

國立交通大學

電信工程學系

碩士論文

結合 Cherry Hooper 放大機制與被動電路的射頻
混頻器設計與實作

Design and Implementation of RF Mixers with the Cherry
Hooper Technique and Passive elements

研究生：吳智凱

指導教授：孟慶宗

中華民國 九十四年 八月

結合 Cherry Hooper 放大機制與被動電路的射頻
混頻器設計與實作

Design and Implementation of RF Mixers with the Cherry
Hooper Technique and Passive elements

研究生:吳智凱

Student: Chih-Kai Wu

指導教授:孟慶宗 博士 Advisor: Dr. Chih Chun Meng

國立交通大學

電信工程學系碩士班

碩士論文

A Thesis

Submitted to Department of Communication Engineering

College of Electric Engineering and Computer Science

National Chiao Tung University

In Partial Fulfillment of the Requirements

For the Degree of

Master of Science

In

Communication Engineering

August 2005

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十四年八月

國立交通大學
電信工程學系碩士班

論文口試委員會審定書

本校 電信工程學系 碩士班 吳智凱 君

所提論文(中文) 結合 Cherry Hooper 放大機制與被動電路的射頻混頻器設計與實作

(英文) Design and implementation of RF mixers with Cherry Hooper technique and passive elements

合於碩士資格水準、業經本委員會評審認可。

口試委員：孟慶宗 郭仁財
詹益仁 林秉賢

指導教授：孟慶宗

系主任：唐震寰 教授

中華民國 九十四 年 七 月 十三 日

中文摘要

本篇論文主要研究射頻積體電路中寬頻的高頻混頻器與被動電路的分析。

本論文首先介紹 60GHz 實驗性質的 rat-race 對稱電路，接著在電路設計方面以 TSMC SiGe 0.35 μ m BiCMOS 以及 GCT 2 μ m InGaP/GaAs HBT 製程來研製應用於 10GHz 之寬頻混頻器，其中在 TSMC SiGe 製程包含了使用 Cherry Hooper 技術混頻器以及電流鏡主動負載單端輸出的微混頻器。另外在 GCT 2 μ m InGaP/GaAs HBT 製程，採用現有的變壓器測試鍵，設計低壓操作的混頻電路，有著優異的轉換增益與頻寬；在高頻的使用 Cherry Hooper 技術混頻器更高達 2GHz 以上的電路頻寬。進而在電路的創新性與複雜性，設計了使用集總元件結合 LC 電流合成器的混頻器以及降低鏡像訊號的 I/Q 通道混頻器。使用 Cherry Hooper 技術混頻器改善了無線通訊中寬頻的需求。

Abstract

In this thesis, we present wideband mixers in high frequency and the analysis of passive circuits in RF IC design.

First of all, we introduce the 60GHz rat-race which is symmetric and experimental, and then implement 10GHz wideband mixer by using TSMC SiGe 0.35um BiCMOS process and GCTC 2.0um HBT process in circuit design. In TSMC SiGe 0.35um, we design micro mixer with Cherry Hooper technique and active load with single ended output. Using the transformer testkey of GCTC 2um InGaP/GaAs HBT, we implement the transformer mixer at low voltage operation with excellent conversion gain and wide bandwidth. In High frequency application, the mixer with Cherry Hooper technique shows widebandwidth over 2GHz. Finally, we design LC combiner up converter with Cherry Hooper technique and lumped rat race and I/Q channel single sideband up converter in order to reduce image injection signal.

The mixers with Cherry Hooper technique provides the demand of wide bandwidth in WLAN's application.

誌謝

兩年的研究所生活中，感謝很多人的支持和幫忙才能讓我的論文得以順利完成。感謝孟慶宗老師的指導，讓我能在研究過程中得到許多寶貴的經驗，得以解決所遇到的種種困難，並且體會到真正的研究精神和態度。感謝林宗賢教授與詹益仁教授與郭仁財教授在口試時，提供寶貴的建議。另外，在研究在晶片測量過程上，特別要感謝聖哲與家宏以及國家奈米實驗室射頻量測實驗室全體同仁不辭辛苦地大力幫忙才得以把複雜的量測工作完成。

感謝實驗室的智琦、為昱、明奇、慶鴻、仰涵、紹宇、宗翰、珍儀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宇文、澤宏、聖哲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，多謝學弟們家宏、英杰、樺輿、勝文、柏勳的支持和幫忙，讓我這兩年的研究所生活充滿回憶。

特別感謝我的家人與女友冠陵在求學過程，給我最大的支持及關懷。最後，僅把此論文的榮耀獻給我的父母與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	vi
第一章 序論	1
1.1 前言	2
1.2 論文組織	2
第二章 微小化分波器的分析與設計	4
2.1 前言	5
2.2 集總元件的耦合模型	5
2.3 使用反相技術(phase inverter)的微小化分波器	8
2.3.1 環型功率分波器	8
2.3.2 使用 phase inverter 的分波器	14
2.3.3 60GHz 微小化分波器設計	17
第三章 使用 Cherry_Hooper 放大技術之寬頻混頻器	21
3.1 前言	22
3.2 混頻器原理	22
3.3 Cherry_Hooper 放大機制	26
3.4 吉伯特(Gilbert)混頻器	31
3.5 射頻寬頻混頻器設計	32
3.5.1 射頻寬頻混頻器設計	32
3.5.2 使用 InGaP/GaAs 製程 Cherry_Hooper 技術之混頻器	39
3.5.3 使用 Cherry_Hooper 單端輸出之混頻器	45
第四章 變壓器耦合之混頻器設計	51
4.1 前言	52
4.2 變壓器簡介	52
4.2.1 理想變壓器	52
4.2.2 非理想變壓器	54
4.3 5.2GHz 變壓器耦合混頻器設計	60
第五章 使用 LC combiner 之升頻器	71

5.1 前言.....	72
5.2 使用 LC combiner 180 度耦合之升頻混頻器.....	72
5.2.1 集總元件分波器.....	72
5.2.2 LC 電流合成器.....	76
5.2.3 集總 rat-race 升頻混頻器設計.....	77
5.3 單邊頻帶升頻器.....	82
5.3.1 Passive polyphase filter.....	82
5.3.2 IQ 通道升頻器設計.....	86
第六章 結論.....	92
參考文獻.....	94

圖 目 錄

第一章.....	1
第二章.....	4
圖 2.1 分散式耦合傳輸線模型.....	5
圖 2.2 耦合傳輸線使用集總元件的等效模型.....	6
圖 2.3 等效集總元件偶模電路.....	6
圖 2.4 等效集總元件奇模電路.....	6
圖 2.5 兩節式(Two-section)集總元件正交分波器.....	8
圖 2.6 環型 Hybrid rat-race.....	8
圖 2.7 環型 rat-race 偶模分析.....	9
圖 2.8 環型 rat-race 奇模分析.....	9
圖 2.9 (a)環型 rat-race(b)等效偶模半電路(c)等效奇模半電路.....	12
圖 2.10 使用 phase inverter 的環型 rat-race.....	14
圖 2.11 使用 phase inverter rat race(a)偶模(b)奇模半電路.....	15
圖 2.12 微小化對稱式 rat-race.....	18
圖 2.13 60GHz 微小化 rat race 電路 layout.....	18
圖 2.14 晶片 layout(1.8mm X0.9mm).....	18

圖 2.16 (a)沒有 MEMS 後製程的 S41(b)有 MEMS 的 S41.....	19
圖 2.17 (a)沒有 MEMS 後製程的 S41 相角(b)有 MEMS 的 S41 相角.....	19
第三章.....	20
圖 3.1 被動式開關混頻器.....	22
圖 3.2 單平衡式混頻器操作.....	23
圖 3.3 雙平衡式混頻器.....	24
圖 3.4 疊接式共源極放大器.....	26
圖 3.5 使用回授的疊接放大器.....	27
圖 3.6 Cherry_Hooper 放大器的等效電路.....	28
圖 3.7 加入源極電阻的 Cherry_Hooper 放大器(a)電路(b)等效小訊號.....	29
圖 3.8 高頻開路迴路的等效電阻(a) C_{gs1} (b) C_{gs2}	30
圖 3.9 吉伯特混頻器.....	31
圖 3.10 微混頻器架構.....	31
圖 3.11 使用 Cherry_Hooper 技術之混頻器.....	31
圖 3.12 Darlington pair.....	33
圖 3.13 Die photo(0.75mm X0.75mm).....	33
圖 3.14 轉換增益 V.S LO Power(RF:10.7G/-33.6dBm LO:9.75G).....	34
圖 3.15 P1dB(RF:10.7G LO:9.75G/4dBm).....	34
圖 3.16 轉換增益 V.S RF 頻寬(RF:-30dBm LO:4dBm).....	35
圖 3.17 轉換增益 V.S IF 頻寬(RF:6.1~7.8G/-28.17dBm).....	35

圖 3.18 LO-IF 的隔離度.....	36
圖 3.19 RF-IF 的隔離度.....	36
圖 3.20 LO-RF 的隔離度.....	37
圖 3.21 RF 端輸入的阻抗匹配.....	37
圖 3.22 IF 輸出端的阻抗匹配.....	38
圖 3.23 使用 Cherry Hooper 技術之混頻器.....	39
圖 3.24 Die photo(1mm X 1 mm).....	39
圖 3.25 轉換增益 V.S LO Power(RF:10.7G/-33.6dBm LO:9.75G).....	40
圖 3.26 P1dB(RF:10.7G LO:9.75G/-25dBm).....	40
圖 3.27 轉換增益 V.S RF 頻寬(Fixed IF:950MHz).....	41
圖 3.28 轉換增益 V.S IF 頻寬(Fixed LO:9.75G).....	41
圖 3.29 LO-IF 隔離度.....	42
圖 3.30 RF-IF 的隔離度.....	42
圖 3.31 LO-RF 的隔離度.....	43
圖 3.32 RF 輸出端的阻抗匹配.....	43
圖 3.33 IF 輸出阻抗匹配.....	44
圖 3.34 使用電流鏡負載之 Cherry_Hooper 混頻器.....	45
圖 3.35 Die photo(1mm X1mm).....	45
圖 3.36 轉換增益 V.S LO Power(RF:7G/-33.8dBm LO:6G).....	46
圖 3.37 P1dB(RF:7G LO:6G /0.87dBm).....	46

圖 3.38 轉換增益 V.S RF 頻寬(RF:-28.3dBm LO:4~8GHz/0.87dBm).....	47
圖 3.39 轉換增益 V.S IF 頻寬(RF:6~8G/-28.3dBm LO:0.87dBm).....	47
圖 3.40 LO-IF 隔離度.....	48
圖 3.41 RF-IF 隔離度.....	48
圖 3.42 LO-IF 隔離度.....	49
圖 3.43 RF 輸入阻抗匹配.....	49
圖 3.44 IF 輸出阻抗匹配.....	50
第四章	50
圖 4.1 (a)變壓器結構(b)變壓器符號模型.....	53
圖 4.2 理想變壓器的等效磁路.....	53
圖 4.3 變壓器的電路模型($\mu \neq \infty$).....	54
圖 4.4 實際變壓器的磁通量示意圖.....	55
圖 4.5 變壓器等效 T 模型.....	57
圖 4.6 包含 leakage inductance 的變壓器等效電路.....	58
圖 4.7 leakage 全部在主線圈的變壓器等效電路.....	59
圖 4.8 對稱式變壓器架構.....	60
圖 4.9 對稱式變壓器線圈阻值對頻率圖.....	61
圖 4.10 對稱變壓器的感值與 Q 值對頻率圖.....	62
圖 4.11 模擬與量測的傳輸係數 S21(Transmission coefficient).....	62
圖 4.12 模擬與量測的耦合係數 K(Coupling coefficient).....	63

圖 4.13 對稱式變壓器等效電路圖.....	63
圖 4.14 變壓器耦合混頻器整體電路.....	64
圖 4.15 變壓器耦合混頻器 Die photo(1mm X1mm).....	64
圖 4.16 轉換增益 V.S LO Power(RF:5.2G/ -36dBm LO:5.17G).....	65
圖 4.17 P1dB(RF:5.2G LO:5.17G/-7dBm).....	65
圖 4.18 固定 LO 頻率的 RF 頻寬(LO:5.17G/-10dBm IF:0.03~2.53G).....	66
圖 4.19 固定 IF 頻率的 RF 頻寬(LO:4.87~5.47G/-10dBm IF:0.03G).....	66
圖 4.20 IM3(RF:5.2G/-18dBm LO:5.17G/-10dBm).....	67
圖 4.21 RF-IF 的隔離度.....	67
圖 4.22 LO-IF 的隔離度.....	68
圖 4.23 LO-RF 的隔離度.....	68
圖 4.24 RF 輸入端的阻抗匹配.....	69
圖 4.25 IF 輸出端的阻抗匹配.....	69
第五章	70
圖 5.1 環型 rat-race 與 scattering matrix.....	72
圖 5.2 Distributed rat-race.....	73
圖 5.3 傳統式集總元件 rat-race.....	73
圖 5.4 簡化式集總元件 rat-race.....	74
圖 5.5 GCTC 電感佈局.....	74
圖 5.6 電感的等效電路.....	74
圖 5.7 採用 ADS model 的 rat-race 電路.....	75

圖 5.8 rat-race S 參數模擬(電容值 $\pm 10\%$ 變化).....	75
圖 5.9 AC 等效電流合成電路.....	76
圖 5.10 電流合成器的等效轉換圖.....	76
圖 5.11 Lumped rat-race 升頻混頻器.....	78
圖 5.12 Die photo(1.5mm X 1mm).....	78
圖 5.13 轉換增益 V.S LO Power(IF:0.3G/ -30dBm LO:9.7G RF:10G).....	79
圖 5.14 轉換增益 V.S IF Power(IF:0.3G LO:9.7G/10dBm).....	79
圖 5.15 P1dB(LO:9.7G/10dBm IF:0.3G RF:10G).....	80
圖 5.16 轉換增益 V.S RF 頻寬(Fixed LO:9.7G/10dBm IF:0.1~1.6G/-30dBm).....	80
圖 5.17 輸入阻抗匹配.....	81
圖 5.18 輸出阻抗匹配.....	82
圖 5.19 單極點 RC 濾波器.....	83
圖 5.20 單極點 RC 濾波器線性轉換.....	83
圖 5.21 單極 RC 濾波器.....	84
圖 5.22 複數濾波器合成.....	84
圖 5.23 RC-CR 多相位濾波器(a)正頻率(b)負頻率.....	85
圖 5.24 RC 電路頻率響應(a)Low pass filter(b)High pass filter.....	86
圖 5.25 單頻帶升頻器的數學架構.....	87
圖 5.26 雙極 RC-CR 濾波器.....	87
圖 5.27 單邊頻帶升頻混頻器.....	87
圖 5.28 Die photo (1.5mm X1mm).....	88

圖 5.29 Polyphase filter 的相位模擬.....	88
圖 5.30 轉換增益 V.S LO Power(LO:9.7G/0dBm IF0.3G/-30dBm).....	89
圖 5.31 轉換增益 V.S IF Power(LO:9.7G/15dBm IF:0.3G).....	89
圖 5.32 P1dB(LO:9.7G/15dBm IF:0.3G).....	90
圖 5.33 轉換增益 V.S IF 頻寬(IF:0.1~1.6G/-30dBm Fixed LO:9.7G/15dBm).....	90

第一章

序論

1.1 前言

近年來隨著無線通訊科技的快速發展，各式的通訊系統包含3G、Bluetooth、Wireless LAN等無線設備普及，已經深入我們的生活中，成為日常必備的個人傳輸與溝通的重要工具。由於積體電路技術不斷演進，數位通訊與數位訊號處理方法等的長足進步使得通訊設備的功能更多元，並且依據不同的地區與功能的需求，分別發展出不同的系統規格，而各系統對於傳輸頻段、調變方式、訊號頻寬與多工模式的要求都不盡相同。而在這些通訊系統的前端收發機中，射頻積體電路佔據著極重要的一環。射頻晶片的設計需要考量到多方面知識領域，門檻最高，原因在於：第一，因射頻電路設計需考量雜訊、線性度、功率消耗、阻抗匹配、操作頻率、直流電壓供應、信號振幅及系統規格之間的衡量，使得設計困難。第二，相較於類比電路，射頻電路還需具備微波工程、電磁理論、通訊理論與半導體物理等知識，才能設計出完善的電路。第三，精準的主動與被動模型難以獲得，造成設計的偏差。因此，一位射頻工程師是需要經驗的累積與長時間培養的。隨著資訊量需求的提高，為了獲得較寬的傳輸頻寬，而發展出各種無線通訊之協定，並且工作頻率也越來越高，這對於射頻電路而言將會是一大挑戰。

1.2 論文組織

本論文內容分五個章節。第一章為緒論，說明了無線通訊的概論及論文結構。第二章將探討被動電路rat-race的分析與設計。第三章介紹使用Cherry Hooper放大技術的混頻器設計。第四章介紹使用變壓器(transformer)耦合(coupling)的混頻器設計，透過變壓器耦合改進電路低壓寬頻特性。第五章使用LC電流合成器的混頻器設

計，第六章作為結論，討論電路設計結果及未來發展的方向。

第二章

微小化分波器的分析與設計

2.1 前言

近年來，由於無線通訊的普及，使得無線通訊系統的需求量大量成長，對於單晶微波積體電路(MMIC)與射頻積體電路(RFIC)的通訊元件需求量也持續的增加。功率分波器(Power divider)與方向耦合器(Directional coupler)為電路中極重要的零組件，其中常見的 180 度的 rat-race 可以產生不同相位與 3dB 功率，在 single end-to-differential 的電路需求上是一種良好的選擇。

2.2 集總元件的耦合模型

在射頻積體電路(RF IC)中，常常需要使用到耦合傳輸線(coupled transmission line)產生所要的差動訊號、混合式電路(hybrid circuits)、Balun，也就是將平衡式訊號與非平衡式訊號轉換的元件。但在砷化鎵基板上(GaAs substrate)，頻率低於 3.0GHz 下的傳輸線長度接近 1cm，因此使用分散式耦合(distributed coupled line)整合於 RFIC 或 MMIC 上，因線路太長或佔據昂貴大面積並不實用；而集總元件(lumped elements)電路恰好可以解決此問題。我們將討論傳輸耦合線與集總電路間的轉換，以提供微波電路設計在計算正交相位(quadrature)、混合式訊號時的參考依據。

圖 2.1 是常見分散式耦合線的模型， Z_{oe} 、 Z_{oo} 分別為偶模(even mode)、奇模(odd mode)特性阻抗。

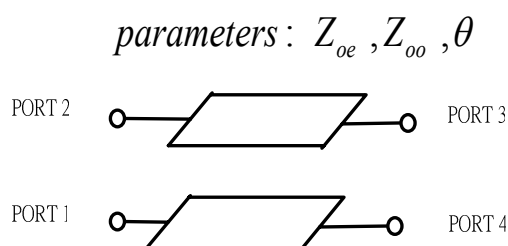


圖 2.1 分散式耦合傳輸線的模型

我們使用雙埠的 ABCD matrix 可以求得偶模(2.1)、奇模(2.2)矩陣：

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_e = \begin{bmatrix} \cos \theta & jZ_{oe} \sin \theta \\ j\frac{1}{Z_{oe}} \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_o = \begin{bmatrix} \cos \theta & jZ_{oo} \sin \theta \\ j\frac{1}{Z_{oo}} \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

在傳輸線等效中，單一傳輸線可以用一電感併兩個電容的 π 模型取代 [1]，同理我們將圖 2.1 兩條傳輸線使用 π 模型表現並且加上互相耦合電容 C_c 、互感 M (mutual coupling inductance)，如圖 2.2：

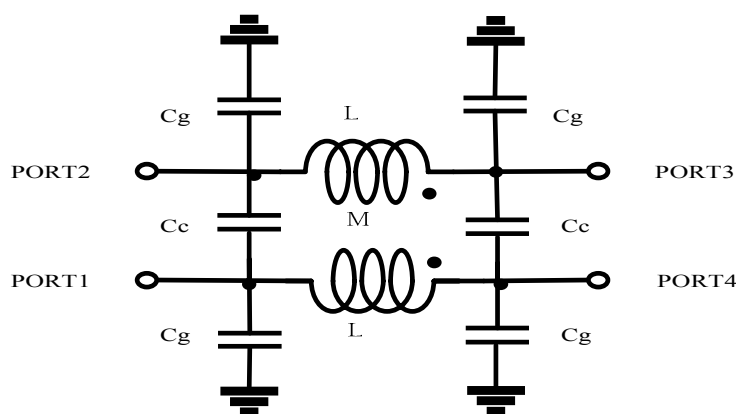


圖 2.2 耦合傳輸線使用集總元件的等效模型

圖 2.3 依舊使用偶模、奇模分析，電路如下：

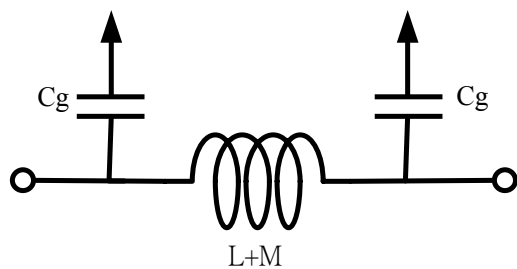


圖 2.3 等效集總元件偶模電路

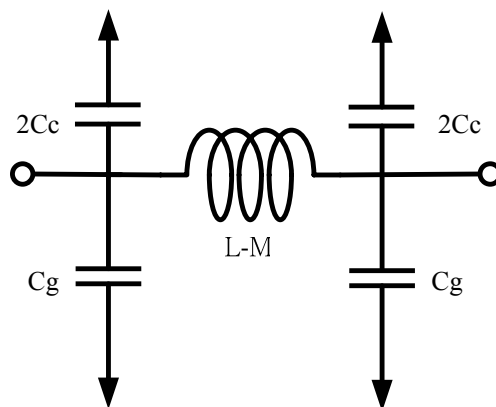


圖 2.4 等效集總元件奇模電路

同樣推導圖 2.3、圖 2.4 的 ABCD matrix，並且在等效的情形下，圖 2.1 與圖 2.2 的奇偶模矩陣必須相同：

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_o &= \begin{bmatrix} 1+s^2(C_g+2C_c)(L-M) & s(L-M) \\ 2s(C_g+2C_c)+s^3(C_g+2C_c)^2(L-M) & 1+s^2(C_g+2C_c)(L-M) \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \cos \theta & jZ_{oo} \sin \theta \\ j\frac{1}{Z_{oo}} \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.3)$$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_e &= \begin{bmatrix} 1+s^2C_g(L+M) & s(L+M) \\ 2sC_g+s^3C_g^2(L+M) & 1+s^2C_g(L+M) \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \cos \theta & jZ_{oe} \sin \theta \\ j\frac{1}{Z_{oe}} \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.4)$$

從(2.5)(2.6)我們可以得到：

$$L = \frac{(Z_{oe} + Z_{oo}) \sin \theta}{4\pi f} \quad (2.5)$$

$$M = \frac{(Z_{oe} - Z_{oo}) \sin \theta}{4\pi f} \quad (2.6)$$

$$C_g = \frac{\tan(\theta/2)}{Z_{oe} 2\pi f} \quad (2.7)$$

$$C_c = \left(\frac{1}{Z_{oo}} - \frac{1}{Z_{oe}} \right) \frac{\tan(\theta/2)}{4\pi f} \quad (2.8)$$

在(2.5)~(2.8)可以求得傳輸線與集總元件對照關係，而所謂的耦合係數(coupling coefficient)就是 M/L ，因此當我們希望耦合量為輸入一半，就可以使 $M/L=0.777$ 為設計依據，並求得其他設計參數。同樣的可以利用多節的集總元件組合成所需要的正交分波器或是混合式訊號，如圖 2.5。[2]

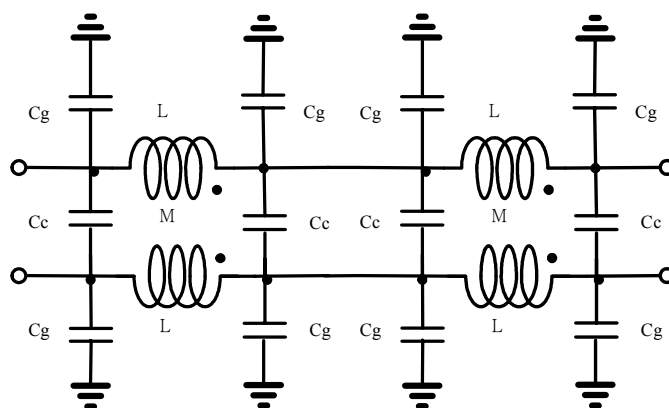


圖 2.5 兩節式(Two-section)集總元件正交分波器

2.3 使用反相技術(phase inverter)的微小化分波器

2.3.1 環型功率分波器

一般的環型 rat-race(如圖 2.6 所示)，有著幾點特性：(1)當相鄰環臂(ring arm)終端接到負載時，輸入阻抗與環臂的特性阻抗匹配，(2)兩兩輸出臂是互相隔絕的，(3)決定輸入埠(port)，輸出訊號可以相差 0° 或 180° 。如由埠一輸入埠三與埠四相差 180° 度；埠三輸入埠一與埠二相差 0° 度，以及(4)變化環臂阻抗可以有效決定輸出功率的比值。

圖 2.6 環型 rat-race，四個環臂的特性阻抗是相等的，而環上電導 Y_1 與 Y_2 為可變的參數，用以決定輸出的耦合量與輸入的匹配度。

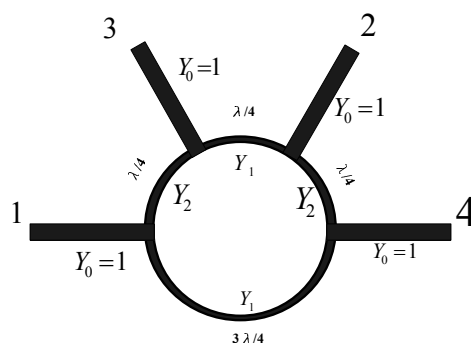


圖 2.6 環型 Hybrid rat race

靠著奇模與偶模分析可以有效的將電路由四埠拆解成兩埠，以方便分析。

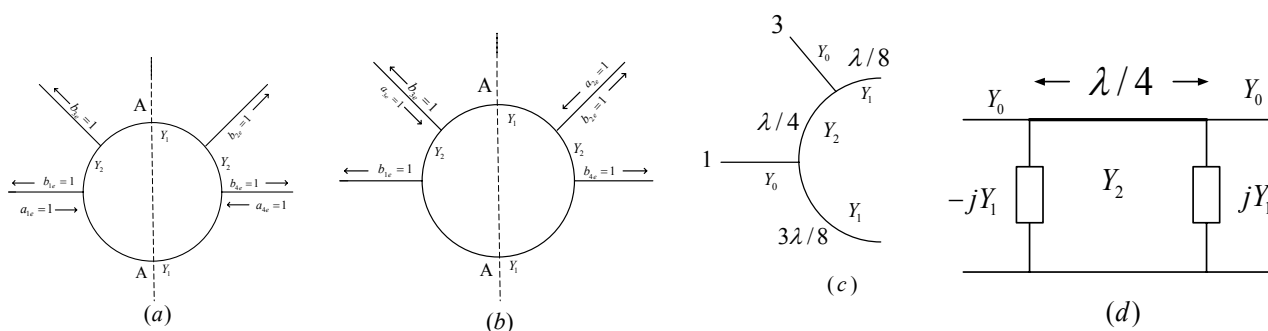


圖 2.7 環型 rat-race 偶模分析

在圖 2.7 中在第一、四埠輸入相同訊號(如圖(a))或由第二、三埠亦輸入相同訊號，可以得知在 A-A 對稱面為一開路，因此可以將電路轉為開路半電路如圖(c)所示，再利用阻抗等效的原理可以得到等效半電路(圖(d))；同理，第一、四埠輸入反相訊號(如圖 2.8(a))或由第二、三埠亦輸入反相訊號(圖 2.8(b))，可以得到一短路對稱面，因此可以將電路轉為短路半電路(圖 2.8(c))，奇模等效電路如圖 2.8(d)。

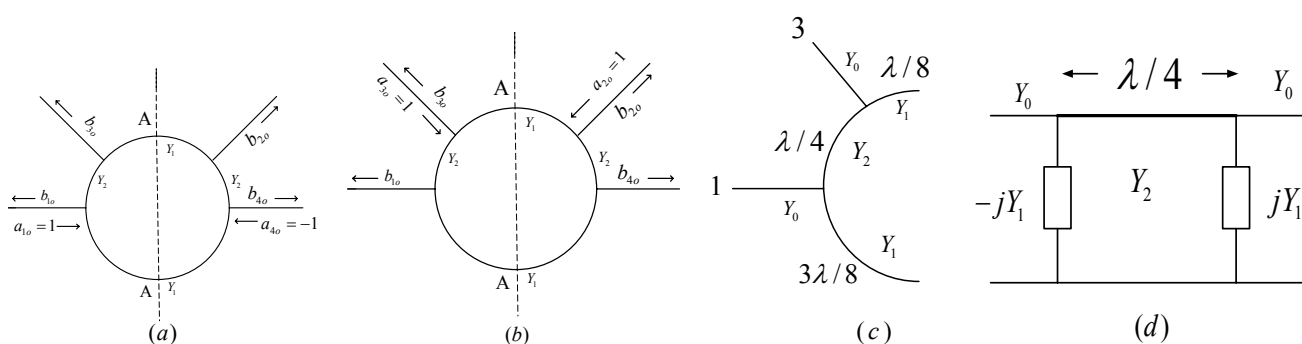


圖 2.8 環型 rat-race 奇模分析

我們可從奇模與偶模的等效半電路，求得其各自 ABCD matrix:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_e = \begin{bmatrix} \frac{-Y_1}{Y_2} & j\frac{1}{Y_2} \\ j(Y_2 + \frac{Y_1^2}{Y_2}) & \frac{Y_1}{Y_2} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_o = \begin{bmatrix} \frac{Y_1}{Y_2} & j\frac{1}{Y_2} \\ j(Y_2 + \frac{Y_1^2}{Y_2}) & \frac{-Y_1}{Y_2} \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

將所得到的 ABCD matrix 轉為 Scattering matrix:

$$[S]_e = \begin{bmatrix} \frac{1-Y_1^2-Y_2^2+j2Y_1}{1+Y_1^2+Y_2^2} & \frac{-j2Y_2}{1+Y_1^2+Y_2^2} \\ \frac{-j2Y_2}{1+Y_2^2+Y_2^2} & \frac{1-Y_1^2-Y_2^2-j2Y_1}{1+Y_1^2+Y_2^2} \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

$$[S]_o = \begin{bmatrix} \frac{1-Y_1^2-Y_2^2-j2Y_1}{1+Y_1^2+Y_2^2} & \frac{-j2Y_2}{1+Y_1^2+Y_2^2} \\ \frac{-j2Y_2}{1+Y_2^2+Y_2^2} & \frac{1-Y_1^2-Y_2^2+j2Y_1}{1+Y_1^2+Y_2^2} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

使用微波電路的反射波與入射波間矩陣關係:

$$[b]=[S][a] \quad (2.13)$$

$[b]$ 為輸出反射波矩陣， $[a]$ 為入射波矩陣。我們可以得到在第一、四埠輸入偶模時:

$$b_{1e} = b_{4e} = \frac{1-Y_1^2-Y_2^2+j2Y_1}{1+Y_1^2+Y_2^2} \quad (2.14)$$

$$b_{2e} = b_{3e} = \frac{-j2Y_2}{1+Y_1^2+Y_2^2} \quad (2.15)$$

同理，輸入奇模時:

$$b_{1o} = -b_{4o} = \frac{1-Y_1^2-Y_2^2-j2Y_1}{1+Y_1^2+Y_2^2} \quad (2.16)$$

$$b_{2o} = -b_{3o} = \frac{j2Y_2}{1+Y_1^2+Y_2^2} \quad (2.17)$$

我們可以藉由重疊原理得到輸出訊號組合：

$$a_1 = 2 \quad (2.18)$$

$$b_1 = 2 \left(\frac{1 - Y_1^2 - Y_2^2}{1 + Y_1^2 + Y_2^2} \right) \quad (2.19)$$

$$b_2 = 0 \quad (2.20)$$

$$b_3 = \frac{-j4Y_2}{1 + Y_1^2 + Y_2^2} \quad (2.21)$$

$$b_4 = \frac{-j4Y_2}{1 + Y_1^2 + Y_2^2} \quad (2.22)$$

由上面可以得知，在第一埠輸入時，第二埠為隔離埠，第三、四埠為同功率同相位。

相同的情況可以考量由第二、三埠輸入，奇模與偶模反射波情形為：

$$b_{1e} = b_{4e} = \frac{-j2Y_2}{1 + Y_1^2 + Y_2^2} \quad (2.23)$$

$$b_{2e} = b_{3e} = \frac{1 - Y_1^2 - Y_2^2 - j2Y_1}{1 + Y_1^2 + Y_2^2} \quad (2.24)$$

$$b_{1o} = -b_{4o} = \frac{-2jY_2}{1 + Y_1^2 + Y_2^2} \quad (2.25)$$

$$b_{2o} = -b_{3o} = - \left(\frac{1 - Y_1^2 - Y_2^2 - j2Y_1}{1 + Y_1^2 + Y_2^2} \right) \quad (2.26)$$

使用重疊原理輸入輸出訊號組合[3]：

$$a_3 = 2 \quad (2.27)$$

$$b_1 = \frac{-j4Y_2}{1 + Y_1^2 + Y_2^2} \quad (2.28)$$

$$b_2 = \frac{-j4Y_1}{1 + Y_1^2 + Y_2^2} \quad (2.29)$$

$$b_3 = 2 \left(\frac{1 - Y_1^2 - Y_2^2}{1 + 1 + Y_1^2 + Y_2^2} \right) \quad (2.30)$$

從(2.30)知，如果 $Y_1^2 + Y_2^2 = 1$ 可以得到完美的輸入阻抗匹配。

我們可以將上面所推導的推展到廣義的通式上：

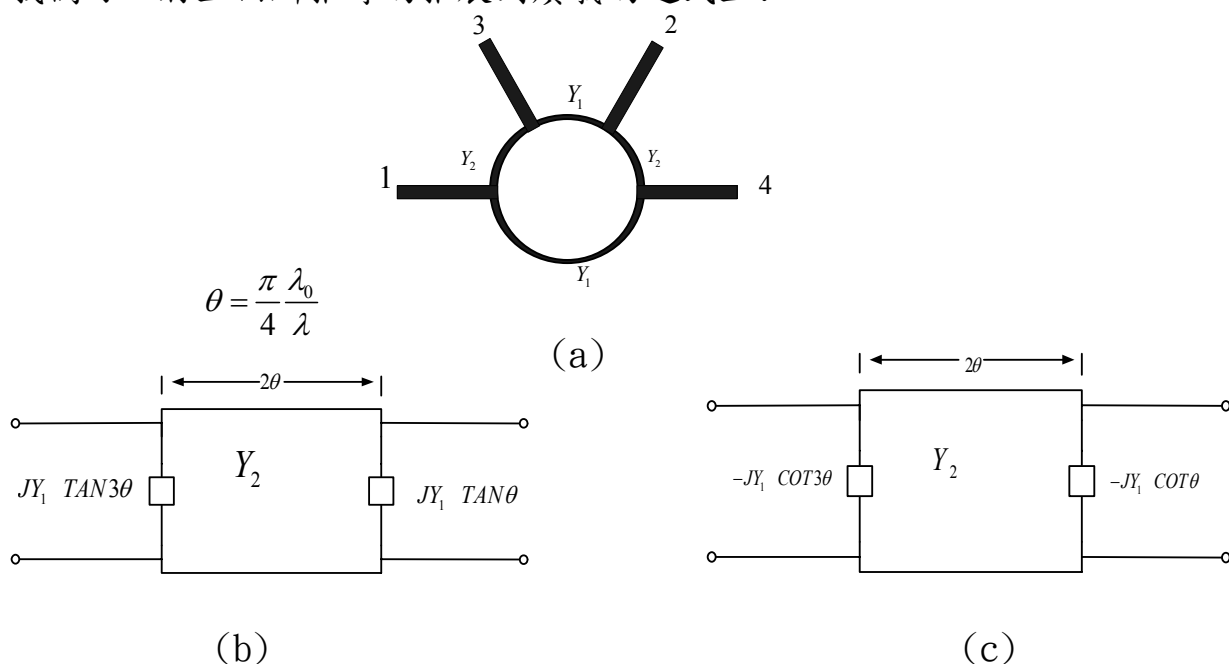


圖 2.9 (a)環型 rat-race(b)等效偶模半電路(c)等效奇模半電路

從圖 2.9 中求得 ABCD matrix 轉為 Y-matrix，偶模矩陣：

$$Y_{11e} = j(Y_1 \tan 3\theta - Y_2 \cot 2\theta) \quad (2.31)$$

$$Y_{22e} = j(Y_1 \tan \theta - Y_2 \cot 2\theta) \quad (2.32)$$

$$Y_{12e} = Y_{21e} = jY_2 \csc 2\theta \quad (2.33)$$

奇模矩陣：

$$Y_{11o} = -j(Y_1 \cot 3\theta + Y_2 \cot 2\theta) \quad (2.34)$$

$$Y_{22o} = -j(Y_1 \cot \theta + Y_2 \cot 2\theta) \quad (2.35)$$

$$Y_{12o} = Y_{21o} = jY_2 \csc 2\theta \quad (2.36)$$

將矩陣轉換成 Scattering matrix，以求取入射波與反射波關係：

$$S_{11e} = \frac{1 - Y_2^2 + Y_1^2 \tan 3\theta \tan \theta - Y_1 Y_2 \cot 2\theta (\tan 3\theta + \tan \theta) + jY_1 (\tan \theta - \tan 3\theta)}{1 + Y_2^2 - Y_1^2 \tan 3\theta \tan \theta + Y_1 Y_2 \cot 2\theta (\tan 3\theta + \tan \theta) + j[Y_1 (\tan 3\theta + \tan \theta) - 2Y_2 \cot 2\theta]} \quad (2.37)$$

$$S_{12e} = S_{21e} = \frac{-j2Y_2 \csc 2\theta}{1+Y_2^2 - Y_1^2 \tan 3\theta \tan \theta + Y_1 Y_2 \cot 2\theta (\tan 3\theta + \tan \theta) + j[Y_1 (\tan 3\theta + \tan \theta) - 2Y_2 \cot 2\theta]} \quad (2.38)$$

$$S_{22e} = \frac{1 - Y_2^2 + Y_1^2 \tan 3\theta \tan \theta - Y_1 Y_2 \cot 2\theta (\tan 3\theta + \tan \theta) + jY_1 (\tan 3\theta - \tan \theta)}{1+Y_2^2 - Y_1^2 \tan 3\theta \tan \theta + Y_1 Y_2 \cot 2\theta (\tan 3\theta + \tan \theta) + j[Y_1 (\tan 3\theta + \tan \theta) - 2Y_2 \cot 2\theta]} \quad (2.39)$$

$$S_{11o} = \frac{1 - Y_2^2 + Y_1^2 \cot 3\theta \cot \theta - Y_1 Y_2 \cot 2\theta (\cot 3\theta + \cot \theta) + jY_1 (\cot \theta - \cot 3\theta)}{1+Y_2^2 - Y_1^2 \cot 3\theta \cot \theta - Y_1 Y_2 \cot 2\theta (\cot 3\theta + \cot \theta) - j[Y_1 (\cot 3\theta + \cot \theta) + 2Y_2 \cot 2\theta]} \quad (2.40)$$

$$S_{12o} = S_{21o} = \frac{-j2Y_2 \csc 2\theta}{1+Y_2^2 - Y_1^2 \cot 3\theta \cot \theta - Y_1 Y_2 \cot 2\theta (\cot 3\theta + \cot \theta) - j[Y_1 (\cot 3\theta + \cot \theta) + 2Y_2 \cot 2\theta]} \quad (2.41)$$

$$S_{22o} = \frac{1 - Y_2^2 + Y_1^2 \cot 3\theta \cot \theta + Y_1 Y_2 \cot 2\theta (\cot 3\theta + \cot \theta) - jY_1 (\cot 3\theta - \cot \theta)}{1+Y_2^2 - Y_1^2 \cot 3\theta \cot \theta - Y_1 Y_2 \cot 2\theta (\cot 3\theta + \cot \theta) - j[Y_1 (\cot 3\theta + \cot \theta) + 2Y_2 \cot 2\theta]} \quad (2.42)$$

對於兩個相同的入射波由第一、四埠輸入情況，可表示為：

$$a_1 = 1 \quad a_4 = 1 \quad (2.43)$$

$$b_{1e} = b_{4e} = S_{11e} \quad (2.44)$$

$$b_{2e} = b_{3e} = S_{12e} \quad (2.45)$$

而反相位同振幅的入射波由第一、四埠輸入情況：

$$b_{1o} = -b_{4o} = S_{11o} \quad (2.46)$$

$$b_{3o} = -b_{2o} = S_{12o} \quad (2.47)$$

因此我們可以將上面奇、偶模做重疊原理：

$$a_1 = 2$$

$$b_1 = b_{1e} + b_{1o} = S_{11e} + S_{11o} \quad (2.48)$$

$$b_2 = b_{2e} + b_{2o} = S_{12e} - S_{12o} \quad (2.49)$$

$$b_3 = b_{3e} + b_{3o} = S_{12e} + S_{12o} \quad (2.50)$$

$$b_4 = b_{4e} + b_{4o} = S_{11e} - S_{11o} \quad (2.51)$$

同理當輸入埠為第二、三埠時，入射與反射關係為：

$$a_3 = 2 \quad (2.52)$$

$$b_1 = S_{12e} + S_{12o} \quad (2.53)$$

$$b_2 = S_{22e} - S_{22o} \quad (2.54)$$

$$b_3 = S_{22e} + S_{22o} \quad (2.55)$$

$$b_4 = S_{12e} - S_{12o} \quad (2.56)$$

以上通式推導可以幫助做為環型 rat-race 於不同阻抗參數與功率分波的參考設計。

2.3.2 使用 phase inverter 的分波器

從上面環型 rat-race 電路分析，清楚的說明產生同相位與差動訊號的優點，是個優秀的功率耦合器。但其常因 $3\lambda/4$ 長度過長佔據面積以及窄頻頻寬的缺點所困擾。我們將延續上面的推導並且縮小環型 rat-race 的 $3\lambda/4$ 的長度改以 $\lambda/4$ 長度加上 180° phase inverter 取代，亦可達到電路四埠的結構對稱性。圖 2.10 為加上 phase inverter 的環型 rat-race。

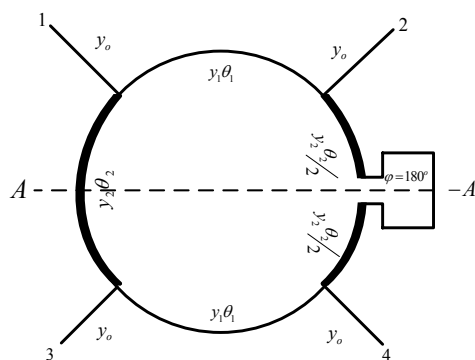


圖 2.10 使用 phase inverter 的環型 rat-race

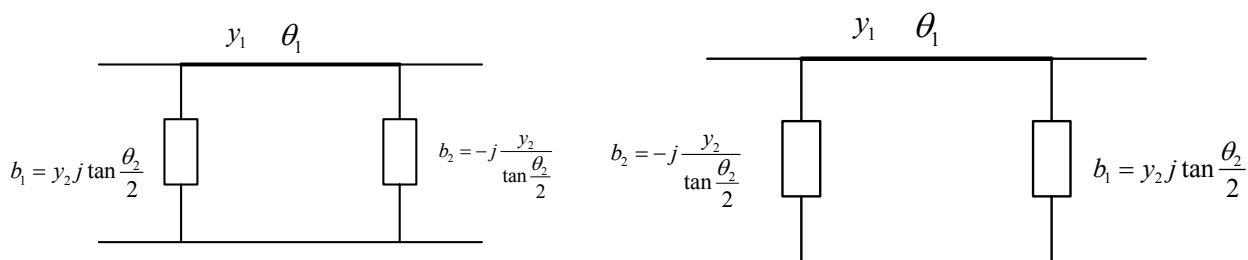


圖 2.11 使用 phase inverter rat-race(a)偶模(b)奇模 等效半電路

我們將圖 2.10 依然使用奇模、偶模半電路做分析(如圖 2.11)，值得注意的是因為加上了 phase inverter，奇模與偶模輸出入阻抗剛好

是反對稱的，為簡化電路數學推導使 $b_1 = y_2 j \tan \frac{\theta_2}{2}$ 與 $b_2 = -j \frac{y_2}{\tan \frac{\theta_2}{2}}$ ，求

得奇、偶模的 ABCD matrix:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & O \end{bmatrix}_e = \begin{bmatrix} \cos \theta_1 + j \frac{b_2}{Y_1} \sin \theta_1 & j Y_1 \sin \theta_1 \\ b_1 \cos \theta_1 + j Y_1 \sin \theta_1 + b_1 b_2 j \frac{1}{Y_1} \sin \theta_1 + b_2 \cos \theta_1 & b_1 j \frac{1}{Y_1} \sin \theta_1 + \cos \theta_1 \end{bmatrix} \quad (2.57)$$

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_o = \begin{bmatrix} \cos \theta_1 + j \frac{b_1}{Y_1} \sin \theta_1 & j \frac{1}{Y_1} \sin \theta_1 \\ b_2 \cos \theta_1 + j Y_1 \sin \theta_1 + b_1 b_2 j \frac{1}{Y_1} \sin \theta_1 + b_1 \cos \theta_1 & j \frac{b_2}{Y_1} \sin \theta_1 \cos \theta_1 \end{bmatrix} \quad (2.58)$$

繼續將 ABCD 矩陣轉為 Scattering matrix:

$$[S]_e = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}_e$$

$$S_{11e} = \frac{-Z_0 \cos \theta_1 (b_1 + b_2) + j Z_1 \sin \theta_1 (b_2 - b_1) + j Z_0 Y_1 \sin \theta_1 (-1 - b_2 b_1 Z_1^2 + Y_0^2 Z_1^2)}{2 \cos \theta_1 + (Z_0 \cos \theta_1 + j Z_1 \sin \theta_1)(b_1 + b_2) + j Z_0 Y_1 \sin \theta_1 (1 + b_2 b_1 Z_1^2 + Y_0^2 Z_1^2)} \quad (2.59)$$

$$\begin{aligned} S_{12e} &= S_{21e} \\ &= \frac{2}{2 \cos \theta_1 + (Z_0 \cos \theta_1 + j Z_1 \sin \theta_1)(b_1 + b_2) + j Z_0 Y_1 \sin \theta_1 (1 + b_2 b_1 Z_1^2 + Y_0^2 Z_1^2)} \end{aligned} \quad (2.60)$$

$$S_{22e} = \frac{-Z_0 \cos \theta_1 (b_1 + b_2) + jZ_1 \sin \theta_1 (b_1 - b_2) + jZ_0 Z_1 \sin \theta_1 (-1 - b_1 b_2 Z_1^2 + Y_0^2 Z_1^2)}{2 \cos \theta_1 + (Z_0 \cos \theta_1 + jZ_1 \sin \theta_1)(b_1 + b_2) + jZ_0 Y_1 \sin \theta_1 (1 + b_2 b_1 Z_1^2 + Y_0^2 Z_1^2)} \quad (2.61)$$

$$[S]_o = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}_o$$

$$S_{11o} = \frac{-Z_0 \cos \theta_1 (b_1 + b_2) + jZ_1 \sin \theta_1 (b_1 - b_2) + jZ_0 Y_1 \sin \theta_1 (-1 - b_1 b_2 Z_1^2 + Y_0^2 Z_1^2)}{2 \cos \theta_1 + (Z_0 \cos \theta_1 + jZ_1 \sin \theta_1)(b_1 + b_2) + jZ_0 Y_1 \sin \theta_1 (1 + b_2 b_1 Z_1^2 + Y_0^2 Z_1^2)} \quad (2.62)$$

$$S_{12o} = S_{21o} = \frac{2}{2 \cos \theta_1 + Z_0 \cos \theta_1 (b_2 + b_1) + jZ_1 \sin \theta_1 (b_1 + b_2) + jZ_1 Y_1 \sin \theta_1 (1 + b_1 b_2 Z_1^2 + Y_0^2 Z_1^2)} \quad (2.63)$$

$$S_{22o} = \frac{-Z_0 \cos \theta_1 (b_1 + b_2) + jZ_1 \sin \theta_1 (b_2 - b_1) + jZ_0 Y_1 \sin \theta_1 (-1 - b_1 b_2 Z_1^2 + Y_0^2 Z_1^2)}{2 \cos \theta_1 + (Z_0 \cos \theta_1 + jZ_1 \sin \theta_1)(b_1 + b_2) + jZ_0 Y_1 \sin \theta_1 (1 + b_1 b_2 Z_1^2 + Y_0^2 Z_1^2)} \quad (2.64)$$

轉換而得的 Scattering matrix，將奇模與偶模做重疊原理得：

$$S_{11} = \frac{1}{2}(S_{11e} + S_{11o}) = \frac{-Z_0 \cos \theta_1 (b_1 + b_2) + jZ_1 Y_1 \sin \theta_1 (1 + b_1 b_2 Z_1^2 + Y_0^2 Z_1^2)}{2 \cos \theta_1 + (Z_0 \cos \theta_1 + jZ_1 \sin \theta_1)(b_1 + b_2) + jZ_0 Y_1 \sin \theta_1 (1 + b_1 b_2 Z_1^2 + Y_0^2 Z_1^2)} \quad (2.65)$$

$$S_{22} = \frac{1}{2}(S_{22e} + S_{22o}) = \frac{-Z_0 \cos \theta_1 (b_1 + b_2) + jZ_1 Y_1 \sin \theta_1 (1 + b_1 b_2 Z_1^2 + Y_0^2 Z_1^2)}{2 \cos \theta_1 + (Z_0 \cos \theta_1 + jZ_1 \sin \theta_1)(b_1 + b_2) + jZ_0 Y_1 \sin \theta_1 (1 + b_1 b_2 Z_1^2 + Y_0^2 Z_1^2)} \quad (2.66)$$

$$S_{21} = S_{12} = \frac{1}{2}(S_{12e} + S_{12o}) = \frac{2}{2 \cos \theta_1 + (Z_0 \cos \theta_1 + jZ_1 \sin \theta_1)(b_1 + b_2) + jZ_2 Y_1 \sin \theta_1 (1 + b_1 b_2 Z_1^2 + Y_0^2 Z_1^2)} \quad (2.67)$$

$$S_{31} = \frac{1}{2}(S_{21e} - S_{21o}) = 0 \quad (2.68)$$

$$S_{41} = S_{14} = \frac{1}{2}(S_{11e} - S_{11o}) = \frac{jZ_1 \sin \theta_1 (b_2 - b_1)}{2 \cos \theta_1 + (Z_0 \cos \theta_1 + jZ_1 \sin \theta_1)(b_1 + b_2) + jZ_0 Y_1 \sin \theta_1 (1 + b_1 b_2 Z_1^2 + Y_0^2 Z_1^2)} \quad (2.69)$$

$$= -S_{23}$$

從上面最後的 S 參數可以求得輸入阻抗匹配的條件，並且很明顯的可以見到 S_{31} 隔離埠為完美隔離，我們利用 phase inverter 降低電路面積，並不影響電路特性，因此 rat-race 推導通式依舊成立。[4]

2.3.3 60GHz 微小化分波器設計

我們採用 C.Y. C 於 2003 所提出的微小化 rat-race 做為設計依據 [5]，不同於其製作於 PCB 板上的 0~5GHz 頻率，我們將電路整合到積體電路上，並且使用微波電路的傳輸線長度微小化的概念，將 60GHz distributed 的 rat-race 利用 TSMC 積體電路技術實做電路。電路架構使用了共平面波導(coplanar waveguide)轉共平面微帶線(Coplanar stripline)的技術，首先我們利用 matlab 軟體算出 60GHz 所需 Coplanar stripline 的線寬與 Gap 的寬度。而在 rat-race 的 3/4 波長做反相的動作，使得 1/4 波長的傳輸線有著 3/4 波長的相角，除了縮短長度、節省面積外，並且可以將電路達對稱化效果。而由於在 millimeter wave 的高頻操作 silicon 絕緣層的 loss 會是對電路有極大影響；因此我們希望利用 MEMS 後製程技術將金屬層下方的絕緣層隔絕掉，讓金屬懸浮，並且希望試圖做出其差異性的比較期待有更好的特性(performance)。

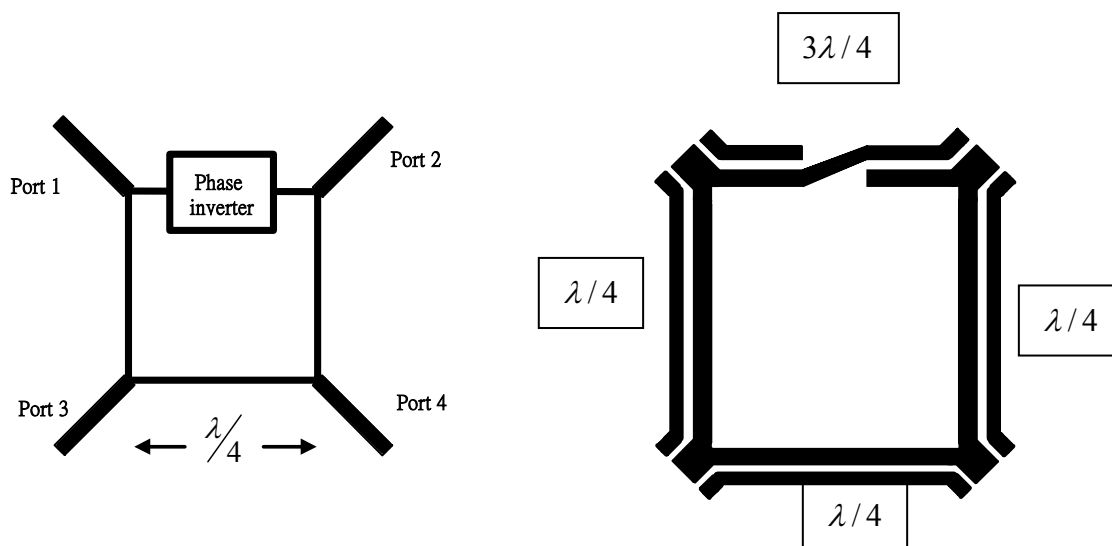


圖 2.12 微小化對稱式 rat-race

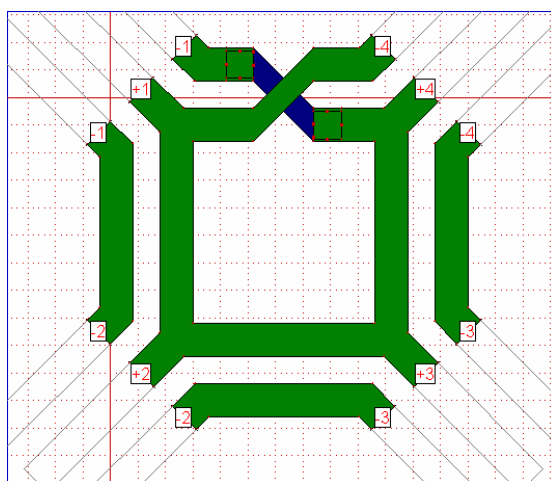


圖 2.13 60GHz 微小化 rat-race 電路的 layout

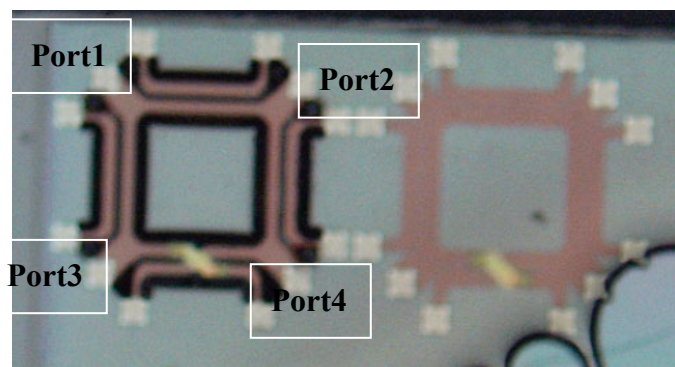
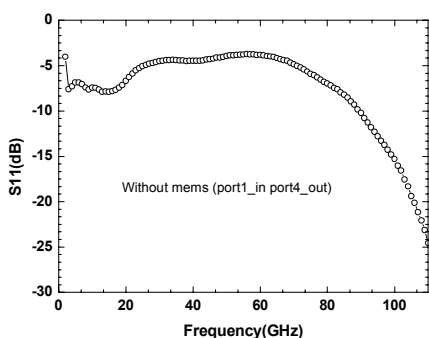
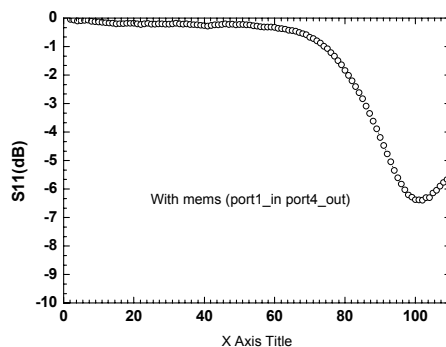


圖 2.14 晶片 layout(1.8mmX0.9mm)

—量測結果—

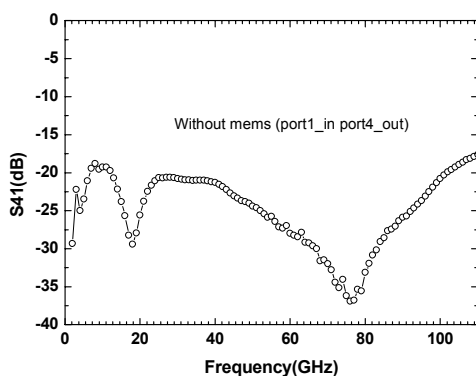


(a)

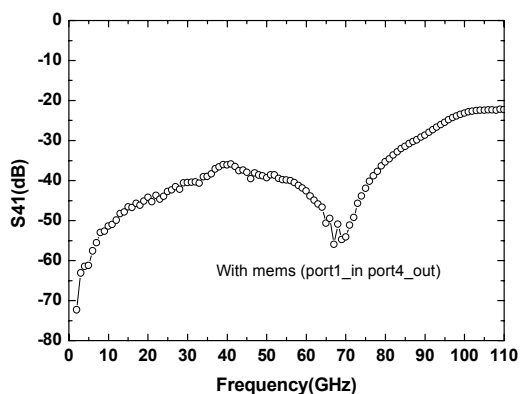


(b)

圖 2.15(a)沒有 MEMS 後製程的 S11(b)有 MEMS 的 S11

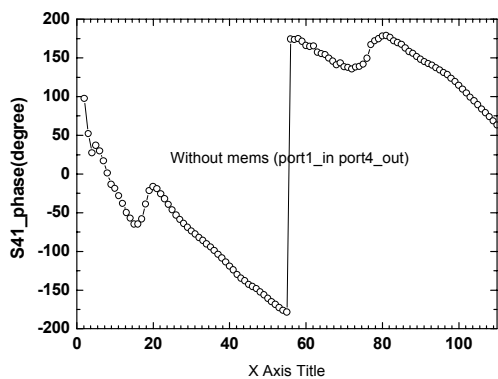


(a)

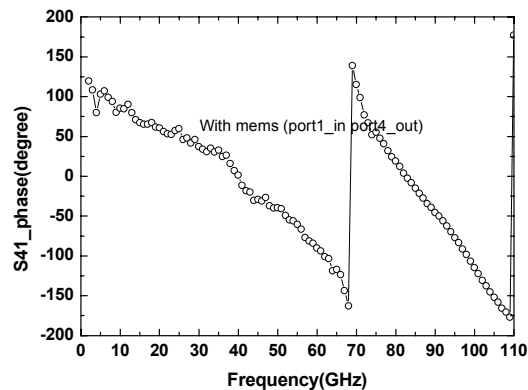


(b)

圖 2.16(a)沒有 MEMS 後製程的 S41(b)有 MEMS 的 S41



(a)



(b)

圖 2.17(a)沒有 MEMS 後製程的 S41 相角(b)有 MEMS 的 S41 相角

—結果與討論—

此電路量測的頻率高達 110GHz，因此量測的困難度也大幅的提高，由於 NDL 剛建立完成此量測系統，所以量測經驗與技巧皆尚未完備，因而實際量測超高頻率時，發生了抖動的現象，所以量測結果不盡理想。除缺乏量測經驗上之外，缺乏 90 度轉角以及如此高頻段的 calibration kit 亦是困難點，目前台灣尚無可以到 60GHz 的 90 度轉角探針與 calibration kit。只能採用 180 度對角量測形成量測上困難。另一方面，此次晶片有一半以上經過 MEMS 蝕刻挖空 substrate 造成下針 pad 過脆，下針時容易破掉而形成量測上困難，無法確知是否為合理結果。期許著以後除了要求模擬精準度之外，在如此高的頻段要多考慮量測方式與可行性。

第三章

使用 *Cherry Hooper* 放大技術之寬頻混頻器

3.1 前言

在射頻接收機中，混頻器扮演著將兩訊號作昇頻與降頻的工作。一般而言，設計一個混頻器包含了如轉換增益(Conversion Gain)、頻寬速度(Wide bandwidth)、線性度、本地振盪器的功率提供、雜訊指數、埠對埠的隔離度(Isolation)、動態範圍、功率耗損等特性考量，依照設計需求度系統架構有所不同。

3.2 混頻器原理

常見的混頻器設計主要分為被動式與主動式兩種，被動式混頻器主要以被動開關(passive switching)混頻器為主，如圖3.1；混頻器以開關的原理來達到混頻的作用。被動式混頻器一般轉導損耗介於4~8dB間，其優點是線性度高、架構簡單、無直流電流消耗、沒有顫動雜訊的問題。而主動式混頻器又區分為單平衡式混頻器與雙平衡式混頻器，主要差異在於單平衡式混頻器會有嚴重的LO端至中頻端的洩漏問題，通常需要外接濾波器濾除，而雙平衡式混頻器則無LO端至中頻端洩漏問題，不過所消耗的功率則多一倍。

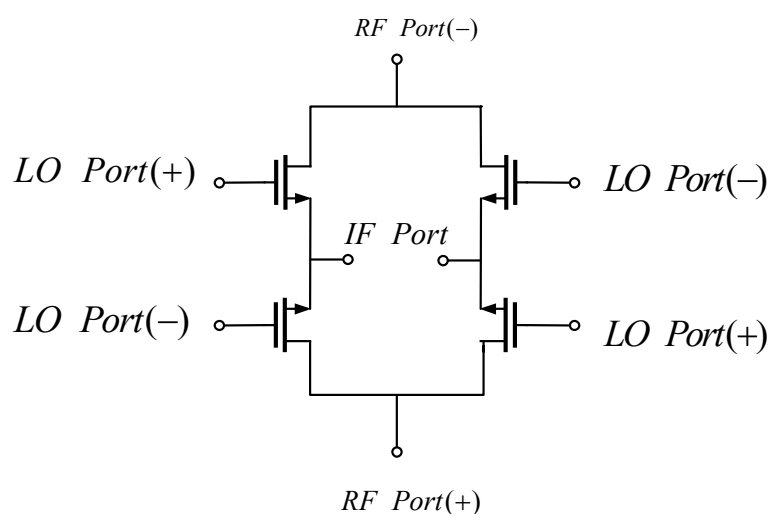


圖3.1 被動式開關混頻器

雖然被動式混頻器具有不消耗直流功率與高線性度，不過通常比主動式混頻器需要更大的 LO 訊號，對 LO 振盪器造成負擔，而且被動式混頻器的隔離度通常很差，所以 LO 訊號有可能透過耦合方式影響其他電路，因此本論文將採用主動式混頻器的操作原理，設計電路。以下將說明主動式混頻器的操作原理：

(1) 單平衡式混頻器

單平衡式混頻器將射頻訊號經由一級轉導放大器(M1)轉為電流訊號，訊號以電流形式進行乘法動作。如圖3.2，輸入的射頻訊號：

$$V_{RF}(t) = v_{RF} \cos \omega_{RF} t \tag{3.1}$$

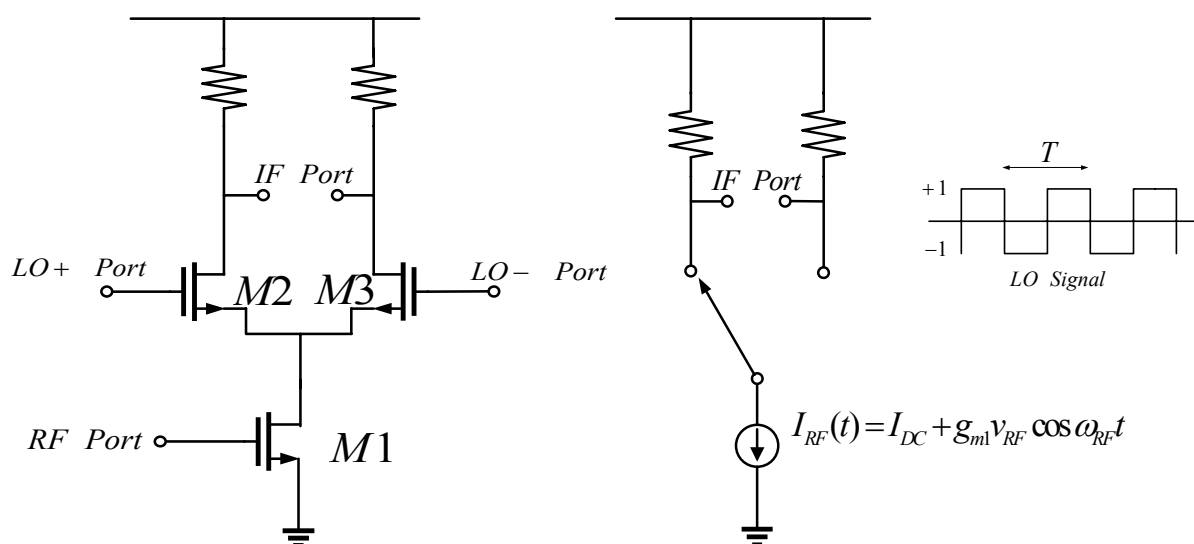


圖3.2 單平衡式混頻器操作原理

經由 M1 轉導放大後的射頻電流訊號：

$$I_{RF}(t) = I_{DC} + g_{m1} v_{RF} \cos \omega_{RF} t \tag{3.2}$$

M2、M3 做電流切換動作，是採用振幅較大的 LO 訊號控制，將輸入電流週期性地由一端切換至另一端。如此動作下等效於輸入電流乘上一個 LO 的週期訊號，輸出電流為：

RF 與 LO 輸入端都是平衡式訊號。混波基本原理使用振幅較大的 LO 訊號使 M3、M4、M5、M6 作用如開關以切換 M1、M2 之電流達成混頻效果。射頻的電壓訊號為：

$$V_{RF}(t) = \pm v_{RF} \cos \omega_{RF} t \quad (3.4)$$

經過驅動放大後的射頻電流：

$$I_{RF1} = I_{DC} + \frac{g_m}{2} v_{RF} \cos \omega_{RF} t \quad (3.5)$$

$$I_{RF2} = I_{DC} - \frac{g_m}{2} v_{RF} \cos \omega_{RF} t \quad (3.6)$$

而 LO 訊號切換 M3、M4、M5、M6，可以推得輸出電流：

$$i_{D3} = g_m \times \frac{V_{RF}(t)}{4} \times \frac{4}{\pi} \times \left(\sin \omega_{LO} t + \frac{1}{3} \sin 3\omega_{LO} t + \frac{1}{5} \sin 5\omega_{LO} t + \dots \right) \quad (3.7)$$

$$i_{D4} = g_m \times \frac{V_{RF}(t)}{4} \times \frac{4}{\pi} \times \left(-\sin \omega_{LO} t - \frac{1}{3} \sin 3\omega_{LO} t - \frac{1}{5} \sin 5\omega_{LO} t + \dots \right) \quad (3.8)$$

$$i_{D5} = g_m \times \frac{V_{RF}(t)}{4} \times \frac{4}{\pi} \times \left(-\sin \omega_{LO} t - \frac{1}{3} \sin 3\omega_{LO} t - \frac{1}{5} \sin 5\omega_{LO} t + \dots \right) \quad (3.9)$$

$$i_{D6} = g_m \times \frac{V_{RF}(t)}{4} \times \frac{4}{\pi} \times \left(\sin \omega_{LO} t + \frac{1}{3} \sin 3\omega_{LO} t + \frac{1}{5} \sin 5\omega_{LO} t + \dots \right) \quad (3.10)$$

可以求得輸出電壓可以表示為：

$$V_{IF}(t) = \frac{4}{\pi} \times g_m \times R_L \times V_{RF}(t) \times \left(\sin \omega_{LO} t + \frac{1}{3} \sin 3\omega_{LO} t + \frac{1}{5} \sin 5\omega_{LO} t + \dots \right) \quad (3.11)$$

可以得知雙平衡混頻器電壓增益為： $\frac{4}{\pi} \times g_m \times R_L$

因此從上面見得雙平衡混頻器在中頻輸出端無 LO 的頻率存在，理想的雙平衡混頻器均有良好的 LO 訊號漏至 RF 輸入端以及 LO 訊號漏至中頻輸出端的隔離度。不過因為電路較為複雜，電晶體數目較多，雜訊指數較單平衡混頻器高，而且在相同的轉換增益下，功率消耗是單端平衡混頻器的兩倍。[6]

3.3 Cherry Hooper 放大機制

Cherry-hooper放大器是Cherry和Hooper在1963年所提出的寬頻回授放大器；主要的電路是在電晶體的汲極或集極組合了一回授電阻，用以改善電路速度。為了達到這樣架構，我們先考慮圖3.4的疊接式(cascade)共源極電路(common source stage)；我們將 C_X 定義由節點所見的所有

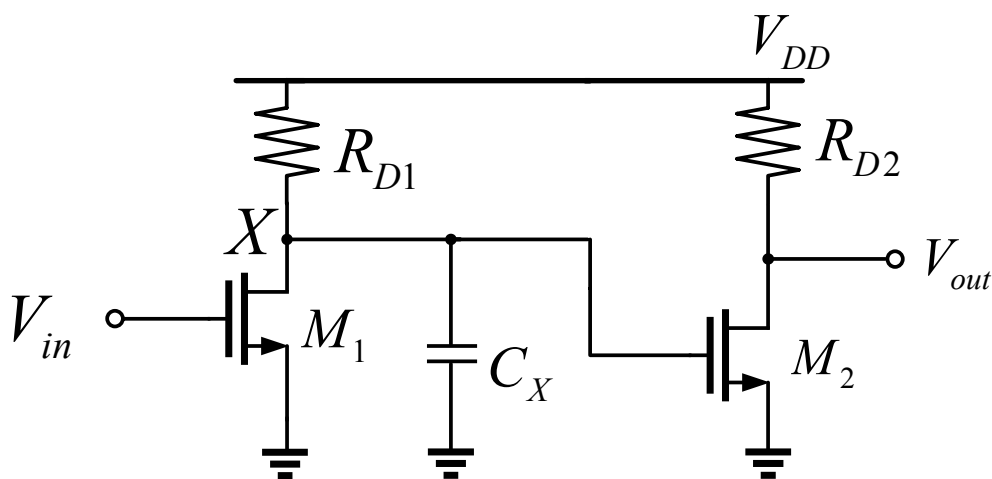


圖3.4 疊接式共源極放大器

電容值，從第一級 M1 放大器可以直接得到電壓增益與極點分別為：

$$|A_v| = g_{m1} R_{D1} \quad (3.12)$$

$$w_{p,x} = (R_{D1} C_X)^{-1} \quad (3.13)$$

在 M2 也有合理的電壓增益但並不影響整體電路在此不詳加考量。可以很明顯的從 X 節點可以見到，受到 C_{GS2} 、 C_{GD2} 米勒效應的影響會限制住整體電路的頻寬。

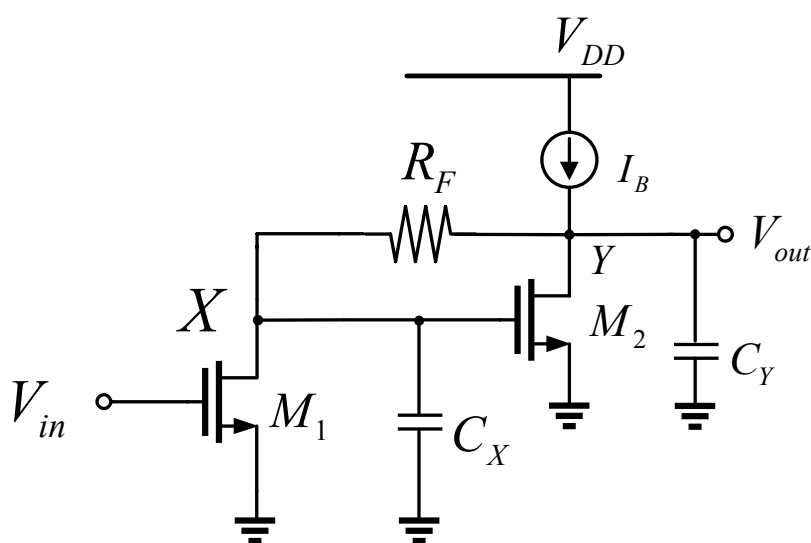


圖3.5 使用回授的疊接放大器

我們將圖3.4做修正，試著在 M_1 、 M_2 間加上回授電阻 R_F (如圖3.5)，可以見到輸出電壓的電流路徑一條是流經 R_F 、另一條是流經 M_2 ，在此假定 I_B 是理想電流源，並且先不考慮電晶體的通道長度調變效應(channel length modulation)情況下，著手電路分析，求得節點電壓 V_X ：

$$V_{out} - g_{m1}V_{in}R_F = V_X \quad (3.14)$$

M_2 所產生小訊號電流 $g_{m2}V_X$ 等於反相流經 R_F 的小訊號電流：

$$g_{m2}(V_{out} - g_{m1}V_{in}R_F) = -g_{m1}V_{in} \quad (3.15)$$

可以得到電壓增益比值：

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = g_{m1}R_F - \frac{g_{m1}}{g_{m2}} \quad (3.16)$$

當 $R_F \gg g_{m2}^{-1}$ 時，電壓增益會等於一個銜接 R_F 做負載的共源放大器。

除了可以調整 R_F 值以獲取想要的電壓增益外，對圖3.5並-並回授的

電路有很重要的優點，可以使用頻率響應分析證明，在節點 X 與節點 Y 所見的阻抗，都是 g_{m2}^{-1} ，得到極點 $w_{p,X} = g_{m2} / C_X$ 、 $w_{p,Y} = g_{m2} / C_Y$ ，這兩個極點是遠大於(3.13)。在此可以得到簡單的結論，關於圖五並-並回授放大器，除了電壓增益可以近似成 $g_{m1}R_F$ ，並且可以在節點 X、Y 見到負載低阻抗，產生高頻極點，使得電路可以延展在寬頻應用上。

上面對於電路分析是很直觀的看法，但其實 $w_{p,X} = g_{m2} / C_X$ 與 $w_{p,Y} = g_{m2} / C_Y$ 的近似並不準確，因為我們並未考量 C_Y 會降低的電壓增益與其造成從 M_2 的閘極端的輸入電阻的影響；同樣的， C_X 所造成阻

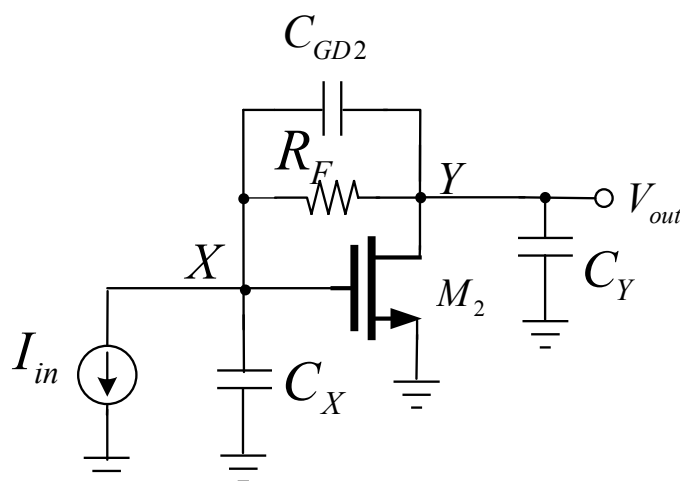


圖3.6 Cherry Hooper 放大器的等效電路

抗影響也尚未考量。為了更精確了解極點所受的效應，考慮圖3.6的電路。我們讓 $I_{in} = g_{m1}V_{in}$ 用電流源取代以利分析，而流經 R_F 與 C_{GD2} 的總電流等於 $I_{in} + V_X C_X s$ ，因此上面壓降等於 $(I_{in} + V_X C_X s) \times (R_F // C_{GD2} s)$ ，可以算得輸出電壓 V_{out} ：

$$(I_{in} + V_X C_X s) \frac{R_F}{R_F C_{GD2} s + 1} + V_X = V_{out} \quad (3.17)$$

輸出電壓 Y 節點的電流：

$$-V_{out}C_Ys - g_{m2}V_X = I_{in} + V_XC_Xs \quad (3.18)$$

(3.18)整理後：

$$V_X = \frac{-V_{out}C_Ys - I_{in}}{g_{m2} + C_Xs} \quad (3.19)$$

將(3.18)式帶入(3.17)中：

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R_F^2C_XC_{GD2}s^2 + (g_{m2}R_FC_{GD2} + C_X - C_{GD2})R_Fs + g_{m2}R_F - 1}{R_F(C_XC_Y + C_{GD2}C_Y + C_{GD2}C_X)s^2 + (C_Y + g_{m2}R_FC_{GD2} + C_X)s + g_{m2}} g_{m1} \quad (3.20)$$

從(3.20)中所得到的電壓增益比值似乎無法得到很明確的訊息，但假定兩個極點是相同的，我們可以證明：

$$\omega_{p,X} = \omega_{p,Y} = \frac{2g_{m2}}{C_X + C_Y + g_{m2}R_FC_{GD2}} \quad (3.21)$$

分母的第三項 $g_{m2}R_FC_{GD2}$ 忽略不計， $\omega_{p,X}$ 、 $\omega_{p,Y}$ 剛好是 C_X 與 C_Y 的平均值與 g_{m2} 所組成。很明確的結論 $\omega_{p,X}$ 與 $\omega_{p,Y}$ 仍然依舊遠高於沒有回授電路的極點。

我們持續探討在 M_1 掛上源極電阻與加上閘極電阻的情況，如圖

3.7所示。

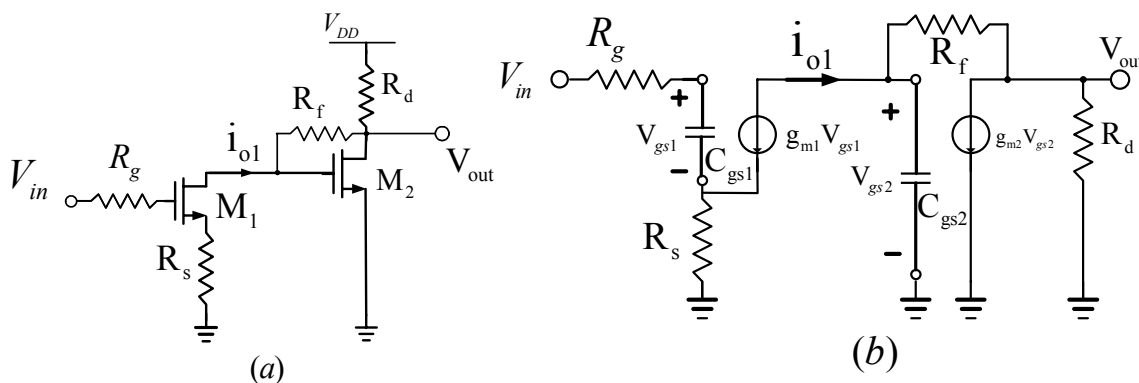


圖3.7 加入源極電阻的 Cherry Hooper 放大器(a)電路(b)等效小信號

從圖3.7中受到增加回授電阻 R_s ，電壓增益降為 $A_v = \frac{i_{o1}}{V_{sv}} \cdot \frac{V_{out}}{i_{o1}} = \frac{g_{m1} R_f}{1 + g_{m1} R_s}$ 。

由汲極到閘極的電容 (C_{GD}) 受到並-並回授的電阻 (R_f) 影響，使得所見的輸入輸出電阻大幅降低，因此 C_{GD} 所決定的極點會很大，不影響電路特性；所以整體電路的頻寬是由 C_{gs1} 與 C_{gs2} 所主宰的 ω_{p1} 與 ω_{p2} 所決定。

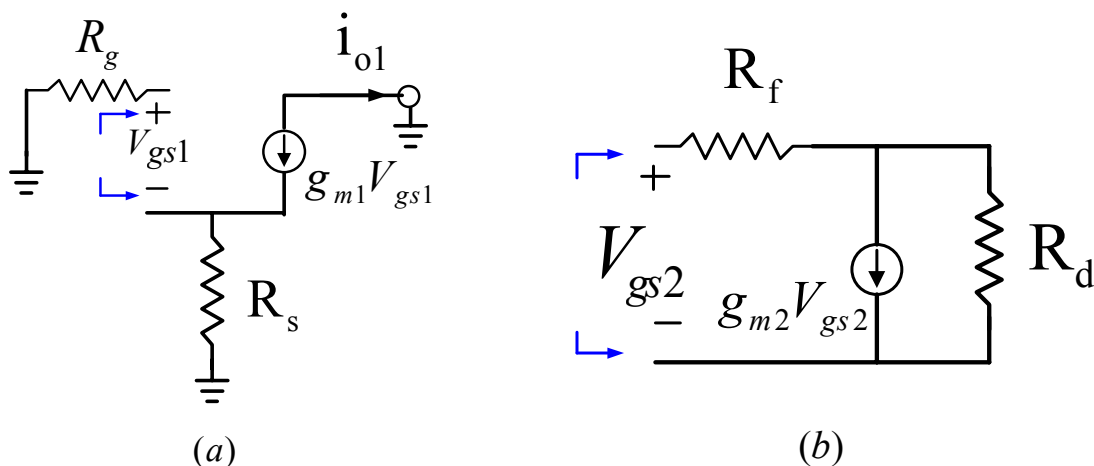


圖3.8 高頻開路迴路的等效電阻(a) C_{gs1} (b) C_{gs2}

圖3.8(a)為 C_{gs1} 所見開路等效電阻 R_{gs1} ，藉由戴維寧等效電路可以求

得 $R_{gs1} = \frac{R_s + R_{gs1}}{1 + g_m R_s}$ ，極點 $\omega_{p1} = \frac{1}{R_{gs1} C_{gs1}}$ ；同理， C_{gs2} 所見開路等效電阻

$R_{gs2} = \frac{R_f + R_d}{1 + g_m R_d}$ ，極點 $\omega_{p2} = \frac{1}{R_{gs2} C_{gs2}}$ 。以上兩個極點的等效電阻，皆受

到 $1 + g_m R_s$ 或 $1 + g_m R_d$ 修正，大幅度的降低了阻值，使 ω_{p1} 與 ω_{p2} 遠大於 (3.13)，形成極點延伸、電路頻寬拉大，因此 Cherry_Hooper 所採用的閘極到汲極並-並回授放大機制適合加入電路設計中以產生寬頻應用。

3.4 吉伯特(Gilbert)混頻器

一般常見雙平衡式混頻器又稱為 Gilbert 混頻器，如圖 3.9 所示，輸入信號經過電壓-電流轉換成電流信號後，再經過 LO 對 Gilbert Cell 級的切換後產生升頻或降頻的功能。然而，由圖 3.9 可以知道雙平衡式的架構其輸入端為必須為一組差動信號，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 的電路佔了不小 IC 面積。另外量測上還需要外接一個 hybrid 的 Balun，使得量測上更複雜。

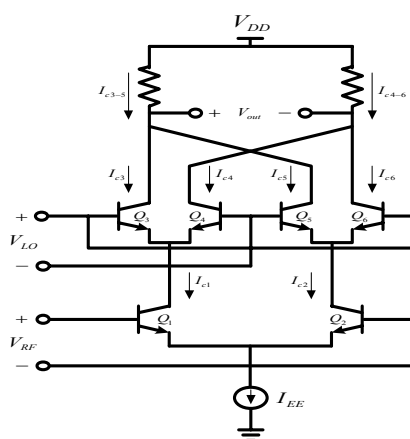


圖 3.9 吉伯特混頻器

由於以上的原因，我們可以利用一個修正的電壓-電流轉換達成轉換功能圖 3.10，此電路為微混頻器架構，用以產生 V-to-I 的功能，同時達成輸入匹配的工作。

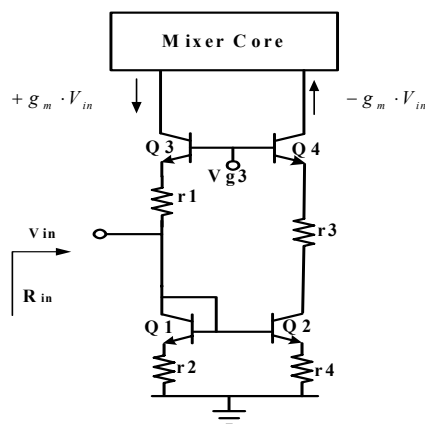


圖3.10 微混頻器架構

在圖 3.10 中，在輸入端 Transcendence Stage 中，電晶體 Q1、Q2、Q3 構成一 Single ended to- Differential 之電路，Q2 為共射極 (CE)，其增益為 $-gm*V_{if}$ ，Q1、Q2 為一 Current Mirror，Q3 為共基極 (CB)，其增益為 $+gm*V_{rf}$ ，其目的是讓 RF 訊號經由 Q1 (CB) 和 Q2 (CE) 變成一正一負之訊號，因此量測上將不需要 Rat-Race 電路做 Single ended to Differential 轉換，因此可以做一較寬頻的訊號量測。並藉由 $1/gm_3$ 、 $1/gm_1$ 和電阻 R1、R2 達到輸入阻抗匹配之效果，如此可讓輸入匹配電路不會佔太大之面積，並可達到一寬頻匹配。

3.5 射頻寬頻混頻器設計

3.5.1 使用 Cherry_Hooper 技術之混頻器

本電路經由國家晶片系統設計中心，使用 SiGe 0.35um BiCMOS 製程，設計一結合 Gilbert 混頻器與 Cherry Hooper 放大技術，操作在 10.7GHz 射頻混頻晶片，輸出耦合電容為 5pF，輸出 buffer 偏壓電阻由上而下分別為 2.5k Ω 、1.5k Ω 、2k Ω 。如圖 3.11 所示。

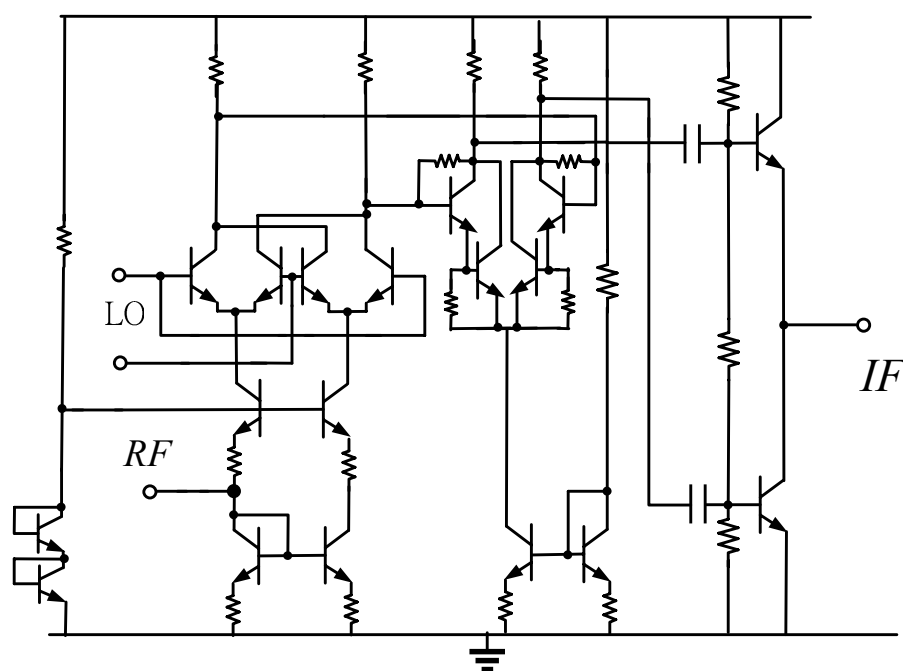
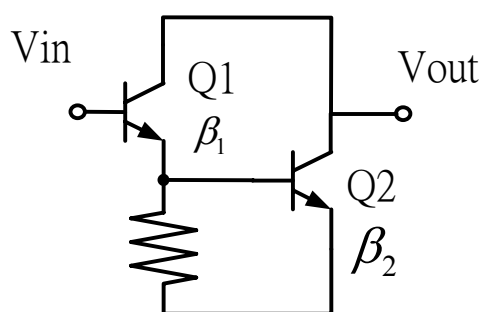


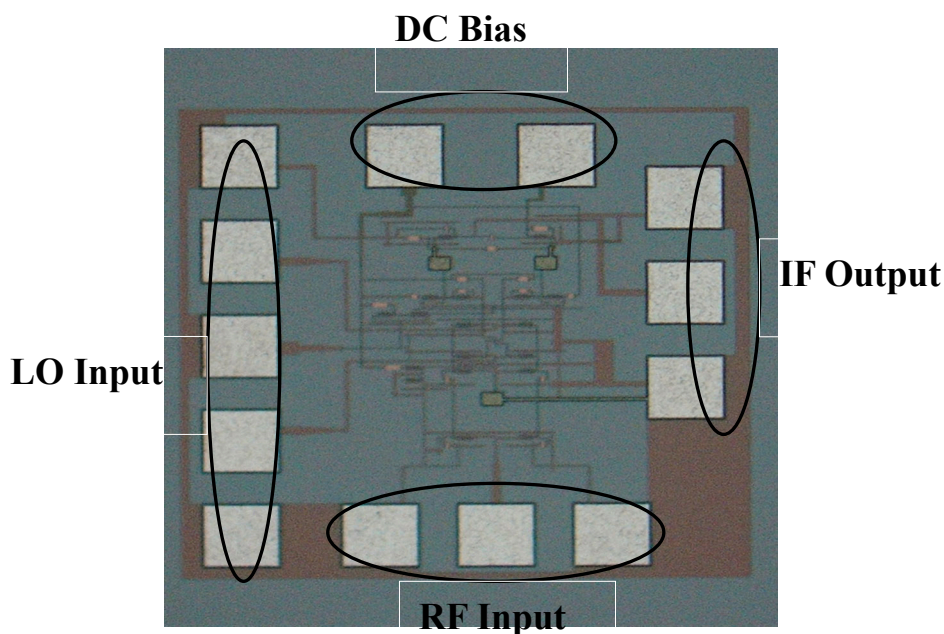
圖 3.11 使用 Cherry_Hooper 技術之混頻器

在射頻輸入訊號端，訊號經由電壓轉電流的微混頻器後，進入吉伯特混頻器。藉由 LO 訊號的切換與混頻，輸出訊號輸入 Cherry_Hooper 放大機制，為使速度加快，在 Cherry_Hooper 電晶體放面採用 Darlington pair 以提高頻寬(如圖3.12)，最後輸出差動訊號經由共射極(common emitter)與共集極(common collector) 輸出 buffer 架構，將中頻訊號單端輸出。



$$\beta \cong \beta_1 \cdot \beta_2$$

圖3.12 Darlington pair



圖十三 die photo(0.75mm X 0.75mm)

—量測結果—

晶片在符合 NDL 量測佈局規則下，進行 on wafer 測試，偏壓情況：

$V_{CC1} = 5V$ ， $V_{CC2} = 5V$ ， $V_{LO} = 3V$ 功率消耗=33mW。

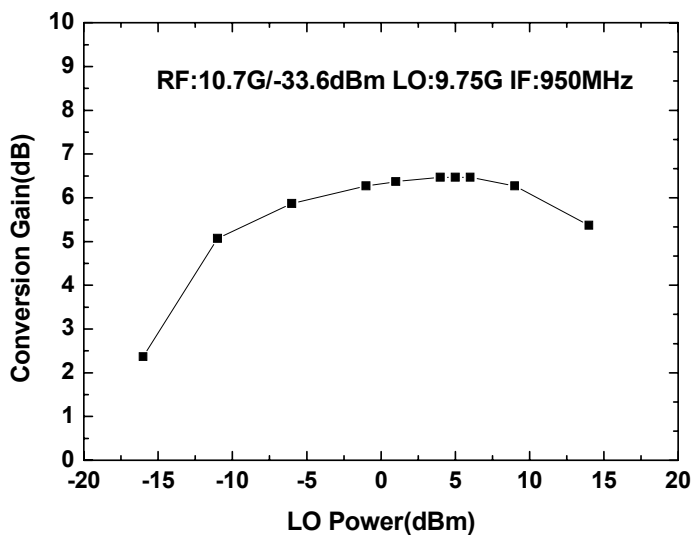


圖3.14 轉換增益 V.S LO Power(RF:10.7G/-33.6dBm LO:9.75G)

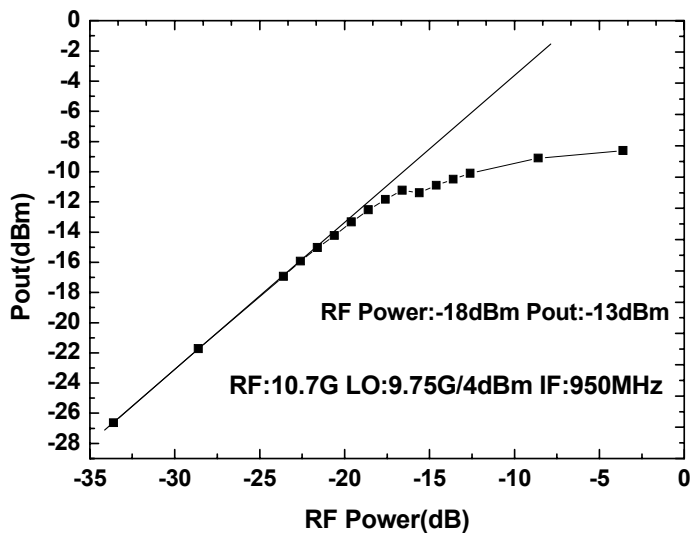


圖3.15 P1dB(RF:10.7G LO:9.75G/4dBm)

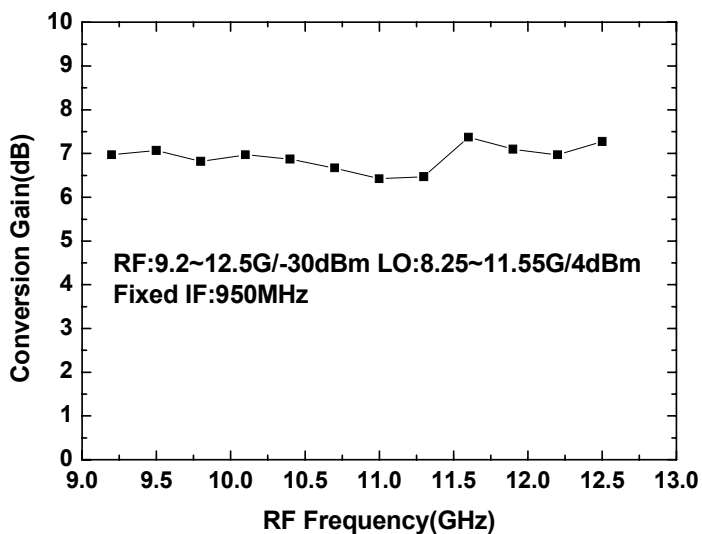


圖3.16 轉換增益 V. S RF 頻寬(RF:-30dBm LO:4dBm)

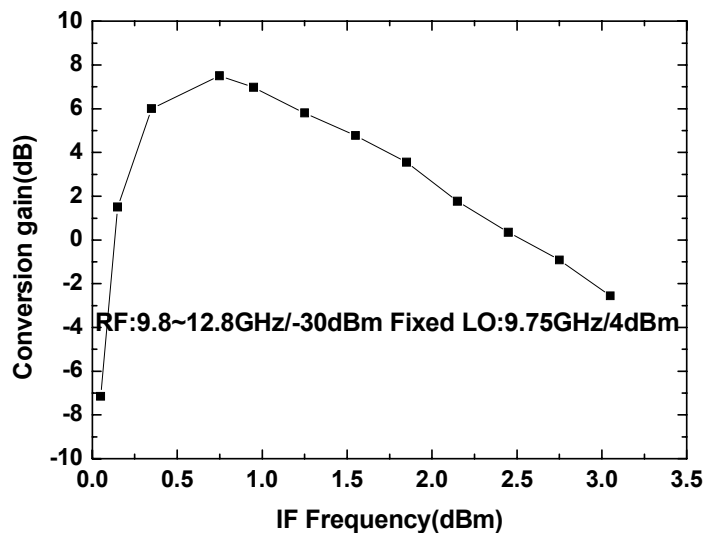


圖3.17 轉換增益 V. S IF 頻寬 (RF:6.1~7.8G/-28.17dBm)

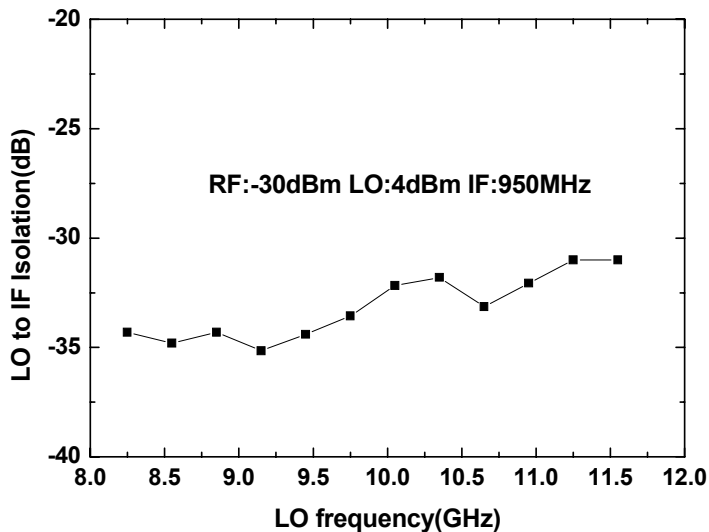


圖3.18 LO-IF的隔離度

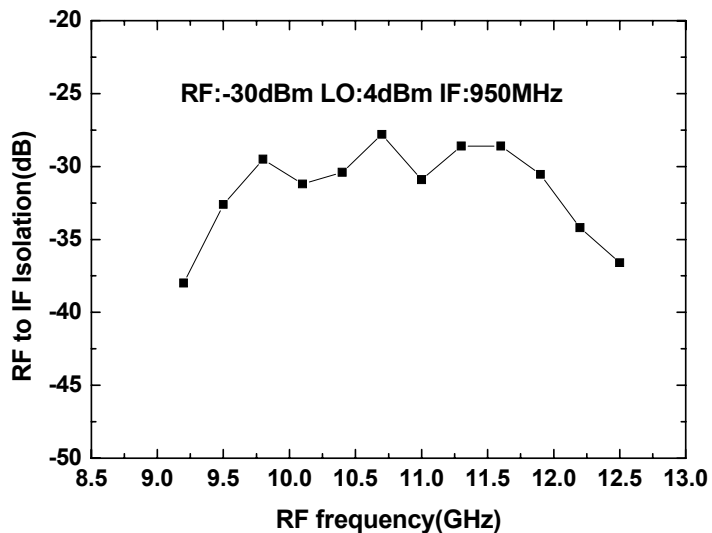


圖3.19 RF-IF的隔離度

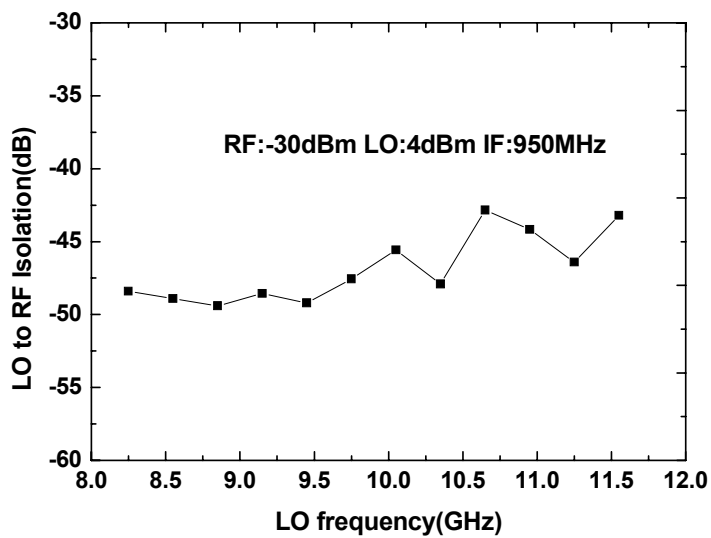


圖3.20 LO-RF 的隔離度

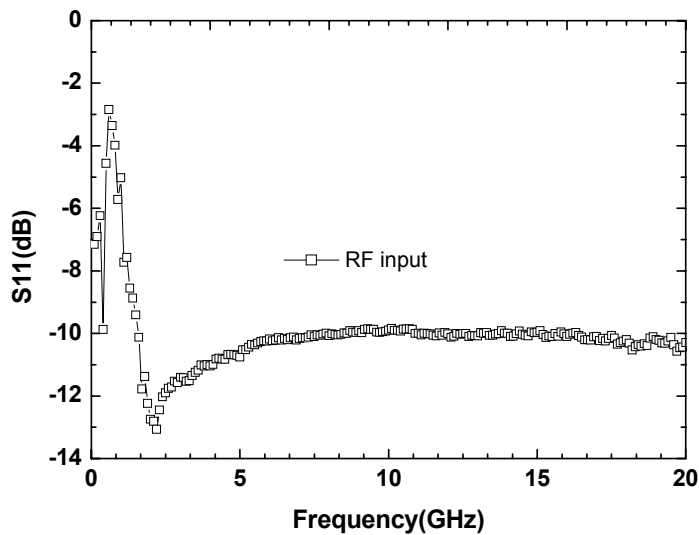


圖3.21 RF 端輸入的阻抗匹配

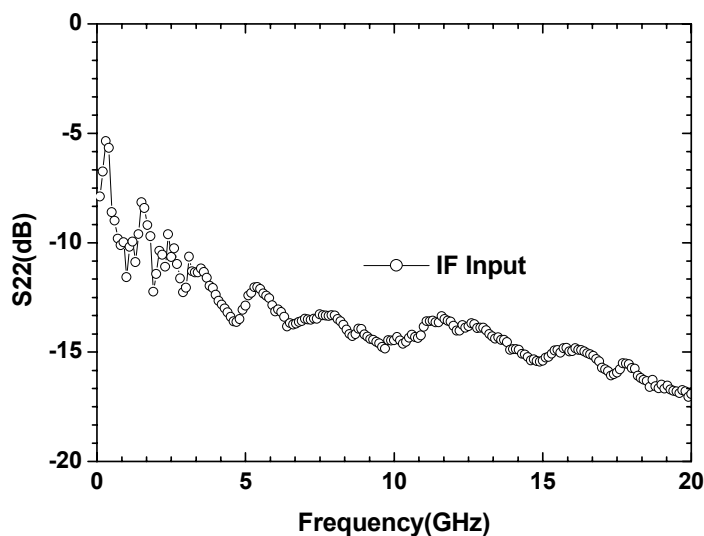


圖3.22 IF輸出端的阻抗匹配

--結果與討論--

電路在微混頻器的架構下在2~20GHz 有著低於-10dB 的寬頻輸入；在輸出匹配方面，雖然中頻所要的頻率1GHz 輸出匹配只有-8dB，但由於已經降至低於微波頻段，對電路影響不大。在 LO 輸入功率4dBm 時有最大轉換增益6dB，增益表現並未如預期，原因在於 SiGe 0.35um 製程偏移大外，高頻電路在損耗大的基板(silicon substrate)中亦會影響其特性的表現，容易造成漏電流情形。各個埠與埠間的隔離度在操作頻率皆有低於-30dB。電路頻寬方面，固定 LO 頻率為 9.75GHz，IF 頻寬近似1GHz；固定 LO 頻率9.75GHz，量測得到 RF 端 9~12.7GHz 高度寬頻，有效的表現出 Cherry_Hooper 優異的寬頻特性；我們將使用高阻值係數的基板，再度重新設計電路，將在下一節作討論。

3.5.2 使用 InGaP/GaAs 製程 Cherry_Hooper 技術之混頻器

這次實現的電路採用高阻值基板的 InGaP/GaAs 製程，和圖 3.11 的差異除了製程不同外，我們提高了操作頻率 10.7GHz，並且並-並回授電晶體上，未採用 Darlington Pair，以突顯 Cherry_Hooper 機制的效能，輸出耦合電容為 1pF，輸出 buffer 偏壓電阻由上而下分別為 1.8kΩ、2.5kΩ、3.8kΩ 整體架構如圖 3.23。

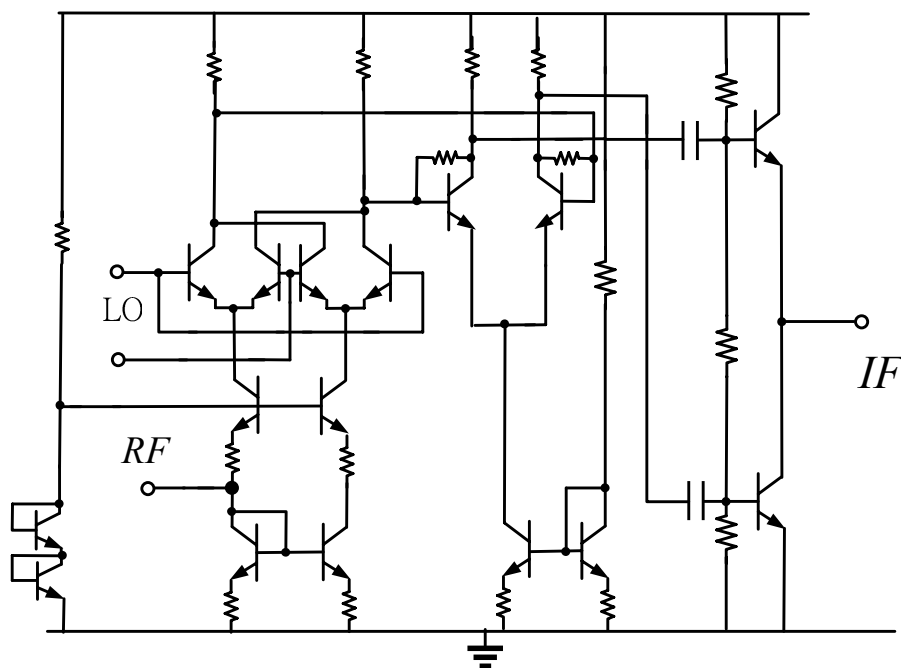


圖3.23 使用 Cherry_Hooper 技術之混頻器

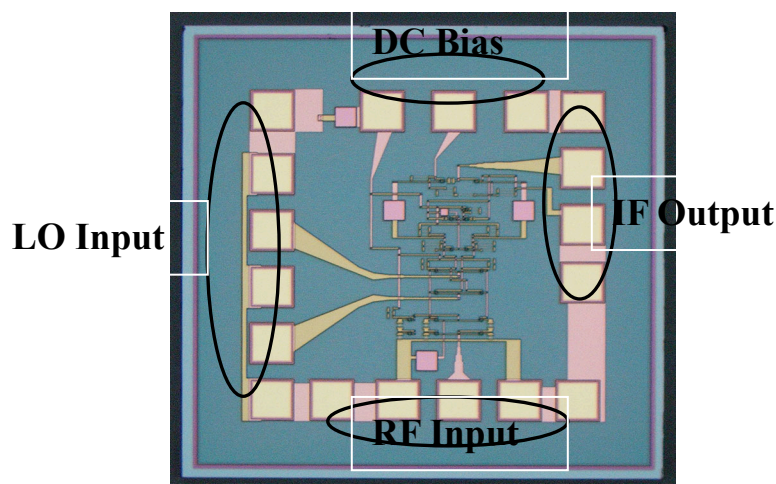


圖3.24 Die Photo (1mm X 1mm)

—量測結果—

偏壓條件： $V_{CC} = 5V$ ， $V_{LO} = 3.5V$ 功率消耗=93mW。

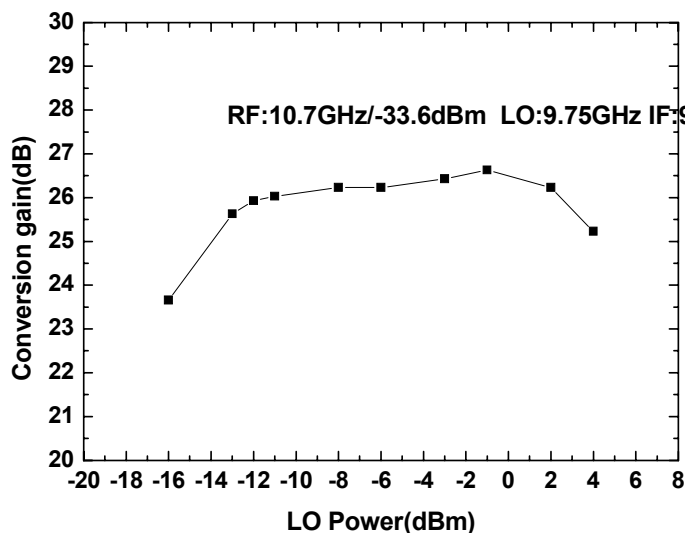


圖3.25 轉換增益 V. S LO Power(RF:10.7G/--33.6dBm LO:9.75G)

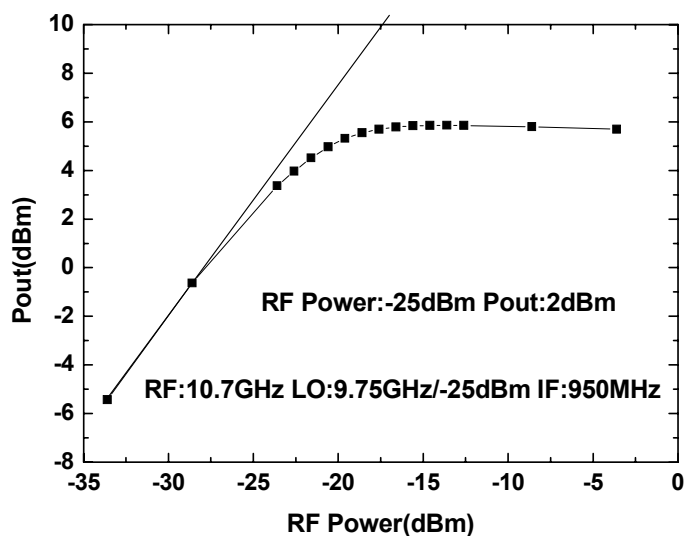


圖3.26 P1dB(RF:10.7G LO:9.75G/-25dBm)

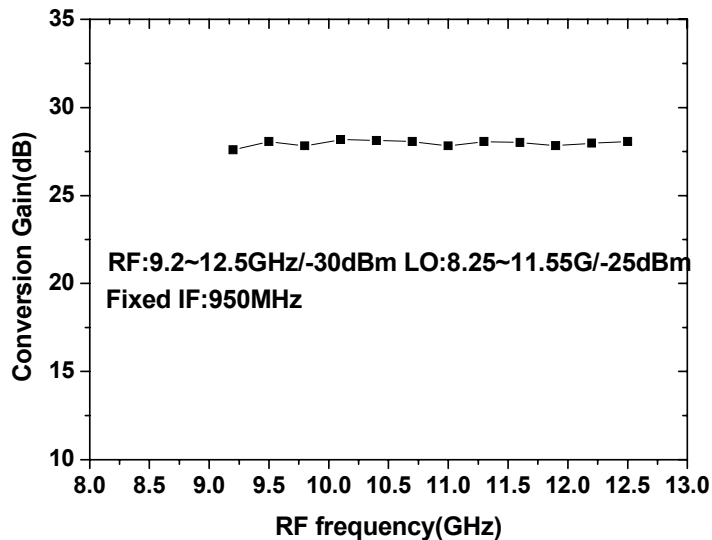


圖3.27 轉換增益 V.S RF 頻寬(Fixed IF_freq=950MHz)

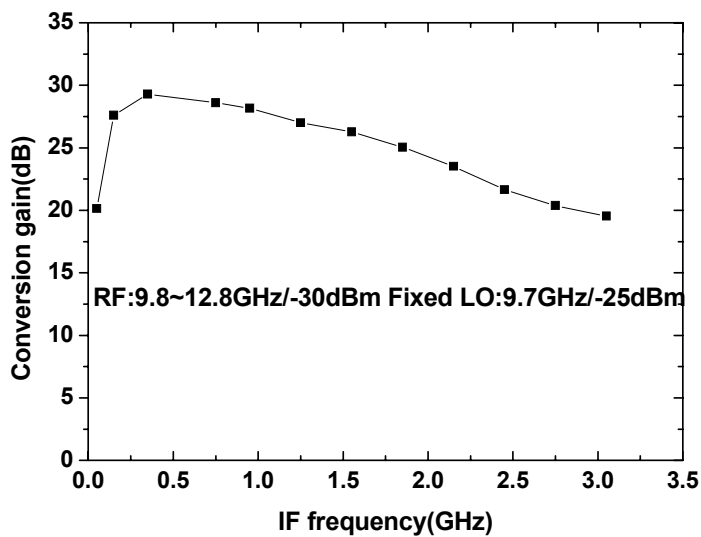


圖3.28 轉換增益 V.S IF 頻寬(fixed LO_freq=9.7GHz)

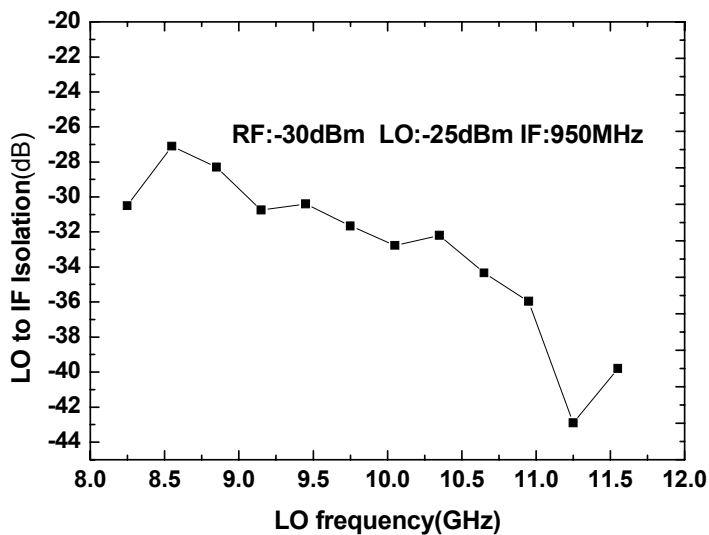


圖3.29 LO-IF 隔離度

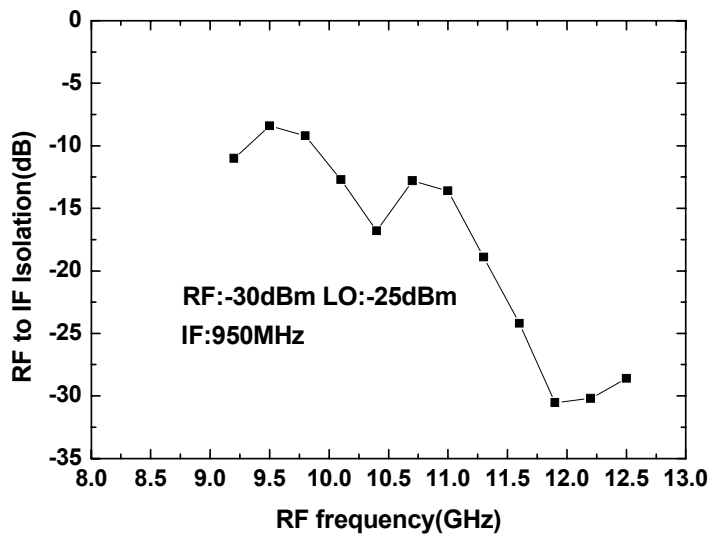


圖3.30 RF-IF 隔離度

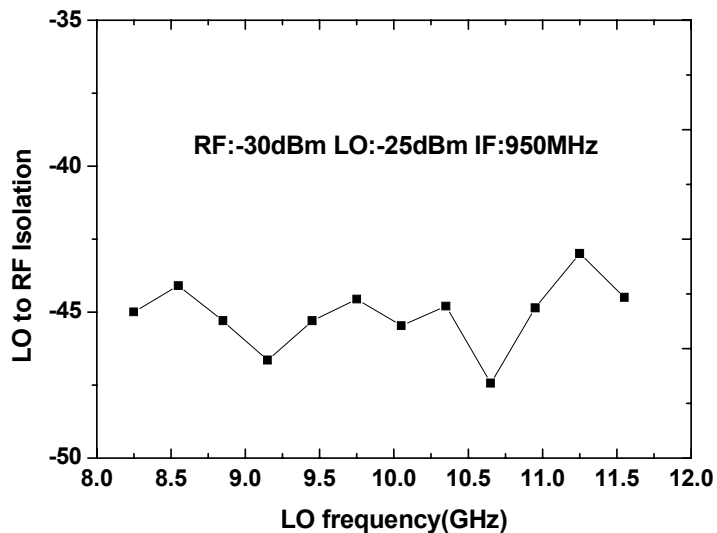


圖3.31 LO-RF 隔離度

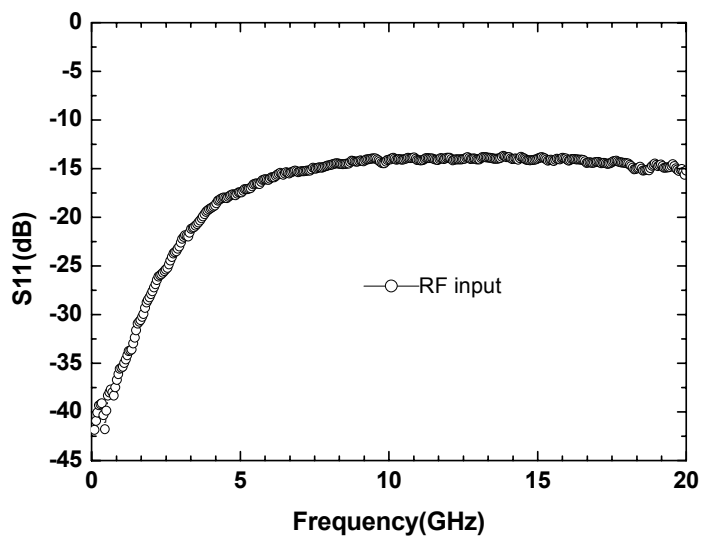


圖3.32 RF 輸入阻抗匹配

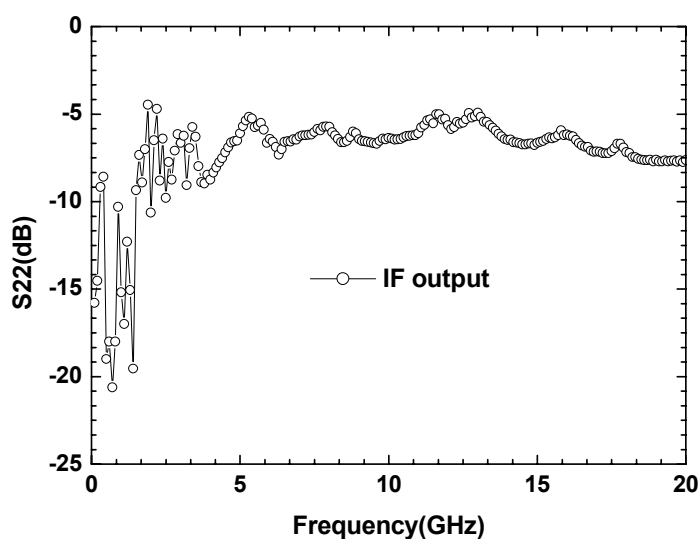


圖3.33 IF 輸出阻抗匹配

--結果與討論--

從量測結果得知在輸入 LO Power 等於 -4dBm ~ 0dBm 時，有著最佳的轉換增益 27dB 。可以顯見到高頻操作時 InGaP/GaAs 基板高阻值影響，使得電路轉換增益展露出來；受制於量測在 10GHz 以上的影響， 1dB 在輸入 RF Power 為 -23dBm ，線性度稍不理想；在 Cherry_Hooper 機制方面，在固定 LO 頻率 9.75GHz 時，可以得到超過 1.5GHz 的 IF 頻寬。考量固定 IF 頻率 950MHz 時，變化 LO 與 RF 的頻率，可以得到 RF 頻寬超過 3GHz 的高速寬頻，再次驗證 Cherry_Hooper 放大寬頻實驗性。在隔離度方面，LO 到 IF 隔離度在 9.7GHz 為 -30dB ；RF 到 IF 隔離度在 10.7GHz 為 -15dB ，應該是受到 Cherry_Hooper 寬頻放大並且將漏電一起放大結果；LO 到 RF 隔離度在 9.75GHz 為 -45dB 。輸入、輸出阻抗匹配方面，在操作頻率皆低於 -10dB 。

3.5.3 使用 Cherry_Hooper 單端輸出之混頻器

此電路 SiGe 0.35um BiCMOS 結合微混頻器、Cherry Hooper 放大機制以及 Darlington pair，設計一單端輸出混頻器。RF 輸入訊號經由微混頻器形成差動訊號，利用 Gilbert cell 由 LO 兩端做切換混頻動作，混頻後的訊號藉由電流鏡 mirror 產生電流合成，輸出到 Cherry Hooper 放大器，經過並-並回授電流轉電壓，最後取得輸出中頻訊號。電路架構如圖 3.34 所示。

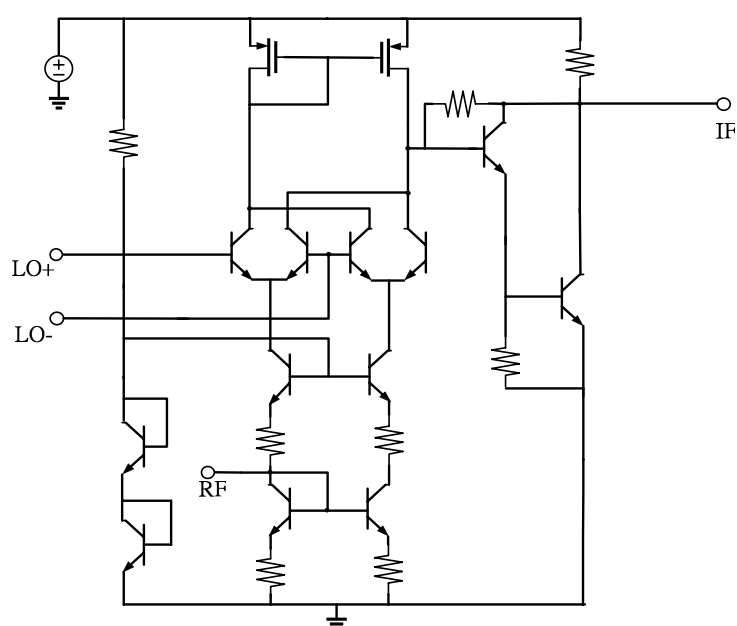


圖 3.34 使用電流鏡負載之 Cherry_Hooper 混頻器

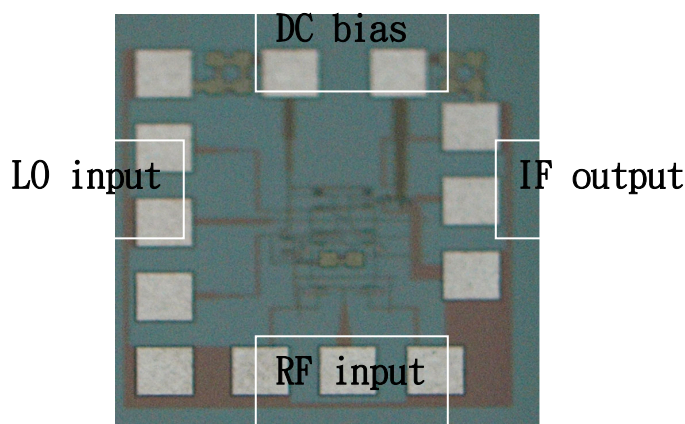


圖 3.35 Die Photo (1mm X 1mm)

—量測結果—

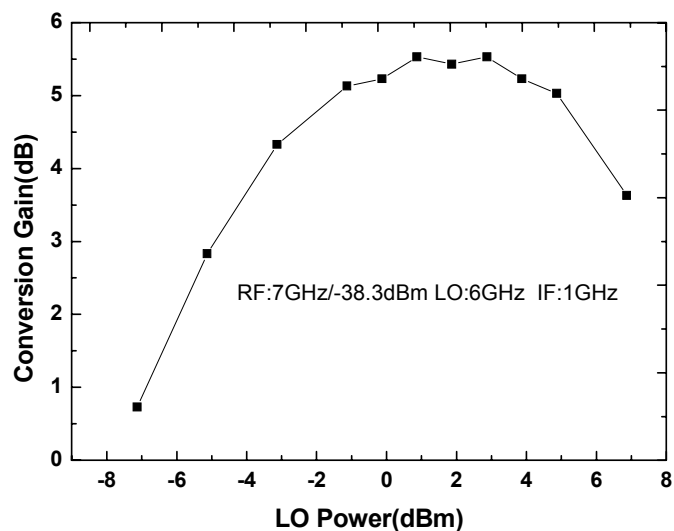


圖3.36 轉換增益 V. S LO Power(RF:7GHz/-33.8dBm LO:6GHz)

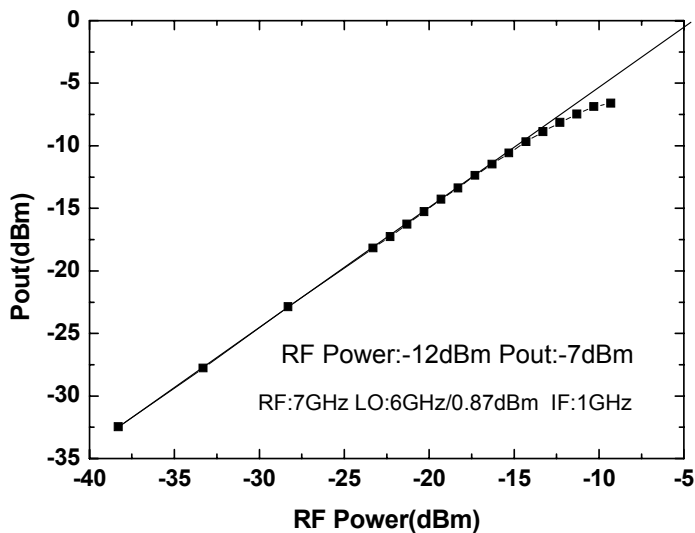


圖3.37 P1dB(RF:7GHz LO:6GHz/0.87dBm)

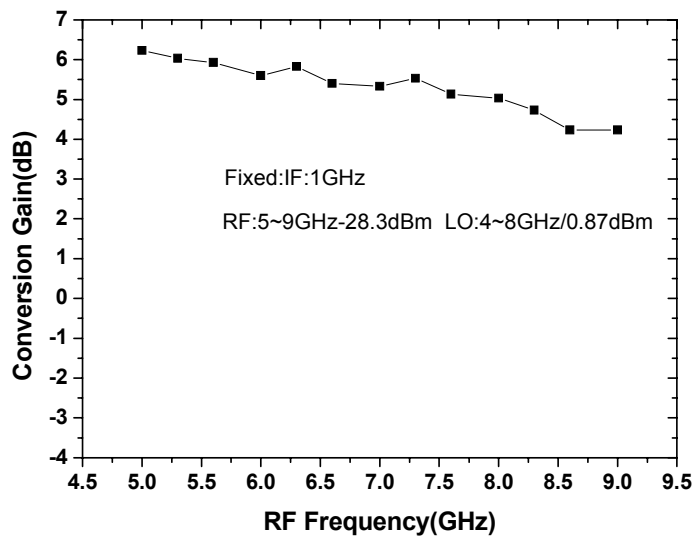


圖3.38 轉換增益 V.S RF 頻寬(RF:-28.3dBm LO:4~8G/0.87dBm)

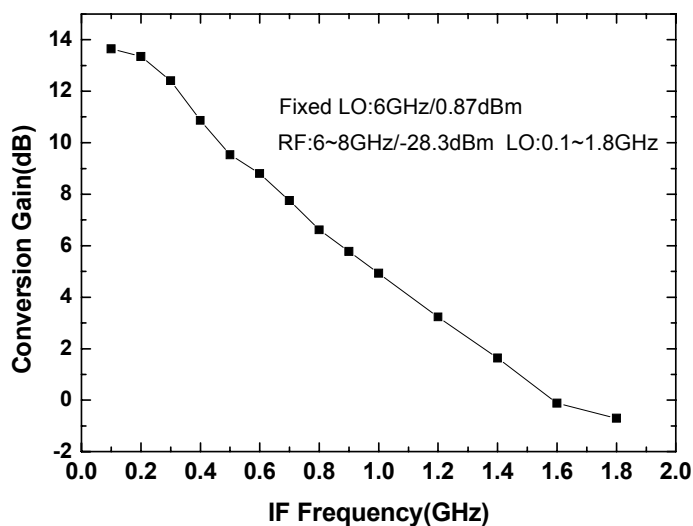


圖3.39 轉換增益 V.S IF 頻寬(RF:6~8G/-28.3dBm LO:0.87dBm)

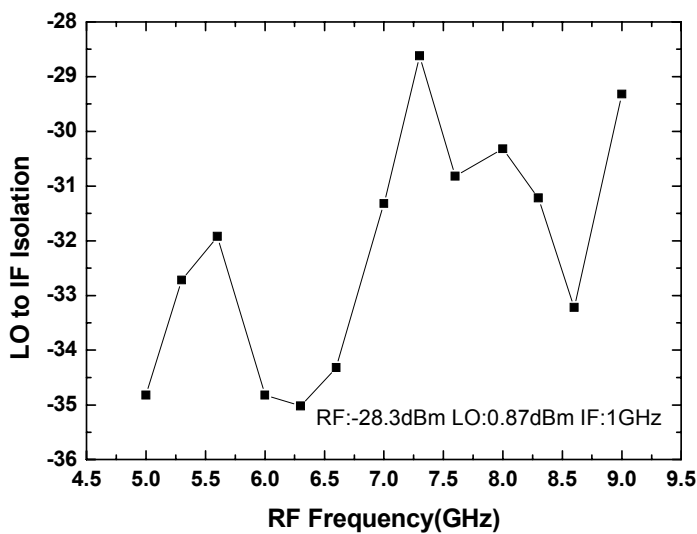


圖3.40 LO-IF 隔離度

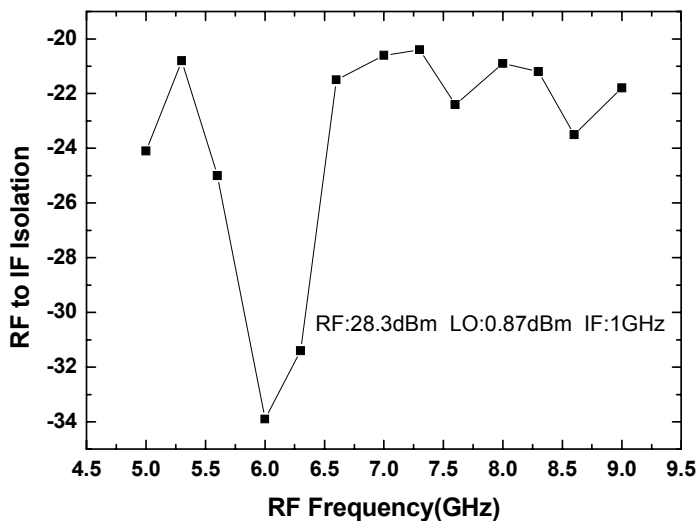


圖3.41 RF-IF 隔離度

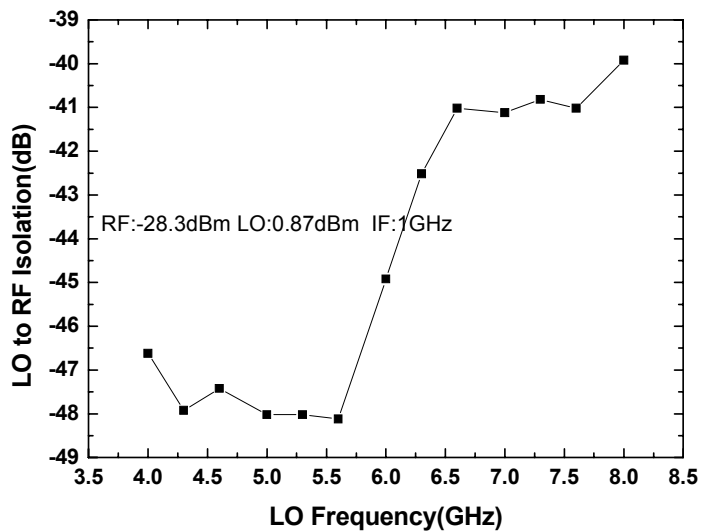


圖3.42 LO-IF 隔離度

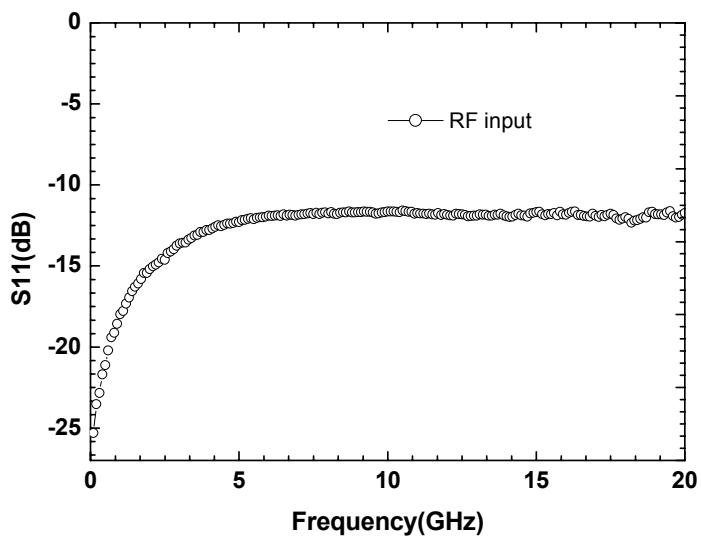


圖3.43 RF 輸入阻抗匹配

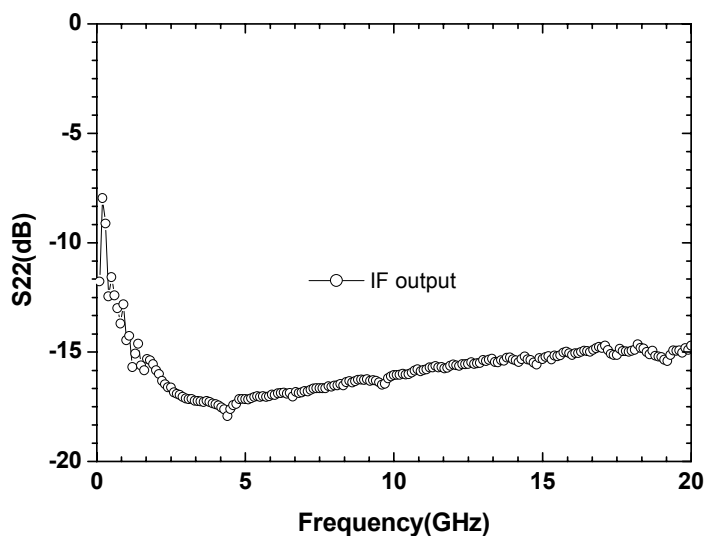


圖3.44 IF 輸出阻抗匹配

--結果與討論--

輸入與輸出阻抗皆有達到良好的寬頻匹配，在 LO power 輸入功率 0.87dBm 時有最好的轉換增益 5.5dB，使用電流鏡加上 Cherry Hooper 放大機制的 Common mode feed back 可以有效加大 RF 頻寬約 3GHz，但 IF 輸出頻寬並未有效展現，在各埠間的隔離度，操作在 6GHz 皆有低於 30dB，符合需求。

第四章

變壓器耦合之混頻器設計

4.1 前言

在此將採用 GCT 2.0um InGap/GaAS HBT 兩層金屬製程特性，提出採用對稱變壓器(Symmetric Transformer)與吉伯特混頻器結合設計一低壓降操作的 4-6GHz 射頻混頻器晶片。

4.2 變壓器簡介

變壓器常用於功率轉換(power transfer)、電壓與電流轉換(voltage and current scaling)、直流隔離(dc isolation)；而在射頻電路中，變壓主要可用於(1)阻抗轉換(impedance transformer)，來完成電路的阻抗匹配(impedance matching)，有效的將最大的增益或功率傳送出去，(2)利用變壓器耦合以減少電晶體堆疊的使用，來實現低壓操作的特性，(3)在電路系統區塊中，需要單端(single)和差動(differential)訊號的轉換，此時就需要用到 balun(balance to unbalance)，外接的 balun 需要額外成本，利用兩個變壓器組成的 balun 可容易的整合在晶片中。

4.2.1 理想變壓器

圖4.1為理想的變壓器結構，導磁係數無窮大(permeability $\mu = \infty$)，根據法拉第定律(Faradays law):

$$v_1 = N_1 \frac{d\Phi}{dt} \quad (4.1)$$

$$v_2 = N_2 \frac{d\Phi}{dt} \quad (4.2)$$

Φ 為理想變壓器所產生的總磁通量($\Phi = \Phi_1 - \Phi_2$)，並且由(4.1)、(4.2)

可得：

$$\frac{v_1}{v_2} = \frac{N_1}{N_2} = n \quad (4.3)$$

理想變壓器中，跨過線圈一(coil 1)及線圈二(coil 2)之電壓的比值等於匝數之比。

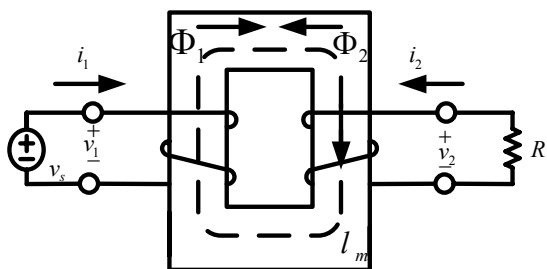


圖4.1(a) 變壓器結構

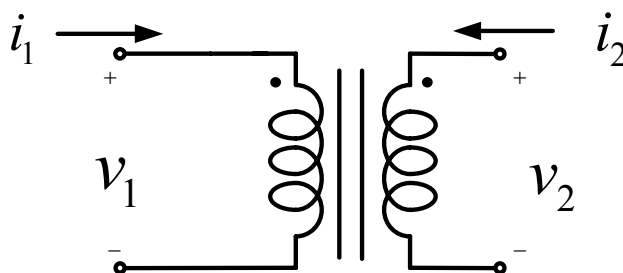


圖4.1(b)變壓器符號模型

將圖4.1架構等效成磁路迴圈(如圖4.2)可以得到類比於 柯希荷夫(Kirchoff' s law)電壓定律的迴圈公式(4.4):

$$N_2 i_2 + N_1 i_1 = \mathfrak{R} \Phi \tag{4.4}$$

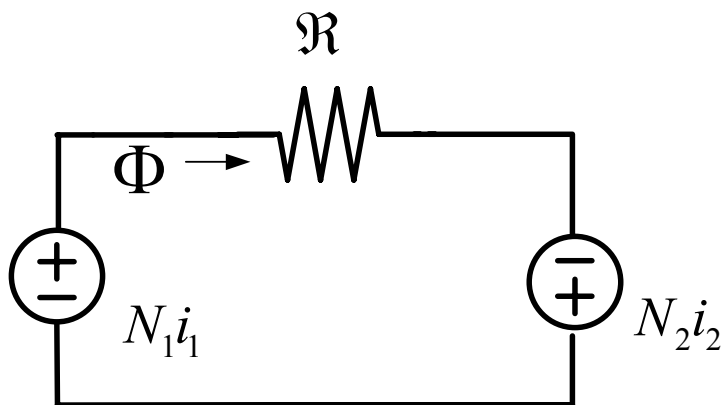


圖4.2 理想變壓器的等效磁路

\mathfrak{R} 代表了磁路中的磁阻($\mathfrak{R} = \frac{l}{\mu A}$ ， A 為變壓器流過磁通的截面積， l 磁路流過路徑長)，當 $\mu = \infty$ 時 $\mathfrak{R} = 0$ ，(4.4)得:

$$-\frac{i_2}{i_1} = \frac{N_1}{N_2} \tag{4.5}$$

理想變壓器的線圈一(coil 1)與線圈二(coil 2)內的負電流比值反比於匝數之比。

4.2.2 非理想變壓器

上面所討論的理想變壓器，是在導磁係數無窮大的前提下；而實際電路上並沒有這樣材料，所以磁阻($\mathfrak{R} \neq 0$)並不為零，重新考慮磁路迴圈公式：

$$\Phi = \frac{N_1}{\mathfrak{R}} i_1 + \frac{N_2}{\mathfrak{R}} i_2 \quad (4.6)$$

再次帶入法拉第定律(Faradays law)：

$$v_1 = N_1 \frac{d\Phi}{dt} = \frac{N_1^2}{\mathfrak{R}} \frac{d}{dt} \left(i_1 + \frac{N_2}{N_1} i_2 \right) = L_m \frac{di_m}{dt} \quad (4.7)$$

將係數項 $\frac{N_1^2}{\mathfrak{R}}$ 定義為 L_m (magnetizing inductor)，而流經過的電流 i_m ，因此我們可以將 L_m 並聯於一理想的變壓器(如圖4.3)：

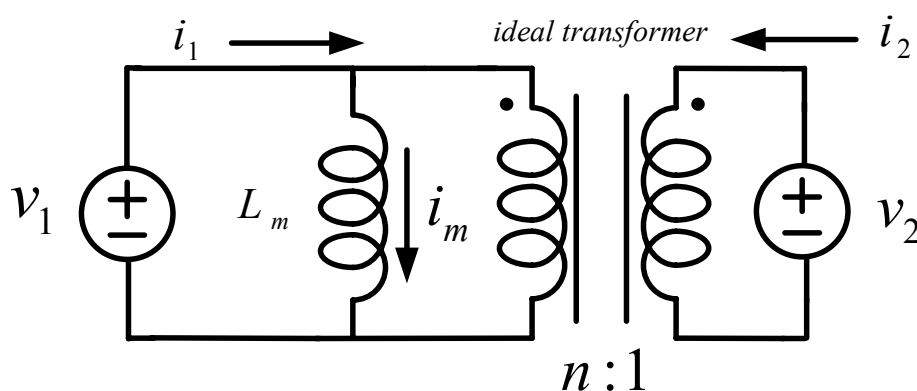


圖4.3 變壓器的電路模型($\mu \neq \infty$)

值得注意的是在此電壓與匝數的比值關係依然成立，而電流與匝數比例關係則不再成立。

而實際的變壓器電路，皆會有漏磁通的效應，必須要加以考量，讓我們探討更實際的問題。圖4.4為實際的變壓器，電流 i_1 流入匝數 N_1

的線圈一(coil 1)；電流 i_2 流入匝數 N_2 的線圈二(coil 2)。線圈一受到 i_1 所產生的磁通量為 ϕ_1 ，線圈二受到 i_2 所產生的磁通量為 ϕ_{22} ：

$$\phi_{11} = \phi_{21} + \phi_{L1} \quad (4.8)$$

$$\phi_{22} = \phi_{12} + \phi_{L2} \quad (4.9)$$

其中線圈一流經線圈二所產生的磁通量 ϕ_{21} ，線圈二流經線圈一所產生的磁通量 ϕ_{12} ； ϕ_{L1} 為線圈一的漏磁通量(leakage flux)，同樣的 ϕ_{L2} 為線圈二的漏磁通量。

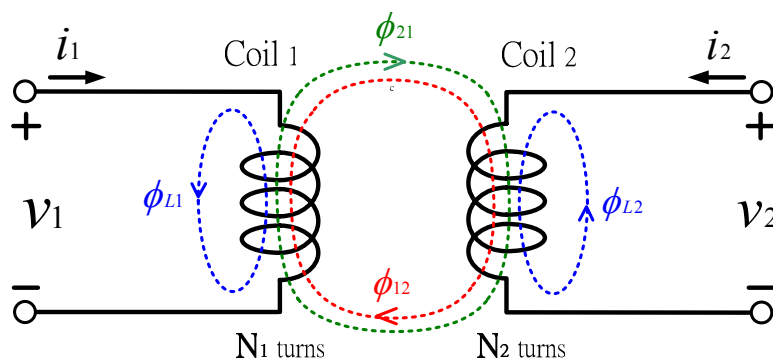


圖4.4 實際變壓器的磁通量示意圖

線圈一的磁通量 ϕ_1 為電流 i_1 以及電流 i_2 所產生磁通量且經過線圈一：

$$\phi_1 = \phi_{11} + \phi_{12} \quad (4.10)$$

線圈一的總磁通量 λ_1 為線圈一的匝數 N_1 乘上線圈一磁通量 ϕ_1 ：

$$\lambda_1 = N_1 \phi_1 = N_1 \phi_{11} + N_1 \phi_{12} \quad (4.11)$$

同理對於流經線圈二的磁通量 ϕ_2 與總磁通量 λ_2 ：

$$\phi_2 = \phi_{22} + \phi_{21} \quad (4.12)$$

$$\lambda_2 = N_2 \phi_2 = N_2 \phi_{22} + N_2 \phi_{21} \quad (4.13)$$

在線圈一中因為電流 i_1 所產生的磁通量 ϕ_1 ，所以 ϕ_1 和 i_1 成正比：

$$N_1\phi_1 = L_1i_1 \quad (4.14)$$

L_1 是電流 i_1 的比例常數，也就是線圈一的自感(self inductance)，

而線圈一因電流 i_2 所產生的磁通量 ϕ_2 ，正比於 i_2 ：

$$N_1\phi_2 = \pm M_{12}i_2 \quad (4.15)$$

其中 M_{12} 為線圈一對 i_2 的比例常數，我們稱之為線圈一的互感(mutual inductance)，正負號只是電流方向的定義問題而已。

相同地，因為電流 i_1 、 i_2 流經線圈二中產生的磁通量 ϕ_2 亦互相成比例常數關係：

$$N_2\phi_{22} = L_2i_2 \quad (4.16)$$

$$N_2\phi_{21} = \pm M_{21}i_1 \quad (4.17)$$

L_2 是線圈二的自感； M_{21} 是線圈二的互感。可以從電磁理論可以得知

$$M = M_{12} = M_{21} \text{。}$$

在上面的推導中，我們可以重新檢視法拉第定律(Faradays law)：

$$v_1 = N_1 \frac{d\phi_1}{dt} = N_1 \frac{d(\phi_{11} + \phi_{12})}{dt} = L_1 \frac{di_1}{dt} + M \frac{di_2}{dt} \quad (4.18)$$

$$v_2 = N_2 \frac{d\phi_2}{dt} = N_2 \frac{d(\phi_{22} + \phi_{21})}{dt} = L_2 \frac{di_2}{dt} + M \frac{di_1}{dt} \quad (4.19)$$

在變壓器線圈中，為區分方便，我們常將線圈一、線圈二，分別定義為主線圈(primary coil)、副線圈(secondary coil)，因此重新

定義 $v_1 = v_p$ 、 $v_2 = v_s$ 、 $L_1 = L_p$ 以及 $L_2 = L_s$ ，可得到等效的 T 電路模型如

圖五：

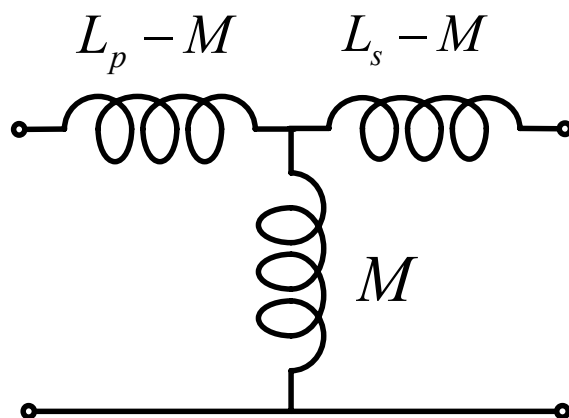


圖4.5 變壓器等效T模型

在圖4.5中是一個最簡化的變壓器示意圖，可是卻並未表示出變壓器實際的磁通量耦合過程，而耦合係數 K (Coupling Factor K) 是判斷變壓器的線圈所產生的磁通量是有經過另一線圈的重要參數：

$$K = \frac{M}{\sqrt{L_p L_s}} = \sqrt{\frac{M_{12} M_{21}}{L_p L_s}} = \sqrt{\frac{\phi_{21} \phi_{12}}{\phi_{11} \phi_{22}}} \quad (4.20)$$

$$0 \leq K \leq 1 \quad (4.21)$$

$$0 \leq M \leq \sqrt{L_p L_s} \quad (4.22)$$

從 K 中暗示著主線圈因電流 i_1 所產生的磁通量 ϕ_{11} ，會有多少的比例經由副線圈成為 ϕ_{21} 。當變壓器理想情況時， i_1 產生的磁通量 ϕ_{11} 全部轉換成 ϕ_{21} ， i_2 產生的磁通量 ϕ_{22} ，全部轉換到 ϕ_{12} ，即代表著 $K=1$ ；而真實的情況，會受到漏電(leakage current)、阻抗衰減(ohmic loss)或是基板寄生(substrate parameters)等影響，使得變壓器非理想， $K \leq 1$ 。

讓我們以能量的觀點來探討leakage的效應。一個變壓器的總能量是電流 i_1 在主線圈儲存的能量與電流 i_2 在副線圈儲存的能量以及相互之間耦合和能量的關係組合；我們定義線圈電流皆流向內，主線圈與副線圈的瞬時功率(instantaneous power P)分別為：

$$P_p = v_p i_1 = L_p i_1 \frac{di_1}{dt} + M i_1 \frac{di_2}{dt} \quad (4.23)$$

$$P_s = v_s i_2 = L_s i_2 \frac{di_2}{dt} + M i_2 \frac{di_1}{dt} \quad (4.24)$$

將功率對時間積分，可得到變壓器的總能量：

$$\omega = \frac{1}{2} L_p i_1^2 + \frac{1}{2} L_s i_2^2 + M i_1 i_2 \quad (4.25)$$

將 M (mutual inductance) 以 K 、 L_p 、 L_s 取代，重新整理能量公式：

$$\omega = \frac{1}{2}(1-K)L_p i_1^2 + \frac{1}{2}(1-K)L_s i_2^2 + \frac{1}{2}KL_p \left(i_1 + \sqrt{\frac{L_s}{L_p}} i_2 \right)^2 \quad (4.26)$$

從(4.26)中可以定義出主線圈的leakage inductance $L_{KP} = (1-K)L_p$

；副線圈的leakage inductance $L_{KS} = (1-K)L_s$ 以及 magnetizing inductance $L_m = KL_p$ ，此時的考量的變壓器比例常數 $n = \sqrt{\frac{L_p}{L_s}}$ ，就不再

是線圈的匝數比。因此我們可以修正圖4.3的電路模型成圖4.6，更實際的考量leakage的效應。

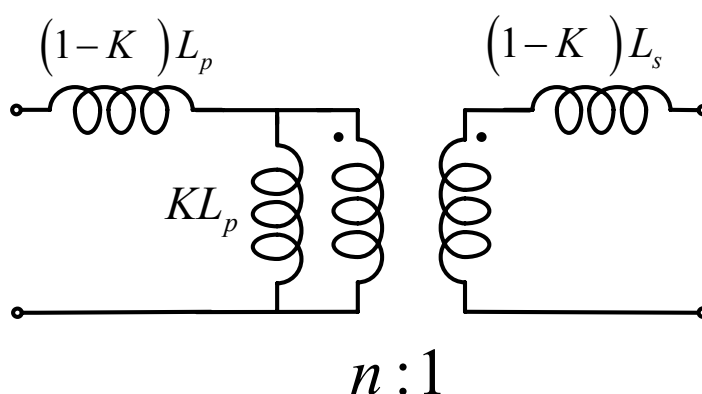


圖4.6 包含leakage inductance 的變壓器等效電路

在之前所提到圖4.5的簡化等效 T 模型，事實上亦可以從圖4.6等效到

圖4.5，採用 Z matrix 來求解：

$$\begin{bmatrix} v_p \\ v_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} j\omega Z_{11L} & j\omega Z_{12L} \\ j\omega Z_{21L} & j\omega Z_{22L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix}$$

$$Z_{11L} = j\omega(1-K)L_p + j\omega KL_p = j\omega L_p \quad (4.27)$$

$$Z_{12L} = Z_{21L} = \frac{j\omega KL_p}{n} = j\omega M \quad (4.28)$$

$$Z_{22L} = j\omega(1-K)L_s + \frac{j\omega KL_p}{n^2} = j\omega(1-K)L_s + j\omega KL_s = j\omega L_s \quad (4.29)$$

而圖五等效 T 電路的 Z matrix :

$$\begin{bmatrix} v_p \\ v_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} j\omega Z_{11T} & j\omega Z_{12T} \\ j\omega Z_{21T} & j\omega Z_{22T} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix}$$

$$Z_{11T} = j\omega(L_p - M) + j\omega M = j\omega L_p \quad (4.30)$$

$$Z_{12T} = Z_{21T} = j\omega M \quad (4.31)$$

$$Z_{22T} = j\omega(L_s - M) + j\omega M = j\omega L_s \quad (4.32)$$

可以明確見到圖4.5與圖4.6 Z 參數完全一樣。

我們繼續從(4.25)式出發，變壓器的能量式可以修正為：

$$\omega = \frac{1}{2}(1-K^2)L_p i_1^2 + \frac{1}{2}L_p i_1^2 K^2 + \frac{1}{2}L_s i_2^2 + K\sqrt{L_p L_s} i_1 i_2 = \frac{1}{2}(1-K^2)L_p i_1^2 + \frac{1}{2}K^2 L_p \left(i_1 + \sqrt{\frac{L_s}{L_p}} \frac{1}{K} i_2 \right)^2 \quad (4.33)$$

此時 leakage inductance $L_{KP} = (1-K^2)L_p$ ，magnetizing inductance

$L_m = K^2 L_p$ ，而副線圈的 leakage inductance 已經完全轉移至主線圈；

變壓器等效電路如4.7，值得注意的是此時主線圈與副線圈的比例常

數轉成 $Kn:1$ 。

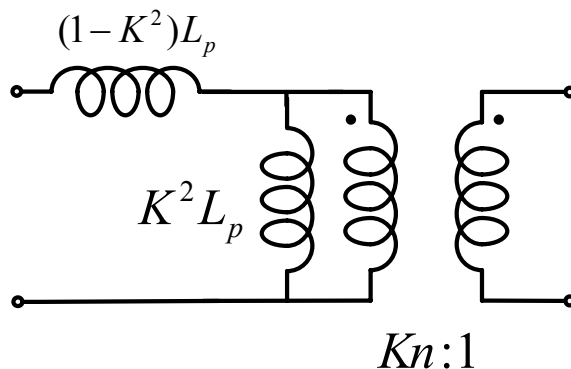


圖4.7 leakage 全部在主線圈的變壓器等效電路

我們依舊可以求出圖4.7的 Z matrix :

$$\begin{bmatrix} v_P \\ v_S \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} j\omega Z_{11P} & j\omega Z_{12P} \\ j\omega Z_{21P} & j\omega Z_{22P} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix}$$

$$Z_{11P} = j\omega(1-K^2)L_p + j\omega K^2 L_p = j\omega L_p \quad (4.34)$$

$$Z_{12P} = Z_{21P} = \frac{j\omega K^2 L_p}{Kn} = j\omega M \quad (4.35)$$

$$Z_{22P} = \frac{j\omega K^2 L_p}{(Kn)^2} = j\omega L_s \quad (4.36)$$

圖4.7與圖4.5 Z matrix 皆相同，互相等效依舊成立。

探討變壓器的等效電路模型，可以更加清楚的對變壓器做分析討論。

4.3 5. 2GHz變壓器耦合混頻器設計

本次混頻器中設計的對稱式變壓器(圖4.8)，每層圈數為三圈，是經由國家晶片系統設計中心(CIC)下線的InGaP/GaAs變壓器測試鍵，我們藉由NDL高頻on wafer量測的S參數資料，進行變壓器參數萃取(extraction)，以求得對變壓器特性分析。

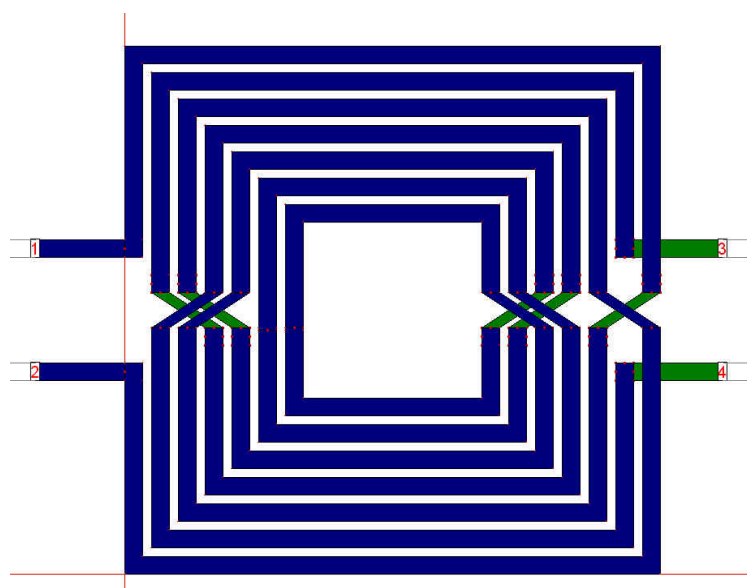


圖4.8 對稱式變壓器架構

我們將量測所得S參數轉換成Z參數，並且根據前面對於變壓器分析所了解得到：

$$Z_{11} = R_p + j\omega L_p \quad (4.37)$$

$$Z_{22} = R_s + j\omega L_s \quad (4.38)$$

$$L_p = \frac{\text{Im}(Z_{11})}{j\omega} \quad (4.39)$$

$$L_s = \frac{\text{Im}(Z_{22})}{j\omega} \quad (4.40)$$

$$Q_p = \frac{\text{Im}(Z_{11})}{\text{Re}(Z_{11})} \quad (4.41)$$

$$Q_s = \frac{\text{Im}(Z_{22})}{\text{Re}(Z_{22})} \quad (4.42)$$

$$M = \frac{\text{Im}(Z_{21})}{j\omega} \quad (4.43)$$

$$K = \frac{M}{\sqrt{L_p L_s}} \quad (4.44)$$

R_p 與 R_s 分別為主線圈與副線圈的線圈損耗電阻。

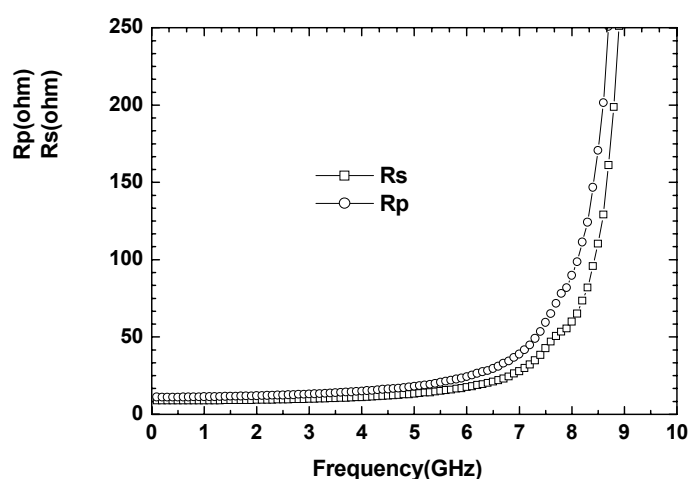


圖4.9 對稱式變壓器線圈阻值對頻率圖

從圖4.9可以知道萃取所得的損耗電阻在超過6GHz會快速上升，

對於能量耗損有嚴重的影響。

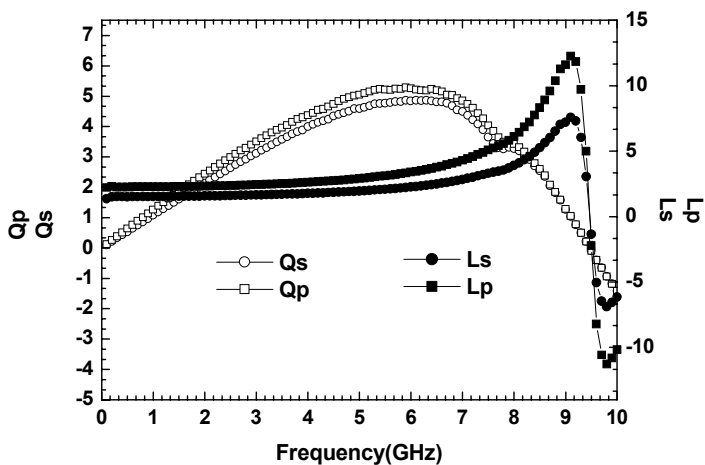


圖4.10 對稱變壓器的感值與Q值對頻率圖

圖4.10為此變壓器測試健的Q值與感值，在感值尚未因高頻非性線與寄生效應影響下，對於此變壓器適用於4~8GHz有著好的Q值與穩定的感值。我們繼續比較模擬與量測的S參數與耦合K值，得到的結果是相當接近的，如圖4.11與圖4.12所示。

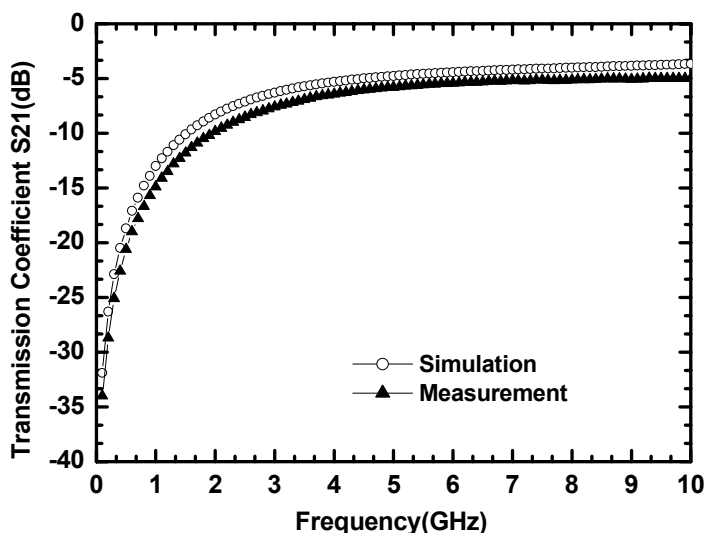


圖4.11 模擬與量測的傳輸係數S21(Transmission Coefficient)

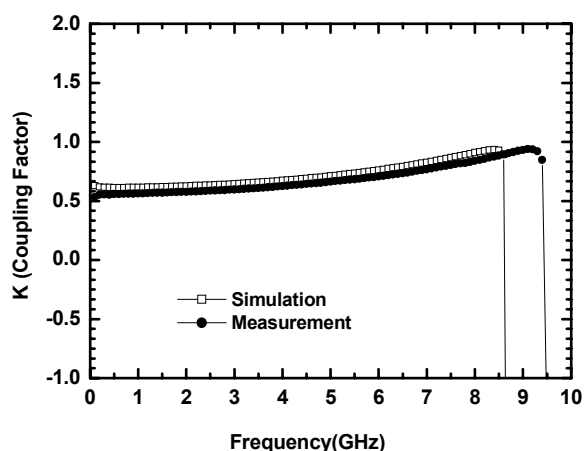


圖4.12 模擬與量測的耦合係數K (Coupling Factor)

我們藉由以上的變壓器的量測結果與之前變壓器分析可以建立等效的變壓器模型，如圖4.13所示。

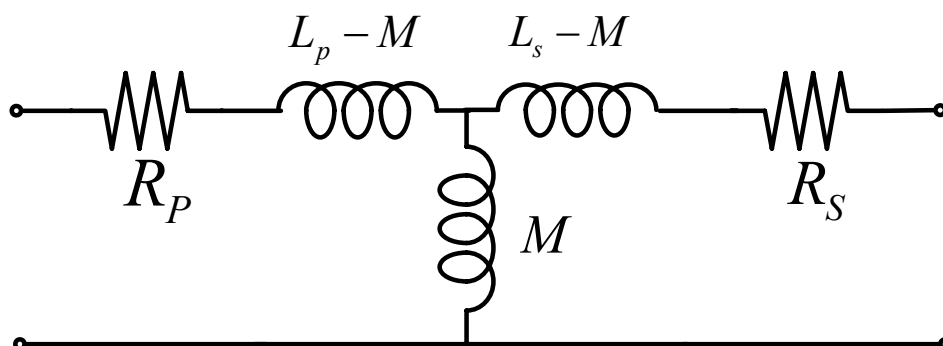


圖4.13 對稱式變壓器等效電路圖

而此模型亦可以轉換其他的 π -model模型。關於更詳細設計與變壓器的測試鍵內容可參考[7]。

變壓器耦合混頻器的整體電路架構如圖4.14。在RF端，訊號輸入於設計的變壓器耦合產生差動訊號，經由吉伯特混頻器混頻後，配合著變壓器寬頻特性加上Cherry Hooper放大器的高頻寬放大技術，達到高速需求後，最後採用共集極(common collector)共射極(common

emitter)作為輸出端的buffer，以利於單端輸出減少面積分佈，輸出耦合電容為3pF，輸出buffer偏壓電阻由上而下分別為0.45kΩ、1.9kΩ、1.45kΩ。

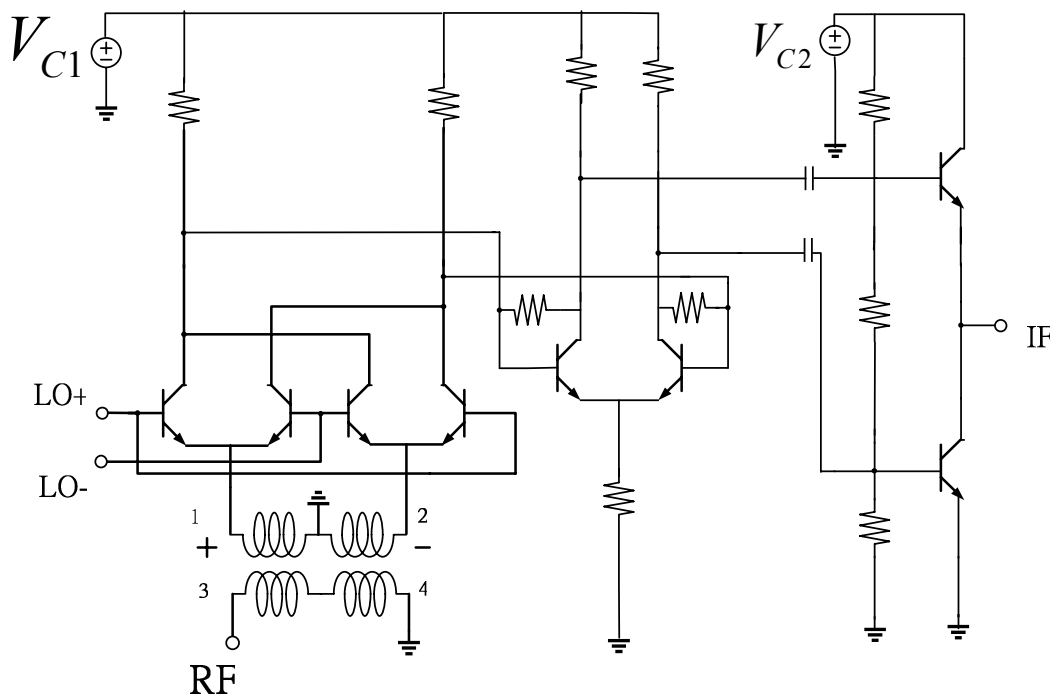


圖4.14 變壓器耦合混頻器整體電路

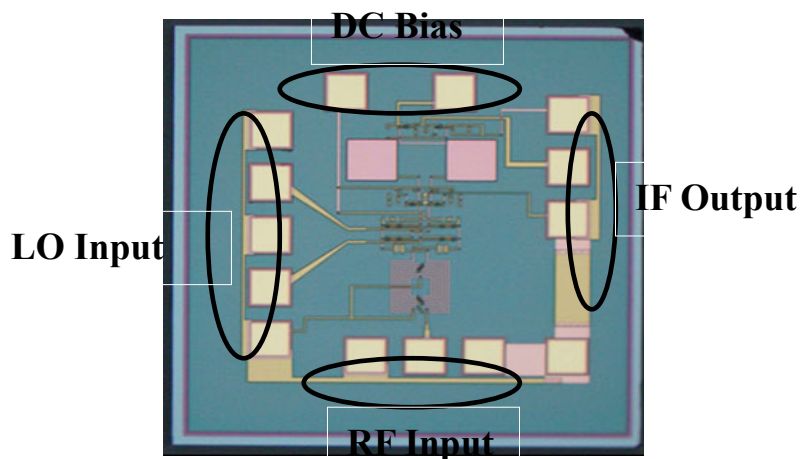


圖4.15 變壓器耦合混頻器Die Photo(1mmX1mm)

—量測結果—

在晶片下線回來後，經由NDL的On wafer量測，DC偏壓條件：

$V_{C1} = 2.4V$ 、 $V_{C2} = 3.3V$ 、 $V_{LO} = 1.4V$ ，以下為量測結果：

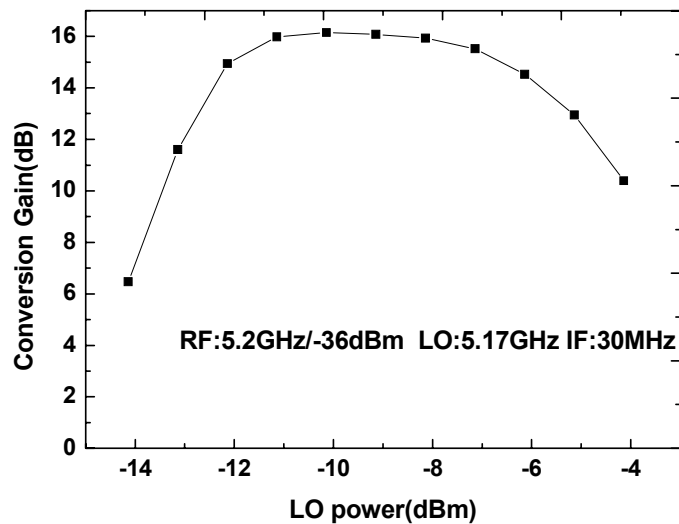


圖4.16 轉換增益 V.S LO Power (RF:5.2G/-36dBm LO:5.17G)

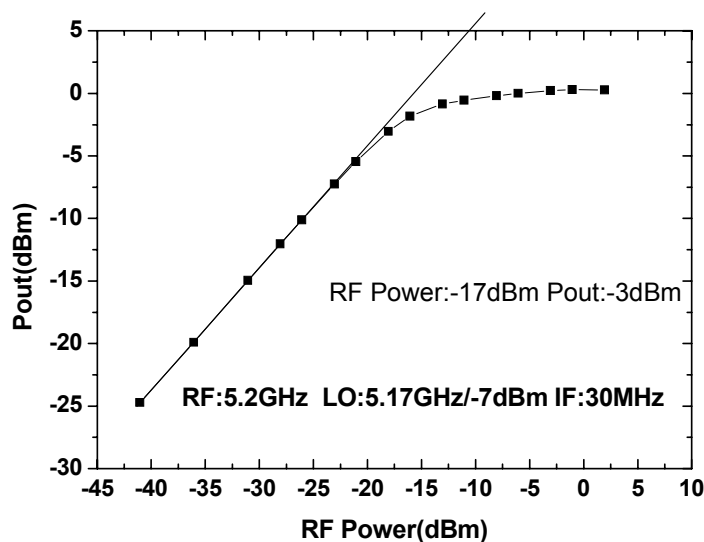


圖4.17 P1dB (5.2G/ LO:5.17G/-7dBm)

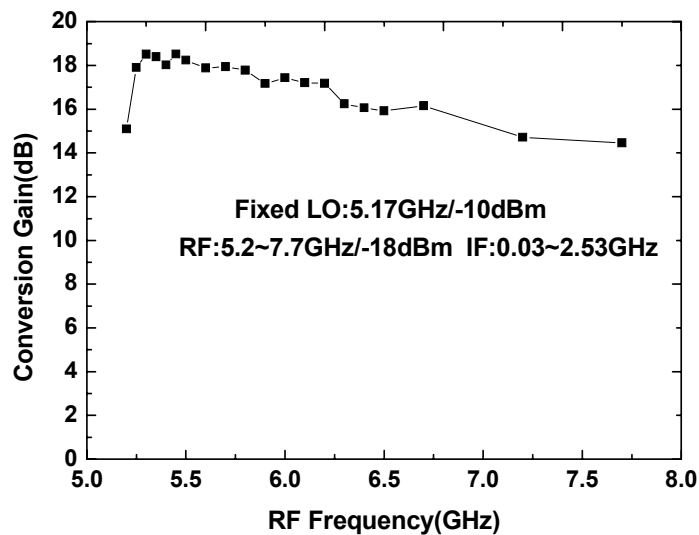


圖4.18 固定LO頻率的RF頻寬(LO:5.17G/-10dBm IF:0.03~2.53G)

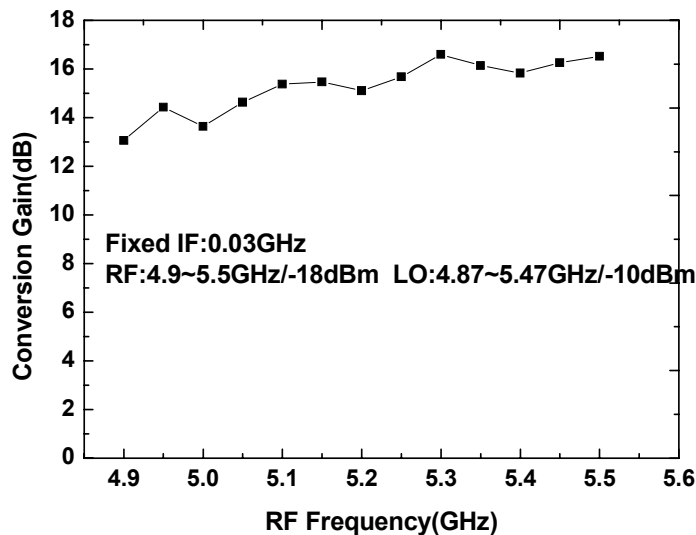


圖4.19 固定IF頻率的RF頻寬(LO:4.87~5.47G/-10dBm IF:0.03G)

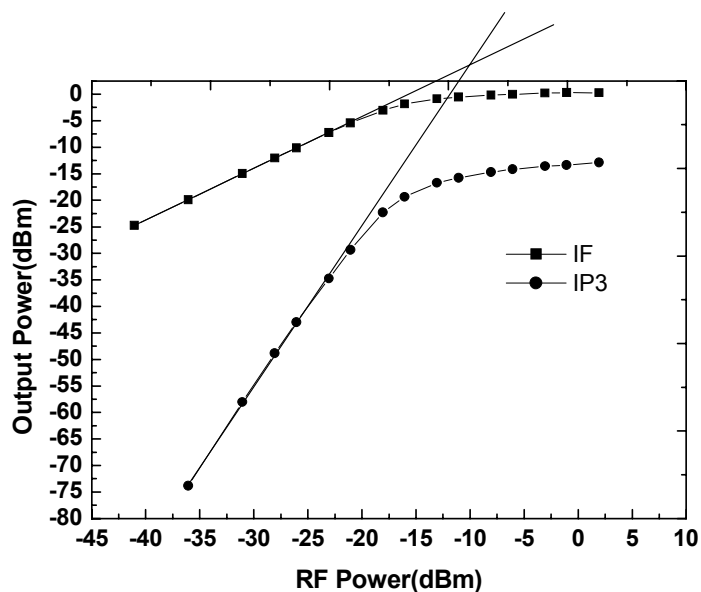


圖4.20 IM3(RF:5.2G/-18dBm LO:5.17G/-10dBm)

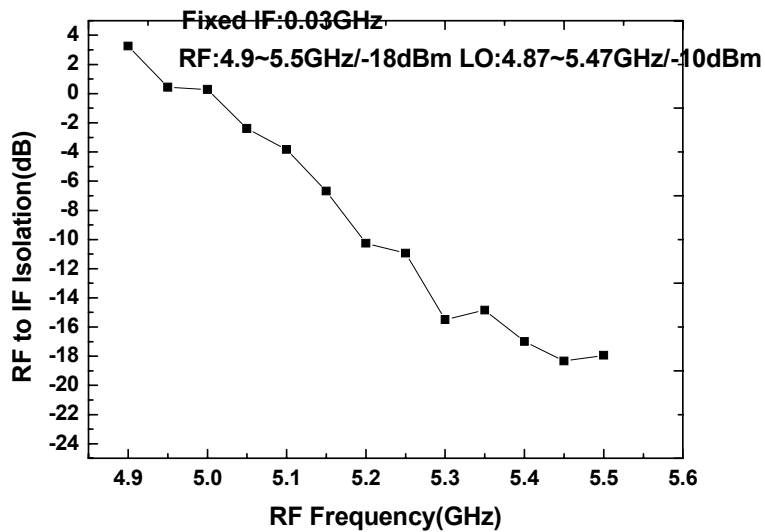


圖4.21 RF-IF的隔離度

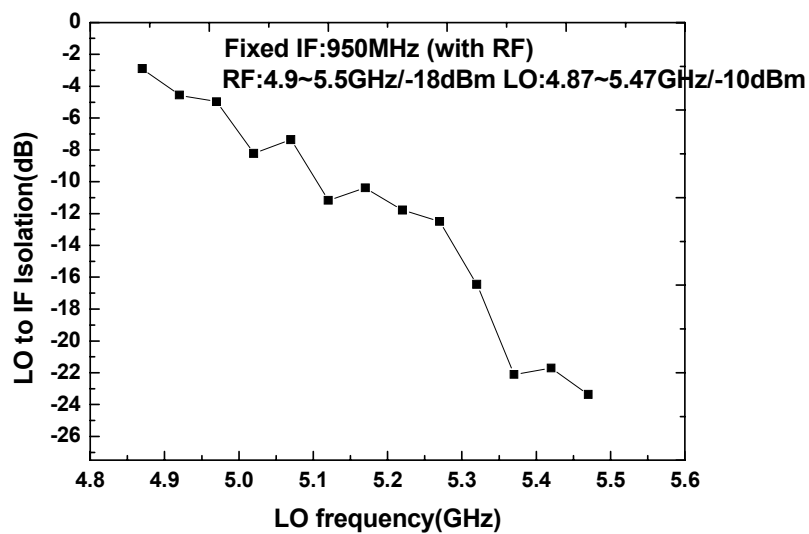


圖4.22 LO-IF的隔離度

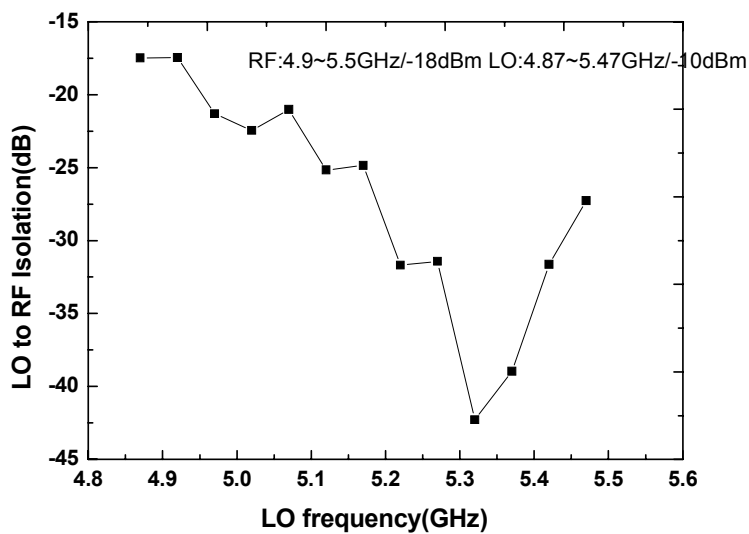


圖4.23 LO-RF的隔離度

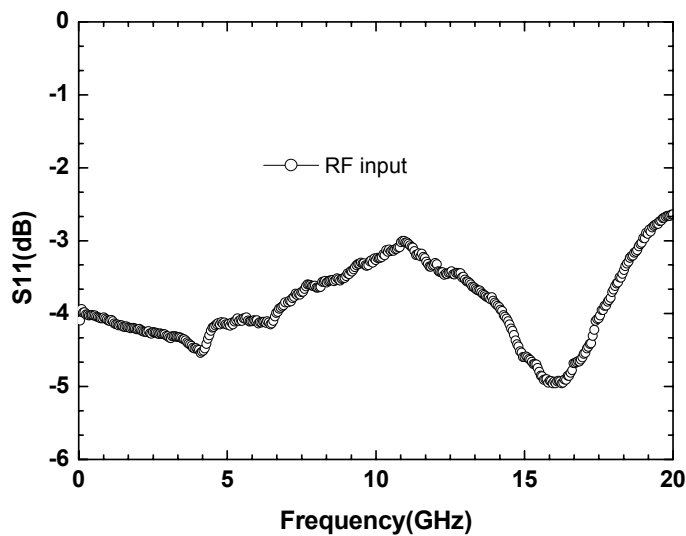


圖4.24 RF輸入端的阻抗匹配

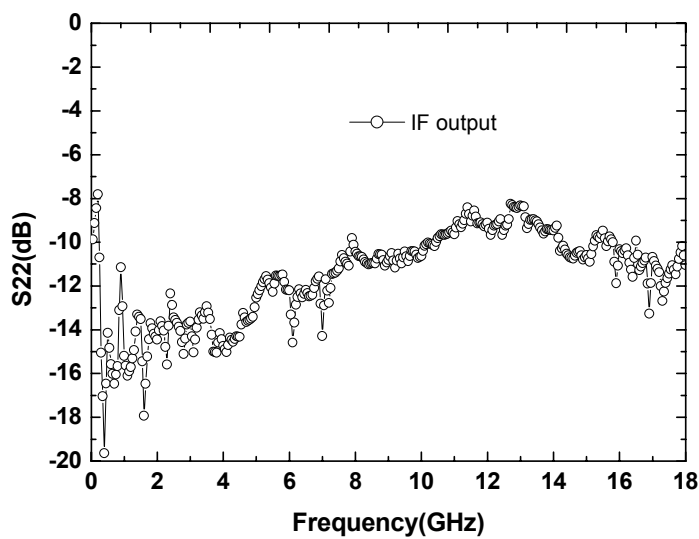


圖4.25 IF輸出端的阻抗匹配

--結果與討論--

本次電路在RF端需求寬頻變壓器耦合輸入前提下，以致於無法達到相當好的輸入阻抗匹配，但可以見到在變壓器架構與Cherry-Hooper放大器架構結合下，並且配合CC-CE這樣速度夠快的輸出級，可以達到相當優異的頻寬展延，而且使用變壓器耦合取代Micro-mixer可以有效的實現低電壓操作，量測的功率消耗50mw遠低於上一章Cherry_Hooper的混頻器設計。在RF寬頻可以達到2GHz的寬頻，並且在接近6.5GHz轉換增益微微上揚，乃是因於變壓器的K值升高，耦合量增加緣故，此電路依舊存在的是較差的isolation，因為Cherry-Hooper是寬頻放大器，對於輸出訊號諧波項、交互調變項無法有效濾除，因此隔離度不甚理想，如果外加合適的被動元件應可以有效的改善隔離度。

第五章

使用 LC combiner 之升頻器

5.1 前言

在射頻積體電路中，電感與電容常使用於功率能量儲存、LC 頻率共振、射頻偏壓電路(RF choke)，阻抗匹配…等電路。在此一章節我們將提出一使用電感、電容組合的電流合成器，將 RF 輸出電流轉變成單端技術，來實現單端輸出的升頻(Up-conversion)電路。

5.2 使 LC combiner 180 度耦合之升頻混頻器

在前面的章節，我們提出了寬頻降頻器的設計。在此將結合電流合成器與 lumped rat-race 組合，來實現一 10GHz 升頻器。

5.2.1 集總元件分波器

在第二章我們介紹過常見的環型矩陣(如圖 5.1)，可以在兩輸出端得到 180 度相差的四埠網路。distributed rat-race 常見製作於 PCB 板上，頻段多在 1~5GHz；但在 RFIC 設計上，distributed 傳輸線電路會佔據過大面積並不符合成本效益，因此必須使用集總元件，只須使用很小的面積就可完成 Rat-Race。

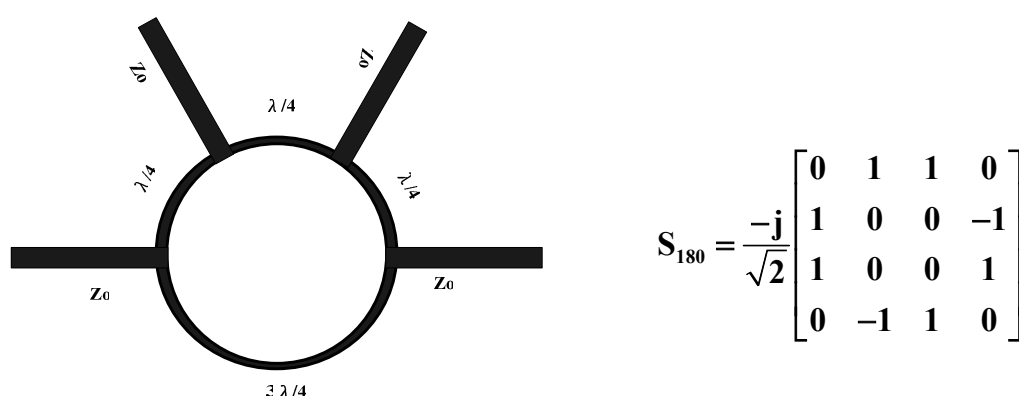


圖 5.1 環型 rat-race 與 scattering matrix

圖 5.2 是使用 distributed 傳輸線的 rat-race 簡化圖，可以採用

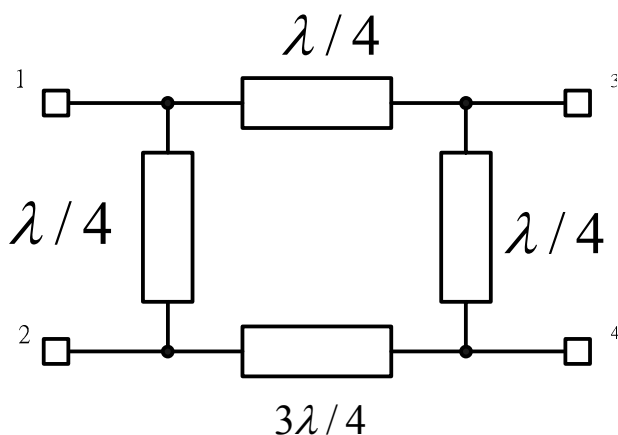


圖5.2 Distributed rat-race

π -網路與 T -網路的集總元件取代，如圖5.3所示。

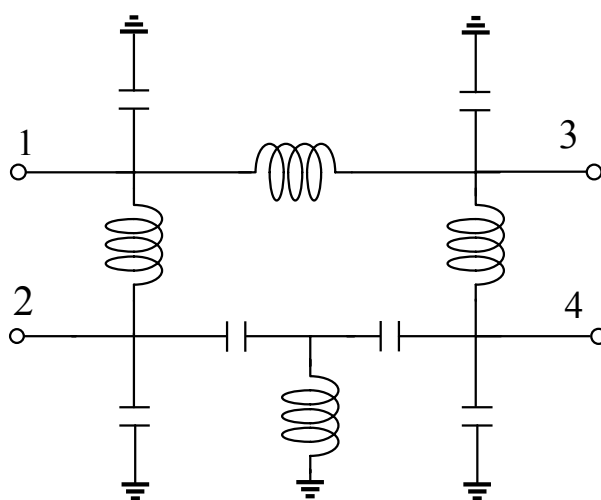


圖5.3 傳統式集總元件 rat race

圖 5.3 中雖然可見 $\lambda/4$ 採用電感、電容取代，但 $3\lambda/4$ 使用了 T -網路多個電容電感取代，元件過多依舊著佔據大量面積。因此將 $3\lambda/4$ 改用 π -network 取代，產生 L、C 會共振互相消掉，比傳統式 rat race 少了 1 個電感、3 個電容，面積可以縮小很多 [8]。如圖 5.4 所示。

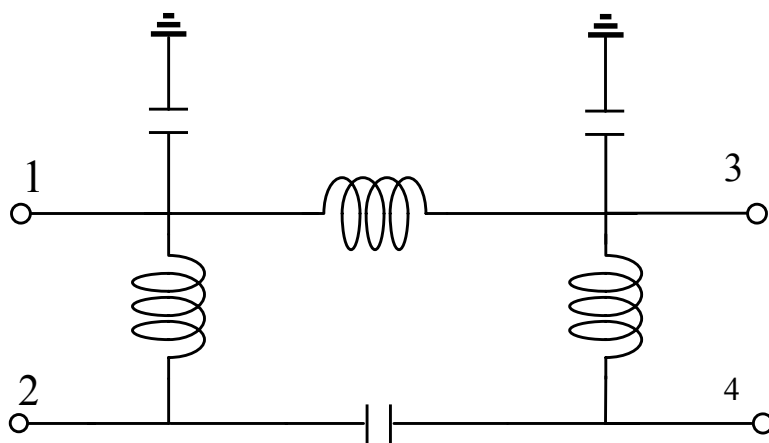


圖5.4 簡化式集總元件 rat race

我們採用的電感是 GCTC 所提供的模型。選定圈數3.5圈的電感(如圖5.5)，電感的等效電路如圖六。在高阻值的基版下，預計需求頻率9.7GHz 時 Q 值約25，且電感自振頻率遠高於電路操作頻率。

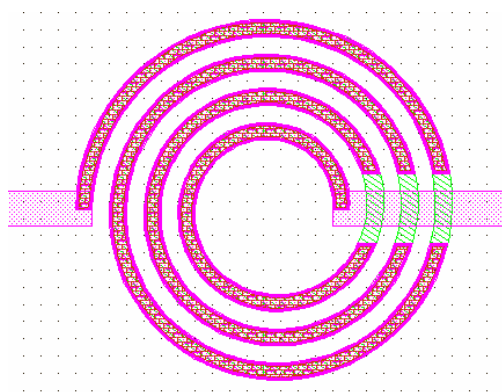


圖5.5 GCTC 電感佈局圖

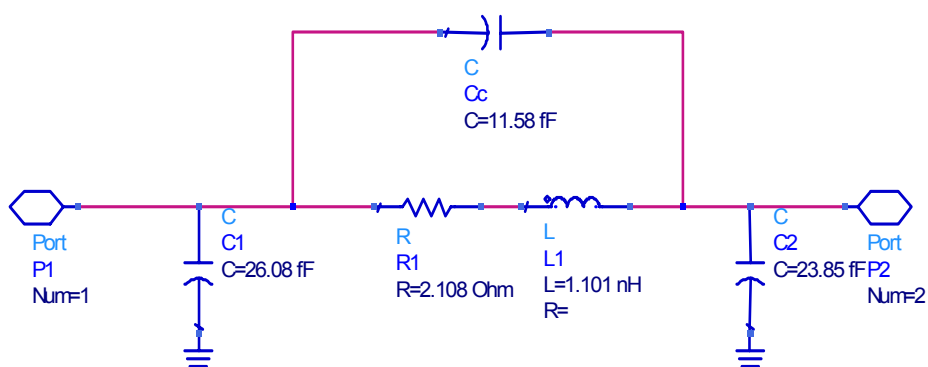


圖5.6 電感的等效電路

整體 rat-race 工作頻率在9.7GHz，採用 ADS 模擬(如圖5.7):

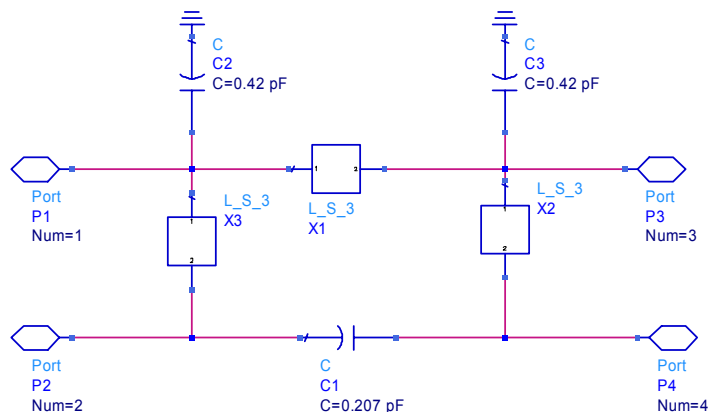


圖5.7 採用 ADS model 的 rat-race 電路

第四埠為輸入(input port)，第三、第二埠為差動輸出(differential port)；第一埠是隔離端(isolation port)。

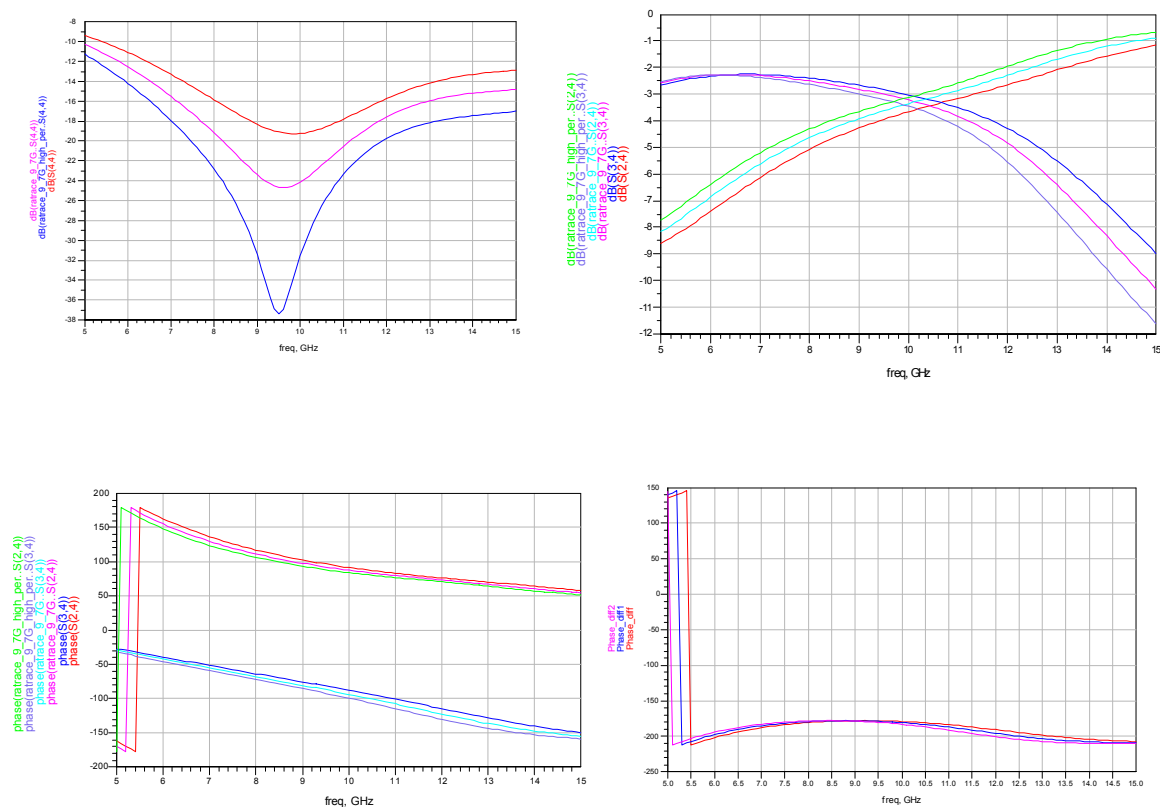


圖5.8 rat-race S 參數模擬(電容值+/-10%變化)

從圖5.8顯示當電容有+/-10%的變化時其相位及振幅的變化範圍，其誤差還在可以接受的程度；相差較多為輸入阻況匹配，但在操作頻率皆有低於15dB 的輸入阻抗，電路有著良好匹配。

5.2.2 LC 電流合成器(LC current combiner)

電流合成器特點乃將 RF 輸出電流轉變為單端技術，以實現單端輸出的升頻電路，其 AC 等效的電流合成器如圖5.9所示。

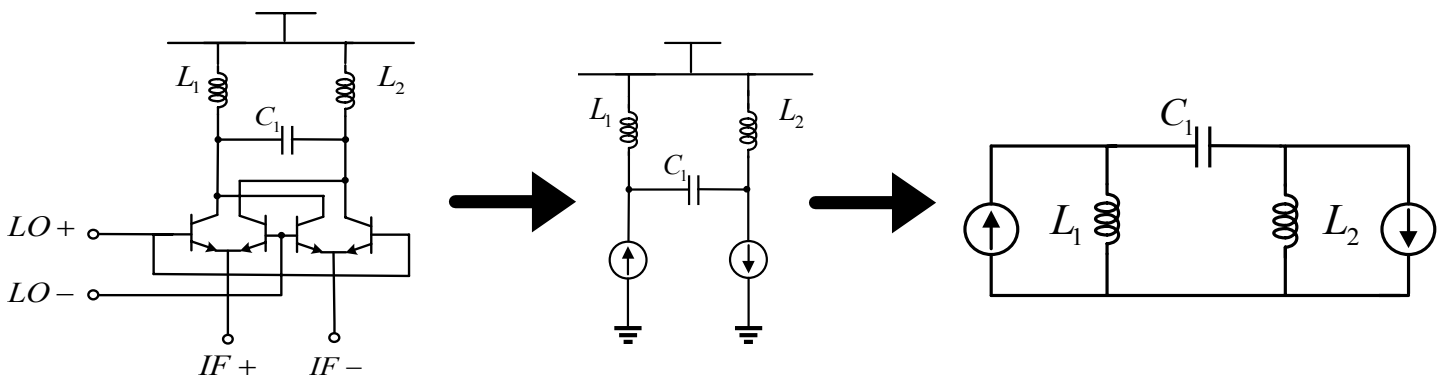


圖5.9 AC 等效電流合成電路

而操作原理如圖十，當 L、C 共振時可以將反相的電流轉換為同相相加。

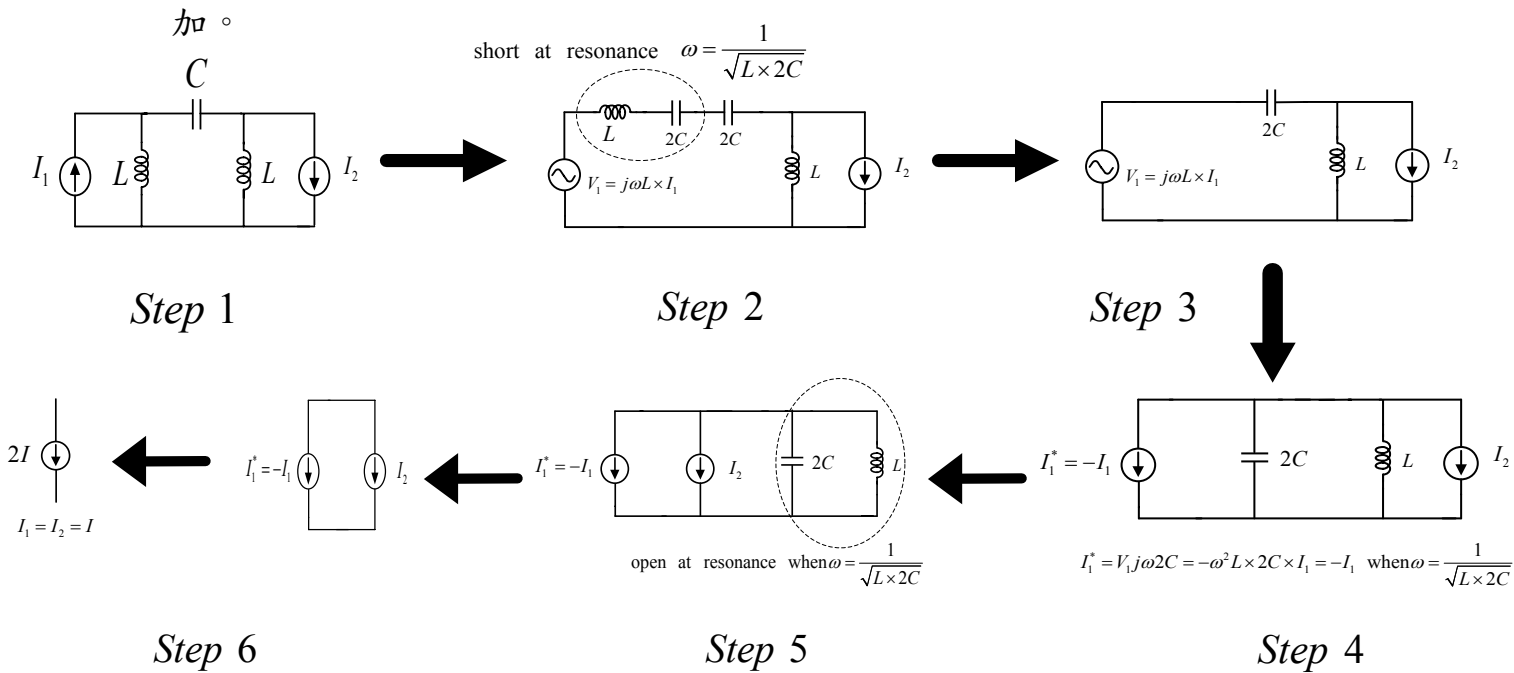


圖5.10 電流合成器的等效轉換圖

Step1:

電流合成器等效小信號模型。

Step2:

將電流源轉換成等效電壓源，其中 $V_1 = j\omega LI_1$ 。

Step3:

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

Step4:

將電壓源轉為等效電流源，由 Norton 等效知

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

Step5、6:

在共振頻率時，LC 並聯為一開路，最後兩組電流同相相加。

由上面轉換推導知，我們利用簡單的 LC 電路做為 RF 端的差動轉單端輸出。

5.2.3 集總 rat-race 升頻混頻器設計

本電路以 GaAs 製程操作在 10GHz 製作一全單端輸入、輸出的射頻升頻混頻器。其中 LO 訊號利用設計的集總 rat-race 來產生差動式訊號避免了外接被動的差動電路的需求，而中頻端採用微混頻器的單端輸入，有著良好的輸入阻抗匹配。RF 端輸出使用電流合成器來產生單端輸出，並銜接 Cherry Hooper 放大技術使提升轉換增益與穩定度，最後為使電路與外接電路匹配，並且使電流合成器正常工作，我們在輸出端加上一共射極-共集極輸出 buffer，這樣架構除

了提供外部電路匹配，並且有著高速的頻率響應將訊號輸出。整體架構如圖5.11。

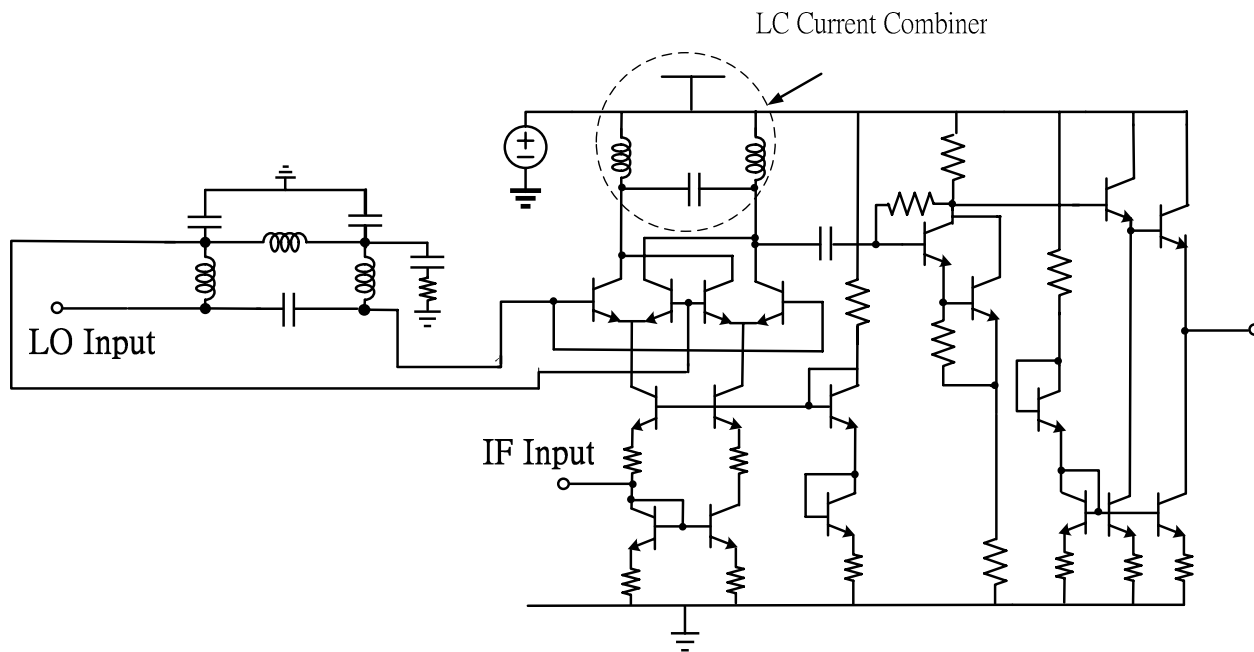


圖5.11 Lumped rat-race 升頻混頻器

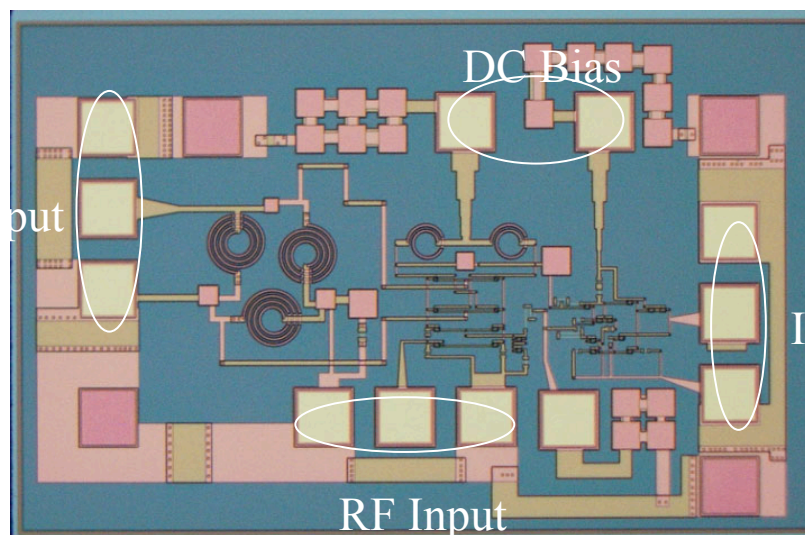


圖5.12 Die photo(1.5mmX1mm)

--模擬結果--

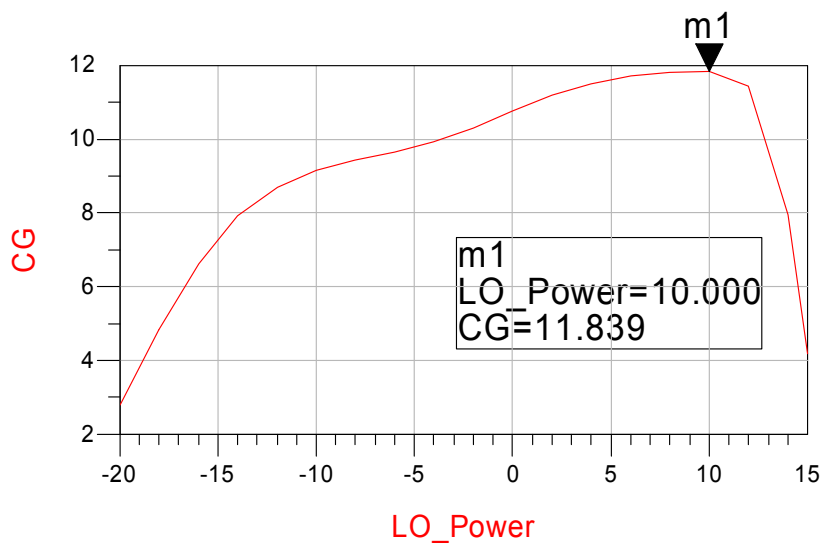


圖5.13 轉換增益 V.S LO Power(LO:9.7G IF:0.3G/-30dBm RF:10G)

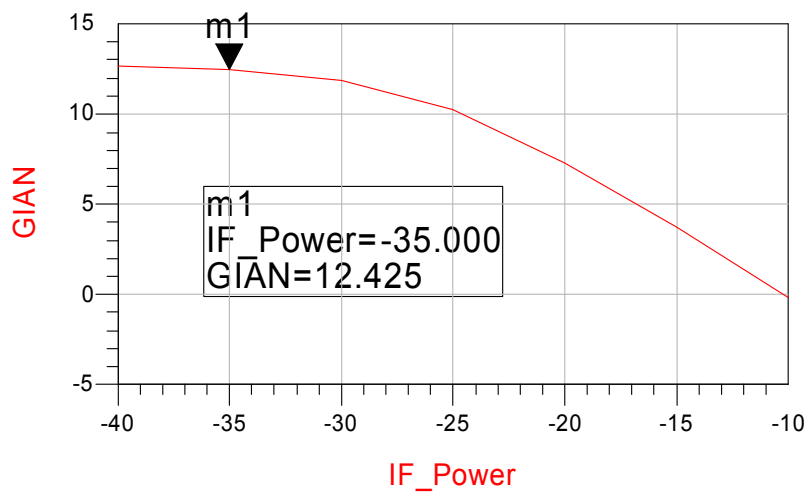


圖5.14 轉換增益 V.S IF Power(LO:9.7GHz/10dBm IF:0.3GHz)

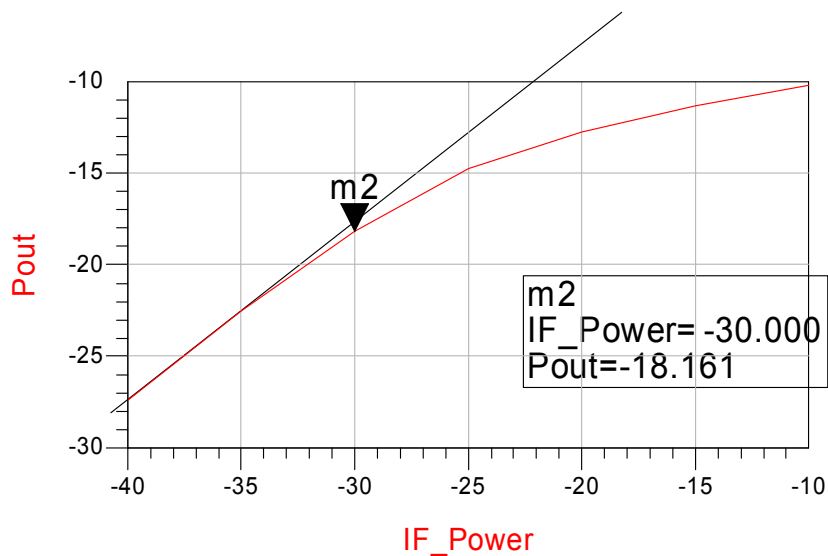


圖5.15 P1 dB(L0:9.7GHz/10dBm IF:0.3GHz RF:10GHz)

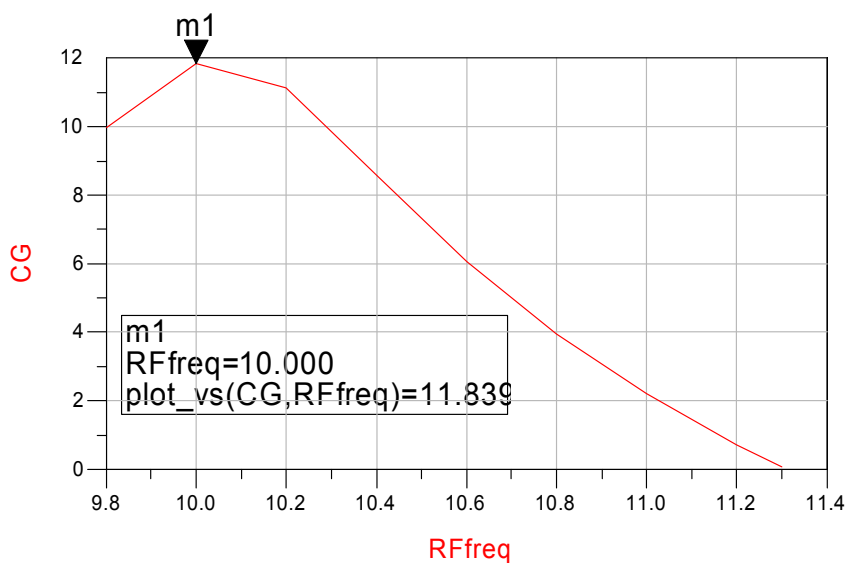


圖5.16 轉換增益 V. S RF 頻寬(Fixed L0:9.7GHz /10dBm

IF:0.1~1.6GHz/-30dBm)

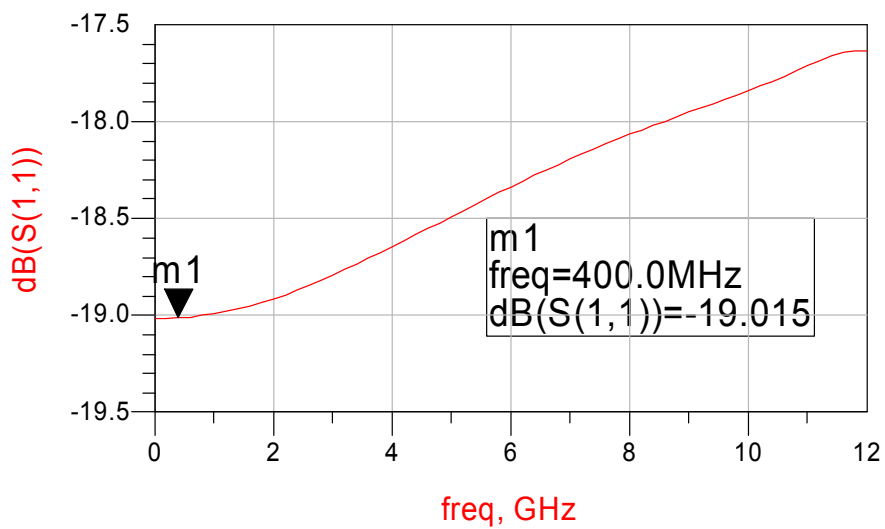


圖5.17 輸入阻抗匹配

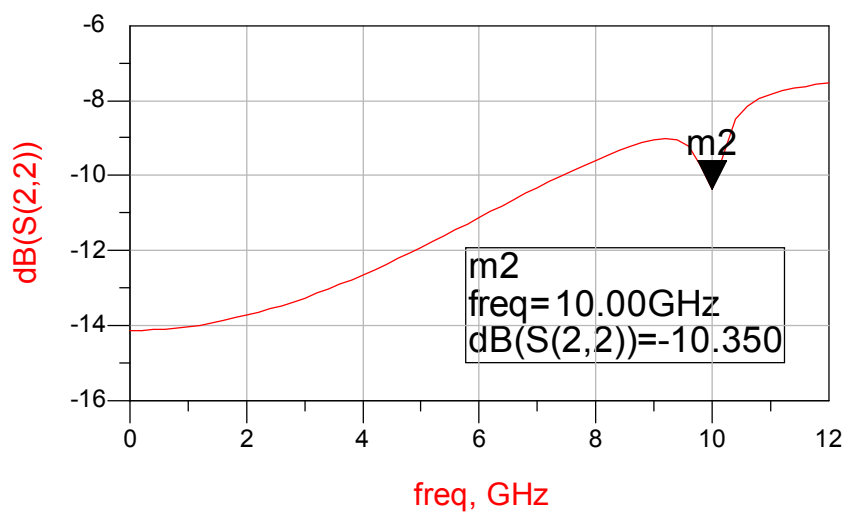


圖5.18 輸出阻抗匹配

預計規格列表

Process	GCT 2.0um HBT
DC Power	29.4mA@5V
Conversion Gain	11dB
S11/S22	<-18dB/<-12dB
LO_to_RF Isolation	30 dB
LO_to_IF Isolation	65 dB
IF_to_RF Isolation	25 dB
Chip Size	1.5*1 mm ²

5.3 單邊頻帶升頻器

我們將實現一微混頻器，此架構特點為 LO 需為正交(Quadrature)信號，我們利用 Polyphase Filter 的特性來設計正交訊號產生器，後接兩個升頻器，再藉由共集-共射極的 Output buffer 達成單一輸出。此電路之特點在可消除混頻器產生雙邊頻帶(double-sided band)之不需要的一邊，即產生 single-sided band 之 RF 信號。

5.3.1 正交相位濾波器

常見的多相位正交濾波器可以產生優異的差動(differential)或是正交訊號(quadrature)，用以壓制在複數頻率訊號時所不必要的正頻部分或是負頻部分。而此類濾波器主要可區分為主動式的帶通(Band-pass)濾波器與被動式的帶止(Band-stop)濾波器。我們將介紹 RC 被動式濾波器以提供多頻率需求選擇。

首先先考慮單極點的 RC 濾波器如下圖5.19，其轉換函數式：

$$\frac{V_{in}}{V_{out}} = \frac{sRC}{sRC + 1} \quad (5.1)$$

重新整理後轉換式可以表示成：

$$sRC(V_{in} - V_{out}) = V_{out} \tag{5.2}$$

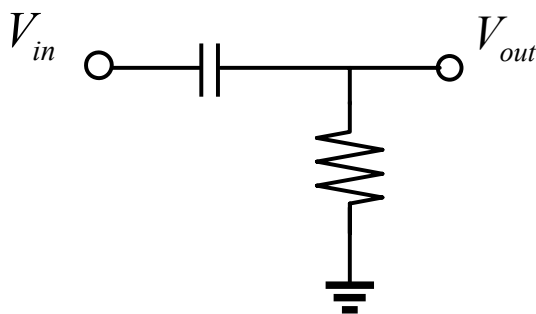


圖5.19 單極點 RC 濾波器

現在利用 Hilbert 轉換[9]，將 $s \rightarrow s + j\omega_0$ 代入(5.2)，可以將中心頻率轉移至 $-\omega_0$ ：

$$(s + j\omega_0)RC(V_{in} - V_{out}) = V_{out} \tag{5.3}$$

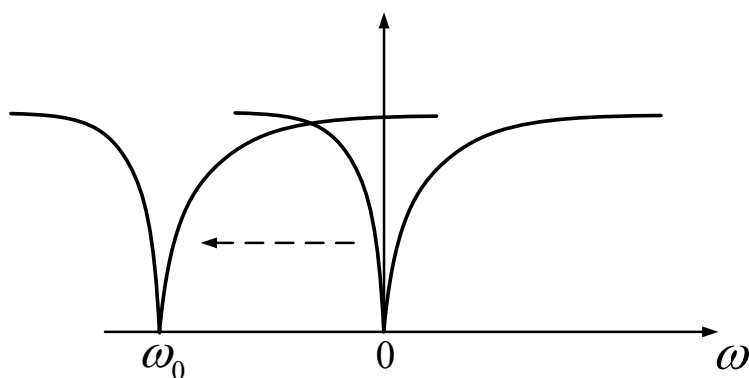


圖5.20 單極點 RC 濾波器線性轉換

整理(5.3)後：

$$sC(V_{in} - V_{out}) = \frac{1}{R}(V_{out} - jV_{in}) + \frac{1}{R}jV_{out} \text{ when } \omega_0 RC = 1 \tag{5.4}$$

現假設 V_{in} 為差動輸入且分為 I/Q 相位，即 $\pm V_{in}$ 與 $\pm jV_{in}$ ，給定控制訊號源將這些訊號以電阻電容作連結了解單一濾波器操作，如圖5.21所

示。我們可以重複四個濾波結構給定不同輸入，很自然將電路擴展成差動正交型態(如圖5.22)。

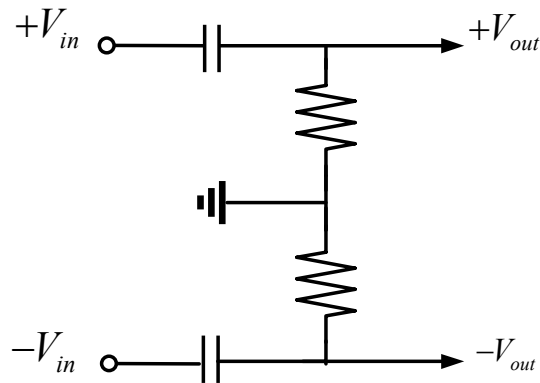


圖5.21 單級 RC 濾波器

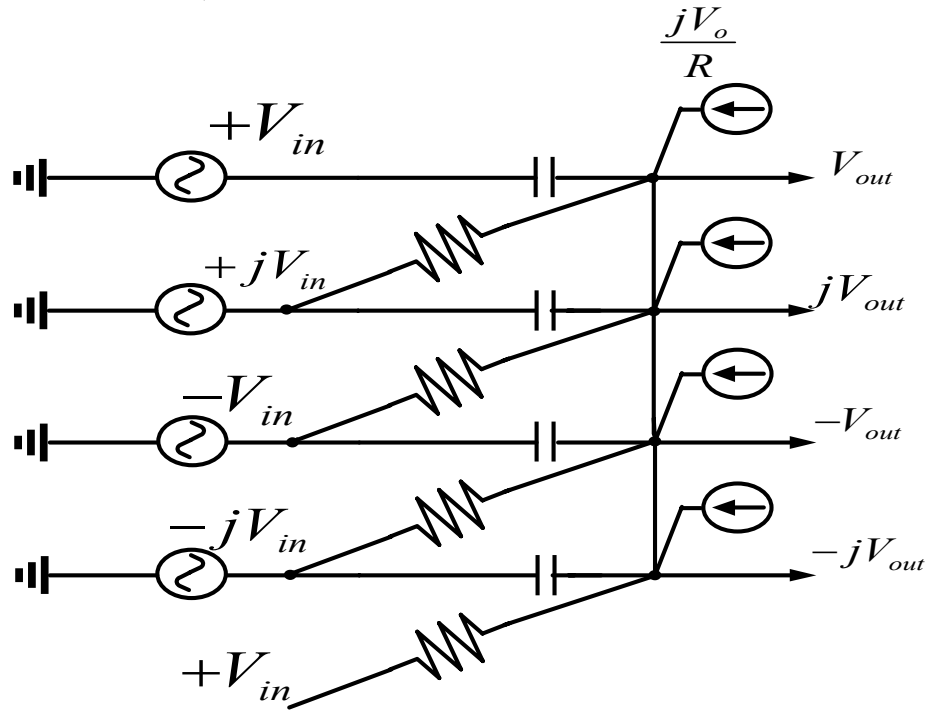


圖5.22 複數濾波器合成

我們來考量 RC-CR 的多相位濾波器的基本濾除正負頻率的原理。從圖5.23(a)中，假設四各輸入相位分別為 0° 、 90° 、 180° 、 270° ，可以表示為 $\cos \omega_0 t$ 、 $\sin \omega_0 t$ 、 $-\cos \omega_0 t$ 、 $-\sin \omega_0 t$ ，分別代表著 V_{in} 、 jV_{in} 、 $-V_{in}$ 、 $-jV_{in}$ ，在複數極座標中可以逆時鐘方向來代表正頻率

($e^{j\omega_0 t} = \cos \omega_0 t + j \sin \omega_0 t$)；同樣地，圖5.23(b)中四個輸入相位為 0° 、 270° 、 180° 、 90° ，可以表示為 $\cos \omega_0 t$ 、 $-\sin \omega_0 t$ 、 $-\cos \omega_0 t$ 、 $\sin \omega_0 t$ ，分別代表 V_{in} 、 $-jV_{in}$ 、 $-V_{in}$ 、 jV_{in} ，在極座標中可以順時鐘方向來代表負頻率($e^{j\omega_0 t} = \cos \omega_0 t + j \sin \omega_0 t$)。首先在圖5.23(a)中，使用重疊原理，可以見到輸入相位為 0° 的訊號等效上看到一 CR 高通濾波器，而輸入相位為 90° 的訊號見到一 RC 低通濾波器。其中一階低通與高通濾波器其頻率響應如圖二十四所示，在極點頻率 $\omega_0 = 1/RC$ 時，其相位分別超前 45° (-45°)及落後 45° ($+45^\circ$)。因此相位為 0° 的輸入訊號落後 45° 成為 45° ；而相位 90° 的輸入訊號超前 45° 成為 45° ，即輸出訊號同相，重疊原理相加。圖5.23(b)中，分別輸入 0° 、 270° 的訊號，相位 0° 因 CR 濾波器相位落後 45° ，但相位 270° 的輸入訊號超前 45° 成為 225° ，因此兩輸出訊號相差 180° ，重疊原理無訊號輸出。由上可知，對於一逆時鐘方向的正頻率訊號可以達到輸出端，而對於一個逆時鐘方向的負頻率則在輸出端被相減。

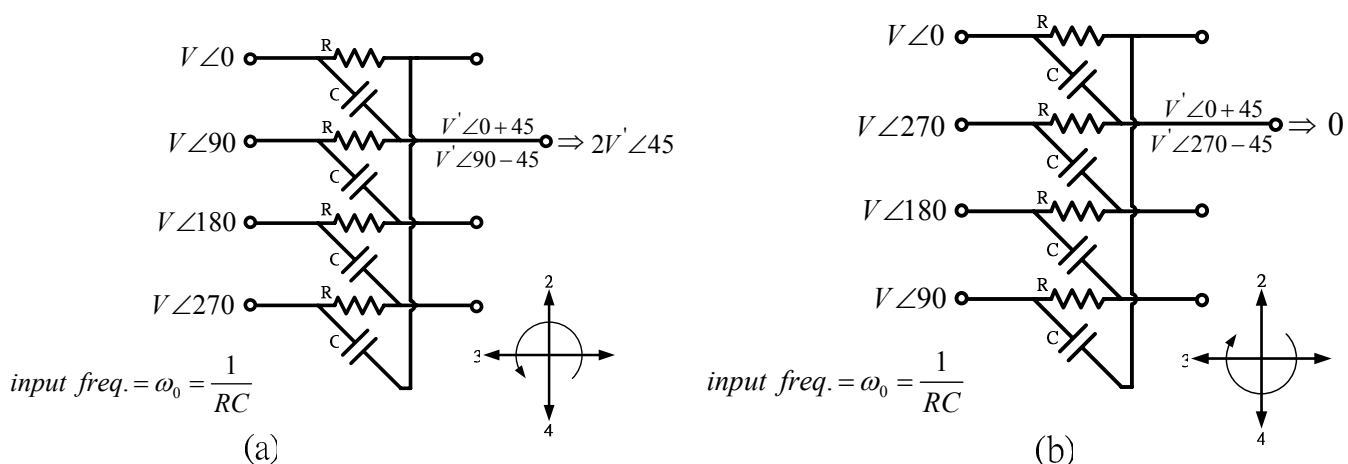


圖5.23 RC-CR 多相位濾波器(a)正頻率(b)負頻率

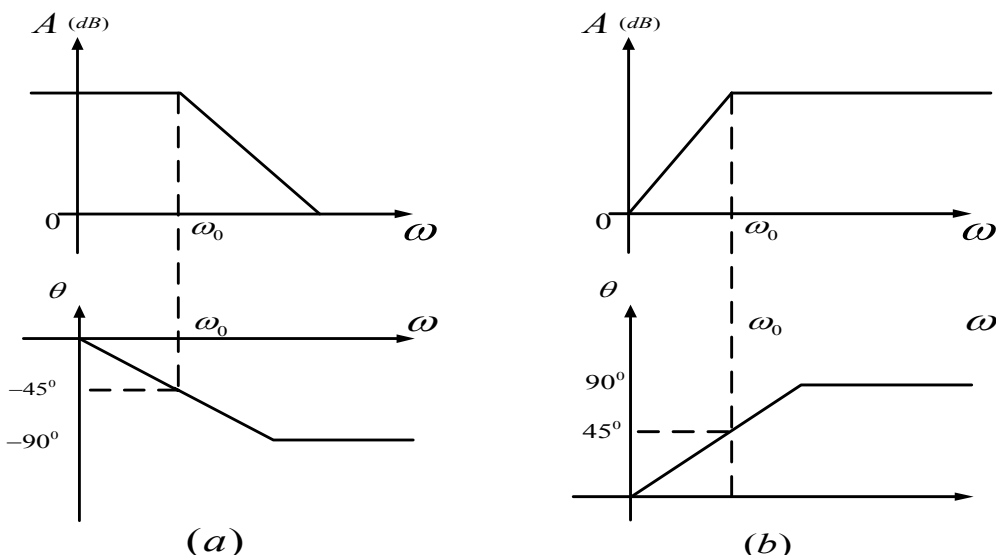


圖5.24 RC 電路頻率響應(a)Low-pass filter(b)High-pass filter

以上我們探討的是單一頻率在多相位濾波器的正負訊號頻率選擇、然而多相位濾波器最主要的優點，在於我們可以利用串聯來增加頻率選擇的頻寬，而且藉由多級濾波器來降低頻率選擇對 RC 值變化的敏感度。

5.3.2 IQ 通道升頻器設計

在設計混頻器時，會產生 USB 與 LSB 兩邊頻帶，我們可以利用一個 I/Q 通道的架構來去除不必要的邊頻，產生單邊頻帶(single-sideband)的升頻頻譜(如圖5.25)，其 single-sideband 產生方式以下三角函數所示：

$$\cos(\omega_{LO}t) \times \sin(\omega_{IF}t) = \frac{1}{2}[\sin(\omega_{LO} + \omega_{IF})t - \sin(\omega_{LO} - \omega_{IF})t] \quad (5.5)$$

$$\cos(\omega_{IF}t) \times \sin(\omega_{LO}t) = \frac{1}{2}[\sin(\omega_{LO} + \omega_{IF})t - \sin(\omega_{IF} - \omega_{LO})t] \quad (5.6)$$

$$\Rightarrow (5.5)+(5.6)=\sin(\omega_{RF}t) \quad (5.7)$$

可以很明確的見到經由 I/Q 通道混頻後可以有效的濾除鏡像訊號，

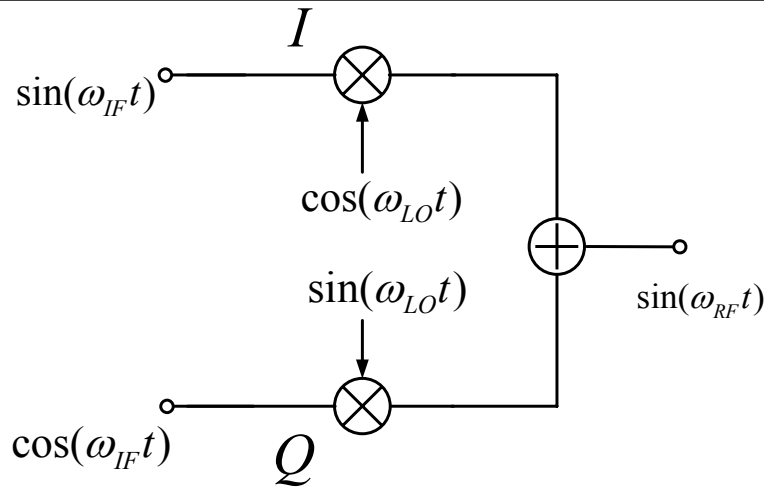
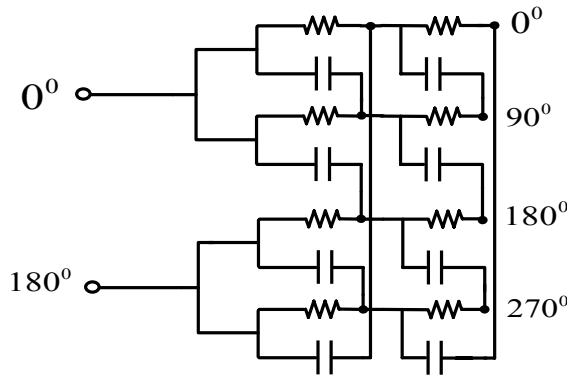


圖5.25 單頻帶升頻器的數學架構

本次的混頻器設計在 LO 輸入端，採用雙級正交相位濾波器，產生四個差動正交訊號，如5.26圖所示。並且利用電流合成器將兩組



圖二5.26 雙級 RC-CR 濾波器

混頻器的切換電流相加在單端輸出，在經由 Cherry hooper 放大機制與共射-共集極輸出，使電路有良好穩定度與輸出組抗匹配，整體電路圖如圖5.27。

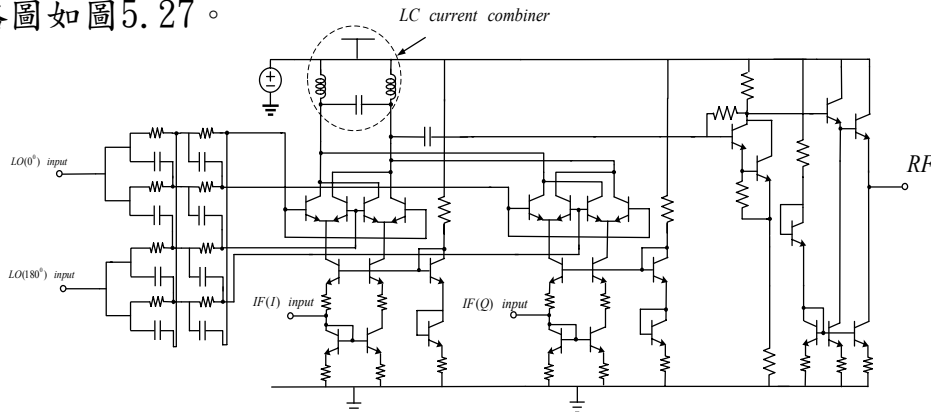


圖5.27 單邊頻帶升頻混頻器

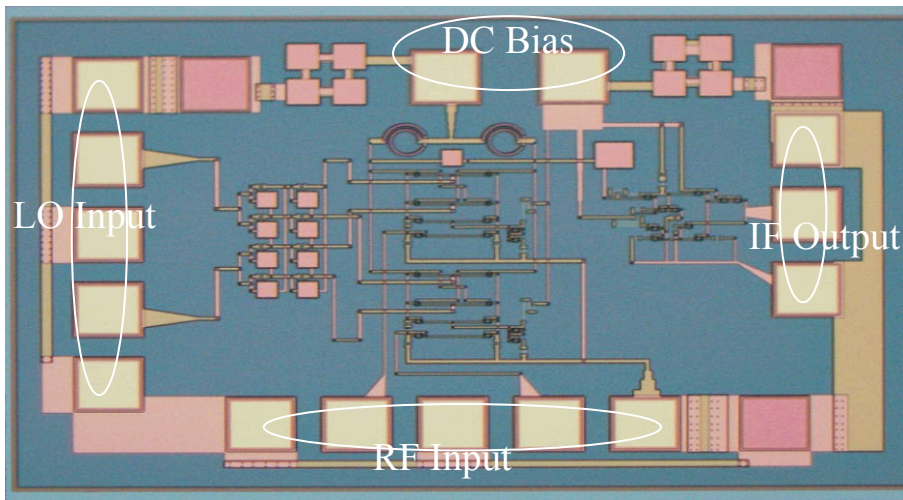


圖5.28 Die photo 1.5mm X 1mm

--模擬結果--

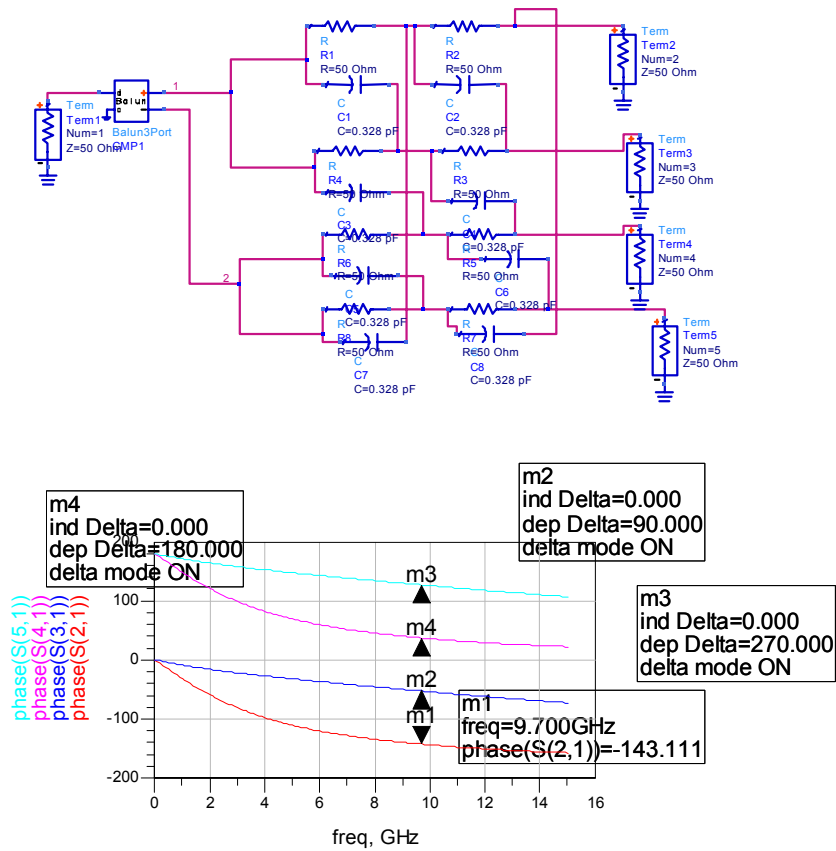


圖5.29 Polyphase filter 的相位模擬

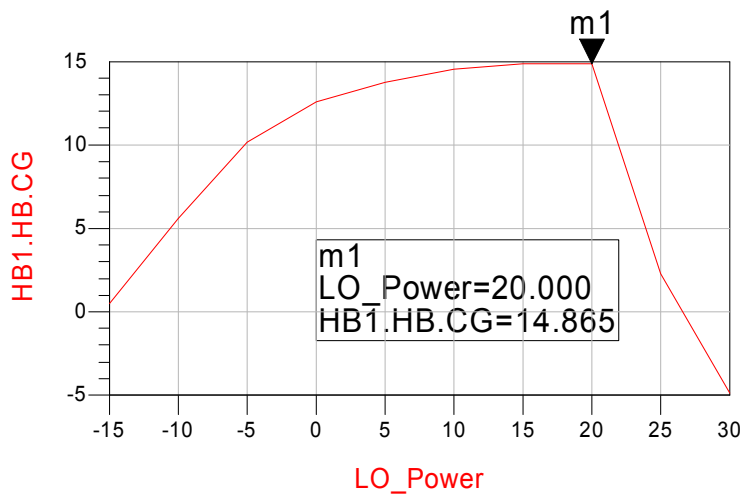


圖5.30 轉換增益 V.S LO Power(LO:9.7G/0dBm IF:0.3G/-30dBm)

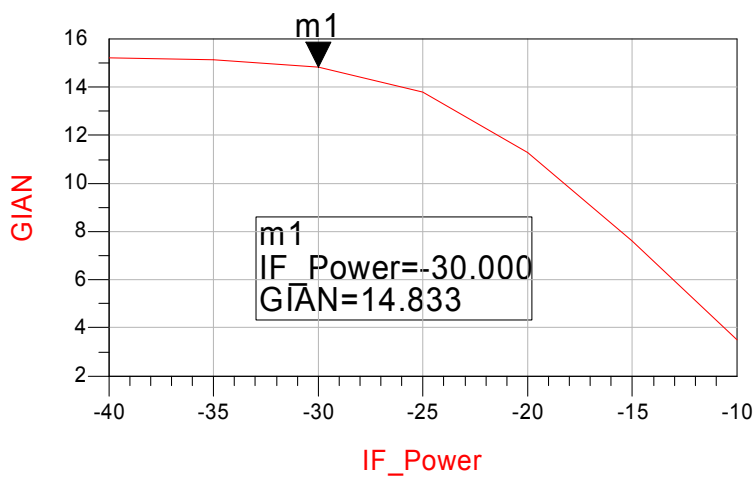


圖5.31 轉換增益 V.S IF Power(LO:9.7G/15dBm IF:0.3G)

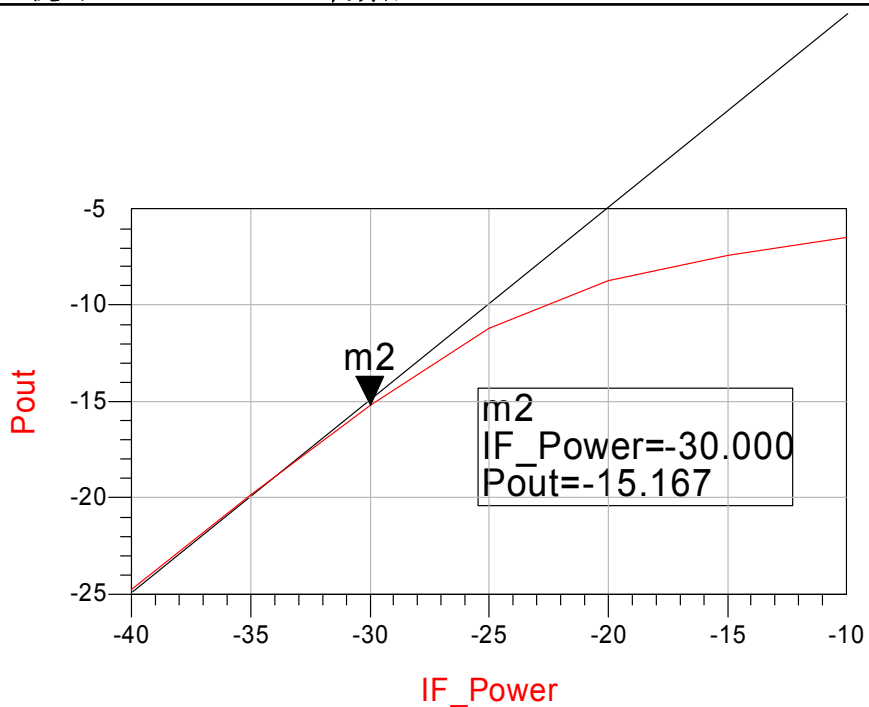


圖5.32 P1dB(L0:9.7G/15dBm IF:0.3G)

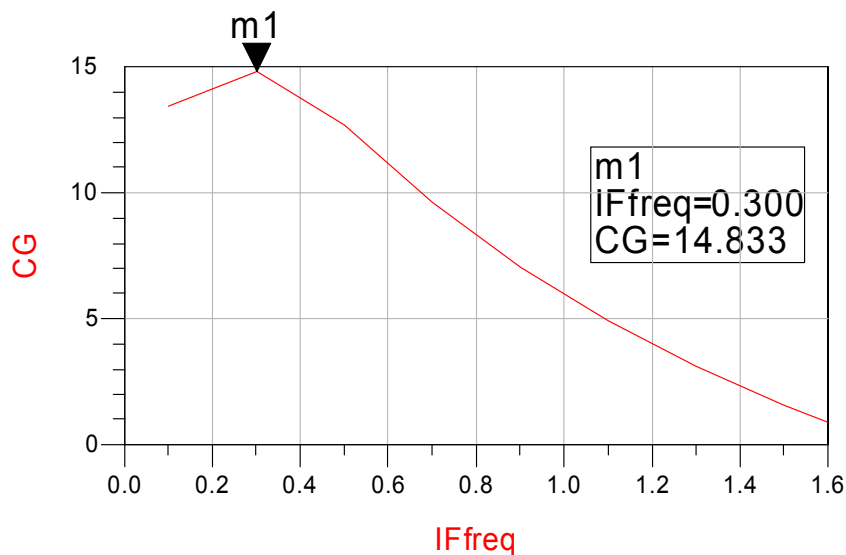


圖5.33 轉換增益 V.S IF 頻寬(IF:0.1~1.6G/-30dBm Fixed L0:9.7GHz/15dBm)

Process	GCT 2.0um HBT
DC Power	32.9mA@5V
Conversion Gain	14dB
S11/S22	<-18dB/<-12dB
LO_to_RF Isolation	30 dB
LO_to_IF Isolation	65 dB
IF_to_RF Isolation	25 dB
Chip Size	1.5*1 mm²

—結果與討論—

採用集總 rat-race 單端轉雙端輸入 LO，可以達到 LO 訊號平衡差動效果，免去外接被動元件不匹配情形，並且結合 LC 電流合成器，設計在欲操作的頻率。使用 I/Q 通道的混頻器結合兩個正交混頻器架構，並且 LO 輸入端使用 polyphase 濾波器，產生四相位需求，電路的結合，可以大幅降低鏡像訊號，晶片安排 NDL 高頻量測實驗室測試中。

第六章

結論

本論文利用 phase inverter 設計了一60GHz rat-race，雖然 insertion loss 到達-4~-5dB；差動相差 $180^{\circ} \pm 10^{\circ}$ ，但期許未來高頻90度探針與 calibration kit 的完備，能夠實作為設計高頻被動電路的參考依據。

在 RF 混頻器方面，結合 Gilbert 系統與 Cherry_Hooper 放大機制設計各種寬頻混頻器。在 TSMC SiGe BiCMOS 0.35um 製程方面，設計一操作10.7G 混頻器，在操作頻段時，轉換增益有6dB，射頻頻寬達到3GHz 頻寬，消耗功率33mW，並且輸出輸入達到寬頻匹配。

採用 GCTC HBT 2.0um 製程方面，採用高阻值基板，除了微混頻器的寬頻設計外，並實現了使用變壓器耦合低壓操作的特性，設計了5GHz 的寬頻混頻器，操作頻率有15dB 增益，P1dB 在-18dBm，IM3 在0dBm。在增加電路高頻延展性與複雜性，我們提出了藉由 lumped rat-race 轉換 LO 單端輸入的優點，並且利用 LC 電流合成器架構，設計10GHz 混頻器。最後在利用四相位組合成 I/Q channel 的單頻混頻器。

使用 Cherry_Hooper 混頻器未來將可應用於無線通訊中混頻器寬頻應用的需求。

參考文獻

-
- [1] Ponchak, G.E. "Experimental analysis of reduced-sized coplanar waveguide transmission lines," *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, Vol. 2, 8-13 June, 2003.
- [2] F. A. Senior, A. Podell, "A wide-band GaAs monolithic spiral quadrature hybrid and its circuit applications," *IEEE J. solid-state circuits*, vol.26, NO. 10, October 1991.
- [3] C. Y. Pon, "Hybrid ring directional coupler for arbitrary power divisions," *IRE transactions on microwave theory and techniques* 1961.
- [4] T. Wang, K. Wu, "Size-reduction and band-broadening design technique of uniplanar hybrid ring coupler using phase inverter for M(H)MIC's," *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, vol.47, No 2, February 1999.
- [5] C.Y. Chang, M. F. Hsieh "Miniaturized broadband rat-race ring coupler", *APMC* 2003.
- [6] B. Gilbert, "The MICROMIXER: A Highly Linear Variant of the Gilbert Mixer Using a Bisymmetric Class-AB Input Stage", *IEEE JSSC* Vol. 32 pp.1412~1413, Sept. 1997.
- [7] 鍾智琦, "射頻低雜訊放大器與被動元件之實作與設計", 交通大學碩士論文, 2004.
- [8] S. J. Parisi, "180 lumped element hybrid," *IEEE MTT-S Digest*, 1989.
- [9] 林明奇, "射頻吉伯特混頻器設計與實作", 交通大學碩士論文, 2004.
- [10] E.M. Cherry, D.E. Hooper, "The Design of Wideband Transistor Feedback Amplifier," *Proc. IEE*, vol. 110, pp.375-389, Feb. 1963.
- [11] B. Razavi, "RF Microelectronics," Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall PTR, 1998, Chapter 5.6.
- [12] J. Reed, G.J. Wheeler, "A method of analysis of symmetrical four port networks," *IRE transactions on MTT* October.
- [13] J. R. Long, "Monolithic transformers for silicon RF ic design," *IEEE J. solid-state circuits*, vol.35, No9, September 2000.
- [14] H.R. Ahn, I. Wolff, I.S. Chang, "Arbitrary termination impedances, arbitrary power division, and small-sized ring hybrids," *IEEE transaction on MTT*, vol.45, no.12, December 1997.
- [15] A.F. Witulski, "Introduction to modeling of transformers and coupled inductors," *IEEE transaction on power electronics*, vol.10, N0.3 May 1995.
- [16] A.K. Agrawal, G. F. Mikucki, "A printed circuit hybrid-ring directional coupler for arbitrary power divisions," *IEEE MTT-s Dig.t*, 1996.
- [17] F.B. Yoji, K.J. Leete, A. Abidi, "CMOS mixers and polyphase filters for large

- image rejection,"*IEEE J. solid-state circuits*,vol.36No.6,June 2001.
- [18] David K. Cheng, "Field and Wave Electromagnetics,"
- [19] B. Razavi, "RF Microelectronics,"2003.
- [20] B. Razavi, "Design of Integrated Circuits for Optical Communications,"2002.
- [21] B. Razavi, "Design of Analog CMOS Integrated Circuit,"1996.
- [22] G. Gonzalez, "Microwave Transistor Amplifier:Analysis and Design," 1997.
- [23] David M. Pozar, "Microwave Engineering,"1998.
- [24] 宋大偉,"混頻器與多相位濾波器",國立中興大學碩士論文,2003.
- [25] T. H. Wu, C. C. Meng, T. H. Wu and G.W. Huang, "A 5.7 GHz 0.35 μ m SiGe HBT Upconversion Micromixer with a Matched Single-ended Passive Current Combiner Output," *European Microwave Week - gallium arsenide and other semiconductors application symposium (GAAS 2004)*, Amsterdam, Netherlands, Oct. 2004, pp. 323-326.
- [26] T. H. Wu, C. C. Meng, T. H. Wu and G.W. Huang, "A 5.7 GHz Gilbert Upconversion Mixer with an LC Current Combiner Output Using 0.35 μ m SiGe HBT Technology," *IEICE Trans. Electron.*, vol.E88-C, no. 6, pp. 1267-1270, June 2005.
- [27] C. C. Meng, T. H. Wu and M. C. Lin, "Compact 5.2-GHz GaInP/GaAs HBT Gilbert Upconverter Using Lumped Rat-Race Hybrid and Current Combiner," accept to be published in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*.
- [28] J R. Long ,M. A. Copeland, "The modeling,characterization,and design of monolithic inductors for silicon RF IC's,"*IEEE J. solid-state circuits* ,vol.32,No3,March 1997
- [29] J R. Long,M. C. Maliepaard , "A 1V 900MHz image reject downconverter in 0.5 μ m CMOS " *IEEE custom integrated circuits conference*,1999
- [30] A.M.Niknejad, R.G.Meyer , "Analysis, design,and optimization of spiral inductors and transformers for Si RF IC's,"*IEEE J. solid state circuits*,vol 33 ,No10,October 1998.