

# 第三章

## *Marchand Balun*



## 之混頻器設計

### 3.1 前言

很多類比電路皆需要差動訊號(Differential Signal)去減少雜訊與諧波訊號以增加動態範圍(Dynamic Range)。因此 Balun 被廣泛地用在無線通訊系統中，在平衡式混頻器(Balanced Mixer)、推拉放大器(Push-Pull Amplifier)及相位轉移器(Phase Shifter)等皆可看到其身影。

在現今的通訊系統中，IEEE 802.11a/b/g、ultra-wideband (UWB) 與 Wimax 等需要愈來愈大的頻寬，所以寬頻的 Balun 更顯的重要。

在本章節中將會使用 Marchand Balun，Marchand Balun 不僅具有寬頻的特性可以適用在各種電路中，更可以利用平面的方式去實現，因此可以很容易地整合在 IC 之中。

混頻器本身具有寬頻的特性，可是由於阻抗匹配、及外接的一些被動元件將會限制住混頻器的頻寬，所以在這裡結合了混頻器與 Marchand Balun 將可設計出寬頻的混頻器。



## 3.2 Marchand Balun 的理論分析

### 3.2.1 Marchand Balun 的各種型態

Marchand Balun[1-6]是由兩組耦合線(Coupled Line)互相組合而成，耦合線是將兩段在中心頻率長度為 $\frac{1}{4}\lambda$ 的兩條金屬線放的很近，使之互相耦合。在這裡 Marchand Balun 是利用平面式架構完成之，圖3.1(a)是最常使用的 Marchand Balun 型態，而圖3中其他型態的 Marchand Balun 則是根據圖3.1(a)衍生出來的。

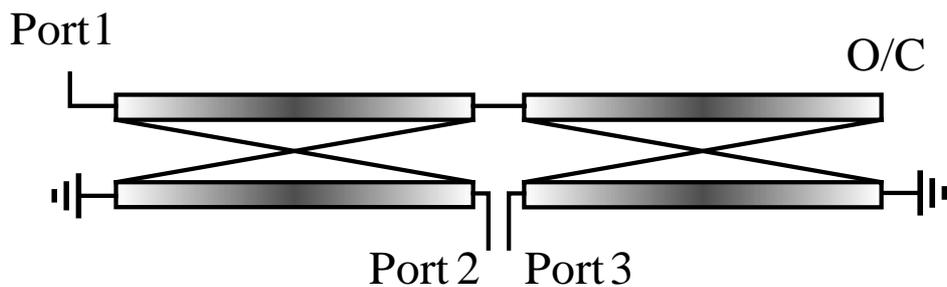


圖 3.1 (a) Type I Marchand Balun

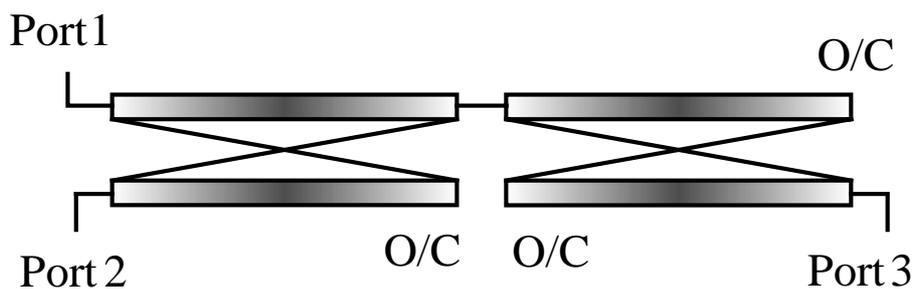


圖 3.1 (b) Type II Marchand Balun

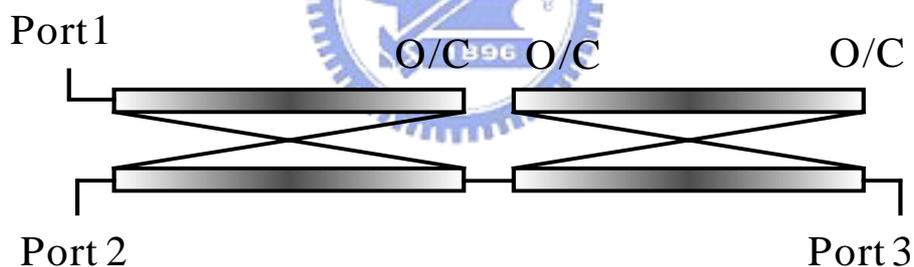


圖 3.1 (c) Type III Marchand Balun

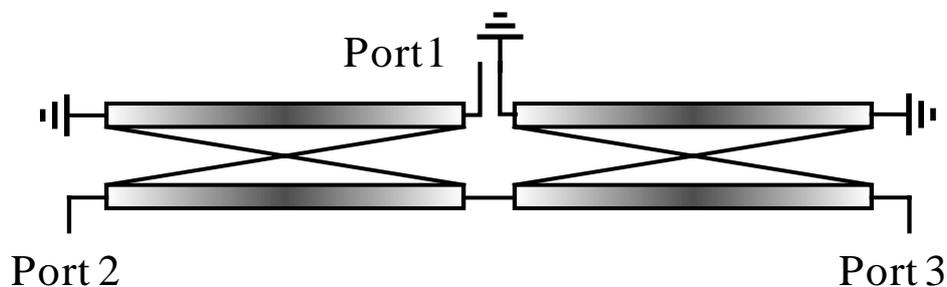


圖 3.1 (d) Type IV Marchand Balun

### 3.2.2 Marchand Balun 的 S 參數分析

經由推導發現 Type II、III 的 Marchand Balun 在有耗損的情況下  $S_{21} \neq -S_{31}$ ，而且 Type III 很難做輸入阻抗匹配，所以接下來只討論 Type I、IV 的 Marchand Balun。

在推導前先說明一些係數，C 代表耦合係數(Coupling Coefficient)，T 則是代表透射係數(Through Coefficient)，而耦合係數與透射係數兩者的關係需滿足：

$$\begin{cases} |C|^2 + |T|^2 = 1 & \text{, without loss} \\ |C|^2 + |T|^2 < 1 & \text{, with loss} \end{cases} \quad (3.1)$$

推導 Marchand Balun 有一個直覺的方法如下：

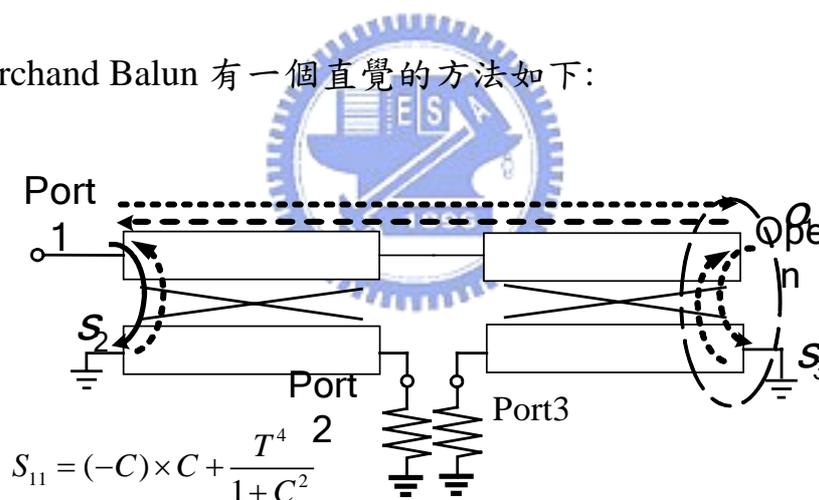


圖3.2 Type I Marchand Balun 的  $S_{11}$  推導

圖3.2是推導 Type I Marchand Balun  $S_{11}$  的示意圖。訊號從埠1打進去會有兩條途徑回到埠1，第一條路徑耦合到 S2 遇到短路然後再耦合回到埠1，所以得到  $C \times (-1) \times C$  的訊號。另一條路徑訊號傳到 O1 遇到開路再傳回埠1 或者耦合到 S3 遇到短路再耦合回 O1，因此在 O1 與 S3 之間形成一個迴路，所以得到無窮等比級數的訊號

$(T^4 + T^4 \times (-C^2) + T^4 \times (-C^2) \times (-C^2) + \dots)$ ，將兩路徑訊號加起來便

得到  $S_{11} = (-C) \times C + \frac{T^4}{1+C^2}$ ，Type I、IV Marchand Balun 其餘的 S 參

數也可用此法得到。

將 Type I、IV Marchand Balun 的 S 參數加以推導並整理成表 3.1。

表 3.1 Type I、IV Marchand Balun 的 S 參數

型態	S 參數 $\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix}$	沒有耗損情況下的 S 參數 $(T = -j\sqrt{1-C^2})$
I	$\begin{bmatrix} -C^2 + \frac{T^4}{1+C^2} & -CT + \frac{CT^3}{1+C^2} & CT - \frac{CT^3}{1+C^2} \\ -CT + \frac{CT^3}{1+C^2} & -T^2 + \frac{C^2T^2}{1+C^2} & C^2 - \frac{C^2T^2}{1+C^2} \\ CT - \frac{CT^3}{1+C^2} & C^2 - \frac{C^2T^2}{1+C^2} & -T^2 + \frac{C^2T^2}{1+C^2} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \frac{1-3C^2}{1+C^2} & j\frac{2C\sqrt{1-C^2}}{1+C^2} & -j\frac{2C\sqrt{1-C^2}}{1+C^2} \\ j\frac{2C\sqrt{1-C^2}}{1+C^2} & \frac{1-C^2}{1+C^2} & \frac{2C^2}{1+C^2} \\ -j\frac{2C\sqrt{1-C^2}}{1+C^2} & \frac{2C^2}{1+C^2} & \frac{1-C^2}{1+C^2} \end{bmatrix}$
IV	$\begin{bmatrix} -T^2 - \frac{C^4}{1-T^2} & -TC - \frac{C^3T}{1-T^2} & TC + \frac{TC^3}{1-T^2} \\ -TC - \frac{C^3T}{1-T^2} & -C^2 - \frac{C^2T^2}{1-T^2} & T^2 + \frac{T^2C^2}{1-T^2} \\ TC + \frac{C^3T}{1-T^2} & T^2 + \frac{T^2C^2}{1-T^2} & -C^2 - \frac{T^2C^2}{1-T^2} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \frac{2-3C^2}{2-C^2} & \frac{j2C\sqrt{1-C^2}}{2-C^2} & \frac{-j2C\sqrt{1-C^2}}{2-C^2} \\ \frac{j2C\sqrt{1-C^2}}{2-C^2} & \frac{-C^2}{2-C^2} & \frac{2C^2-2}{2-C^2} \\ \frac{-j2C\sqrt{1-C^2}}{2-C^2} & \frac{2C^2-2}{2-C^2} & \frac{-C^2}{2-C^2} \end{bmatrix}$

由表 3.1 可看到 Type I、IV 無論在有耗損或者無耗損的情況下  $S_{21} = -S_{31}$ 。Type I Marchand Balun 在  $C = \sqrt{1/3}$  時可達完美輸入阻抗匹配 ( $S_{11} = 0$ )，Type IV Marchand Balun 在  $C = \sqrt{2/3}$  可達完美輸入阻抗匹配。

利用 EM 模擬軟體可知，在相同的輸入阻抗匹配( $S_{11}$ )下，Type IV 比 Type I 的頻寬寬，可是由於 Type IV 所需要的耦合係數較高，在實作上比較困難。

### 3.3 實作，Micromixer with Broad Band Marchand Balun ( SiGe 0.35 $\mu\text{m}$ )

#### 3.3.1 研究動機

本電路將應用寬頻 Marchand Balun 的技術並與吉伯特混頻器結合來設計可寬頻操作的射頻混頻器晶片。寬頻 Marchand Balun 置於混頻器的 LO 端，提供差動訊號。因此，混頻器可操作的頻率除了和電路本身的設計有關外，會被 LO 端的 Marchand Balun 的頻寬限制住，所以需要一個寬頻 Marchand Balun。而寬頻 Marchand Balun 將以組合兩個不同頻帶的 Marchand Balun 來完成設計[7][8]。

#### 3.3.2 電路架構與設計

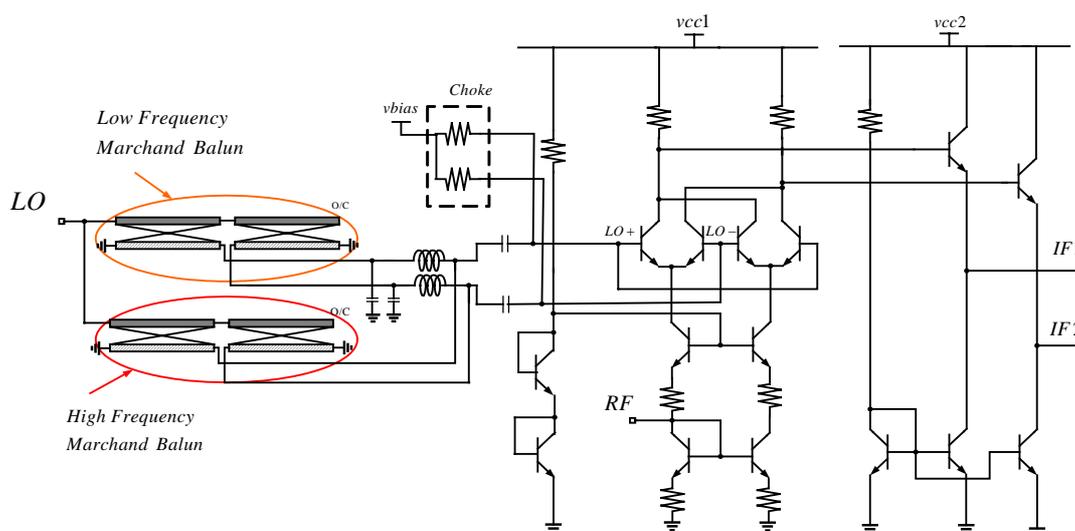


圖3.3 利用寬頻 Marchand Balun 微混頻器

利用寬頻 Marchand Balun 微混頻器詳細電路圖如圖3.3所示。此電路總共包括兩個部份(1)寬頻 Marchand Balun (2)微混頻器[9]。

### (1)寬頻 Marchand Balun

寬頻 Marchand Balun 基本上是由一個位於較低頻率的 Marchand Balun 和一個較高頻率的 Marchand Balun 所組成，如圖3.4所示。

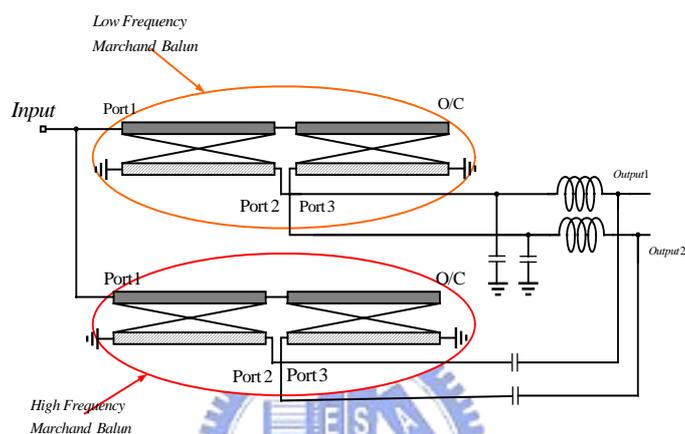


圖3.4 寬頻 Marchand Balun

此電路的概念簡單來說，頻率很高時，電路是由高頻的 Marchand Balun 來主宰而頻率比較低時由低頻的 Marchand Balun 所主宰，於是一整個電路的頻寬便由兩個 Marchand Balun 所拉大。

兩個 Marchand Balun 所得到的差動訊號輸出大小往往不同，所以可以在高頻 Marchand Balun 的路徑上加上高通濾波器，而在低頻 Marchand Balun 的路徑上加上低通濾波器，可以藉此分別來調整高頻和低頻 Marchand balun 的差動訊號大小，使得差動訊號輸出大小在不同頻率時可以平滑一點。

此濾波器還有一個很重要的功能。輸入頻率較低時，訊號最主要是低頻 Marchand Balun 所產生的，經由高頻 Marchand Balun 所得到的訊號是我們不要的，所以可藉由路徑上的高通濾波將不要的訊號濾

掉；反之亦然，頻率較高時經由低頻 Marchand Balun 所得到的訊號是我們不要的，所以可藉由路徑上的低通濾波將不要的訊號濾掉。

實作模擬時由 IE3D 模擬 Marchand Balun 的部份，再將得到的 S 參數，放到 ADS 裡，然後去設計濾波器。一般來說，低通濾波器的 passband 的頻率範圍和低頻 Marchand Balun 的頻率範圍差不多，而高通濾波器的 passband 的頻率範圍也和高頻 Marchand Balun 的頻率範圍差不多。因為高頻 Marchand Balun 模擬之後，發現在低頻時它的差動輸出大小(S21、S31)已經很小了，所以可省掉高通濾波器，如圖 3.3 所示。

除了讓 LO 差動訊號比較能夠對稱地接到混頻器外，再加上面積的考量，所以將寬頻 Marchand Balun 畫成如圖 3.5 所示。低頻的 Marchand Balun 以變壓器(Transformer)型式來完成，並置於中間，而高頻的 Marchand Balun 則直接放在外圍，最後再放入低通濾波器所需要的電感和電容。

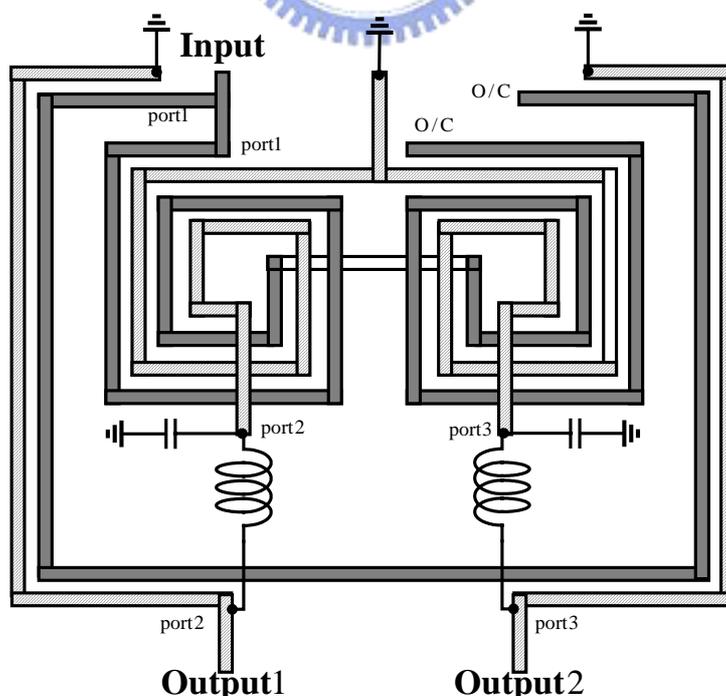


圖 3.5 寬頻 Marchand Balun 的佈局圖

## (2) 微混頻器 (Micromixer)

一般常見的吉伯特混頻器如圖 3.6 所示，輸入信號經過電壓-電流級轉換成為電流信號後，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 3.6 可以知道雙頻衡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 的電路佔了不小 IC 面積。另外量測上還需要外接一個 Balun，使得量測上更為複雜。

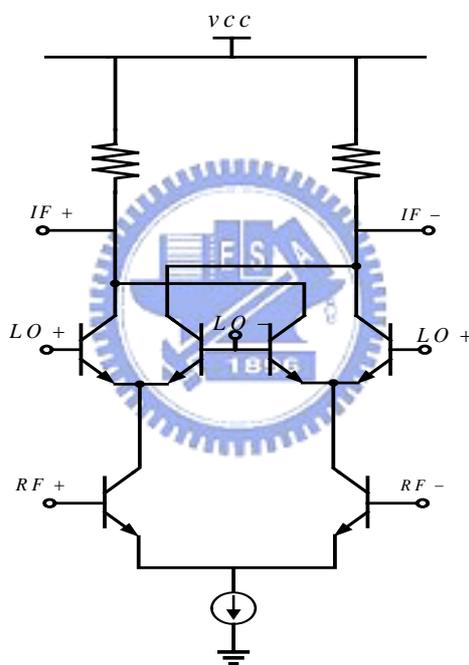


圖3.6 吉伯特混頻器

所以我們利用一個修正的電壓-電流轉換級達成轉換功能，如圖 3.7 所示，來產生 V-to-I 的功能，同時達成輸入阻抗匹配的工作。

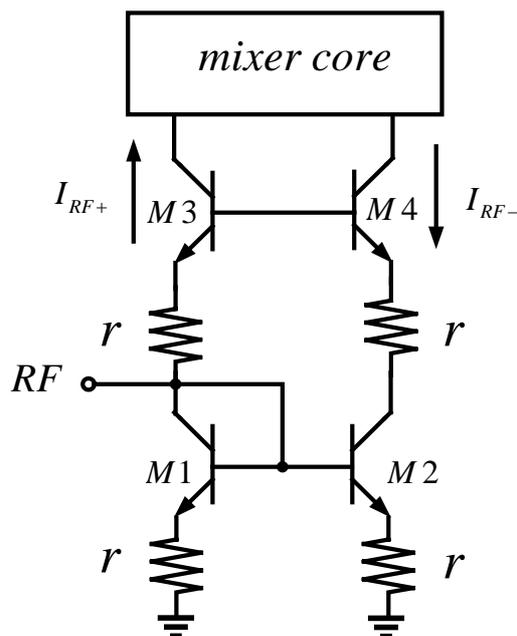


圖3.7 微混頻器架構

如圖 3.7，在輸入端電晶體 M1、M2、M3 構成一 Single-to-Differential 之電路，M2 為共射極(common emitter)，M3 為共基極(common base)，其目的是讓 RF 訊號經由 M2 和 M3 變成一正一負之訊號( $I_{RF+} = I_{RF-} = I$ )，因此量測上將不需要 Balun 電路做 Single to Differential 轉換，因此可以做較寬頻的訊號量測。並藉由  $1/gm_3$  和  $1/gm_1$  達到輸入阻抗匹配之效果( $(\frac{1}{gm_1} + r) // (\frac{1}{gm_3} + r) = 50\Omega$ )，如此可讓輸入阻抗匹配電路不會佔太大之面積，並可達到寬頻阻抗匹配。

### 3.3.3 晶片量測結果

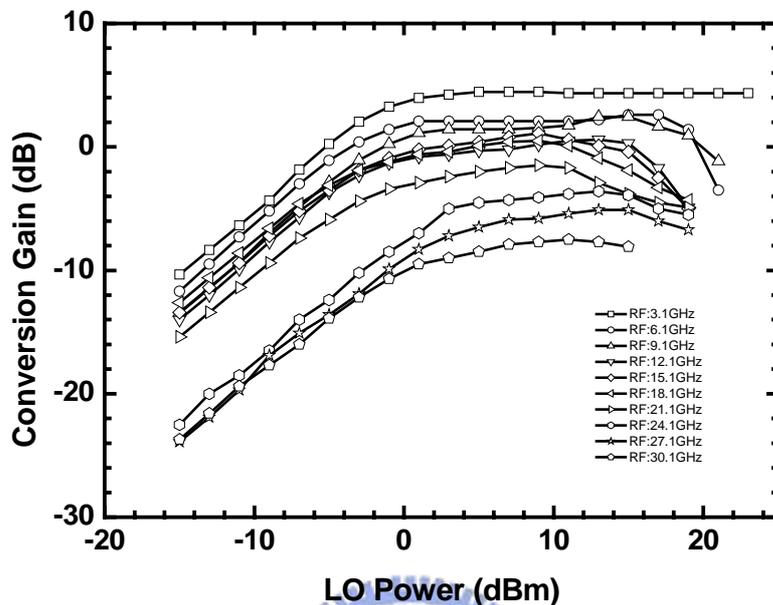


圖3.8 轉換增益對 LO 功率

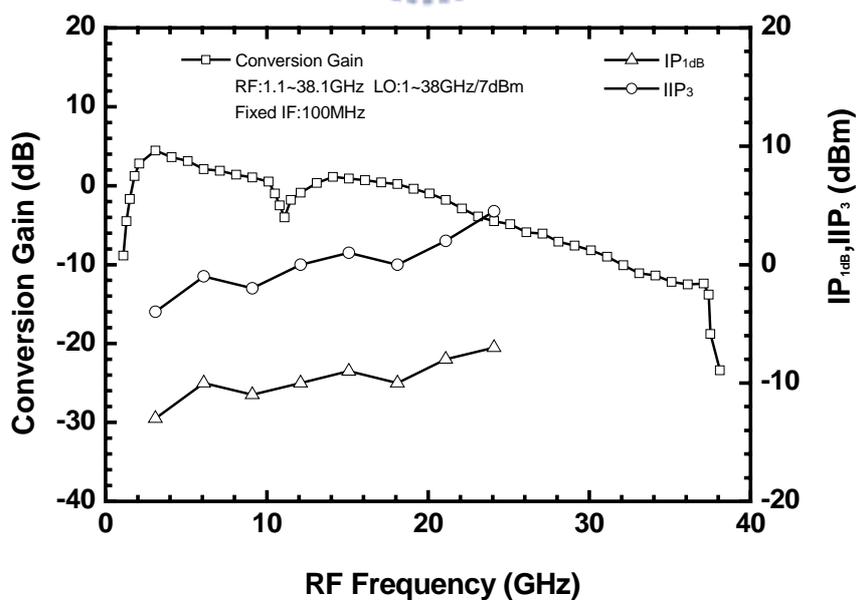


圖3.9 轉換增益、IP1dB、IIP3對 RF 頻率

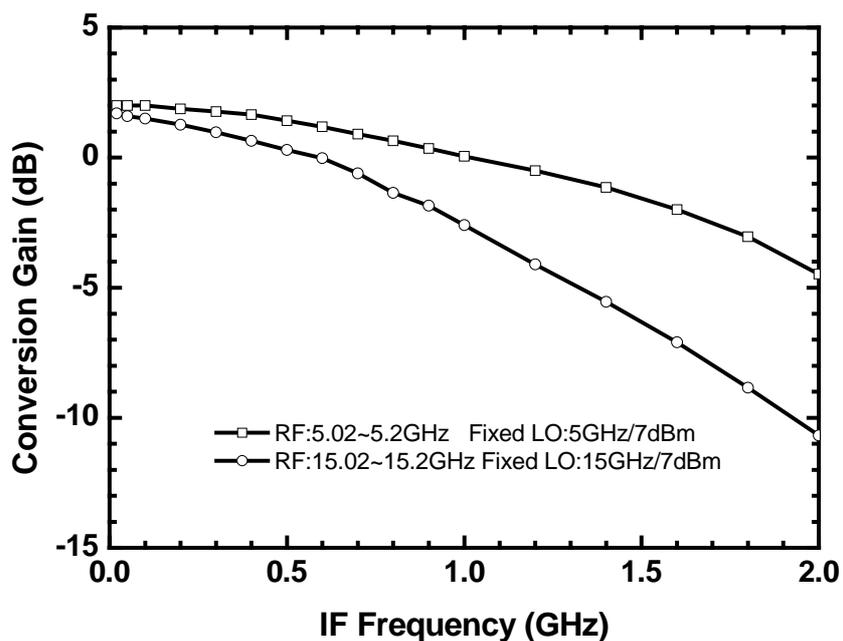


圖3.10 轉換增益對 IF 頻率

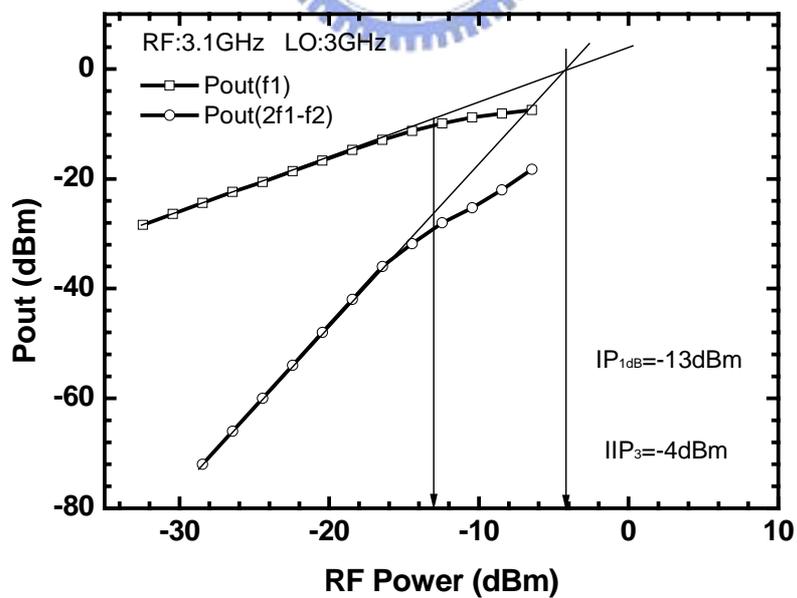


圖3.11 中心頻率 IP1dB 與 IIP3量測結果

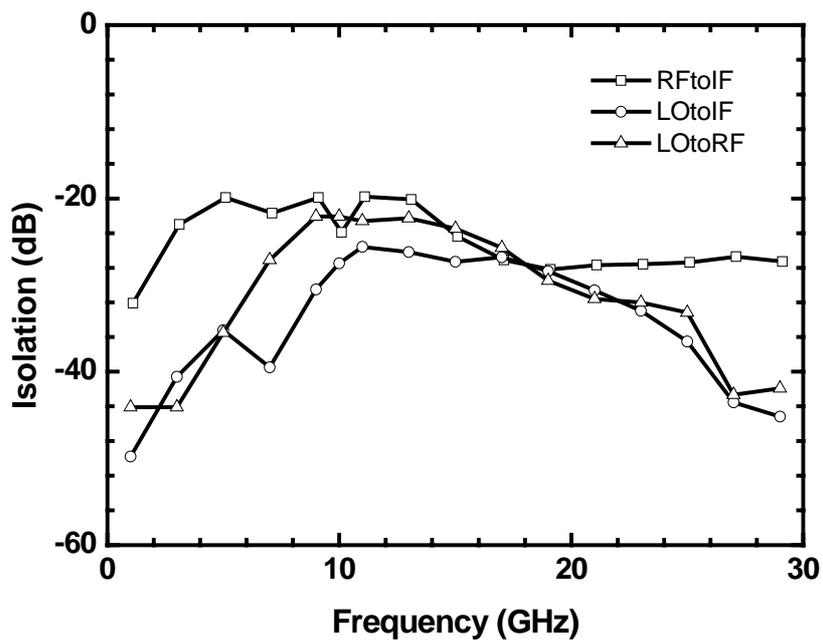


圖3.12 隔離度

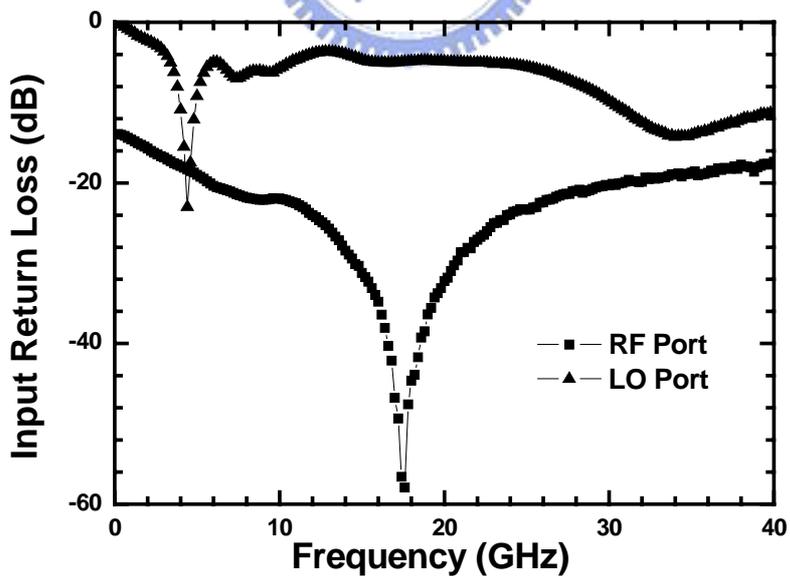


圖3.13 輸入返回損耗

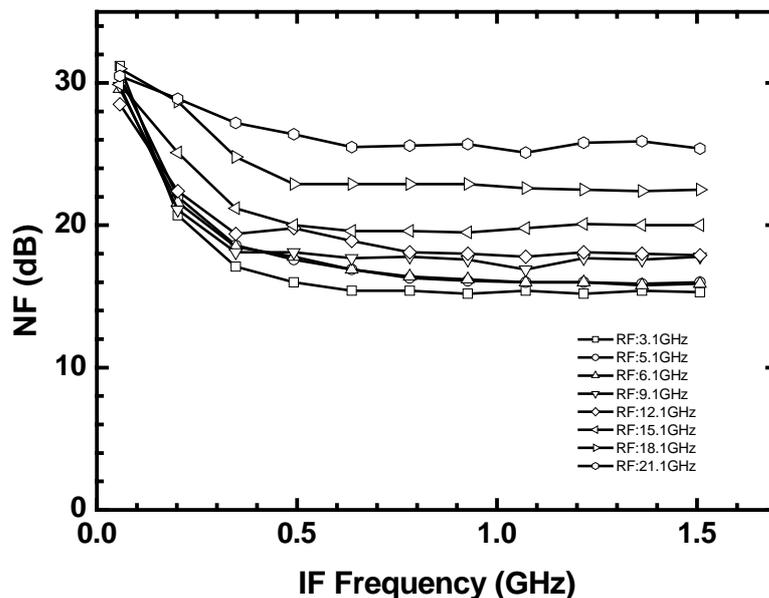


圖3.14 雜訊指數

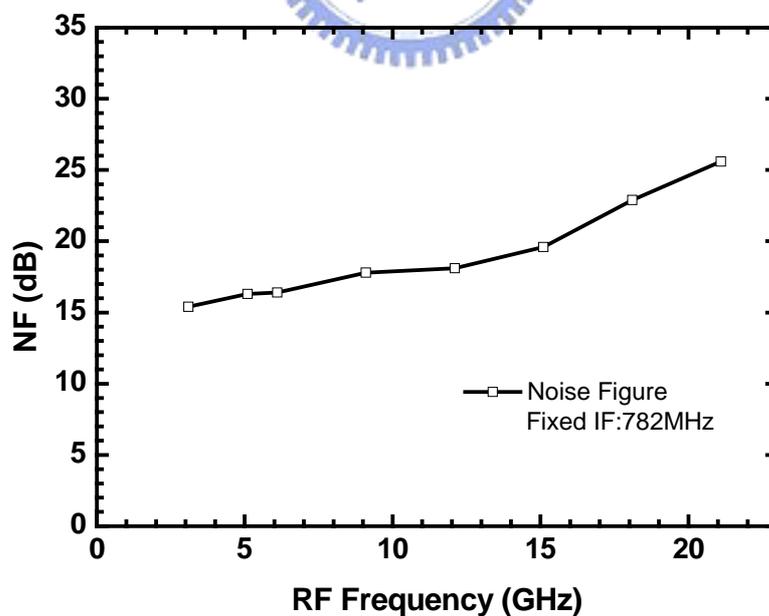


圖3.15 雜訊指數在 IF 頻率固定下掃 RF 頻率的結果

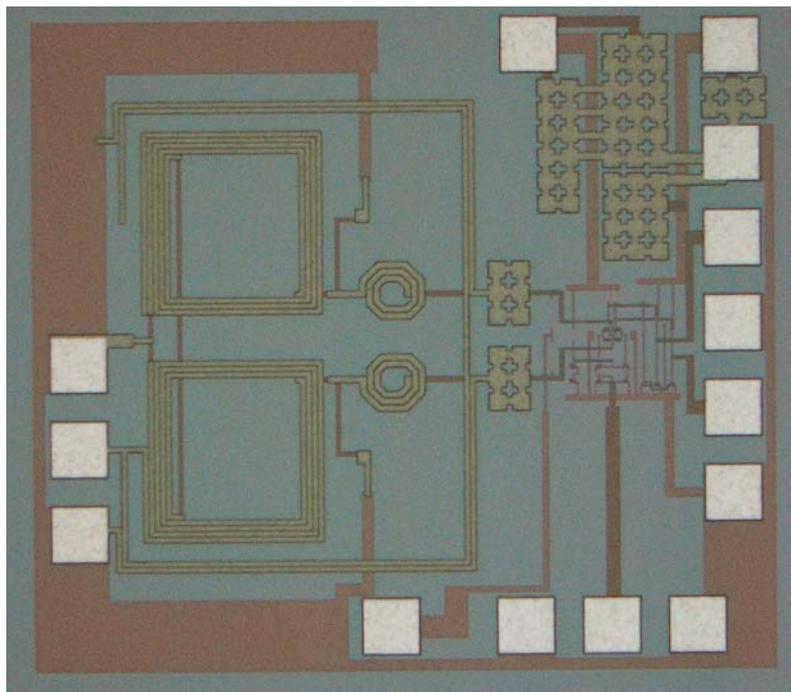


圖3.16 Die Photo

### 3.3.4 結果與討論

本電路採用 SiGe 製程。晶片照片如圖 3.16 所示，RF、IF、LO 埠皆採用 GSG pad。此晶片的面積為  $1.3 \times 1.2 \text{mm}^2$ 。混頻器的  $V_{dd1}=3.3\text{V}(2.9\text{mA})$ ， $V_{dd2}=3.3\text{V}(5.2\text{mA})$ ， $V_{LO}=2.65\text{V}$ ，全部功率消耗為  $26.4\text{mW}$ 。RF 埠中心輸入頻率為  $3.1\text{GHz}$ ，LO 埠輸入頻率為  $3\text{GHz}$ ，IF 的頻率為  $100\text{MHz}$ 。

如圖 3.8 所示，在 RF 為  $3.1\text{GHz}$  時此電路在 LO 功率為  $7\text{dBm}$  時轉換增益最大約為  $4.5\text{dB}$ 。

如圖 3.9 所示，頻寬約從  $2\text{GHz}$  到  $20\text{GHz}$ ，在 RF 為  $11.1\text{GHz}$  時轉換增益突然變小，乃因為此頻率是兩個 Marchand Balun 頻率範圍的交接處。

圖 3.10 乃固定 LO 頻率掃 IF 頻率的結果，當 RF 為 5.1GHz 時，頻寬約為 1.5GHz；當 RF 為 15.1GHz 時，頻寬約為 750MHz，為不錯的表現。

圖 3.11 是 IP1dB 與 IIP3 量測結果。當 RF=3.1 GHz 時，IP1dB=-13dBm，而 IIP3=-4dBm。

隔離度的量測結果如圖 3.12 所示。RF 埠到 IF 埠的隔離度小於 -20dB，LO 埠到 IF 埠的隔離度也小於 -25dB，LO 埠到 RF 埠的隔離度則小於 -22dB。

輸入返回損耗如圖 3.13 所示，RF 埠在輸入頻率為 3.1GHz 時，輸入返回損耗約為 -17dB。

雜訊指數(Noise Figure)如圖 3.14 與 3.15 所示，在 IF 為低頻時雜訊指數略大。



表3.2 Micromixer with Broad Band Marchand Balun ( SiGe 0.35um )

#### Summary

Item	Value
RF/LO/IF Frequency(GHz)	3.1/3/0.1
Conversion Gain (dB)	4.5
Power Consumption (mW)	26.4
IP1dB/IIP3 (dBm)	-13/-4
RF-to-IF Isolation (dB)	<-20
LO-to-IF Isolation (dB)	<-25
LO-to-RF Isolation (dB)	<-22
Input S <sub>11</sub> (dB)	-17
Chip Size (mm×mm)	1.3×1.2

### 3.4 實作，The Mixer with Marchand Balun and Interdigital Phase Inverter Rat Race ( CMOS 0.13 $\mu\text{m}$ )

#### 3.4.1 研究動機

結合主動電路(Gilbert Mixer)與被動電路(Marchand Balun、Rat Race)以得到一個新穎的電路架構。利用 Rat Race 與 Marchand Balun 分別提供 RF 和 LO 埠的差動訊號。

#### 3.4.2 電路架構與設計

詳細電路圖如圖3.17所示。此電路總共包括三個部份(1)吉伯特混頻器(Gilbert Mixer)(2) Marchand Balun (3) Interdigital Phase Inverter Rat Race。

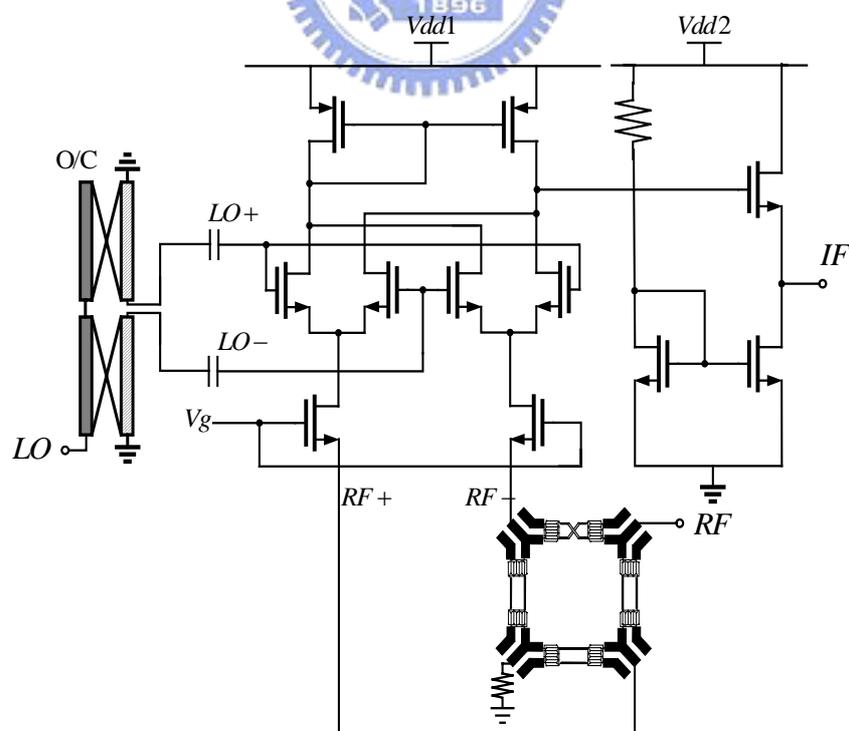


圖3.17 利用 Marchand Balun 與 Rat Race 的混頻器

### (1) 吉伯特混頻器(Gilbert Mixer)

輸入級採用共閘極(common gate)以達成輸入阻抗匹配。負載使用電流鏡(Current Mirror)藉以單端輸出，方便量測。

### (2) Marchand Balun

此電路中的 Marchand Balun 是採用 Type I 架構，並利用 CPW 的方式完成之。

### (3) Interdigital Phase Inverter Rat Race

傳統的 Rat Race 由三段  $1/4$  波長傳輸線及一段  $3/4$  波長的傳輸線所組成，但是所佔的面積很大。利用 phase inverter 產生  $180$  度的角度平移，於是可利用  $1/4$  波長傳輸線加上 phase inverter 取代  $3/4$  波長的傳輸線，縮小不少的面積。為了進一步縮小面積，利用 stepped impedance(low、high、low)取代一條  $1/4$  波長傳輸線，低阻抗的部份利用 Interdigital 的電容來完成，高阻抗的部份利用一條比較細的傳輸線完成之。最後利用 IE3D 畫出來，並加以模擬。

### 3.4.3 晶片量測結果

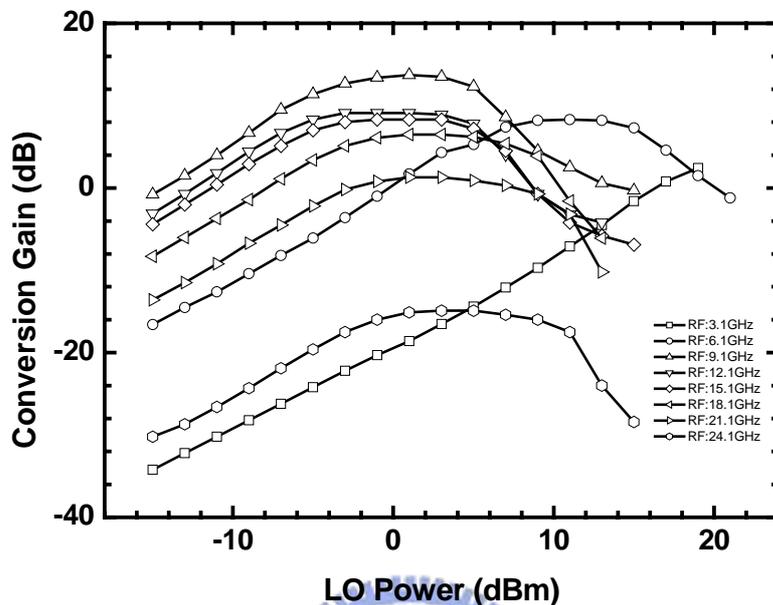


圖 3.18 轉換增益對 LO 功率

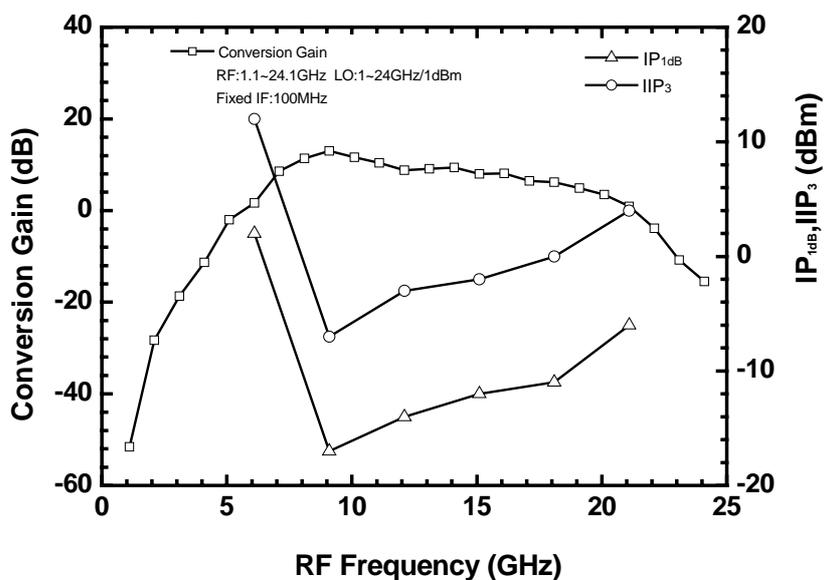


圖 3.19 轉換增益、IP1dB、IIP3 對 RF 頻率

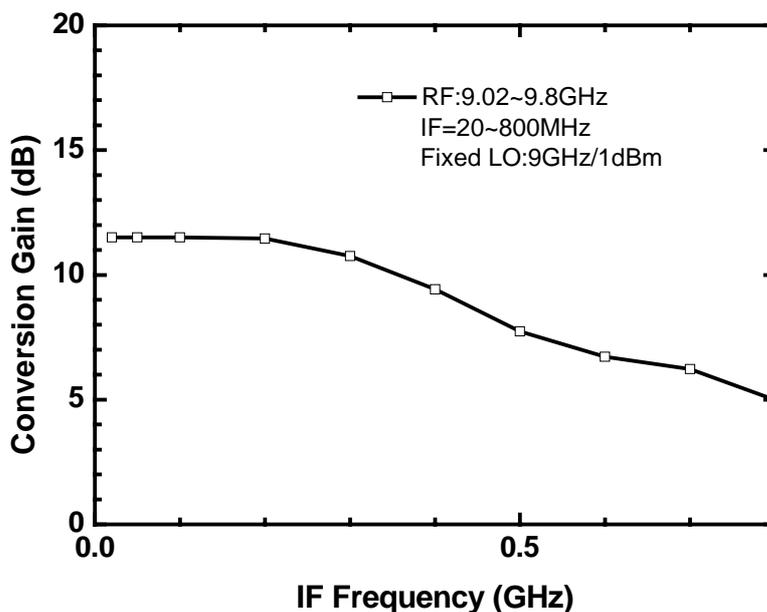


圖 3.20 轉換增益對 IF 頻率

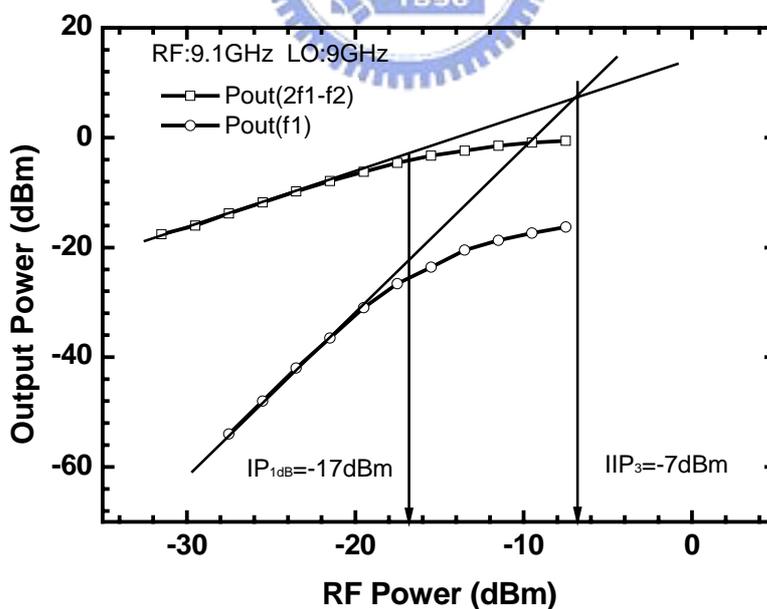


圖 3.21 IP1dB 與 IIP3 量測結果

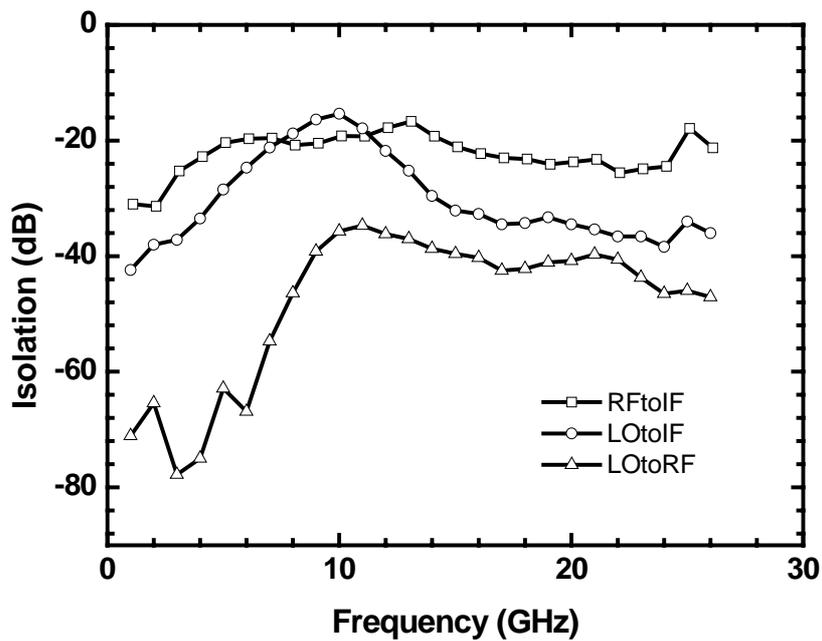


圖 3.22 隔離度

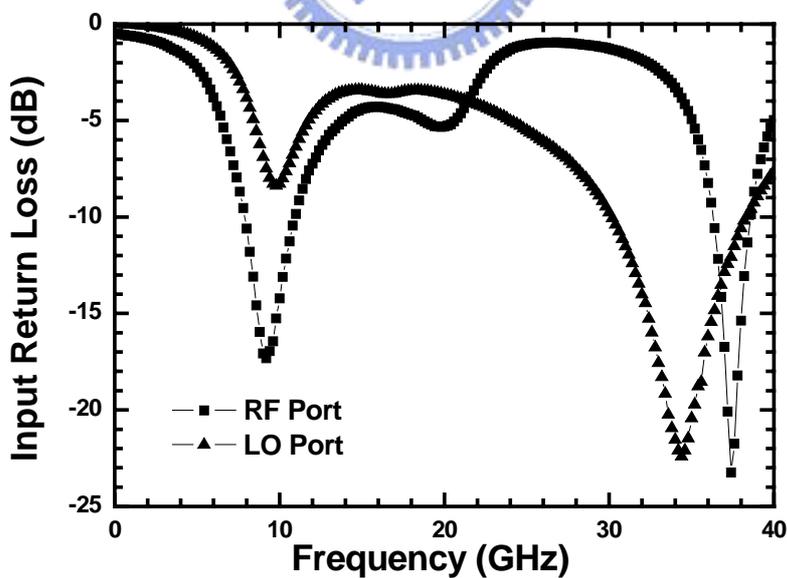


圖 3.23 RF 埠輸入返回損耗

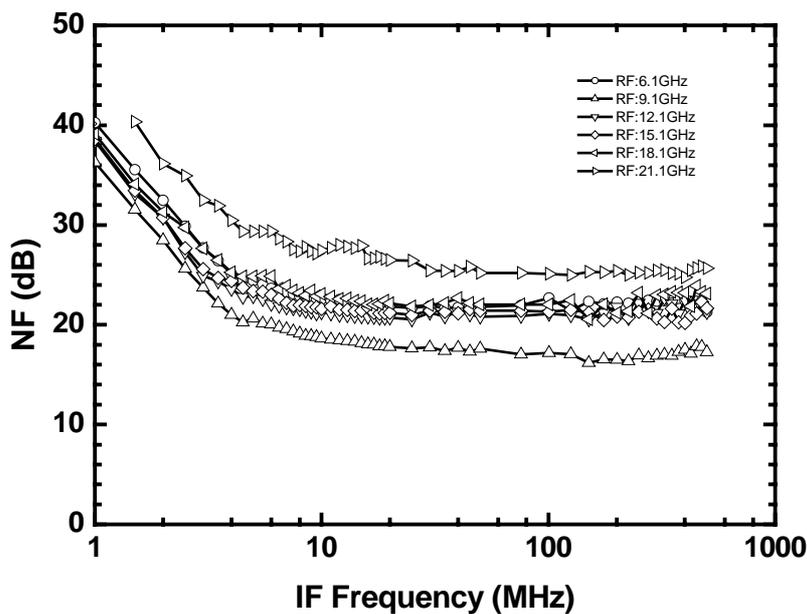


圖 3.24 雜訊指數

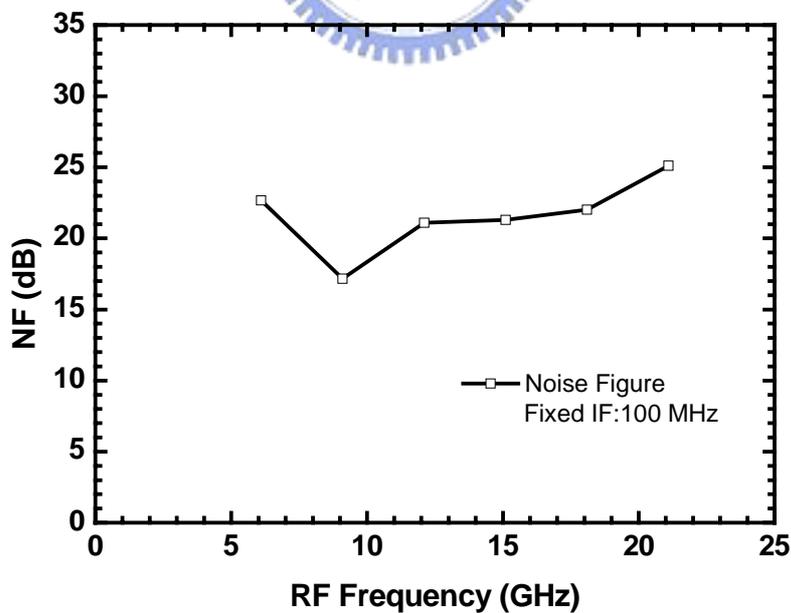


圖 3.25 雜訊指數在 IF 頻率固定下掃 RF 頻率的結果

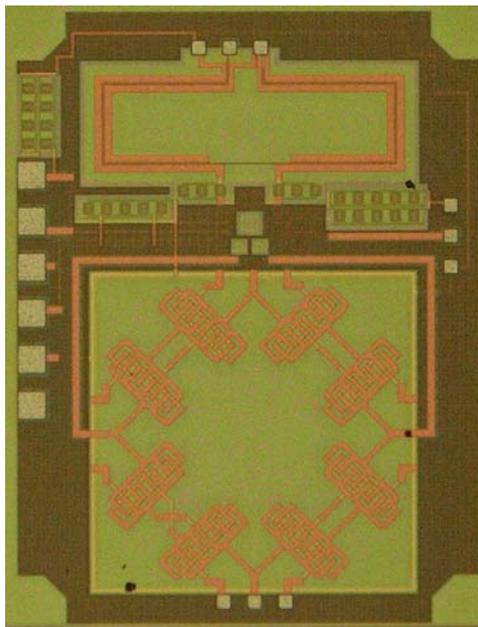


圖 3.26 Die Photo

#### 3.4.4 結果與討論



本電路採用 CMOS 製程。晶片照片如圖 3.26 所示，RF、IF、LO 埠採用 GSG pad。此晶片的面積為  $1.5 \times 2\text{mm}^2$ 。混頻器的  $V_{dd1}=1.8\text{V}(2.9\text{mA})$ ， $V_{dd2}=1.8\text{V}(10.8\text{mA})$ ， $V_{LO}=0.9\text{V}$ ， $V_g=0.9\text{V}$ ，全部功率消耗為  $24.66\text{mW}$ 。

如圖 3.18 所示，當 RF 頻率為  $9.1\text{GHz}$  此電路在 LO 功率為  $1\text{dBm}$  時轉換增益最大約為  $13\text{dB}$ 。可見此電路不需很大的 LO 功率就可有足夠大的轉換增益。

如圖 3.19 所示，頻寬約從  $9\text{GHz}$  到  $20\text{GHz}$ ，此乃因為被 Marchand Balun 和 Rat Race 的頻寬限制住。

如圖 3.20 所示，固定 LO 頻率掃 IF 的頻寬，發現 IF 的頻寬約為 450MHz。

圖 3.21 是 IP1dB 與 IIP3 量測結果。當 RF=9.1 GHz 時，IP1dB=-17dBm，而 IIP3=-7dBm。

隔離度的量測結果如圖 3.22 所示。RF 埠到 IF 埠的隔離度小於 -15dB，LO 埠到 IF 埠的隔離度也小於 -15dB，LO 埠到 RF 埠的隔離度則小於 -35dB。可見 LO 埠到 RF 埠的隔離度表現還不錯。

輸入返回損耗如圖 3.23 所示，在輸入頻率為 9.1GHz 時，輸入返回損耗約為 -17dB。

雜訊指數(Noise Figure)如圖 3.24 與 3.25 所示，當 RF=9.1 GHz 時，NF 約為 17.2dB。雖然輸入端採用被動元件可是雜訊指數表現還不錯。



表3.3 The Mixer with Marchand Balun and Interdigital Phase Inverter  
Rat Race ( CMOS 0.13um ) Summary

Item	Value
RF/LO/IF Frequency(GHz)	9.1/9/0.1
Conversion Gain (dB)	13
Power Consumption (mW)	24.66
IP1dB/IIP3 (dBm)	-17/-7
RF-to-IF Isolation (dB)	<-15
LO-to-IF Isolation (dB)	<-15
LO-to-RF Isolation (dB)	<-35
Input S <sub>11</sub> (dB)	-17
Chip Size (mm×mm)	1×2

### 3.5 實作，The Micromixer with Type I Marchand Balun

(CMOS 0.13  $\mu\text{m}$ )

#### 3.5.1 研究動機

結合主動電路(Micromixer)與被動電路(Type I Marchand Balun)以得到一個寬頻的電路架構。Marchand Balun 放在 LO 埠以產生差動訊號，量測將變得較為簡化。

#### 3.5.2 電路架構與設計

詳細電路圖如圖3.27所示。此電路總共包括三個部份(1)微混頻器(Micromixer)(2) Marchand Balun (3)輸出緩衝級。

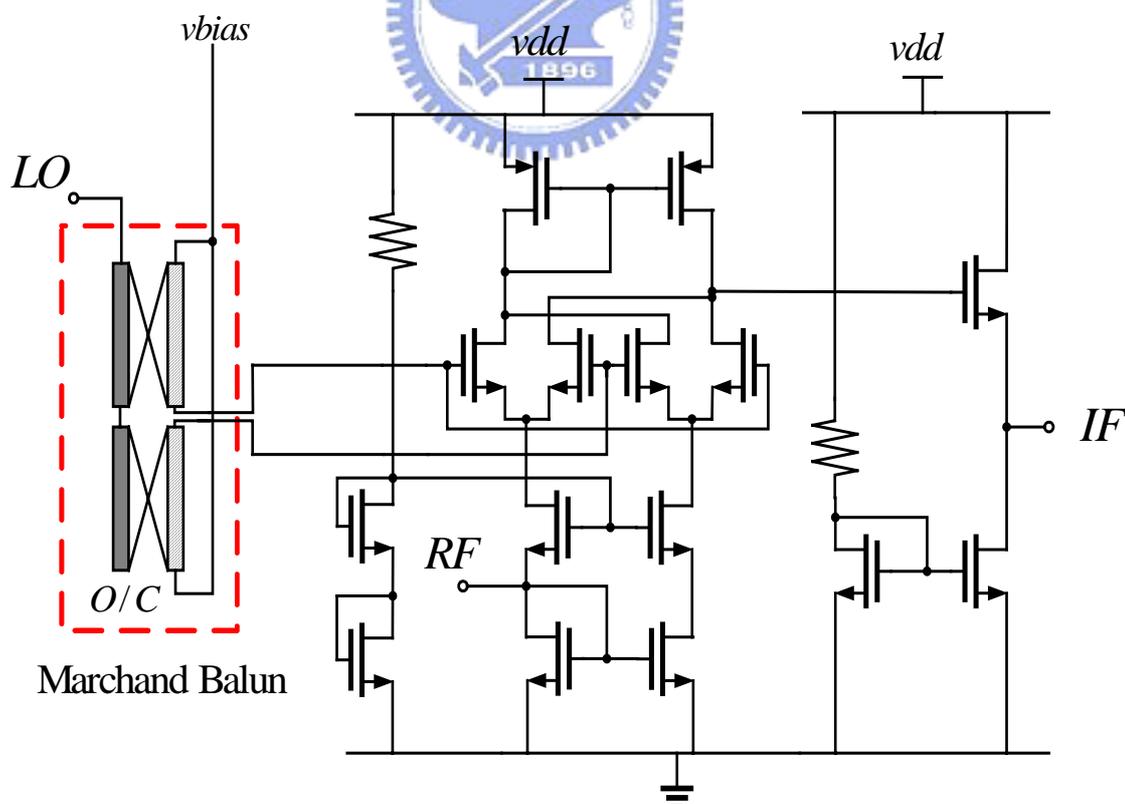


圖 3.27 利用 Type I Marchand Balun 微混頻器

RF 輸入級採用微混頻器架構，因為 CMOS 0.13  $\mu\text{m}$  製程所能提供的總壓降(V<sub>dd</sub>)比較小，所以微混頻器需進一步地化簡，因而將微混頻器架構的電阻拿掉。負載端使用電流鏡(Current Mirror)以單端輸出然後接到輸出緩衝級，輸出緩衝級利用共汲極(common drain)完成之。此外，LO 端放 Type I Marchand Balun 來產生差動訊號。

### 3.5.3 晶片量測結果

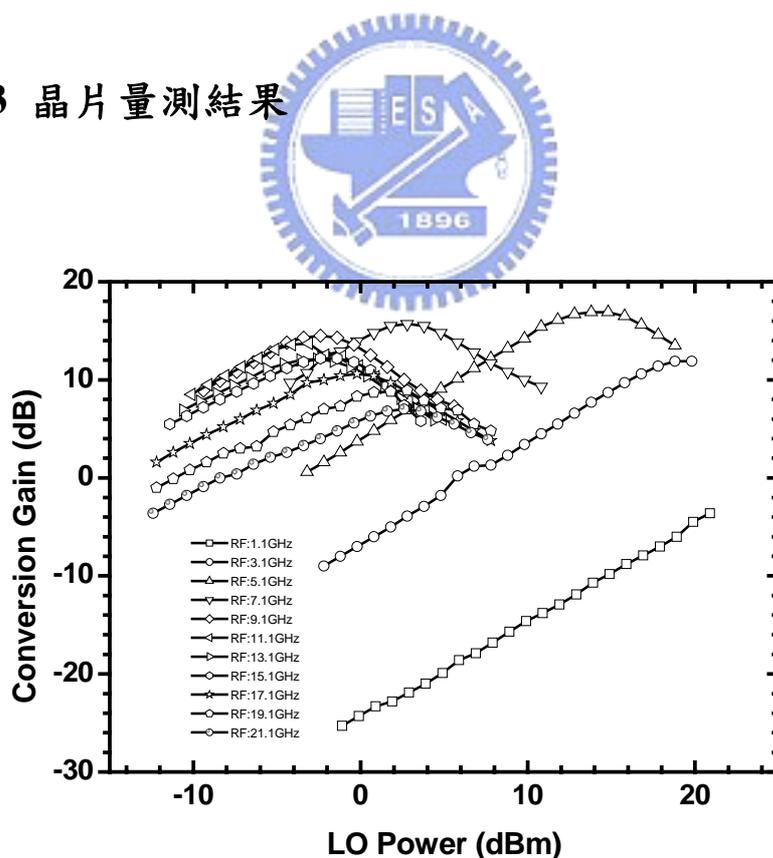


圖 3.28 轉換增益對 LO 功率

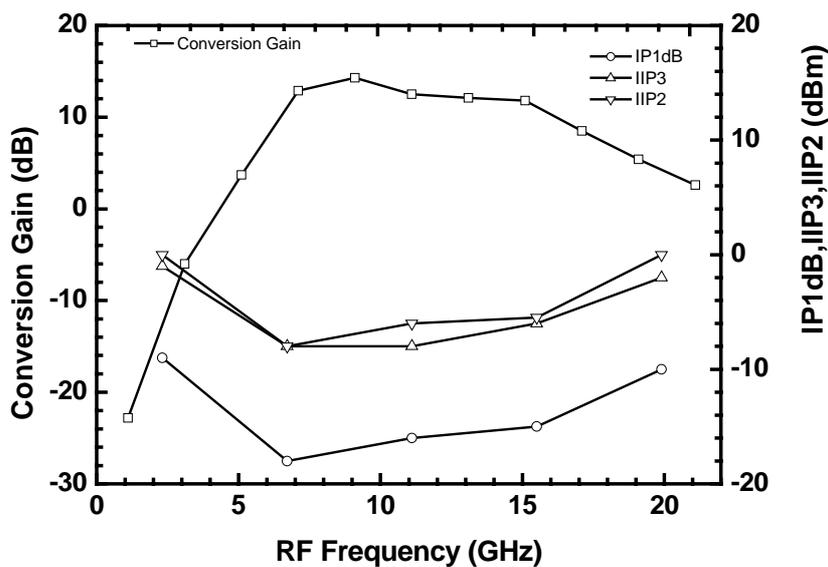


圖 3.29 轉換增益、IP1dB、IIP2、IIP3 對 RF 頻率

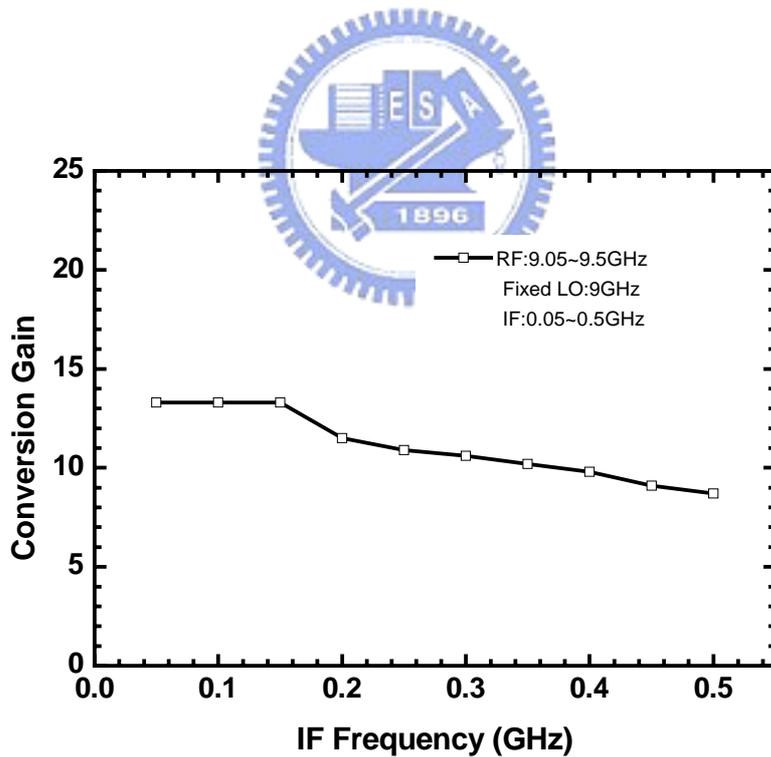


圖 3.30 轉換增益對 IF 頻率

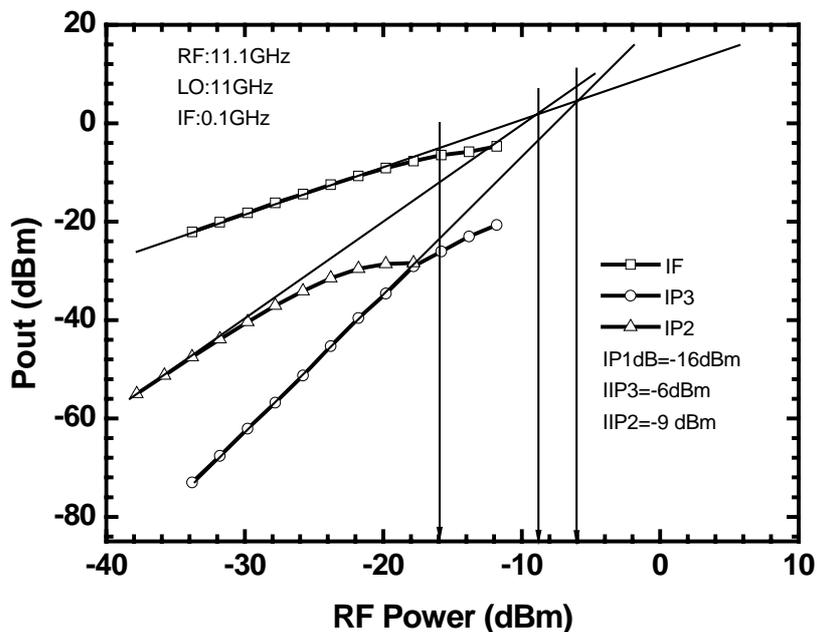


圖 3.31 RF 為中心頻率時 IP1dB 與 IIP3 量測結果

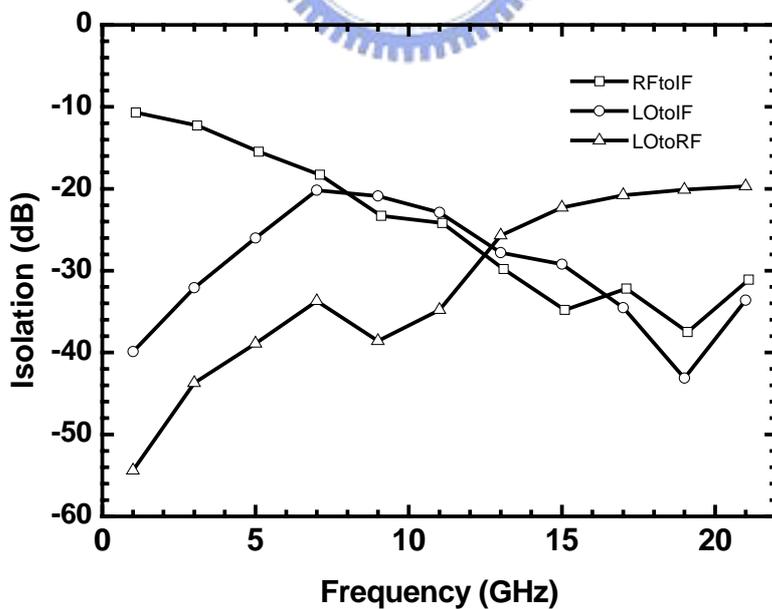


圖 3.32 隔離度

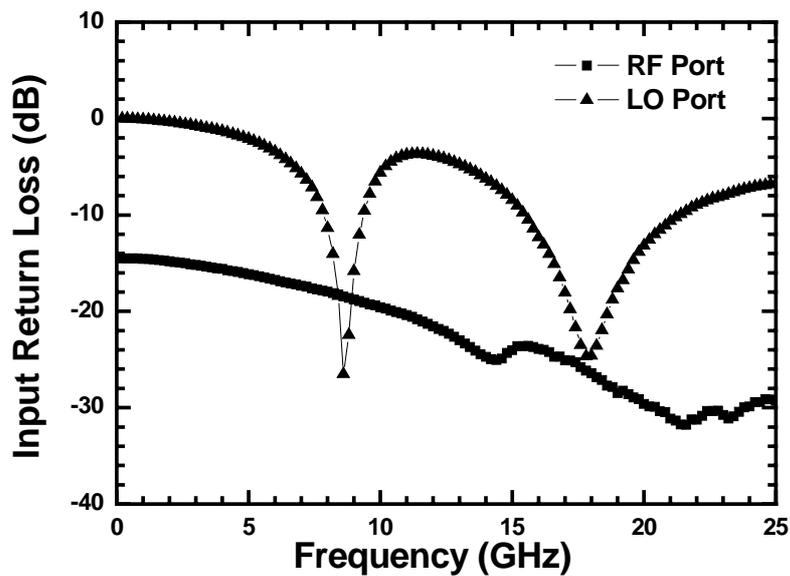


圖 3.33 RF 埠輸入返回損耗

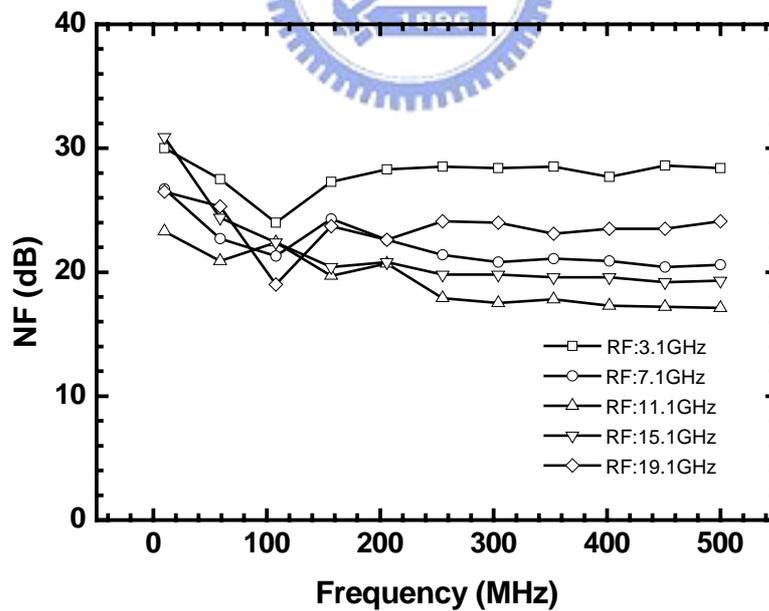


圖 3.34 雜訊指數

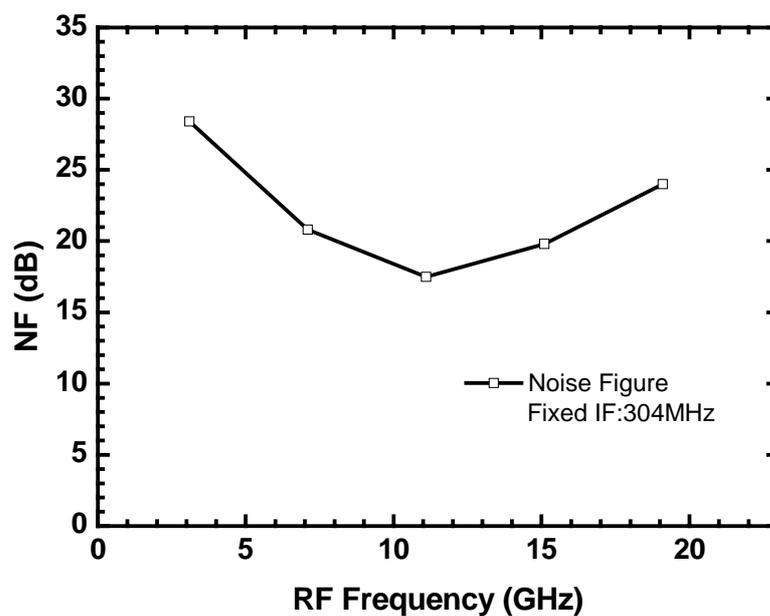


圖 3.35 雜訊指數在 IF 頻率固定下掃 RF 頻率的結果

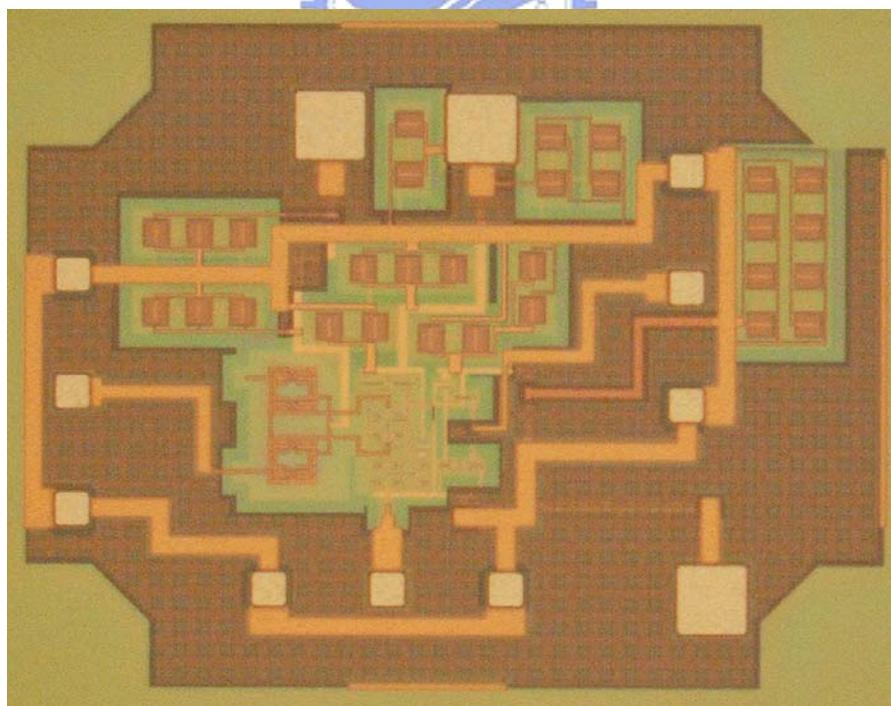


圖 3.36 Die Photo

### 3.5.4 結果與討論

本電路採用 CMOS 製程。晶片照片如圖 3.36 所示，RF、IF、LO 埠採用 GSG pad。此晶片的面積為  $1.1 \times 0.9 \text{mm}^2$ 。混頻器的  $V_{dd1}=1.8\text{V}(3\text{mA})$ ， $V_{dd2}=1.8\text{V}(7.6\text{mA})$ ， $V_{LO}=1.4\text{V}$ ，全部功率消耗為  $19.08\text{mW}$ 。RF 埠中心輸入頻率為  $11.1\text{GHz}$ ，LO 埠輸入頻率為  $11\text{GHz}$ ，IF 的頻率為  $100\text{MHz}$ 。

如圖 3.28 所示，當 RF 頻率為  $11.1\text{GHz}$  此電路在 LO 功率為  $-3.1\text{dBm}$  時轉換增益最大約為  $13.7\text{dB}$ 。可見此電路不需很大的 LO 功率就可有足夠大的轉換增益。

如圖 3.29 所示，RF 中心頻率約在  $11\text{GHz}$ ，頻寬約從  $7\text{GHz}$  到  $15\text{GHz}$ ，此乃因為被 Marchand Balun 頻寬限制住。

如圖 3.30 所示，固定 LO 頻率掃 IF 的頻寬，發現 IF 的頻寬約為  $320\text{MHz}$ 。

圖 3.31 是  $IP1\text{dB}$ 、 $IIP2$  與  $IIP3$  量測結果。當  $RF=11.1\text{GHz}$  時， $IP1\text{dB}=-16\text{dBm}$ ， $IIP2=-9\text{dBm}$ ，而  $IIP3=-6\text{dBm}$ 。

隔離度的量測結果如圖 3.32 所示。RF 埠到 IF 埠的隔離度小於  $-10\text{dB}$ ，LO 埠到 IF 埠的隔離度小於  $-20\text{dB}$ ，LO 埠到 RF 埠的隔離度則小於  $-20\text{dB}$ 。

輸入返回損耗如圖 3.33 所示，在輸入頻率為  $11.1\text{GHz}$  時，輸入返回損耗約為  $-20.5\text{dB}$ 。

雜訊指數(Noise Figure)如圖 3.34 與 3.35 所示在 IF 頻率固定為 304MHz 情況下，RF=3.1 GHz 時，NF 約為 28.4dB；RF=7.1GHz 時，NF 約為 20.8dB；RF=11.1GHz 時，NF 約為 17.5dB；RF=15.1GHz 時，NF 約為 19.8dB；RF=19.1GHz 時，NF 約為 24dB。

表3.4 The Micromixer with Type I Marchand Balun ( CMOS 0.13um )

Summary

Item	Value
RF/LO/IF Frequency(GHz)	11.1/11/0.1
Conversion Gain (dB)	13.7
Power Consumption (mW)	19.08
IP1dB/IIP3 (dBm)	-16/-6
RF-to-IF Isolation (dB)	<-10
LO-to-IF Isolation (dB)	<-20
LO-to-RF Isolation (dB)	<-20
Input $S_{11}$ (dB)	-20.5
Chip Size (mm×mm)	1.1×0.9

### 3.6 實作，The Micromixer with Type IV Marchand Balun ( CMOS 0.13 $\mu$ m )

#### 3.6.1 研究動機

結合主動電路(Micromixer)與被動電路(Type IV Marchand Balun)

以得到一個寬頻的電路架構。並與將 Type IV Marchand Balun 放在 LO 端的相同主動電路做比較(3.5 節中的實作)。

### 3.6.2 電路架構與設計

詳細電路圖如圖3.37所示。此電路總共包括三個部份(1)微混頻器 (Micromixer)(2) Marchand Balun (3)輸出緩衝級。

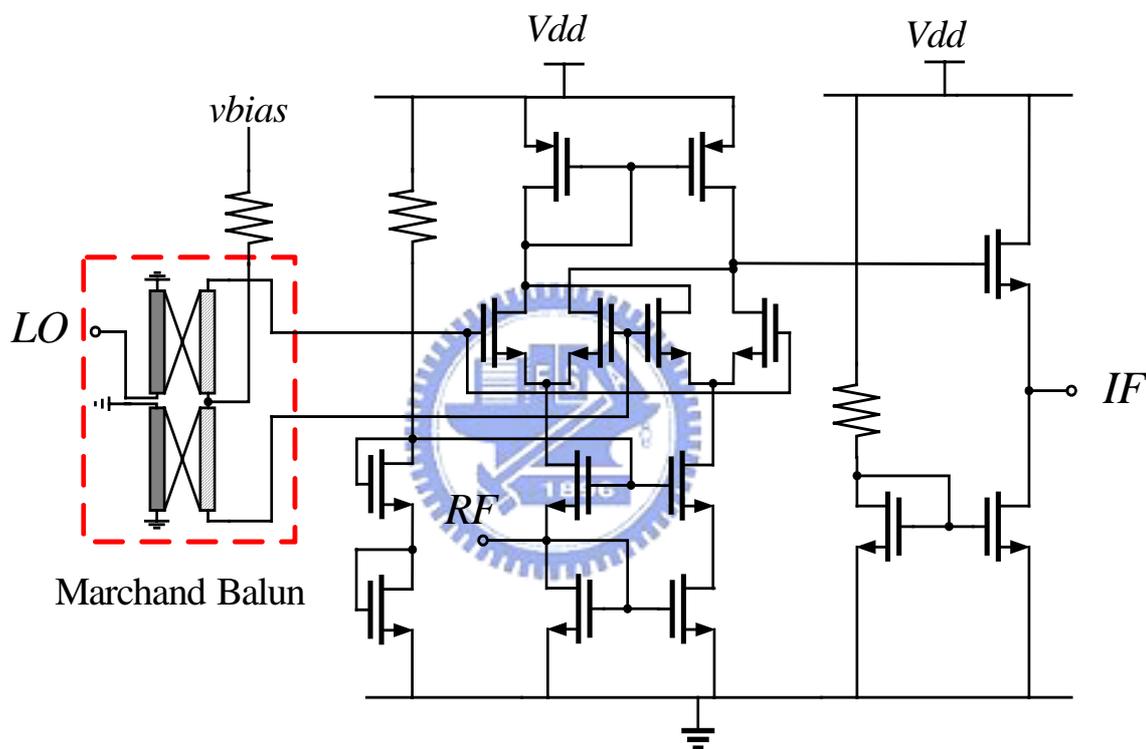


圖 3.37 利用 Type IV Marchand Balun 微混頻器

主動電路和 3.5 節的實作相同，將 LO 端 Marchand Balun 改成 Type IV Marchand Balun。拿完美的  $\frac{\lambda}{4}$  耦合線模擬可知，在輸入匹配相同的情況下 Type IV Marchand Balun 的頻寬比 Type I Marchand Balun 大。

### 3.6.3 晶片量測結果

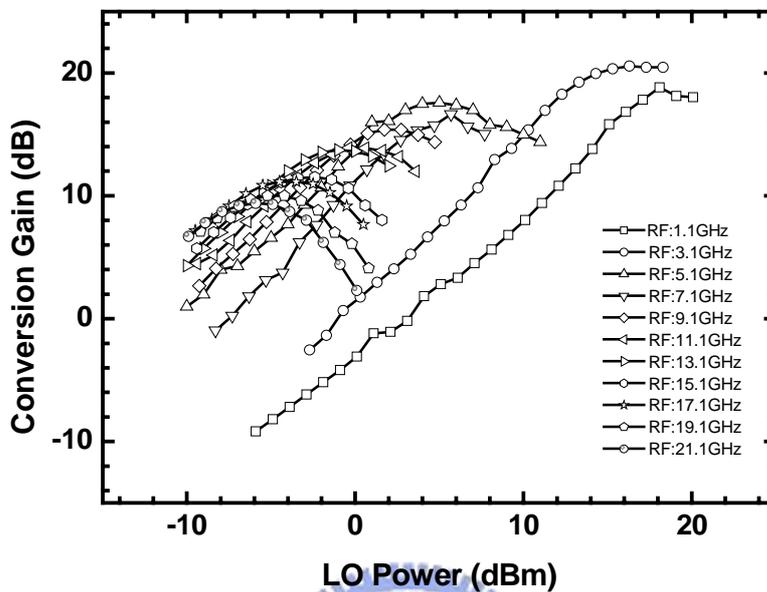


圖 3.38 轉換增益對 LO 功率

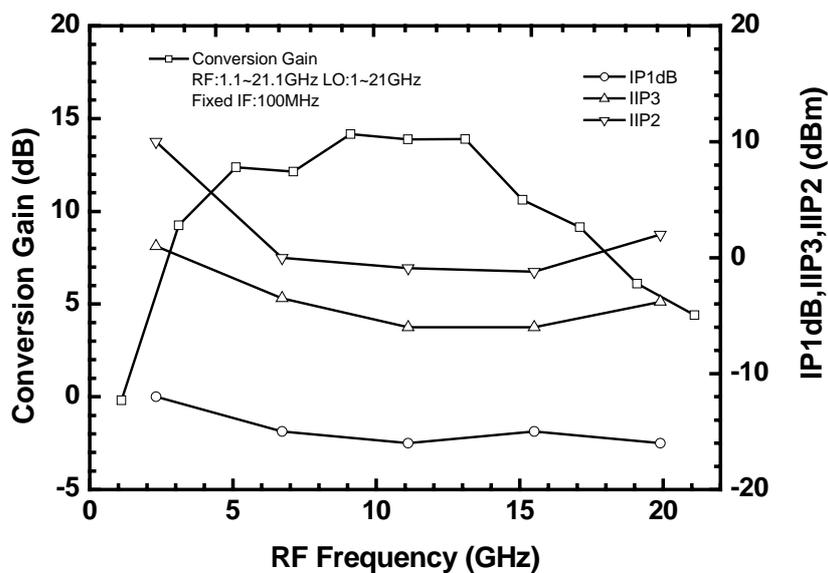


圖 3.39 轉換增益、IP1dB、IIP2、IIP3 對 RF 頻率

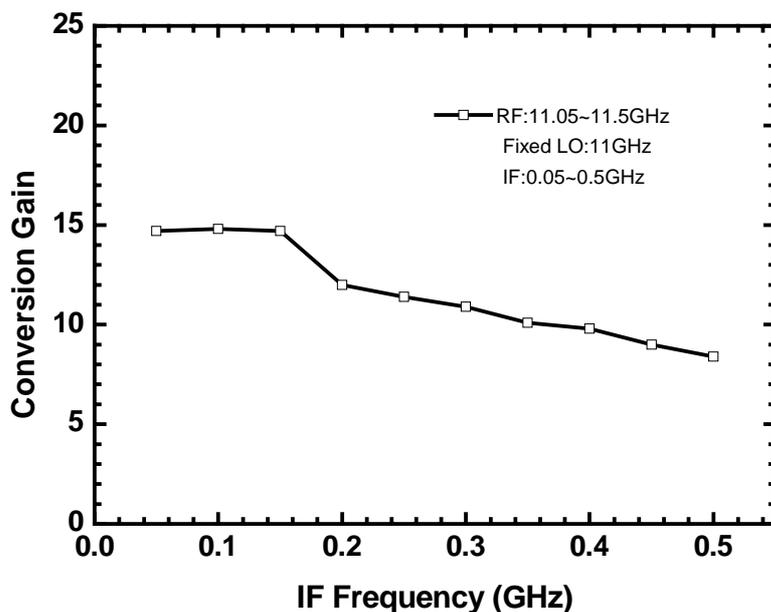


圖 3.40 轉換增益對 IF 頻率

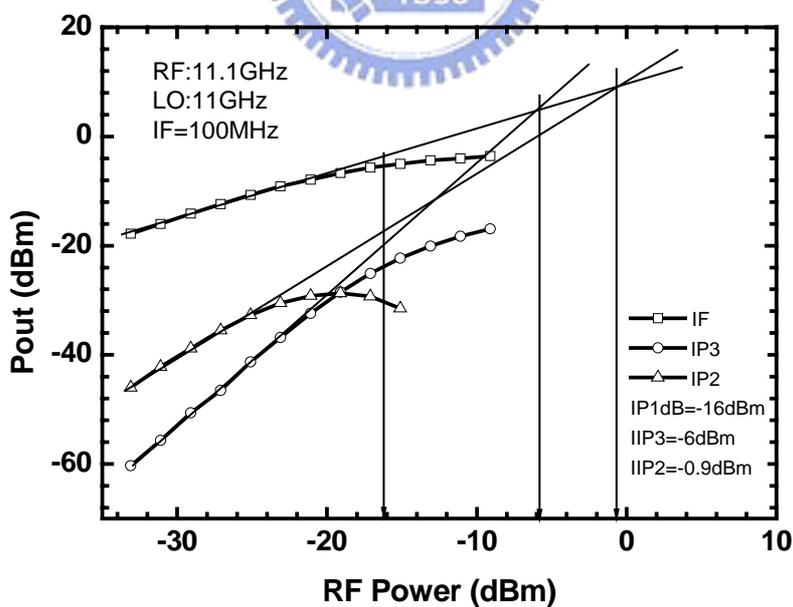


圖 3.41 RF 為中心頻率時 IP1dB 與 IIP3 量測結果

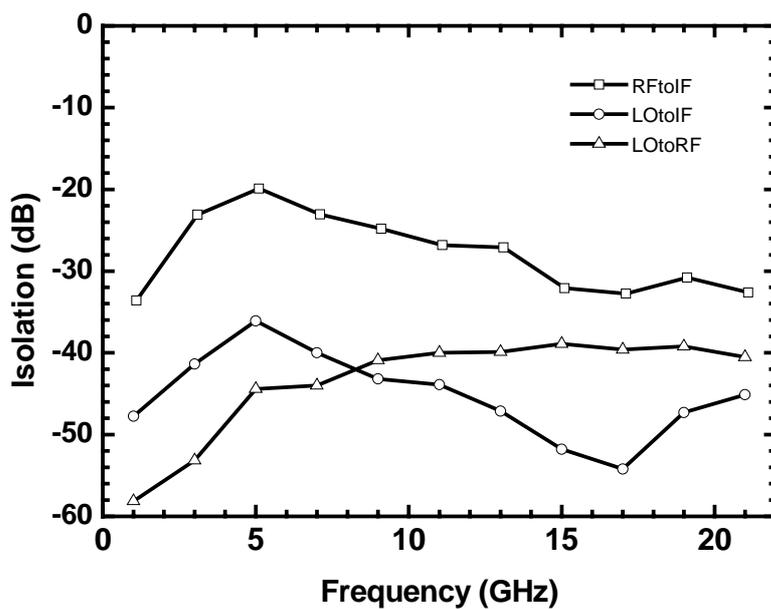


圖 3.42 隔離度

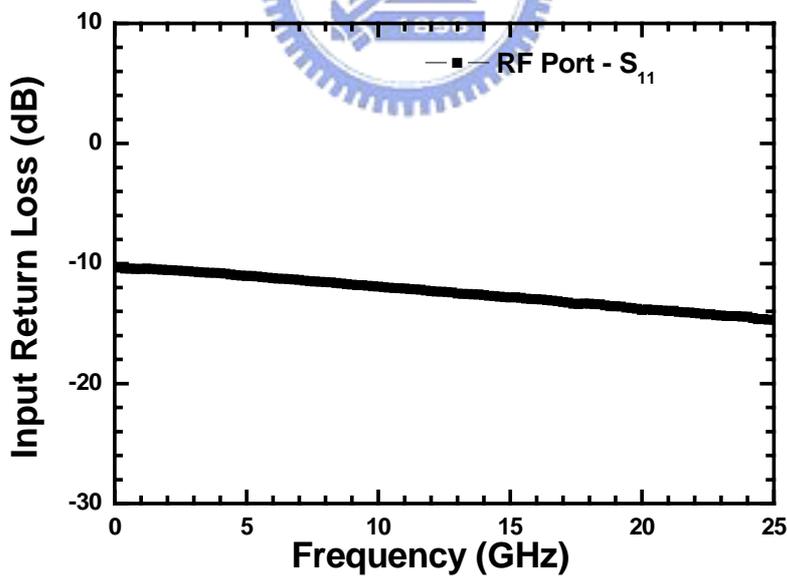


圖 3.43 RF 埠輸入返回損耗

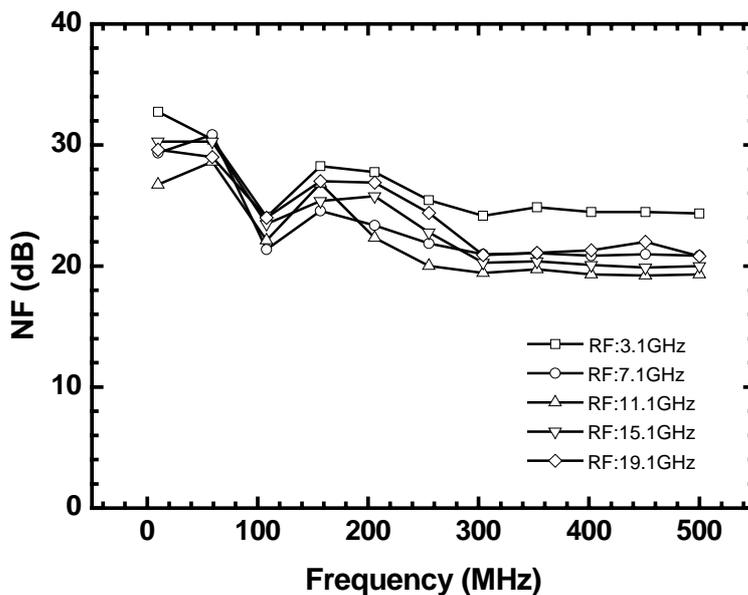


圖 3.44 雜訊指數

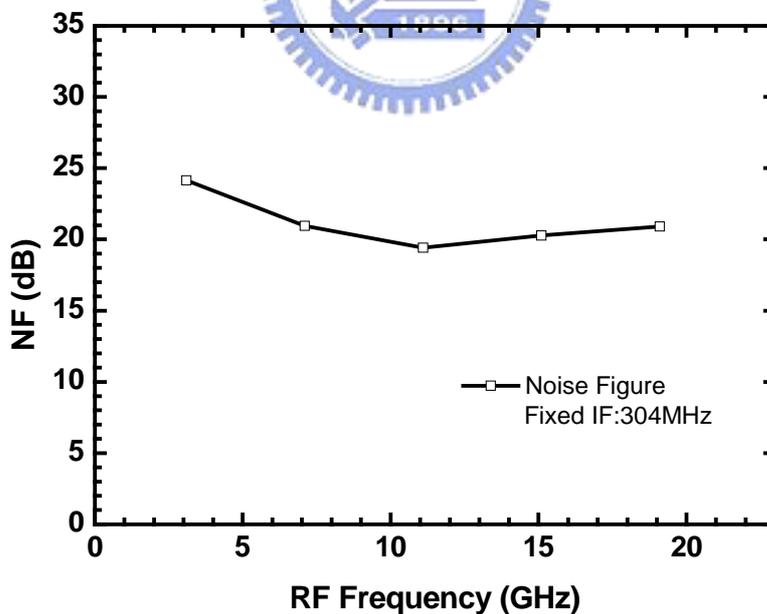


圖 3.45 雜訊指數在 IF 頻率固定下掃 RF 頻率的結果

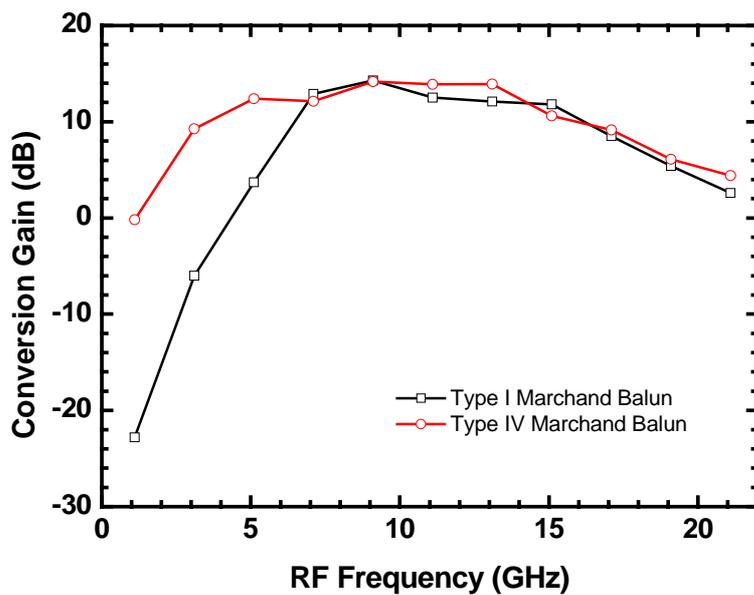


圖 3.46 轉換增益對 RF 頻率(主動電路一樣，Marchand Balun 分別使用 Type I 與 Type IV)

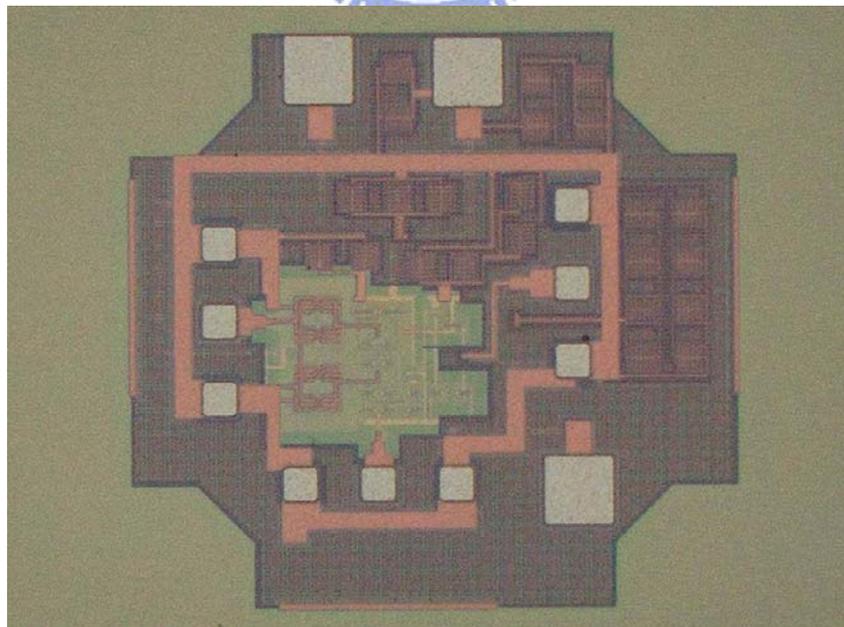


圖 3.47 Die Photo

### 3.6.4 結果與討論

本電路採用 CMOS 製程。晶片照片如圖 3.47 所示，RF、IF、LO 埠採用 GSG pad。此晶片的面積為  $0.8 \times 0.75 \text{mm}^2$ 。混頻器的  $V_{dd1}=1.8\text{V}(3\text{mA})$ ， $V_{dd2}=1.8\text{V}(8.2\text{mA})$ ， $V_{LO}=1.4\text{V}$ ，全部功率消耗為  $20.2\text{mW}$ 。RF 埠中心輸入頻率為  $11.1\text{GHz}$ ，LO 埠輸入頻率為  $11\text{GHz}$ ，IF 的頻率為  $100\text{MHz}$ 。

如圖 3.38 所示，當 RF 頻率為  $11.1\text{GHz}$  此電路在 LO 功率為  $-0.4\text{dBm}$  時轉換增益最大約為  $13.9\text{dB}$ 。可見此電路不需很大的 LO 功率就可有足夠大的轉換增益。

如圖 3.39 所示，RF 中心頻率約在  $11\text{GHz}$ ，頻寬約從  $3\text{GHz}$  到  $15\text{GHz}$ ，此乃因為被 Marchand Balun 的頻寬限制住。

如圖 3.40 所示，固定 LO 頻率掃 IF 的頻寬，發現 IF 的頻寬約為  $320\text{MHz}$ 。

圖 3.41 是  $IP1\text{dB}$ 、 $IIP2$  與  $IIP3$  量測結果。當  $RF=11.1\text{GHz}$  時， $IP1\text{dB}=-16\text{dBm}$ ， $IIP2=-0.9\text{dBm}$ ，而  $IIP3=-6\text{dBm}$ 。

隔離度的量測結果如圖 3.42 所示。RF 埠到 IF 埠的隔離度小於  $-24\text{dB}$ ，LO 埠到 IF 埠的隔離度小於  $-36\text{dB}$ ，LO 埠到 RF 埠的隔離度則小於  $-38\text{dB}$ 。可見隔離度表現還不錯。

輸入返回損耗如圖 3.43 所示，在輸入頻率為  $11.1\text{GHz}$  時，輸入返回損耗約為  $-12\text{dB}$ 。

雜訊指數(Noise Figure)如圖 3.44 與 3.45 所示在 IF 頻率固定為 304MHz 情況下，RF=3.1 GHz 時，NF 約為 24.2dB；RF=7.1GHz 時，NF 約為 21dB；RF=11.1GHz 時，NF 約為 19.4dB；RF=15.1GHz 時，NF 約為 20.3dB；RF=19.1GHz 時，NF 約為 20.9dB。

如圖 3.46 所示，在採用相同主動電路的情況下，使用 Type IV Marchand Balun 比使用 Type I Marchand Balun 的頻寬大。

表3.5 The Micromixer with Type IV Marchand Balun ( CMOS 0.13um )

Summary

Item	Value
RF/LO/IF Frequency(GHz)	11.1/11/0.1
Conversion Gain (dB)	13.9
Power Consumption (mW)	20.2
IP1dB/IIP3 (dBm)	-16/-6
RF-to-IF Isolation (dB)	<-24
LO-to-IF Isolation (dB)	<-36
LO-to-RF Isolation (dB)	<-38
Input $S_{11}$ (dB)	-12
Chip Size (mm×mm)	0.8×0.75