

國立交通大學

電信工程學系

碩士論文

具固定 IF 頻寬的 CMOS 雙頻道可調式增益
升頻器

CMOS Dual-Band Constant-IF-Bandwidth Variable
Gain Up-Converter

研究生：林宜蓁

指導教授：孟慶宗

中華民國 九十七年 七月

具固定 IF 頻寬的 CMOS 雙頻道可調式增益升頻
器

CMOS Dual-Band Constant-IF-Bandwidth Variable Gain
Up-Converter

研究生:林宜蓁

Student: Yi-Chen Lin

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 2008

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十七年七月

具固定 IF 頻寬的 CMOS 雙頻道可調式增益升頻器

學生：林宜蓁

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

本篇論文主要是研究在射頻積體電路中，利用本篇論文提出的新型修正電壓-電流轉換級，將中頻的可調式增益放大器與升頻器作一結合，透過電流模式的操作在同一級電路中同時實現可調式增益控制機制與頻率轉換機制。

我們使用 TSMC 0.18 μm CMOS 與 TSMC 0.35 μm SiGe BiCMOS 製程來實作應用於無線區域網路(WLAN)通訊系統與超寬頻(UWB)通訊系統具固定 IF 頻寬的可調式增益升頻器，其中為了在單晶片進行多個頻道訊號處理，同時也實現了應用於 IEEE 802.11a/b/g WLAN 通訊系統具固定 IF 頻寬的 CMOS (2.4/5.7GHz)雙頻道可調式增益升頻器。

CMOS Dual-Band Constant-IF-Bandwidth Variable Gain Up-Converter

Student: Yi-Chen Lin

Advisor: Chin-Chun Meng

Department of Communication Engineering
National Chiao Tung University

Abstract

In this thesis, we focus on Radio Frequency Integrated Circuits. We combine IF variable gain amplifier with up-converter by using a new modified V-to-I transconductor stage, therefore, both frequency up-conversion and variable-gain amplification are achieved by using current-mode operation in a single chip.

We implement several variable gain up-converter with constant IF bandwidth for WLAN and UWB communication systems by using TSMC 0.18 μ m CMOS technology and TSMC 0.35 μ m SiGe BiCMOS technology. Moreover, in order to do multi-band multi-mode signal processing by a single chip, we also implement a CMOS dual-band (2.4/5.7GHz) variable gain up-converter with constant IF bandwidth for IEEE 802.11a/b/g applications.

誌謝

二年來的研究所生活即將畫下句點，其間受到了許多人的幫助與扶持，使得這本論文能順利的完成，讓小妹順利畢業。首先感謝孟慶宗老師在課業與研究上的指導，讓我在研究過程中累積許多寶貴的經驗，得以克服研究上所遭遇的困難完成研究主題，兩年的指導令我成長了不少。此外，也很感謝特地抽空來參加學生口試的鍾世忠教授、黃柏鈞教授與李致毅教授所給予的寶貴建議，使得本論文內容能更加完整充實。在晶片量測過程中，感謝 NDL 高頻量測實驗室全體同仁的協助，特別是書毓和汶德兩位大哥的幫助，讓我的電路得以順利量測。



研究生活中，因為有 lab 918 的各位，讓我這兩年的生活充滿了回憶。感謝博士班的宗翰學長在研究與量測上的指導，並且與我分享不同的生活經驗；也很感謝人很好的聖哲學長不管大事或小事都不吝給予幫助；感謝習慣晚睡的珍儀學姐老是有東西能夠填滿我的肚子，讓我備感溫馨；也感謝腰不好的宏儒學長與我一起完成了多次的量測，你的認真與執著絕對是其他人望其項背。此外，感謝冠璋、約廷、柏誼、勝文學長們在研究上的指導與在球場上的指教，讓我解決各種疑難雜症並且增進體能。同時也要感謝雅惠與我一起分享生活的點

滴，在課業與生活上互相照應；特別要感謝揚鮮在我電腦屢次當機時，找出問題的所在，讓我能順利完成這本論文；也感謝已直升博班的同學金詳在研究上的指導並幫助我解決問題；同時也很感謝保養達人宜珊與有特殊癖好的威宇一路上的砥礪與陪伴，謝謝你們大家，這兩年的點點滴滴我將牢記在心。此外，也很感謝學弟妹們的幫忙與陪伴，為我帶來許多珍貴的回憶。說話小聲的大維其實是很可靠的人；每次打籃球時，感謝熙良大量得分得以霸場；同樣來自台南的泰麟常常帶給大家歡笑；而很安靜的學妹欣怡常常默默地整理實驗室環境。

最後特別感謝我的父、母親、姐姐與弟弟在求學過程中，給予我最大的支持及關懷，我愛你們，在此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

中文摘要	i
英文摘要	ii
誌謝	iii
目錄	v
表目錄	vii
圖目錄	viii
第一章 導論	1
1.1 研究動機	2
1.2 論文組織	3
第二章 具固定 IF 頻寬的可調式增益升頻器	4
2.1 前言	5
2.2 可調式增益放大器	6
2.2.1 常見的可調式增益放大器	6
2.2.2 電壓放大器與電流放大器的分析與比較	8
2.3 可調式增益升頻器理論分析與架構	9
2.3.1 可調式增益升頻器基本原型	9
2.3.2 IF 輸入級的架構與分析	10
2.4 實作一 5.2GHz 可調式增益升頻器	28
2.4.1 研究動機	28
2.4.2 實作電路架構	28
2.4.3 量測結果	35
2.4.4 結論與討論	40
2.5 實作二 應用於 Mode-1 MB-OFDM UWB 可調式增益升頻器	41
2.5.1 研究動機	41
2.5.2 實作電路架構	42
2.5.3 量測結果	46
2.5.4 結論與討論	52
2.6 實作三 SiGe BiCMOS 雙頻道可調式增益升頻器	53
2.6.1 研究動機	53
2.6.2 實作電路架構	53
2.6.3 量測結果	58
2.6.4 結論與討論	66
2.7 實作四 CMOS 雙頻道可調式增益升頻器	67

2.7.1 研究動機	67
2.7.2 實作電路架構	67
2.7.3 量測結果	69
2.7.4 結論與討論	77
第三章 不同電路架構 LO 隔絕度之分析與比較	78
3.1 前言	79
3.2 埠對埠隔絕度的分析與理論	80
3.3 不同電路架構隔絕度的分析與比較	81
3.3.1 使用 2 μ m GaInP/GaAs HBT 製程實現的不同電路	81
3.3.2 不同電路架構隔絕度的分析	83
3.3.3 不同電路架構隔絕度的實測與比較	85
第四章 結論	93
參考文獻	96



表目錄

表 2.1	5.2GHz 可調式增益升頻器 performance summary	40
表 2.2	應用於 Mode-1 MB-OFDM UWB 可調式增益升頻器 performance summary	52
表 2.3	SiGe BiCMOS 雙頻道可調式增益升頻器 performance summary	65
表 2.4	CMOS 雙頻道可調式增益升頻器 performance summary	76



圖目錄

圖 2.1	四種常見的可調式增益放大器型態.....	6
圖 2.2	反向放大器(inverting amplifier).....	8
圖 2.3	電流放大器(current amplifier).....	8
圖 2.4	可調式增益升頻器基本原型.....	9
圖 2.5	電流模式操作的可調式增益升頻器示意圖.....	10
圖 2.6	IF 輸入級.....	10
圖 2.7	Super Source Follower.....	11
圖 2.8	Super Source Follower 的小訊號等效電路.....	11
圖 2.9	Super Source Follower with R_L	13
圖 2.10	Super Source Follower 電壓增益頻率響應.....	13
圖 2.11	Blackman's Impedance Formula 推導過程.....	14
圖 2.12	Variable R.....	15
圖 2.13	雙平衡吉伯特混頻器.....	16
圖 2.14	Gilbert Mixer with IF Current-Mode Amplifier.....	16
圖 2.15	cascode stage with feedback loop.....	17
圖 2.16	求 R_{in2} 小訊號等效電路.....	18
圖 2.17	active cascode.....	19
圖 2.18	求 R_{in1} 的小訊號等效電路.....	19
圖 2.19	CMOS Op-Amp.....	19
圖 2.20	CMOS Op-Amp 架構的比較.....	20
圖 2.21	Blackman's Impedance Formula 推導過程.....	20
圖 2.22	Blackman's Impedance Formula 推導過程.....	21
圖 2.23	$Z_{in}(s)$ 的等效電路.....	22
圖 2.24	$ Z_{in}(s) $ 的頻率響應.....	22
圖 2.25	2.4/5.7GHz 雙頻帶可調式增益升頻器整體電路圖.....	23
圖 2.26	輸入阻抗 Z_{in1} 、 Z_{in2} 的頻率響應.....	24
圖 2.27	輸入阻抗 Z_{in1} 、 Z_{in2} 的頻率響應.....	24
圖 2.28	輸入阻抗 Z_{in1} 的頻率響應.....	24
圖 2.29	Op-Amp 的頻率響應.....	25
圖 2.30	IF=50MHz 時 I_2 、 I_3 的時域響應(XY=11, RF=5.7GHz).....	25
圖 2.31	IF=100MHz 時 I_2 、 I_3 的時域響應.....	25
圖 2.32	IF=200MHz 時 I_2 、 I_3 的時域響應.....	26
圖 2.33	IF=300MHz 時 I_2 、 I_3 的時域響應.....	26

圖 2.34	轉換增益 VS. IF frequency	27
圖 2.35	單頻道電流合成器等效電路 ABCD 矩陣	29
圖 2.36	wideband amplifier with Kukielka configuration	31
圖 2.37	wideband amplifier with Kukielka configuration	31
圖 2.38	(a)A circuit (b) β circuit for calculating current gain	32
圖 2.39	推導輸出阻抗的小訊號等效電路	34
圖 2.40	5.2GHz 可調式增益升頻器整體電路圖	35
圖 2.41	轉換增益 VS. LO 功率	35
圖 2.42	轉換增益 VS. RF frequency (fixed IF freq)	36
圖 2.43	轉換增益 VS. IF frequency (fixed RF freq)	36
圖 2.44	XY=00, OP1dB and OIP3	37
圖 2.45	XY=01, OP1dB and OIP3	37
圖 2.46	XY=10, OP1dB and OIP3	38
圖 2.47	XY=11, OP1dB and OIP3	38
圖 2.48	輸出返回損耗	39
圖 2.49	5.2GHz 可調式增益升頻器 die photo	39
圖 2.50	Frequency allocation of MB-OFDM UWB channels and interferers	41
圖 2.51	Frequency allocation of mode-1 operation	42
圖 2.52	Frequency allocation of mode-2 operation	42
圖 2.53	(a)並聯迴授的主動電感(b)A circuit (c) β circuit	43
圖 2.54	並聯迴授的主動電感輸出阻抗 R_{of} 頻率響應	44
圖 2.55	應用於 Mode-1 MB-OFDM UWB 可調式增益升頻器	46
圖 2.56	轉換增益 VS. LO 功率	46
圖 2.57	轉換增益 VS. RF frequency (fixed IF freq)	47
圖 2.58	轉換增益 VS. IF frequency (fixed RF freq)	47
圖 2.59	轉換增益 VS. IF frequency (fixed RF freq)	48
圖 2.60	轉換增益 VS. IF frequency (fixed RF freq)	48
圖 2.61	XY=00, OP1dB and OIP3	49
圖 2.62	XY=01, OP1dB and OIP3	49
圖 2.63	XY=10, OP1dB and OIP3	50
圖 2.64	XY=11, OP1dB and OIP3	50
圖 2.65	輸出返回損耗	51
圖 2.66	應用於 Mode-1 MB-OFDM UWB 可調式增益升頻器 die photo	51
圖 2.67	雙頻道 LC 電流合成器示意圖	54
圖 2.68	雙頻道 LC 電流合成器等效電路 ABCD 矩陣	55
圖 2.69	雙頻道 LC 電流合成器頻率響應	56
圖 2.70	雙頻道可調式增益升頻器整體電路圖	58
圖 2.71	轉換增益 VS. LO 功率	58

圖 2.72	轉換增益 VS. RF frequency (fixed IF freq)	59
圖 2.73	轉換增益 VS. IF frequency (fixed RF=2.4GHz)	59
圖 2.74	轉換增益 VS. IF frequency (fixed RF=6.2GHz)	60
圖 2.75	XY=00, OP1dB and OIP3 (RF=2.4GHz)	60
圖 2.76	XY=01, OP1dB and OIP3 (RF=2.4GHz)	61
圖 2.77	XY=10, OP1dB and OIP3 (RF=2.4GHz)	61
圖 2.78	XY=11, OP1dB and OIP3 (RF=2.4GHz)	62
圖 2.79	XY=00, OP1dB and OIP3 (RF=6.2GHz)	62
圖 2.80	XY=01, OP1dB and OIP3 (RF=6.2GHz)	63
圖 2.81	XY=10, OP1dB and OIP3 (RF=6.2GHz)	63
圖 2.82	XY=11, OP1dB and OIP3 (RF=6.2GHz)	64
圖 2.83	輸出返回損耗	64
圖 2.84	雙頻道可調式增益升頻器 die photo	65
圖 2.85	雙頻道可調式增益升頻器整體電路圖	69
圖 2.86	轉換增益 VS. LO 功率	69
圖 2.87	轉換增益 VS. RF frequency (fixed IF freq)	70
圖 2.88	轉換增益 VS. IF frequency (fixed RF=2.4GHz)	70
圖 2.89	轉換增益 VS. IF frequency (fixed RF=6.2GHz)	71
圖 2.90	XY=00, OP1dB and OIP3 (RF=2.4GHz)	71
圖 2.91	XY=01, OP1dB and OIP3 (RF=2.4GHz)	72
圖 2.92	XY=10, OP1dB and OIP3 (RF=2.4GHz)	72
圖 2.93	XY=11, OP1dB and OIP3 (RF=2.4GHz)	73
圖 2.94	XY=00, OP1dB and OIP3 (RF=5.7GHz)	73
圖 2.95	XY=01, OP1dB and OIP3 (RF=5.7GHz)	74
圖 2.96	XY=10, OP1dB and OIP3 (RF=5.7GHz)	74
圖 2.97	XY=11, OP1dB and OIP3 (RF=5.7GHz)	75
圖 2.98	輸出返回損耗	75
圖 2.99	雙頻道可調式增益升頻器 die photo	76
圖 3.1	LO 訊號平衡度對 LO-to-RF 與 LO-to-IF 所造成的影響	81
圖 3.2	內建集總鼠徑分合波微混頻器	81
圖 3.3	5.2 GHz stacked-LO 次諧波微混頻器	82
圖 3.4	10 GHz 真正 LO 相位平衡並利用 LO 倍頻器之微混頻器	82
圖 3.5	LO 訊號平衡度對吉伯特混頻核心 LO-to-RF 與 LO-to-IF 隔絕度的影響	83
圖 3.6	stacked-LO 混頻核心與(b) stacked-LO 內建時滯補償倍頻核心的 LO-to-RF 與 LO-to-IF 洩漏路徑的比較	84
圖 3.7	內建集總鼠徑分合波微混頻器(a)電路圖(b)die photo	86
圖 3.8	5.2 GHz stacked-LO 次諧波微混頻器(a)電路圖(b)die photo	86

圖 3.9	10 GHz 真正 LO 相位平衡並利用 LO 倍頻器之微混頻器(a)電路圖(b)die photo	87
圖 3.10	內建集總鼠徑分合波微混頻器隔絕度的量測結果	87
圖 3.11	5.2 GHz stacked-LO 次諧波微混頻器 LO-to-RF 隔絕度使用 2.4GHz rat-race 與 Agilent E5242A 的量測結果	89
圖 3.12	10 GHz 真正 LO 相位平衡並利用 LO 倍頻器之微混頻器 LO-to-RF 隔絕度使用 5GHz rat-race 與 Agilent E5242A 的量測結果	89
圖 3.13	5.2 GHz stacked-LO 次諧波微混頻器 LO-to-RF 隔絕度使用 Agilent E5242A 的量測結果	90
圖 3.14	10 GHz 真正 LO 相位平衡並利用 LO 倍頻器之微混頻器 LO-to-RF 隔絕度使用 Agilent E5242A 的量測結果	90
圖 3.15	5.2 GHz stacked-LO 次諧波微混頻器 2LO-to-RF 隔絕度與轉換增益 vs. LO 功率	91
圖 3.16	10 GHz 真正 LO 相位平衡並利用 LO 倍頻器之微混頻器 2LO-to-RF 隔絕度與轉換增益 vs. LO 功率	92



第一章

導論



1.1 研究動機

在現今蓬勃發展的無線通訊系統應用中，包含2G與3G手機、無線區域網路(Wireless LAN: WLAN)、Bluetooth、Wimax等，為了增大系統的動態範圍(Dynamic Range)，控制傳輸訊號與接收訊號功率大小的機制是需要的，因此，在接收機與傳送機的架構中會加入可調式增益放大器(VGA, Variable Gain Amplifier)，可調式增益放大器通常會被運用於迴授路徑來實現自動增益控制(AGC, Automatic Gain Control)，因此，在無線通訊系統中，可調式增益放大器是不可或缺的。

可調式增益放大器因實現方法的不同可分為兩種，分別為數位控制與類比控制可調式增益放大器，數位控制是採用一個離散的增益階(gain step)並透過數位控制訊號來選取不同的增益，而類比控制是採用連續可調式增益並透過類比控制訊號來改變增益。但不論是使用何種方式，可調式增益放大器都必須要能提供 linear-in-dB 的增益控制特性來降低自動增益控制電路中數位類比轉換器(DAC, digital-to-analog converter)或是類比數位轉換器(ADC, analog-to-digital converter)的辨識度，且必須對於溫度的變化敏感度低以準確地控制輸出訊號的功率，除此之外，針對不同的通訊系統應用，頻寬與動態範圍的大小也是可調式增益放大器的重要考量。

而本論文的研究主題為應用在無線區域網路(WLAN)的可調式增益升頻器，在升頻器中加入了可調式增益的機制，也就是在同一級電路中同時完成頻率轉換與提供可調式增益，可降低傳送機整體的功率消耗，並且為了達到多頻道多模態(Multi Band Multi Mode)的目的，採用雙頻道電流合成器來實現可適用於802.11a/b/g 頻帶的可調式增益升頻器。

1.2 論文組織

本論文分為四個章節，第一章為導論，說明本論文主題「可調式增益升頻器」的研究動機。第二章為可調式增益升頻器之分析與設計，並且利用CMOS、SiGe BiCMOS製程技術設計晶片，實現出可應用於WLAN系統具固定IF頻寬的可調式增益升頻器，且為了能在單晶片進行多個頻道訊號處理，也實現出可應用於WLAN系統具固定IF頻寬的雙頻道可調式增益升頻器，與可應用於超寬頻通訊系統mode-1具固定IF頻寬的可調式增益升頻器。第三章主要是針對由 $2\mu\text{m}$ GaInP/GaAs HBT製程所實現的不同電路架構，透過實測來做LO隔絕度的分析與比較。第四章對於電路設計與實作結果做一結論。



第二章

具固定IF頻寬的可調式 增益升頻器



2.1 前言

為了因應未來高速無線區域網路(WLAN)的應用，FCC(Federal Communication Commission)於5GHz 規劃了300MHz 頻寬為 U-NII (Unlicensed National Information Infrastructure)頻帶。U-NII 頻帶裡可以分為低、中、高三個頻帶。在射頻積體電路中，美國制訂的免授權頻帶範圍，频段分為5.15~5.35GHz 及5.725~5.825GHz 的802.11a 規格，以及2.4GHz~2.5GHz 的802.11b/g，由這些規範的例子可看出，系統單晶片的發展必須往多頻道方向前進，才能在單一電路中進行多個頻道訊號處理。

同時，在高速無線區域網路(WLAN)的應用中，為了增大無線通訊系統的動態範圍(Dynamic Range)，控制傳輸訊號與接收訊號功率大小的機制是需要的，因此，在接收機與傳送機的架構中會加入可調式增益放大器(VGA, Variable Gain Amplifier)[1]-[3]，可調式增益放大器通常會被運用於迴授路徑來實現自動增益控制(AGC, Automatic Gain Control)，因此，在無線通訊系統中，可調式增益放大器是不可或缺的。

可調式增益放大器因實現方法的不同可分為兩種，分別為數位控制[4],[5]與類比控制[6]-[8]可調式增益放大器，數位控制是採用一個離散的增益階(gain step)並透過數位控制訊號來選取不同的增益，而類比控制是採用連續可調式增益並透過類比控制訊號來改變增益。但不論是使用何種方式，可調式增益放大器都必須要能提供 linear-in-dB 的增益控制特性來降低自動增益控制電路中數位類比轉換器(DAC, digital-to-analog converter)或是類比數位轉換器(ADC, analog-to-digital converter)的辨識度，且必須對於溫度的變化敏感度

低以準確地控制輸出訊號的功率，除此之外，針對不同的通訊系統應用，頻寬與動態範圍的大小也是可調式增益放大器的重要考量。

而本章實作的電路為應用在無線區域網路(WLAN)的可調式增益升頻器[9]，在升頻器中加入了可調式增益的機制，也就是在同一級電路中同時完成頻率轉換與提供可調式增益，可降低傳送機整體的功率消耗，並且為了達到多頻道多模態(Multi Band Multi Mode)[10],[11]的目的，實作四的電路為將可適用於802.11a/b/g 頻帶的可調式增益升頻器。

2.2 可調式增益放大器

2.2.1 常見的可調式增益放大器

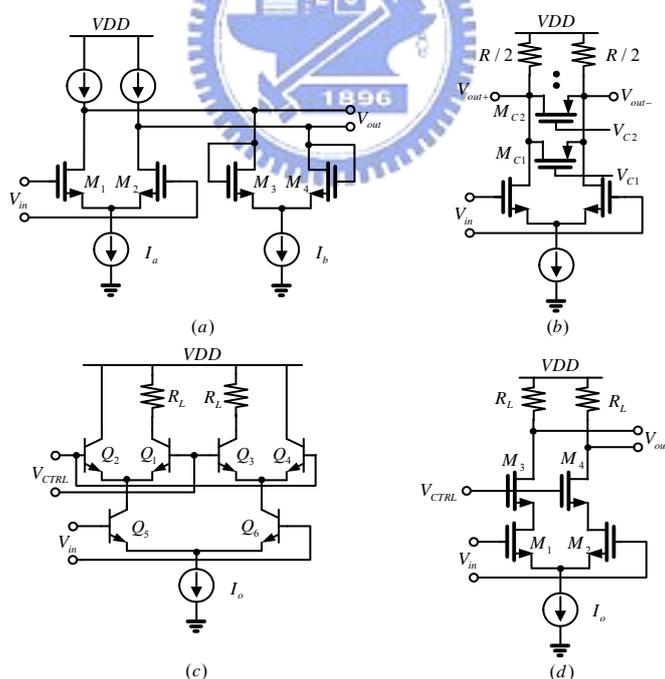


圖2.1 四種常見的可調式增益放大器型態

設計可調式增益放大器有許多挑戰，包含增益控制的準確性、穩定度、線性度考量。而此處針對可調式增益放大器的linear-in-dB增益

控制機制來討論，大部分的CMOS VGA都是利用一個偽指數函數(式(2.1))來完成linear-in-dB增益控制特性。

$$e^x \approx \frac{(1+x)}{(1-x)} \quad (2.1)$$

圖2.1(a)中的可調式增益放大器的增益為 $A_v \approx \frac{g_{m-M1,2}}{g_{m-M3,4}}$ ，因此，透過控制 I_a 與 I_b 的電流大小來達到不同的增益，但是其缺點在於改變 I_b 的電流大小也就是改變負載的大小，進而會影響到頻寬，並且此架構可提供的增益控制範圍大多不超過15dB，想要有較大的增益範圍就必須串聯多級。圖2.1(b)中是藉由簡單的R-r電阻衰減來達成偽指數函數，R為使用的負載電阻，而r為操作在三極管區 MOSFET，R-r電阻衰減可表示為 $1/(1+R \cdot g_{ds})$ ，因此，可進而將此函數近似為 $\exp(-2R \cdot g_{ds})$ ，而當電晶體操作在三極管區時， g_{ds} 正比於 V_{gs} ，故能對增益作指數的控制，而此方法也是改變負載，會影響操作頻寬。

圖2.1(c)是採用訊號加成的方法，可以帶來低雜訊和低失真的好處，且此可調式增益放大器可操作至高頻，因為增益控制級為共基極電晶體，但是因為電晶體對於溫度敏感度高，會有一段約20dB的增益控制範圍無法使用，即使另外加上一個對溫度敏感度低的控制電流源，效果不彰。若是改用MOSFET取代BJT，需要一個將平方定律轉換為指數定律的電路機制，但是整體的特性都會比BJT差。

圖2.1(d)是採用電阻作為負載的差動式cascode stage，藉由控制輸入端電晶體 M_1 、 M_2 的操作區域，從飽和區到三極管區來達到不同增益，此方法可以提供較大的增益控制範圍及幾百MHz的頻寬，可以在調變增益時不犧牲頻寬，但是採用電阻作為負載較無法低壓操作。

2.2.2 電壓放大器與電流放大器的分析與比較

由2.2.1可知，可調式增益放大器主要的操作模態為電壓模式，也就是其基本電路原型為電壓放大器，但電壓放大器操作的頻寬會隨增益而改變，但是電流放大器操作頻寬不會有此限制，以下為電壓放大器與電流放大器增益與頻寬的詳細比較與分析。

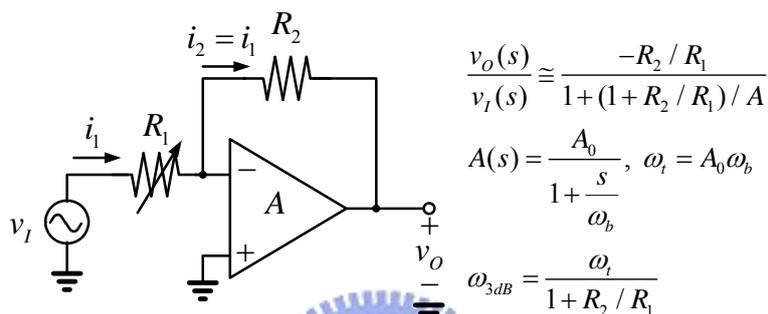


圖2.2 反向放大器(inverting amplifier)

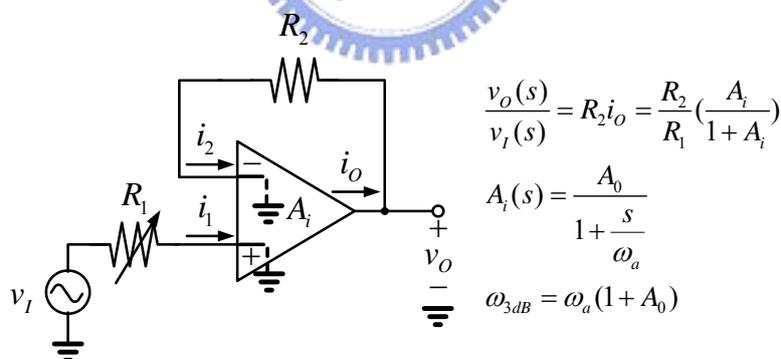


圖2.3 電流放大器(current amplifier)

由於吉伯特混頻器的混頻原理為電流的切換，且為了保持固定的IF頻寬，故可調式增益升頻器的整體電路採用電流模式操作，在同一級電路中同時完成增益控制的機制與頻率上的轉換，且改變增益的同時不改變IF頻寬。

2.3 可調式增益升頻器理論分析與架構

2.3.1 可調式增益升頻器基本原型

可調式增益升頻器基本原型如圖2.4所示，IF的輸入級由Source Follower(common drain amplifier)與微混頻器(Micromixer)[12]所構成，而中間的可變電阻R用來調變流入微混頻器的IF小訊號電流，因為IF的輸入級為電流模式，當可變電阻R愈大時，IF小訊號電流愈小，升頻器的轉換增益也愈小。

由圖2.4可知，Source Follower的輸出阻抗為 $\frac{1}{gm_1}$ ，微混頻器的輸入阻抗為 $\frac{1}{gm_2} // \frac{1}{gm_3}$ ，為了達到IF訊號直接透過可變電阻R轉換為電流訊號，電晶體 M_1 、 M_2 、 M_3 的 gm 必須夠大，但是考慮到功率消耗的問題，因此，使用迴授的方式來降低Source Follower的輸出阻抗及微混頻器的輸入阻抗，本實驗所採用的IF輸入級如圖2.6。

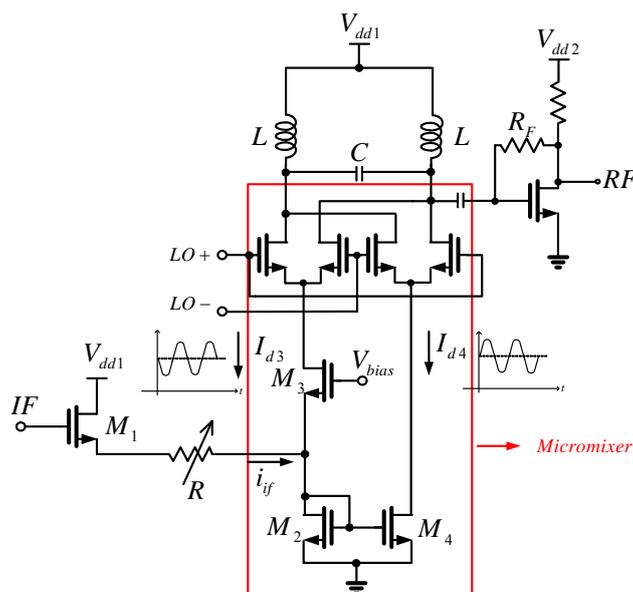


圖2.4 可調式增益升頻器基本原型

從圖2.5可知，整體電路操作模式主要為電流模式，而調變電阻 R 的大小只是改變整體小訊號電流的大小，進而改變增益大小，但是不影響頻寬，因此，可以實作出具固定IF頻寬的可調式增益升頻器。

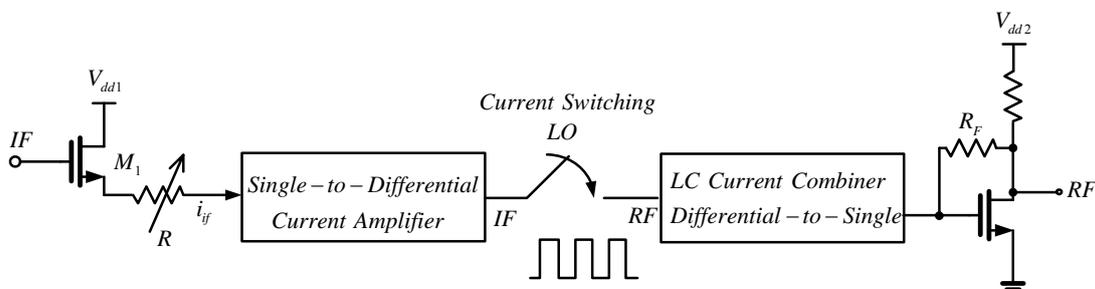


圖2.5 電流模式操作的可調式增益升頻器示意圖

2.3.2 IF 輸入級的架構與分析

IF 輸入級(圖 2.6)利用 Super Source Follower[13]做為 voltage buffer，使輸出端的電壓訊號約等於 IF 電壓訊號且具有低輸出阻抗，並使用迴授的方式來降低微混頻器的輸入阻抗，將 IF 的電壓訊號藉由兩級間的可變電阻 R 轉換為電流訊號輸入吉伯特混頻器[14](Gilbert mixer)升頻。

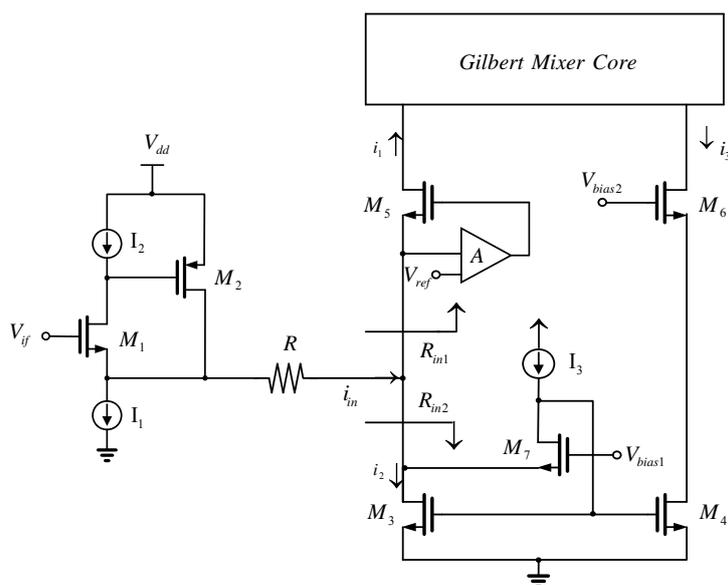


圖2.6 IF輸入級

Super Source Follower :

由於 IF 的操作頻率為 10~300MHz，故輸入端不考慮阻抗的匹配，並利用 Super Source Follower 做為 voltage buffer，使輸出端的電壓訊號約等於 IF 電壓訊號且具有低輸出阻抗。圖 2.7 即為 Super Source Follower 的電路架構，圖 2.8 為 Super Source Follower 的小訊號等效電路。

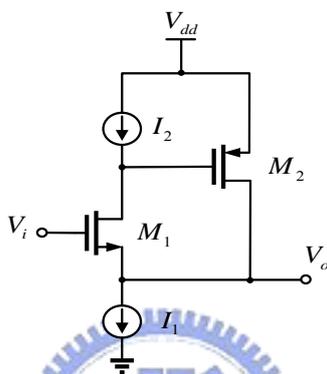


圖 2.7 Super Source Follower

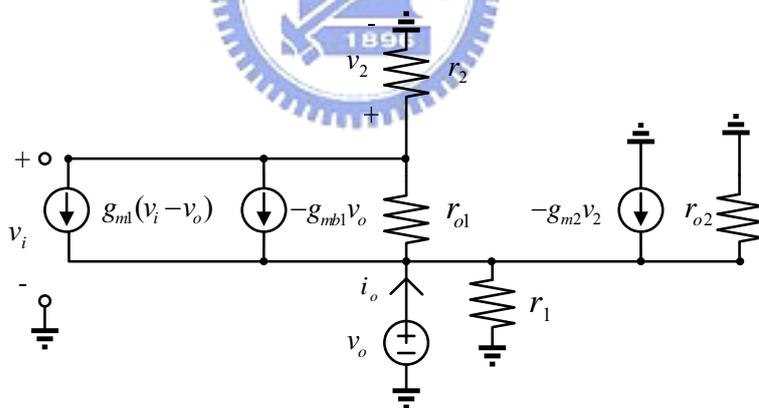


圖 2.8 Super Source Follower 的小訊號等效電路

I. 利用克希荷夫定律推導的輸出阻抗及 open-circuit voltage gain :

1. 求 R_o , 令 $v_i = 0$

KCL at the output :

$$i_o = \frac{v_o}{r_1} + \frac{v_o}{r_{o2}} + g_{m2}v_2 + \frac{v_2}{r_2} \tag{2.2}$$

KCL at the drain of M_1 with $v_i = 0$:

$$\frac{v_2}{r_2} - g_{m1}v_o - g_{mb1}v_o + \frac{v_2 - v_o}{r_{o1}} = 0 \quad (2.3)$$

從式(2.3)求出 v_2 ，並代入式(2.2)，可得：

$$R_o = \left. \frac{v_o}{i_o} \right|_{v_i=0} = r_1 // r_{o2} // \left(\frac{r_{o1} + r_2}{[1 + (g_{m1} + g_{mb1})r_{o1}](1 + g_{m2}r_2)} \right) \quad (2.4)$$

假設 I_1 及 I_2 為理想的電流源，因此， $r_1 \rightarrow \infty$ and $r_2 \rightarrow \infty$ ，且假設

$$(g_{m1} + g_{mb1})r_{o1} \gg 1,$$

$$R_o \cong \frac{1}{g_{m1} + g_{mb1}} \left(\frac{1}{g_{m2}r_{o1}} \right) \quad (2.5)$$

2. 求 A_{v_o} ，令 $i_o = 0$

KCL at the output :

$$\frac{v_o}{r_1} + \frac{v_o}{r_{o2}} + g_{m2}v_2 + \frac{v_2}{r_2} = 0 \quad (2.6)$$

KCL at the drain of M_1 with $v_i \neq 0$:

$$\frac{v_2}{r_2} = -g_{m1}(v_i - v_o) + g_{mb1}v_o + \frac{v_o - v_2}{r_{o1}} \quad (2.7)$$

從式(2.6)求出 v_2 ，並代入式(2.7)，可得：

$$\left. \frac{v_o}{v_i} \right|_{i_o=0} = \left(\frac{g_{m1}r_{o1}}{1 + (g_{m1} + g_{mb1})r_{o1} + \frac{(r_2 + r_{o1})}{(r_1 // r_{o2})(1 + g_{m2}r_2)}} \right) \quad (2.8)$$

假設 I_1 及 I_2 為理想的電流源，因此， $r_1 \rightarrow \infty$ and $r_2 \rightarrow \infty$ ，

$$\frac{v_o}{v_i} \cong \left(\frac{g_{m1}r_{o1}}{1 + (g_{m1} + g_{mb1})r_{o1} + \frac{1}{g_{m2}r_{o2}}} \right) \quad (2.9)$$

$$\text{假設 } g_{m2}r_{o2} \gg 1, v_o \cong \frac{g_{m1}r_{o1}}{1 + (g_{m1} + g_{mb1})r_{o1}} v_i \cong v_i \quad (2.10)$$

圖2.9為TSMC CMOS 0.18um Super Source Follower with R_L ，圖

2.10為 R_L 的阻值從 20Ω 增加至 300Ω ，step為 20Ω 的電壓增益(voltage

gain) 頻率響應模擬圖。可知當負載 R_L 相對於 Super Source Follower 輸出阻抗夠大時，電壓增益的 ω_{3dB} 變化不大，因此只要適當的選取可變電阻 R 的阻值，便可達到在調變不同轉換增益的同時，保持固定的 IF 頻寬。

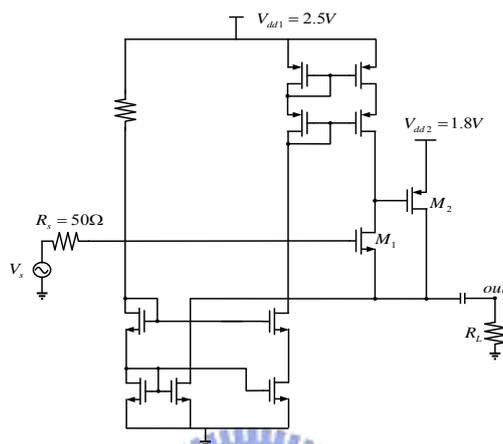


圖2.9 Super Source Follower with R_L

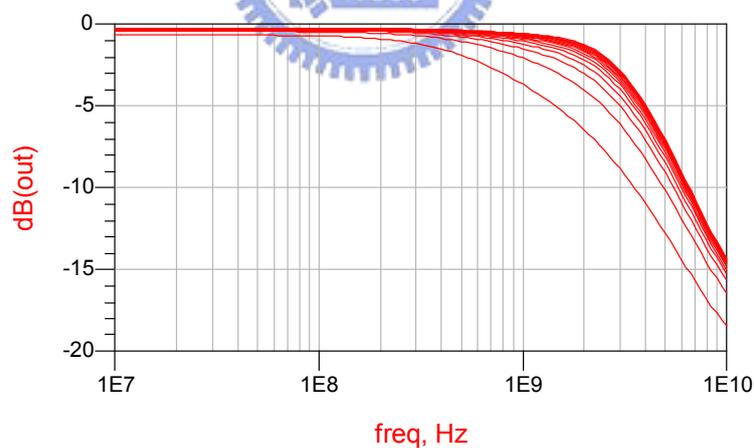


圖2.10 Super Source Follower 電壓增益頻率響應

($R_L = 20 \sim 300\Omega$, $step = 20\Omega$)

II. 利用 *Blackman's Impedance Formula*[15]推導的輸出阻抗：

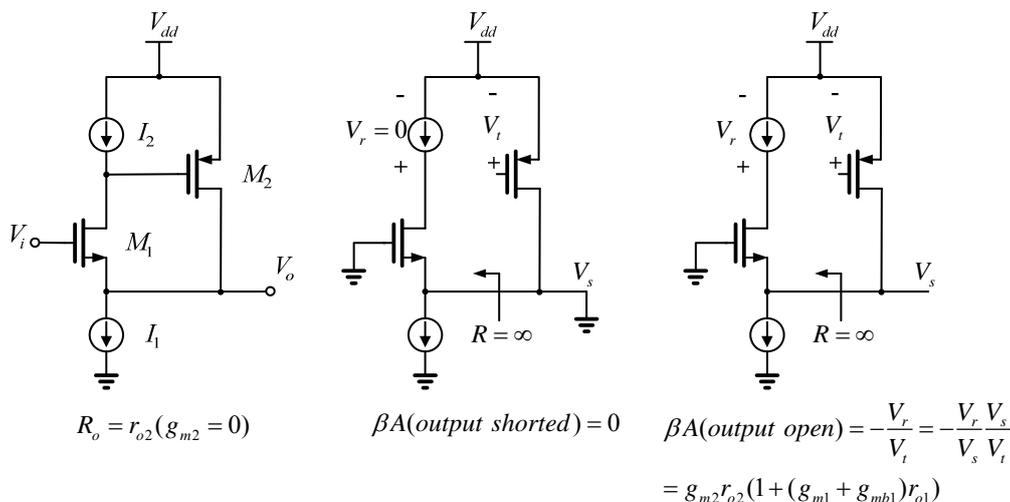


圖 2.11 *Blackman's Impedance Formula* 推導過程

由圖 2.11 可知，

$$\begin{aligned}
 R_o &= R_o(g_m = 0) \left[\frac{1 + \beta A(\text{output port shorted})}{1 + \beta A(\text{output port open})} \right] \\
 &= r_{o2} \left[\frac{1}{1 + g_{m2}r_{o2}(1 + (g_{m1} + g_{mb1})r_{o1})} \right] \approx \frac{1}{g_{m2}g_{m1}r_{o1}} \quad (2.11)
 \end{aligned}$$

Variable R :

在本實驗中的可變電阻 R 主要是透過數位邏輯電路的控制來選取不同的電阻值，使用了 2 個 inverter 與 4 個 NAND gate，XY 此 2-bit 的控制位元透過邏輯電路的運算，控制電晶體 $M_{1\sim4}$ 的 on-off，當控制位元 XY=00 時，只有最右邊的 NAND gate 輸出為高電位，其他的 NAND gate 輸出為低電位，此時只有電晶體 M_1 turn-on，阻值為 $R_{00} = R_1$ ，而當控制位元 XY=01 時，只有電晶體 M_2 turn-on，阻值為 $R_{01} = R_1 + R_2$ ，以此類推可提供 4 種不同的電阻值，藉此提供 4 種不同的轉換增益，且當小訊號可視為跨壓於可變電阻 R 時，由於 $\text{power} = V^2/R$ ，若欲使其線性地相差 5dB，從式(2.12)可知電阻的比值

要為 1.8 如式(2.13)，整體可以提供 15dB 的動態範圍(Dynamic range)，而愈多 bit 的控制位元，動態範圍也可以愈大。

$$-5 \text{ dB} = 20 \times \log_{10} \frac{1}{1.8} \quad (2.12)$$

$$\frac{R_{11}}{R_{10}} = \frac{R_{10}}{R_{01}} = \frac{R_{01}}{R_{00}} = 1.8 \quad (2.13)$$

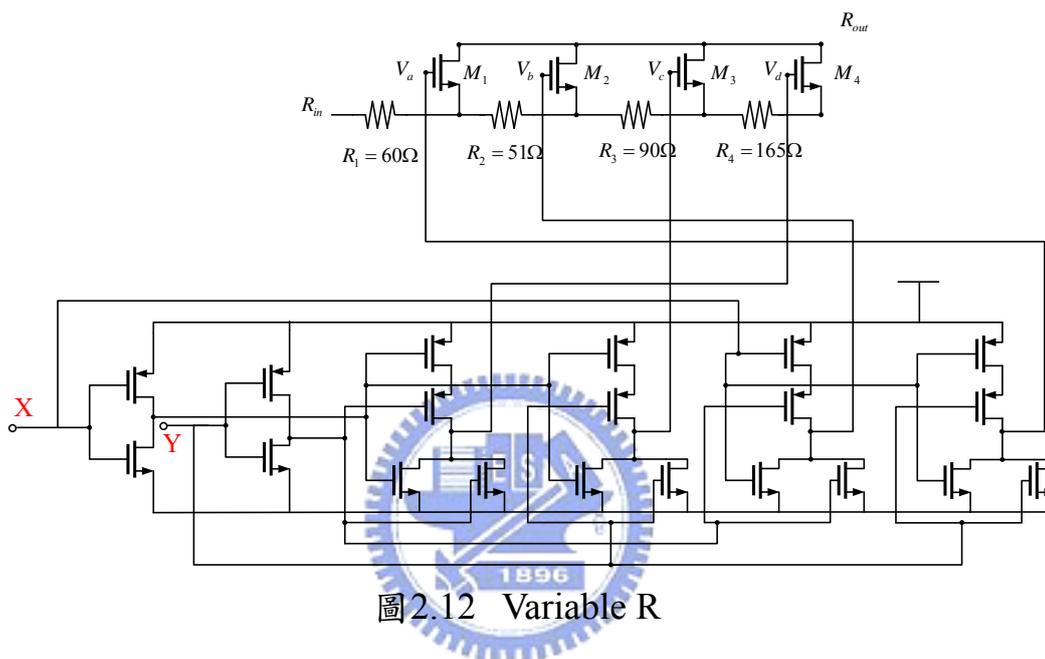


圖2.12 Variable R

Gilbert Mixer with IF Current-mode Amplifier :

一般常見的雙平衡吉伯特混頻器(Double Balance Gilbert Mixer)如圖 2.13 所示，輸入訊號經過電壓-電流轉換成電流訊號後，再經過 LO 對 Gilbert cell 的切換後產生升頻或降頻的功能。然而，由圖 2.13 可以知道雙平衡式的架構其輸入端必須為一組差動訊號，除此之外，還可能需要利用左右各一組的 L-type matching 達成阻抗的匹配。通常 L-type matching 的電路佔了不少 IC 面積。另外，量測上還需要外接一個 hybrid 的 balun，使得量測的架設更複雜。

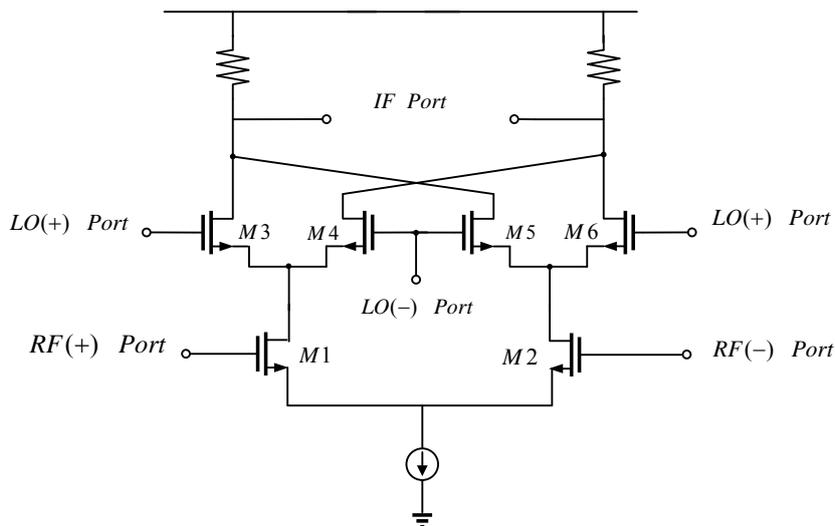


圖2.13 雙平衡吉伯特混頻器

由於以上的原因，故以微混頻器的架構作為原型，利用一個修正的電壓-電流轉換級達成 V-to-I 的轉換功能，圖 2.14，使原本 single-in 的 IF 電壓訊號轉換為差動的電流訊號輸入 Gilbert cell 產生升頻訊號。

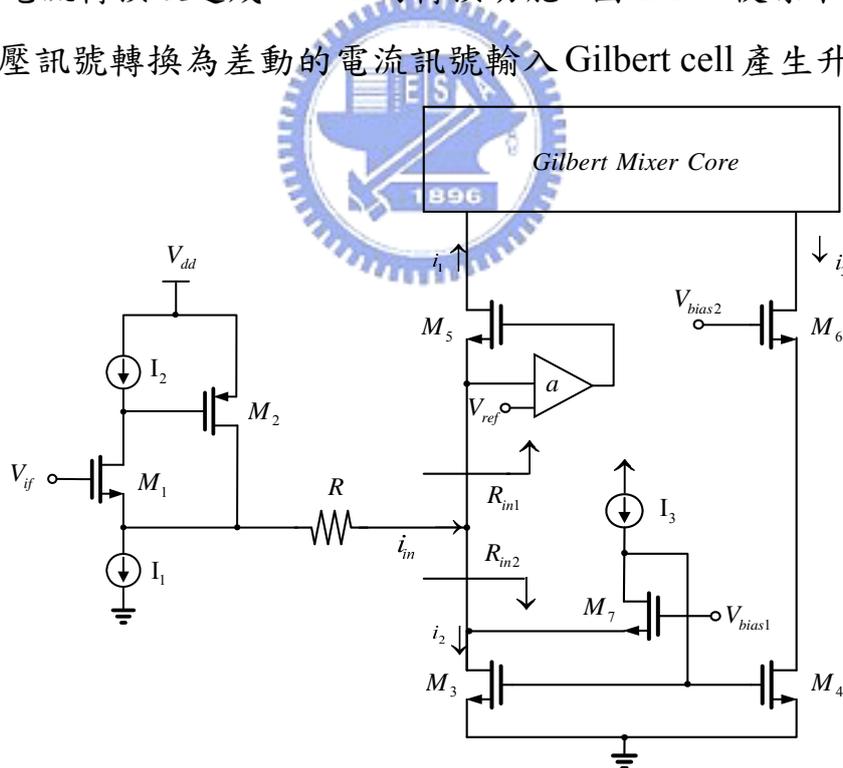


圖2.14 Gilbert Mixer with IF Current-Mode Amplifier

在圖 2.14 中，由於電晶體 M_3 、 M_7 構成 cascode stage with feedback loop，使得輸入阻抗 R_{in2} 由 r_{o3} 下降為 $\frac{1}{g_{m3}g_{m7}r_{o7}}$ 。而 M_5 則與 Op-Amp 構

成 cascode stage with gain boosting，使得輸入阻抗 R_{in1} 下降為

$$\frac{r_{o5}}{1+[g_{m5}(a+1)]r_{o5}}$$

計 Op-Amp 使得 $a = g_m r_o$ ，故 R_{in1} 與 R_{in2} 同數量級，因此，此級的輸入阻

抗為 $(R_{in1} // R_{in2})$ ，與 Super Source Follower 的低輸出阻抗 R_o 同數量

級，約可視為 0Ω ，故 $v_{in} \cong v_{if}$ 藉由電阻 R 轉換成小訊號電流 $i_{in} = \frac{v_{in}}{R} = i_{if}$

輸入，且藉由 R_{in1} 、 R_{in2} 分流為 $i_1 = i_{in} \frac{R_{in2}}{R_{in1} + R_{in2}}$ 、 $i_2 = i_{in} \frac{R_{in1}}{R_{in1} + R_{in2}}$ ，而 M_3 、

M_4 可視為 current mirror，所以， $\frac{i_2}{i_3} = \frac{l_3}{\frac{w_4}{l_4}}$ 產生與 i_1 反向的小訊號電流 i_3 ，

因此，current-mode amplifier 即完成 IF 電流訊號 i_{if} single-to-differential

的電流轉換。此外，藉由數位邏輯電路的控制選取 4 個不同阻值的

R ，使輸入吉伯特混頻核心的小訊號電流隨著 R 的增大而減少，藉此

提供 4 種不同的轉換增益，且使其線性地相差 5dB，提供 15dB 的動

態範圍(Dynamic range)。以下為輸入阻抗 R_{in2} 、 R_{in1} 兩種不同的分析推

導公式：

I. 利用克希荷夫定律推導的輸入阻抗 R_{in2} 、 R_{in1} ：

1. 求 R_{in2} ？

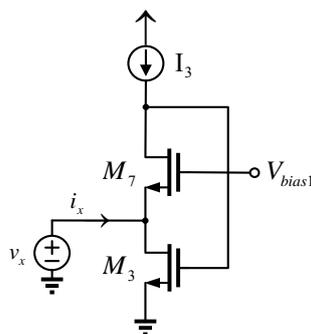
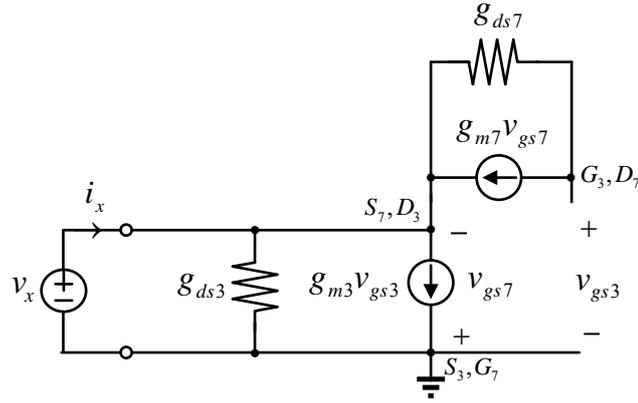


圖 2.15 cascode stage with feedback loop

圖2.16 求 R_{in2} 小訊號等效電路

KCL at the drain of M_3 :

$$i_x = v_x g_{ds3} + g_{m3} v_{gs3} \quad (2.14)$$

KCL at the drain of M_7 :

$$g_{m7} v_{gs7} + (v_{gs7} + v_{gs3}) g_{ds7} = 0 \quad (2.15)$$

由式(2.15)可得：

$v_{gs3} g_{ds7} = -v_{gs7} (g_{m7} + g_{ds7}) = v_x (g_{m7} + g_{ds7})$ 求出 v_{gs3} 代入式(2.14)可得：

$$\frac{i_x}{v_x} = g_{ds3} + \frac{g_{m3}}{g_{ds7}} (g_{m7} + g_{ds7})$$

$$\rightarrow R_{in2} = \frac{1}{g_{ds3} + \frac{g_{m3} g_{m7}}{g_{ds7}} + g_{m3}} \cong \frac{1}{g_{m3} g_{m7} r_{o7}} \quad (2.16)$$

2. 求 R_{in1} ?

M_5 與 Op-Amp 構成的 cascode stage with gain boosting 可簡化為

圖 2.17, r_e 為 Gilbert cell 中作為 switch 使用之 MOS 的閘極與源極間

的小訊號電阻 $\frac{1}{gm}$ 並聯, $a = GmRo = g_{m2} [r_{o8} // g_{m6} r_{o6} (r_{o2} // r_{o4})]$ 為圖 2.19

Op-Amp 的 open-circuit voltage gain。

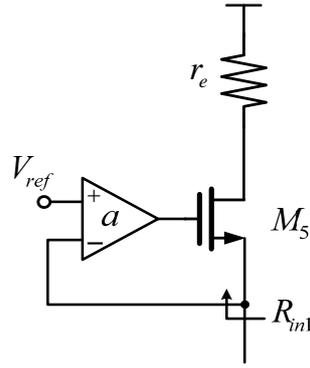


圖 2.17 active cascode

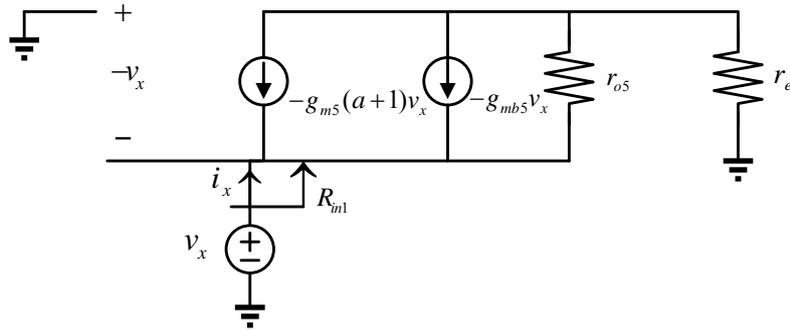


圖 2.18 求 R_{in1} 的小訊號等效電路

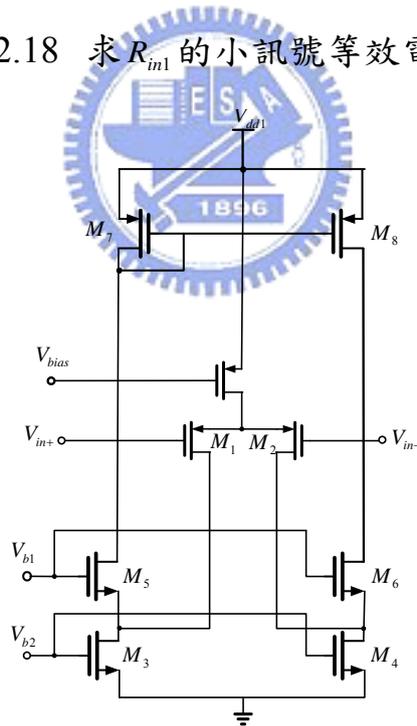


圖 2.19 CMOS Op-Amp

將圖 2.18 利用克希荷夫電流定律重新整理可得：

$$i_x - g_{m5}(a+1)v_x - g_{mb5}v_x + \left(\frac{i_x r_e - v_x}{r_{o5}}\right) = 0$$

$$\{1 + [g_{m5}(a+1) + g_{mb5}]r_{o5}\}v_x = i_x(r_{o5} + r_e)$$

$$R_{in1} = \frac{r_{o5} + r_e}{1 + [g_{m5}(a+1) + g_{mb5}]r_{o5}} \cong \frac{1}{g_{m5}g_{m2}(r_{o8} // g_{m6}r_{o6}(r_{o2} // r_{o4}))} \cong \frac{1}{g_{m5}g_{m2}r_{o8}} \quad (2.17)$$

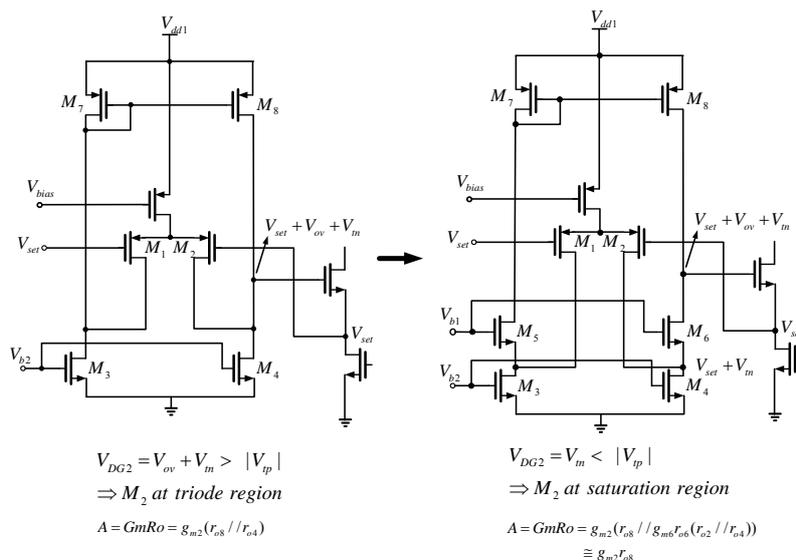


圖2.20 CMOS Op-Amp 架構的比較

圖 2.20 中兩種架構的 CMOS Op-Amp 有著相同的增益，本電路最後採用的是右邊的架構，主要是考量到整體電路偏壓點的問題，左邊的架構會容易使電晶體 M_1 、 M_2 操作在三極管區，量測出來的 OP1dB 都較差，而右邊的架構可以將電晶體 M_1 、 M_2 操作在飽和區，量測出來的 OP1dB 有明顯的改善。

II. 利用 *Blackman's Impedance Formula* 推導的輸入阻抗 R_{in2} 、 R_{in1} ：

1. 求 R_{in2} ?

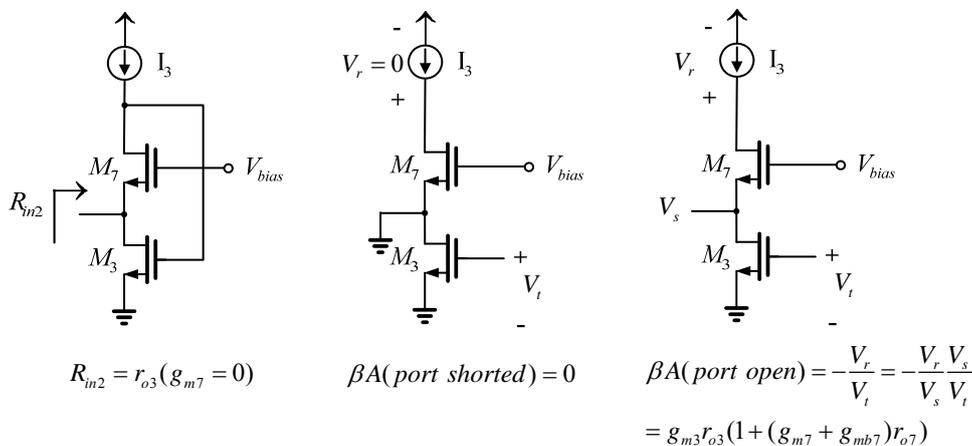


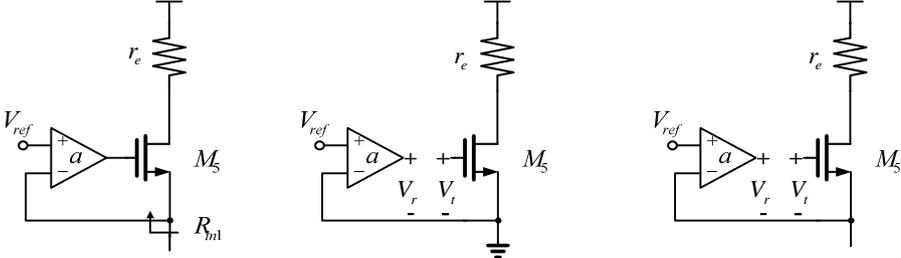
圖2.21 *Blackman's Impedance Formula* 推導過程

由圖 2.21 可知，

$$R_{in2} = R_{in2}(g_m = 0) \left[\frac{1 + \beta A(\text{output port shorted})}{1 + \beta A(\text{output port open})} \right] \quad (2.18)$$

$$= r_{o3} \left[\frac{1}{1 + g_{m3} r_{o3} (1 + (g_{m7} + g_{mb7}) r_{o7})} \right] \approx \frac{1}{g_{m3} g_{m7} r_{o7}}$$

2. 求 R_{in1} ?



$$R_{in1} = \frac{r_e + r_{o5}}{1 + (g_{m5} + g_{mb5}) r_{o5}} \quad (a=0) \quad \beta A(\text{port shorted}) = 0 \quad \beta A(\text{output open}) = -\frac{V_r}{V_t} = -\frac{V_r V_s}{V_s V_t}$$

$$= a \frac{(r_{o5} // \frac{1}{g_{mb5}})}{(r_{o5} // \frac{1}{g_{mb5}}) + \frac{1}{g_{m5}}} = \frac{a g_{m5} r_{o5}}{1 + (g_{m5} + g_{mb5}) r_{o5}}$$

圖 2.22 *Blackman's Impedance Formula* 推導過程

由圖 2.22 可知，

$$R_{in1} = R_{in1}(g_m = 0) \left[\frac{1 + \beta A(\text{port shorted})}{1 + \beta A(\text{port open})} \right] \quad (2.19)$$

$$= \frac{r_e + r_{o5}}{1 + (g_{m5} + g_{mb5}) r_{o5}} \frac{1}{1 + \frac{a g_{m5} r_{o5}}{1 + (g_{m5} + g_{mb5}) r_{o5}}} = \frac{r_e + r_{o5}}{1 + (a+1) g_{m5} r_{o5} + g_{mb5} r_{o5}}$$

$$\approx \frac{r_e + r_{o5}}{1 + (a+1) g_{m5} r_{o5}}$$

將 $a = GmRo = g_{m2} [r_{o8} // g_{m6} r_{o6} (r_{o2} // r_{o4})]$ 代入式(2.19)可得：

$$R_{in1} \approx \frac{r_e + r_{o5}}{1 + \{g_{m2} [r_{o8} // g_{m6} r_{o6} (r_{o2} // r_{o4})] + 1\} g_{m5} r_{o5}} \approx \frac{1}{g_{m5} g_{m2} r_{o8}} \quad (2.20)$$

由上面的推導可知，在不考慮電晶體的寄生電容(Parasitic Capacitance)的情況下，所得到的輸入阻抗 R_{in1} 、 R_{in2} 數量級相同，只要對電晶體 M_3 、 M_5 、 M_7 與 Op-Amp 做適當的設計，使 R_{in1} 與 R_{in2} 在 IF 頻寬內阻抗相等，便可產生差動的 IF 小訊號電流輸入 Gilbert Cell

中混頻。然而，在電晶體寄生電容存在的實際情況下，迴授路徑會
有其頻寬的限制，進而影響整體電路的 IF 頻寬，假設開路增益(open
loop gain)的頻率響應為 $A(s) = \frac{A_o}{1 + \frac{s}{\omega_p}}$ ，下列為 Z_{in1} 及 Z_{in2} 輸入阻抗的推

導。圖2.23為 $Z_{in}(s)$ 的等效電路，圖2.24為 $|Z_{in}(s)|$ 的頻率響應。

$$Z_{in}(s) = R_{in}(g_m = 0) \left[\frac{1 + \beta A(s)(port\ shorted)}{1 + \beta A(s)(port\ open)} \right] = R_{in} \left[\frac{1}{1 + \frac{\beta A_o}{1 + \frac{s}{\omega_p}}} \right]$$

$$Y_{in}(s) = G_{in}(g_m = 0) \left[\frac{1 + \beta A(s)(port\ open)}{1 + \beta A(s)(port\ shorted)} \right] = G_{in} \left[1 + \frac{\beta A_o}{1 + \frac{s}{\omega_p}} \right] \tag{2.21}$$

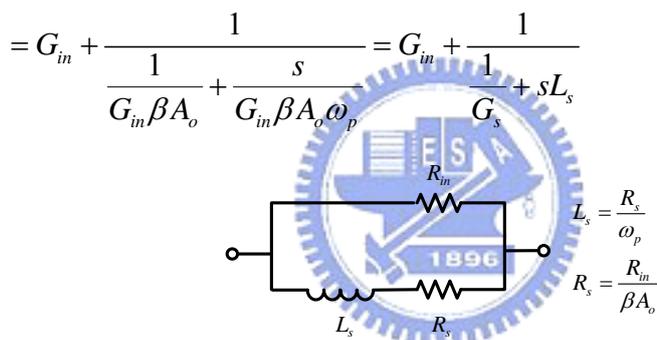


圖2.23 $Z_{in}(s)$ 的等效電路

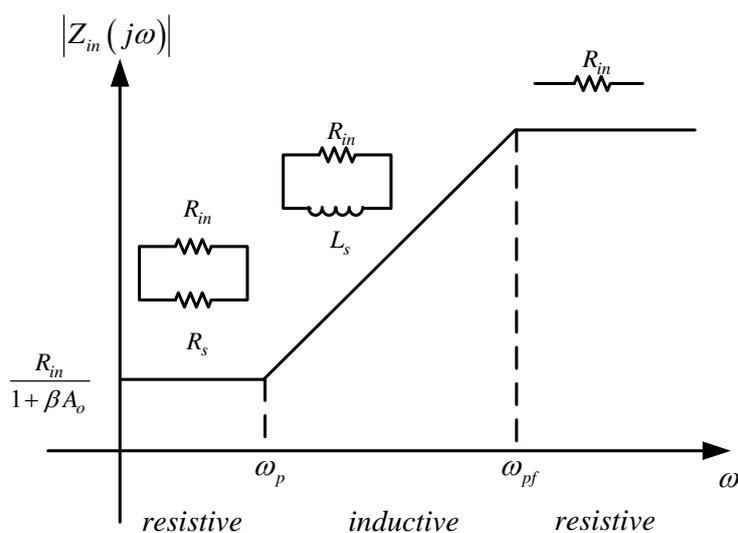


圖2.24 $|Z_{in}(s)|$ 的頻率響應

圖2.25是使用 TSMC CMOS 0.18 μm 製程來實現的2.4/5.7GHz 雙頻帶可調式增益升頻器，透過模擬此電路可以看到輸入阻抗 Z_{in1} 、 Z_{in2} 的頻率響應(圖2.26)的趨勢如圖2.24，而圖2.27為簡單分析電路所得輸入阻抗 Z_{in1} 、 Z_{in2} 的頻率響應， C_L 為 Op-Amp 的輸出負載。由圖2.26 應可知，在 $\omega > \omega_{p1,2}$ 高頻時迴授增益下降，使得輸入阻抗 Z_{in1} 、 Z_{in2} 上升，會使得 IF 的小訊號電流變小，導致升頻器的轉換增益下降。由圖2.26(a)可知 Z_{in1} 、 Z_{in2} 的頻率響應中的 ω_p 不相同，由模擬結果圖2.28 及圖2.29可知，輸入阻抗 Z_{in1} 的 ω_{p1} 約等於 Op-Amp 的 ω_{3dB} ，此結果與圖2.27相符合，從圖2.27中可知設計 $C_L \approx g_m r_o C_{gd}$ 可以使 $\omega_{p1} \approx \omega_{p2}$ 如圖2.26(b)，可以看到頻率在200MHz 之前 $|Z_{in1}| \approx |Z_{in2}|$ ，透過 Transient Simulation 圖2.30~圖2.32 可以知道頻率在200MHz 之前都可提供 balanced signals 給 Gilbert mixer 混頻。

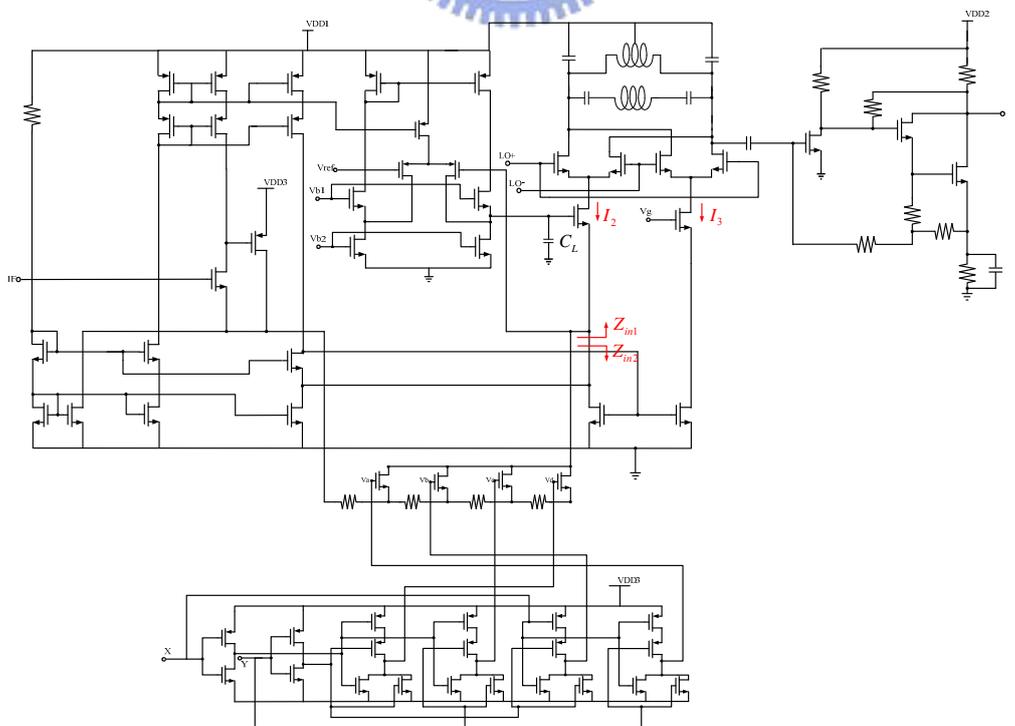


圖2.25 2.4/5.7GHz 雙頻帶可調式增益升頻器整體電路圖

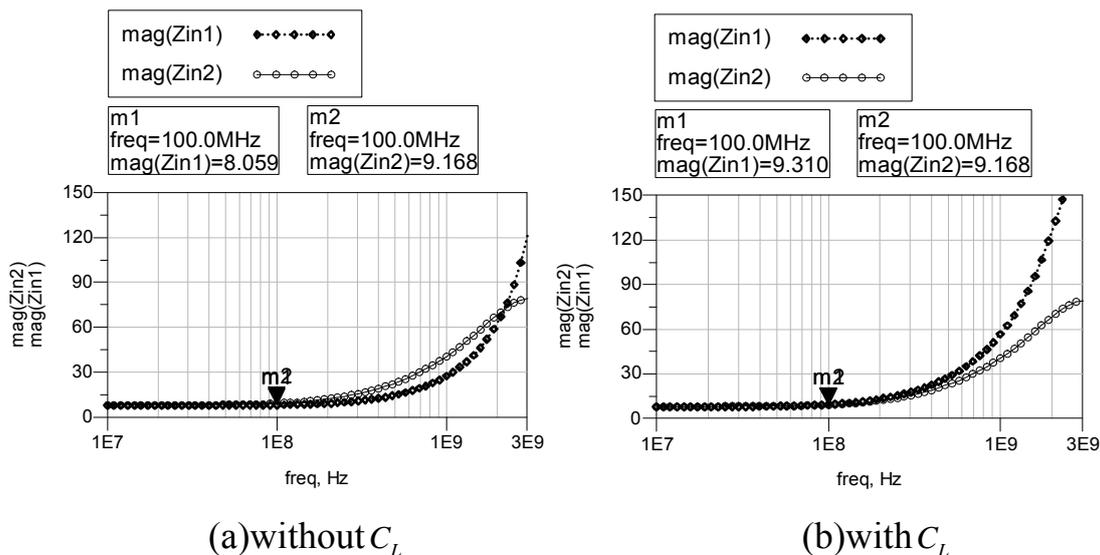


圖2.26 輸入阻抗 Z_{in1} 、 Z_{in2} 的頻率響應

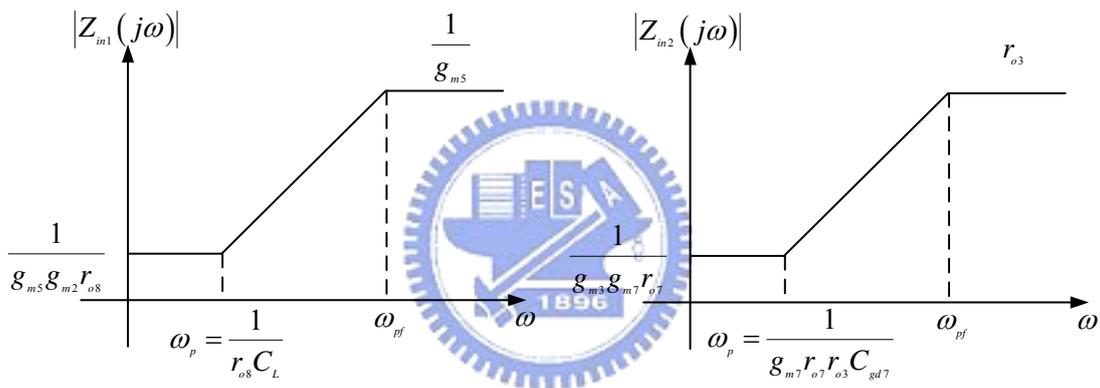


圖2.27 輸入阻抗 Z_{in1} 、 Z_{in2} 的頻率響應

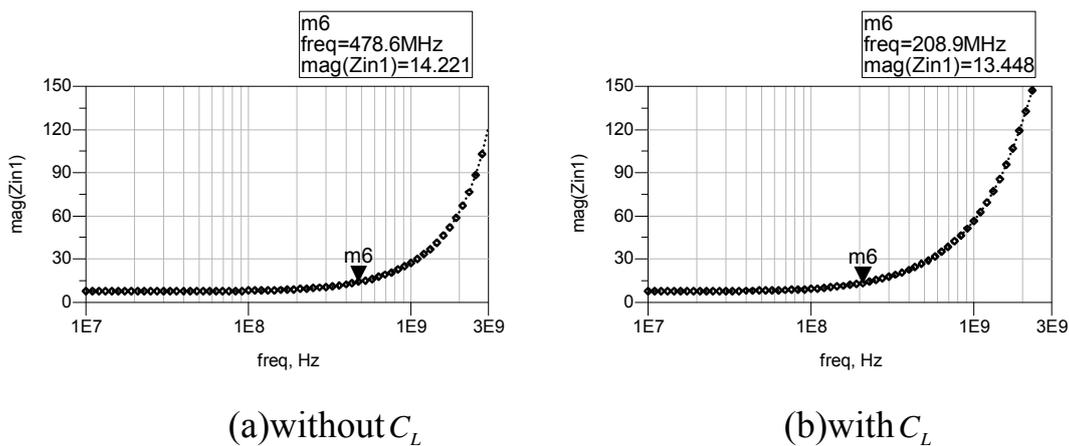


圖2.28 輸入阻抗 Z_{in1} 的頻率響應

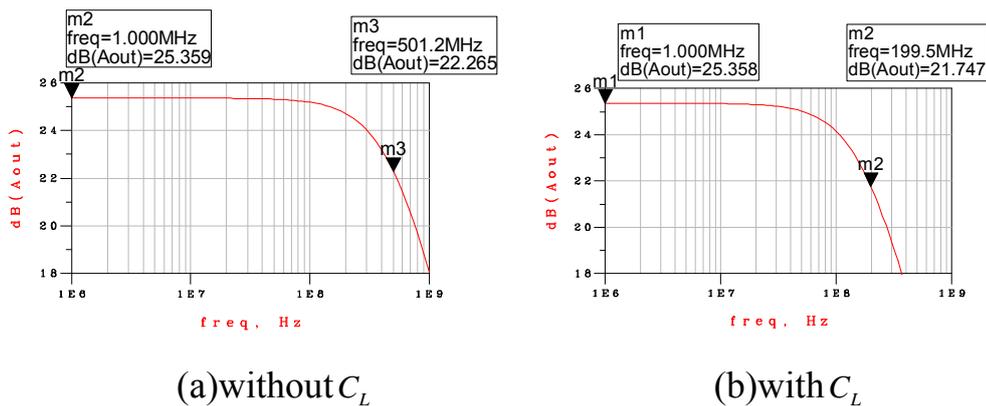


圖2.29 Op-Amp 的頻率響應

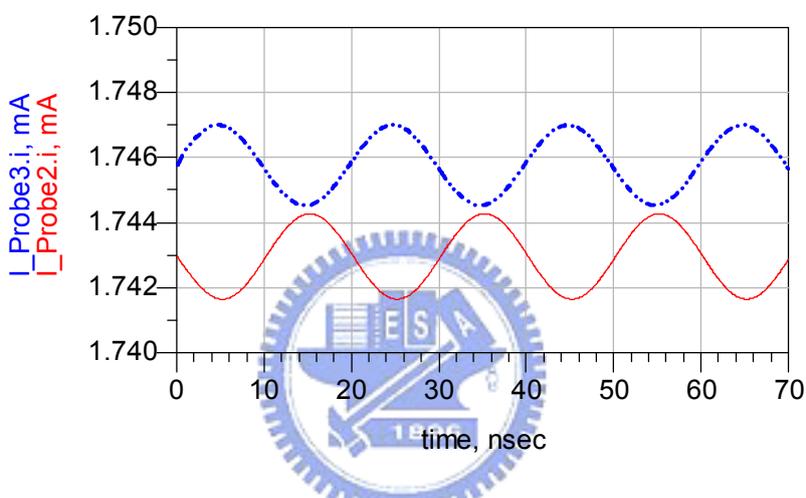


圖2.30 IF=50MHz 時 I_2 、 I_3 的時域響應

(XY=11, RF=5.7GHz)

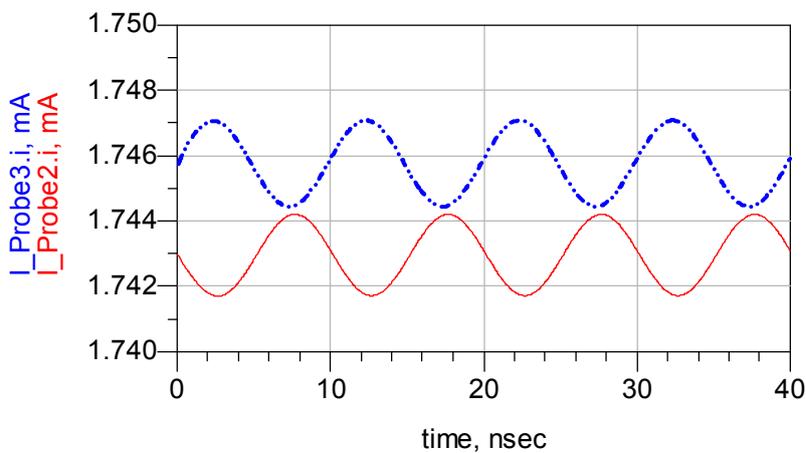
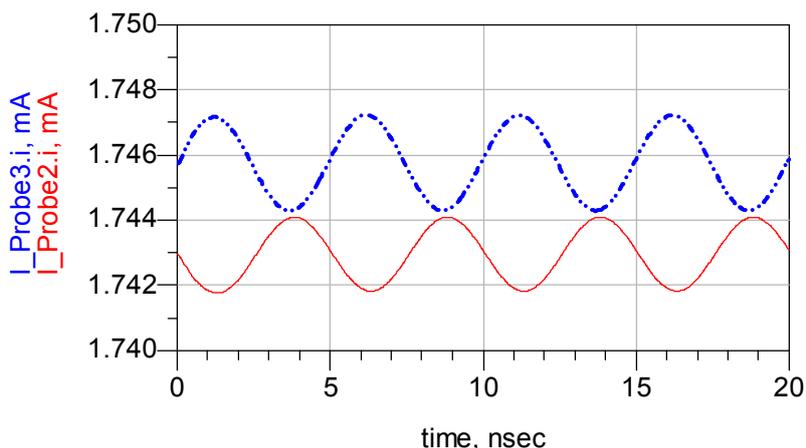
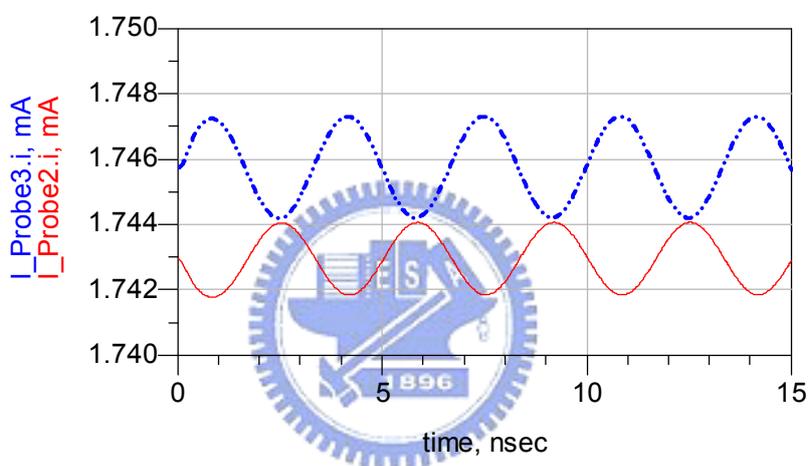
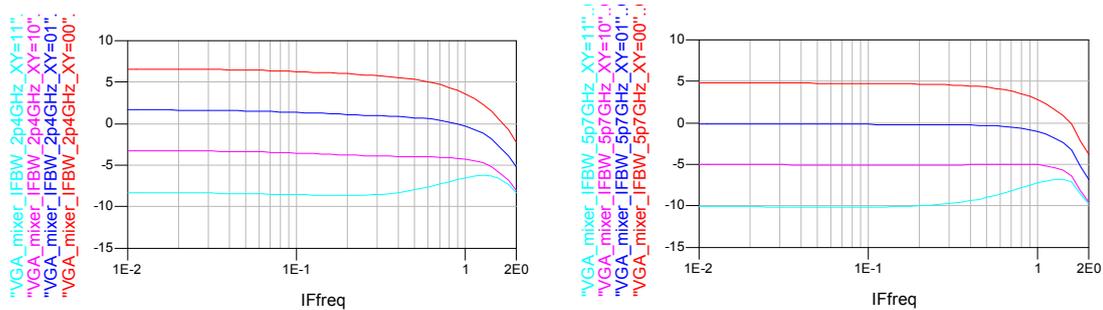


圖2.31 IF=100MHz 時 I_2 、 I_3 的時域響應

圖2.32 IF=200MHz 時 I_2 、 I_3 的時域響應圖2.33 IF=300MHz 時 I_2 、 I_3 的時域響應

而透過 Transient Simulation 圖2.30~圖2.33，可以知道當 IF 頻率愈來愈高時， I_2 (細線)、 I_3 (粗線)小訊號電流的 magnitude 愈來愈小，尤其是 I_2 在 IF 頻率為300MHz 時有明顯減小的趨勢，此趨勢可以由圖2.26(b)觀察出來，當 IF 頻率高於200MHz 時，可以明顯的看出輸入阻抗 Z_{in1} 上升的比輸入阻抗 Z_{in2} 快，因此， I_2 小訊號電流 magnitude 減小的速度也比 I_3 快，雖然其小訊號的 phase 依然相差180度，但由於 magnitude 的減小，會使得轉換增益開始下降，而 I_2 、 I_3 小訊號電

流 magnitude 的不同也會導致 LO-to-RF 的 Isolation 下降。圖2.34為模擬的 IF 頻寬，可以看出3dB 頻寬都有1GHz 以上，主要是因為輸入阻抗 Z_{in1} 、 Z_{in2} 上升的速度慢，並沒有導致小訊號電流下降得很快，故轉換增益下降的幅度不會很大。



(a) RF=2.4GHz

(b) RF=5.7GHz

圖2.34 轉換增益 VS. IF frequency



2.4 實作一，5.2GHz可調式增益升頻器

(TSMC 0.18 μm CMOS)

2.4.1 研究動機

近年來，因為個人無線通信的普及使得無線通信系統的需求量大量的成長，對於小型化，低價格，低功率通信元件的需求也持續增加。又以美國制定的免授權頻帶範圍為最熱門，頻段分為5.15~5.35GHz及5.725~5.825GHz的802.11a規格，以及2.4GHz~2.5GHz的802.11b/g。此實作以802.11a規格中5.15~5.35GHz頻帶為應用的目標，實現RF為5.2GHz的可調式增益升頻器。

2.4.2 實作電路架構

IF 端輸入級

IF 端採用新型修正的電壓-電流轉換級達成 V-to-I 的轉換功能，使原本單端輸入的 IF 電壓訊號轉換為差動的電流訊號輸入 Gilbert cell 產生升頻訊號，運作原理於 2.3 節有詳細的推導與分析。

本地震盪源輸入級

LO 端我們採用外接的 balun 產生 differential 訊號，LO 所需要的 DC 訊號藉由外接的 Bias-T 提供。在 Gilbert 混頻器的 LO 端中，對於 magnitude 與 phase 誤差的要求並不嚴格，只要 LO 的輸入功率夠大，足夠讓 Gilbert cell 的電晶體產生電流交換的效果，即可達到混頻的效果。

射頻輸出級

I. LC 電流合成器[16]

一般而言，主動的電流鏡作電流合成在高頻效果都會比被動的電流合成器差，因為電流鏡除了限制了輸出振幅(output swing)外，電晶體的反應速度較低，相對的，被動的電流合成器有較高的線性度，且不會有輸出振幅的限制。故本電路在 RF 端使用了 LC 電流合成器將 RF 差動輸出電流轉換成單端輸出，由於 Gilbert cell 主要是將差動的 IF 小訊號電流以 LO 頻率做電流的切換，因此在 Gilbert cell 的輸出端可視為差動的 RF 小訊號電流 I_{S1} 及 I_{S2} ，LC 電流合成器詳細推導如圖

2.35， R_s 為電感 L_s 的寄生電阻。

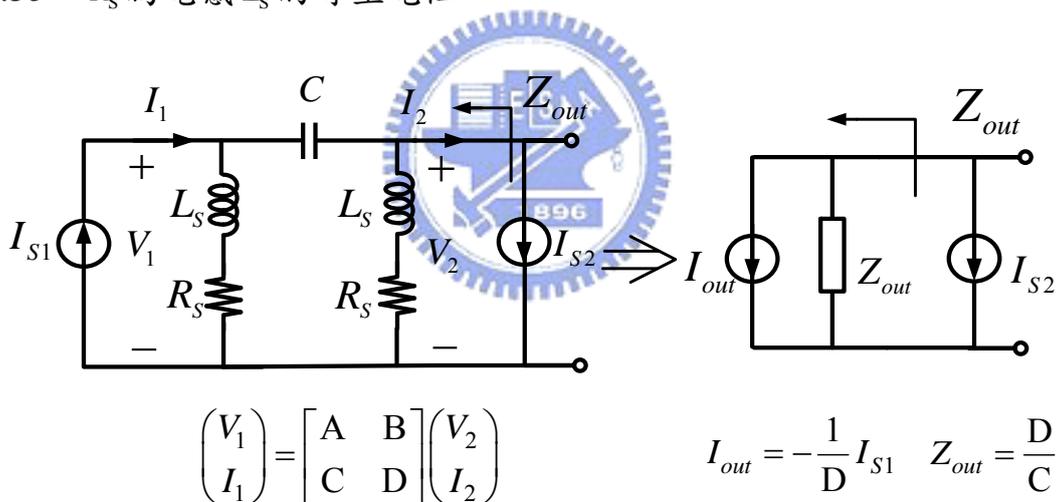


圖2.35 單頻道電流合成器等效電路 ABCD 矩陣

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{R_s + j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C}}{R_s + j\omega L_s} & \frac{1}{j\omega C} \\ \frac{2(R_s + j\omega L_s) + \frac{1}{j\omega C}}{(R_s + j\omega L_s)^2} & \frac{R_s + j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C}}{R_s + j\omega L_s} \end{bmatrix} \qquad (2.22)$$

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{R_s - j\omega_r L_s}{R_s + j\omega_r L_s} & -j2\omega_r L_s \\ \frac{2R_s}{(R_s + j\omega_r L_s)^2} & \frac{R_s - j\omega_r L_s}{R_s + j\omega_r L_s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1 - jQ}{1 + jQ} & -j2R_s Q \\ \frac{2}{R_s(1 + jQ)^2} & \frac{1 - jQ}{1 + jQ} \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

$\omega_r = \sqrt{\frac{1}{2L_s C}}$: LC 電流合成器的諧振頻率

$Q = \frac{\omega_r L_s}{R_s}$: 電感在 LC 電流合成器諧振頻率時的 Q 值

將矩陣化簡之後可以看出矩陣 D 元素有一個很明顯的特徵，即

在 $\omega_r = \sqrt{\frac{1}{2L_s C}}$ 的時候，如果電感的 Q 值趨近無限大，矩陣 D 元素會

等於-1，這個結論不僅和使用基本電路學推導的諧振頻率相同，也說明了 Q 值和電流合成器的響應高度的相關。

因此我們對電流合成器有了一個具體的結論：

1. 提升電感的 Q 值可以讓電流合成的器的效果更接近理想。
2. ABCD 矩陣的 D 元素等於-1 時的 ω 所得的根即為電流合成器的操作頻率。

II. 寬頻輸出放大級

寬頻放大器是系統架構中常見的 gain block，而其主要的考量除了增益頻寬的大小，還包含了輸入與輸出阻抗匹配的頻寬大小，以期達到在 RF 系統中提供額外的增益。除此之外， P_{1dB} 增益飽和點、線性度與雜訊指數也是其重要考量。在寬頻放大器的許多架構中，有兩種最基本的電路架構，分別為 Meyer topology[17]-[19]與 Kukielka topology[19]-[21]。

此電路所使用的寬頻輸出放大器採用 Kukielka topology 如圖 2.36，利用 two-stage dual-Feedback 的方式去放大 RF 的訊號且達到輸

入及輸出阻抗的匹配，第一級為採用電容峰化(capacitive peaking)的共源極放大器(電晶體 M_1)，第二級為 M_2 及 M_3 組成的 Darlington pair 且採用電容峰化，此級包含了 local shunt feedback(R_{F2})，而整體電路還包含了 R_{F1} 與 R_{S2} 所組成的 global shunt-series feedback。

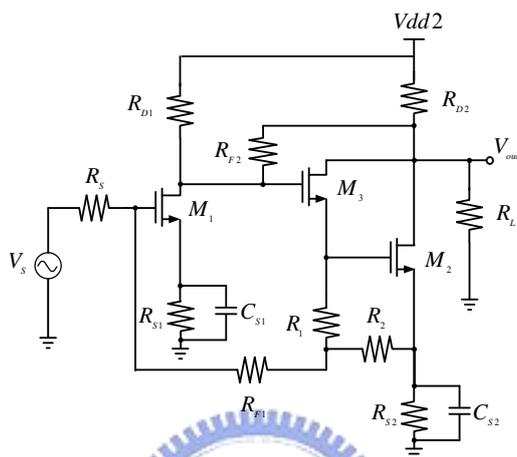


圖2.36 wideband amplifier with Kukielka configuration

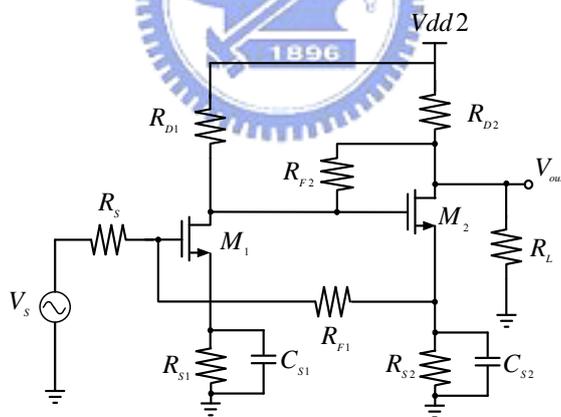


圖2.37 wideband amplifier with Kukielka configuration

Darlington pair 的等效轉導為 $g_{meff} = \frac{g_{m3} + g_{m2}g_{m3}(R_1 + R_2)}{1 + g_{m3}(R_1 + R_2)} \cong g_{m2}$ ，故原

本電路可化簡為圖 2.37，此放大器可以近似成擁有兩個極點的轉換函式(transfer function)，它的閉迴路極點可以由下面的特性函式所決定：

$$s^2 + s(\omega_{p1} + \omega_{p2}) + (1 + A_o\beta)\omega_{p1}\omega_{p2} = 0 \tag{2.24}$$

A_o 為低頻時的開迴路增益， β 為迴授係數， ω_{p1} 與 ω_{p2} 為 A circuit 的兩個極點，所以，閉迴路極點 ω_{pn1} 與 ω_{pn2} 如下：

$$\omega_{pn1}, \omega_{pn2} = -\frac{1}{2}(\omega_{p1} + \omega_{p2}) \pm \frac{1}{2}\sqrt{(\omega_{p1} + \omega_{p2})^2 - 4(1 + A_o\beta)\omega_{p1}\omega_{p2}} \quad (2.25)$$

由式(2.25)可知，當迴路增益 $T = A_o\beta$ 由零開始增加時，此兩極點會慢慢靠近，當迴路增益 T 等於某值時，此兩極點相同，再增加迴路增益 T 會使此兩極點為共軛複數。特性函式式(2.25)也可以寫成下列函式：

$$s^2 + s\frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2 = 0 \quad (2.26)$$

$$\omega_0 = [(1 + A_o\beta)\omega_{p1}\omega_{p2}]^{1/2}, \quad Q = [(1 + A_o\beta)\omega_{p1}\omega_{p2}]^{1/2} / (\omega_{p1} + \omega_{p2})$$

由上式可知當 $Q=0.707$ 時，會有最大平坦響應頻寬為 ω_0 。如果一開始令 ω_{p1} 與 ω_{p2} 相同， $T = A_o\beta = 1$ 會達到最大平坦響應。透過圖 2.38 可以知道 ω_{p1}, ω_{p2} 分別為式(2.27)與式(2.28)。

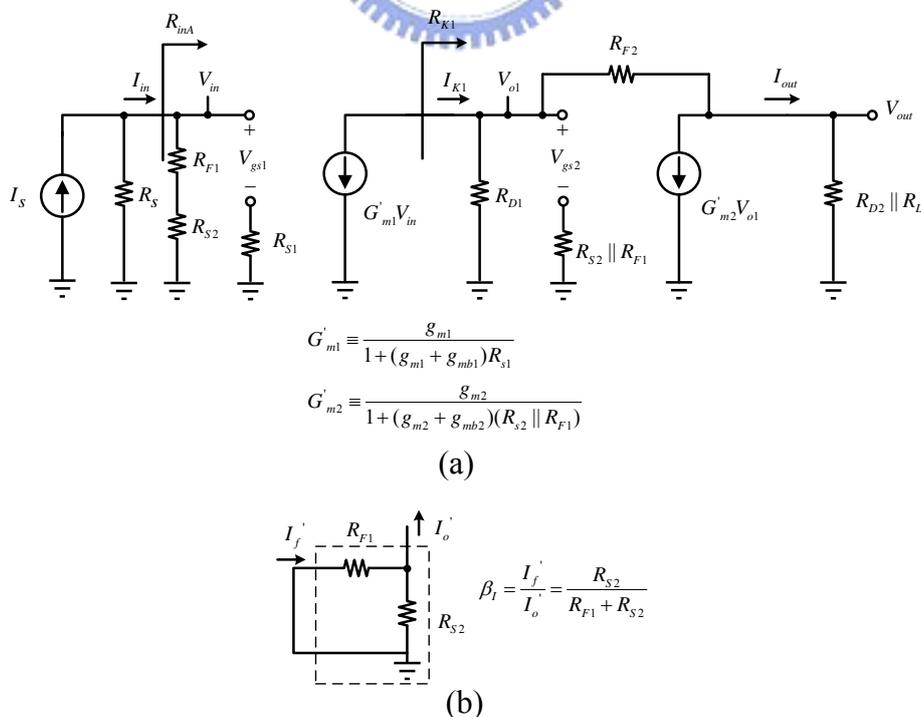


圖2.38 (a)A circuit (b) β circuit for calculating current gain

$$\omega_{p1} = \frac{1}{\frac{C_{gs1}}{1 + g_{m1}R_{S1}} [R_{S1} + R_S \parallel (R_{F1} + R_{S2})]} \quad (2.27)$$

$$\omega_{p2} = \frac{1}{\frac{C_{gs2}}{1 + g_{m2}(R_{S2} \parallel R_{F1})} [R_{K1} + (R_{S2} \parallel R_{F1})]} \quad (2.28)$$

$$R_{K1} = \frac{R_{F2} + (R_{D2} \parallel R_L)}{1 + G'_{m2}(R_{D2} \parallel R_L)} \parallel R_{D1}$$

為在 K_1 點看向 M_2 閘極的阻抗，因此，在 M_1 與

M_2 大小約相同的情況下，適當的調整 R_{S1} 與 R_{F2} 可以拉近 ω_{p1} 與 ω_{p2} 。由

圖 2.38(a) 可以求出電流增益 A_I 式(2.29)與 A_{IS} 式(2.30)，因此，可求出

迴授增益 T 式(2.31)，當 $R_{in} = R_S$ 輸入阻抗匹配的情況下，迴授增益 T 必

然小於 1，此時 $Q \leq 1/\sqrt{2}$ ，唯有當 $\omega_{p1} = \omega_{p2}$ 時，等號才會成立，因此，

在設計時令 $\omega_{p1} = \omega_{p2}$ 且迴授增益接近 1，才能有最好的頻寬。

$$A_I = \frac{I_{out}}{I_{in}} = (R_{F1} + R_{S2})G'_{m1}G'_{m2} \left[\frac{R_{F2} + (R_{D2} \parallel R_L)}{1 + G'_{m2}(R_{D2} \parallel R_L)} \parallel R_{D1} \right] \quad (2.29)$$

$$A_{IS} = A_I \frac{R_S}{R_{F1} + R_{S2} + R_S} \quad (2.30)$$

$$T = A_{IS}\beta_I = A_I \frac{R_S}{R_{F1} + R_{S2} + R_S} \beta_I = \frac{A_I\beta_I}{1 + (1 + A_I\beta_I) \frac{R_{in}}{R_S}} \quad (2.31)$$

由圖 2.38(a) 可知，A circuit 的輸入阻抗為 $R_{F1} + R_{S2}$ ，藉由 shunt-series feedback 理論可得寬頻放大器的輸入阻抗為式(2.32)。但此放大器的輸出阻抗無法使用迴授理論求出，因此，透過在輸出端加上一個測試電壓 V_x 來求出輸出阻抗如圖 2.39。

$$R_{in} = \frac{R_{F1} + R_{S2}}{1 + A_I\beta_I} = \frac{R_{F1} + R_{S2}}{1 + G'_{m1}G'_{m2}R_{S2} \left[\left(\frac{R_{F2} + (R_{D2} \parallel R_L)}{1 + G'_{m2}(R_{D2} \parallel R_L)} \right) \parallel R_{D1} \right]} \quad (2.32)$$

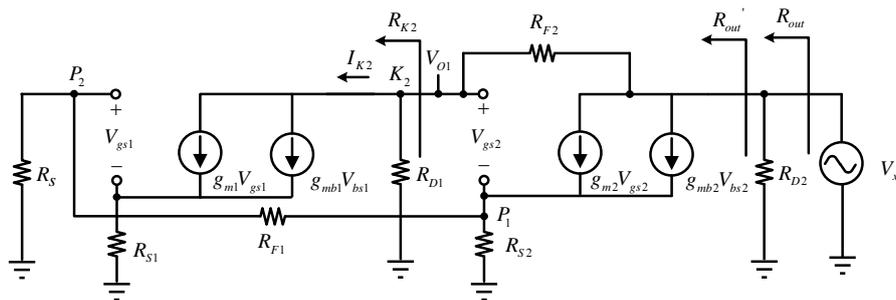


圖2.39 推導輸出阻抗的小訊號等效電路

假設流過迴授電阻 R_{F1} 的電流可忽略，在 P_1 點的電壓 $V_{P1} = G'_{m2} V_{O1} R_{S2}$ ，因此，在 P_2 點的電壓 $V_{P2} = G'_{m2} V_{O1} R_{S2} R_S / (R_S + R_{F1})$ 及 $I_{K2} = G'_{m1} V_{P2}$ ，故 R_{K2} 如式 (2.33)，最後可求出寬頻放大器的輸出阻抗 R_{out} 式 (2.34)。而此寬頻放大器整體的電流增益如式 (2.35)。

$$R_{K2} = \frac{V_{O1}}{I_{K2}} = \left(\frac{R_S + R_{F1}}{R_S G'_{m1} G'_{m2} R_{S2}} \right) \parallel R_{D1} \quad (2.33)$$

$$R_{out} = R'_{out} \parallel R_{D2} = \left(\frac{R_{F2} + R_{K2}}{1 + G'_{m2} R_{K2}} \right) \parallel R_{D2} \quad (2.34)$$

$$A_{I,total} = \frac{A_I}{1 + A_I \beta_I} = \frac{(R_{F1} + R_{S2}) G'_{m1} G'_{m2} \left[\frac{R_{F2} + (R_{D2} \parallel R_L)}{1 + G'_{m2} (R_{D2} \parallel R_L)} \parallel R_{D1} \right]}{1 + G'_{m1} G'_{m2} R_{S2} \left[\frac{R_{F2} + (R_{D2} \parallel R_L)}{1 + G'_{m2} (R_{D2} \parallel R_L)} \parallel R_{D1} \right]} \cong \frac{R_{F1} + R_{S2}}{R_{S2}} \cong \frac{1}{\beta_I} \quad (2.35)$$

整體電路圖

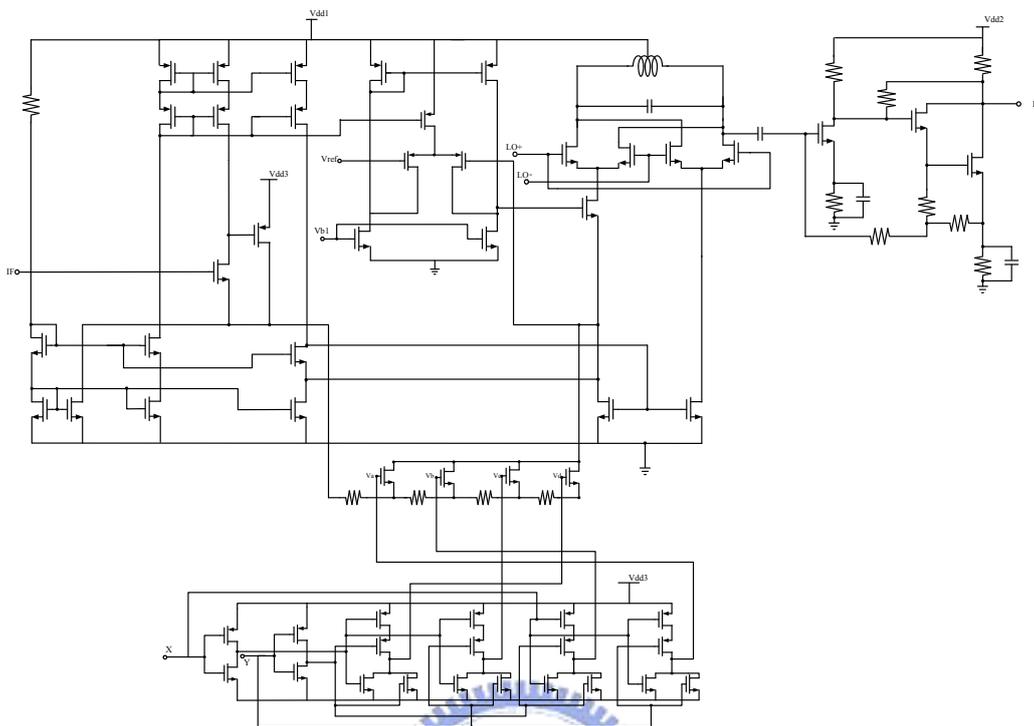


圖2.40 5.2GHz 可調式增益升頻器整體電路圖

2.4.3 量測結果

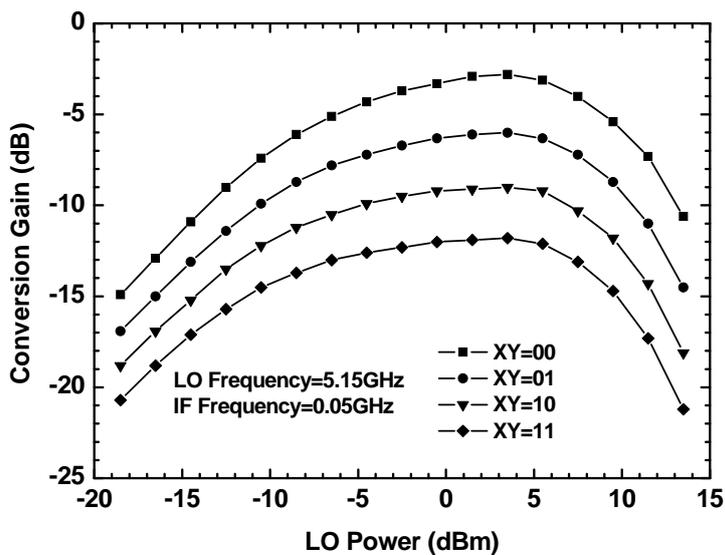


圖2.41 轉換增益 VS. LO 功率

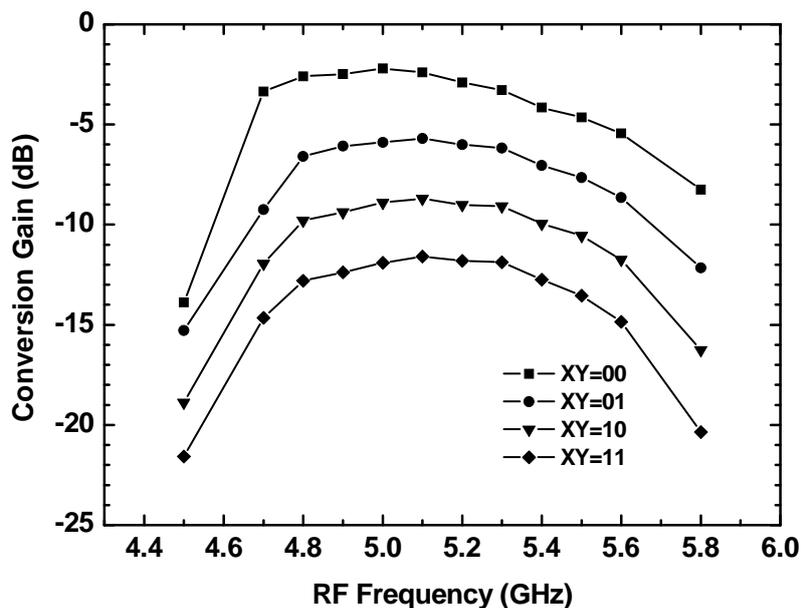


圖2.42 轉換增益 VS. RF frequency (fixed IF freq)

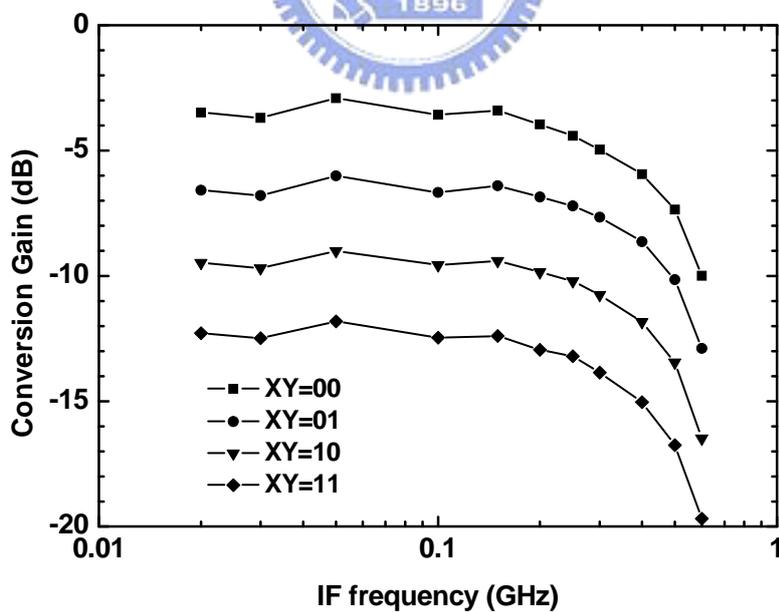


圖2.43 轉換增益 VS. IF frequency (fixed RF freq)

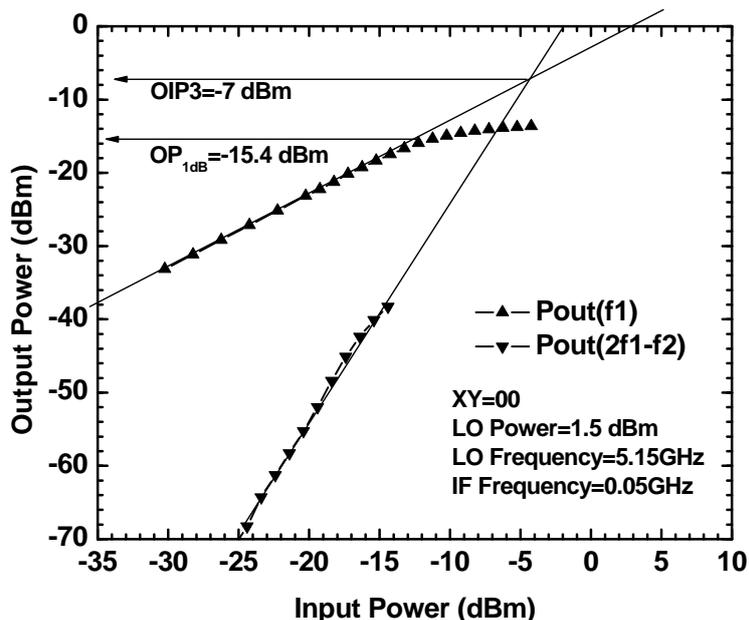


圖2.44 XY=00, OP1dB and OIP3

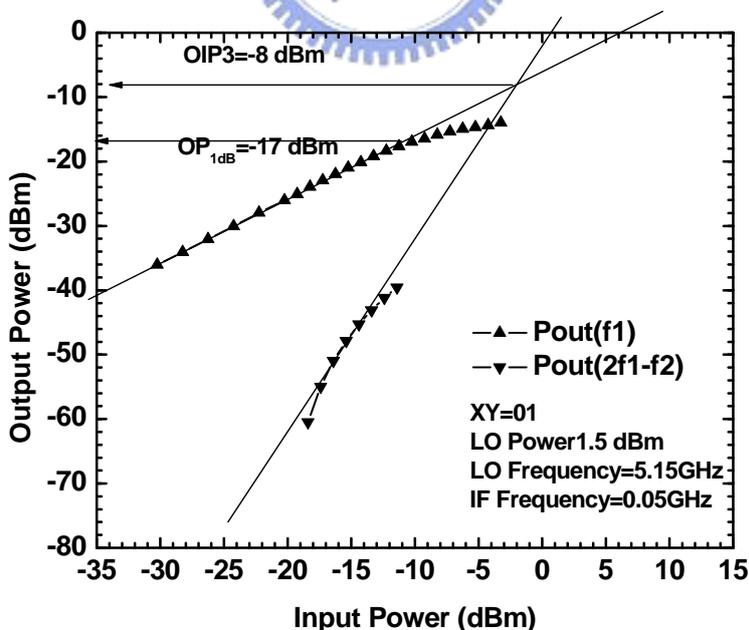


圖2.45 XY=01, OP1dB and OIP3

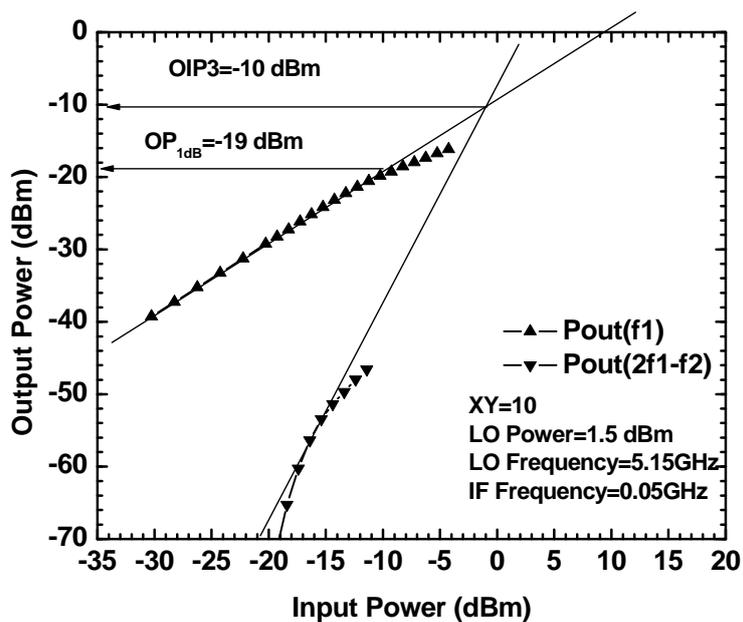


圖2.46 XY=10, OP1dB and OIP3

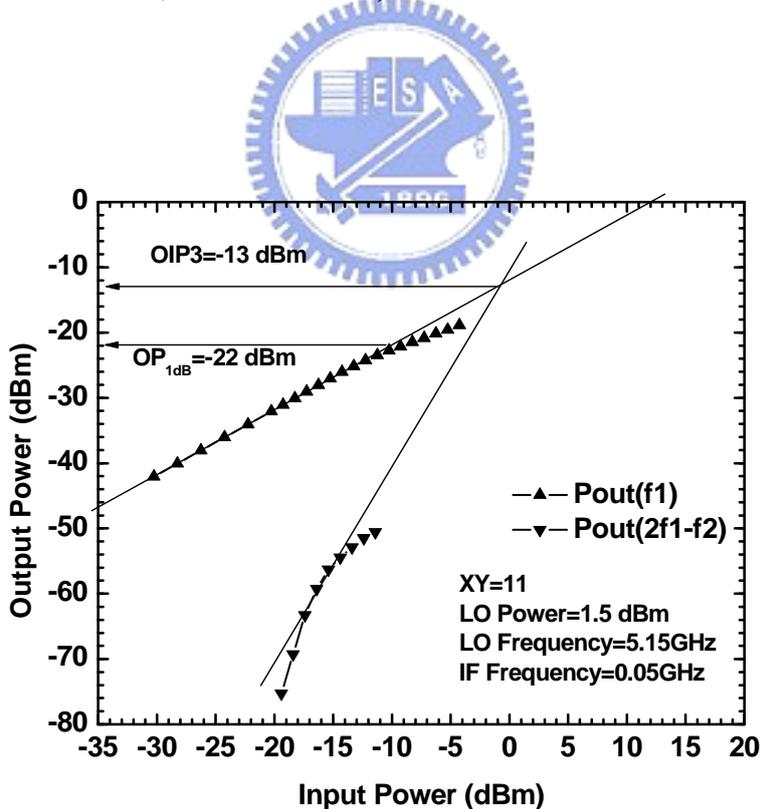


圖2.47 XY=11, OP1dB and OIP3

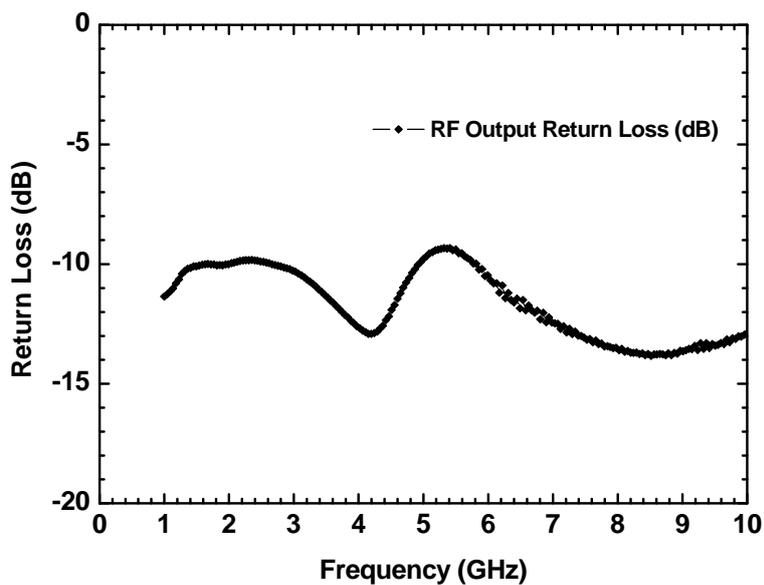


圖2.48 輸出返回損耗

Die photo

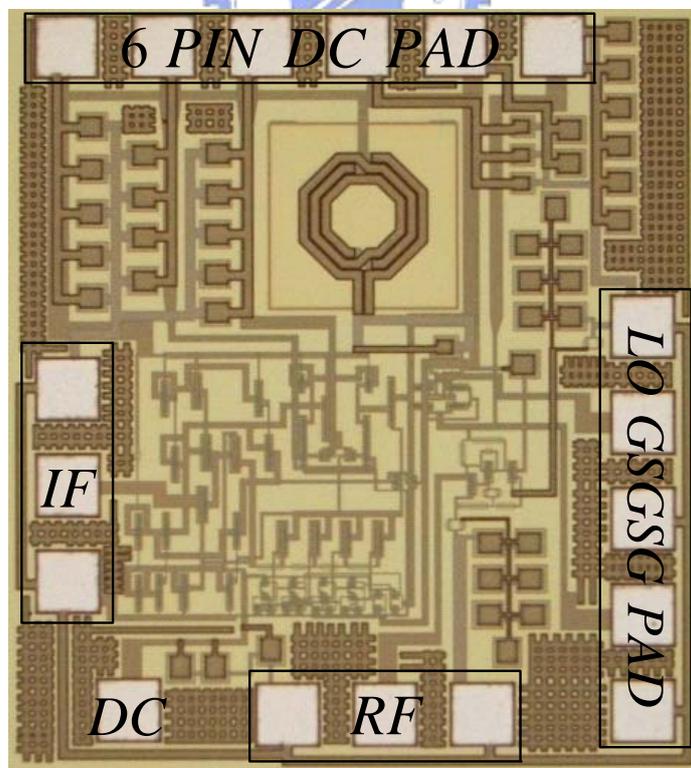


圖2.49 5.2GHz 可調式增益升頻器 die photo

Chip performance

Process	TSMC 0.18um CMOS
Supply Voltage	2.2V
Supply Current	17mA
Buffer Voltage	2.8V
Buffer Current	15.7mA
RF/LO/IF Frequency	5.2GHz/5.15GHz/0.05GHz
Conversion Gain	-3, -6, -9, -12dB
OP1dB / OIP3	-15,-17,-19,-22dBm / -7,-8,-10,-13dBm
RF Bandwidth	4.7GHz~5.6GHz
IF Bandwidth	20MHz~450MHz
S22(RF match)	<-9dB
LO-to-RF isolation	<-11dB@LO=5.15GHz
Power consumption	81.36mW
Chip Size	1.05 x 1.18 mm ²

表 2.1 5.2GHz 可調式增益升頻器 performance summary

2.4.4 結論與討論

對於 WLAN 系統的應用，Tx 的增益控制範圍至少要大於 30dB，考量到線性度、雜訊、LO 隔絕度、I/Q 的平衡度及功率消耗，主要的實現方式是透過 baseband 與 RF VGA 的增益控制，並設計 RF VGA 在 low-gain 模態時消耗的功率減少。由表 2.1 可知此升頻器可提供 4 種不同的轉換增益，且使其線性地相差 3dB，提供 9dB 的增益控制範圍，而剩下的增益控制範圍由 RF VGA(亦是 PA Driver)來完成。

本電路的 RF 頻帶選為 5.2GHz，由圖 2.42 可知 RF 的 3dB 頻寬約為 4.7GHz~5.6GHz，而由圖 2.43 可知 IF 的 3dB 頻寬約為 20MHz~450MHz 遠大於系統所需的規格。

2.5 實作二，應用於Mode-1 MB-OFDM UWB可調式 轉換增益升頻器 (TSMC 0.18 μ m CMOS)

2.5.1 研究動機

為了達到高速的無線通訊系統需求，FCC(Federal Communication Commission)在2002年的2月批准超寬頻(Ultra-Wideband, UWB)通訊系統的使用，頻率範圍為3.1GHz~10.6GHz，目前UWB可分成三種技術，正交分頻多工 (multiband orthogonal frequency division multiplexing, MB-OFDM)超寬頻、直接序列(direct sequence)超寬頻、脈衝無線電(impulse radio)超寬頻。正交分頻多工超寬頻系統使用OFDM調變技術，其優點包括頻譜效益較高、能有效收集多路徑能量，並且對於窄頻干擾有較高的免疫力。MB-OFDM UWB頻帶分配如圖2.50所示，在7.5GHz的頻寬內有分成14個子頻帶的運用，每個子頻帶的頻寬為528MHz，根據不同的模組(mode-1 and mode-2)使用不同的頻帶群，圖2.51及圖2.52分別為mode-1及mode-2的頻率分佈範圍，此實作以規格中3.1~4.8GHz的mode-1頻帶群為應用的目標，實現RF頻寬為2~6GHz與IF頻寬約為250MHz的可調式增益升頻器。

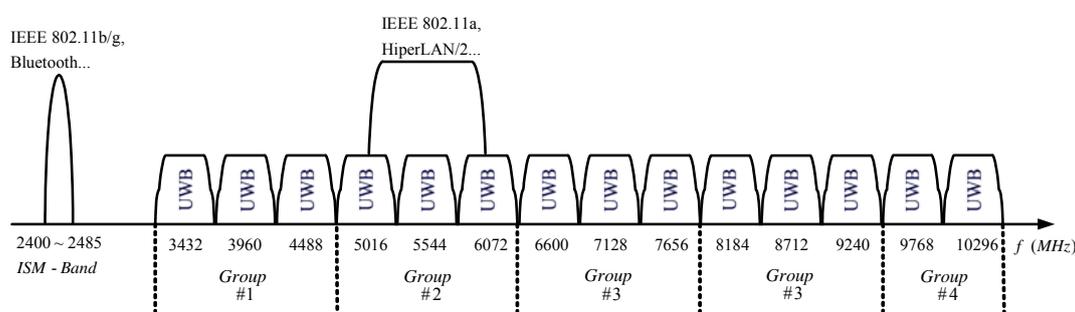


圖2.50 Frequency allocation of MB-OFDM UWB channels and interferers

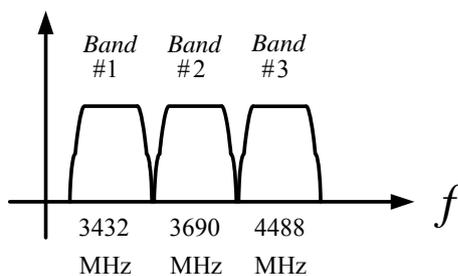


圖2.51 Frequency allocation of mode-1 operation

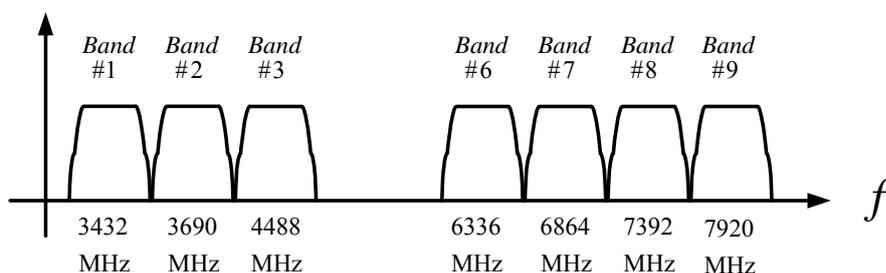


圖2.52 Frequency allocation of mode-2 operation

2.5.2 實作電路架構

IF 端輸入級

IF 端採用新型修正的電壓-電流轉換級達成 V-to-I 的轉換功能，使原本單端輸入的 IF 電壓訊號轉換為差動的電流訊號輸入 Gilbert cell 產生升頻訊號，運作原理於 2.3 節有詳細的推導與分析。

本地震盪源輸入級

LO 端我們採用外接的 balun 產生 differential 訊號，LO 所需要的 DC 訊號藉由外接的 Bias-T 提供。在 Gilbert 混頻器的 LO 端中，對於 magnitude 與 phase 誤差的要求並不嚴格，只要 LO 的輸入功率夠大，足夠讓 Gilbert cell 的電晶體產生電流交換的效果，即可達到混頻的效果。

射頻輸出級

I. 主動式 LC 電流合成器

LC 電流合成器的原理在 2.4 節中已有詳細介紹，而此節為了設計出可應用於 UWB 系統的升頻器，將原本被動電感改由主動電感取代，主要是因為被動電感的 Q 值都相當好，因此 RF 的頻寬就較窄，但是 mode-1 MB-OFDM UWB 的 RF 頻率範圍為 3.1~4.8GHz，使用被動電感的電流合成器無法達到如此寬頻，故使用主動式電感降低 Q 值，而此電路為 shunt-shunt feedback 如圖 2.53(a)，而此電路的輸出阻抗 R_{of} ，藉由迴授理論分成 A circuit 及 β circuit 如圖 2.53(b)及(c) 來分析，圖 2.54 即為輸出阻抗 R_{of} 的頻率響應，只要調整電晶體的轉導與迴授量，可以將電晶體操作在看起來像是電感的狀態，這樣做的好處也可以大大減少原本被動電感所佔的面積，壞處在於多增加了一級電晶體的 headroom，故 RF 的 output swing 會變小， OP_{1dB} 會降低。

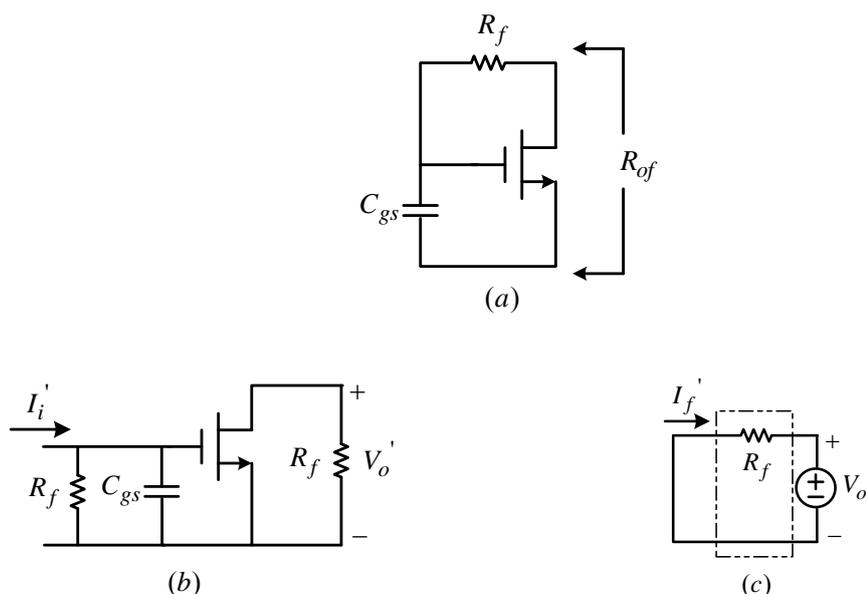


圖2.53 (a)並聯迴授的主動電感(b)A circuit (c) β circuit

$$A(s) = \frac{V_o'}{I_i'} = \frac{-g_m R_f R_f}{1 + \frac{s}{\omega_p}}, \text{ where } \omega_p = \frac{1}{C_{gs} R_f} \tag{2.36}$$

$$\beta = \frac{I_f'}{V_o'} = -\frac{1}{R_f}$$

因此，此電路的輸出阻抗為

$$R_{of}(s) = \frac{R_f}{1 + \beta A(s)} = \frac{R_f}{1 + \frac{g_m R_f}{1 + \frac{s}{\omega_p}}} = \begin{cases} \frac{R_f}{1 + g_m R_f} & \text{when } \omega < \omega_p \\ \frac{R_f j\omega L_s}{R_f + j\omega L_s} & \text{when } \omega_p < \omega < \omega_{pf} \\ R_f & \text{when } \omega_{pf} < \omega \end{cases} \tag{2.37}$$

where $\omega_{pf} = (1 + \beta A_0) \omega_p \approx \beta A_0 \omega_p = \frac{g_m}{C_{gs}} = \omega_t$

$$L_s = \frac{R_f}{\omega_t}$$

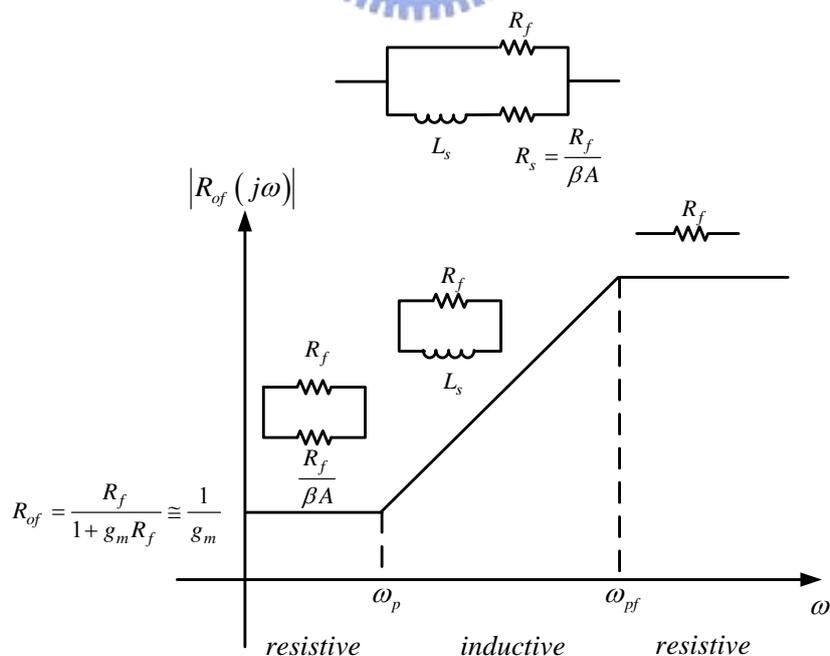


圖2.54 並聯迴授的主動電感輸出阻抗 R_{of} 頻率響應

上述的推導是假設電晶體為 long channel device，操作在 saturation region 且 $C_{gs} \gg C_{gd}$ 的情況下，因此推導過程中省略 C_{gd} ，但實際上，隨著電晶體的 gate length 愈來愈縮小，會有 short channel effect 的產生，此時 long channel 的小訊號模型已不適用， C_{gs} 與 C_{gd} 的差異愈來愈小，因此， C_{gd} 的影響也會愈明顯，為了完整的電路分析已不可忽略。

II. 寬頻輸出放大級

將兩倍電流藉由寬頻輸出放大級輸出，隔離 LC Current Combiner 和下一級電路，同時做為匹配電路，匹配到 50 歐姆，於 2.4 節有詳細的推導與分析。



整體電路圖

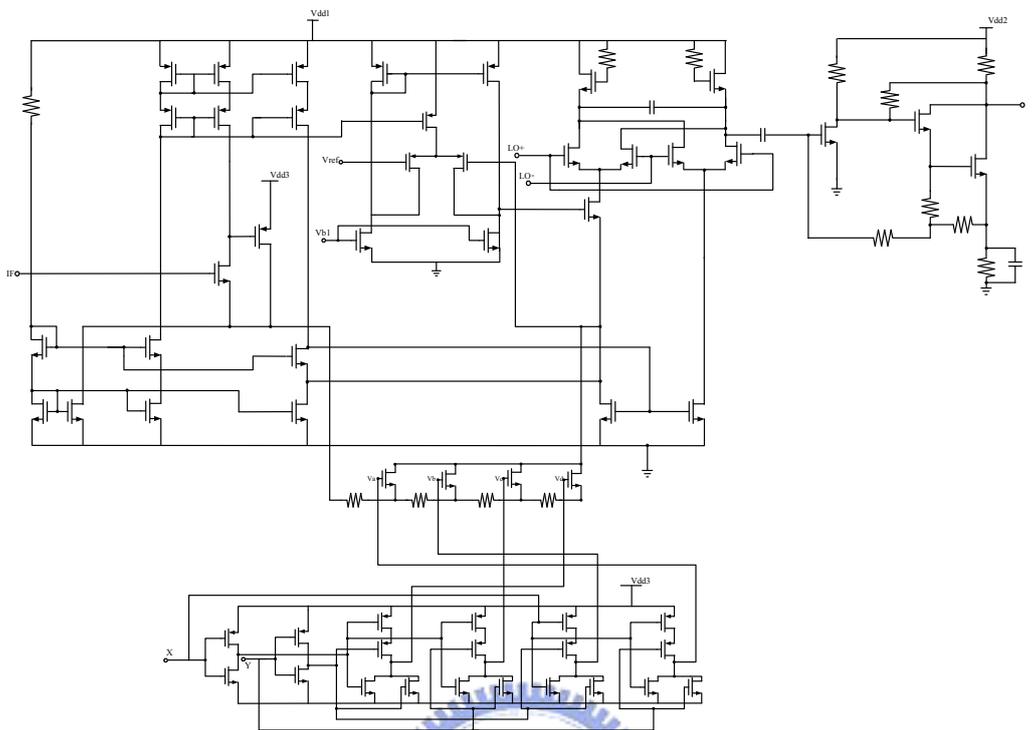


圖2.55 應用於 Mode-1 MB-OFDM UWB 可調式增益升頻器

2.5.3 量測結果

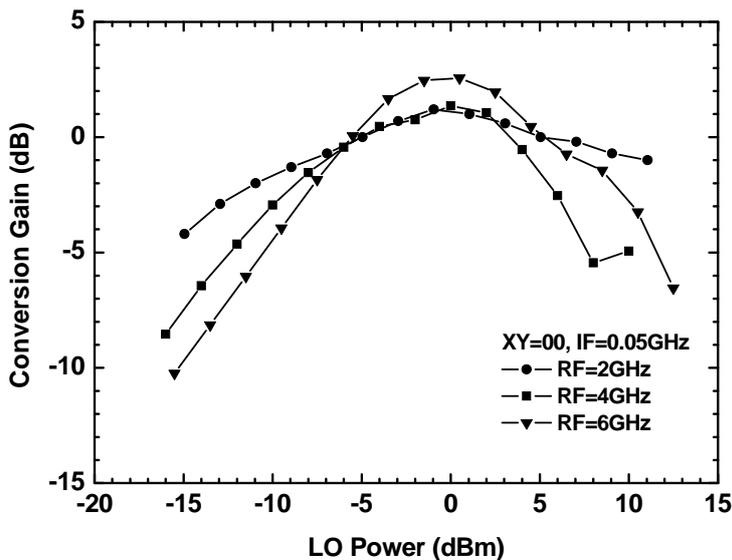


圖2.56 轉換增益 VS. LO 功率

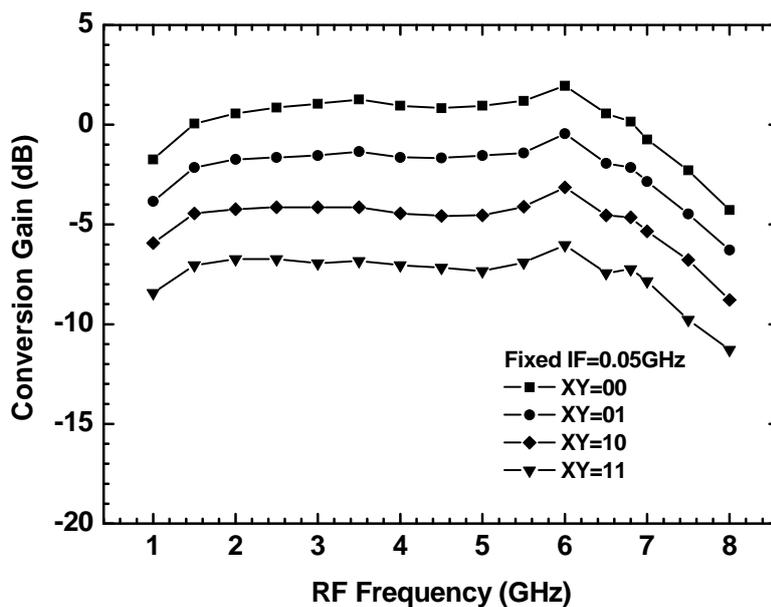


圖2.57 轉換增益 VS. RF frequency (fixed IF freq)

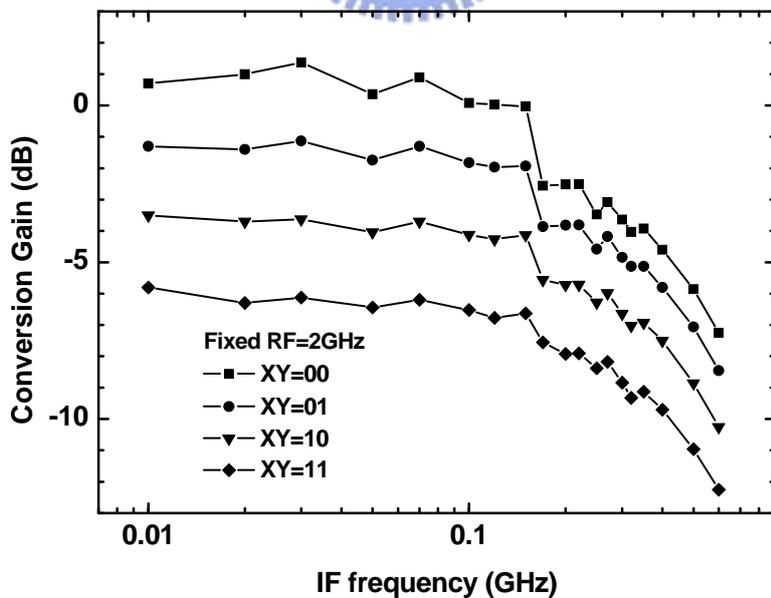


圖2.58 轉換增益 VS. IF frequency (fixed RF freq)

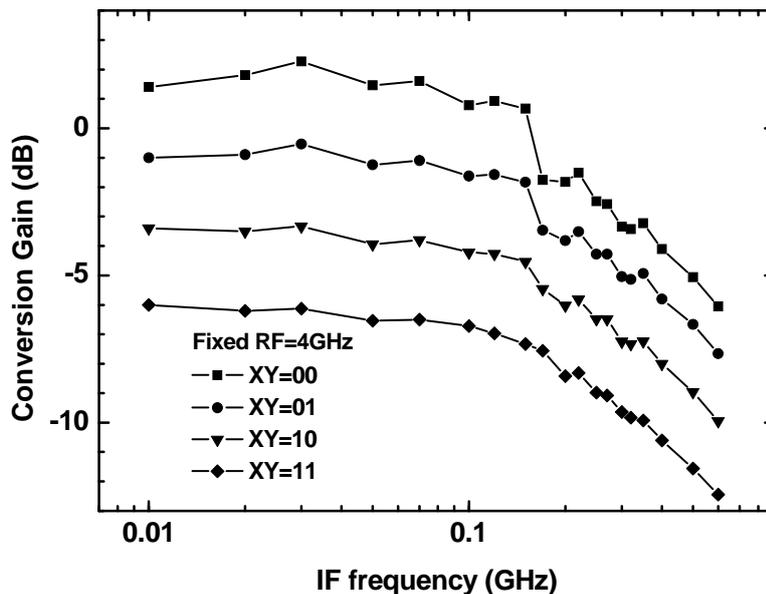


圖2.59 轉換增益 VS. IF frequency (fixed RF freq)

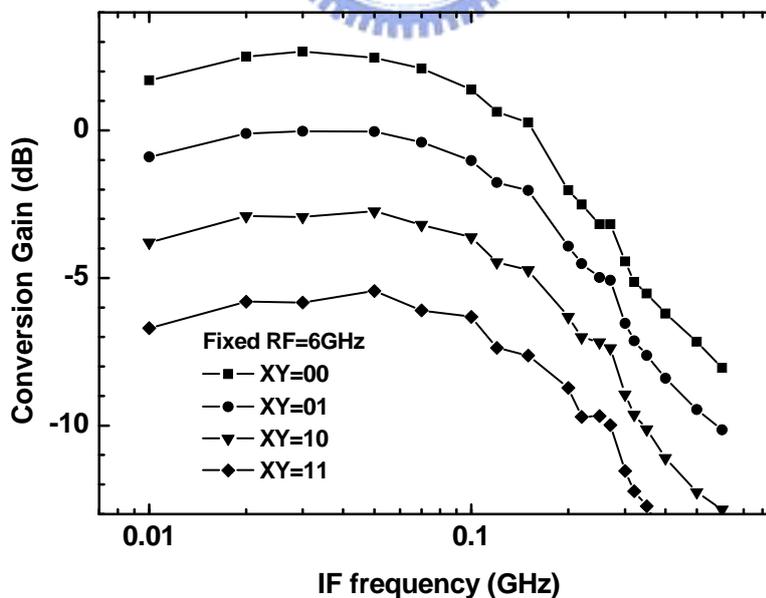
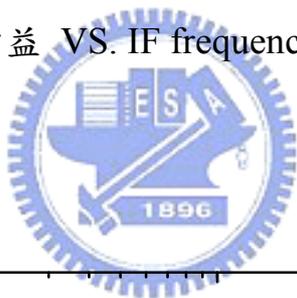


圖2.60 轉換增益 VS. IF frequency (fixed RF freq)

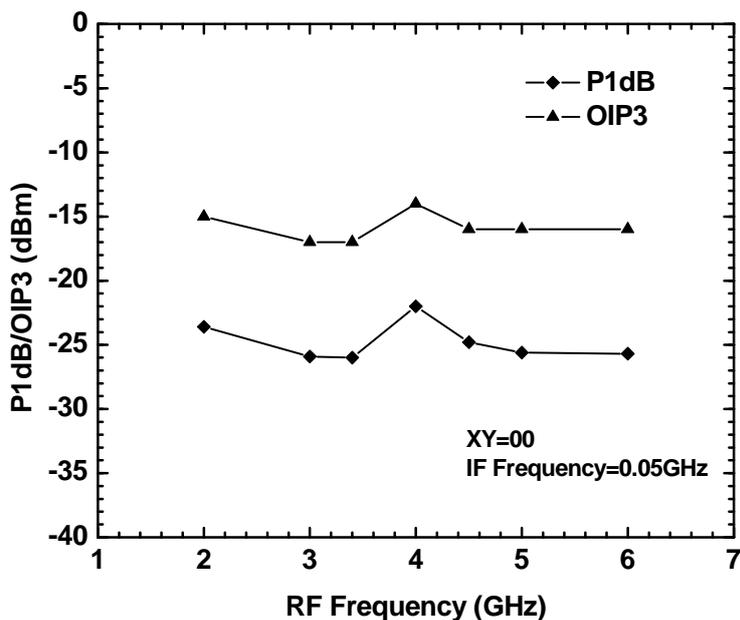


圖2.61 XY=00, OP1dB and OIP3

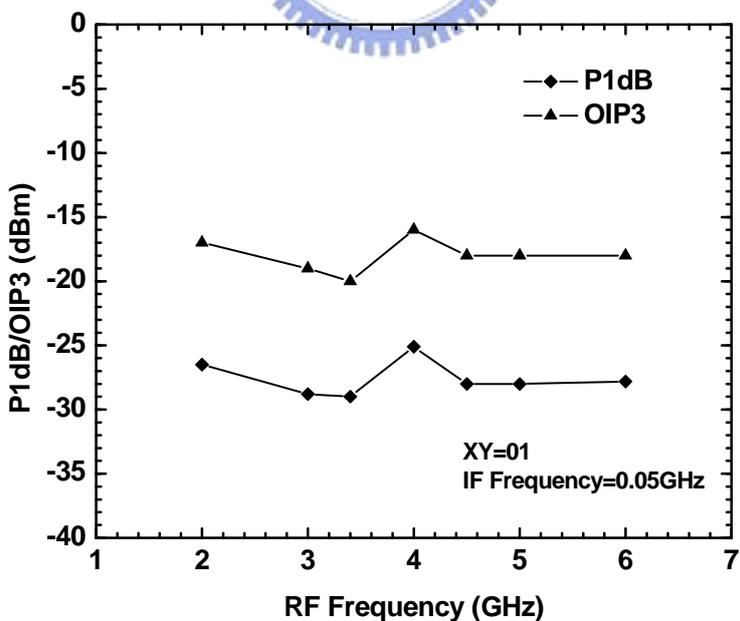


圖2.62 XY=01, OP1dB and OIP3

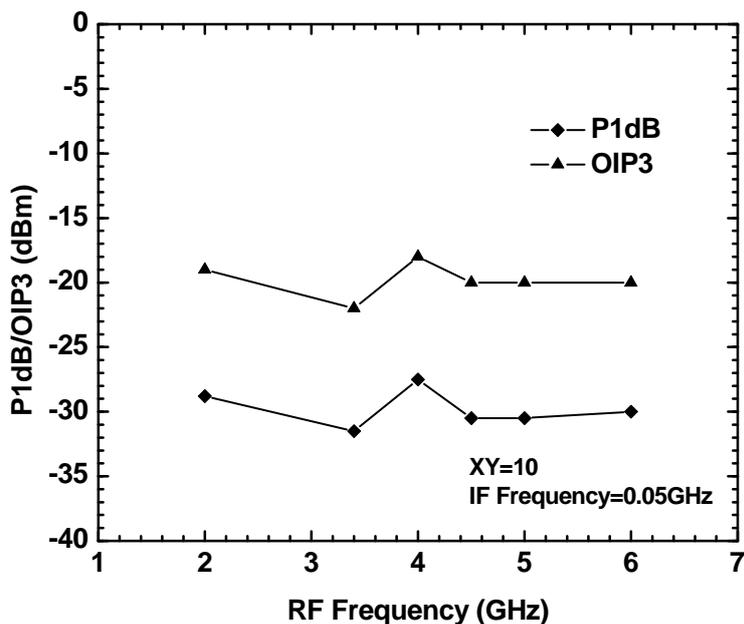


圖2.63 XY=10, OP1dB and OIP3

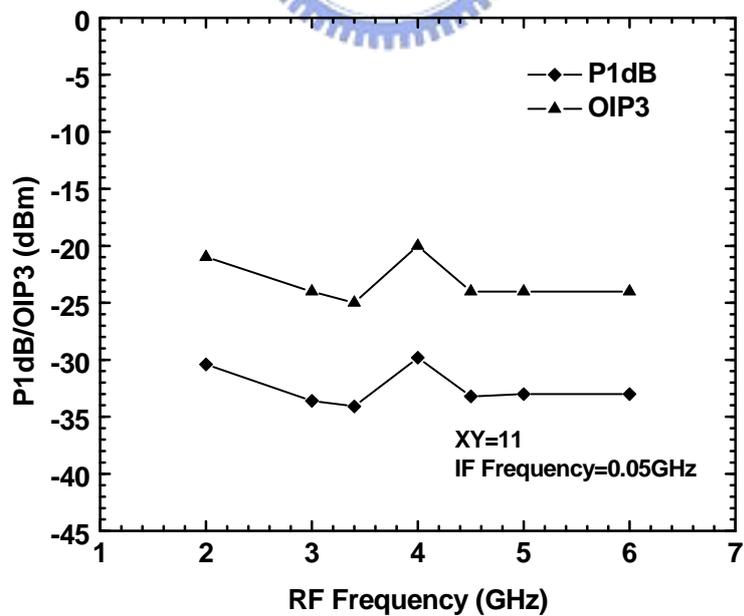
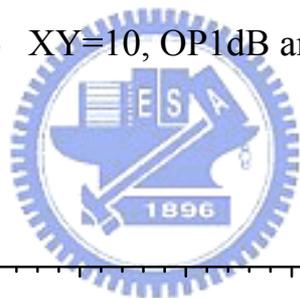


圖2.64 XY=11, OP1dB and OIP3

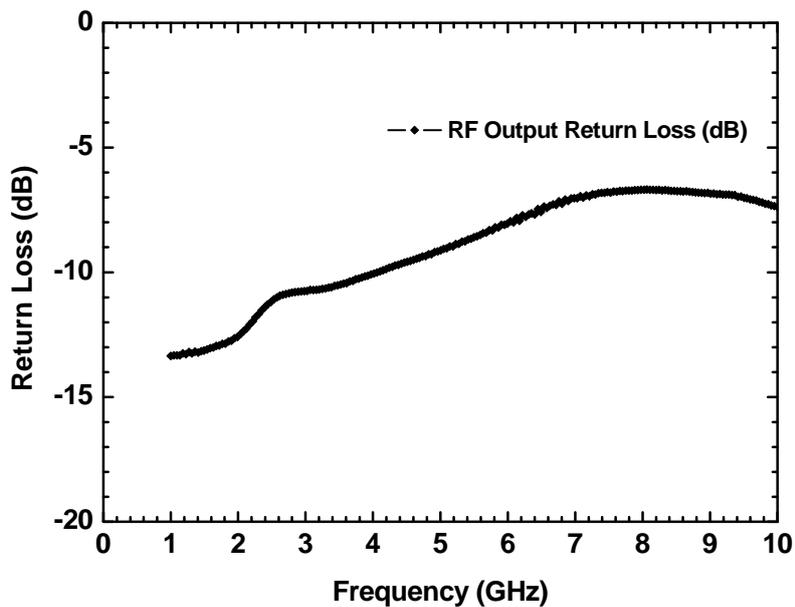


圖2.65 輸出返回損耗

Die photo

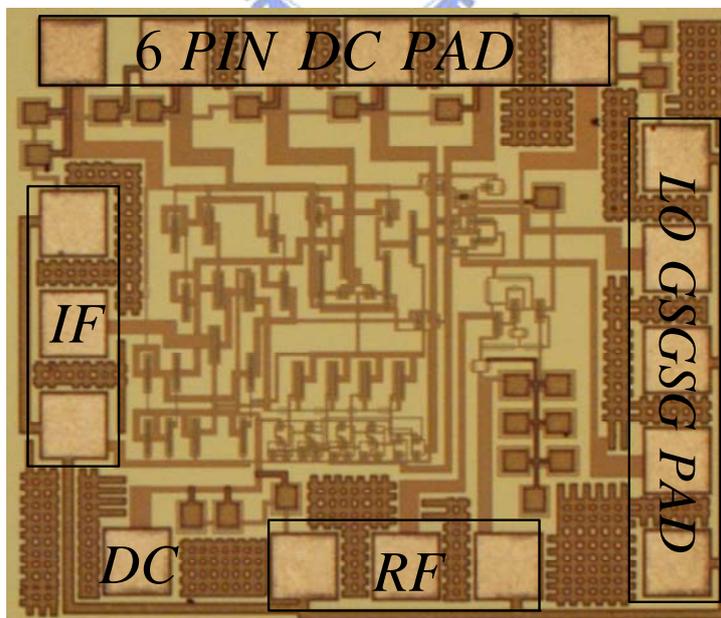


圖2.66 應用於 Mode-1 MB-OFDM UWB 可調式增益升頻器

die photo

Chip performance

Process	TSMC 0.18um CMOS
Supply Voltage	2.5V
Supply Current	18.8mA
Buffer Voltage	2.8V
Buffer Current	16.8mA
RF Bandwidth	2GHz~6GHz
IF Bandwidth	10MHz~250MHz
S22(RF match)	<-8dB
Power consumption	94mW
Chip Size	1.05 x 0.89 mm ²

表 2.2 應用於 Mode-1 MB-OFDM UWB 可調式增益升頻器

performance summary

2.5.4 結論與討論

由於在 LC 電流合成器中將被動電感置換成主動電感，而主動電感因為電晶體的寄生電容而無法達到高 Q 值，因此 LC 電流合成器的頻寬相當大，由圖 2.57 可知 RF 的 1dB 頻寬為 1.5~6.8GHz 相當的寬頻，而 IF 的 3dB 頻寬為 10~250MHz，約可符合 Mode-1 MB-OFDM UWB 的 RF 頻寬(3~5GHz)與 IF 頻寬(264MHz)的限制，但由於整體的 OP_{1dB} 增益飽和點相較於 2.3 節又降低了許多，主要是因為主動式電感造成的 headroom 不足。

2.6 實作三，SiGe BiCMOS 雙頻道可調式增益升頻器 (TSMC 0.35 μ m SiGe BiCMOS)

2.6.1 研究動機

個人無線通信的普及使得無線通信系統的需求量大量的成長，對於小型化，低價格，低功率通信元件的需求也持續增加。又以美國制定的免授權頻帶範圍為最熱門，頻段分為 5.15~5.35GHz 及 5.725~5.825GHz 的 802.11a 規格，以及 2.4GHz~2.5GHz 的 802.11b/g，因此，發展出多頻道多模態(Multi Band Multi Mode)通訊系統架構，將多種不同的無線通訊系統整合到單一收發機，此實作便是以整合 802.11a/b/g 頻帶為應用的目標，實現雙頻道的可調式增益升頻器。

2.6.2 實作電路架構

IF 端輸入級

IF 端採用新型修正的電壓-電流轉換級達成 V-to-I 的轉換功能，使原本單端輸入的 IF 電壓訊號轉換為差動的電流訊號輸入 Gilbert cell 產生升頻訊號，運作原理於 2.3 節有詳細的推導與分析。

本地震盪源輸入級

LO 端我們採用外接的 balun 產生 differential 訊號，LO 所需要的 DC 訊號藉由外接的 Bias-T 提供。在 Gilbert 混頻器的 LO 端中，對於 magnitude 與 phase 誤差的要求並不嚴格，只要 LO 的輸入功率夠大，足夠讓 Gilbert cell 的電晶體產生電流交換的效果，即可達到混頻的效果。

射頻輸出級

I. 雙頻道 LC 電流合成器[22]

單頻道 LC 電流合成器的原理在 2.4 節中已有詳細介紹，而此節為了設計出可應用於 802.11a/b/g WLAN 系統的升頻器，在 RF 輸出端採用雙頻道 LC 電流合成器，圖 2.67 為雙頻道 LC 電流合成器示意圖，圖 2.68 為其利用 ABCD 矩陣的推導方式。雙頻道 LC 電流合成器主要包含了兩個並聯諧振腔($L_p = L_{p1} = L_{p2}$ 與 C_p)，及一個串連諧振腔(L_s 與 C_s)，由於 Gilbert cell 主要是將差動的 IF 小訊號電流以 LO 頻率做電流的切換，因此在 Gilbert cell 的輸出端可視為差動的 RF 小訊號電流 I_{S1} 及 I_{S2} ($I_{S1} = -I_{S2}$)，此雙頻道 LC 電流合成器的 ABCD 矩陣如式(2.38)，此式並未考慮所有被動元件有限 Q 值的非理想效應。

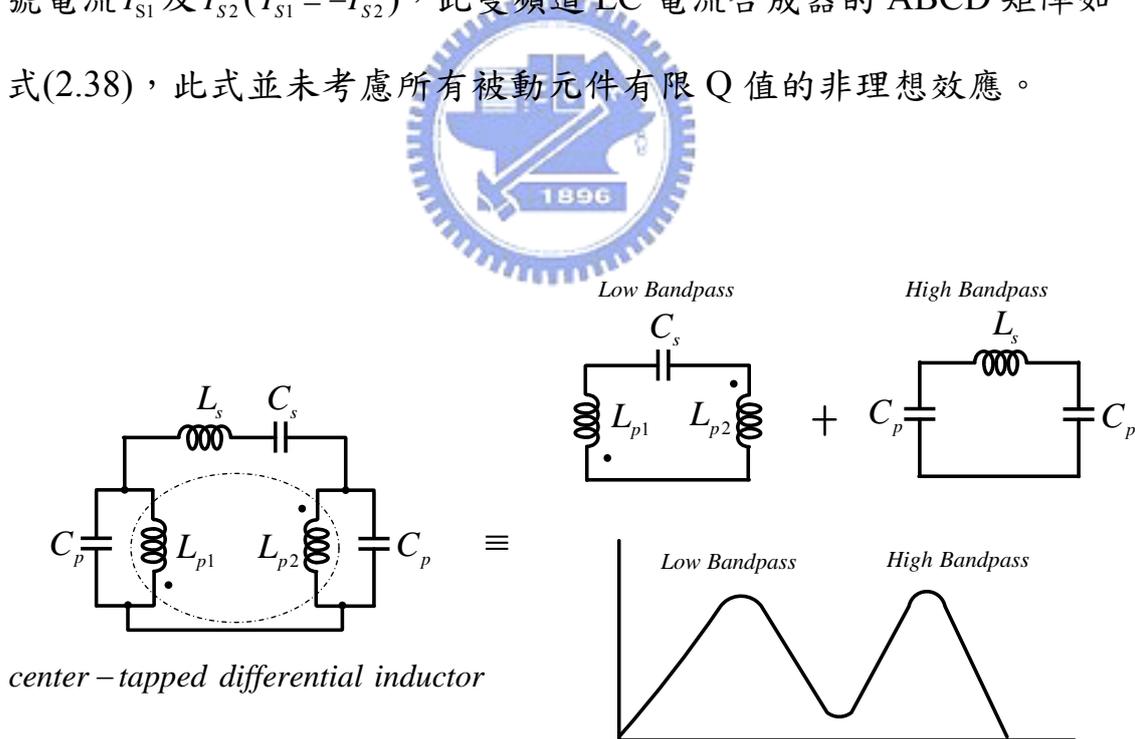


圖2.67 雙頻道 LC 電流合成器示意圖

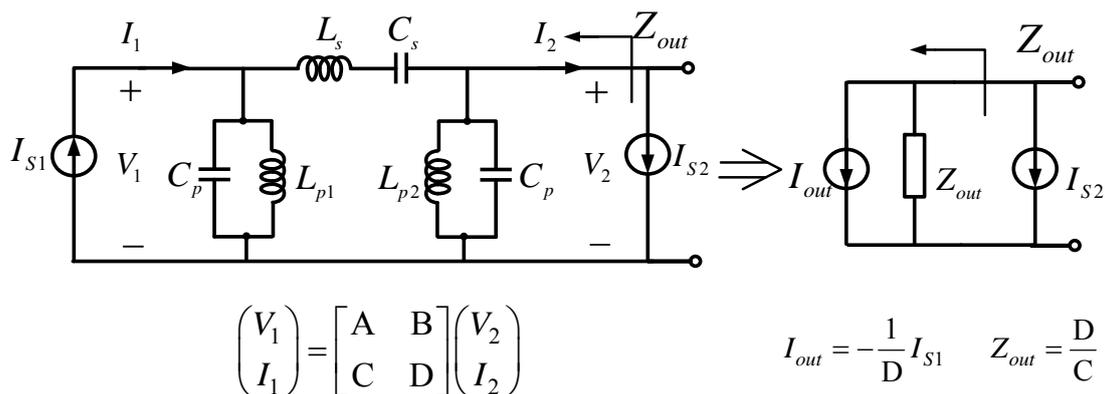


圖2.68 雙頻道 LC 電流合成器等效電路 ABCD 矩陣

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & Z \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1+YZ & Z \\ 2Y+Y^2Z & 1+YZ \end{bmatrix} \quad (2.38)$$

$$\text{where } Y = \frac{1}{j\omega L_p} + j\omega C_p, \text{ and } Z = \frac{1}{j\omega C_s} + j\omega L_s$$

根據 ABCD 矩陣定義， D 為 port 1 為短路 ($V_1 = 0$) 時，從 port 1 到 port 2 的電流增益如式 (2.39)，所以當 $D = -1$ 時，代表 $I_2 = -I_1 = -I_{S1} = I_{S2}$ ，最後的輸出總電流為 $2I_{S2}$ 。

$$D \equiv \frac{I_2}{I_1} \Big|_{V_1=0} = 1 + \frac{L_s}{L_p} + \frac{C_p}{C_s} - \omega^2 (C_p L_s) - \frac{1}{\omega^2 C_s L_p} \quad (2.39)$$

為了設計上的方便，定義兩個參數 k 與 f_c ， k 值為電感及電容分別的比值，而 f_c 為並聯及串聯諧振器的諧振頻率。

$$\frac{L_s}{L_p} = \frac{C_p}{C_s} = k \quad (2.40)$$

$$L_s C_s = L_p C_p = \frac{1}{\omega_c^2} = \frac{1}{(2\pi f_c)^2} \quad (2.41)$$

因此，式(2.39)可簡化為

$$D = 1 + 2k - \left(\frac{f}{f_c}\right)^2 k - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2 k \quad (2.42)$$

由上式可知，當 $f = f_c$ 時， $D = 1$ 代表 $I_2 = I_1 = I_{S1} = -I_{S2}$ ， I_2 與 I_{S2} 電流相消最後輸出總電流為 0。反之， $D = -1$ 時的操作頻率如式(2.43)。

$$f^2 = f_c^2 \left[\left(1 + \frac{1}{k}\right) \pm \sqrt{\left(1 + \frac{1}{k}\right)^2 - 1} \right] = \overline{f^2} \pm \Delta f^2 \quad (2.43)$$

其中各參數的定義如下：

$$f_c^2 = f_1 f_2 \quad (2.44)$$

$$\overline{f^2} = \frac{f_2^2 + f_1^2}{2} = f_c^2 \left(1 + \frac{1}{k}\right) \quad (2.45)$$

$$\Delta f^2 = \frac{f_2^2 - f_1^2}{2} = f_c^2 \sqrt{\left(1 + \frac{1}{k}\right)^2 - 1} \quad (2.46)$$

$$k = \frac{2f_1 f_2}{(f_2 - f_1)^2} \quad (2.47)$$

由上述可知雙頻道 LC 電流合成器的頻率響應如圖 2.69，此兩個峰值的頻率點分別為 $f_1 = \sqrt{f_c^2 - \Delta f^2}$ 與 $f_2 = \sqrt{f_c^2 + \Delta f^2}$ ，而中間的谷點頻率為 f_c ，在此頻率串聯諧振器為短路，原本差動的 RF 小訊號電流直接相消，輸出端沒有電流。

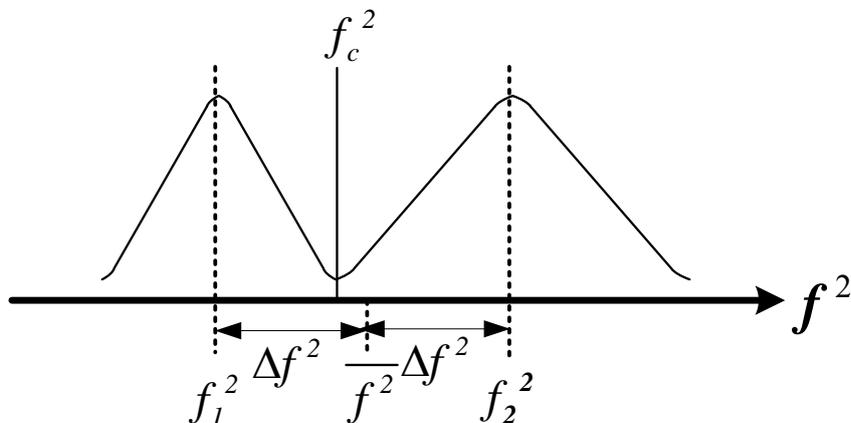


圖 2.69 雙頻道 LC 電流合成器頻率響應

針對 802.11a/b/g WLAN 系統的應用，選定 $f_1 = 2.4\text{GHz}$ 及 $f_2 = 5.7\text{GHz}$ ，根據式(2.44)及式(2.47)可得 $f_c = 3.7\text{GHz}$ 及 k 值為 2.5，由 2.3 節對 LC 電流合成器的詳細分析可知， L_p 及 L_s 選用 Q 值大且電感值大的電感，可以有較好的增益，實際上，其受限於電感重要參數 $f_{Q\max}$ 。而 C_p 及 C_s 最小電容值選取的限制在於電路上的寄生電容。因此，適當地選定某一個電感或電容值後，根據式(2.40)可以求出其他電感或電容值。當然，以上並未考量實際應用上電路中電晶體的寄生電容效應，實際模擬時的值會略有差異。

根據上述的考量，選擇 $2C_s = 0.8\text{ pF}$ ，由式(2.40)可知 $C_p = 1\text{ pF}$ ，再透過式(2.41)得到 $L_p = 1.85\text{ nH}$ 及 $L_s = 4.63\text{ nH}$ 。本電路所使用的電感模型，center-tapped differential inductor ($L_{p1} - L_{p2}$) 與 symmetric inductor (L_s)，都是透過 Sonnet(EM 模擬軟體)模擬產生的。以上完全是電路在理想狀態下的推論，當考慮到吉伯特混頻核心中電晶體的寄生電容 C_μ 時，會影響 C_p 實際的電容值，因此，最後模擬採用的電容值 C_p 為 0.7 pF ，而其他的電感與電容值不無太大差異。

II. 寬頻輸出放大級

將兩倍電流藉由寬頻輸出放大級輸出，隔離 LC Current Combiner 和下一級電路，同時做為匹配電路，匹配到 50 歐姆 ，於 2.4 節有詳細的推導與分析。

整體電路圖

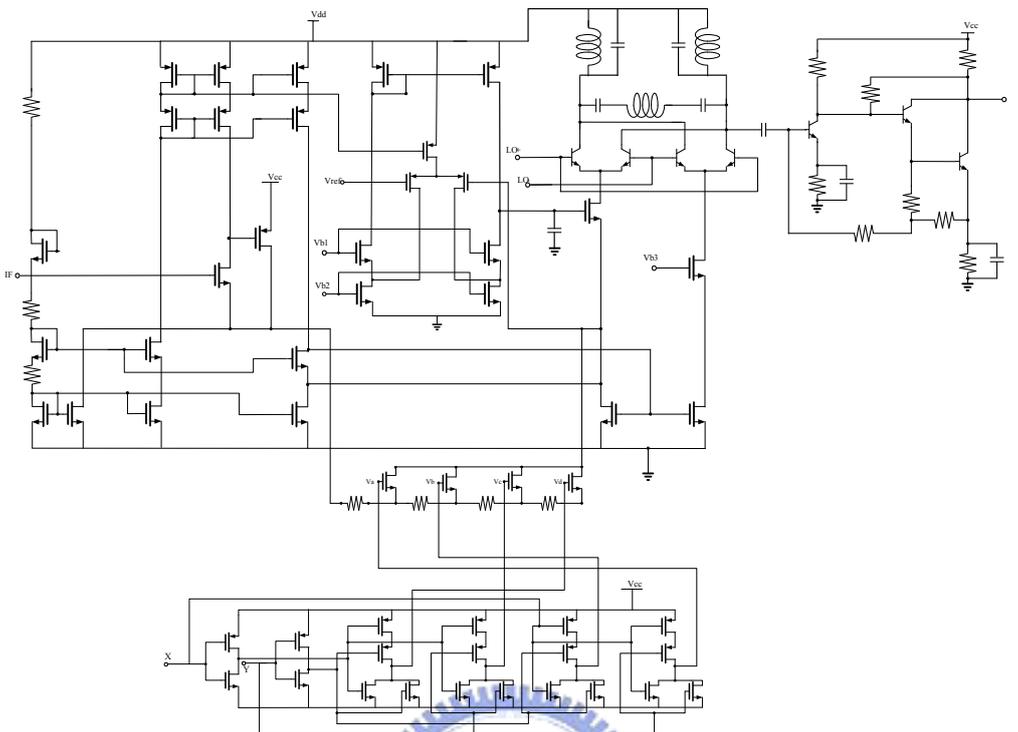


圖2.70 雙頻道可調式增益升頻器整體電路圖

2.6.3 量測結果

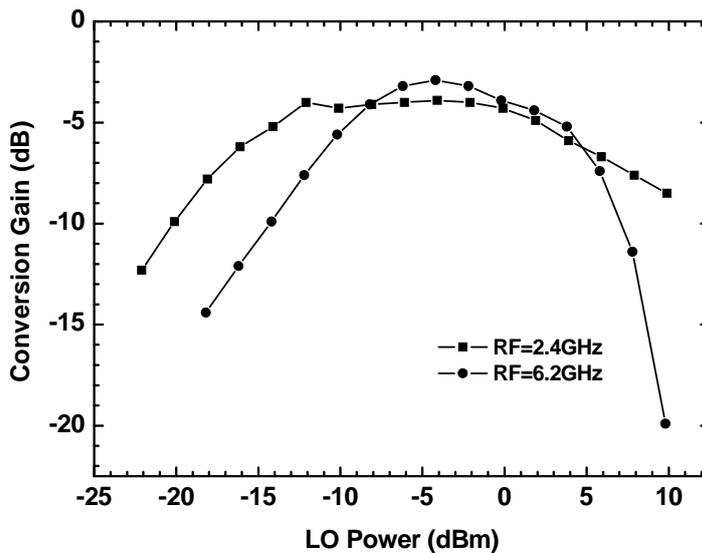


圖2.71 轉換增益 VS. LO 功率

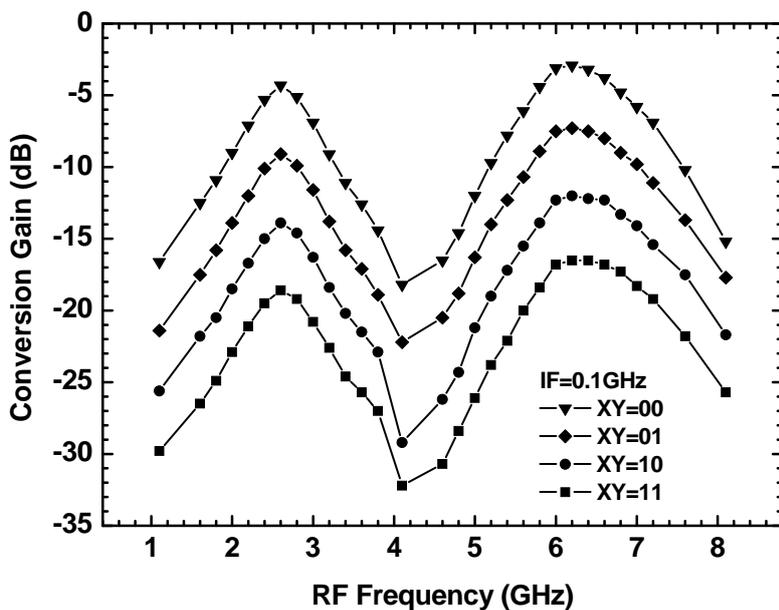


圖2.72 轉換增益 VS. RF frequency (fixed IF freq)

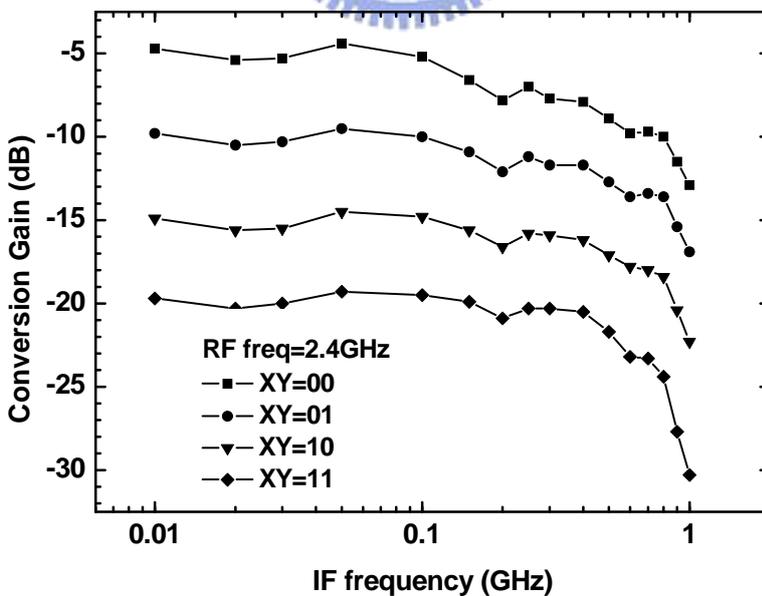
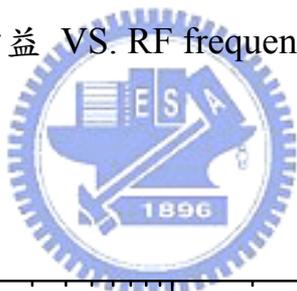


圖2.73 轉換增益 VS. IF frequency (fixed RF=2.4GHz)

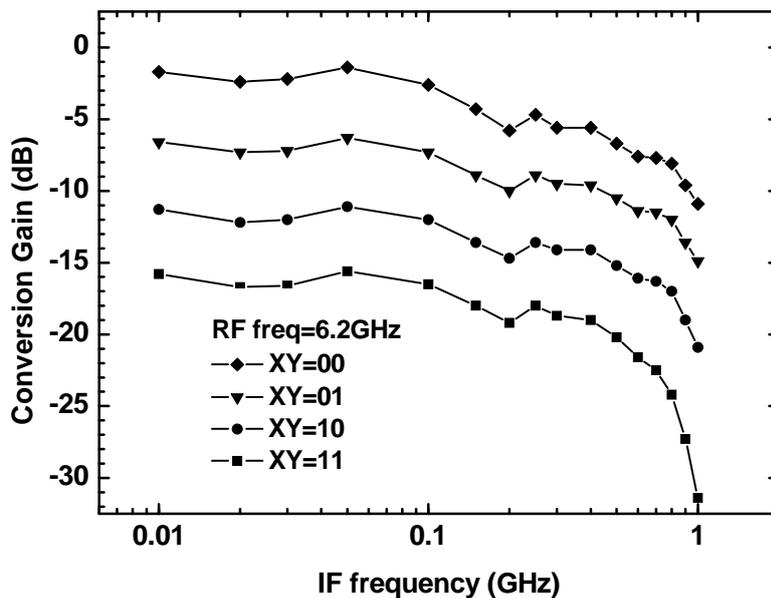


圖2.74 轉換增益 VS. IF frequency (fixed RF=6.2GHz)

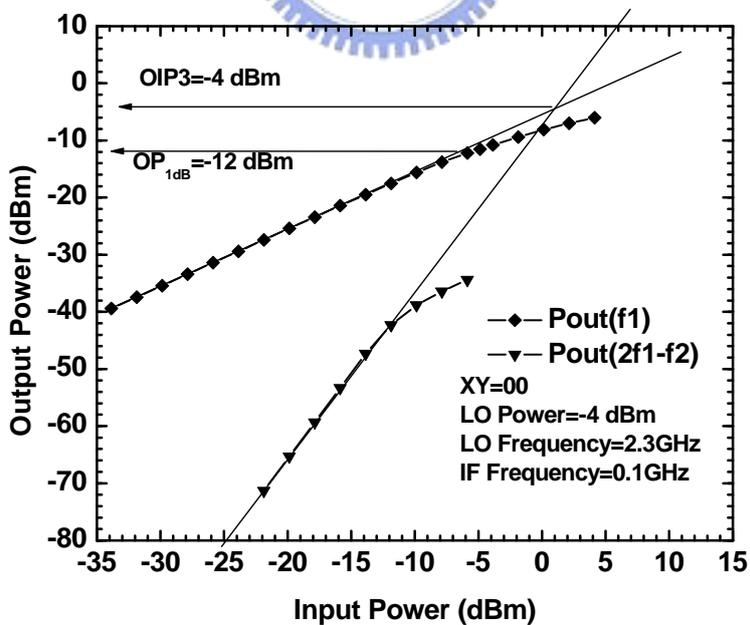


圖2.75 XY=00, OP1dB and OIP3 (RF=2.4GHz)

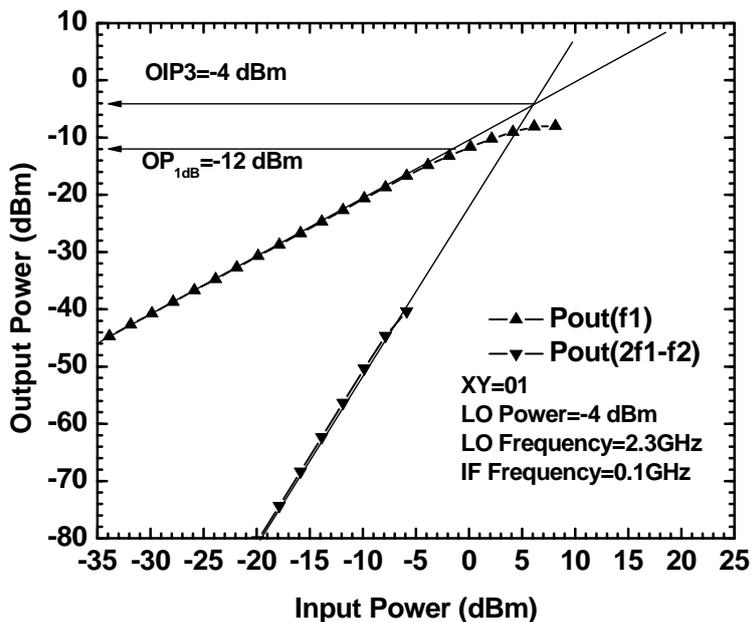


圖2.76 XY=01, OP1dB and OIP3 (RF=2.4GHz)

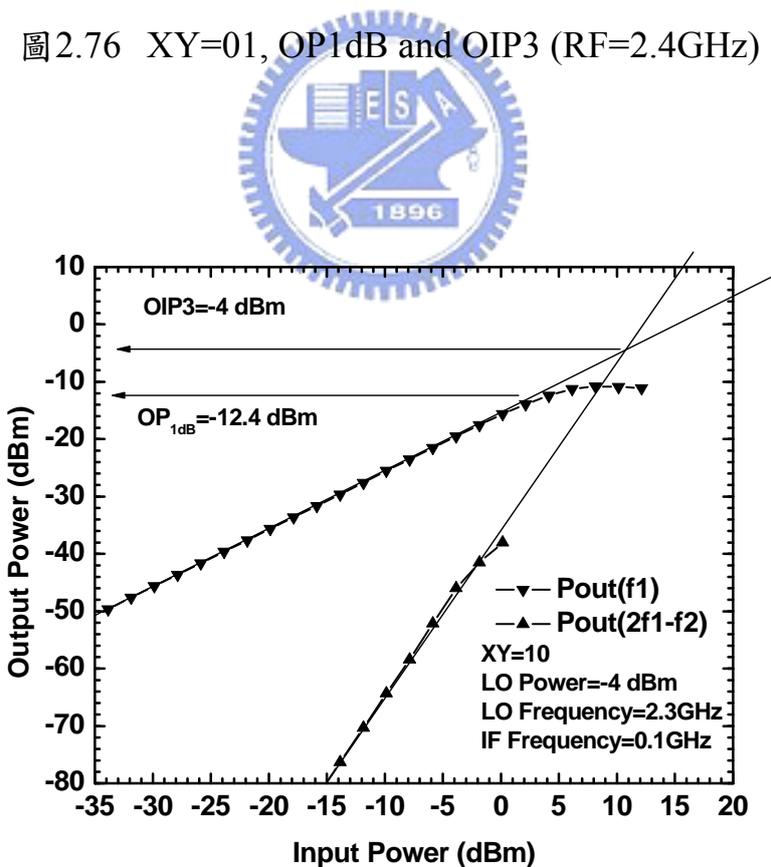


圖2.77 XY=10, OP1dB and OIP3 (RF=2.4GHz)

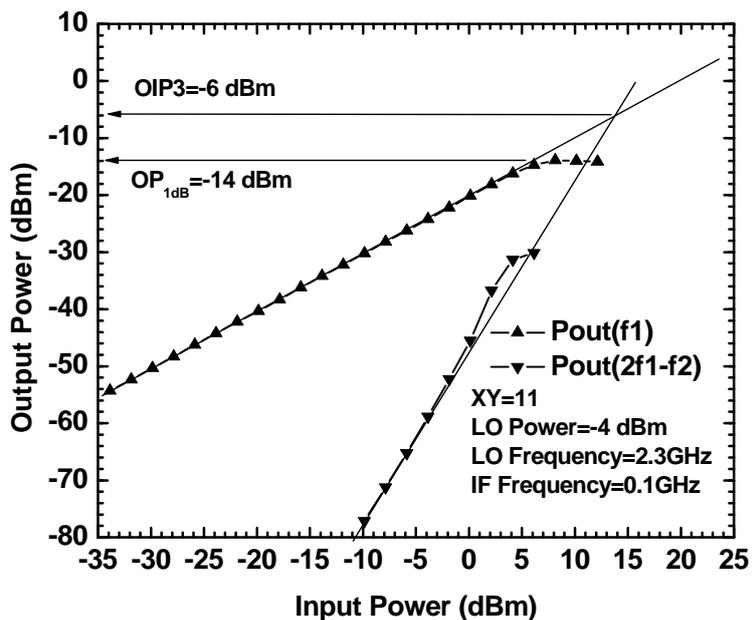


圖2.78 XY=11, OP1dB and OIP3 (RF=2.4GHz)

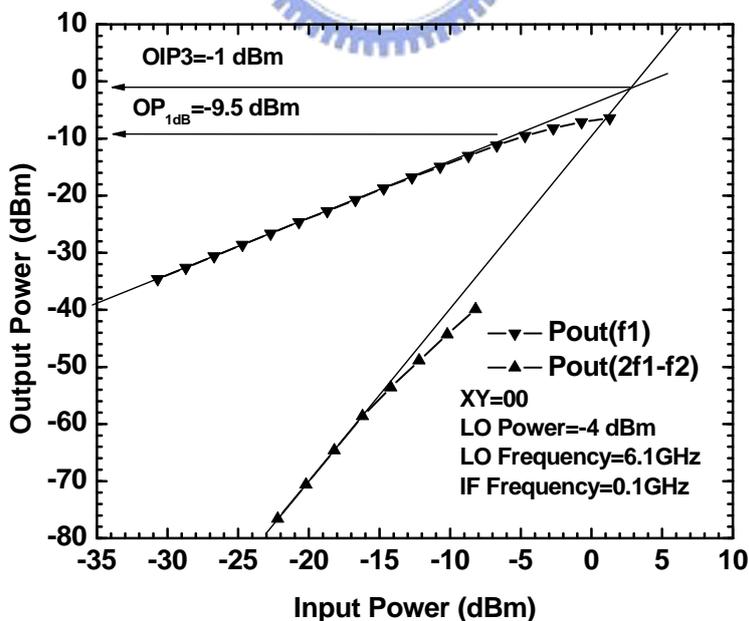
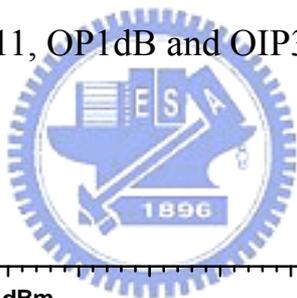


圖2.79 XY=00, OP1dB and OIP3 (RF=6.2GHz)

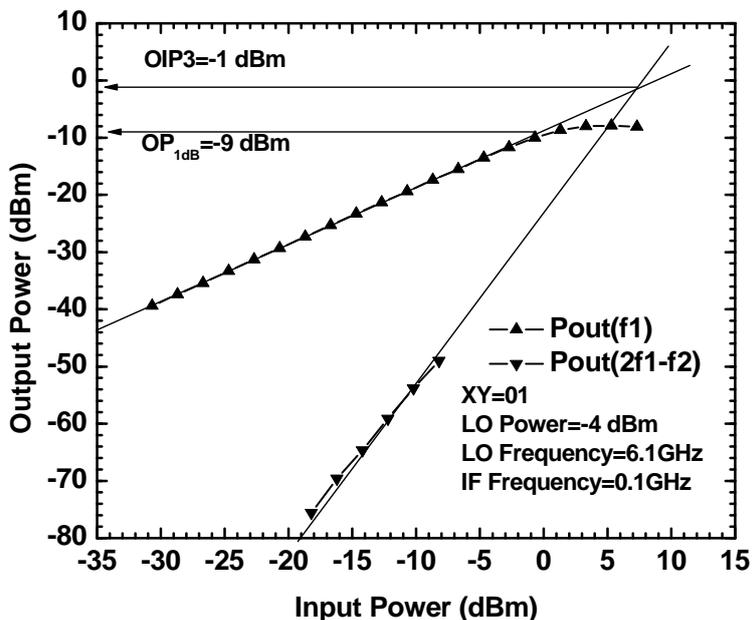


圖2.80 XY=01, OP1dB and OIP3 (RF=6.2GHz)

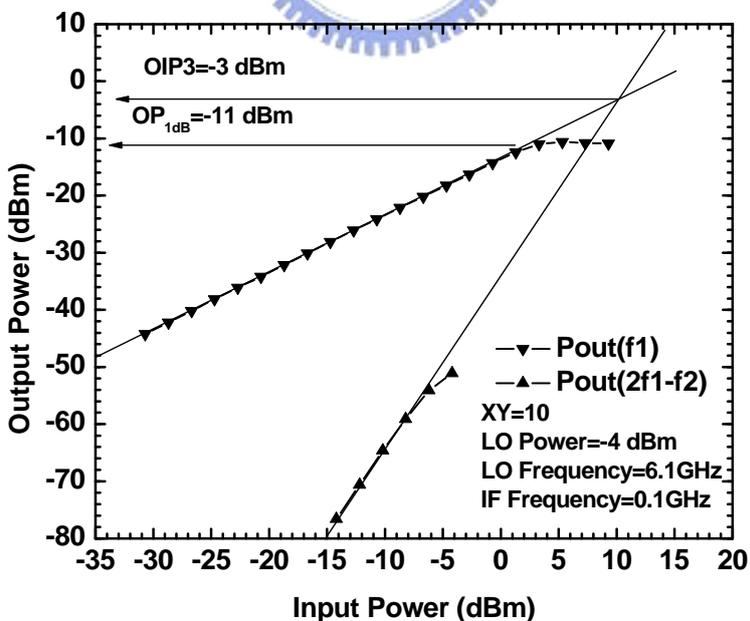
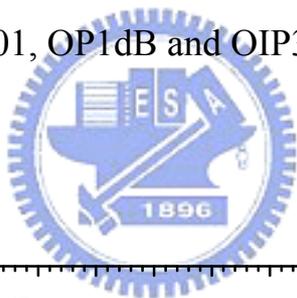


圖2.81 XY=10, OP1dB and OIP3 (RF=6.2GHz)

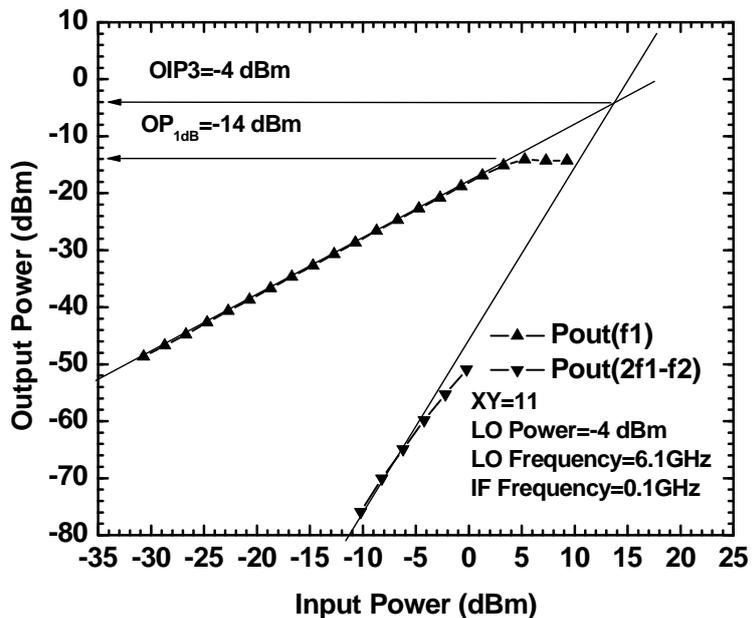


圖2.82 XY=11, OP1dB and OIP3 (RF=6.2GHz)

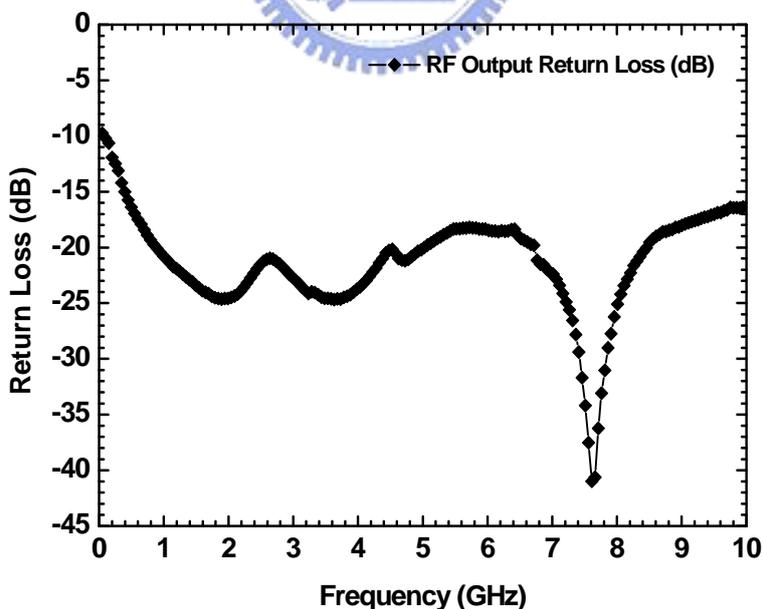


圖2.83 輸出返回損耗

Die photo

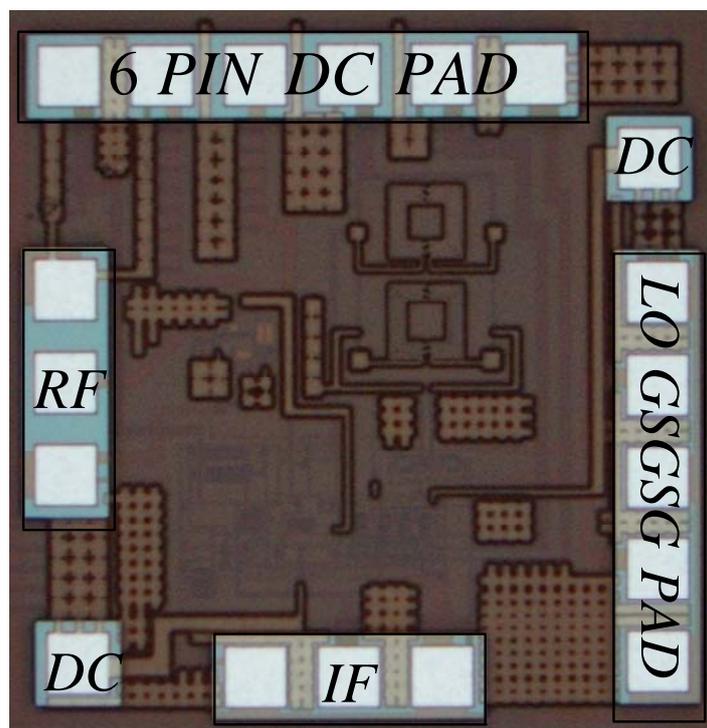


圖2.84 雙頻道可調式增益升頻器 die photo

Chip performance

Process	TSMC 0.35um SiGe BiCMOS	
Supply Voltage	4V	
Supply Current	11.2mA	
Buffer Voltage	3.4V	
Buffer Current	16.9mA	
RF/LO/IF Frequency	2.4GHz/2.3GHz/0.1GHz	6.2GHz/6.1GHz/0.1GHz
Conversion Gain	-5,-10,-15,-20dB	-3,-7.5,-12,-16.5dB
OP1dB / OIP3	-12,-12,-12.4,-14dBm/ -4,-4,-4,-6dBm	-9.5,-9,-11,-14dBm/ -1,-1,-3,-4dBm
RF Bandwidth	2.2~3GHz	5.6GHz~7GHz
IF Bandwidth	10MHz~400MHz	10MHz~400MHz
S22(RF match)	-20 dB	-18 dB
LO-to-RF isolation	-25,-29,-33,-35 dB	-31,-28,-27,-26 dB
LO-to-IF isolation	-21,-22,-23,-24 dB	-19,-21,-22,-22 dB

Power consumption	102.3mW
Chip Size	1.12 x 1.14 mm ²

表 2.3 SiGe BiCMOS 雙頻道可調式增益升頻器 performance summary

2.5.4 結論與討論

本電路所使用的 center-tapped differential inductor 與 symmetric inductor 都是透過 Sonnet(EM 模擬軟體)模擬產生的 sp 檔帶入 ADS 模擬，不是使用 TSMC 所提供的電感模型來模擬，原本設計的雙頻道分別為 2.4GHz 與 5.7GHz，但實際量測後發現高頻道的頻帶漂移到 6.2GHz，可能與 Sonnet 模擬的電感準確度有關。若是可以將雙頻道電流合成器中的電容替換成 varactor，那即使頻帶產生漂移，也可利用 varactor 來調整頻帶。

由表 2.3 可知，整體的 OP_{1dB} 增益飽和點相較於 2.3、2.4 節都有大大的提升，主要是因為電路中 Op-Amp 的架構有稍微的不同，但是增益式相同的，但對於將電晶體操作在飽和區有大大的幫助，因此有較好的 OP_{1dB} 增益飽和點。最後實現的升頻器在低頻道 2.4GHz 時，可提供 4 種不同的轉換增益，且使其線性地相差 5dB，提供 15dB 的增益控制範圍，而在高頻道 6.2GHz 時，可提供 4 種不同的轉換增益，且使其線性地相差約 4.5dB，提供約 14dB 的增益控制範圍。

2.7 實作四，CMOS雙頻道可調式增益升頻器

(TSMC 0.18 μm CMOS)

2.7.1 研究動機

個人無線通信的普及使得無線通信系統的需求量大量的成長，對於小型化，低價格，低功率通信元件的需求也持續增加。又以美國制定的免授權頻帶範圍為最熱門，頻段分為 5.15~5.35GHz 及 5.725~5.825GHz 的 802.11a 規格，以及 2.4GHz~2.5GHz 的 802.11b/g，因此，發展出多頻道多模態 (Multi Band Multi Mode) 通訊系統架構，將多種不同的無線通訊系統整合到單一收發機，此實作便是以整合 802.11a/b/g 頻帶為應用的目標，實現雙頻道的可調式增益升頻器。

2.7.2 實作電路架構



IF 端輸入級

IF 端採用新型修正的電壓-電流轉換級達成 V-to-I 的轉換功能，使原本單端輸入的 IF 電壓訊號轉換為差動的電流訊號輸入 Gilbert cell 產生升頻訊號，運作原理於 2.3 節有詳細的推導與分析。

本地震盪源輸入級

LO 端我們採用外接的 balun 產生 differential 訊號，LO 所需要的 DC 訊號藉由外接的 Bias-T 提供。在 Gilbert 混頻器的 LO 端中，對於 magnitude 與 phase 誤差的要求並不嚴格，只要 LO 的輸入功率夠大，足夠讓 Gilbert cell 的電晶體產生電流交換的效果，即可達到混頻的效果。

射頻輸出級

I. 雙頻道 LC 電流合成器

雙頻道 LC 電流合成器的原理在 2.6 節中已有詳細介紹，此節是針對 802.11a/b/g WLAN 系統的應用，選定 $f_1 = 2.4\text{GHz}$ 及 $f_2 = 5.7\text{GHz}$ ，根據式 (2.44) 及式 (2.47) 可得 $f_c = 3.7\text{GHz}$ 及 k 值為 2.5，選擇 $2C_s = 0.8\text{ pF}$ ，由式 (2.40) 可知 $C_p = 1\text{ pF}$ ，再透過式 (2.41) 得到 $L_p = 1.85\text{ nH}$ 及 $L_s = 4.63\text{ nH}$ 。本電路所使用的電感模型，center-tapped differential inductor ($L_{p1} - L_{p2}$) 與 symmetric inductor (L_s)，都是採用 TSMC 0.18um CMOS 所提供的電感模型來模擬。當考慮到吉伯特混頻核心中電晶體的寄生電容 C_{gd} 時，會影響 C_p 實際的電容值，因此，最後模擬採用的電容值 C_p 為 0.6 pF，而其他的電感與電容值不無太大差異。

II. 寬頻輸出放大級

將兩倍電流藉由寬頻輸出放大級輸出，隔離 LC Current Combiner 和下一級電路，同時做為匹配電路，匹配到 50 歐姆，於 2.4 節有詳細的推導與分析。

整體電路圖

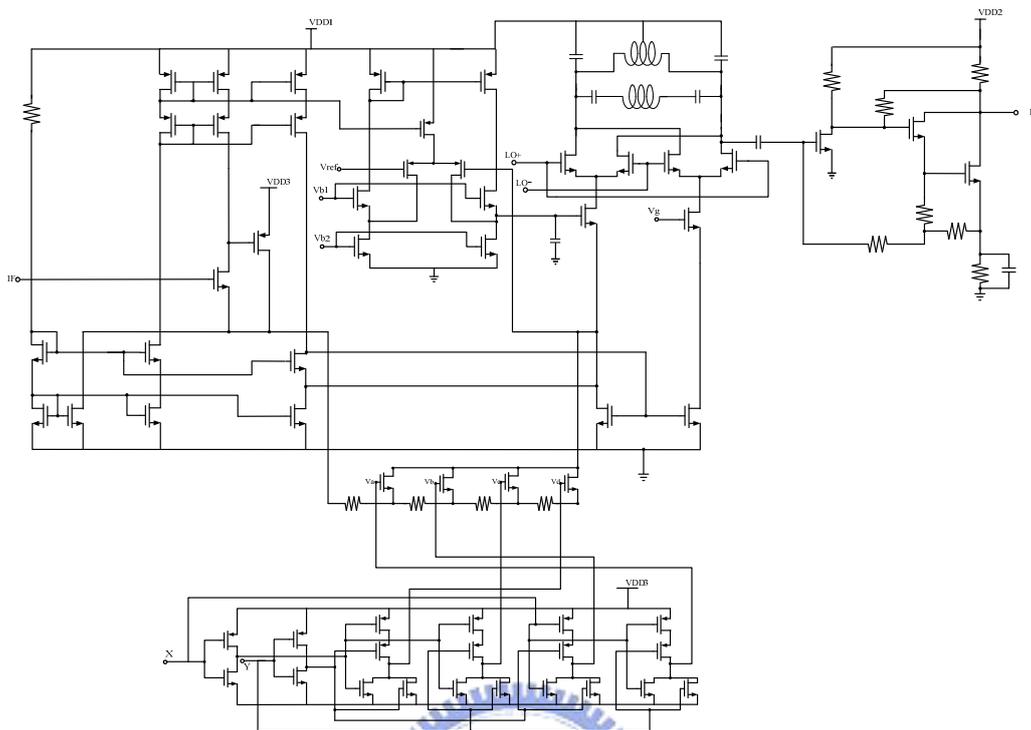


圖2.85 雙頻道可調式增益升頻器整體電路圖

2.7.3 量測結果

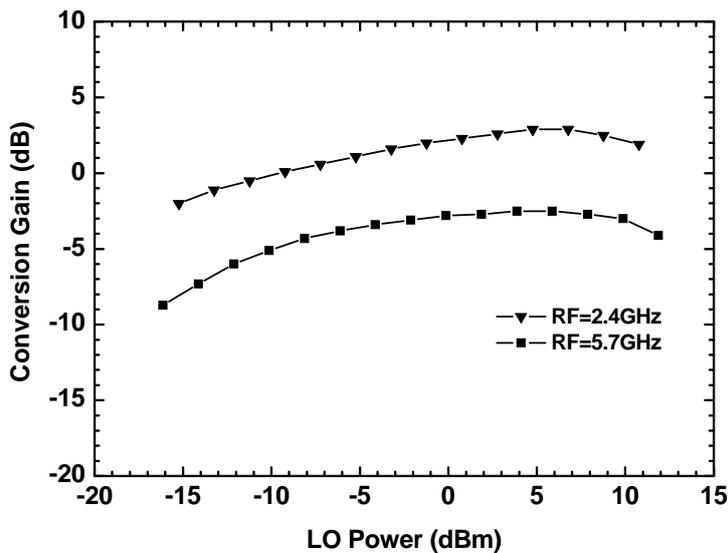


圖2.86 轉換增益 VS. LO 功率

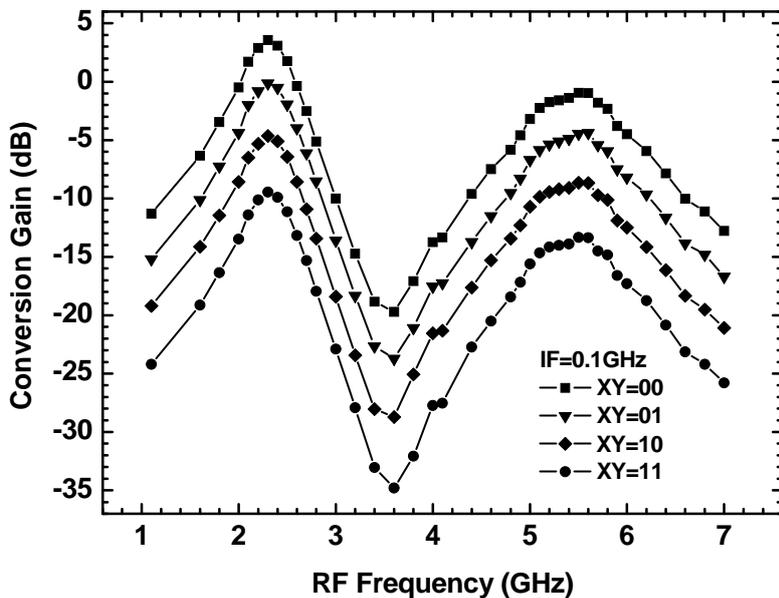


圖2.87 轉換增益 VS. RF frequency (fixed IF freq)

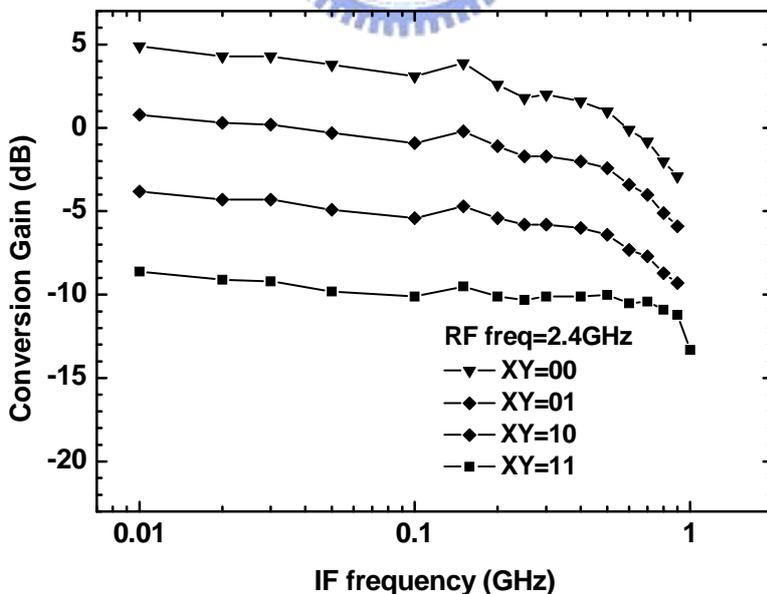
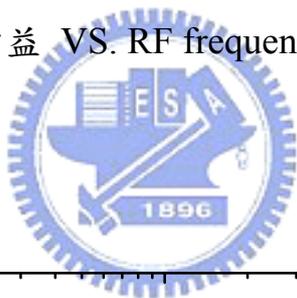


圖2.88 轉換增益 VS. IF frequency (fixed RF=2.4GHz)

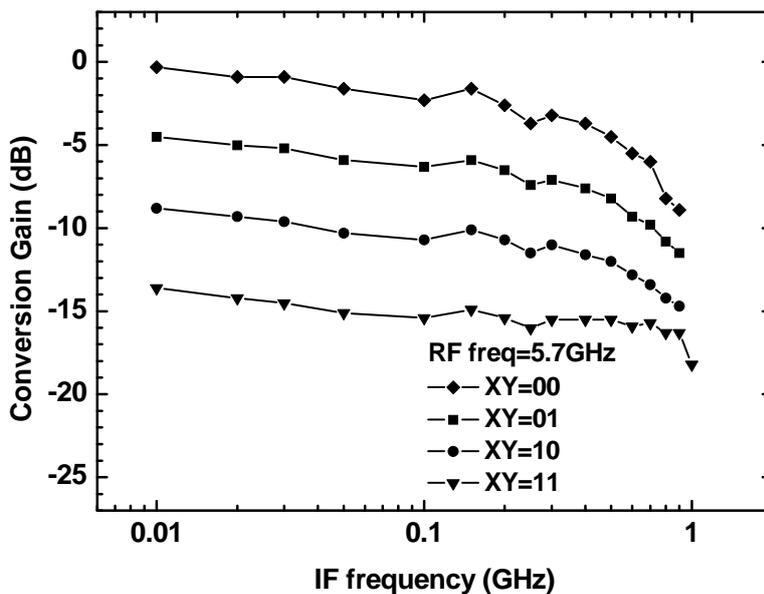


圖2.89 轉換增益 VS. IF frequency (fixed RF=5.7GHz)

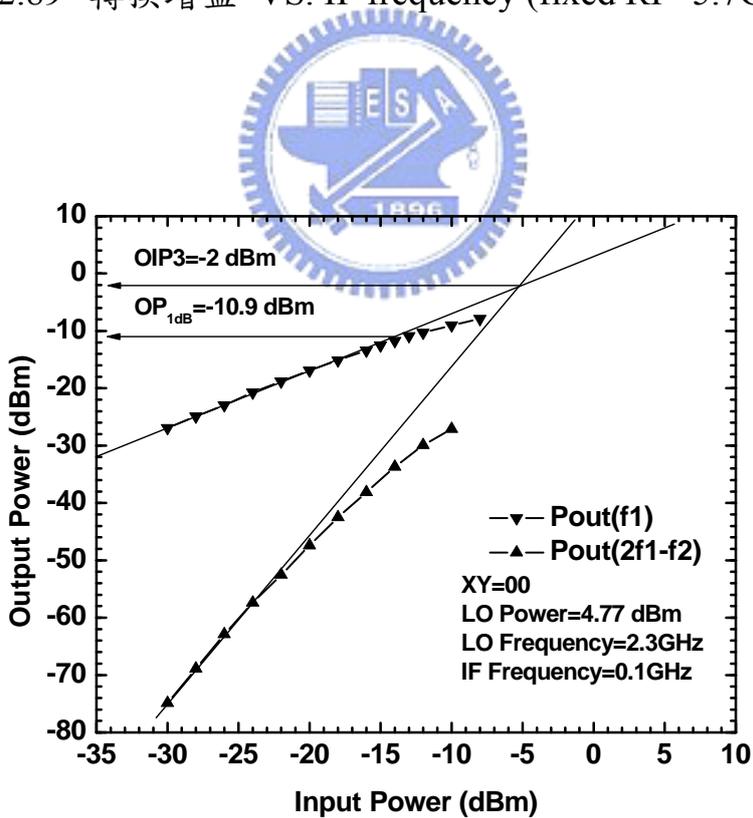


圖2.90 XY=00, OP1dB and OIP3 (RF=2.4GHz)

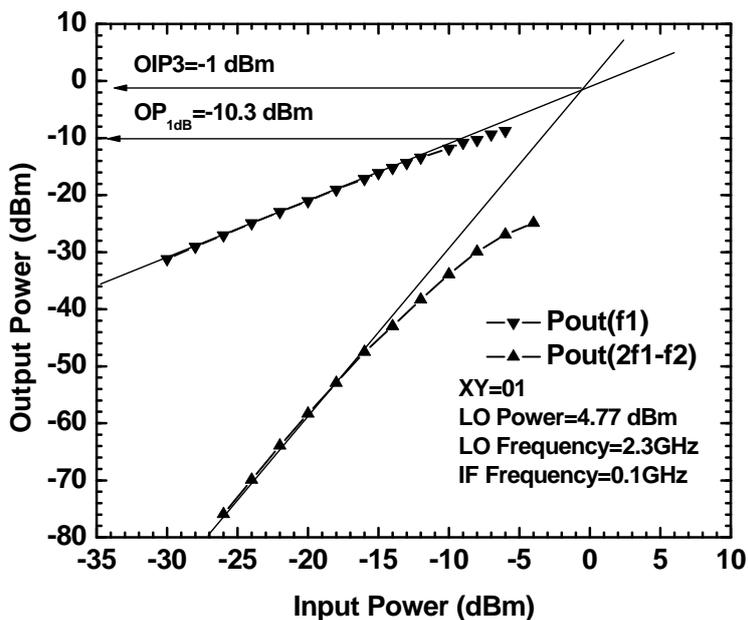


圖2.91 XY=01, OP1dB and OIP3 (RF=2.4GHz)

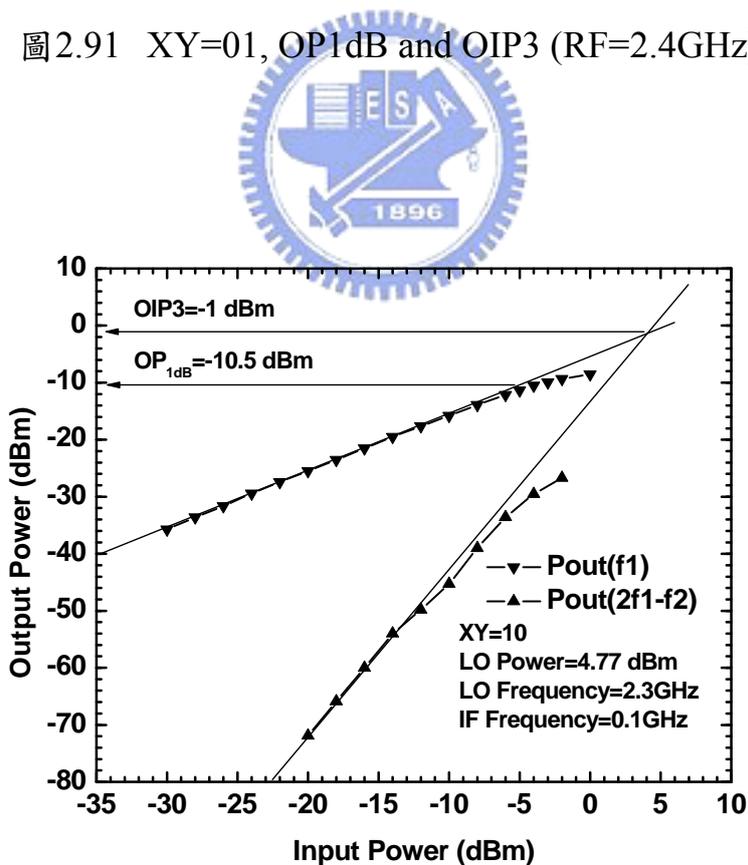


圖2.92 XY=10, OP1dB and OIP3 (RF=2.4GHz)

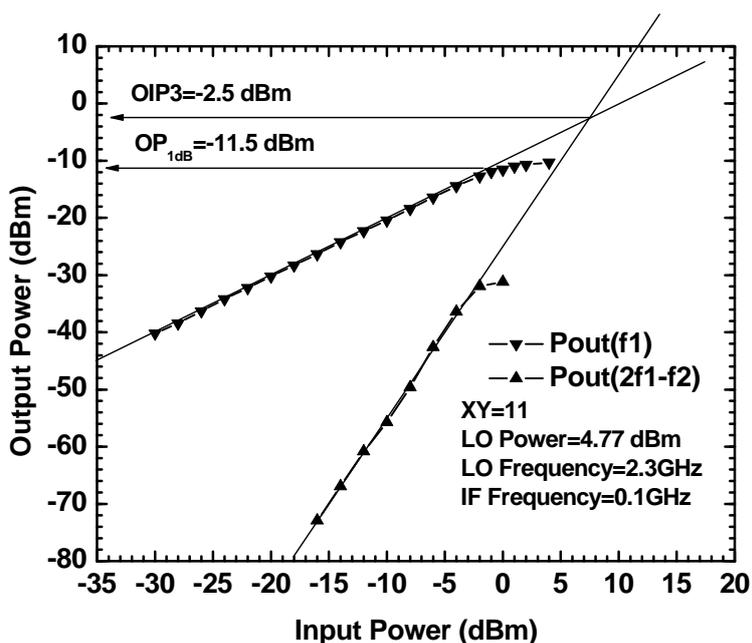


圖2.93 XY=11, OP1dB and OIP3 (RF=2.4GHz)

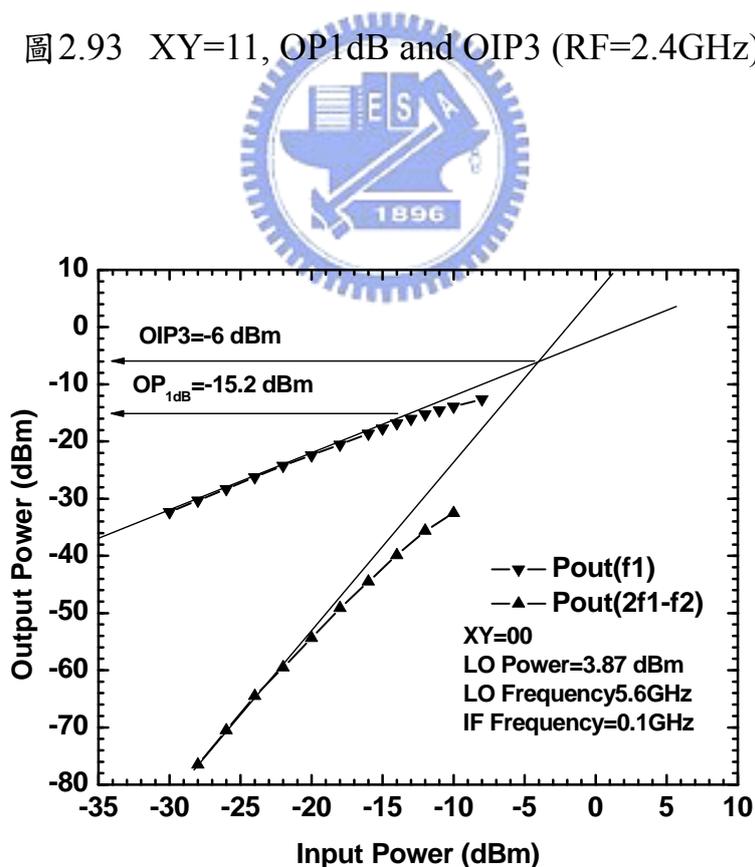


圖2.94 XY=00, OP1dB and OIP3 (RF=5.7GHz)

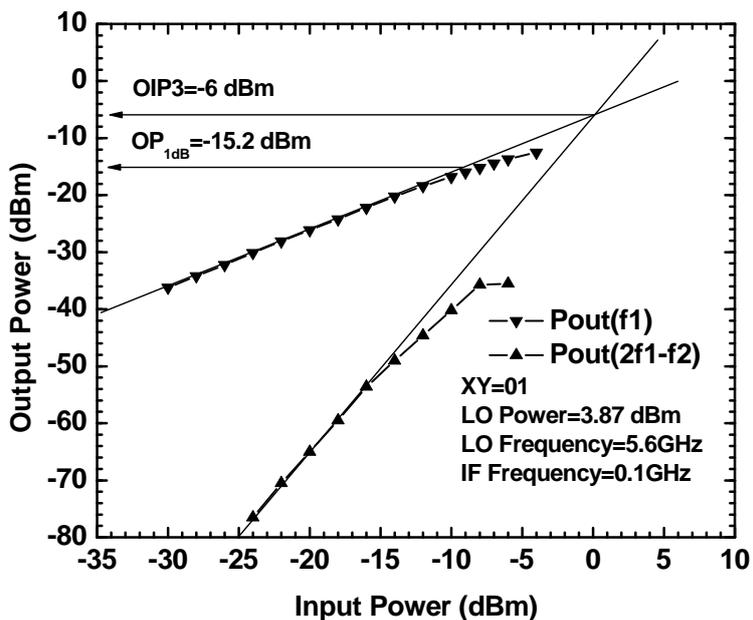


圖2.95 XY=01, OP1dB and OIP3 (RF=5.7GHz)

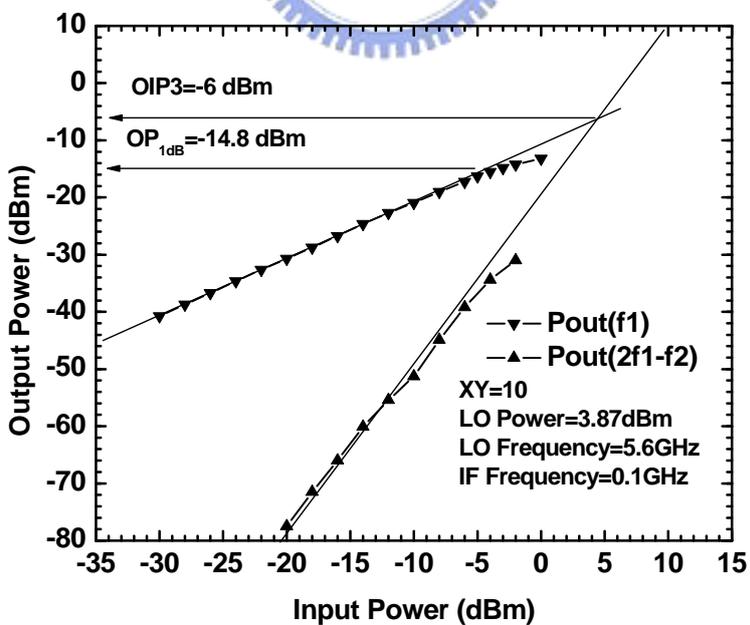
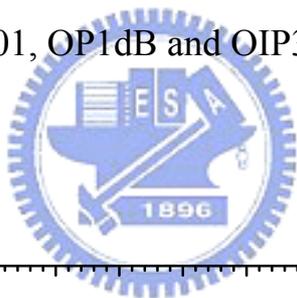


圖2.96 XY=10, OP1dB and OIP3 (RF=5.7GHz)

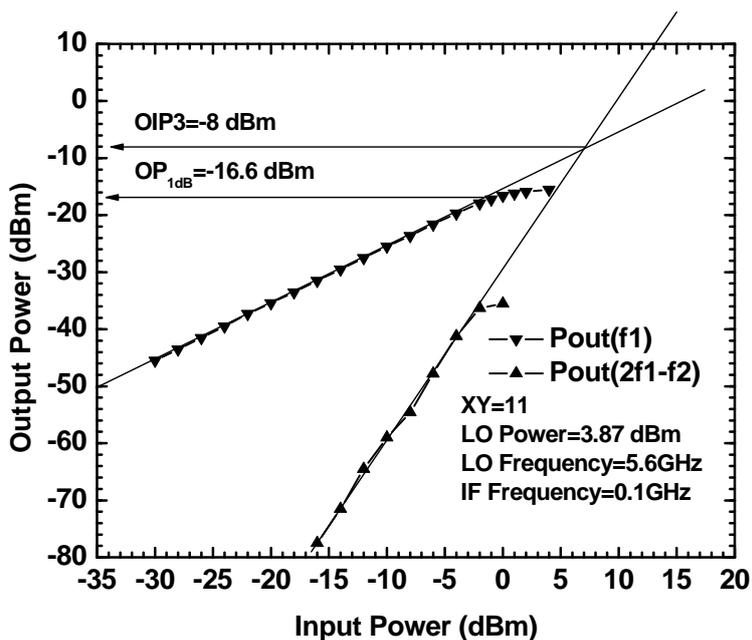


圖2.97 XY=11, OP1dB and OIP3 (RF=5.7GHz)

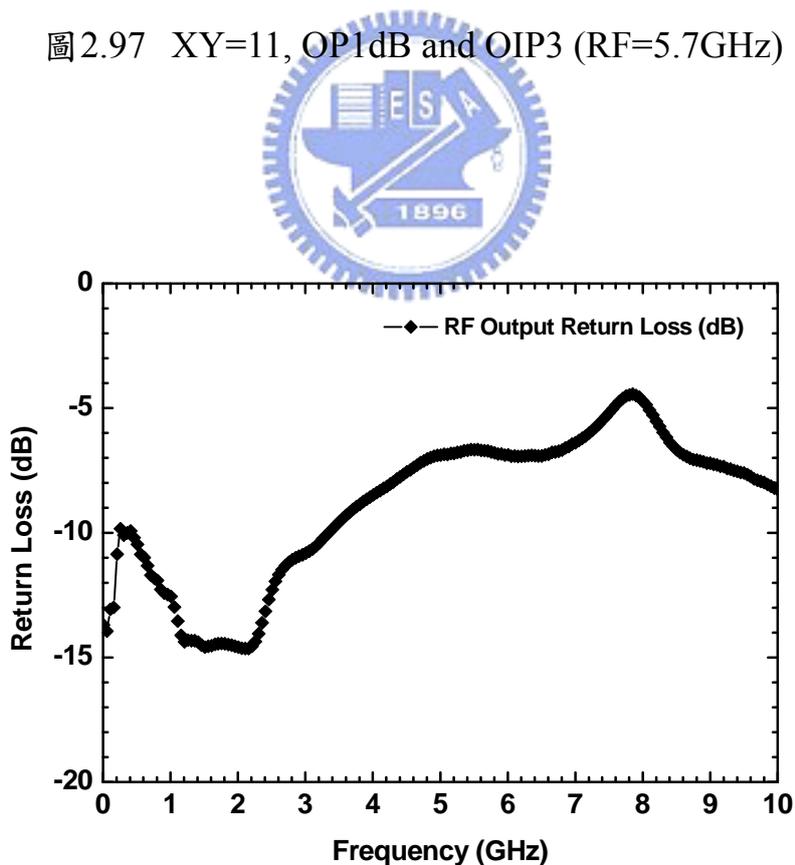


圖2.98 輸出返回損耗

Die photo

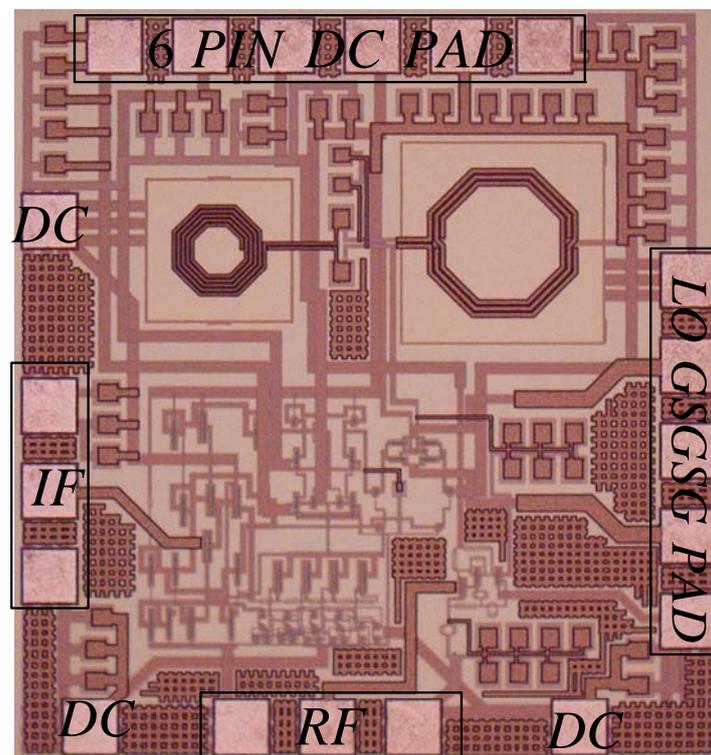


圖2.99 雙頻道可調式增益升頻器 die photo

Chip performance

Process	TSMC 0.18um CMOS	
Supply Voltage	2.5V	
Supply Current	13mA	
Buffer Voltage	2.5V	
Buffer Current	15mA	
RF/LO/IF Frequency	2.4GHz/2.3GHz/0.1GHz	5.7GHz/5.6GHz/0.1GHz
Conversion Gain	3.1,-0.9,-5.4,-10.1dB	-2.3,-6.3,-10.7,-15.4dB
OP1dB / OIP3	-10.9,-10.3,-10.5,-11.5dBm/ -2,-1,-1,-2.5dBm	-15.2,-15.2,-14.8,-16.6dBm/ -6,-6,-6,-8dBm
RF Bandwidth	2.15~2.55GHz	4.95GHz~5.9GHz
IF Bandwidth	10MHz~300MHz	10MHz~300MHz
S22(RF match)	-13.1dB	-6.7dB
LO-to-RF isolation	-27,-28,-29,-29 dB	-16,-16,-17,-17 dB
IF-to-RF isolation	-24,-23,-29,-29 dB	-16,-17,-22,-23 dB

Power consumption	76.8mW
Chip Size	1.2 x 1.3 mm ²

表 2.4 CMOS 雙頻道可調式增益升頻器 performance summary

2.7.4 結論與討論

本電路所使用的 center-tapped differential inductor 與 symmetric inductor 都是採用 TSMC 0.18um CMOS 所提供的電感模型來模擬，原本設計的雙頻道分別為 2.4GHz 與 5.7GHz，實際量測後發現雙頻道的頻帶僅往低頻飄移 0.1GHz，與模擬的結果非常相近，與 2.5 節的量測結果相比較，可知台積電所提供的電感模型有一定的準確度。

由表 2.4 可知，整體的 OP_{1dB} 增益飽和點相較於 2.3、2.4 節都有大大的提升，主要是因為電路中 Op-Amp 的架構有稍微的不同，但是增益式相同的，但對於將電晶體操作在飽和區有大大的幫助，因此有較好的 OP_{1dB} 增益飽和點。最後實現的升頻器在低頻道 2.4GHz 時，可提供 4 種不同的轉換增益，且使其線性地相差 4.5dB，提供 13.5dB 的增益控制範圍，而在高頻道 5.7GHz 時，可提供 4 種不同的轉換增益，且使其線性地相差約 4.5dB，提供約 14dB 的增益控制範圍。

輸出端的返回損耗在 2.4GHz 與 5.7GHz 分別為 -13.1dB 與 -6.7dB，可以看出寬頻輸出放大級在高頻時的迴授量下降，無法將輸出匹配到 50Ω，若要改善此問題可將寬頻放大級的增益減小，令使用頻寬增加，是增益與頻寬間的 trade-off。

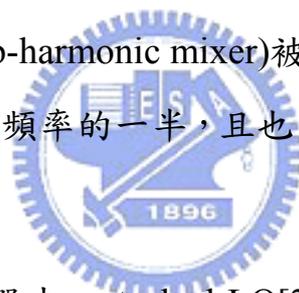
第三章

不同電路架構LO 隔絕度之 分析與比較



3.1 前言

近年來，包含2G與3G手機、無線區域網路(WLAN)、Bluetooth、Wimax等無線通訊系統蓬勃發展，直接轉換降頻架構因為其高整合性與低成本的好處在無線通訊系統中扮演極為重要的角色。直接轉換降頻架構可以減少基板上或是晶片外(off-chip)的元件，如頻道選取濾波器(channel-select filter)或是鏡像抑制濾波器(image-rejection filter)[1]。但是，此架構也面臨許多問題，如LO-to-RF的隔絕度、直流準位偏移(DC offset)、偶次諧波干擾(even-order distortion)、顫動雜訊(Flicker noise)。其中，因為LO與RF的頻率太接近，LO漏到RF端的訊號會造成自我混頻(self-mixing)，進而影響了整體收發機的特性。因此，次諧波混頻器(sub-harmonic mixer)被提出來解決此問題，因為其所需的LO頻率只有RF頻率的一半，且也同時降低了LO訊號源設計上的困難度。



在主動次諧波混頻器中，stacked-LO[2],[3]架構被提出，此架構是透過LO正交訊號來對RF混頻，也有乘法器(multiplier)採用此架構[4]。此高對稱性的stacked-LO架構主要可以改進LO的速度、RF-to-IF的隔絕度與 IIP_2 [5],[6]。本實作主要是針對由 $2\mu\text{m}$ GaInP/GaAs HBT製程所實現的電路，包含兩種不同架構的次諧波混頻器與基本的吉伯特混頻器(Gilbert mixer)，透過實測來作隔絕度的分析與比較。

3.2 埠對埠隔絕度的分析與理論

LO-to-RF與LO-to-IF的滲漏路徑主要可以歸納為下列3種原因：

(1) 基底損耗(substrate leakage)：

由於矽(silicon)基板為低阻值的損耗性材料，其電阻率約為 $10\Omega\cdot\text{cm}$ ，高頻訊號會以耦合的方式滲漏至電路上任何一個節點，使隔絕度下降。然而，砷化鎵(GaAs)基板為高阻值的半絕緣材料，故可屏除基板所造成的耦合效應，因此，可大幅提升電路的特性與隔絕度。

(2) 電路不匹配(circuit leakage)：

在雙平衡式吉伯特混頻器(圖3.1)中，當吉伯特混頻核心中的 Q_1 與 Q_2 ，因為製程的變異導致電晶體的尺寸與特性不匹配時，即使LO訊號相當平衡也會導致電路中 Q_1 與 Q_2 電流的切換速度不同，因此，對LO訊號而言，A點不是一個良好的虛擬接地點(virtual ground)，LO-to-RF的隔絕度下降。同理，當吉伯特混頻核心中的 Q_1 與 Q_3 ，因為製程的變異導致電晶體的尺寸與特性不匹配時，對LO訊號而言，B點不是一個良好的虛擬接地點(virtual ground)，LO-to-IF的隔絕度下降。

(3) 輸入訊號不匹配：

由圖3.1也可知，當輸入的LO訊號不平衡時，對LO訊號而言，A點與B點都不是一個良好的虛擬接地點(virtual ground)，LO-to-RF與LO-to-IF的隔絕度下降。

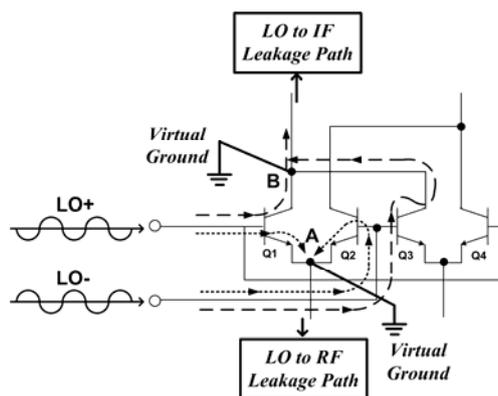


圖3.1 LO 訊號平衡度對LO-to-RF與LO-to-IF所造成的影響

3.3 不同電路架構隔絕度的分析與比較

3.3.1 使用2 μm GaInP/GaAs HBT製程實現的不同電路

由上節可知，LO-to-RF與LO-to-IF的滲漏路徑主要有3種，為了對不同的電路架構的隔絕度有進一步的分析，我們對使用2 μm GaInP/GaAs HBT 製程所實現的電路做隔絕度的比較，因為基板材料為半絕緣的砷化鎵(GaAs)，故可忽略基板損耗對隔絕度造成的影響。

下列分別列出所比較的電路架構：

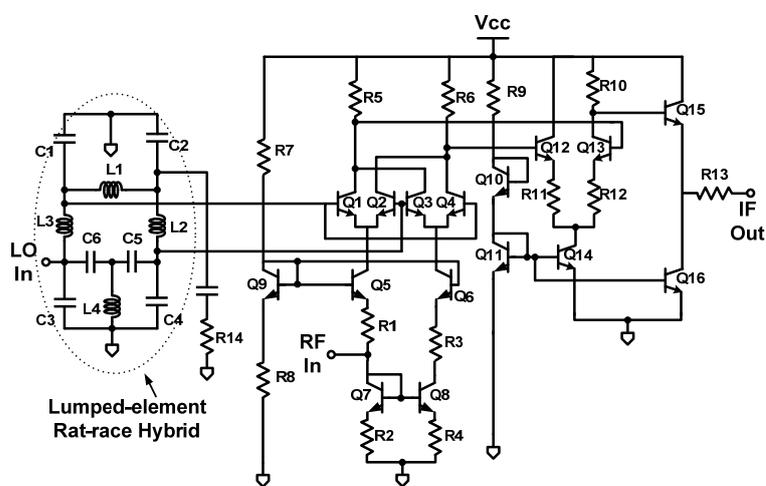


圖3.2 內建集總鼠徑分合波微混頻器

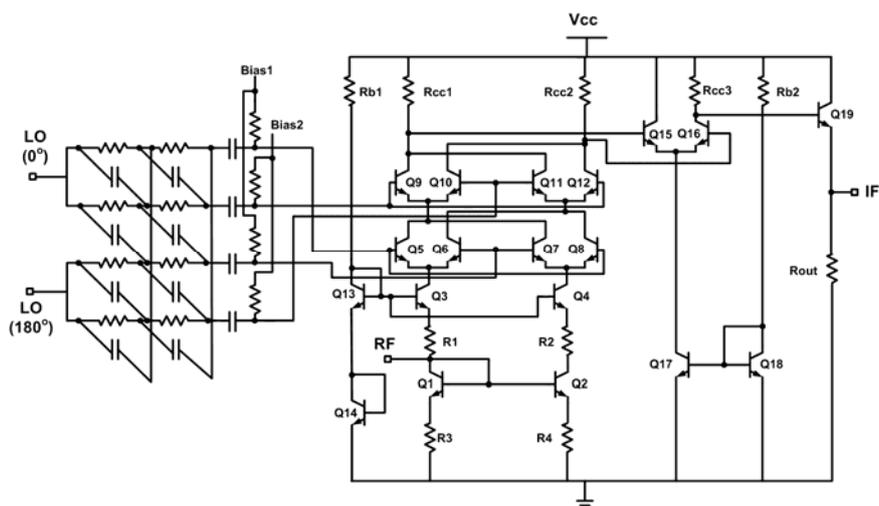


圖3.3 5.2 GHz stacked-LO次諧波微混頻器

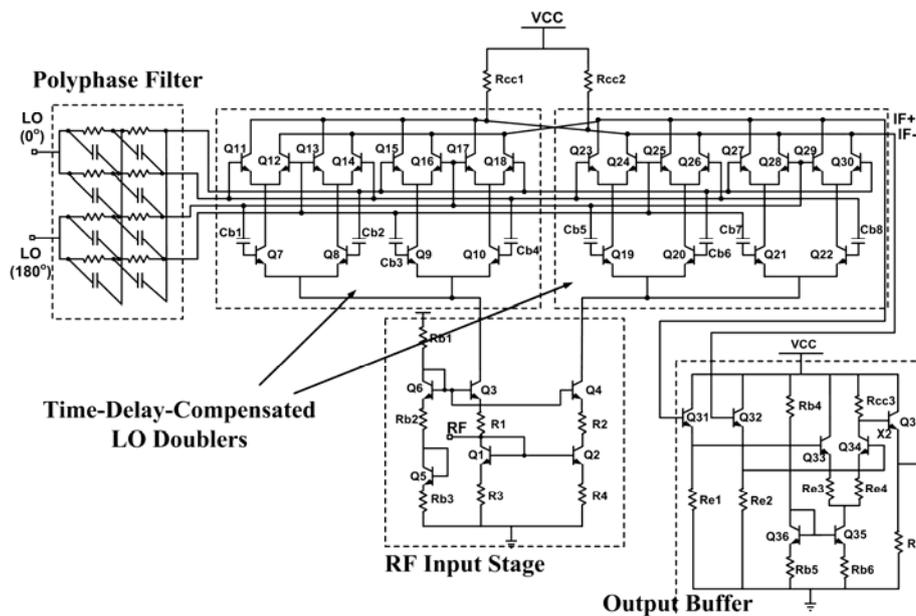


圖3.4 10 GHz真正LO相位平衡並利用LO倍頻器之微混頻器

在次諧波混頻器的架構中， $2LO$ 訊號的滲漏是由於在ECL(emitter coupled logic)中的共同點產生push-push現象，因此出現了 $2LO$ 的訊號，而當 LO 訊號的功率愈大，push-push點的振幅也愈大， $2LO$ -to-RF的隔絕度下降。所以，採用stacked-LO架構的次諧波混頻器如圖3.3，頻率為 $2f_{LO}$ 的訊號會洩漏至RF輸入級，進而造成自我混頻

(self-mixing)。然而，在圖3.4中所使用的真正相位平衡的stacked-LO倍頻器，將兩對最底部的射極耦合對的共同點連接在一起，將push-push點的頻率從 $2f_{LO}$ 轉換成 $4f_{LO}$ 的頻率，因此，2LO-to-RF的隔絕度可以大幅下降，並且對LO功率的大小敏感度下降。也就是代表4LO的訊號會出現在push-push點，而當LO訊號的功率愈大，push-push點的振幅也愈大，4LO-to-RF的隔絕度下降，但由於此頻率為RF頻率的兩倍，不會造成自我混頻，故電路的特性有明顯的改善。由上述可知，對於圖3.3中採用的架構而言，存在著一個最佳化的LO功率，而其中的trade-off在於轉換增益與2LO-to-RF隔絕度的好壞。

3.3.2 不同電路架構隔絕度的分析

由3.2節可知，雖然雙平衡式架構(圖3.5)能有效抑制LO-to-RF與LO-to-IF的洩漏，但實現電路於GaAs基板上，雖然能夠抗拒基板對隔絕度的影響，但是，因為製程變異所導致的電晶體不匹配，與沒有完美差動訊號的存在，都是實測會遭遇的問題，所以，本身電路架構的對稱性對於隔絕度的提升是很重要的。

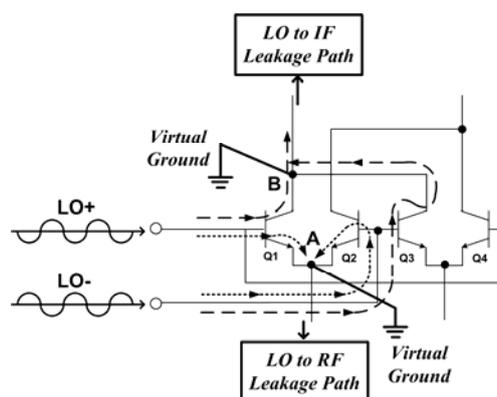


圖3.5 LO訊號平衡度對吉伯特混頻核心LO-to-RF與LO-to-IF隔絕度的影響

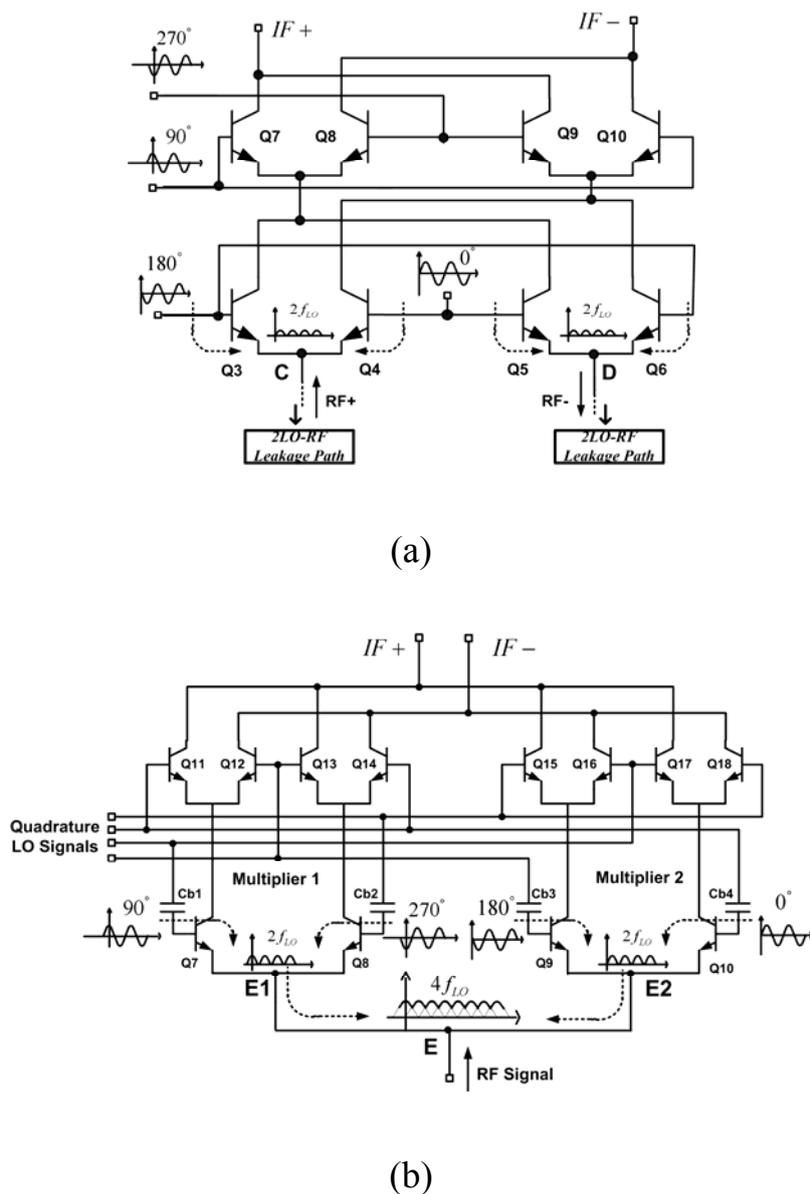


圖3.6 stacked-LO混頻核心與(b) stacked-LO內建時滯補償倍頻核心的LO-to-RF與LO-to-IF洩漏路徑的比較

stacked-LO混頻核心如圖3.6(a)所示，由兩層吉伯特混頻核心所串接而成，而LO的I、Q訊號分別輸入上下混頻核心的LO輸入端，如果定義LO的I、Q訊號分別為 $\cos\omega_{LO}t$ 、 $\sin\omega_{LO}t$ ，因此，等效的LO訊號如下[7]：

$$\cos \omega_{LO}t \times \sin \omega_{LO}t = \frac{1}{2} \sin 2\omega_{LO}t \tag{3.1}$$

因此以降頻器而言，IF輸出訊號頻率為RF頻率和2LO頻率之差。此架構是使用LO的功率去切換ECL的電流，僅需約幾倍的 V_T (thermal voltage)即可，當LO的功率夠大時，能夠順利地驅動4個ECL做電流的切換，此時，轉換增益將會保持固定值，而與LO功率的大小無關。而當混頻核心保持在良好的電流切換時，差動的LO訊號將會使下面ECL的共同點產生push-push的現象如圖3.6(a)，在LO一半週期的時間將此點電壓往上提升，因此，此點會產生 $2f_{LO}$ 的push-push訊號，此訊號振幅的大小會隨著LO的功率變動，LO功率愈大，振幅愈大，進而洩漏至RF輸入端，造成2LO-to-RF的隔絕度下降。此現象可由基本的吉伯特混頻器(圖3.5)中觀察到。

圖3.6(b)中為stacked-LO內建時滯補償倍頻核心，包含了兩個平行連接的stacked-LO乘法器。對單一的stacked-LO乘法器而言，E1(or E2)點分別為LO訊號的虛擬接地點與2LO訊號的push-push點，就像圖3.6(a)中所示。當E1與E2兩個點連接成為E點時，E點轉換為LO與2LO訊號的虛擬接地點，因為此時的push-push訊號的頻率被轉換至 $4f_{LO}$ 如圖3.6(b)所示，因此，2LO-to-RF的隔絕度可以大幅提升，可以解決次諧波混頻器自我混頻的問題。

3.3.3 不同電路架構隔絕度的實測與比較

圖3.7(b)為GaInP/GaAs HBT內建集總鼠徑分合波微混頻器的die photo，可以看得出來內建的集總鼠徑分合波器占了晶片上很大的面積，晶片整體的面積為 $1 \times 1 \text{ mm}^2$ 。圖3.8(b)為GaInP/GaAs HBT 5.2 GHz stacked-LO次諧波微混頻器的die photo， $V_{cc}=3.3\text{V}$ 時，混頻器核心消耗4 mA的電流，晶片整體的面積為 $1 \times 1.5 \text{ mm}^2$ ，主要是由於LO端產生

正交訊號的RC-CR多相位產生器，因為LO的頻率低，故所需的電容值大，所佔面積也大。圖3.9 (b)為GaInP/GaAs HBT 10 GHz真正LO相位平衡並利用LO倍頻器之微混頻器的die photo， $V_{cc}=5V$ 時，混頻器核心消耗4 mA的電流，晶片整體的面積為 $1 \times 1 \text{ mm}^2$ 。

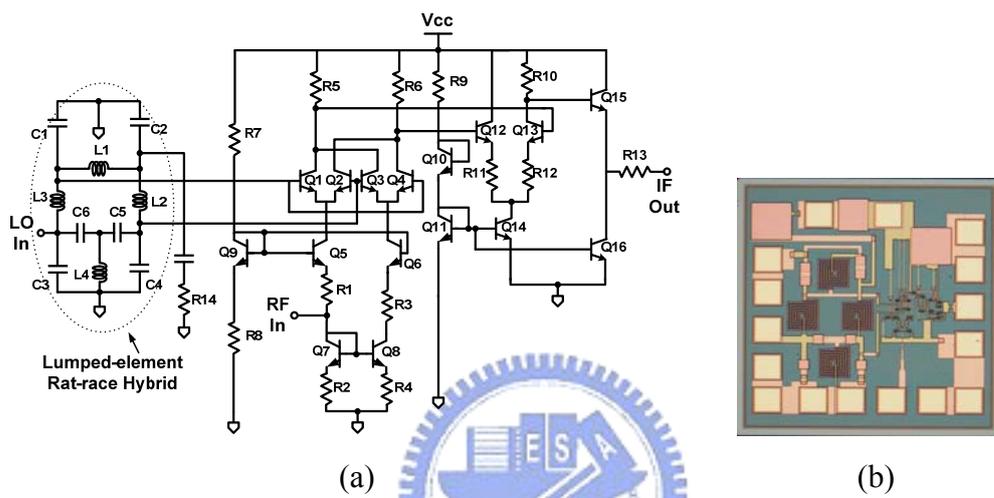


圖3.7 內建集總鼠徑分合波微混頻器(a)電路圖(b)die photo

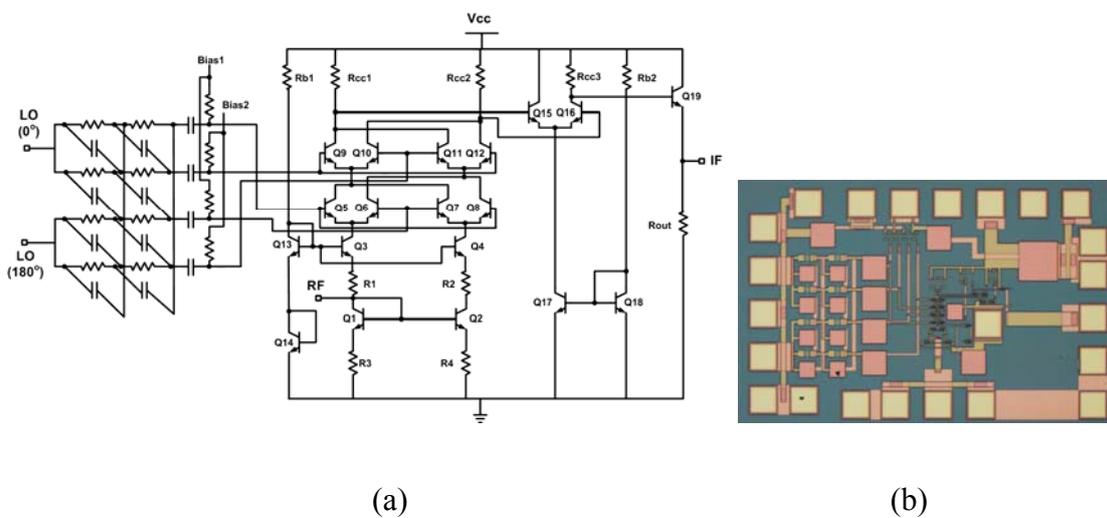


圖3.8 5.2 GHz stacked-LO次諧波微混頻器(a)電路圖(b)die photo

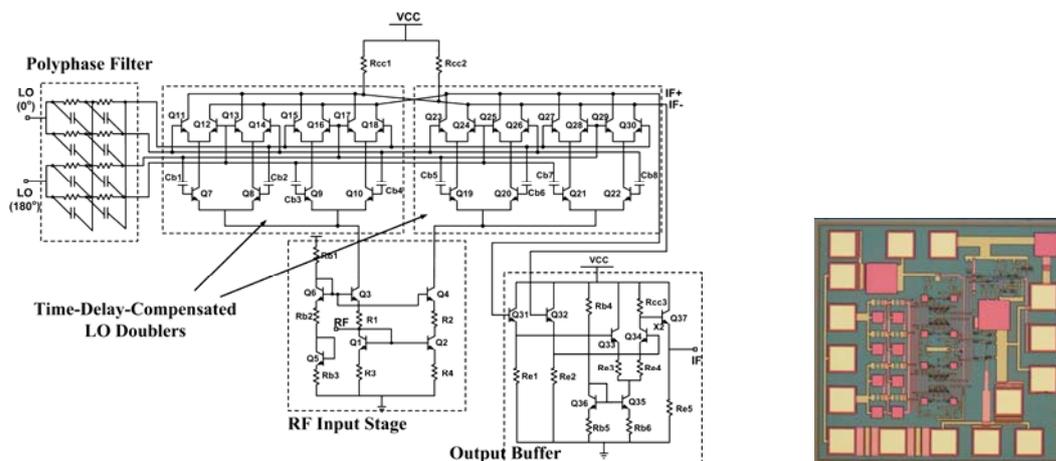


圖3.9 10 GHz真正LO相位平衡並利用LO倍頻器之微混頻器(a)電路圖(b)die photo

I. LO訊號平衡度對隔絕度的影響：

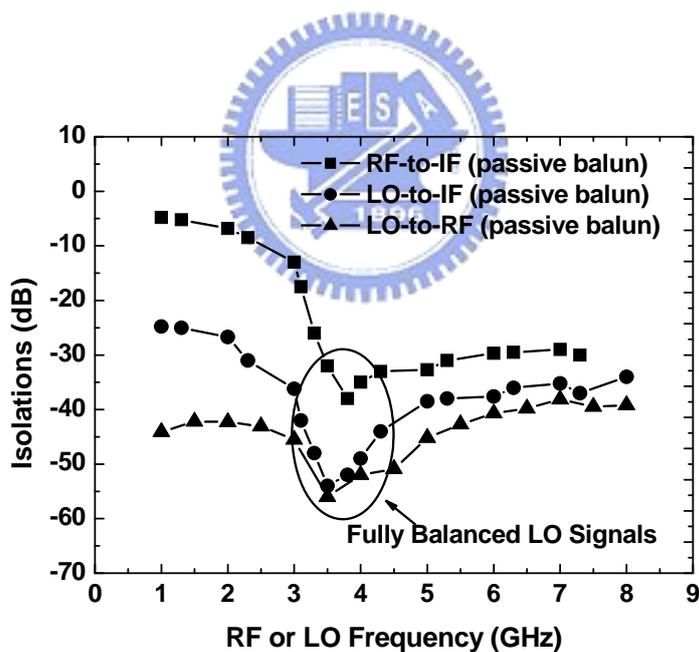


圖3.10 內建集總鼠徑分合波微混頻器隔絕度的量測結果

由上圖觀察到LO-to-RF與LO-to-IF的隔絕度在LO頻率為3.5GHz時有最佳值，而內建的集總鼠徑分合波器屬於窄頻的分合波器，唯有在分合波器的中心頻率才會有最平衡的LO訊號產生，因此，此實驗

結果與理論相符合。

在另外兩個次諧波混頻器中一樣可以對此理論做驗證，由於此兩個電路操作的頻率不同，故分別採用2.4GHz與5GHz外接的鼠徑分合波器來實測，除此之外，也使用安捷倫的儀器E5242A來產生差動的LO訊號輸入電路中量測，此儀器包含可以調整差動訊號的振幅與相位的功能，因此，藉由調整振幅與相位提供最平衡的LO訊號，在與使用外接鼠徑分合波器量測結果做比較。而電路所量測的條件是根據之前實驗室學長所發表的兩篇paper[8],[9]。

由下頁的圖3.11及圖3.12知道，使用外接的鼠徑分合波器來實測時，在鼠徑分合波器的中心頻率會有LO-to-RF隔絕度最佳值產生，是因為在此頻率LO訊號最為平衡，差動訊號的振幅大小愈接近相同，相位差愈接近 180° ，而由圖3.12中發現，使用外接的鼠徑分合波器與Agilent E5242A量測，在LO頻率為5GHz時，所量測到的隔絕度相當接近也相當好，主要是因為此外接的鼠徑分合波器在中心頻率5GHz時的相位差約為 181.4° ，S21與S31分別為-3.76dB與-3.8dB，故能量測到相當好的LO-to-RF的隔絕度。而在圖3.11中發現，使用外接的鼠徑分合波器與Agilent E5242A量測，在LO頻率為2.4GHz時，所量測到的隔絕度有相當大的差距，主要是因為此外接的鼠徑分合波器在中心頻率2.4GHz時的相位差約為 184° ，S21與S31約為-3dB，不是真正平衡的LO訊號，因此量測到的LO-to-RF隔絕度比起使用Agilent E5242A量測到的值相差了約25dB。

但是，不論使用的鼠徑分合波器是否能真正的產生振幅大小相同、相位差 180° 的差動訊號，都能看出在分合波器的中心頻率都有最佳的LO-to-RF隔絕度，反映出LO訊號平衡度愈好，LO-to-RF隔絕度

愈好的事實。

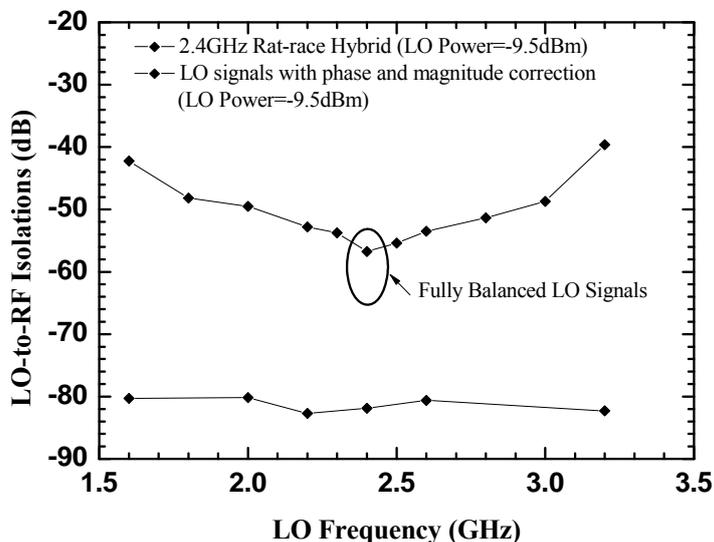


圖3.11 5.2 GHz stacked-LO次諧波微混頻器LO-to-RF隔絕度使用2.4GHz rat-race與Agilent E5242A的量測結果

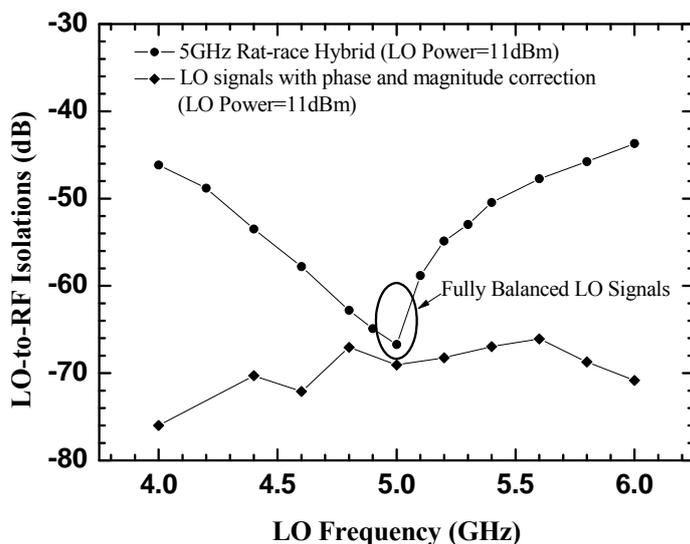


圖3.12 10 GHz真正LO相位平衡並利用LO倍頻器之微混頻器LO-to-RF隔絕度使用5GHz rat-race與Agilent E5242A的量測結果

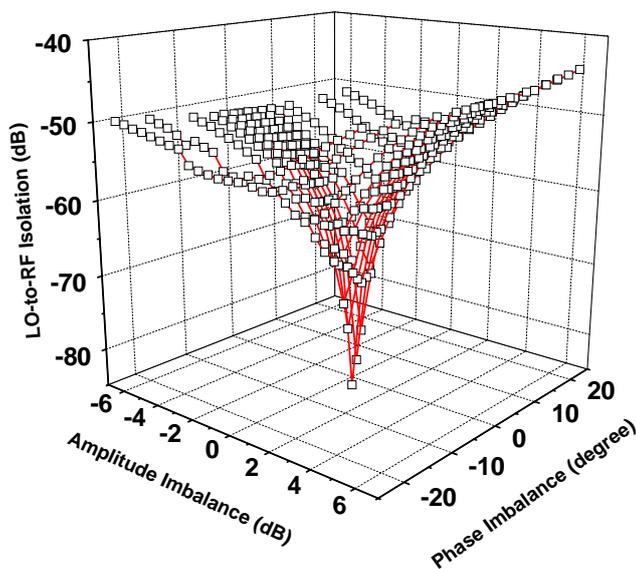


圖3.13 5.2 GHz stacked-LO次諧波微混頻器LO-to-RF隔絕度使用 Agilent E5242A的量測結果

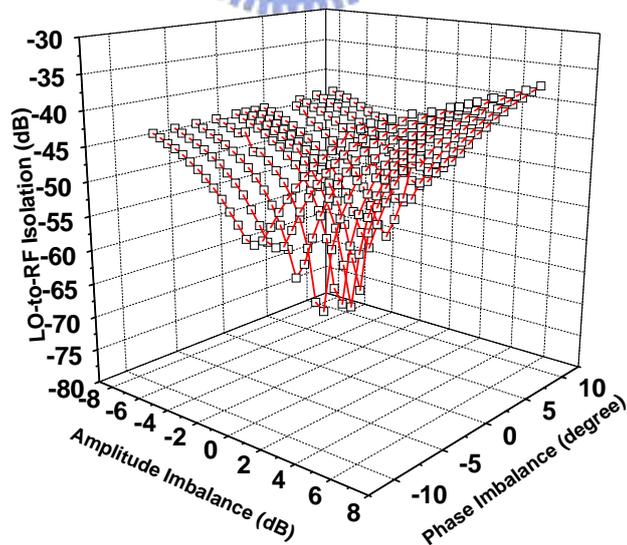


圖3.14 10 GHz真正LO相位平衡並利用LO倍頻器之微混頻器 LO-to-RF隔絕度使用Agilent E5242A的量測結果

上頁的圖3.13及圖3.14為使用Agilent E5242A的量測結果，可以將LO訊號的振幅不平衡與相位不平衡對LO-to-RF隔絕度的影響分開量測，最後利用3D圖來表示。

II. LO訊號功率大小對2LO-to-RF隔絕度的影響：

在次諧波混頻器中，2LO-to-RF隔絕度低會造成嚴重的自我混頻，而從3.3.2中對兩種不同架構的次諧波混頻器所作的分析可知，採用stack-LO混頻核心的次諧波混頻器，隨著LO功率的上升，會導致2LO-to-RF隔絕度下降，所以，在不損失轉換增益大小的情況下，應該存在著一個最佳化的LO功率大小。而採用stack-LO內建時滯補償倍頻核心的次諧波混頻器，藉由電路的架構將原本push-push訊號的頻率從 $2f_{LO}$ 轉換成 $4f_{LO}$ 的頻率，因此，2LO-to-RF隔絕度大幅上升，是利用電路架構來解決自我混頻的問題，但其缺點是額外增加了整體電路的功率消耗。

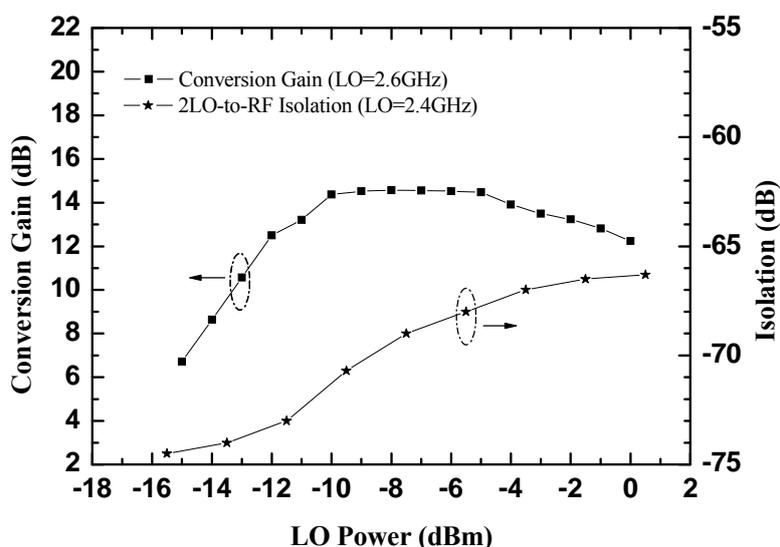


圖3.15 5.2 GHz stacked-LO次諧波微混頻器2LO-to-RF隔絕度與轉換增益 vs. LO功率

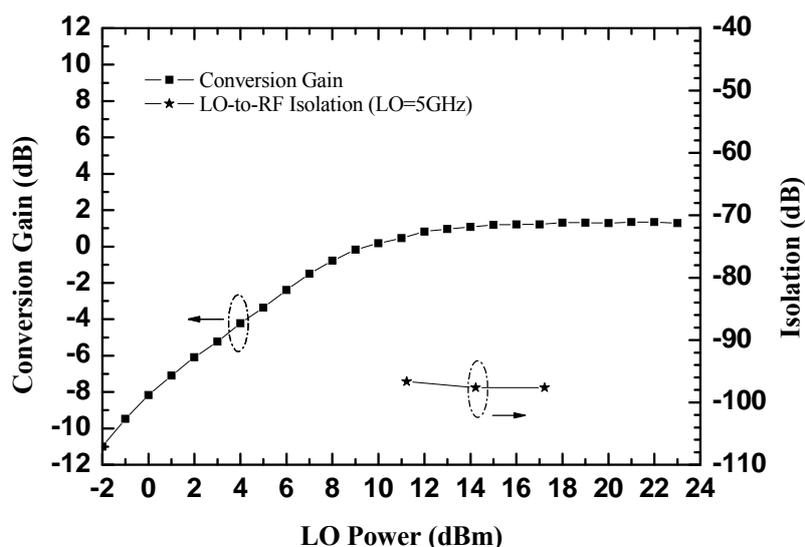


圖3.16 10 GHz真正LO相位平衡並利用LO倍頻器之微混頻器

2LO-to-RF隔絕度與轉換增益 vs. LO功率

從圖3.15及圖3.16 可以看出上述的特性，因此，對於5.2 GHz stack-LO次諧波微混頻器而言，採用LO功率為-10dBm時，轉換增益對LO功率作圖在增益平坦範圍內，但卻是在此LO功率範圍內有最好的2LO-to-RF隔絕度(-70dB)。而對於10 GHz真正LO相位平衡並利用LO倍頻器之微混頻器而言，2LO-to-RF的隔絕度不隨LO功率增大而變差，在轉換增益對LO功率作圖的增益平坦範圍內，都有非常好的2LO-to-RF隔絕度(-95dB)。

第四章

結論



本論文利用 TSMC 0.18 μm CMOS 與 TSMC 0.35 μm SiGe BiCMOS 之製程，實作與量測了應用於不同無線通訊系統的可調式增益升頻器，實測結果與理論分析皆有一致性，可以在調變增益的同時，還具有固定的 IF 頻寬。

TSMC 0.18 μm CMOS :

完成了 RF 頻帶為 5.2GHz 的可調式增益升頻器，轉換增益可以透過數位控制來選取，分別為-3, -6, -9,-12dB，線性地相差 3dB，提供 9dB 的增益控制範圍，RF 3dB 頻寬範圍為 4.7GHz~5.6GHz，IF 3dB 頻寬範圍為 20MHz~450MHz，遠大於 802.11a 的規格範圍，但是 OP_{1dB} 隨著增益的下降而下降，代表整體的增益飽和點被 IF 輸入端所限制。

完成了 RF 頻帶符合 Mode-1 MB-OFDM UWB 應用的可調式增益升頻器，轉換增益可以透過數位控制來選取，線性地相差 2.5dB，提供 7.5dB 的增益控制範圍，IF 3dB 頻寬範圍 10MHz~250MHz，而 UWB 對於 IF 頻寬的要求為 264MHz，稍嫌不足，且由於使用主動式電感取代 LC 電流合成器中的被動電感，也造成整體電路的 headroom 不足，使得 OP_{1dB} 相對的低了許多，並且 OP_{1dB} 也隨著增益的下降而下降，代表整體的增益飽和點被 IF 輸入端所限制，電路的線性度不佳。

完成了 RF 頻帶為 2.4GHz 與 5.7GHz 的雙頻道可調式增益升頻器，轉換增益可以透過數位控制來選取，在低頻道(2.4GHz)時，分別為 3.1, -0.9, -5.4,-10.1dB，線性地相差約 4.5dB，提供 14dB 的增益控制範圍，絕對增益誤差小於 $\pm 0.5\text{dB}$ 內，RF 3dB 頻寬範圍為 2.15GHz~2.55GHz，IF 3dB 頻寬範圍為 10MHz~300MHz，且 OP_{1dB} 在不同增益時分別為-10.9, -10.3, -10.5, -11.5dBm；在高頻道(5.7GHz)時，分別為-2.3, -6.3, -10.7,-15.4dB，線性地相差約 4.5dB，提供 14dB

的增益控制範圍，絕對增益誤差小於 $\pm 0.5\text{dB}$ 內，RF 3dB 頻寬範圍為 4.95GHz~5.9GHz，IF 3dB 頻寬範圍為 10MHz~300MHz，且 OP_{1dB} 在不同增益時分別為 -15.2, -15.2, -14.8, -16.6dBm。整體電路的 OP_{1dB} 並無隨著增益的下降而下降，代表整體的增益飽和點是被 RF 輸出端所限制，而不是被 IF 輸入端所限制，對於電路整體的動態範圍有相當大的助益。此電路可應用於 WLAN 系統中的 802.11a/b/g，為多頻道多模態的可調式增益升頻器。

TSMC 0.35 μm SiGe BiCMOS :

完成了 RF 頻帶為 2.4GHz 與 6.2GHz 的雙頻道可調式增益升頻器，轉換增益可以透過數位控制來選取，在低頻道(2.4GHz)時，分別為 -5, -10, -15, -20dB，線性地相差 5dB，提供 15dB 的增益控制範圍，絕對增益誤差小於 $\pm 0.5\text{dB}$ 內，RF 3dB 頻寬範圍為 2.2GHz~3GHz，IF 3dB 頻寬範圍為 10MHz~400MHz，且 OP_{1dB} 在不同增益時分別為 -12, -12, -12.4, -14dBm；在高頻道(6.2GHz)時，分別為 -3, -7.5, -12, -16.5dB，線性地相差 4.5dB，提供 14dB 的增益控制範圍，絕對增益誤差小於 $\pm 0.5\text{dB}$ 內，RF 3dB 頻寬範圍為 5.6GHz~7GHz，IF 3dB 頻寬範圍為 10MHz~400MHz，且 OP_{1dB} 在不同增益時分別為 -9.5, -9, -11, -14dBm。整體電路的 OP_{1dB} 並無隨著增益的下降而下降，代表整體的增益飽和點是被 RF 輸出端所限制，而不是被 IF 輸入端所限制，對於電路整體的動態範圍有相當大的助益。

参考文献

第二章：

- [1] A. Italia *et al.*, “A silicon bipolar transmitter frond-end for 802.11a and HIPERLAN2 wireless LANs,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 40, no. 7, pp. 1451–1459, July 2005.
- [2] H. D. Lee, C.-H. Kim, and S. Hong, “A SiGe BiCMOS transmitter module for IMT2000 applications,” *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 14, no. 8, pp. 371-373, Aug. 2004.
- [3] M. Zargari *et al.*, “A 5-GHz CMOS transceiver for IEEE 802.11a wireless LAN systems,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 37, no. 12, pp. 1688–1694, Dec. 2002.
- [4] H. O. Elwan and M. Ismail, “Digitally programmable decibel-linear CMOS VGA for low-power mixed-signal applications,” *IEEE Trans. Circuits Syst. II, Analog Digit. Signal Process.*, vol. 47, no. 5, pp. 388-398, May 2000.
- [5] S. Otaka, H. Tanimoto, S. Watanabe, and T. Maeda, “A 1.9-GHz Si-bipolar variable attenuator for PHS transmitter,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 32, no. 9, pp. 1424–1429, Sep. 1997.
- [6] H. D. Lee, K. A. Lee, and S. Hong, “A wideband CMOS variable gain amplifier with an exponential gain control,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 55, no. 6, pp. 1363-1373, June 2007.
- [7] F. Carrara and G. Palmisano, “High-dynamic-range VGA with temperature compensation and linear-in-dB gain control,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 40, no. 10, pp. 2019–2024, Oct. 2005.
- [8] S. Otaka, G. Takemura, and H. Tanimoto, “A low-power low-noise accurate linear-in-dB variable-gain amplifier with 500-MHz bandwidth,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 35, no. 12, pp. 1942–1948, Dec. 2000.
- [9] C. D. Presti, F. Carrara, and G. Palmisano, “Variable-gain up-converter with current reuse for 5-GHz WLAN applications,” *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol. 51, no. 1, pp. 51–54, Apr. 2007.
- [10] T.-M. Chen *et al.*, “A low-power fullband 802.11a/b/g WLAN transceiver with on-chip PA,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 42, no. 2, pp. 983–991, Feb. 2007.
- [11] P. Zhang *et al.*, “A single-chip dual-band direct-conversion IEEE 802.11a/b/g WLAN transceiver in 0.18-um CMOS,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 40, no. 9, pp. 1932–1939, Sep. 2005.

- [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, no. 9, pp.1412-1413, Sept. 1997.
- [13] P. R. Gray, P. J. Hurst, S. H. Levis, and R. G. Meyer, *Analysis and design of analog integrated circuits*, New York: John Willey & Sons, 2001.
- [14] B. Gilbert, "A precise four-quadrant multiplier with subnanosecond response," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. sc-3, no. 4, pp.365-373, Dec. 1968.
- [15] F. Corsi, C. Marzocca, and G. Matarrese, "On impedance evaluation in feedback circuits," *IEEE Trans. Educ.*, vol. 45, no. 4, pp. 371-379, Nov. 2002.
- [16] C. C. Meng and T.-H. Wu, "Compact 5.2-GHz GaInP/GaAs HBT Gilbert upconverter using lumped rat-race hybrid and current combiner," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 15, no. 10, pp. 688-690, Oct. 2005.
- [17] C. D. Hull and G. B. Meyer, "Principles of monolithic wideband feedback amplifier design," *Int. J. High Speed Electron.*, vol. 3, pp. 53-93, Feb. 1992.
- [18] R. G. Meyer and R. A. Blauschild, "A 4-terminal wide-band monolithic amplifier," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. sc-16, no. 6, pp.634-638, Dec. 1981.
- [19] R. G. Meyer, R. Eschenbach, and R. Chin, "A wide-band ultralinear amplifier from 3 to 300MHz," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. sc-9, no. 4, pp.167-175, Aug. 1974.
- [20] S.-S. Lu *et al.*, "The determination of S-parameters from the poles of voltage-gain transfer function for RF IC design," *IEEE Trans. Circuit and Systems-I*, vol. 52, no. 1, pp. 191-199, Jan. 2005.
- [21] M.-C. Chiang *et al.*, "Analysis, design, and optimization of InGaP-GaAs HBT matched-impedance wide-band amplifiers with multiple feedback loops," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 37, no. 6, pp.694-701, Jun. 2002.
- [22] J.-S. Syu and C. C. Meng, "2.4/5.7 GHz dual-band high linearity Gilbert upconverter utilizing bias-offset TCA and LC current combiner," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 17, no. 12, pp. 876-878, Dec. 2007.

第三章：

- [1] A. A. Abidi, "Direct-conversion radio transceivers for digital communications," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 30, no. 12, pp. 1399-1410, Dec. 1995.
- [2] J. Choma, Jr, "A three-level broad-banded monolithic analog multiplier," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. SC-16, no. 4, pp. 392-399, Aug. 1981.
- [3] L. Sheng, J. C. Jensen, and L. E. Larson, "A wide-bandwidth Si/SiGe HBT direct conversion sub-harmonic mixer/downconverter," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 35, no. 9, pp. 1329-1337, Sept. 2000.

- [4] V. Puyal *et al.*, “A DC-100 GHz frequency doubler in InP DHBT technology,” in *IEEE MTT-S Int. Dig.*, Fort Worth, TX, 2004, pp. 167–170.
- [5] A. W. Buchwald *et al.*, “A 6-GHz integrated phase-locked loop using AlGaAs/GaAs heterojunction bipolar transistors,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 27, no. 12, pp. 1752–1762, Dec. 1992.
- [6] R. Magoon *et al.*, “A singlechip 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, pp. 1710–1720, Dec. 2002.
- [7] 吳宗翰, “利用金氧半場效電晶體, 鍺化矽電晶體, 和磷化銻鎵/砷化鎵異質接面電晶體技術之射頻吉伯特混頻器及接收機系統架構,” 交通大學博士論文, 2007.
- [8] T. H. Wu *et al.*, “GaInP/GaAs HBT sub-harmonic Gilbert mixers using stacked-LO and leveled-LO topologies,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 55, no. 5, pp. 880-889, May. 2007.
- [9] T. H. Wu and C. C. Meng, “10-GHz highly symmetrical sub-harmonic Gilbert mixer using GaInP/GaAs HBT technology,” *IEEE Microw. Wireless Comp. Lett.*, vol. 17, no. 5, pp. 370-372, May. 2007.

