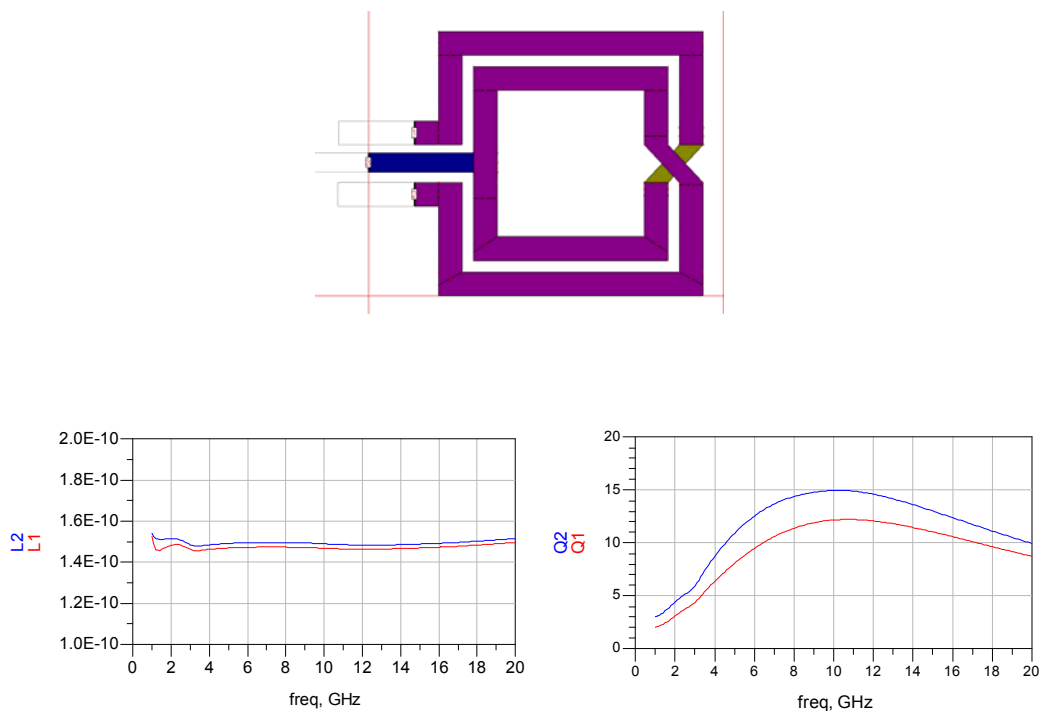


圖4.52 Differential Inductor-A感值、Q值模擬

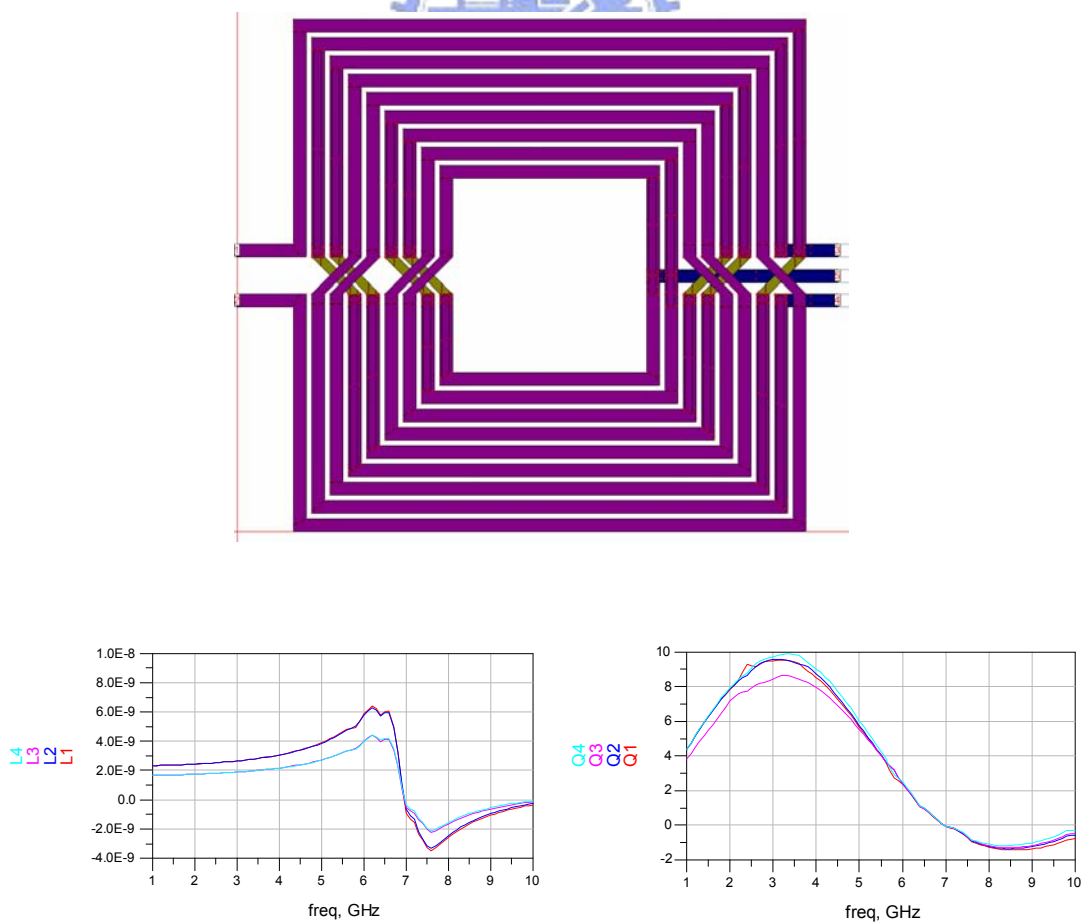


圖4.53 Transformer感值、Q值模擬

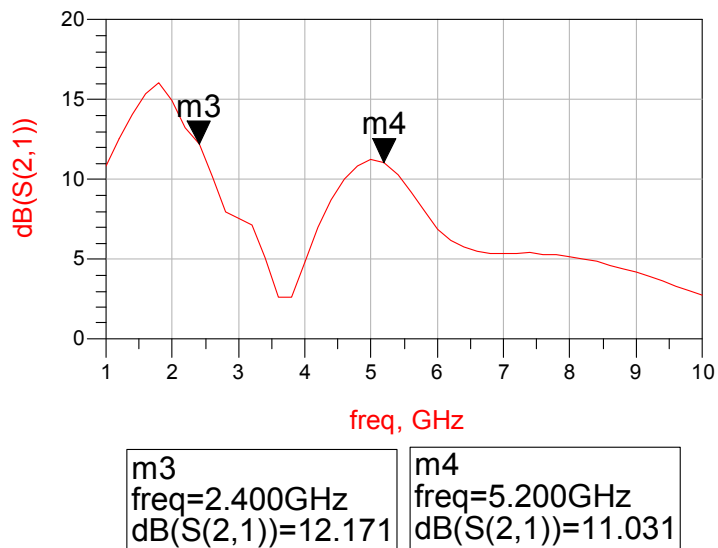


圖 4.54 使用變壓器雙頻道差動 LNA-S21 模擬

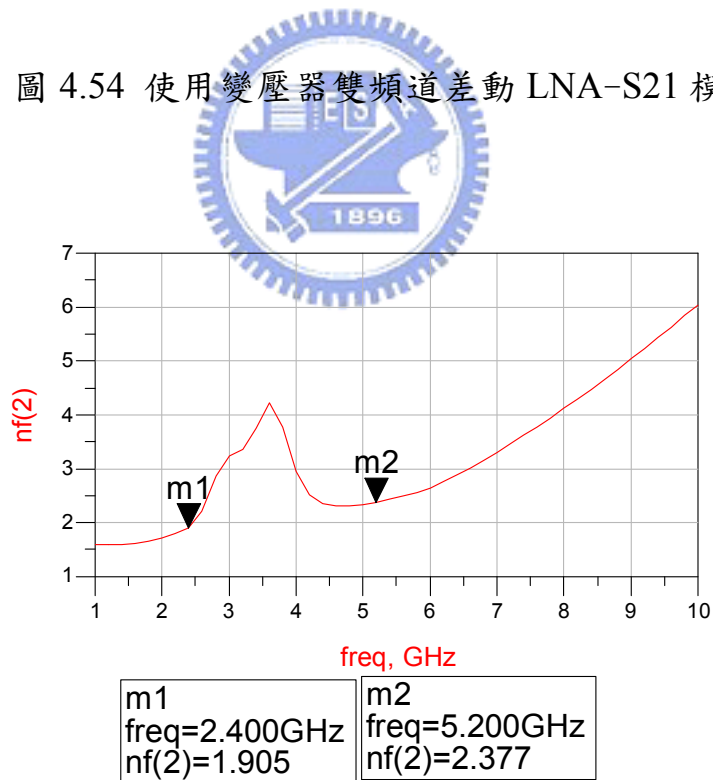


圖 4.55 使用變壓器雙頻道差動 LNA-NF 模擬

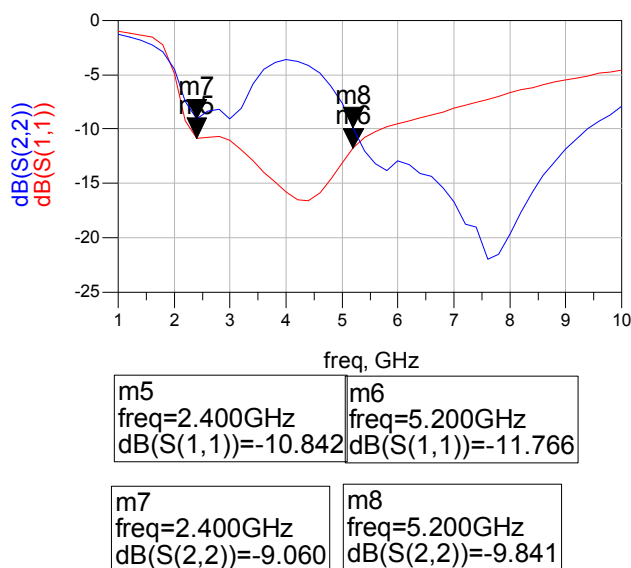


圖 4.56 使用變壓器雙頻道差動 LNA-S11、S22 模擬

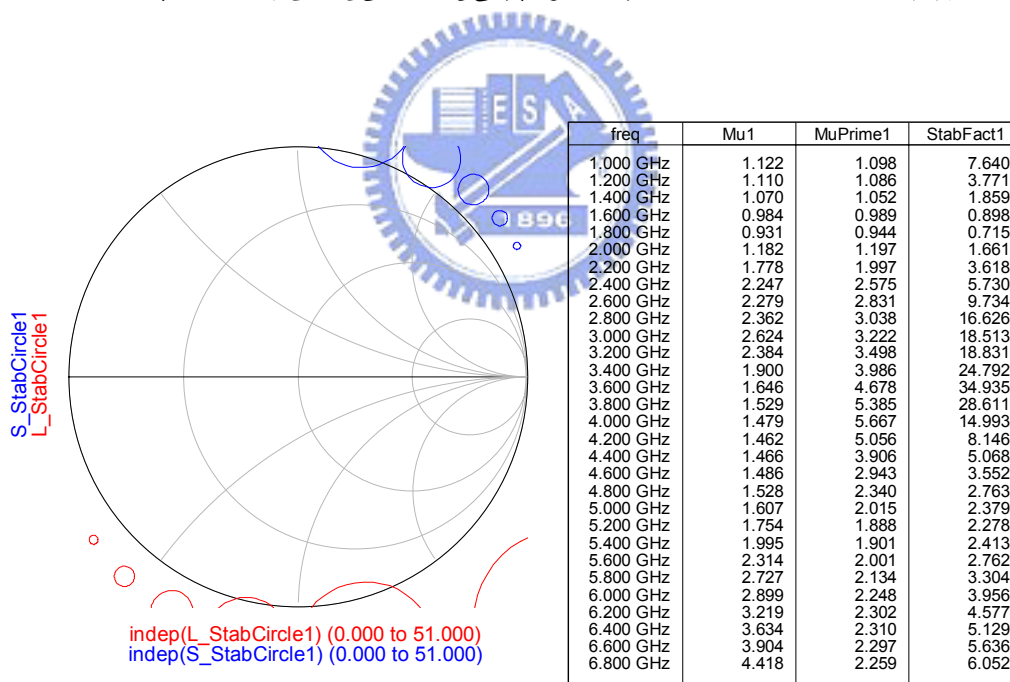


圖 4.57 使用變壓器雙頻道差動 LNA-穩定度模擬

4.6.4 晶片量測結果

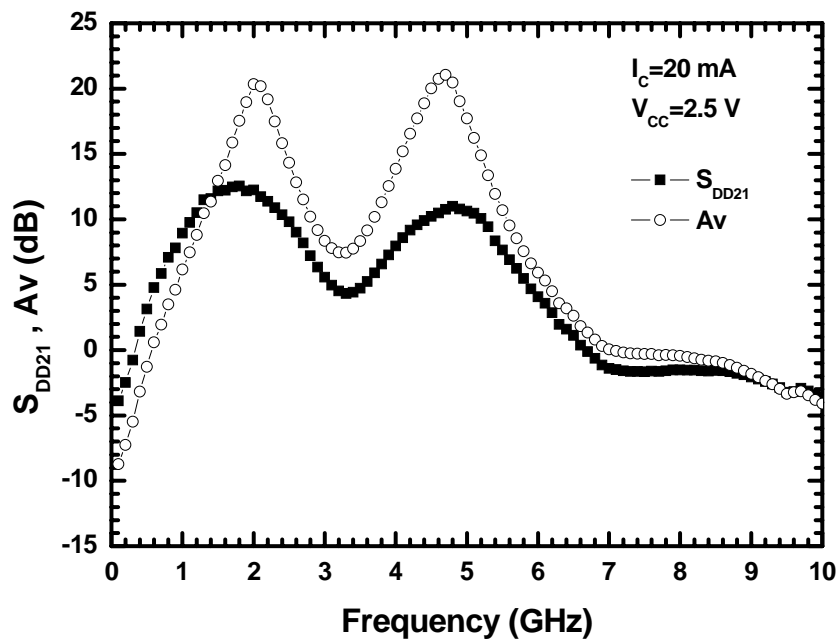


圖4.58 使用變壓器雙頻道差動LNA- S_{DD21} 、 A_v 量測結果

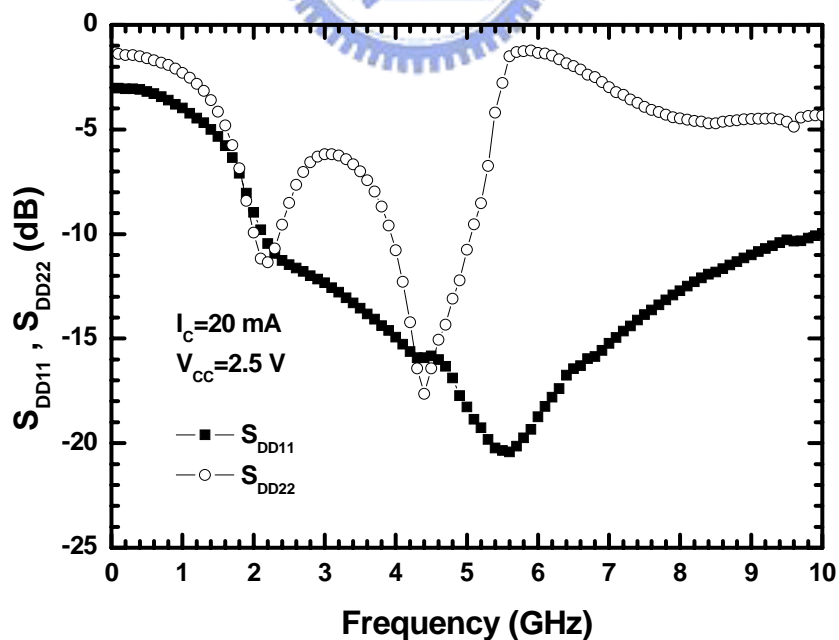


圖4.59 使用變壓器雙頻道差動LNA- S_{DD11} 、 S_{DD22} 量測結果

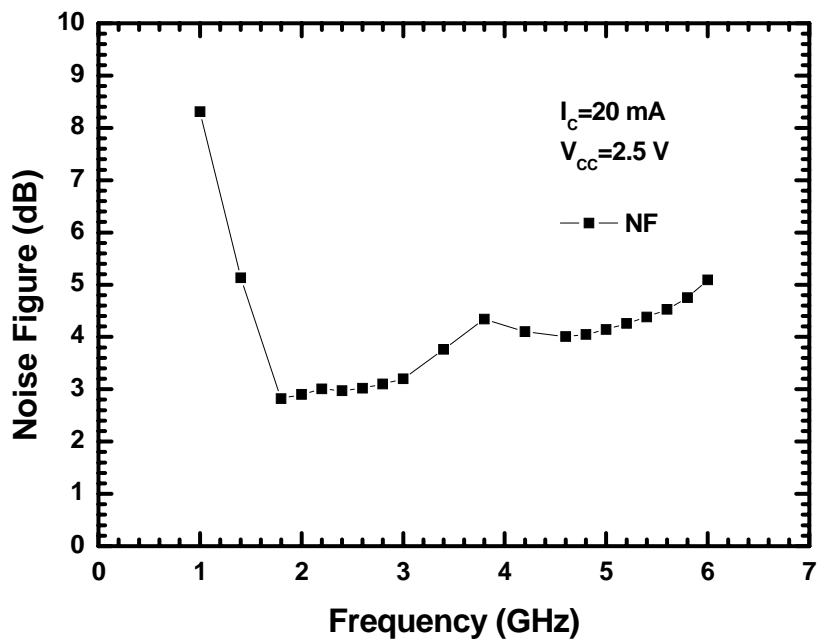


圖4.60 使用變壓器雙頻道差動LNA-NF量測結果

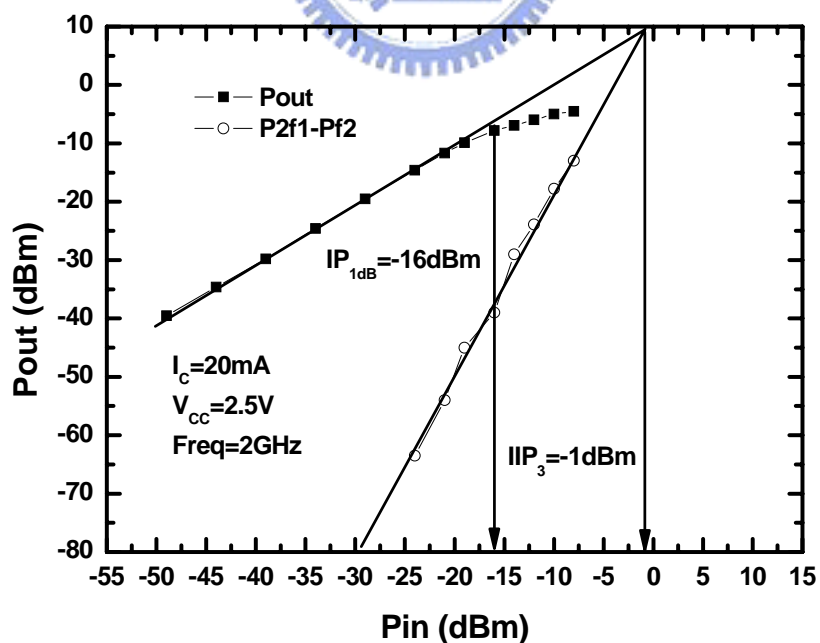


圖4.61 使用變壓器雙頻道差動LNA-Low Band線性度量測結果

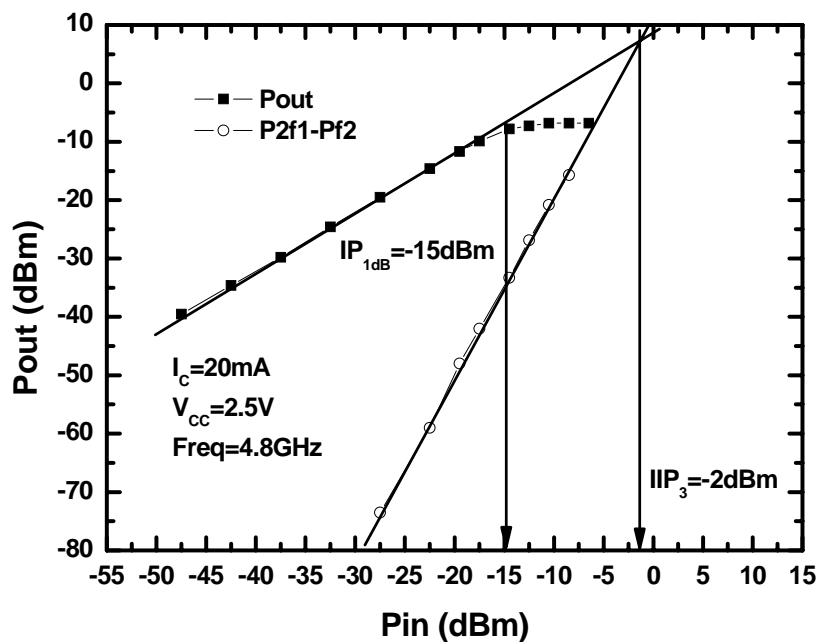


圖4.62 使用變壓器雙頻道差動LNA-High Band線性度量測結果

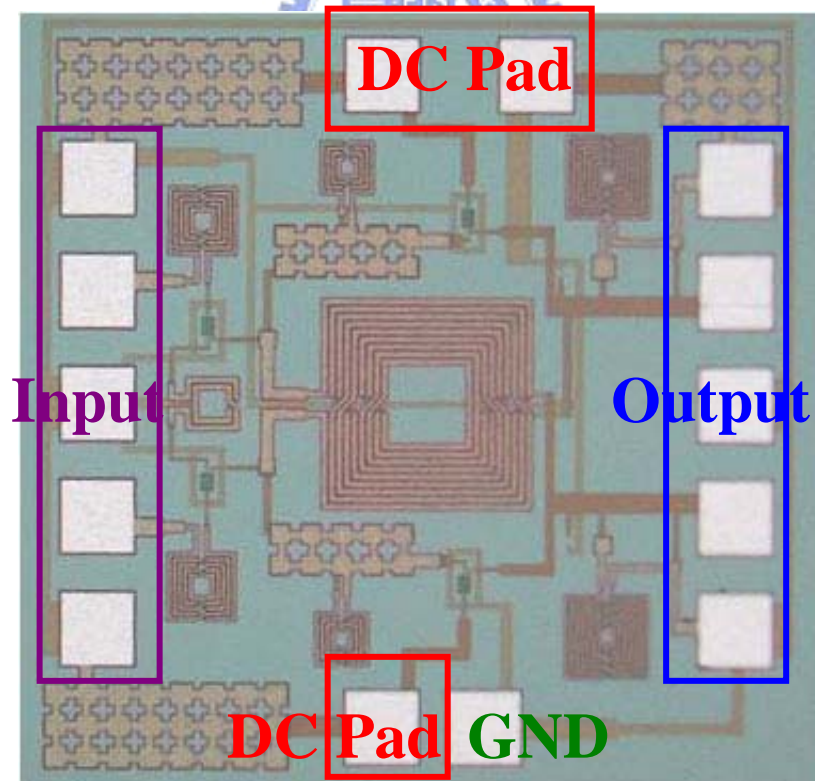


圖4.63 Die Photo(1 mm X 1 mm)

量測時我們使用 on-wafer 的 4-Port 高頻量測環境，由 4-Port 向量網路分析儀量得 S 參數，而雜訊指數是由高頻雜訊參數量測系統所量得。晶片的大小為 $1 \times 1 \text{ mm}^2$ ，圖 4.63 為晶片實作照片，圖中可以看到，射頻差動輸入埠在晶片的左邊，差動輸出埠在晶片的右邊，DC pad 在晶片的上、下方，上、下方左邊的 DC pad 為提供第二級電晶體的 DC，上方右邊的 DC pad 為提供 V_{CC} 的 DC，下方右邊的 pad 為接地。DC pad 周圍的電容，皆是用來 DC 穩壓之用。

4.6.5 結果與討論

圖 4.58 為該電路的 S_{DD21} 量測結果，由該圖可以發現 S_{DD21} 有兩個 peak，可以同時放大兩個頻段的訊號，但其操作頻率同時向下偏移了 400MHz。因此，低頻段的中心頻率從 2.4GHz 向下偏移到 2GHz，其功率增益為 12.237dB，電壓增益為 20.344dB。高頻段的中心頻率從 5.2GHz 向下偏移到 4.8GHz，其功率增益為 10.998dB，電壓增益為 20.471dB。若不考慮頻率偏移，該電路在低頻段 2.4GHz 時，其功率增益為 10.347dB，電壓增益為 15.827dB。在高頻段 5.2GHz 時，其功率增益為 10.066dB，電壓增益為 14.898dB。從量測結果可以發現，高頻段的功率、電壓增益與低頻段差不多，皆有在 10dB 以上。因為對稱型變壓器的 Q 值在高頻時比差動電感好，所以在高頻段時的增益比實作一、二高很多。

圖 4.59 為該電路的 S_{DD11} 、 S_{DD22} 量測結果，由該圖可以發現 S_{DD11} 與 S_{DD22} 皆有兩個 notch。同樣地，其操作頻率皆向下偏移。該電路在低頻段 2GHz 時，其輸入反射損耗為 -8.972dB，輸出反射損耗為 -9.926dB。該電路在高頻段 4.8GHz 時，其輸入反射損耗為 -16.876dB，

輸出反射損耗為-14.091dB。若不考慮頻率偏移，該電路在低頻段2.4GHz時，其輸入反射損耗為-11.258dB，輸出反射損耗為-9.556dB。在高頻段5.2GHz時，其輸入反射損耗為-19.261dB，輸出反射損耗為-8.524dB。

圖4.60為該電路的雜訊指數測量結果，由該圖可以發現雜訊指數有兩個 notch。該電路在低頻段2GHz時，其雜訊指數為2.9dB，在高頻段4.8GHz時，其雜訊指數為4.05dB。若不考慮頻率偏移，該電路在低頻段2.4GHz時，其雜訊指數為2.97dB，在高頻段5.2GHz時，其雜訊指數為4.26dB。同樣地，因為對稱型變壓器的Q值比差動電感好很多，所以該電路的雜訊指數，在兩個頻段下皆比實作一、二要低很多。

由圖4.61與圖4.62可以觀察到，該電路低頻段與高頻段的線性度特性表現，由單調(one-tone)功率量測，可以發現該電路低頻段時的IP1dB為-16dBm，高頻段時的IP1dB為-15dBm。由雙調(two-tone)功率量測，可以發現該電路低頻段時的IIP3為-1dBm，高頻段時的IIP3為-2dBm。對於該電路而言，在低頻段與高頻段時，皆有不錯的線性度表現。

表4.3 Concurrent Dual Band Differential LNA utilizing Transformer

模擬與量測結果

Concurrent Dual Band Differential LNA utilizing Transformer (TSMC 0.35 μ m SiGe BiCMOS)				
Item	Simulation		Measurement	
	2.4GHz	5.2GHz	2GHz (2.4GHz)	4.8GHz (5.2GHz)
S21 (dB)	12.244	11.184	12.237 (10.347)	10.998 (10.066)
Av (dB)	N/A	N/A	20.344 (15.827)	20.471 (14.898)
NF (dB)	1.902	2.374	2.90 (2.97)	4.05 (4.26)
S11 (dB)	-10.845	-11.75	-8.972 (-11.258)	-16.876 (-19.261)
S22 (dB)	-8.906	-8.98	-9.926 (-9.556)	-14.091 (-8.524)
IP1dB (dBm)	N/A	N/A	-16	-15
IIP3 (dBm)	N/A	N/A	-1	-2
Supply Voltage	2.5 V		2.5 V	
Supply Current	20 mA		20 mA	

4.7 實作二、三之特性比較

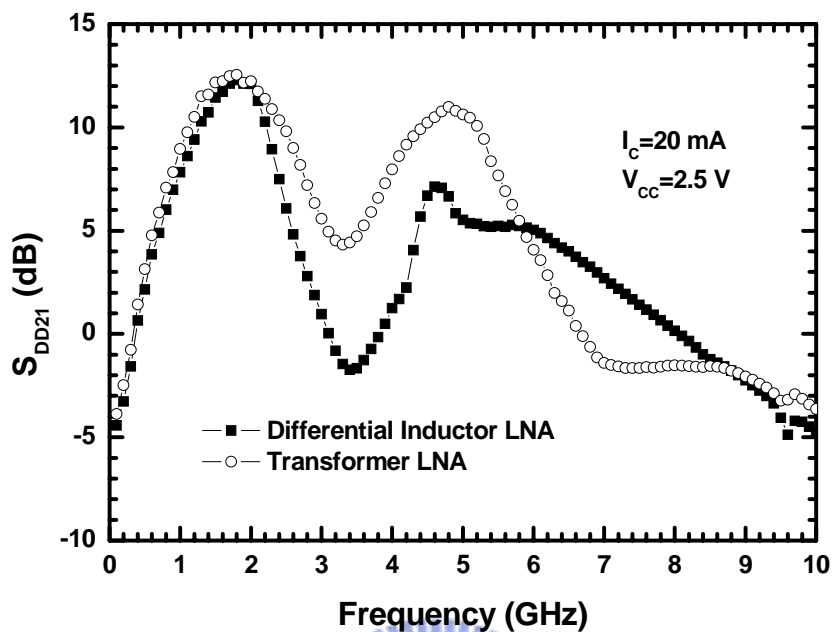


圖4.64 使用差動電感、變壓器雙頻道差動LNA- S_{DD21} 量測結果比較

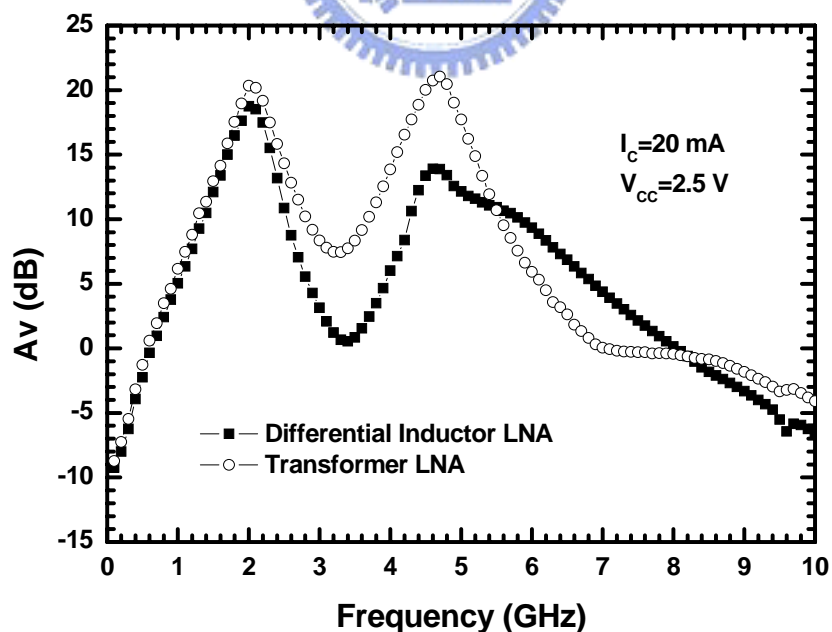


圖4.65 使用差動電感、變壓器雙頻道差動LNA- A_v 量測結果比較

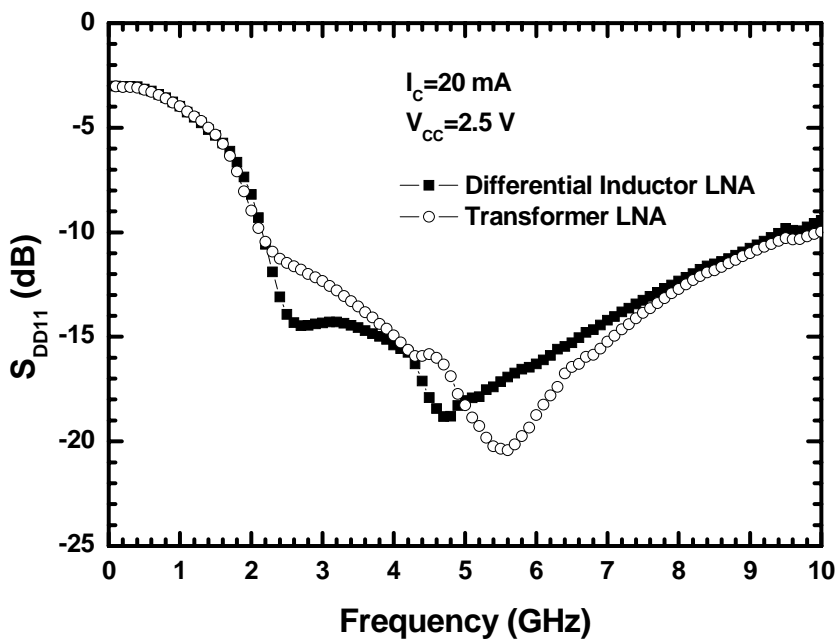


圖4.66 使用差動電感、變壓器雙頻道差動LNA- S_{DD11} 量測結果比較

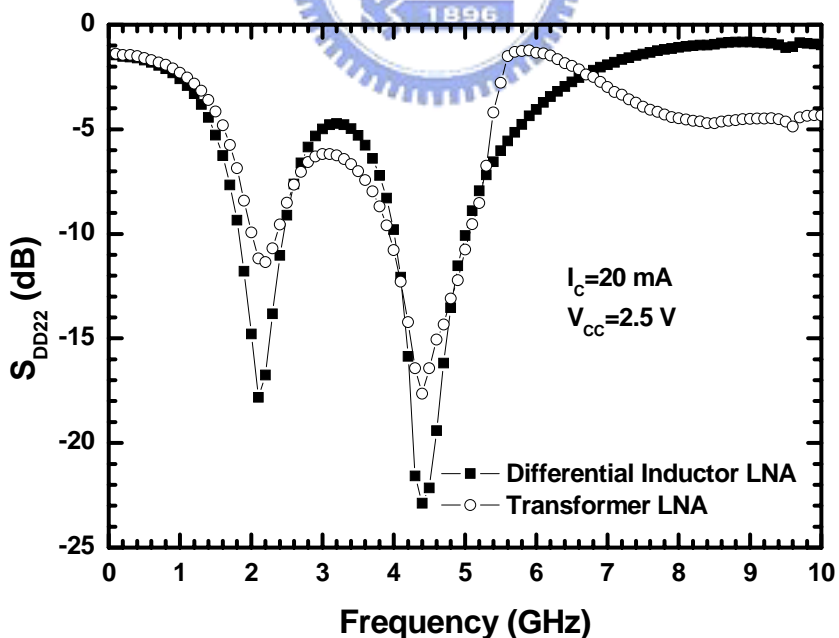


圖4.67 使用差動電感、變壓器雙頻道差動LNA- S_{DD22} 量測結果比較

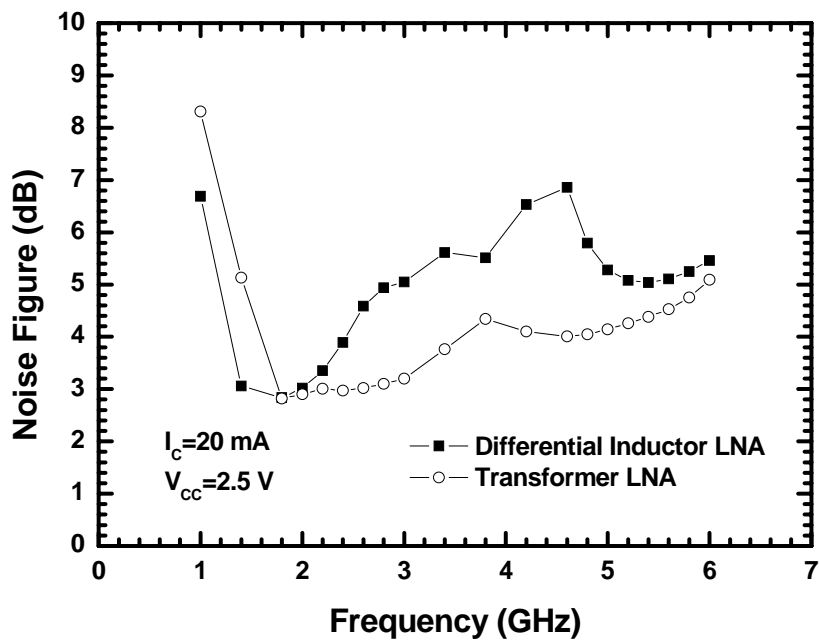


圖4.68 使用差動電感、變壓器雙頻道差動LNA-NF量測結果比較



表4.4 Differential-Inductor LNA 與 Transformer LNA 特性比較

Item	Differential-Inductor LNA		Transformer LNA	
	2GHz (2.4GHz)	4.8GHz (5.2GHz)	2GHz (2.4GHz)	4.8GHz (5.2GHz)
S21 (dB)	12.11 (7.49)	6.67 (5.331)	12.237 (10.347)	10.998 (10.066)
Av (dB)	18.757 (14.19)	14.41 (11.59)	20.344 (15.827)	20.471 (14.898)
NF (dB)	4.02 (4.89)	5.79 (5.08)	2.90 (2.97)	4.05 (4.26)
S11 (dB)	-8.191 (-14.092)	-18.79 (-17.863)	-8.972 (-11.258)	-16.876 (-19.261)
S22 (dB)	-14.796 (-11.029)	-14.527 (-7.946)	-9.926 (-9.556)	-14.091 (-8.524)
IP1dB (dBm)	-15	-10	-16	-15
IIP3 (dBm)	0	3	-1	-2
Supply Voltage	2.5 V		2.5 V	
Supply Current	20 mA		20 mA	

第五章

結論



TSMC 0.35um SiGe BiCMOS 製程：

完成了一個具有第一、二鏡像訊號消除的 5.2GHz 威福-哈特利鏡像消除降頻器。實驗結果顯示該降頻器在 3.3V 操作時，擁有 10dB 的轉換增益；53.4dB 的第一鏡像訊號消除能力；51dB 的第二鏡像訊號消除能力；42.21dB 的 LO-IF 隔絕度；50.67dB 的 LO-RF 隔絕度；59.27dB 的 RF-IF 隔絕度；-8dBm 之 IP1dB 增益壓縮；9dBm 之 IIP3；23dB 的雜訊指數；-9.36dB 的射頻埠輸入反射損耗；與 458.04mW (138.8mA@3.3V)的功率消耗。由此驗證理論與量測結果相符，威福-哈特利鏡像消除降頻器，藉由 complex frequency shifting(威福鏡像消除架構)消除第一鏡像訊號，藉由 complex filter(哈特利鏡像消除架構)消除第二鏡像訊號，解決了 Low-IF 鏡像消除架構一直存在的第二鏡像訊號問題。

完成了異質接面電晶體的雜訊參數探討。實驗結果顯示，電晶體的 Emitter length、width 與 R_n 、 F_{min} 之關係，高、低直流偏壓電流下 R_n 、 F_{min} 、 G_{opt} 、 B_{opt} 與頻率之關係，以及最小雜訊偏壓電流，皆可以驗證雜訊參數理論。

完成了一個具有 1.9GHz、4.7GHz 的雙頻道低雜訊放大器。實驗結果顯示該低雜訊放大器在 2.5V 操作時，擁有 10.37、4.575dB 的功率增益；15.628、8.511dB 的電壓增益；2.47、4.62dB 的雜訊指數；-7.69、-17.9dB 的輸入反射損耗；-24.056、-9.565dB 的輸出反射損耗；-14、-8dBm 之 IP1dB 增益壓縮；2.4、4dBm 之 IIP3；與 25mW (10mA@2.5V) 的功率消耗，由此驗證理論與量測結果相符。

完成了一個具有 2GHz、4.8GHz 的使用差動電感雙頻道差動低

雜訊放大器。實驗結果顯示該低雜訊放大器在 2.5V 操作時，擁有 12.11、6.67dB 的功率增益；18.757、14.41dB 的電壓增益；4.02、5.79dB 的雜訊指數；-8.191、-18.79dB 的輸入反射損耗；-14.796、-14.527dB 的輸出反射損耗；-15、-10dBm 之 IP1dB 增益壓縮；0、3dBm 之 IIP3；與 50mW (20mA@2.5V) 的功率消耗，由此驗證理論與量測結果相符。

完成了一個具有 2GHz、4.8GHz 的使用變壓器雙頻道差動低雜訊放大器。實驗結果顯示該低雜訊放大器在 2.5V 操作時，擁有 12.237、10.998dB 的功率增益；20.344、20.471dB 的電壓增益；2.90、4.05dB 的雜訊指數；-8.972、-16.876dB 的輸入反射損耗；-9.926、-14.091dB 的輸出反射損耗；-16、-15dBm 之 IP1dB 增益壓縮；-4、-2dBm 之 IIP3；與 50mW (20mA@2.5V) 的功率消耗，由此驗證理論與量測結果相符。

比較使用差動電感低雜訊放大器與使用變壓器低雜訊放大器的晶片量測特性，可以發現兩個低雜訊放大器在低頻的功率與電壓增益上差不多。但是在高頻時，使用變壓器低雜訊放大器的增益明顯比使用差動電感低雜訊放大器高出許多，並且雜訊指數也較低。主要是因為在高頻時，變壓器的 Q 值要比差動電感來得高，所以才會得到該結果。

第二章：

- [1] F. Behbahani, Y. Kishigami, J. Leete, and A. A. Abidi, "CMOS mixers and polyphase filters for large image rejection," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 36, no.6, pp. 873-887, June. 2001.
- [2] J. Crols and M. Steyaert, "A single-chip 900-MHz CMOS receiver front-end with a high-performance low-IF topology," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 30, pp. 1483-1492, Dec. 1995.
- [3] C. C. Meng, D. W. Sung, and G. W. Huang, "A 5.2-GHz GaInP/GaAs HBT Double-Quadrature Downconverter With Polyphase Filters for 40-dB Image Rejection," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 15, no. 2, pp.59-61, Feb. 2005.
- [4] D. Weaver, "A third method of generation and detection of single-sideband signals," *Proceedings of The IRE*, pp. 1703-1705, Dec. 1956.
- [5] J. C. Rundell, J.-J. Ou, T. B. Cho, G. Chien, F. Brianti, J. A. Weldon, and P. R. Gray, "A 1.9GHz wide-band IF double conversion CMOS integrated receiver for cordless telephone applications," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 32, no.12, pp. 2071-1088, Dec. 1997.
- [6] M. A. I. Elmala, and S. H. K. Embabi, "Calibration of phase and gain mismatches in Weaver image-reject receiver," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 39, no.2, pp. 283-289, Feb. 1998.
- [7] S. Wu and B. Razavi, "A 900-MHz/1.8-GHz CMOS receiver for dual-band applications," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 33, no.12, pp. 2178-2185, Dec. 1998
- [8] B. Razavi, *RF Microelectronics*. Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall, 1998, pp. 144-146.
- [9] J. Crols and M. Steyaert, "CMOS Wireless Transceiver Design," Dordrecht: Kluwer Academic Publishers, pp. 52-61, 2000.
- [10] J. Crols and M. Steyaert, "Low-IF Topologies for high-performance analog front ends of fully integrated receivers," *IEEE Trans. Circuits and Systems-II: Analog and Digital Signal Processing*, vol.45, no.3, pp.269-282, Mar. 1998.

- [11] B. Gilbert, "A precise four-quadrant multiplier with subnanosecond response," *IEEE J. Solid-State Circuits*, pp. 365–373, Dec. 1968.
- [12] B. Gilbert, "The MICROMIXER: A highly linear variant of the Gilbert mixer using a bisymmetric Class-AB input stage," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 32, pp. 1412-1423, Sept. 1997.
- [13] J. Durec, "An integrated silicon bipolar receiver subsystem for 900 MHz ISM band applications," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 33, no. 9, pp. 1352-1372, Sept. 1998.
- [14] A. W. Buchwald, and K. W. Martin, "High-speed voltage-controlled oscillator with quadrature outputs," *IEE Electronics Letters*, vol. 27, no. 4, Feb. 1991.
- [15] A. W. Buchwald, K. W. Martin, A. K. Oki, and K. W. Kobayashi, "A 6-GHz Integrated Phase-Locked Loop Using AlGaAs/GaAs Heterojunction Bipolar Transistors," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 27, no. 12, Dec. 1992.
- [16] R. Magoon, A. Molnar, J. Zachan, G. Hatcher, and W. Rhee, "A single-chip quad-band (850/900/1800/1900 MHz) direct conversion GSM/GPRS RF transceiver with integrated VCOs and fractional-N synthesizer," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 37, no. 12, Dec. 2002.
- [17] Paul R. Gray and Robert G. Meyer, "Analysis and Design of Analog Integrated Circuits," 4th Edition, John Wiley & Sons, 2000.
- [18] 吳澤宏, "5GHz射頻吉伯特混頻器設計與實作," 國立交通大學碩士論文, 2005
- [19] 林明奇, "射頻吉伯特混頻器設計與實作," 國立交通大學碩士論文, 2004
- [20] 宋大偉, "混頻器與多相位濾波器," 國立中興大學碩士論文, 2003

第三章：

- [1] S. P. Voinigescu, M. C. Maliepaard, J. L. Showell, G. E. Babcock, D. Marchesan, M. Schroter, P. Schvan, and D. L. Harame, "A scalable high-frequency noise model for bipolar transistors with application to optimal transistor sizing for low-noise amplifier design," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 32, no. 9, pp. 1430–1439, Sept. 1997.
- [2] H. W. Chiu, S. S. Lu, and Y. S. Lin, "A 2.17-dB NF 5-GHz-Band Monolithic CMOS LNA With 10-mW DC Power Consumption," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech*, vol. 53, no. 3, March. 2005.
- [3] H. W. Chiu and S. S. Lu, "A 2.17 dB NF, 5 GHz band monolithic CMOS LNA with 10 mW DC power consumption," in *IEEE VLSI Symp. Dig.*, 2002, pp. 226–229.
- [4] R. A. Pucel, D. J. MASSE, and C. F. Krumm, "Noise Performance of Gallium Arsenide Field-Effect Transistors," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 11, no. 2, pp.

243–255, April. 1976.

- [5] R. A. Pucel, H. A. Haus, and H. Statz, “Signal and noise properties of Gallium arsenide field effect transistors,” in *Advances in Electronics and Electron Physics*, L. Morton, Ed. New York: Academic, 1975, vol. 38, pp. 195–265.
- [6] G. Gonzalez, *Microwave Transistor Amplifiers Analysis and Design*. Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall, 1997, pp. 485-492.
- [7] T. H. Lee, *The Design of CMOS Radio-Frequency Integrated Circuits*. Cambridge, U.K.: Cambridge Univ. Press, 2004, pp. 334–373.

第四章：

- [1] H. Hashemi and A. Hajimiri, “Concurrent multiband low-noise amplifiers-theory, design, and application,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech*, vol. 50, no. 1, pp. 288–301, Jan. 2002.
- [2] M. Danesh, J. R. Long, “Differentially Driven Symmetric Microstrip Inductors,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech*, vol. 50, no. 1, pp. 332–341, Jan. 2002.
- [3] J. R. Long, “Monolithic Transformers for Silicon RF IC Design,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 35, no. 9, pp. 1368–1382, Sept. 2000.
- [4] A. Ismail, and A. A. Abidi, “A 3–10-GHz Low-Noise Amplifier With Wideband LC-Ladder Matching Network,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 39, no. 12, pp. 2269–2277, Dec. 2004.
- [5] A. Bevilacqua, and A. M. Niknejad, “An Ultrawideband CMOS Low-Noise Amplifier for 3.1–10.6-GHz Wireless Receivers,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 39, no. 12, pp. 2259–2268, Dec. 2004.
- [6] C. Xin, and E. S. Sinencio, “A GSM LNA Using Mutual-Coupled Degeneration,” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 15, no. 2, pp.68-70, Feb. 2005.
- [7] D. J. Cassan, and J. R. Long, “A 1-V transformer-feedback low-noise amplifier for 5-GHz wireless LAN in 0.18- μ m CMOS,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 38, no. 3, pp. 427–435, Mar. 2003.
- [8] T. K. Nguyen, C. H. Kim, G. J. Ihm, M. S. Yang, and S. G. Lee, “CMOS Low-Noise Amplifier Design Optimization Techniques,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech*, vol. 52, no. 5, pp. 1433–1442, May. 2004.
- [9] A. A. Abidi and J. C. Leete, “De-Embedding the Noise Figure of Differential Amplifiers,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 34, no. 6, pp. 882–885, June. 1999.
- [10] D. K. Shaeffer and T. H. Lee, “A 1.5 V, 1.5 GHz CMOS low noise amplifier,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 32, no. 5, pp. 745–759, May 1997.

Appendix 金氧半場效電晶體雜訊參數原理

A.1 金氧半場效電晶體之雜訊模型

探討金氧半場效電晶體的雜訊參數之前，我們得先了解其雜訊模型，才能分析電晶體的雜訊網路，以便推得雜訊參數。圖 A.1 是金氧半場效電晶體的雜訊模型，可以看到電晶體的雜訊來源是由三個熱雜訊源 V_{nS} 、 V_{nG} 、 V_{nF} ，和兩個雜訊電流源 I_{nG} 、 I_{nD} 所組成。

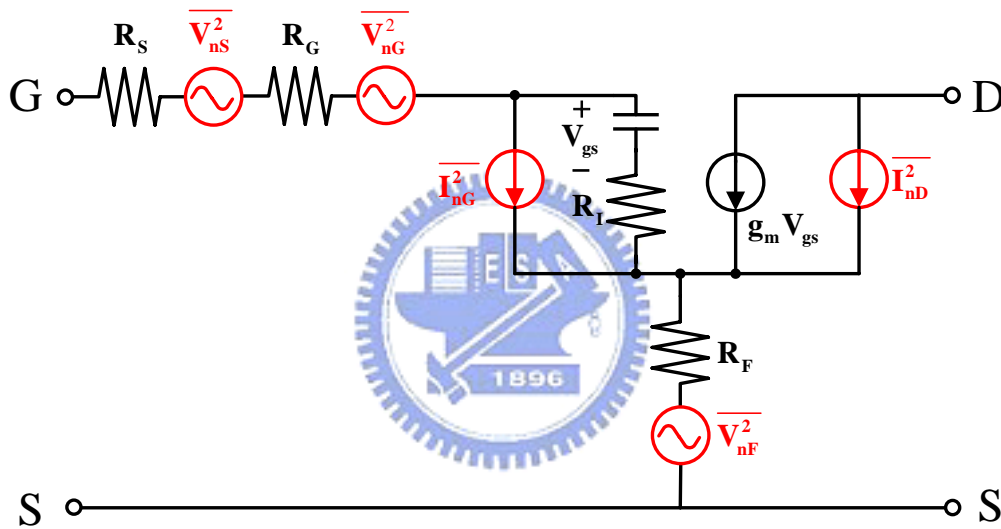


圖 A.1 金氧半場效電晶體雜訊模型

A.2 金氧半場效電晶體之輸入相關雜訊電壓源

(1) 寄生電阻熱雜訊源

圖 A.2 為三個寄生電阻的熱雜訊源 V_{nS} 、 V_{nG} 、 V_{nF} ，其所產生的輸入相關雜訊電壓源：
$$V_{n,in} = V_{nS} + V_{nG} + V_{nF} \quad (a.1)$$

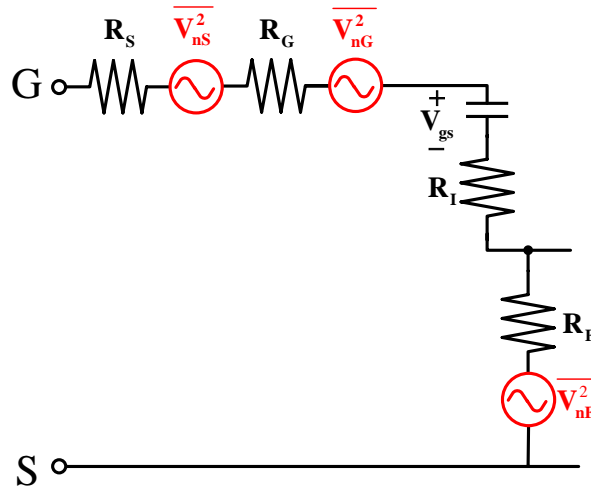


圖 A.2 寄生電阻的熱雜訊源

(2) 閘極雜訊電流源(Gate Noise)

圖 A.3 發現閘極雜訊電流源，看到的輸入電阻為 $Z_t = R_G + R_F + R_S$ ，
 所以其所產生的輸入相關雜訊電壓源： $\overline{V_{n.in}} = I_{nG} Z_t$ (a.2)

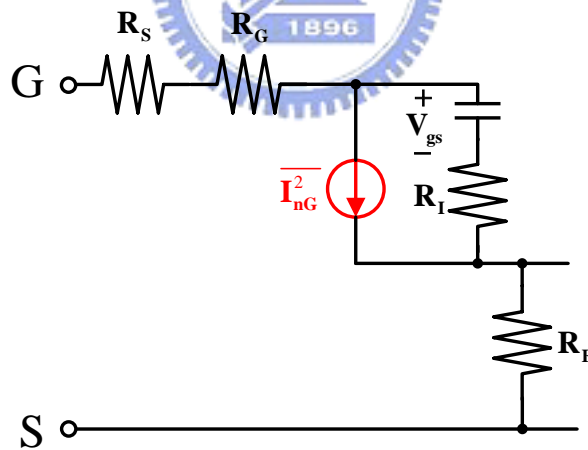


圖 A.3 閘極雜訊電流源

(3) 汲極雜訊電流源(Drain Noise)

因為要推得汲極雜訊電流源，所產生的輸入相關雜訊電壓源，
 得先知道金氧半場效電晶體的 Y_{11} 、 Y_{21} 參數。圖 A.4 為金氧半場效電
 晶體的本質(Intrinsic)雙埠網路，其 Y_{11} 、 Y_{21} 參數為式 a.3、a.4。

$$Y_{11} = \frac{1}{R_1 + \frac{1}{j\omega C_{gs}}} = \frac{j\omega C_{gs}}{1 + j\omega C_{gs} R_1} \quad (\text{a.3})$$

$$Y_{21} = \frac{1}{R_1 + \frac{1}{j\omega C_{gs}}} g_m = \frac{g_m}{1 + j\omega C_{gs} R_1} \quad (\text{a.4})$$

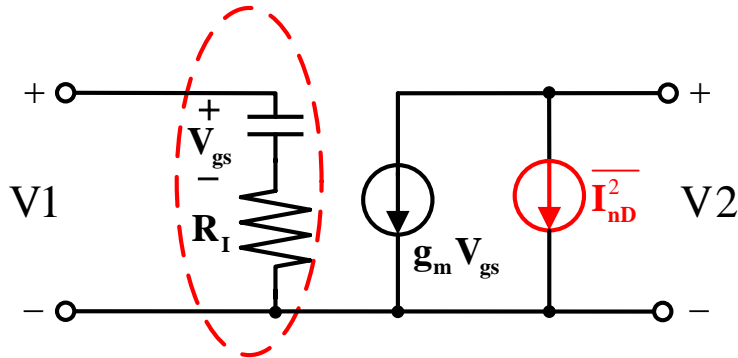


圖 A.4 金氧半場效電晶體的本質雙埠網路

從圖 A.5 可以發現，汲極雜訊電流源(式 a.5)與輸入相關雜訊電壓源的關係，因此可以推得汲極雜訊電流源所產生的輸入相關雜訊電壓源(式 a.6)。

$$V_{n,in} \frac{1}{(Z_t + \frac{1}{Y_{11}})} = \frac{I_{nD}}{Y_{21}} \quad (\text{a.5})$$

$$V_{n,in} = \frac{I_{nD}}{Y_{21}} (1 + Z_t Y_{11}) \quad (\text{a.6})$$

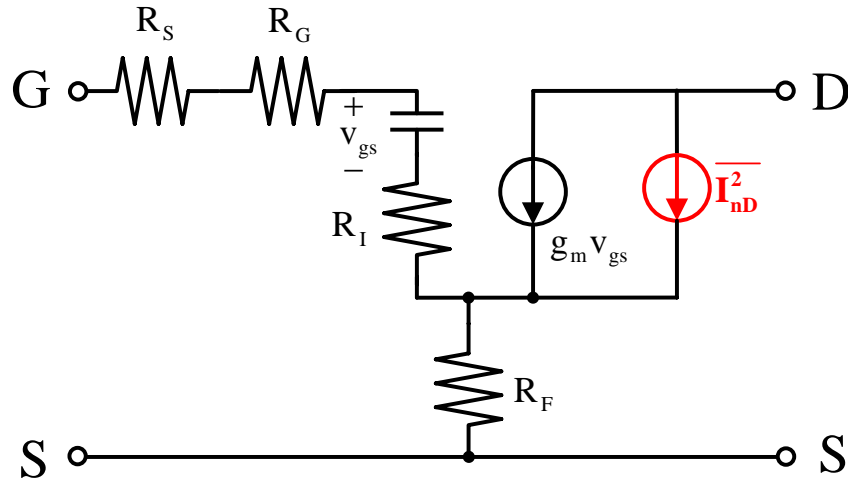


圖 A.5 汲極雜訊電流源

(4) 輸入相關雜訊電壓源

根據上述的三種雜訊源，所產生的輸入相關雜訊電壓源，便可得到全部的輸入相關雜訊電壓源(式 a.7)。

$$\begin{aligned}
 V_{n,\text{in}(\text{total})} &= \text{Total Thermal Noise} + \text{Gate Noise} + \text{Drain Noise} \\
 &= V_{nS} + V_{nG} + V_{nF} + I_{nG} Z_t + \frac{I_{nD}}{Y_{21}} (1 + Z_t Y_{11})
 \end{aligned} \tag{a.7}$$

A.3 金氧半場效電晶體之雜訊指數

在上節，我們得到了全部的輸入相關雜訊電壓源，因此根據雜訊指數的定義(式 a.8)，將全部輸入相關雜訊電壓源(式 a.7)代入式 a.8，便可得到金氧半場效電晶體的雜訊指數(式 a.9)。再從雜訊指數，去推得金氧半場效電晶體的雜訊參數。

$$\text{NF} = \frac{\text{Total input referred noise}}{\text{Input due to source noise}} = \frac{\overline{V_{n,\text{in}}^2}}{\overline{V_{nS}^2}} \tag{a.8}$$

$$\begin{aligned}
NF &= \frac{\left| \overline{V_{nS} + V_{nG} + V_{nF} + I_{nG}Z_t + \frac{I_{nD}}{Y_{21}}(1 + Z_t Y_{11})} \right|^2}{\overline{V_{nS}^2}} \\
&= \frac{\overline{V_{nS}^2} + \overline{V_{nG}^2} + \overline{V_{nF}^2} + \left| \overline{I_{nG}Z_t + \frac{I_{nD}}{Y_{21}}(1 + Z_t Y_{11})} \right|^2}{\overline{V_{nS}^2}} \\
&= 1 + \frac{R_G + R_F}{R_S} + \frac{1}{4kT\Delta f R_S} \left| \overline{I_{nG}Z_t + \frac{I_{nD}}{Y_{21}}(1 + Z_t Y_{11})} \right|^2 \\
&= 1 + \frac{R_G + R_F}{R_S} + \frac{1}{4kT\Delta f R_S} \left| \overline{I_{nG} + \frac{I_{nD} Y_{11}}{Y_{21}}} \right|^2 \left| Z_t + \frac{I_{nD}}{Y_{21} \left(I_{nG} + \frac{I_{nD} Y_{11}}{Y_{21}} \right)} \right|^2 \\
&= 1 + \frac{R_n + G_n |Z_S + Z_C|^2}{R_S} \tag{a.9}
\end{aligned}$$

A.4 金氧半場效電晶體之雜訊係數

首先，我們先定義金氧半場效電晶體的雜訊係數，以方便接下來雜訊參數的推導。所以此處，我們定義汲極雜訊係數(式 a.10)、閘極雜訊係數(式 a.11)與閘極相關係數(Gate correlation coefficient) (式 a.12)。

$$P = \frac{\overline{|I_{nD}|^2}}{4kT\Delta f g_m} \rightarrow g_{dn} = \frac{\overline{|I_{nD}|^2}}{4kT\Delta f} = g_m P \tag{a.10}$$

$$R = \frac{\overline{|I_{nG}|^2}}{4kT\Delta f \frac{\omega^2 C_{gs}^2}{g_m}} \rightarrow g_{gn} = \frac{\overline{|I_{nG}|^2}}{4kT\Delta f} = \frac{\omega^2 C_{gs}^2}{g_m} R \tag{a.11}$$

$$jC = \frac{\overline{I_{nG}^* I_{nD}}}{\sqrt{\overline{|I_{nG}|^2}} \sqrt{\overline{|I_{nD}|^2}}} \tag{a.12}$$

A.5 金氧半場效電晶體之雜訊電阻、電導

我們可以看到式 a.9，雜訊指數最後會與雜訊電導(Noise Conductance)、雜訊電阻(Noise Resistance)、相關雜訊阻抗(Correlated Noise Impedance)有關。所以本節將推導金氧半場效電晶體的雜訊電導、雜訊電阻、以及相關雜訊阻抗。

(1) 雜訊電導(G_n)

根據式 a.9，雜訊電導為 $\frac{1}{4kT\Delta f} \left| I_{nG} + \frac{I_{nD} Y_{11}}{Y_{21}} \right|^2$ ，我們將其展開推導，

可以得到式 a.13。

$$\begin{aligned}
 G_n &= \frac{1}{4kT\Delta f} \left\{ \left| \frac{I_{nD} Y_{11}}{Y_{21}} \right|^2 + 2 \operatorname{Re} \left(\overline{I_{nG}} I_{nD} \left(\frac{Y_{11}}{Y_{21}} \right) \right) + |I_{nG}|^2 \right\} \\
 &= \frac{1}{4kT\Delta f} \left\{ \left| \frac{I_{nD} Y_{11}}{Y_{21}} \right|^2 + 2 \operatorname{Re} \left(jC \sqrt{|I_{nD}|^2} \sqrt{|I_{nG}|^2} \left(\frac{Y_{11}}{Y_{21}} \right) \right) + |I_{nG}|^2 \right\} \\
 &= \frac{1}{4kT\Delta f} \left\{ \left| \frac{I_{nD} Y_{11}}{Y_{21}} \right|^2 - 2 \operatorname{Re} \left(jC \sqrt{|I_{nD}|^2} \sqrt{|I_{nG}|^2} \left(\frac{Y_{11}}{Y_{21}} \right)^* \right) + |C|^2 |I_{nG}|^2 + (1 - |C|^2) |I_{nG}|^2 \right\} \quad (\text{a.13}) \\
 &= \frac{1}{4kT\Delta f} \left\{ \left| \frac{Y_{11}}{Y_{21}} I_{nD} - jC I_{nG} \right|^2 + (1 - |C|^2) |I_{nG}|^2 \right\} \\
 &= \left| \frac{Y_{11}}{Y_{21}} (g_{dn})^{\frac{1}{2}} - jC (g_{gn})^{\frac{1}{2}} \right|^2 + (1 - |C|^2) g_{gn}
 \end{aligned}$$

從上面式a.13的推導，可以看出雜訊電導是 Y_{11} 、 Y_{21} 的函數，並且也是雜訊係數的函數。因此我們將電晶體的本質雙埠網路 Y_{11} 、 Y_{21}

參數(式a.3、a.4)，以及雜訊係數 $g_{dn} = g_m P$ 、 $g_{gn} = \frac{\omega^2 C_{gs}^2}{g_m} R$ (式a.10、a.11)

代入式a.13，而得到式a.14。

$$\begin{aligned}
G_n &= \left| \frac{\frac{j\omega C_{gs}}{1+j\omega C_{gs}R_I} (g_m P)^{\frac{1}{2}} - jC \left[\left(\frac{\omega^2 C_{gs}^2}{g_m} \right) R \right]^{\frac{1}{2}}}{g_m} \right|^2 + (1-C^2) \left(\frac{\omega^2 C_{gs}^2}{g_m} \right) R \\
&= \left| \frac{j\omega C_{gs}}{\sqrt{g_m}} \sqrt{P} - \frac{j\omega C_{gs}}{\sqrt{g_m}} C \sqrt{R} \right|^2 + (1-C^2) \left(\frac{\omega^2 C_{gs}^2}{g_m} \right) R \\
&= \left| \frac{j\omega C_{gs}}{\sqrt{g_m}} (\sqrt{P} - C\sqrt{R}) \right|^2 + (1-C^2) \left(\frac{\omega^2 C_{gs}^2}{g_m} \right) R \tag{a.14} \\
&= \left(\frac{j\omega C_{gs}}{\sqrt{g_m}} (\sqrt{P} - C\sqrt{R}) \right) \left(\frac{-j\omega C_{gs}}{\sqrt{g_m}} (\sqrt{P} - C\sqrt{R}) \right) + (1-C^2) \left(\frac{\omega^2 C_{gs}^2}{g_m} \right) R \\
&= \frac{\omega^2 C_{gs}^2}{g_m} P \left[\left(1 - C \left(\frac{R}{P} \right)^{\frac{1}{2}} \right)^2 + (1-C^2) \frac{R}{P} \right]
\end{aligned}$$

(2) 雜訊電阻(R_n)



根據式 a.9，雜訊電阻為 $R_G + R_F + (1-C^2)g_{gn} \left[Z_t + \frac{I_{nD}}{Y_{21} \left(I_{nG} + \frac{I_{nD} Y_{11}}{Y_{21}} \right)} \right]^2$ ，

因為 $G_n = \frac{\left[I_{nG} + \frac{I_{nD} Y_{11}}{Y_{21}} \right]^2}{4KT\Delta f}$ ，所以我們將 $I_{nG} + \frac{I_{nD} Y_{11}}{Y_{21}}$ 用 $\sqrt{G_n 4KT\Delta f}$ 代入雜訊電

阻，並將其展開推導，可以得到式 a.15。

$$\begin{aligned}
R_n &= R_G + R_F + (1-C^2) \frac{\overline{|I_{nG}|^2}}{4KT_{\Delta f}} \left| Z_t + \frac{I_{nD}}{Y_{21}\sqrt{G_n 4KT_{\Delta f}}} \right|^2 \\
&= R_G + R_F + \frac{(1-C^2)}{4KT_{\Delta f}} I_{nG} I_{nG}^* \left(Z_t + \frac{I_{nD}}{Y_{21}\sqrt{G_n 4KT_{\Delta f}}} \right) \left(Z_t + \frac{I_{nD}}{Y_{21}\sqrt{G_n 4KT_{\Delta f}}} \right)^* \\
&= R_G + R_F + \frac{(1-C^2)}{4KT_{\Delta f}} I_{nG} I_{nG}^* \left[Z_t Z_t^* + Z_t \left(\frac{I_{nD}}{Y_{21}\sqrt{G_n 4KT_{\Delta f}}} \right)^* \right. \\
&\quad \left. + Z_t^* \left(\frac{I_{nD}}{Y_{21}\sqrt{G_n 4KT_{\Delta f}}} \right) + \frac{I_{nD}^* I_{nD}}{|Y_{21}|^2 G_n 4KT_{\Delta f}} \right] \quad (a.15) \\
&= R_G + R_F + \frac{(1-C^2)}{|Y_{21}|^2 G_n} \frac{\overline{|I_{nG}|^2}}{4KT_{\Delta f}} \frac{\overline{|I_{nD}|^2}}{4KT_{\Delta f}} = R_G + R_F + \frac{(1-C^2)}{|Y_{21}|^2 G_n} g_{gn} g_{dn}
\end{aligned}$$

同樣地，從上面式a.15的推導，可以看出雜訊電阻是 Y_{21} 的函數，並且也是雜訊係數的函數。因此我們將電晶體的本質雙埠網路 Y_{21} 參

數(式a.14)，以及雜訊係數 $g_{dn} = g_m P$ 、 $g_{gn} = \frac{\omega^2 C_{gs}^2}{g_m} R$ (式a.10、a.11)代入式

a.15，而得到式a.16。

$$\begin{aligned}
& R_G + R_F + \frac{g_m P}{\frac{g_m^2}{1 + \omega^2 C_{gs}^2 R_i^2}} \frac{(1-C^2) \left(\frac{\omega^2 C_{gs}^2}{g_m} R \right)}{K_g \frac{\omega^2 C_{gs}^2}{g_m}} \\
&= R_G + R_F + \frac{(1 + \omega^2 C_{gs}^2 R_i^2)}{g_m} \frac{(1-C^2) PR}{P \left[\left(1 - C \left(\frac{R}{P} \right)^{\frac{1}{2}} \right)^2 + (1-C^2) \frac{R}{P} \right]} \quad (a.16) \\
&= R_G + R_F + \frac{(1 + \omega^2 C_{gs}^2 R_i^2)}{g_m} \frac{R(1-C^2)}{\left(1 - C \left(\frac{R}{P} \right)^{\frac{1}{2}} \right)^2 + (1-C^2) \frac{R}{P}}
\end{aligned}$$

(3) 相關雜訊阻抗(Z_C)

根據式 a.9，雜訊相關阻抗為 $G_n \left| Z_t + \frac{I_{nD}}{Y_{21} \left(I_{nG} + \frac{I_{nD} Y_{11}}{Y_{21}} \right)} \right|^2$ ，我們將其

展開推導，可以得到式 a.17。

$$Z_C = \left(\frac{1}{4kT\Delta f} \left| \frac{Y_{11}}{Y_{21}} I_{nD} - jC I_{nG} \right|^2 + (1 - |C|^2) g_{gn} \right) \left| Z_t + \frac{I_{nD}}{Y_{21} \left(I_{nG} + \frac{I_{nD} Y_{11}}{Y_{21}} \right)} \right|^2 \quad (a.17)$$

$$= \frac{(1 - C^2)}{|Y_{21}|^2 G_n} g_{gn} g_{dn} + \frac{1}{4kT\Delta f} \left| \frac{Y_{11}}{Y_{21}} I_{nD} - jC I_{nG} \right|^2 \left| Z_t + \frac{I_{nD}}{Y_{21} \sqrt{G_n 4kT\Delta f}} \right|^2$$

從式 a.17，可以發現需先求出其相關性，才可推得雜訊相關阻抗。因此根據式 a.17，可以推得其相關性(式 a.18)。

$$\frac{1}{4kT\Delta f} \left| \frac{Y_{11}}{Y_{21}} I_{nD} - jC I_{nG} \right|^2 \left| Z_t + \frac{I_{nD}}{Y_{21} \sqrt{G_n 4kT\Delta f}} \right|^2$$

$$= \frac{1}{4kT\Delta f} \left| \left(\frac{Y_{11}}{Y_{21}} I_{nD} - jC I_{nG} \right)^* \left(Z_t + \frac{I_{nD}}{Y_{21} \sqrt{G_n 4kT\Delta f}} \right) \right|^2$$

$$= \frac{1}{4kT\Delta f} \left| Z_t \left(\frac{Y_{11}}{Y_{21}} \right)^* I_{nD}^* + \left(\frac{Y_{11}}{Y_{21}} \right)^* I_{nD}^* \frac{I_{nD}}{Y_{21} \sqrt{G_n 4kT\Delta f}} + jC I_{nG}^* Z_t + jC I_{nG}^* \frac{I_{nD}}{Y_{21} \sqrt{G_n 4kT\Delta f}} \right|^2$$

$$= \frac{1}{4kT\Delta f} \left| \frac{Y_{11}^*}{|Y_{21}|^2} \frac{|I_{nD}|^2}{\sqrt{G_n 4kT\Delta f}} + \frac{jC I_{nG}^* I_{nD}}{Y_{21} \sqrt{G_n 4kT\Delta f}} \right|^2$$

$$= \left| \frac{Y_{11}^*}{|Y_{21}|^2} \frac{|I_{nD}|^2}{4kT\Delta f \sqrt{G_n}} + \frac{jC I_{nG}^* I_{nD}}{Y_{21} 4kT\Delta f \sqrt{G_n}} \right|^2 = \left| \frac{Y_{11}^*}{|Y_{21}|^2} \frac{g_{dn}}{\sqrt{G_n}} + \frac{jC (g_{gn} g_{dn})^{\frac{1}{2}}}{Y_{21} \sqrt{G_n}} \right|^2 \quad (a.18)$$

式 a.18 推出其相關性，將其代入式 a.17，便可求得相關雜訊阻抗(式 a.19)。

$$\begin{aligned}
Z_C &= \frac{(1-C^2)}{|Y_{21}|^2 G_n} g_{gn} g_{dn} + G_n \left| Z_t + \frac{1}{\sqrt{G_n}} \left(\frac{Y_{11}^*}{|Y_{21}|^2} \frac{g_{dn}}{\sqrt{G_n}} + \frac{jC(g_{gn} g_{dn})^{\frac{1}{2}}}{Y_{21} \sqrt{G_n}} \right) \right|^2 \\
&= \frac{(1-C^2)}{|Y_{21}|^2 G_n} g_{gn} g_{dn} + G_n \left| R_S + R_G + R_F + \frac{1}{G_n} \left(\frac{Y_{11}^*}{|Y_{21}|^2} g_{dn} + \frac{jC(g_{gn} g_{dn})^{\frac{1}{2}}}{Y_{21}} \right) \right|^2 \quad (a.19) \\
&= R_G + R_F + \frac{1}{G_n} \left(\frac{Y_{11}^*}{|Y_{21}|^2} g_{dn} + \frac{jC(g_{gn} g_{dn})^{\frac{1}{2}}}{Y_{21}} \right)
\end{aligned}$$

同樣地，從上面式a.19的推導，可以看出相關雜訊阻抗是 Y_{11} 、 Y_{21} 的函數，並且也是雜訊係數的函數。因此，我們將電晶體的本質雙埠網路 Y_{11} 、 Y_{21} 參數(式a.3、a.4)，以及雜訊係數 $g_{dn}=g_m P$ 、

$g_{gn} = \frac{\omega^2 C_{gs}^2}{g_m} R$ (式a.10、a.11)代入式a.19，而得到式a.20。



$$\begin{aligned}
& R_G + R_F + \frac{1}{G_n} \left(\frac{\frac{g_m P Y_{11}^*}{g_m^2} + \frac{jC \left(\frac{\omega^2 C_{gs}^2 R g_m P}{g_m} \right)^{\frac{1}{2}}}{g_m}}{1 + \omega^2 C_{gs}^2 R_I^2} \right) \\
&= R_G + R_F + \frac{1}{G_n} \left(\frac{(1 + \omega^2 C_{gs}^2 R_I^2) P Y_{11}^*}{g_m} + \frac{(1 + j\omega C_{gs} R_I) jC \omega C_{gs} \sqrt{RP}}{g_m} \right) \\
&= R_G + R_F + \frac{1}{G_n} \left(\frac{(1 + j\omega C_{gs} R_I)(1 - j\omega C_{gs} R_I) P \frac{-j\omega C_{gs}}{1 - j\omega C_{gs} R_I} + (1 + j\omega C_{gs} R_I) jC \omega C_{gs} \sqrt{RP}}{g_m} \right) \\
&= R_G + R_F + \frac{1}{G_n g_m} \left[(1 + j\omega C_{gs} R_I) j\omega C_{gs} (-P + C \sqrt{RP}) \right] \\
&= R_G + R_F + \frac{(1 + j\omega C_{gs} R_I) P \left(1 - C \left(\frac{R}{P} \right)^{\frac{1}{2}} \right)}{j\omega C_{gs} K_g} = R_G + R_F + \frac{1}{Y_{11}} \frac{1 - C \left(\frac{R}{P} \right)^{\frac{1}{2}}}{\left(1 - C \left(\frac{R}{P} \right)^{\frac{1}{2}} \right)^2 + (1 - C^2) \frac{R}{P}}
\end{aligned} \tag{a.20}$$

(4) K 函數(K function)

由於上述的雜訊電導(式a.14)、雜訊電阻(式a.16)、相關雜訊阻抗(式a.20)式子太過繁瑣，所以我們將式子的雜訊係數由一個簡單的K函數來代表。雜訊電導、雜訊電阻、相關雜訊阻抗的K函數分別為 K_G (式a.21)、 K_R (式a.22)、 K_C (式a.23)。

$$K_G = P \left[\left(1 - C \left(\frac{R}{P} \right)^{\frac{1}{2}} \right)^2 + (1 - C^2) \frac{R}{P} \right] \tag{a.21}$$

$$K_R = \frac{R(1 - C^2)}{\left(1 - C \left(\frac{R}{P} \right)^{\frac{1}{2}} \right)^2 + (1 - C^2) \frac{R}{P}} \tag{a.22}$$

$$K_C = \frac{1 - C \left(\frac{R}{P} \right)^{\frac{1}{2}}}{\left(1 - C \left(\frac{R}{P} \right)^{\frac{1}{2}} \right)^2 + (1 - C^2) \frac{R}{P}} \quad (\text{a.23})$$

根據上述的 K 函數(式 a.21~a.23)，可以將雜訊電導、雜訊電阻、相關雜訊阻抗表示為 K 函數的形式(式 a.24~a.26)。

$$G_n = \frac{\omega^2 C_{gs}^2}{g_m} K_G \quad (\text{a.24})$$

$$R_n = R_G + R_F + K_R \frac{(1 + \omega^2 C_{gs}^2 R_I^2)}{g_m} \quad (\text{a.25})$$

$$\begin{aligned} Z_C &= R_G + R_F + \frac{K_C}{Y_{11}} \\ &= R_G + R_F + \frac{K_C (1 + j\omega C_{gs} R_I)}{j\omega C_{gs}} \\ &= R_G + R_F + K_C R_I - j \frac{K_C}{\omega C_{gs}} \end{aligned} \quad (\text{a.26})$$



A.6 金氧半場效電晶體之雜訊參數

(1) R_n

雜訊電阻即為式a.25，可以發現雜訊電阻為寄生電阻的函數，也是 K_R 的函數。如果 $g_m \gg K_R (1 + \omega^2 C_{gs}^2 R_I^2)$ ，則雜訊電阻將為一定值 $R_G + R_F$ 。

(2) Z_{opt}

最佳化雜訊阻抗為 $Z_{opt} = R_{opt} + X_{opt}$ ，其實部的推導即為式a.27，
 虛部的推導為式a.28。然而 $\omega_T = \frac{g_m}{C_{gs} + C_{gd}} \cong \frac{g_m}{C_{gs}}$ ，因此根據式a.27、a.28，
 可以發現當Gate width增加時， C_{gs} 也會增加，使得 ω_T 變小，所以 R_{opt} 與
 X_{opt} 也會跟著變小。

$$\begin{aligned}
 R_{opt} &= \sqrt{\operatorname{Re}\{Z_C^2\} + \frac{R_n}{G_n}} \\
 &= \sqrt{\left(R_G + R_F + K_C R_I\right)^2 + \frac{R_G + R_F + K_R \left(\frac{1 + \omega^2 C_{gs}^2 R_I^2}{g_m}\right)}{\frac{\omega^2 C_{gs}^2}{g_m} K_G}} \\
 &= \sqrt{\left(R_G + R_F + K_C R_I\right)^2 + \frac{(R_G + R_F) g_m}{K_G \omega^2 C_{gs}^2} + \frac{K_R (1 + \omega^2 C_{gs}^2 R_I^2)}{K_G \omega^2 C_{gs}^2}} \\
 &= \sqrt{\left(R_G + R_F + K_C R_I\right)^2 + \frac{(R_G + R_F) \left(\frac{\omega_T}{\omega}\right)^2}{K_G g_m} + \frac{K_R \left(1 + \left(\frac{\omega}{\omega_T}\right)^2 g_m^2 R_I^2\right)}{K_G \left(\frac{\omega}{\omega_T}\right)^2 g_m^2}} \\
 &\cong \sqrt{\left(R_G + R_F + K_C R_I\right)^2 + \frac{(R_G + R_F) \left(\frac{\omega_T}{\omega}\right)^2}{K_G g_m} + \frac{K_R \left(\frac{\omega_T}{\omega}\right)^2}{K_G g_m^2}} \quad (a.27)
 \end{aligned}$$

$$X_{opt} = -\operatorname{Im}\{Z_C\} = -\left(-\frac{K_C}{\omega C_{gs}}\right) = \frac{K_C}{\omega C_{gs}} \quad (a.28)$$

(3) F_{min}

最小雜訊指數的推導，即為式 a.29。根據式 a.29，可以發現當
 Gate length 縮短時， g_m 會增加，因此 F_{min} 會變小。

$$\begin{aligned}
F_{\min} &= 1 + 2G_n (\text{Re}\{Z_C\} + R_{\text{SOP}}) \\
&= 1 + 2K_G \frac{\omega^2 C_{\text{gs}}^2}{g_m} \left(\frac{R_G + R_F + K_C R_I + \sqrt{(R_G + R_F + K_C R_I)^2 + \frac{(R_G + R_F)g_m}{K_G \omega^2 C_{\text{gs}}^2} + \frac{K_R}{K_G \omega^2 C_{\text{gs}}^2}}}{K_G \omega^2 C_{\text{gs}}^2} \right) \\
&= 1 + 2K_G (R_G + R_F + K_C R_I) \frac{\omega^2 C_{\text{gs}}^2}{g_m} \\
&\quad + 2 \sqrt{(R_G + R_F + K_C R_I)^2 K_G^2 \frac{\omega^4 C_{\text{gs}}^4}{g_m^2} + (R_G + R_F) K_G \frac{\omega^2 C_{\text{gs}}^2}{g_m} + K_R K_G \left(\frac{\omega C_{\text{gs}}}{g_m}\right)^2}
\end{aligned} \tag{a.29}$$

