

第二章

雙頻帶威福-哈特利

鏡像消除

降頻器設計



2.1 前言

鏡像訊號的問題存在現今許多的通訊系統中。在過去常使用晶片外(off-chip)的鏡像抑制濾波器(Image Rejection Filter)去解決鏡像訊號(image signal)的問題，然而卻大大地影響電路的高度積體化。為了解決這個問題我們必須把鏡像抑制濾波器從電路中移除。其中很受歡迎的電路架構為直接轉換接收機(Direct Conversion Receiver)[1-3]，此架構的 RF 頻率和 LO(Local Oscillator)頻率相同，因此 IF 的頻率為零，自然就解決了鏡像訊號的問題。此電路架構雖然可大幅地提高電路積體化程度，卻面臨了兩個很嚴重的問題。其一，訊號自我混頻(self mixing)所造成的直流準位偏移(DC offset)，這個問題可能會導致下一級電晶體飽和，以致於訊號被截波。其二，將直接面臨到 $1/f$ 雜訊嚴重的影響。所以低中頻(Zero-IF)接收機被廣泛的提出，其中常見的鏡像消除架構為威福(Weaver)、哈特利(Hartley)鏡像消除架構。威福鏡像消除架構不會有自我混頻(self mixing)的問題，受到 $1/f$ 雜訊的影響也小了很多。但威福鏡像消除架構是一種雙降頻(dual conversion)架構，會有兩個鏡像訊號，威福鏡像消除架構本身只能解決第一鏡像訊號的問題，不過它所產生的 I(In-phase)、Q(Quadrature-phase)訊號剛好可提供哈特利鏡像消除架構使用，並藉此消除第二個鏡像訊號。因此在這裡將結合威福(Weaver)、哈特利(Hartley)兩種架構同時消除兩個鏡像訊號，並利用其數學關係設計成雙頻系統(dual-band system)，稱之為雙頻威福-哈特利鏡像消除降頻器

本章節將討論威福鏡像消除架構、哈特利鏡像消除架構以及威福-哈特利鏡像消除降頻器，接著進一步分析雙頻威福-哈特利鏡像消除降頻器，最後再討論實作及量測的結果。

2.2 威福-哈特利鏡像消除降頻器

2.2.1 哈特利鏡像消除架構(Hartley Architecture)

哈特利鏡像消除架構[4]的功用是拿來消除鏡像訊號。假設輸入的需要訊號(Desired Signal)和鏡像訊號(Image Signal)分別是 $\cos \omega_{RF}t$ 和 $\cos \omega_{IM}t$ ，而且 $\cos \omega t = \frac{e^{j\omega t} + e^{-j\omega t}}{2}$ ， $\sin \omega t = \frac{e^{j\omega t} - e^{-j\omega t}}{2j}$ ，則哈特利鏡像消除架構如圖2.1之所示。

本地震盪訊號包括 I(in-phase)、Q(quaradure-phase)訊號，所以訊號的頻譜如圖2.1所畫，因為下面的路徑多了一個90度相位轉移器(Phase Shifter)，所以剛好可以把上面及下面路徑的鏡像訊號抵消掉。

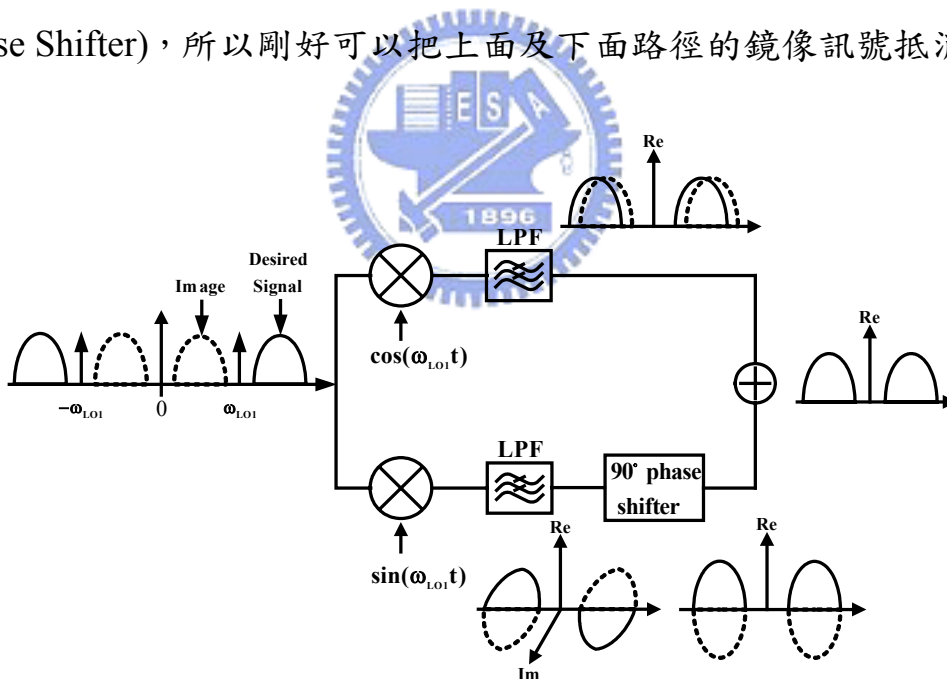


圖2.1 哈特利鏡像消除架構圖

2.2.2 威福鏡像消除架構(Weaver Architecture)

威福鏡像消除架構[5-8]是另一種拿來消除鏡像訊號的降頻器。假設輸入的需要訊號(Desired Signal)和鏡像訊號(Image Signal)分別是 $\cos \omega_{RF}t$ 和 $\cos \omega_{IM}t$ 則威福鏡像消除架構如圖2.2之所示。

此架構共有兩級混頻器，本地震盪訊號包括 I(in-phase)、Q(quaradure-phase)訊號，所以訊號的頻譜如圖2.2所畫，經過特別設計的路徑和一、二級本地震盪訊號的接法，所以鏡像訊號可以被抵消掉。可是因為有兩級混頻器，所以鏡像訊號也會兩個，此架構卻只能消除一個鏡像，因此威福-哈特利鏡像消除降頻器才被提出來，並在接下來的論文中討論。

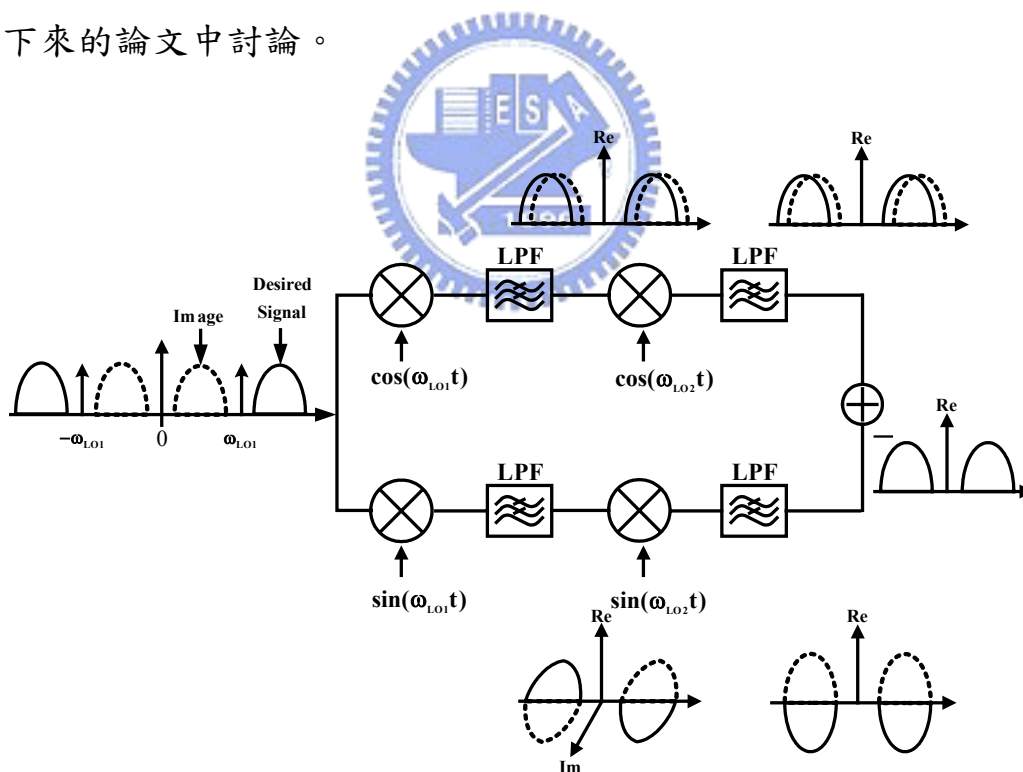


圖2.2 威福鏡像消除架構圖

2.2.3 威福-哈特利鏡像消除架構

威福-哈特利鏡像消除架構如圖2.3所示。需要訊號(Desired Signal)、第一鏡像訊號及第二鏡像訊號的頻率分別用 ω_{RF} 、 ω_{IM1} 和 ω_{IM2} 表示，而第一級本地震盪器訊號和第二級本地震盪器訊號的頻率則分別用 ω_{LO1} 和 ω_{LO2} 表示。RF 訊號經由第一級的2個混頻器(mixer)降頻後，其頻率用 ω_{IF1} 表示，再經過第二級4個混頻器降頻後的頻率用 ω_{IF2} 表示。

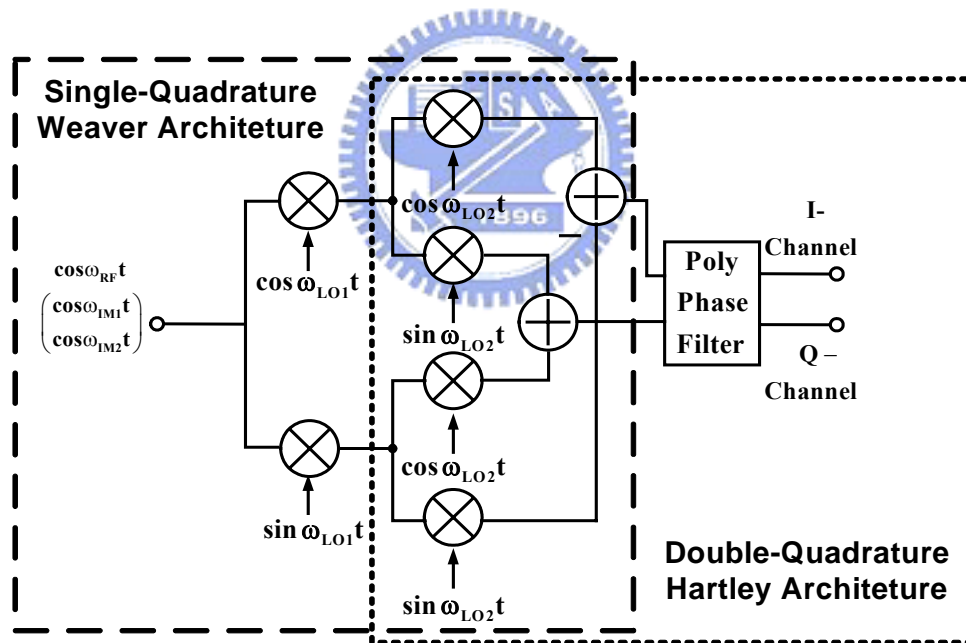


圖2.3 威福-哈特利鏡像消除架構圖

所以其關係如下：

$$\omega_{IF1} - \omega_{LO2} = \omega_{IF2} \quad (2.1)$$

$$\omega_{IF2} = \omega_{IF1} - \omega_{LO2} = \omega_{RF} - \omega_{LO1} - \omega_{LO2} \quad (2.2)$$

$$\omega_{RF} - \omega_{LO1} = \omega_{LO1} - \omega_{IM1} = \omega_{IF1} \quad (2.3)$$

如圖2.3所示，此電路結合了威福鏡像消除架構和哈特利鏡像消除架構，前半部份包含了6個混頻器為威福鏡像消除架構，為了降低電路的雜訊干擾，捨棄了產生 RF 正交訊號的 RC-CR 多相位濾波器[9]，所以威福鏡像消除架構採用了單正交降頻器的架構(Single Quadrature Down Converter)；後半部份則包含了4個混頻器及 RC-CR 多相位濾波器為哈特利鏡像消除架構，而為了加強第二鏡像訊號的抑制效果採用了雙正交降頻器的架構(Double Quadrature Down Converter)，也因此 IF 埠(port)同時會有 I-channel 及 Q-channel 的訊號。



2.2.4 第一鏡像訊號消除原理

圖2.3的第一本地震盪訊號(LO1)和第二本地震盪訊號 (LO2)皆由正交訊號所組成，分別用 $\cos\omega_{LO1}t$ (In-phase) 和 $\sin\omega_{LO1}t$ (Quadrature-phase)表示。現在我們使用複數的觀念去看，如圖2.4所示，所以現在 LO1和 LO2的正交訊號用 $e^{-j\omega_{LO1}t}$ 和 $e^{-j\omega_{LO2}t}$ 表示，需要訊號(Desired Signal)、第一鏡像訊號及第二鏡像訊號則用 $\cos\omega_{RF}t$ 、 $\cos\omega_{IM1}t$ 及 $\cos\omega_{IM2}t$ 表示。

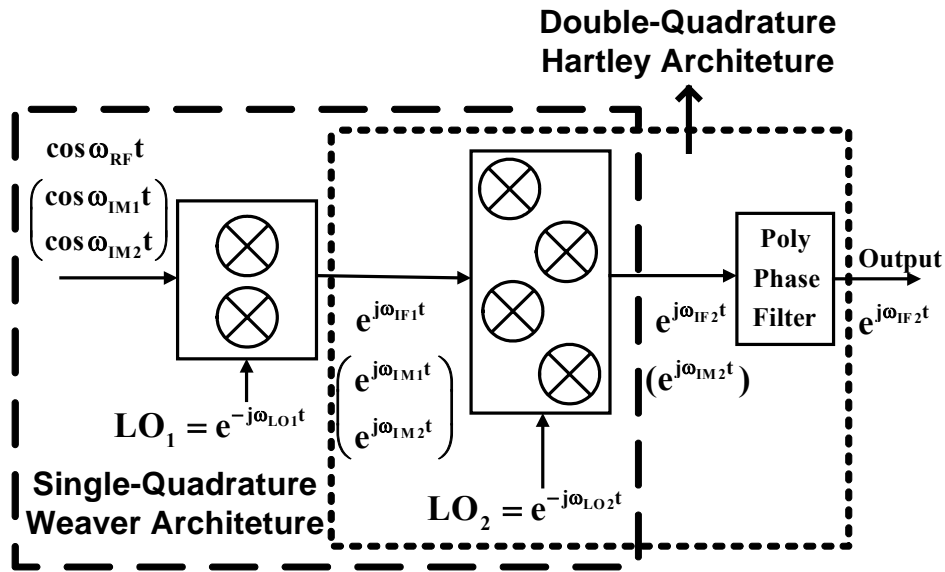


圖2.4 威福-哈特利鏡像消除架構複數示意圖

現在用頻譜圖來分析鏡像訊號消除的原理，如圖2.5所示。輸入訊號是 $\cos \omega_{RF}t$ 、 $\cos \omega_{IM1}t$ 及 $\cos \omega_{IM2}t$ ，所以在頻譜上皆包括正、負頻率部分(Double Side-band Signals)，在此忽略負頻率的部份，以方便分析，如圖2.5(a)所示。LO1複數訊號($e^{-j\omega_{LO1}t}$)的頻率是負的，所以訊號經由第一級複數混頻器降頻之後如圖2.5(b)所示，需要訊號(Desired Signal)降到 ω_{IF1} 。LO2複數訊號($e^{-j\omega_{LO2}t}$)的頻率也是是負的，在頻譜上也是降頻的動作，所以再經由第二級複數混頻器降頻後如圖2.5(c)所示，此時需要訊號降到 ω_{IF2} 。第一鏡像訊號經由兩次的移頻動作後，鏡像訊號的頻率移到了 $\omega_{IF2} - 2\omega_{IF1}$ ，而第二鏡像訊號此時的頻率為 $-\omega_{IF2}$ 。因此只要 $2\omega_{IF1}$ 的值夠大，則需要訊號就和第一鏡像訊號離的夠遠，因此可利用低通濾波器(Low-Pass Filter)保留需要訊號，並濾除掉第一鏡像訊號。

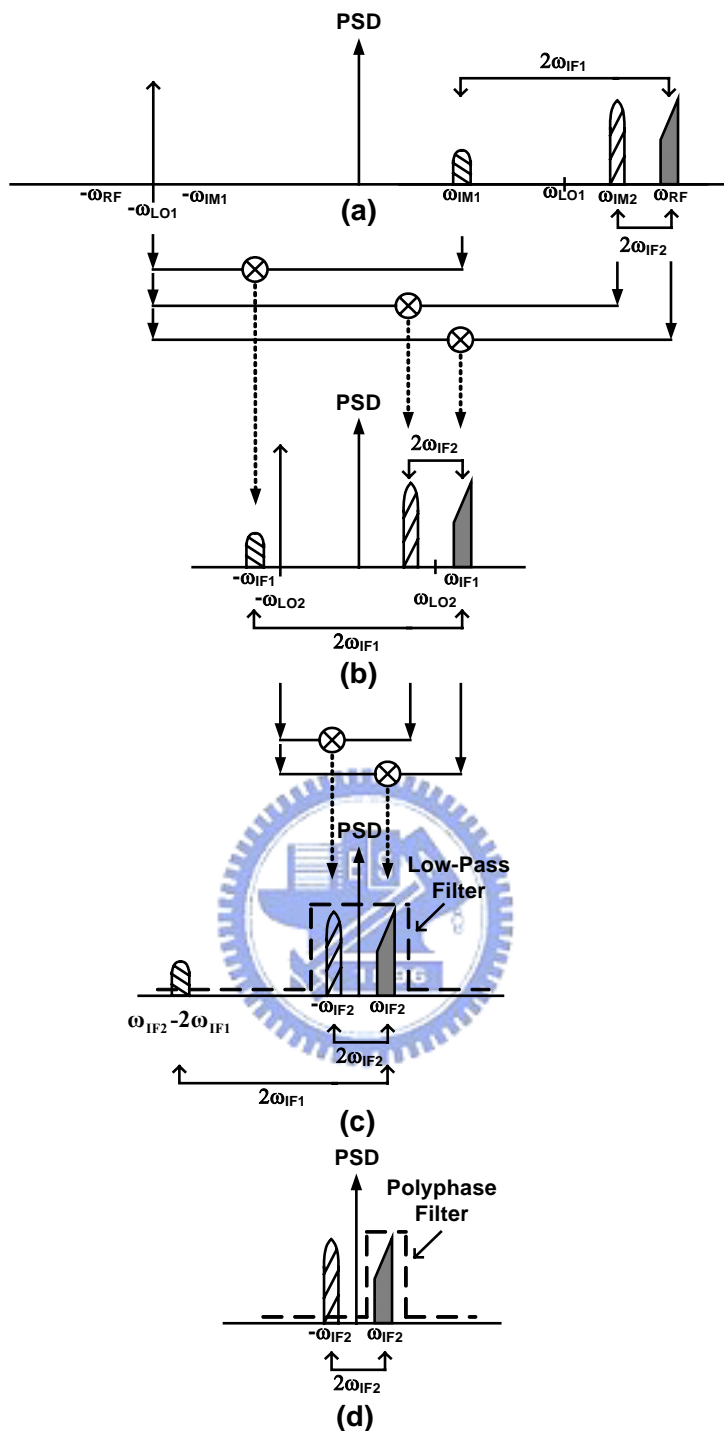


圖2.5威福-哈特利鏡像消除降頻器頻譜分析圖，忽略負頻率頻譜的部份(a)在進入電路前需要訊號和鏡像訊號頻譜圖(b)經過第一級降頻器頻譜圖(c) 經過第二級降頻器頻譜圖(d)第二鏡像的問題

訊號在頻譜上的移動現在用複數的乘法來表示，因為經過2次的降頻所以 $\cos \omega_{RF} t$ 、 $\cos \omega_{IM1} t$ 及 $\cos \omega_{IM2} t$ 都要同時乘上 $e^{-j\omega_{LO1}t}$ 和 $e^{-j\omega_{LO2}t}$ ，得到的結果如式2.4、2.5及2.6。

$$\cos \omega_{RF} t \times e^{-j\omega_{LO1}t} \times e^{-j\omega_{LO2}t} = \frac{e^{j\omega_{IF2}t} + e^{-j(\omega_{RF} + \omega_{LO1} + \omega_{LO2})t}}{2} \quad (2.4)$$

$$\cos \omega_{IM1} t \times e^{-j\omega_{LO1}t} \times e^{-j\omega_{LO2}t} = \frac{e^{j(\omega_{IF2} - 2\omega_{IF1})t} + e^{-j(\omega_{IM1} + \omega_{LO1} + \omega_{LO2})t}}{2} \quad (2.5)$$

$$\cos \omega_{IM2} t \times e^{-j\omega_{LO1}t} \times e^{-j\omega_{LO2}t} = \frac{e^{-j\omega_{IF2}t} + e^{-j(\omega_{IM2} + \omega_{LO1} + \omega_{LO2})t}}{2} \quad (2.6)$$

式2.4、2.5、2.6得到的結果和用頻譜圖分析無異。

結論：威福-哈特利鏡像消除降頻器中第一鏡像訊號的消除是利用訊號在頻譜上的移頻動作(Frequency Shifting)。

2.2.5 第二鏡像訊號消除原理

威福-哈特利鏡像消除降頻器是一種雙降頻(dual conversion)架構，所以會有第二鏡像訊號的問題，此鏡像訊號和需要訊號(Desired Signal)很接近，所以無法直接用濾波器濾除掉。當經過兩次的降頻後，此鏡像訊號的頻率為 $\omega_{IM2} = \omega_{RF} - 2\omega_{IF2}$ ，沒有移到高頻處反而移到和需要訊號對稱處。此時需要訊號頻率為 ω_{IF2} ，第二鏡像訊號的頻率為 $-\omega_{IF2}$ ，如圖2.5(d)所示，因此鏡像訊號會干擾需要訊號。因此在

這裡必須使用複數濾波器來消除第二鏡像訊號，在此電路中使用的是 RC-CR 多相位濾波器(Polyphase Filter)。這種濾波器會有 notch 的頻率響應，可以濾掉負頻率讓正頻率通過；反之亦可，濾掉正頻率，讓負頻率通過。因此可以設計訊號接到 RC-CR 多相位濾波器的極性，以濾除掉第二鏡像訊號。

結論：威福-哈特利鏡像消除降頻器中第二鏡像訊號的消除是利用複數濾波器。

2.2.6 第一鏡像訊號消除的數學分析

在實際的 IC 設計中，因為電晶體、電阻..等元件會有不少的製程誤差，故無法做出完全匹配的元件，佈局時也很難將所有的路徑畫成對稱。所以電路不同路徑的增益、相位一定不會匹配。現在要探討 I、Q 相位差不等於90度且增益不匹配時會對第一鏡像訊號的消除會有什麼影響。將威福式架構的 I-channel 單獨拿出來討論，如圖 2.6所示。

現在假設第一本地震盪訊號 I 和 Q 的相位誤差為 ϕ_{e1} ，而第二本地震盪訊號 I 和 Q 的相位誤差為 ϕ_{e2} ，上面(II)和下面(QQ)路徑的增益誤差為 ΔA 。

輸入的需要訊號(Desired Signal)和鏡像訊號分別用式2.7及2.8表示

$$D(t) = \cos \omega_{RF} t \quad (2.7)$$

$$IM(t) = \cos \omega_{IM} t \quad (2.8)$$

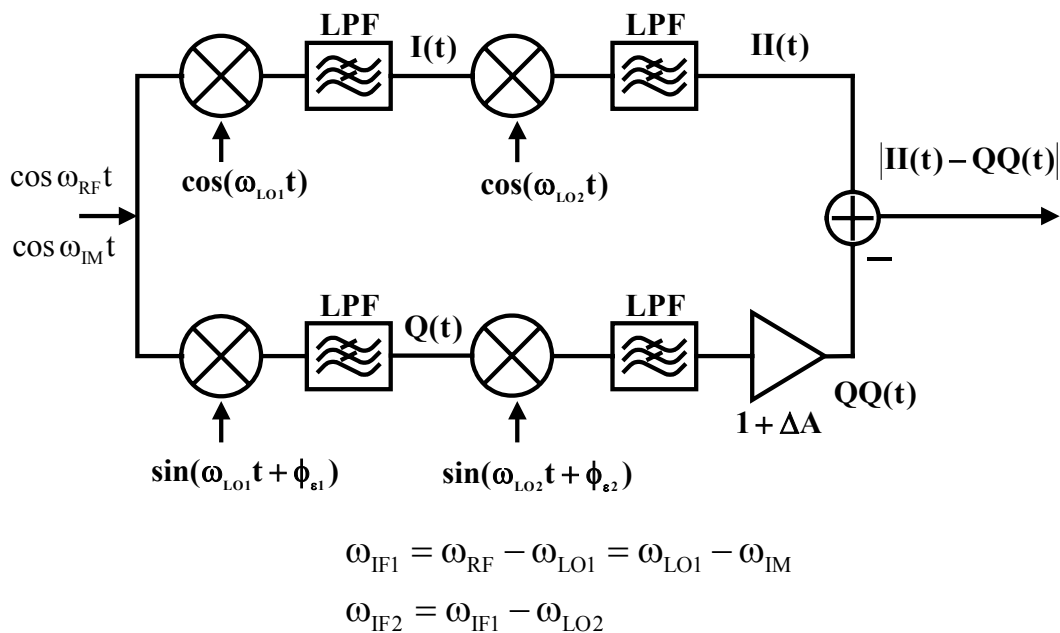


圖2.6 增益、相位不匹配的威福式架構圖

訊號經過第一級混頻器降頻，然後通過低通濾波器後，得到第一中頻訊號，上面路徑的需要訊號($I_D(t)$ ，式2.9)和鏡像訊號($I_{IM}(t)$ ，式2.10)，下面路徑的需要訊號和鏡像訊號分別是($Q_D(t)$ ，式2.11)、($Q_{IM}(t)$ ，式2.12)。

$$I_D(t) = \frac{1}{2} [\cos(\omega_{RF} - \omega_{LO1})t] = \frac{1}{2} [\cos(\omega_{IF1})t] \quad (2.9)$$

$$I_{IM}(t) = \frac{1}{2} [\cos(\omega_{IM} - \omega_{LO1})t] \quad (2.10)$$

$$Q_D(t) = \frac{-1}{2} \sin[(\omega_{RF} - \omega_{LO1})t - \phi_{\epsilon 1}] = \frac{-1}{2} \sin[(\omega_{IF1})t - \phi_{\epsilon 1}] \quad (2.11)$$

$$Q_{IM}(t) = \frac{-1}{2} \sin[(\omega_{IM} - \omega_{LO1})t - \phi_{\epsilon 1}] \quad (2.12)$$

然後訊號再經過第二級混頻器降頻，通過低通濾波器後，得到第二中頻訊號，上面路徑的需要訊號($\Pi_D(t)$ ，式2.13)和鏡像訊號

($\Pi_{IM}(t)$ ，式2.14)，下面路徑的需要訊號和鏡像訊號分別是($QQ_D(t)$ ，式2.15)、($QQ_{IM}(t)$ ，式2.16)。

$$\Pi_D(t) = \frac{1}{4} \cos \omega_{IF2} t \quad (2.13)$$

$$\Pi_{IM}(t) = \frac{1}{4} \cos \omega_{IF2} t \quad (2.14)$$

$$QQ_D(t) = -\frac{1}{4}(1+\Delta A) \left[\cos(\phi_{\varepsilon 1} + \phi_{\varepsilon 2}) \cos \omega_{IF2} t + \sin(\phi_{\varepsilon 1} + \phi_{\varepsilon 2}) \sin \omega_{IF2} t \right] \quad (2.15)$$

$$QQ_{IM}(t) = \frac{1}{4}(1+\Delta A) \left[\cos(\phi_{\varepsilon 1} - \phi_{\varepsilon 2}) \cos \omega_{IF2} t - \sin(\phi_{\varepsilon 1} - \phi_{\varepsilon 2}) \sin \omega_{IF2} t \right] \quad (2.16)$$

最後輸出的訊號是 $\Pi(t) - QQ(t)$ ，根據鏡像消除比值(Image Rejection Ratio)的定義為需要訊號的功率除於鏡像訊號的功率，因而得到式2.17:

$$\begin{aligned} \text{IRR (dB)} &= 10 \log \frac{|\Pi_D(t) - QQ_D(t)|^2}{|\Pi_{IM}(t) - QQ_{IM}(t)|^2} \\ &= 10 \log \left[\frac{1 + (1 + \Delta A)^2 + 2(1 + \Delta A) \cos(\phi_{\varepsilon 1} + \phi_{\varepsilon 2})}{1 + (1 + \Delta A)^2 - 2(1 + \Delta A) \cos(\phi_{\varepsilon 1} - \phi_{\varepsilon 2})} \right] \end{aligned} \quad (2.17)$$

$$\text{IRR (dB)} = 10 \log \left[\frac{1 + (1 + \Delta A)^2 + 2(1 + \Delta A) \cos(\phi_{\varepsilon 1} + \phi_{\varepsilon 2})}{(\Delta A)^2} \right], \quad \phi_{\varepsilon 1} = \phi_{\varepsilon 2} \quad (2.18)$$

當 $\phi_{\varepsilon 1} = \phi_{\varepsilon 2}$ 時得到式2.18，發現當第一本地震盪訊號 I、Q 之間的相位誤差和第二本地震盪訊號 I、Q 之間的相位誤相等時，則鏡像消除比值最大。可是 $\phi_{\varepsilon 1}$ 和 $\phi_{\varepsilon 2}$ 不能同時等於90度，否則鏡像消除比值將會為零。

2.2.7 非理想因素對鏡像訊號消除的影響

理想的 I(in-phase)、Q(quaradure-phase)訊號只會有正或負頻率的部份，可是如果兩者有增益或相位的誤差，會導致同時在頻譜的兩邊出現訊號，會對鏡像訊號的消除產生影響。此時我們考慮非理想的狀況，如圖2.7所示，而此時的系統分析圖則使用圖2.8之模型。

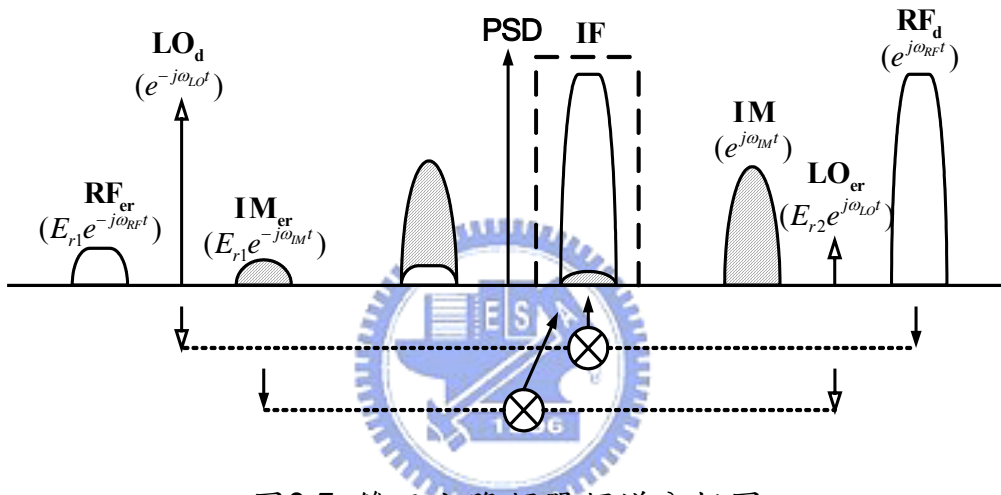


圖2.7 雙正交降頻器頻譜分析圖

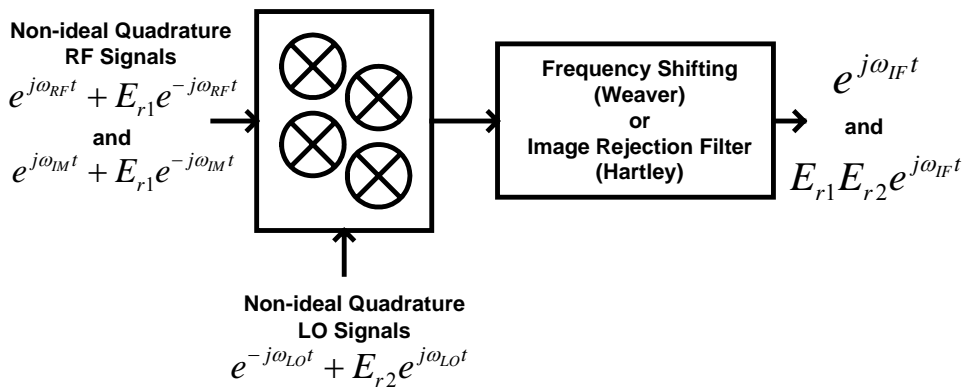


圖2.8 考慮非理想因素的系統分析圖

把需要訊號的值定為 $e^{j\omega_{RF}t}$ ，則其誤差訊號定成 $E_{r1}e^{-j\omega_{RF}t}$ ，在大部分的情況下 $E_{r1} \ll 1$ ，所以此時的輸入訊號為：

$$e^{j\omega_{RF}t} + E_{r1}e^{-j\omega_{RF}t} \quad (2.19)$$

鏡像訊號走過的路徑和需要訊號相同，所以定其值為 $e^{j\omega_{IM}t}$ ，則其誤差訊號定成 $E_{r1}e^{-j\omega_{IM}t}$ ，在大部分的情況下 $E_{r1} \ll 1$ ，所以此時的輸入訊號為：

$$e^{j\omega_{IM}t} + E_{r1}e^{-j\omega_{IM}t} \quad (2.20)$$

本地震盪器訊號也不是完美的 I、Q 訊號，所以其值定為 $e^{-j\omega_{LO}t}$ ，則其誤差訊號定成 $E_{r2}e^{j\omega_{LO}t}$ ，在大部分的情況下 $E_{r2} \ll 1$ ，所以此時的輸入訊號為：

$$e^{-j\omega_{LO}t} + E_{r2}e^{j\omega_{LO}t} \quad (2.21)$$

為了分析非理想因素對鏡像訊號消除的影響，所以將需要訊號和本地震盪器訊號互相混頻，所以將兩個複數訊號相乘得到：

$$\begin{aligned} & (e^{j\omega_{RF}t} + E_{r1}e^{-j\omega_{RF}t}) \times (e^{-j\omega_{LO}t} + E_{r2}e^{j\omega_{LO}t}) \\ &= e^{j(\omega_{RF}-\omega_{LO})t} + E_{r2}e^{j(\omega_{RF}+\omega_{LO})t} + E_{r1}e^{-j(\omega_{RF}+\omega_{LO})t} + E_{r1}E_{r2}e^{j(-\omega_{RF}+\omega_{LO})t} \\ &= e^{j\omega_{IF}t} + E_{r2}e^{j(2\omega_{LO}+\omega_{IF})t} + E_{r1}e^{-j(2\omega_{LO}+\omega_{IF})t} + E_{r1}E_{r2}e^{-j\omega_{IF}t} \end{aligned} \quad (2.22)$$

從式2.22可以看出需要訊號在 IF 埠得到的結果。第一項是需要訊號，其頻率為 ω_{IF} ，而第二、三項的頻率和需要訊號頻率離的夠遠，因此可藉由低通濾波器(Low-Pass Filter)濾掉，第4項訊號其頻率為 $-\omega_{IF}$ ，可以用 RC-CR 多相位濾波器(Polyphase Filter)將之濾掉。

鏡像訊號也會和本地震盪器訊號互相混頻，所以將兩個複數訊號相乘得到：

$$\begin{aligned}
& (e^{j\omega_{IM}t} + E_{r1}e^{-j\omega_{IM}t}) \times (e^{-j\omega_{LO}t} + E_{r2}e^{j\omega_{LO}t}) \\
&= e^{j(\omega_{IM}-\omega_{LO})t} + E_{r2}e^{j(\omega_{IM}+\omega_{LO})t} + E_{r1}e^{-j(\omega_{IM}+\omega_{LO})t} + E_{r1}E_{r2}e^{j(-\omega_{IM}+\omega_{LO})t} \\
&= e^{-j\omega_{IF}t} + E_{r2}e^{j(2\omega_{LO}-\omega_{IF})t} + E_{r1}e^{-j(2\omega_{LO}-\omega_{IF})t} + E_{r1}E_{r2}e^{j\omega_{IF}t}
\end{aligned} \tag{2.23}$$

式2.23可以看出鏡像訊號在 IF 埠得到的結果。第一項的頻率也是 $-\omega_{IF}$ ，所以被 RC-CR 多相位濾波器(Polyphase Filter)將之濾掉，第二、三項一樣可被低通濾波器濾掉。

第4項的頻率和需要訊號一模一樣，所以無法用 RC-CR 多相位濾波器和低通濾波器將之濾掉。可是因為採用雙正交降頻器(Double Quadrature Down Converter)的架構，所以第4項的係數是 $E_{r1}E_{r2}$ ，在大部分的情況下 $E_{r1}E_{r2} \ll 1$ ，因此這一項的值影響需要訊號就會很小，從這可看出雙正交降頻器(Double Quadrature Down Converter)的好處。



2.3 雙頻帶威福-哈特利鏡像消除架構

2.3.1 頻率規畫

在設計威福-哈特利鏡像消除架構的過程中，發現第一鏡像的行為和需要訊號的行為非常相似，所以利用其數學關係將威福-哈特利鏡像消除架構設計成雙頻帶[10][11]。

雙頻帶威福-哈特利鏡像降頻器的頻率規劃如圖2.9所示，將兩個設計頻帶互設為鏡像訊號。圖2.9(a)用來解釋第一設計訊號頻帶的應用，而圖2.9(b)則是用來分析第二設計訊號頻帶的應用。

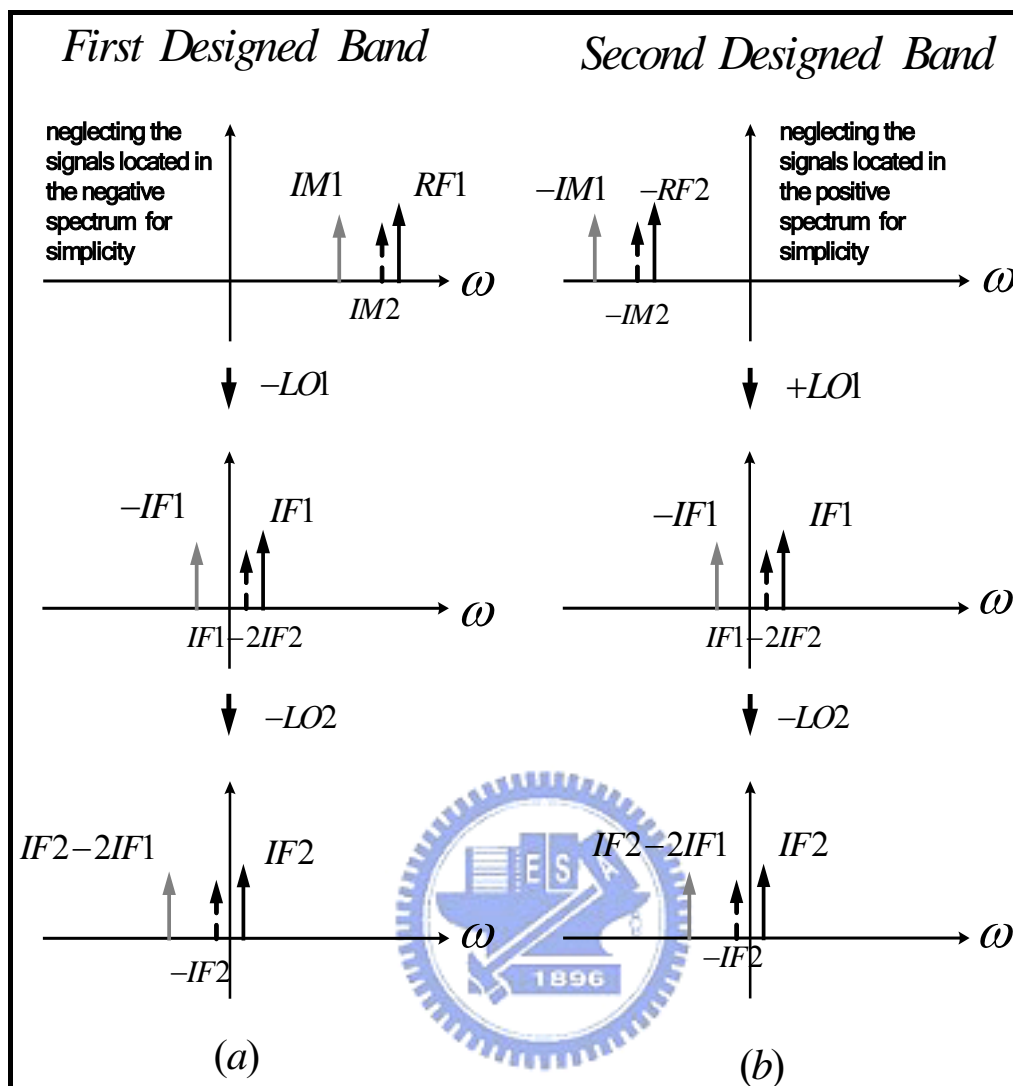


圖2.9 雙頻帶複數訊號頻譜分析圖(a)第一設計訊號頻帶(b)第二設計訊號頻帶

(1)第一設計訊號頻帶(First Designed Band)的應用

此時的頻譜和一般的威福-哈特利鏡像降頻器無異，如圖2.9(a)所示，需要訊號和鏡像訊號的關係設計成：

$$\omega_{RF1} - \omega_{LO1} = \omega_{LO1} - \omega_{IM1} = \omega_{IF1} \tag{2.24}$$

$$\omega_{IF2} = \omega_{IF1} - \omega_{LO2} = \omega_{RF1} - \omega_{LO1} - \omega_{LO2} \tag{2.25}$$

$$\omega_{IM2} = \omega_{RF1} - 2\omega_{IF2} \quad (2.26)$$

第一設計頻帶的應用只會使用到正頻率的部份。所有的訊號先經由第一次的降頻動作，在這個應用中整個頻譜向左移動(-LO1)，此時需要訊號的頻率為 ω_{IF1} ，第一鏡像訊號和第二鏡像訊號的頻率分別為 $-\omega_{IF1}$ 和 $\omega_{IF1} - 2\omega_{IF2}$ ，再經由一次的降頻動作(-LO2)，需要訊號的頻率為 ω_{IF2} ，第一鏡像訊號和第二鏡像訊號的頻率分別為 $\omega_{IF2} - 2\omega_{IF1}$ 和 $-\omega_{IF2}$ 。

此時需要訊號和第一鏡像訊號頻率相差 $2\omega_{IF1}$ ，只要 $2\omega_{IF1}$ 夠大就可以用低通濾波器濾掉，第二鏡像和需要訊號對稱，位於負頻率，所以必須使用 RC-CR 多相位濾波器(Polyphase Filter)將之濾掉。

(2) 第二設計訊號頻帶(Second Designed Band)的應用

將原本第一鏡像訊號的頻率設成需要訊號的頻率，而原本需要訊號的頻率設成第一鏡像訊號的頻率，如圖2.9(b)所示，需要訊號和鏡像訊號的關係設計成：

$$\omega_{IM1} - \omega_{LO1} = \omega_{LO1} - \omega_{RF2} = \omega_{IF1} \quad (2.27)$$

$$\omega_{IF2} = \omega_{IF1} - \omega_{LO2} = \omega_{IM1} - \omega_{LO1} - \omega_{LO2} \quad (2.28)$$

$$\omega_{IM2} = \omega_{RF2} + 2\omega_{IF2} \quad (2.29)$$

第二設計頻帶的應用將會使用到負頻率的部份。所有的訊號先經由第一次的降頻動作，在這個應用中整個頻譜必須向右移動(+LO1)，此時需要訊號的頻率為 ω_{IF1} ，第一鏡像訊號和第二鏡像訊號的頻率分

別為 $-\omega_{IF1}$ 和 $\omega_{IF1} - 2\omega_{IF2}$ ，再經由一次的降頻動作(-LO2)，需要訊號的頻率為 ω_{IF2} ，第一鏡像訊號和第二鏡像訊號的頻率分別為 $\omega_{IF2} - 2\omega_{IF1}$ 和 $-\omega_{IF2}$ 。

降了兩次頻之後發現頻譜中需要訊號和鏡像訊號的關係居然和第一設計訊號頻帶的應用一模一樣。因此第一鏡像訊號頻率依然用低通濾波器濾掉，而且不需改變 RC-CR 多相位濾波器(Polyphase Filter)的極性就可以將第二鏡像訊號濾掉。

2.3.2 雙頻帶威福-哈特利鏡像消除架構系統分析

現在根據上一節的頻譜分析來決定雙頻威福-哈特利降頻器的架構。



(1) 第一設計訊號頻帶(First Designed Band)的應用

第一設計頻帶系統如圖 2.10 所示，共包括 6 個混頻器和一個 RC-CR 多相位濾波器(Polyphase Filter)。第一、二本地震盪訊號包括 I(in-phase)、Q(quaradure-phase)訊號，以複數的概念來看就是輸入訊號乘上 $e^{-j\omega_{LO1}t}$ 和 $e^{-j\omega_{LO2}t}$ ，因此在頻譜上就是連續向左移動兩次，符合上一節的頻譜分析。

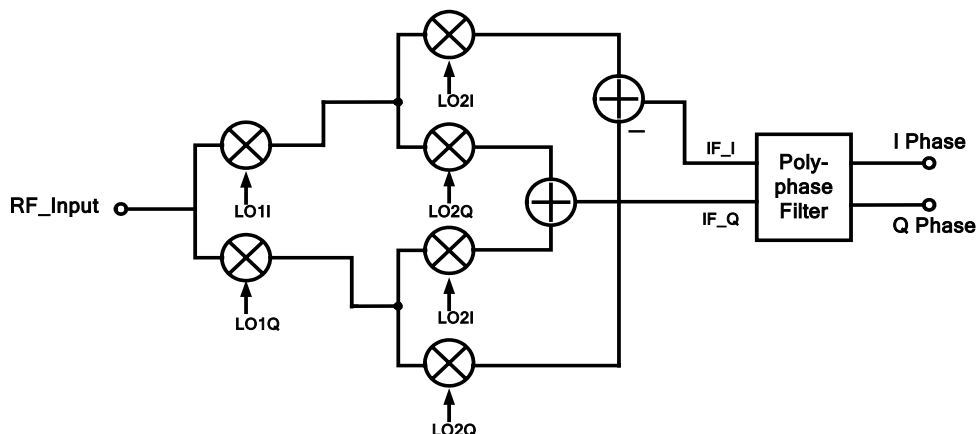


圖2.10 第一設計頻帶系統分析圖

(2) 第二設計訊號頻帶(First Designed Band)的應用

從圖2.9可得知在此應用中訊號在頻譜內必須先向右移動 ω_{LO1} 的距離，然後再向左移動 ω_{LO2} 的距離，所以此時必須改變 LO1Q 的極性，也就是乘上一個負號，如圖2.11所示。如此一來當訊號經過第一級混頻器時，就是相當於輸入訊號乘上 $e^{j\omega_{LO1}t}$ ，然後經過第二級混頻器時再乘上 $e^{-j\omega_{LO2}t}$ ，則頻譜就會和圖2.9之規劃相同。

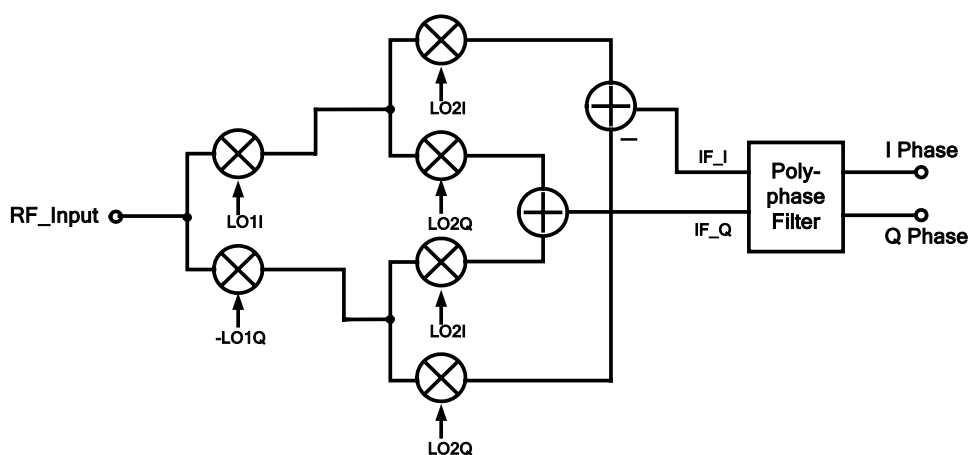


圖2.11 第二設計頻帶系統分析圖

由上面的分析，我們知道雙頻系統只需一套電路，兩個頻帶的切換，只需改變 LOIQ 的極性，而這個動作在電路設計中只需加一組切換器 (switch)，此為本電路的優點。

2.4 實作，2.4/5.7GHz Dual-Band Weaver-Hartley Image Rejection Down Converter (SiGe 0.35 μ m)

2.4.1 研究動機

常見的鏡像消除降頻器，有威福鏡像消除降頻器和哈特利鏡像消除降頻器兩種。威福鏡像消除降頻器如果採用低中頻接收機架構，則無法消除第二鏡像訊號。故結合威福、哈特利降頻器，並將之設計成雙頻帶系統。



2.4.2 系統頻率規畫

從之前的推導中可知當第一本地震盪訊號 I、Q 之間的相位誤差和第二本地震盪訊號 I、Q 之間的相位誤相等時，則鏡像消除比值最大。所以想讓第一本地震盪訊號及第二本地震盪訊號有一定的關係，則其相位誤差會比較接近。所以在這裡第二本地震盪訊號是外給的，而第一本地震盪訊號是由第二本地震盪訊號產生的。

各個訊號頻率關係如下：

$$\omega_{RF1} + \omega_{RF2} = 2\omega_{LO1} \quad (2.30)$$

$$\omega_{IF2} = \omega_{RF1} - \omega_{LO1} - \omega_{LO2} \quad (2.31)$$

$$\omega_{LO1} = x\omega_{LO2} \quad x: \text{unknown parameter} \quad (2.32)$$

此雙頻帶系統取 ω_{IF2} 為 30MHz，並且將 ω_{RF1} 、 ω_{RF2} 分別定為 5.7GHz 和 2.4GHz，則得到 $\omega_{LO1} + \omega_{LO2} = 5.67\text{GHz}$ ，在這裡取 $x = 2.5$ ，所以

$\omega_{LO1} = 4.05\text{GHz}$ 且 $\omega_{LO2} = 1.62\text{GHz}$ 。

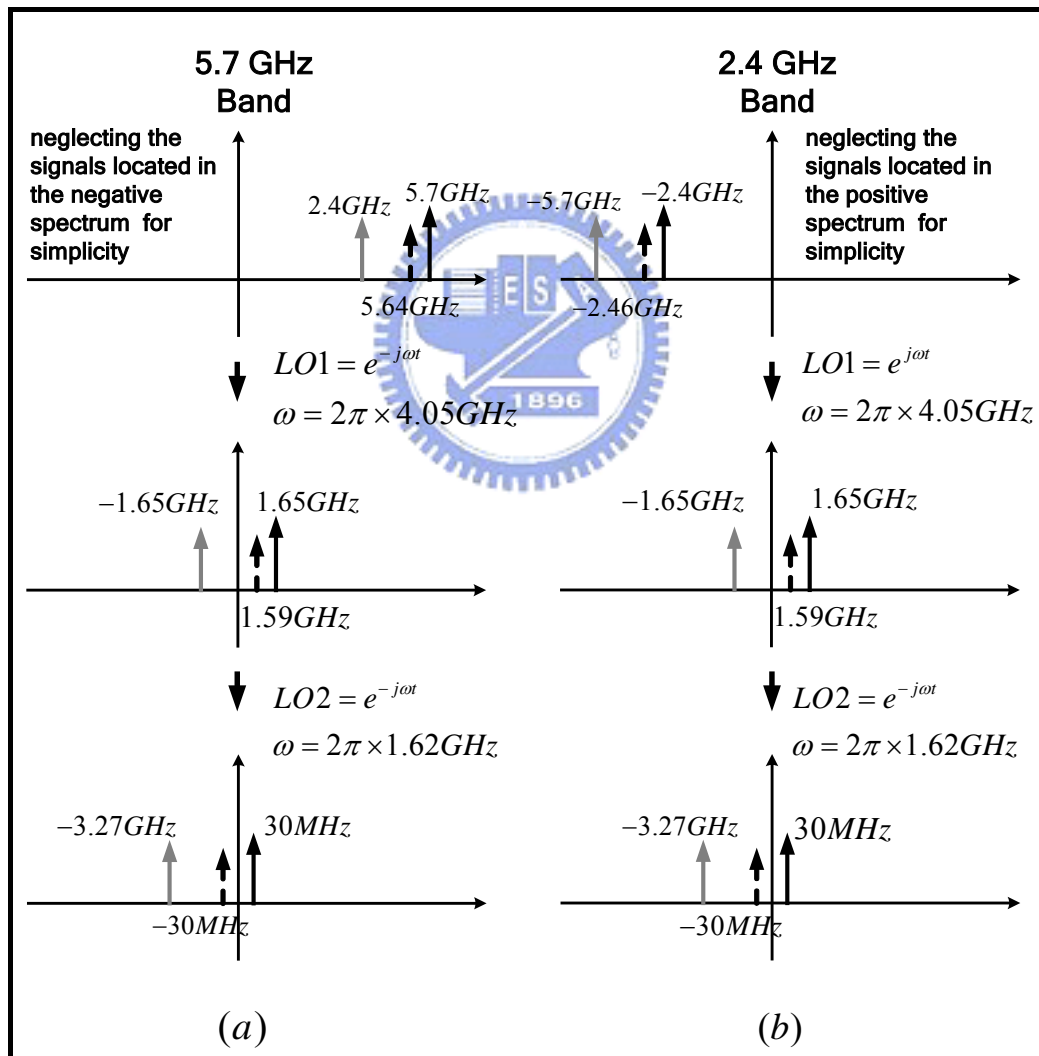


圖2.12 雙頻帶複數訊號頻譜分析圖(a)5.7GHz 頻帶(b)2.4GHz 頻帶

雙頻系統頻譜分析圖如圖2.12所示。

(1)5.7 GHz 頻帶的應用

如圖 2.12(a) 所示， ω_{RF1} 定為 5.7GHz，則 ω_{IM1} 為 2.4 GHz 且 $\omega_{IM2} = \omega_{RF1} - 2\omega_{IF2} = 5.64$ GHz。只考慮正頻率的部份，所有的訊號先經由第一次的降頻動作，在這個應用中整個頻譜先向左移動 4.05 (LO1)GHz，此時需要訊號、第一鏡像訊號和第二鏡像訊號的頻率分別為 1.65 GHz、-1.65 GHz 和 1.59 GHz，然後再向左移動 1.62 (LO2)GHz，則需要訊號的頻率為 30MHz，第一鏡像訊號和第二鏡像訊號的頻率分別為 -3.27 GHz 和 -30MHz。

(2)2.4 GHz 頻帶的應用

如圖 2.12(b) 所示， ω_{RF1} 定為 2.4GHz，則 ω_{IM1} 為 5.7 GHz 且 $\omega_{IM2} = \omega_{RF2} + 2\omega_{IF2} = 2.46$ GHz。在這個應用中只需用到負頻率的部份，整個頻譜先向右移動 4.05 (LO1)GHz，此時需要訊號、第一鏡像訊號和第二鏡像訊號的頻率分別為 1.65 GHz、-1.65 GHz 和 1.59 GHz，然後再向左移動 1.62 (LO2)GHz，則需要訊號的頻率為 30MHz，第一鏡像訊號和第二鏡像訊號的頻率分別為 -3.27 GHz 和 -30MHz。

兩個頻帶的應用在經過兩次降頻後訊號在頻譜上的位置都一樣。此時需要訊號和第一鏡像訊號頻率相差夠遠，可以輕易地用低通濾波器濾掉，第二鏡像和需要訊號對稱，位於負頻率，所以使用 RC-CR 多相位濾波器(Polyphase Filter)將之濾掉。

將此電路所有相關頻率記在表2.1。

表2.1 雙頻帶威福-哈特利降頻器頻率規畫

Item	RF	IM1	IM2	LO1	LO2	IF2
Freq.	5.69~5.71 GHz	2.39~2.41 GHz	5.63~5.65 GHz	4.05 GHz	1.62 GHz	20~40 MHz
Freq.	2.39~2.41 GHz	5.69~5.71 GHz	2.45~2.47 GHz	4.05 GHz	1.62 GHz	20~40 MHz



2.4.3 整體系統架構

雙頻帶威福-哈特利降頻器系統架構圖如圖2.13所示。整個系統包括：

1. Dual-Band Weaver-Hartley Down Converter

(1) 第一級混頻器 (2) 第二級混頻器 (3) 四級 RC-CR 多相位濾波器 (4) LO2正交訊號產生器 (5) LO1正交訊號產生器及極性切換器 (Switch) (6) 輸出緩衝級。

2. LO1 Signal Generator

(1) 除2除法器 (Divider) (2) 頻率倍頻器 (Frequency Doubler) (3) Single Sideband Up Converter。

第二本地震盪器是外給的($LO2=1.62\text{GHz}$)，一個路徑經過除2除法器(Divider)得到 $0.5LO2=0.81\text{ GHz}$ 的訊號，另一個路徑經過頻率倍頻器(Frequency Doubler)得到 $2LO2=3.24\text{ GHz}$ 的訊號，最後經由升頻器將兩個頻率加起來得到 $LO1=2.5LO2=4.05\text{GHz}$ 。

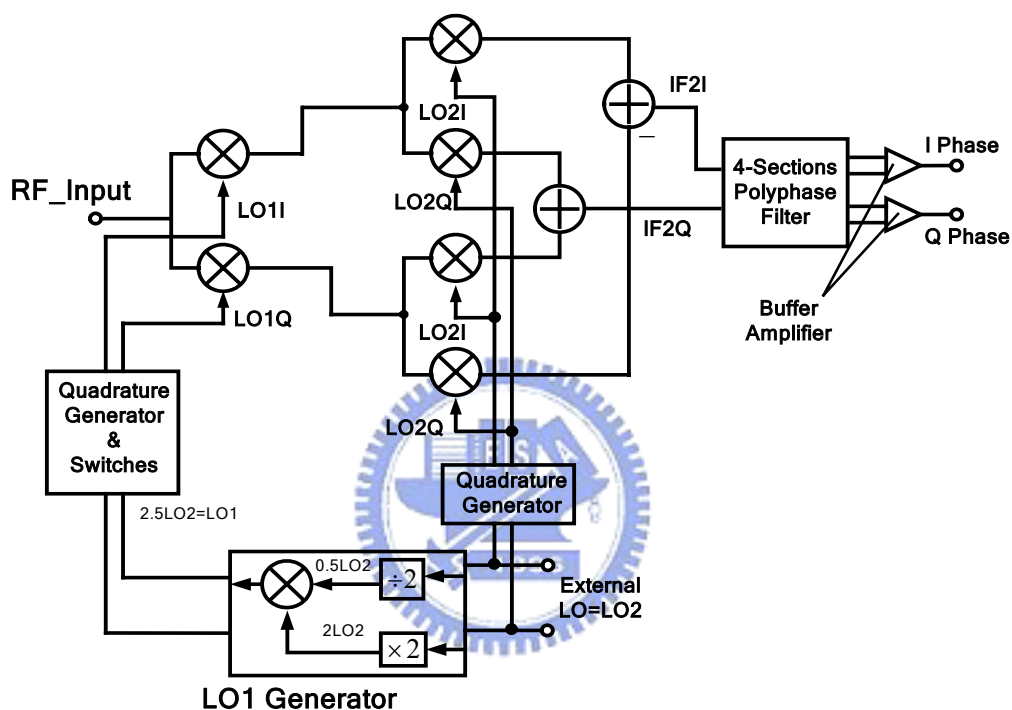


圖2.13 雙頻帶威福-哈特利降頻器系統

2.4.4 電路設計

詳細的電路圖如圖2.14所示。接下來分別來看其中的一些小電路。

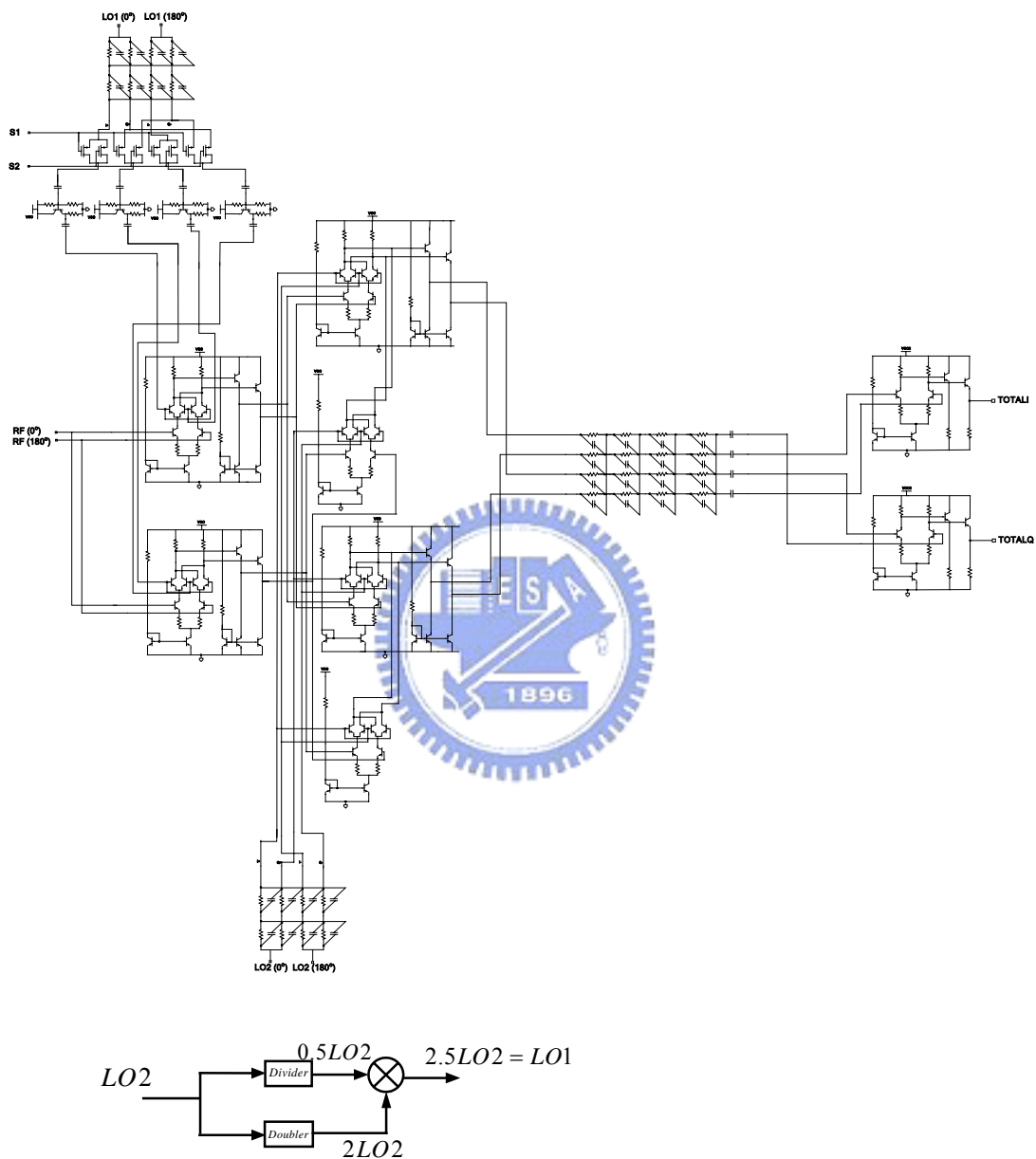


圖2.14 雙頻帶威福-哈特利降頻器電路

(1) 第一級混頻器(First Stage Mixer)

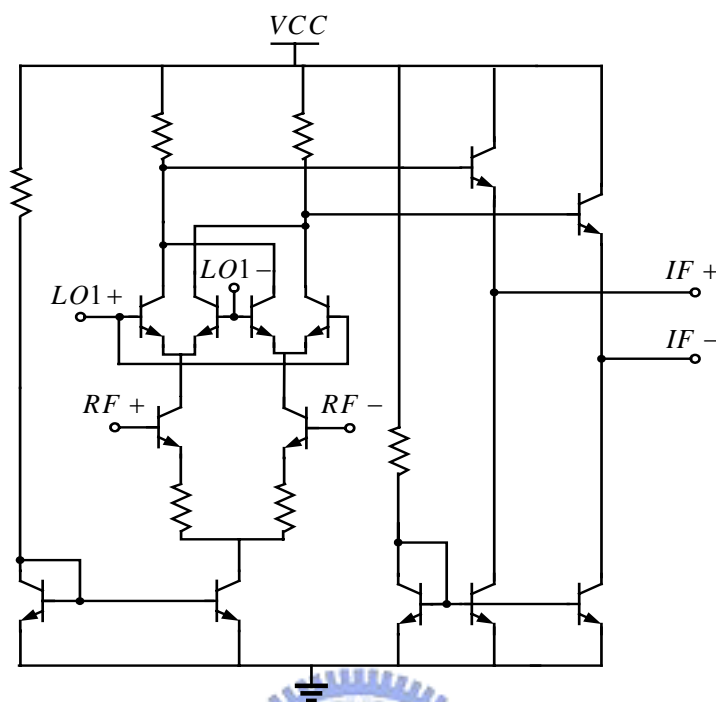


圖2.15 雙平衡吉伯特混頻器

第一級混頻器採用雙平衡吉伯特混頻器(Double Balance Gilbert Mixer)。與被動混頻器(Passive Mixer)比較，吉伯特混頻器的轉換增益比較大，LO級所需的功率(pumping power)比較小，而且埠對埠的隔離度(port-to-port isolation)比較好。

為了使LO級比較容易做完全的切換，所以電晶體的尺寸(width)設計的稍大一點。為了增加吉伯特混頻器的線性度(IP1dB、IIP3)，所以在輸入級(input stage)電晶體的射極(emitter)端加上負回授電阻。在IF埠利用共集極(common collector)做緩衝器(Buffer)以防止負載效應>Loading Effect)的影響。

(2) 第二級混頻器(Second Stage Mixer)

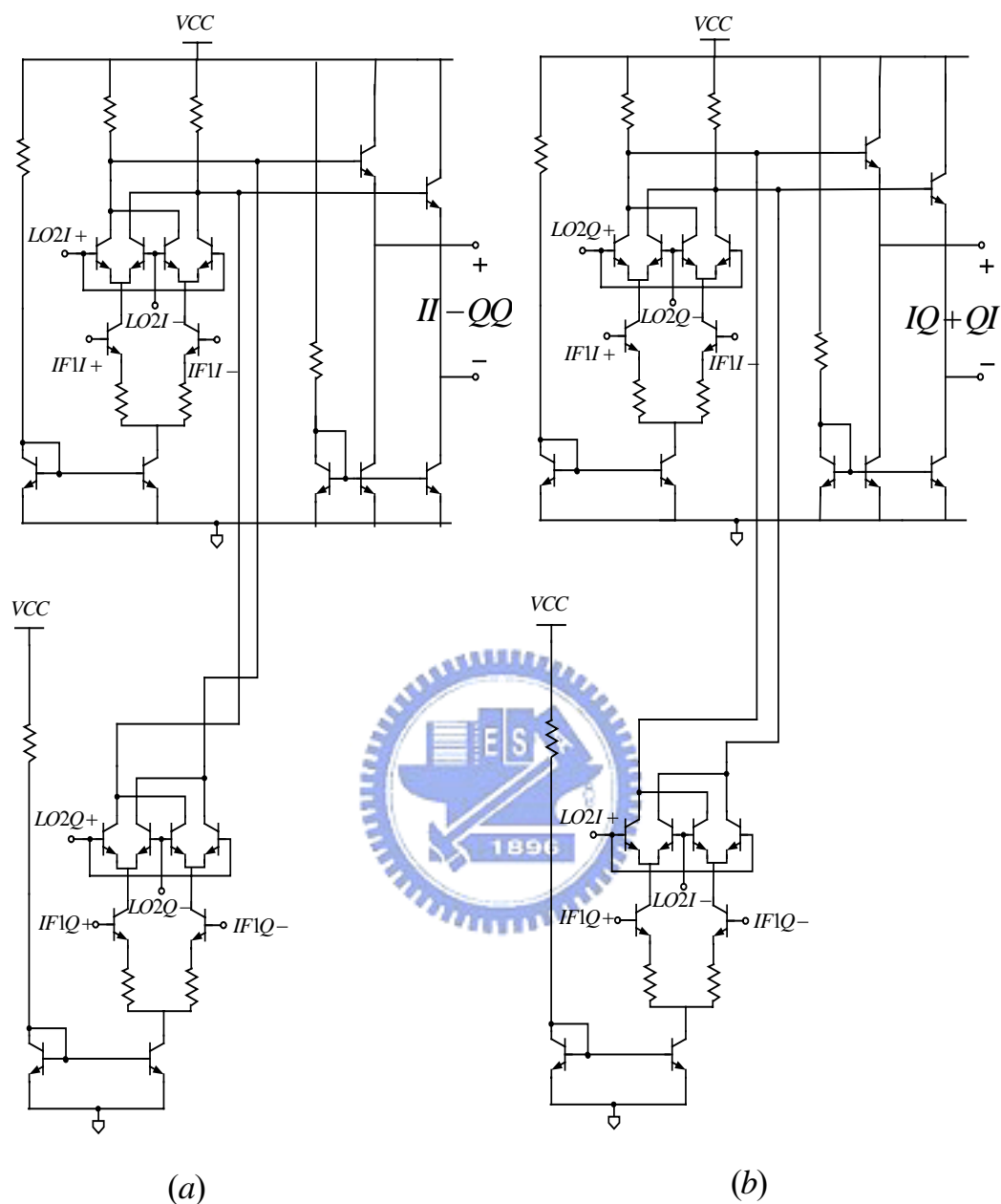


圖2.16 第二級混頻器(a) I-通道(b)Q-通道

第二級混頻器電路的設計和第一級相同，可是要接成如圖2.16所示。I-通道和 Q-通道的訊號分別是 II-QQ 與 IQ+QI，此訊號的相加減動作由電流的相加減(current mode summation/subtraction)來完成。因

此 II-QQ 是將 II 和 QQ 的輸出電流反接在一起，如圖 2.18(a)；而 IQ+QI 是將 IQ 和 QI 的輸出電流正接在一起，如圖 2.18(b)。

(3) RC-CR 多相位濾波器(Polyphase Filter)

一個一級的 RC-CR 多相位濾波器如圖 2.17 所示，當輸入的訊號順序為逆時鐘方向時，訊號可以通過，反之，當輸入的訊號順序為順時鐘方向時，訊號無法通過。

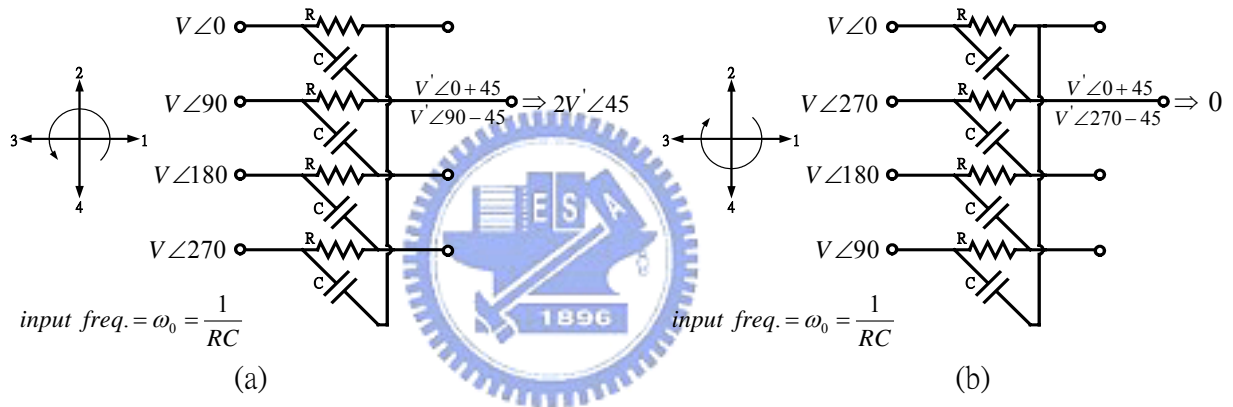


圖 2.17 RC-CR 多相位濾波器 (a)正頻率 (b)負頻率 選擇

以上我們針對一個頻率來探討多相位濾波器的正負訊號頻率訊號的選擇，然而多相位濾波器的優點，在於我們可以利用串聯來增加頻率選擇的頻寬，而且藉由多級的濾波器來減少頻率選擇對於 RC 值變化的敏感度。

圖 2.18 為所計算出欲達到一定的鏡像抑制大小、所需頻寬與級數的關係。

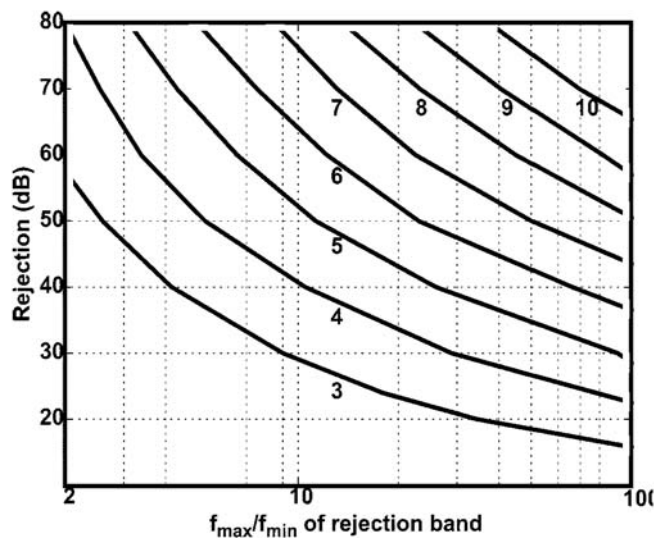


圖 2.18 不同級數 RC-CR 多相位濾波器鏡像抑制比率

在本電路中規劃中頻為 20~40MHz 的頻帶。因此我們必須串聯多級的 RC-CR 多相位濾波器以達到足夠的頻寬與鏡像抑制功能。在此電路設計中，中頻為 20~40 MHz， f_{\max}/f_{\min} 的比值為 2。因此若我們所需的正負頻率訊號抑制比率在 60dB 以上，則需至少四級的 RC-CR 多相位濾波器，如圖 2.19 所示。依幾何級數的排列，得到四個極點依序為 20MHz、25.198MHz、31.748MHz、40MHz。為了減少負載效應的影響，所以 RC-CR 多相位濾波器從第一級到第四級的電阻值逐漸加大。

電阻值的選擇對 RC-CR 多相位濾波器的表現很重要，根據 $\omega_0 = 1/RC$ ，電阻值可大可小。電阻值大，上一級電路驅動 RC-CR 多相位濾波器的能力將會變強，但卻使得雜訊指數變大；電阻值小得到的結果剛好相反。因此必須根據電路的整體情況和需要來衡量電阻值的大小。

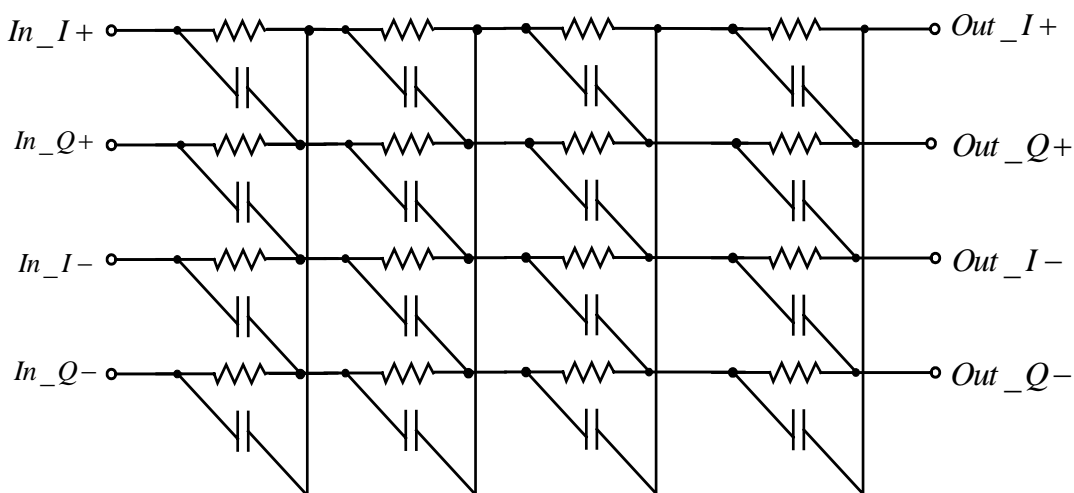


圖2.19 四級 RC-CR 多相位濾波器

(4) LO2 正交訊號產生器

LO2 輸入訊號是直接外給的差動訊號，可是雙頻帶威福-哈特利降頻器的 LO2 需要 I、Q 的訊號，因此需要正交訊號產生器。

這裡的正交訊號產生器我們使用 RC-CR 的多相位濾波器來完成。一級的正交訊號產生器的原理如圖 2.20 所示。輸入訊號為差動訊號，等效上可以看成正頻率與負頻率的組合，根據 RC-CR 的多相位濾波器的原理，正頻率可以通過，負頻率會被濾掉，所以可以得到一組分別相差 90 度的 I、Q 訊號。

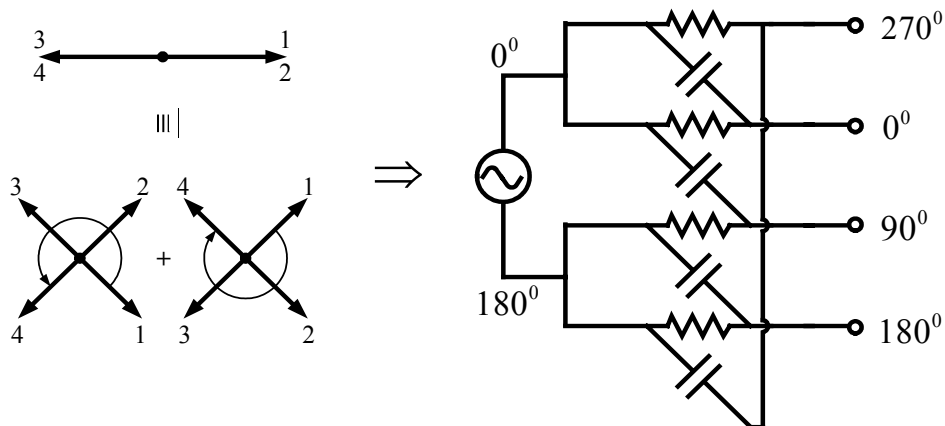


圖 2.20 正交訊號產生器

我們利用兩級的 RC-CR 多相位濾波器來產生正交訊號，如圖 2.21 所示，如此一來可拉大 RC-CR 多相位濾波器的頻寬，因此即使 R、C 有誤差只要在頻寬內都可產生出一組漂亮的 I、Q 訊號。

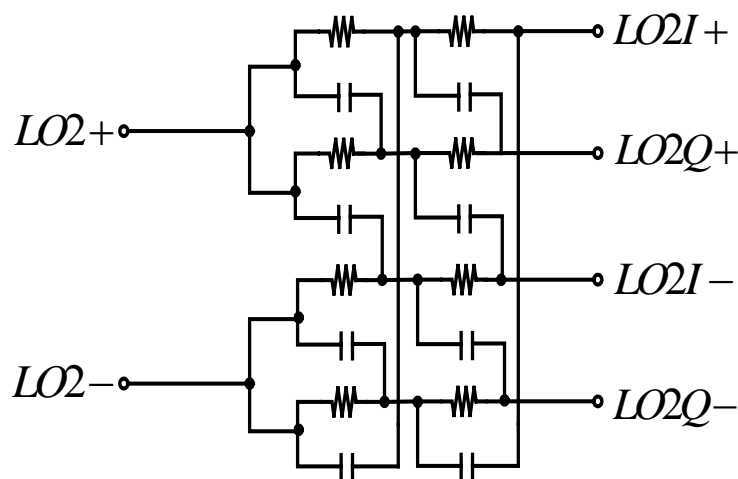


圖 2.21 兩級的正交訊號產生器



(5) LO1正交訊號產生器及極性切換器(Switch)

第一本地震盪器也需要 I、Q 的訊號，所以必須設計出一個正交訊號產生器，而且 2.4 / 5.7GHz 雙頻帶系統在選擇頻帶的時候必須改變 LO1Q 的極性，所以在正交訊號產生器後加一組切換器(Switch)，如圖 2.22 所示。

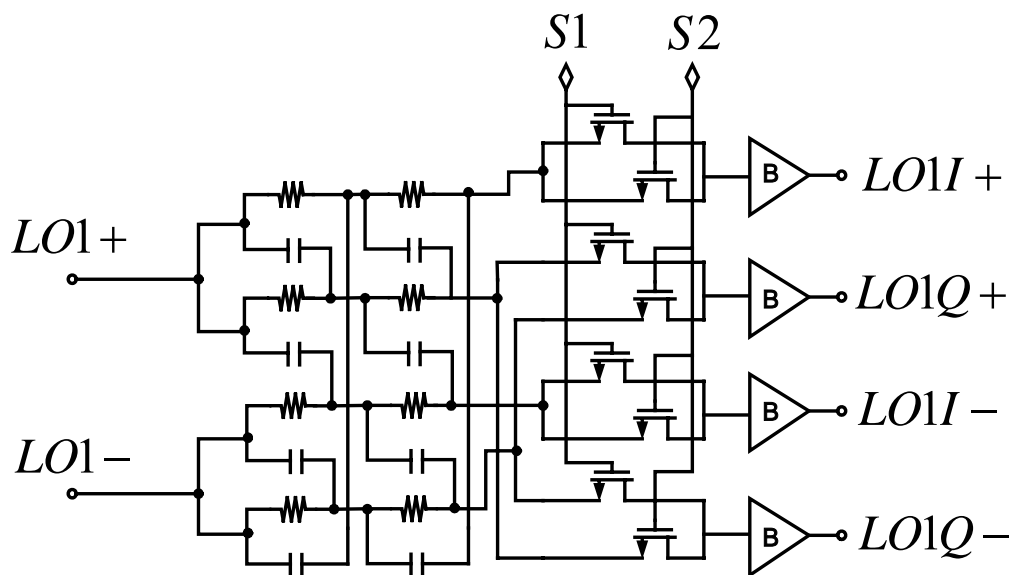


圖2.22 LO1正交訊號產生器及極性切換器

當在5.7GHz 應用時(S1 : high , S2 : low) , LO1訊號輸出訊號的順序為 I+、Q+、I-、Q- , 所以此時 LO1訊號的複數型態可表示成 $e^{-j\omega_{LO1}t}$ 。

當在2.4GHz 應用時(S1 : low , S2 : high) , LO1訊號輸出訊號的順序為 I+、Q-、I-、Q+ , 所以此時 LO1訊號的複數型態可表示成 $e^{j\omega_{LO1}t}$ 。

為了增加此電路驅動混頻器 LO 級的能力 , 所以特別接上了緩衝器(Buffer) , 此緩衝器是用一個簡單的共集極(common collector)放大器完成之。

(6) 輸出緩衝級

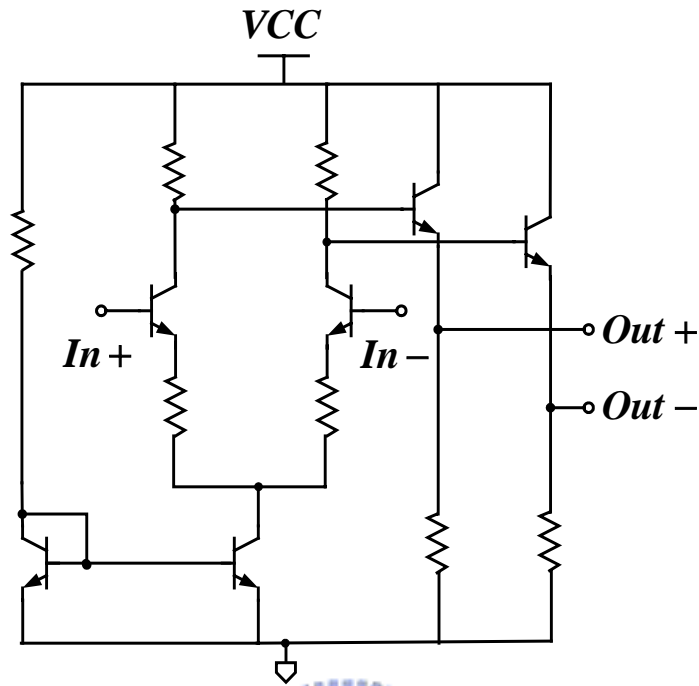


圖2.23 輸出緩衝級

IF 埠的 RC-CR 多相位濾波器造成很大的轉換增益損失，因此在其後面接一個輸出緩衝級增加整個電路的轉換增益。輸出緩衝級由簡單的差動放大器來完成之，並且在輸出端接共集極(common collector) 電路增加驅動能力。

(7) LO1 Signal Generator

LO1 訊號產生器如圖2.24所示。

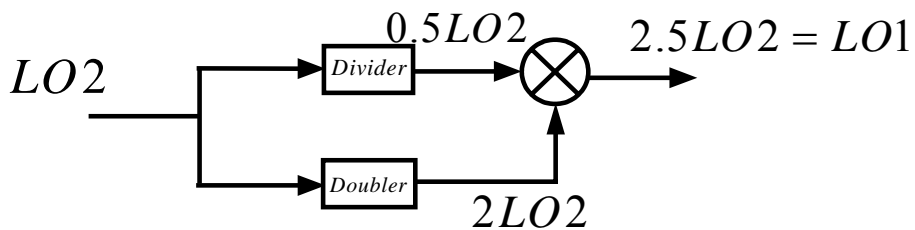
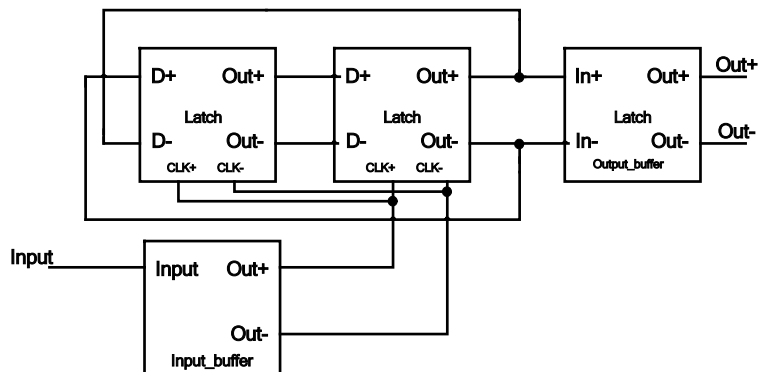


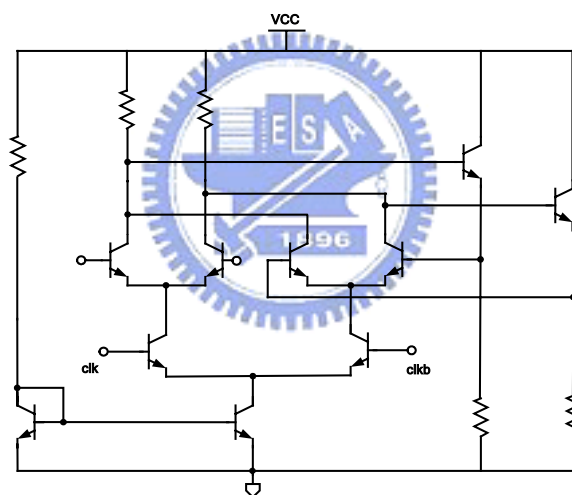
圖2.24 LO1訊號產生器

(a) 除2除法器(Divider)

除2除法器如圖2.25所示。



(a)



(b)

圖2.25 除2除法器(a)除法器系統圖(b)D型存鎖器(D-latch)

(b) 頻率倍頻器(Frequency Doubler)

頻率倍頻器如圖2.26所示。輸入一倍頻的 I、Q 訊號，將會得到兩倍頻的訊號輸出。

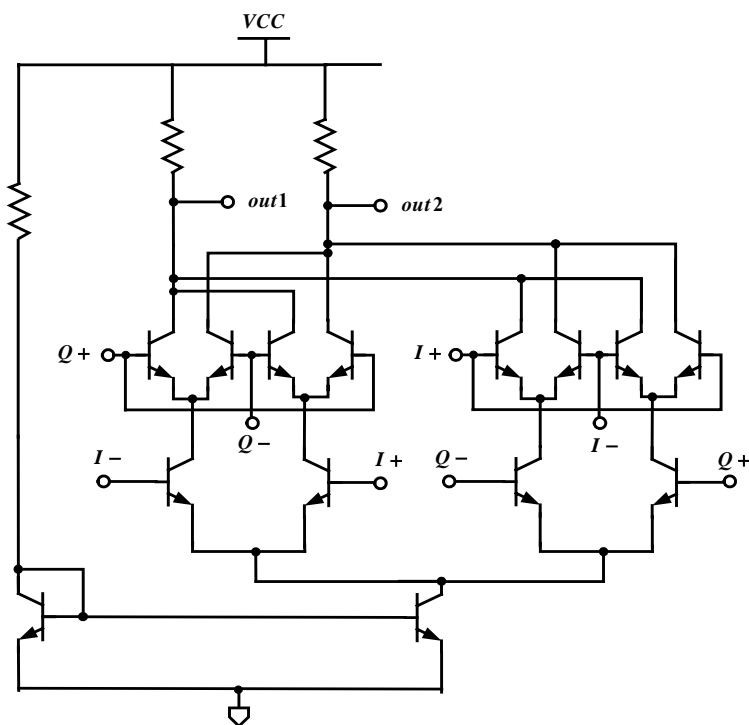


圖2.26 頻率倍頻器

(c) Single Sideband Up Converter。

Single Sideband Up Converter 如圖2.27所示，將除2除法器、頻率倍頻器的輸出混成 $2.5LO_2$ 的頻率以供 LO1 使用。

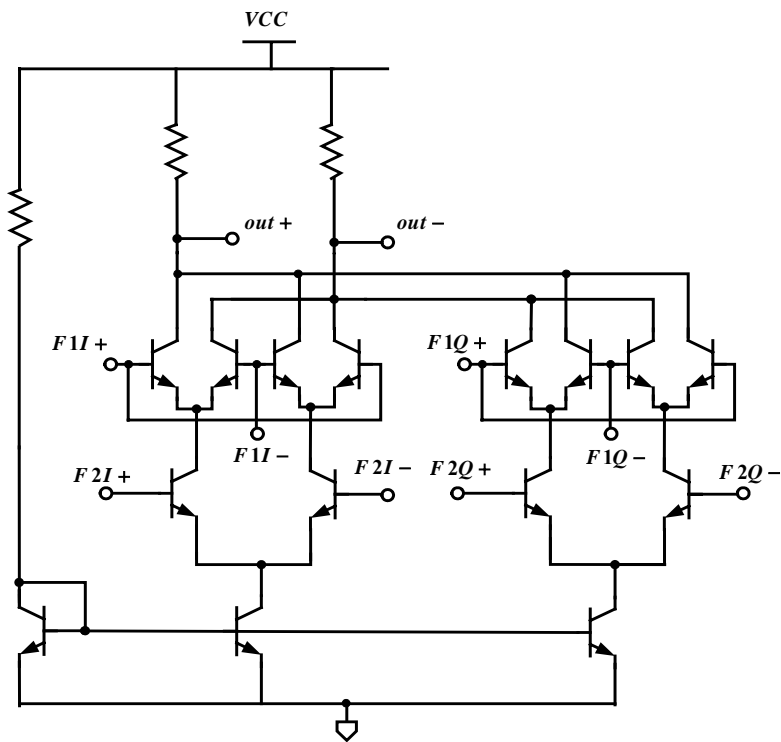
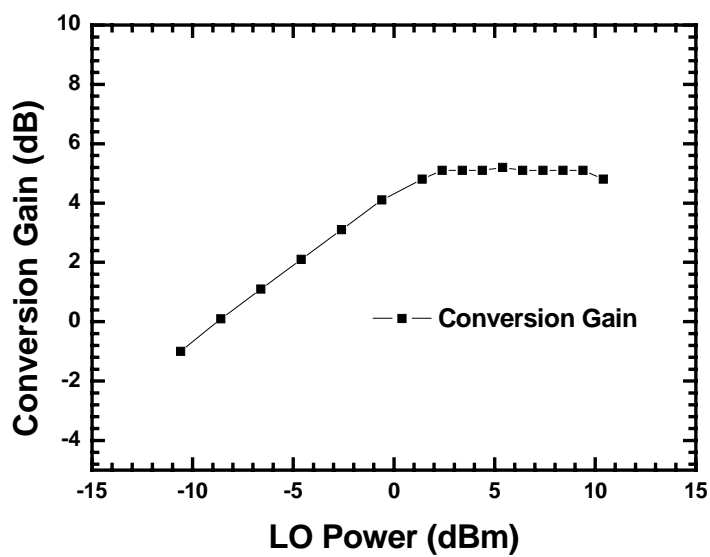


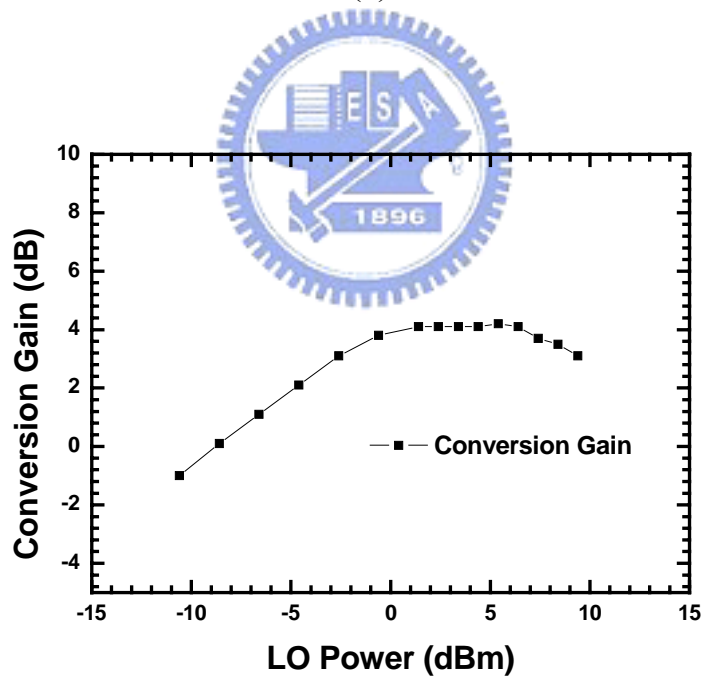
圖2.27 Single Sideband Up Converter



2.4.5 晶片量測結果

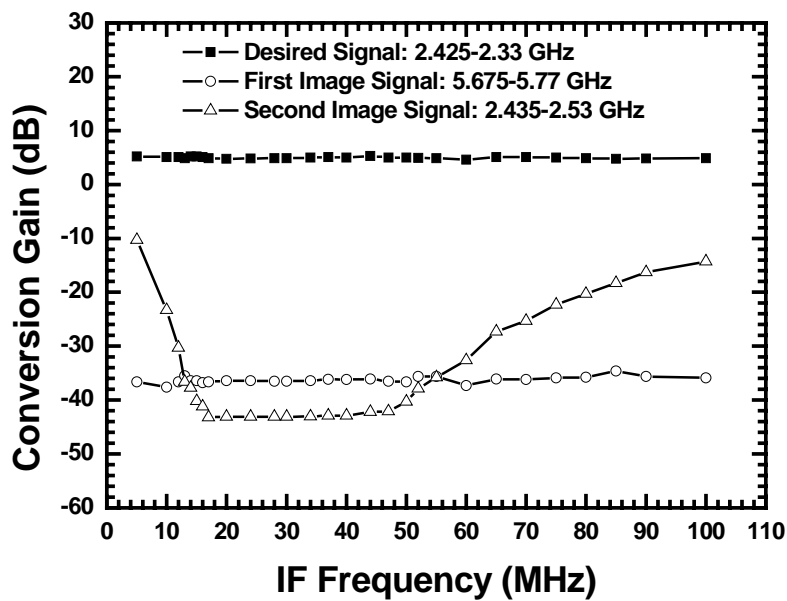


(a)

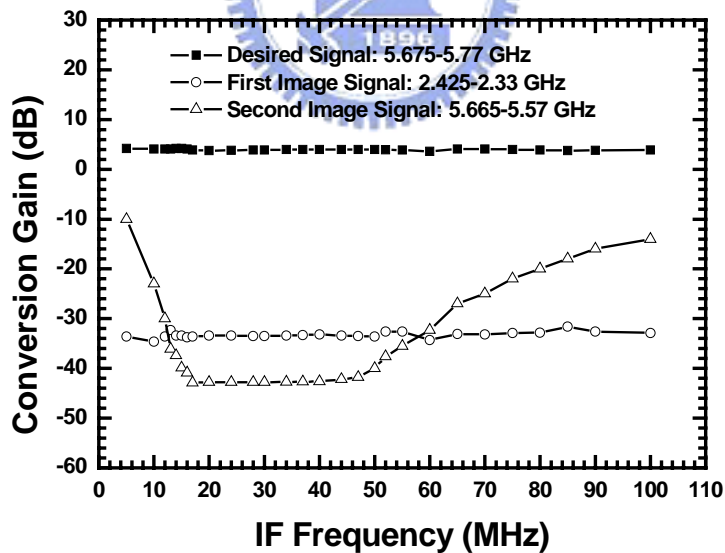


(b)

圖 2.28 轉換增益對 LO 功率 (a)射頻頻率:2.4GHz (b)射頻頻率:5.7GHz

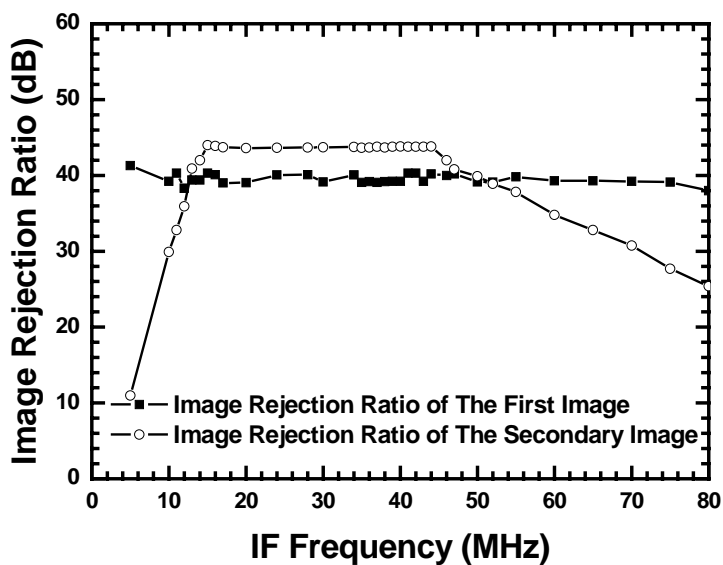


(a)

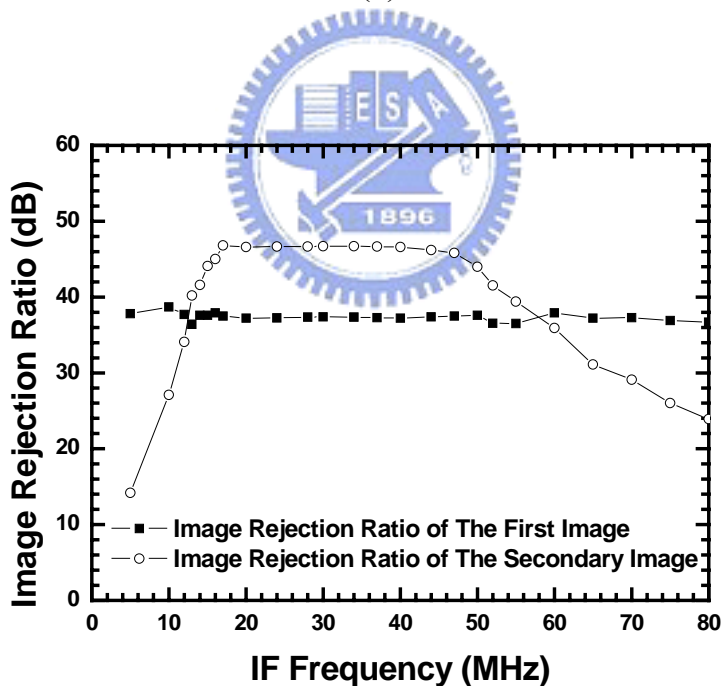


(b)

圖2.29 轉換增益對 IF 頻率(a)射頻中心頻率:2.4GHz (b)射頻中心頻率:5.7GHz



(a)



(b)

圖2.30 鏡像消除比值對 IF 頻率 (a)射頻中心頻率:2.4GHz (b)射頻中心頻率:5.7GHz

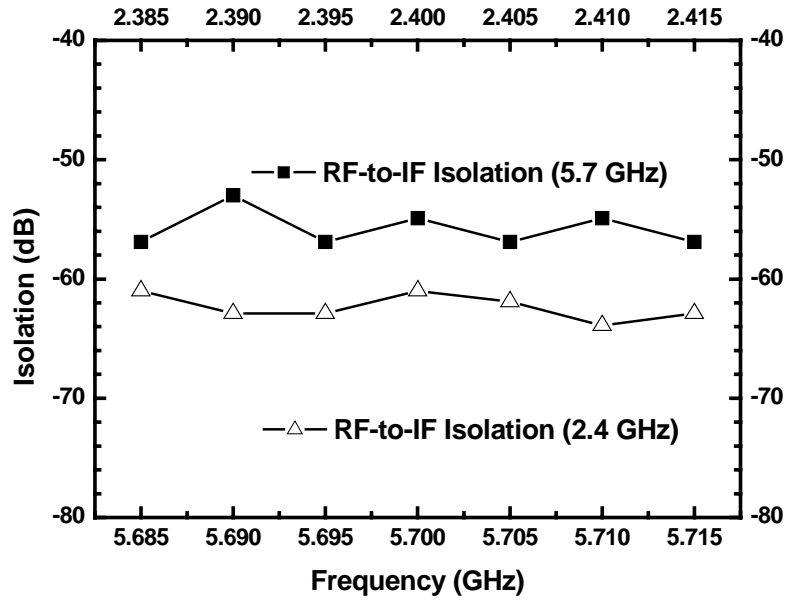


圖2.31 2.4/5.7 GHz RF 埠到 IF 埠隔離度

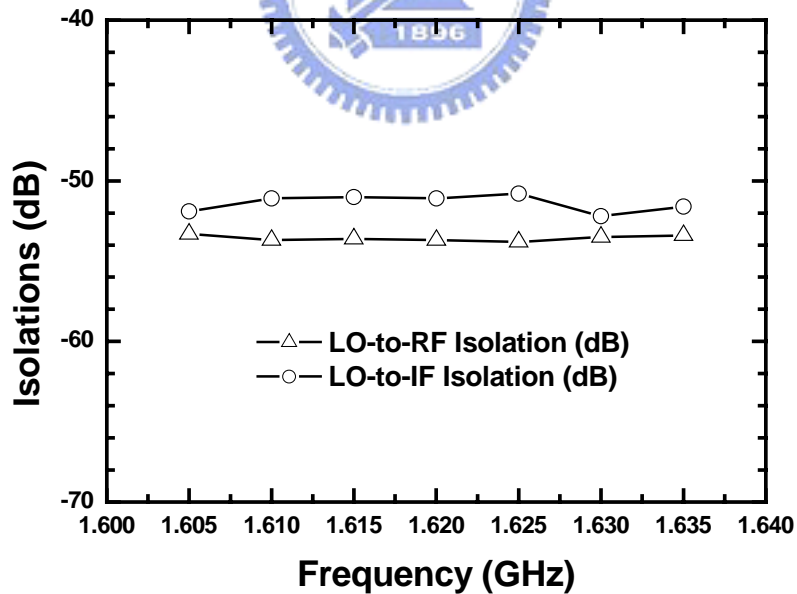


圖2.32 LO 埠到 RF 埠與 LO 埠到 IF 埠隔離度

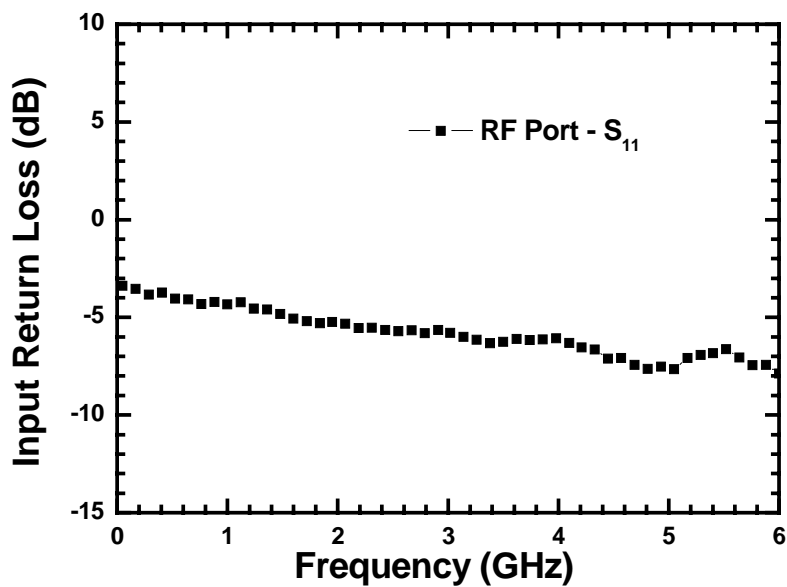


圖2.33 RF 埠輸入返回損耗

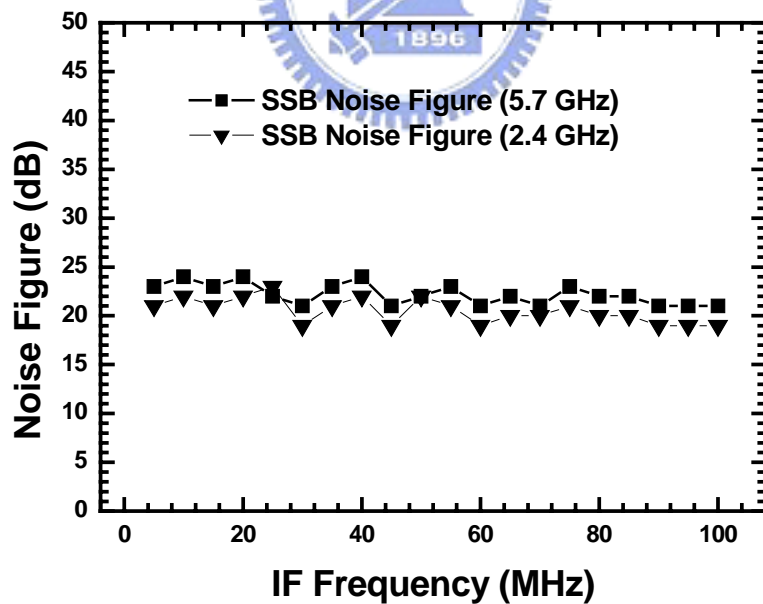


圖2.34 雜訊指數

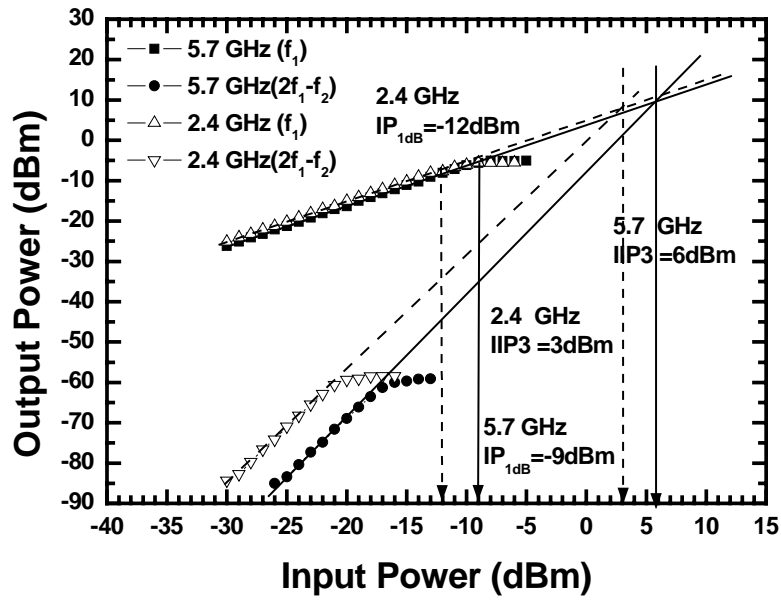


圖2.35 IP_{1dB} 與 IIP₃量測結果

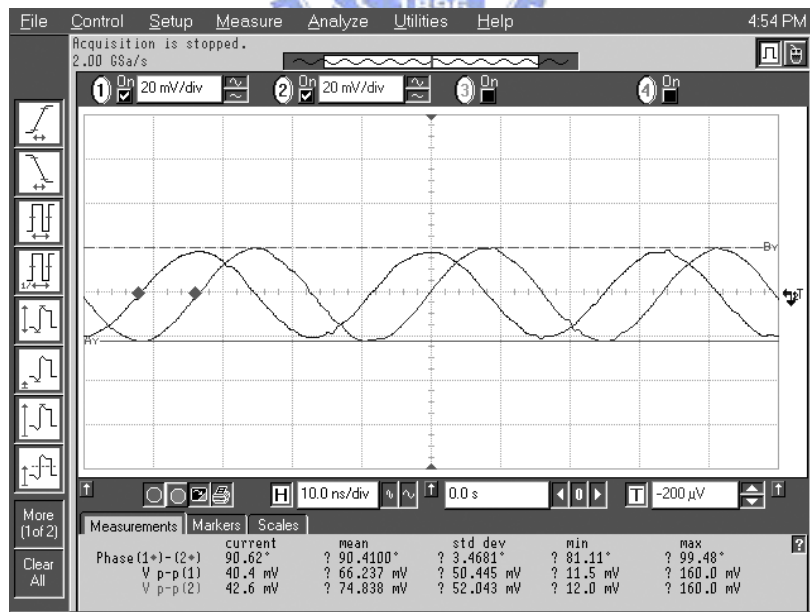


圖2.36 I、Q 通道輸出波形

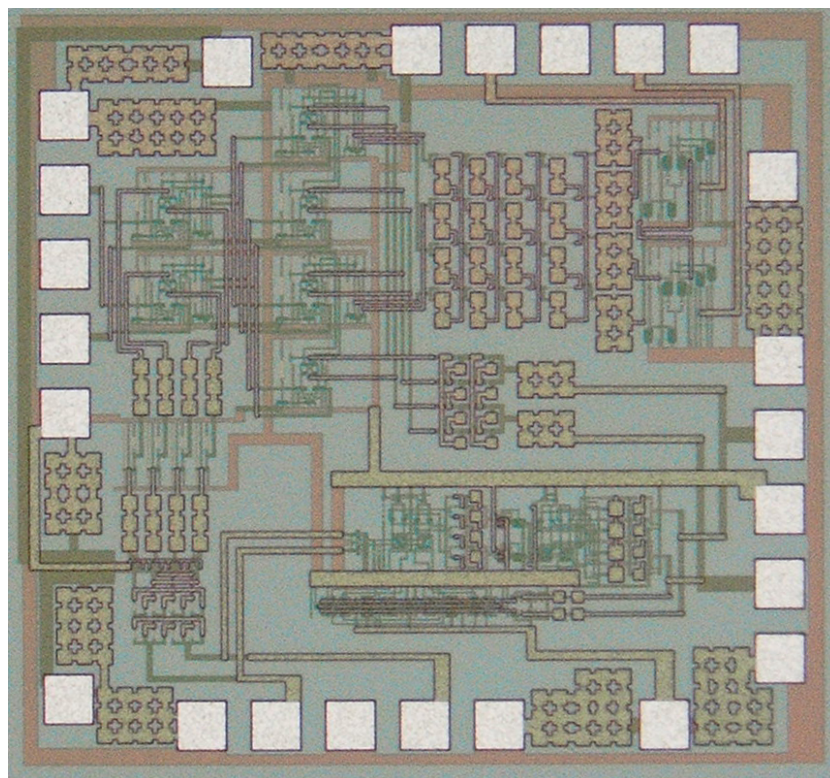


圖2.37 Die Photo



2.4.6 結果與討論

本電路採用 SiGe 製程。晶片照片如圖 2.37 所示，RF、IF、LO 埠皆採用 GSGSG pad，此晶片的面積為 $1.63 \times 1.52 \text{ mm}^2$ 。每個 DC 都加上很多電容作為穩壓之用，主電路的 $VCC=3.3V(50mA)$ ，LO1 產生器的 $VCC=3.3V(10mA)$ ，全部功率消耗為 198mW。本電路為雙頻帶系統，RF 埠輸入頻率為 2.4/5.7GHz，LO1、LO2 的頻率分別為 4.05、1.62GHz，IF 的頻率為 30MHz。

如圖 2.28 所示，當 $RF=2.4GHz$ ，此電路在 LO power 為 1.5dBm 時轉換增益最大約為 5dB；當 $RF=5.7GHz$ ，此電路在 LO power 為 2.5dBm 時轉換增益最大約為 4dB，可見 BJT 不需要太大的 LO 功率。

圖 2.29 可以看到轉換增益對 IF 頻率掃頻的圖形，發現第一鏡像訊號的轉換增益幾乎是平的，因為第一鏡像的移除是靠訊號在頻譜上的移動；而第二鏡像訊號的轉換增益在接近中心頻率有一段區域比較小，遠離中心頻率則變大，且其曲線和 RC-CR 多相位濾波器的頻率響應相同，乃因為第二鏡像訊號是 RC-CR 多相位濾波器消除的。

圖 2.30 是鏡像消除比值對 IF 頻率掃頻的圖形。如圖 2.30(a)，當 RF=2.4 GHz 時，第一鏡像消除比值大約為 40dB，第二鏡像消除比值大約為 44dB；如圖 2.30(b)，當 RF=5.7 GHz 時，第一鏡像消除比值大約為 38dB，第二鏡像消除比值大約為 47dB。

RF 埠到 IF 埠的隔離度如圖 2.31 所示。當 RF=2.4 GHz 時，RF 埠到 IF 埠的隔離度大約為 -63dB，當 RF=5.7 GHz 時，RF 埠到 IF 埠的隔離度大約為 -57dB。

LO 埠到 RF 埠與 LO 埠到 IF 埠隔離度如圖 2.32 所示。LO 埠到 RF 埠大約為 -54 dB，LO 埠到 IF 埠隔離度大約為 -52 dB。

RF 埠輸入返回損耗如圖 2.33 所示。當 RF=2.4 GHz 時， $S_{11}=-5\text{dB}$ ，當 RF=5.7 GHz 時， $S_{11}=-6\text{dB}$ 。

雜訊指數(Noise Figure)如圖 2.34 所示，當 RF=2.4 GHz 時， $NF=-20\text{dB}$ ，當 RF=5.7 GHz 時， $NF=-23\text{dB}$ 。因為此電路沒有針對雜訊指數作最佳化，所以雜訊指數略高。

圖 2.35 是 IP1dB 與 IIP3 量測結果。當 RF=2.4 GHz 時， $IP1\text{dB}=-12\text{dBm}$ ，而 $IIP3=3\text{dBm}$ ，當 RF=5.7 GHz 時， $P1\text{dB}=-9\text{dBm}$ ，而 $IIP3=6\text{dBm}$ 。可見因為轉換增益略小的緣故，所以線性度的表現還不錯。

表 2.2 2.4/5.7GHz Dual-Band Weaver-Hartley Image Rejection Down Converter (SiGe 0.35um) Summary

Item	2.4 GHz	5.7 GHz
IF Bandwidth (MHz)	14-46	14-46
Conversion Gain (dB)	5	4
Image Rejection Ratio of the First Image (dB)	40	38
Image Rejection Ratio of the Secondary Image (dB)	44	47
IP_{1dB} (dBm)	-12	-9
IIP_3 (dBm)	3	6
Input S_{11} (dB)	-5	-6
LO-to-RF Isolation (dB)	-54	-54
LO-to-IF Isolation (dB)	-52	-52
RF-to-IF Isolation (dB)	-63	-57
Single Sideband Noise Figure (dB)	20	23



2.5 實作，2.4/5.7GHz Dual-Band Weaver-Hartley Image Rejection Down Converter(CMOS 0.18 μ m)

2.5.1 研究動機

CMOS 是現今最受歡迎的製程之一，可以和基頻(Base Band)電路直接整合在一起。在此利用 CMOS(0.18 μ m)製程設計雙頻帶威福-哈特利鏡像消除降頻器，基本原理和2.4節一樣。

2.5.2 系統頻率規畫

頻率規畫和2.4.2節一樣，請看圖2.12的雙頻帶複數訊號頻譜分析和表2.1的雙頻帶威福-哈特利降頻器頻率規畫。唯一不同的是在這裡第一本地震盪訊號是外給的，而第二本地震盪訊號是由第一本地震盪訊號產生的。



2.5.3 整體系統架構

雙頻帶威福-哈特利降頻器系統架構圖如圖2.38所示。整個系統包括：

1. Dual-Band Weaver-Hartley Down Converter

- (1) 第一級混頻器
- (2) 第二級混頻器
- (3) 四級 RC-CR 多相位濾波器
- (4) LO2正交訊號產生器
- (5) LO1正交訊號產生器及極性切換器 (Switch)
- (6) 輸出緩衝級。

2.LO2 Signal Generator

(1)除5除法器(Divider) (2)頻率倍頻器(Frequency Doubler)。

第一本地震盪訊號是外給的($LO1=4.05\text{GHz}$)，先經過除5除法器(Divider)得到 $1/5LO1=0.81\text{ GHz}$ 的訊號，再經過頻率倍頻器(Frequency Doubler)得到 $2/5LO1=LO2=1.62\text{ GHz}$ 的訊號。

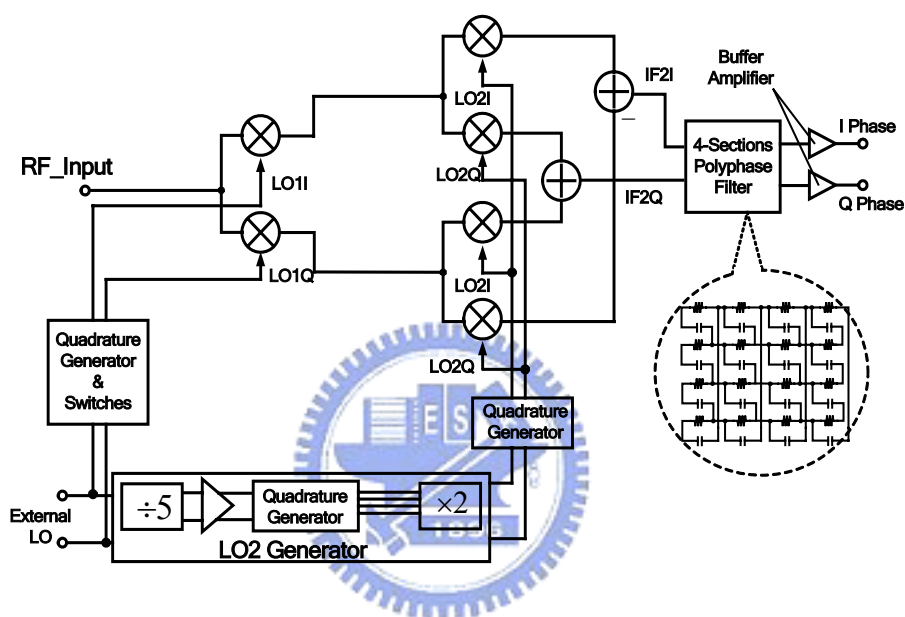


圖2.38 雙頻帶威福-哈特利降頻器系統

2.5.4 電路設計

詳細的電路圖如圖2.39所示。接下來分別來看其中的一些小電路。

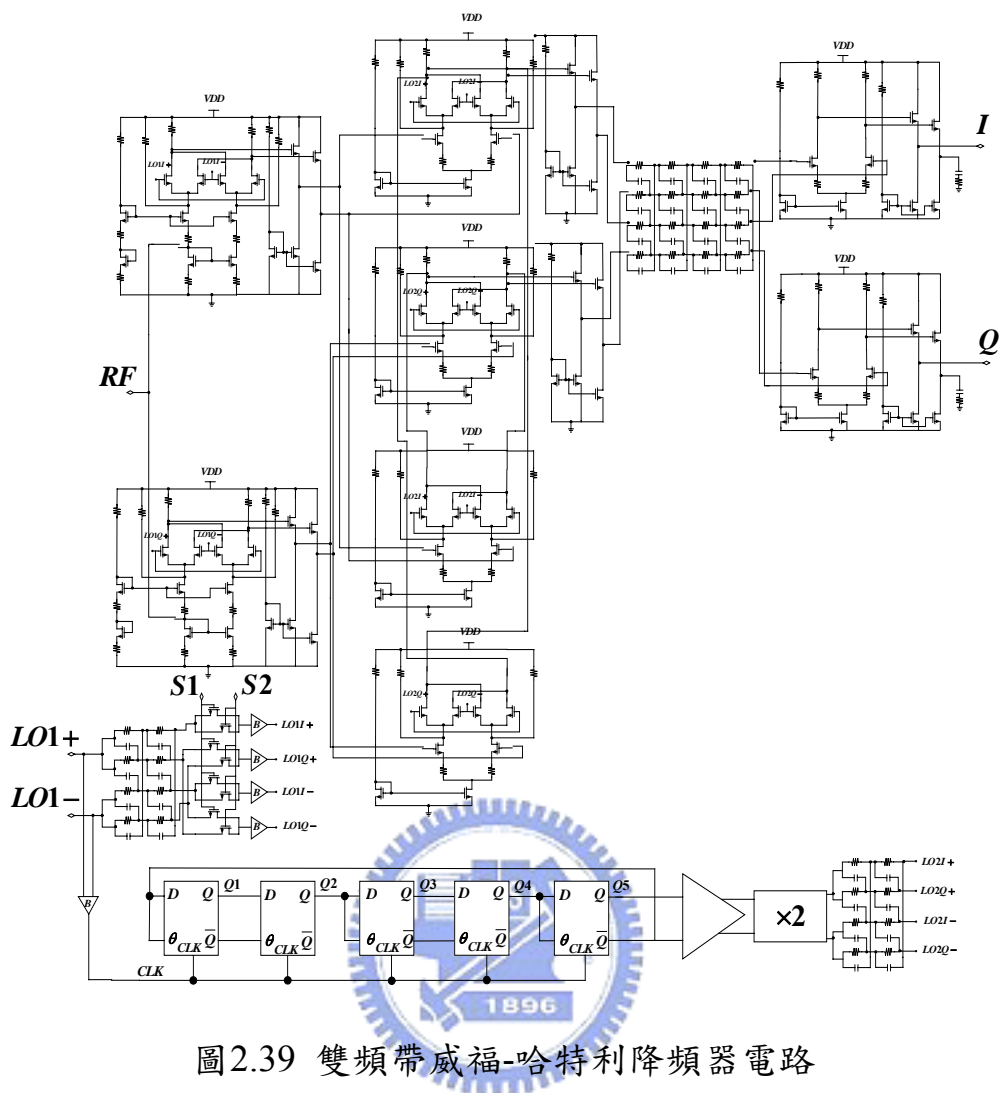


圖2.39 雙頻帶威福-哈特利降頻器電路

(1) 第一級混頻器(First Stage Mixer)

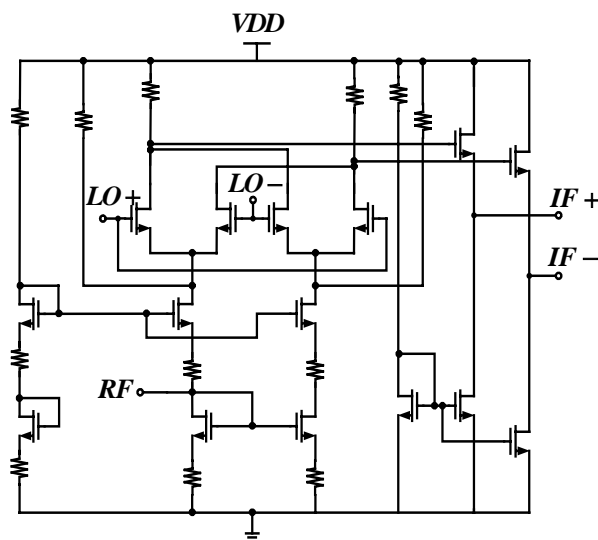


圖2.40 第一級混頻器:微混頻器

第一級混頻器採用微混頻器(Micromixer)的架構[12]，因此 RF 埠有寬頻的阻抗匹配。為了能夠在低壓操作下負載的電阻值還能放的夠大，所以使用了 current bleeding 的技巧，如圖2.40所示。

(2) 第二級混頻器(Second Stage Mixer)

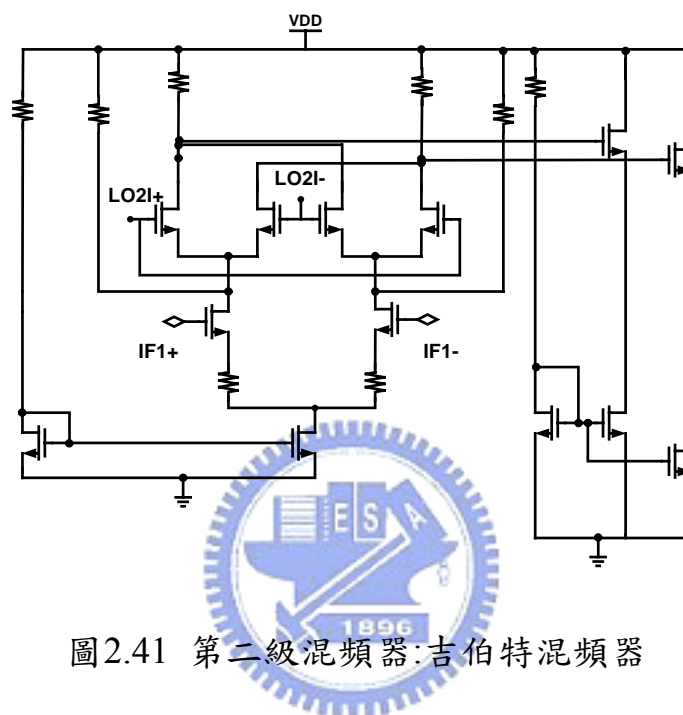


圖2.41 第二級混頻器:吉伯特混頻器

第二級混頻器採用雙平衡吉伯特混頻器(Double Balance Gilbert Mixer)，如圖2.41所示。然後 I-通道和 Q-通道的訊號再分別接成 II-QQ 與 IQ+QI。

(3) RC-CR 多相位濾波器(Polyphase Filter) (4) LO2正交訊號產生器 (5) LO1正交訊號產生器及極性切換器(Switch) (6) 輸出緩衝級
以上的電路皆和2.4.4節中的設計相同，只是將 SiGe 的製程改成 CMOS 製程。

(7) LO2 Signal Generator

LO2訊號產生器如圖2.42所示。

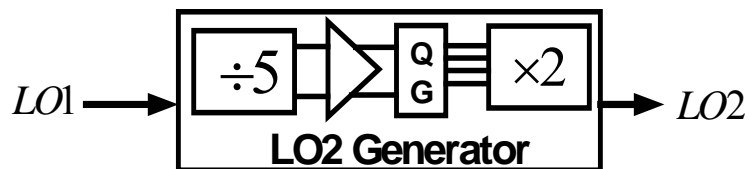
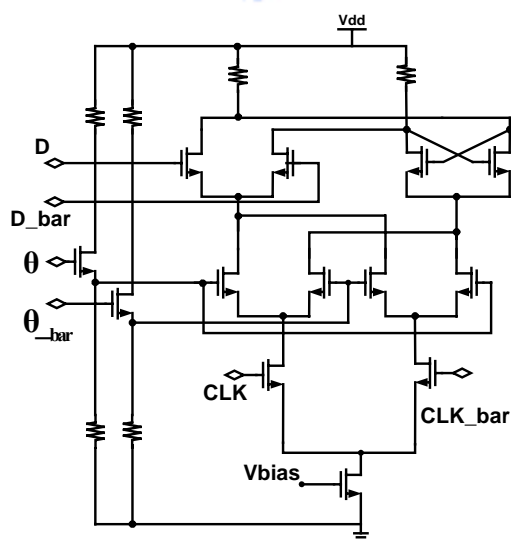
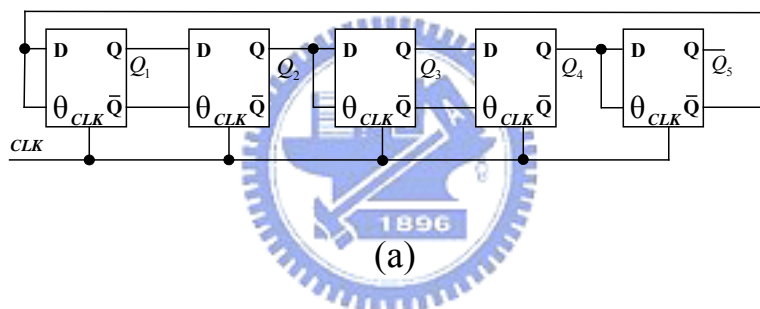


圖2.42 LO2訊號產生器

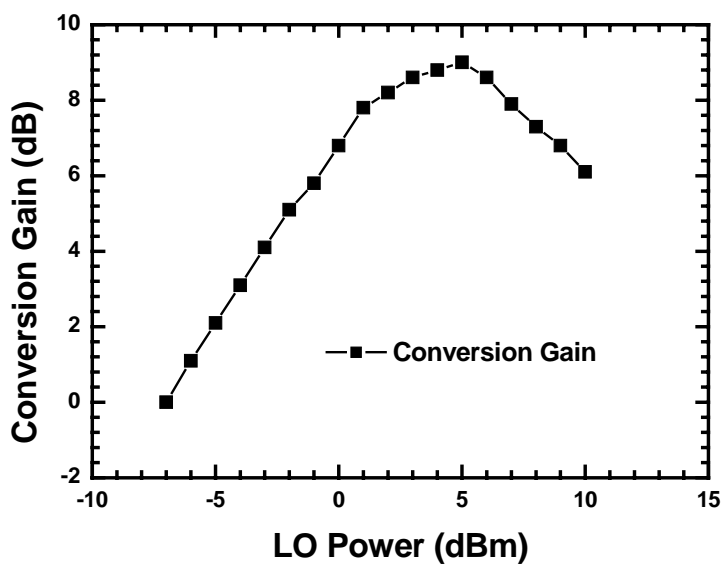
(a) 除5除法器(Divider)

除5除法器如圖2.43所示。

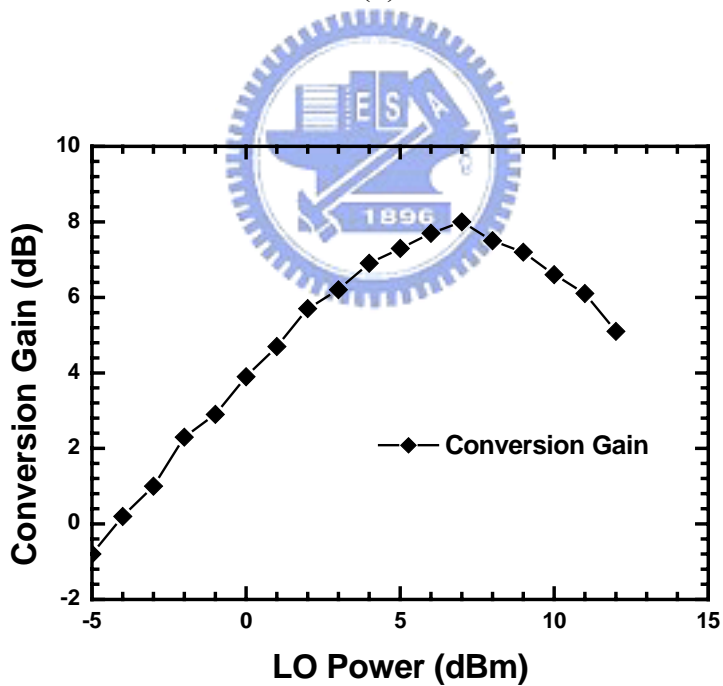


(b)

圖2.43 除5除法器(a)除法器系統圖(b)D型存鎖器(D-latch)

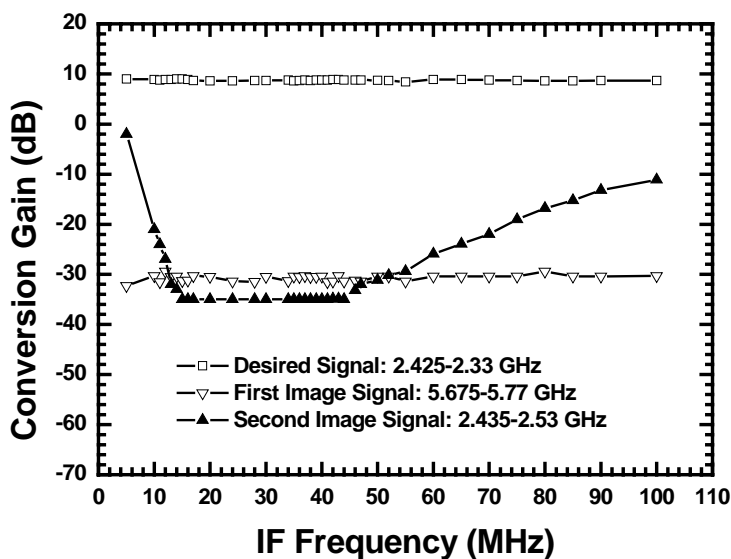


(a)

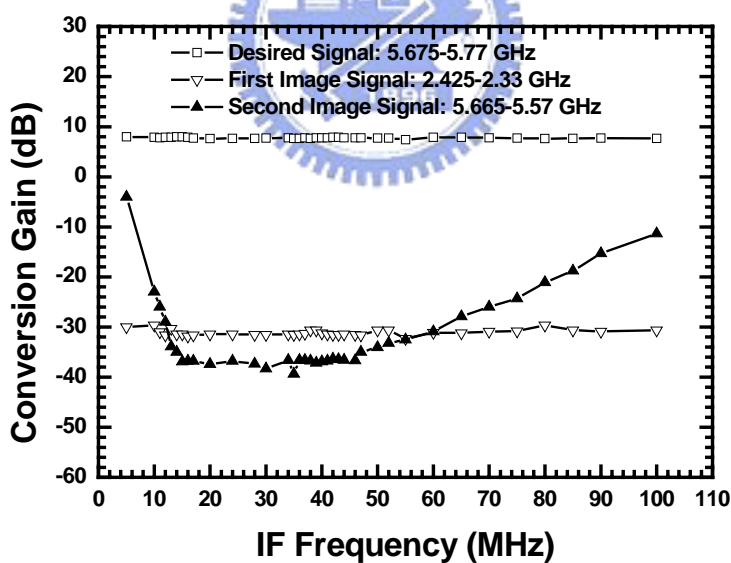


(b)

圖2.45 轉換增益對 LO 功率 (a)射頻頻率:2.4GHz (b)射頻頻率:5.7GHz

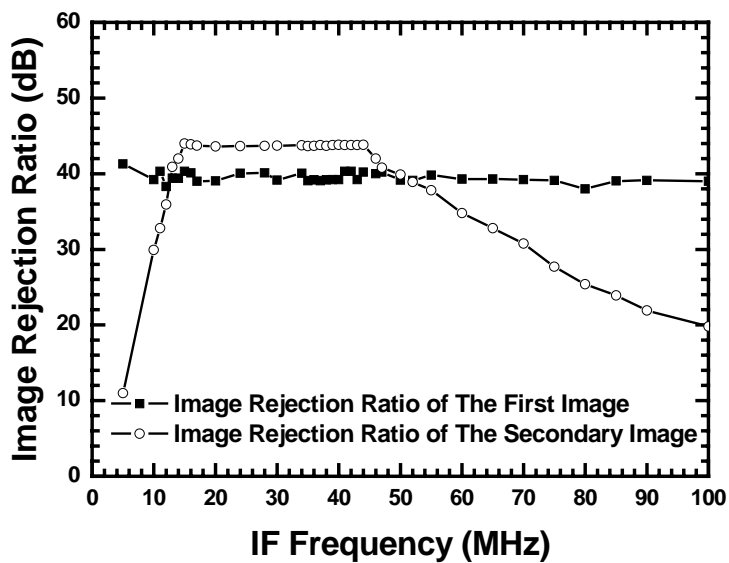


(a)

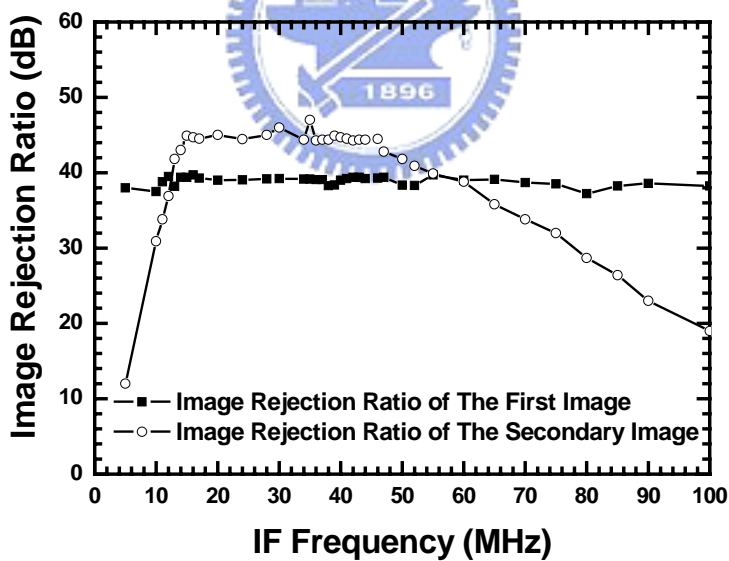


(b)

圖2.46 轉換增益對 IF 頻率(a)射頻中心頻率:2.4GHz (b)射頻中心頻率:5.7GHz



(a)



(b)

圖2.47 鏡像消除比值對 IF 頻率 (a)射頻中心頻率:2.4GHz (b)射頻中心頻率:5.7GHz

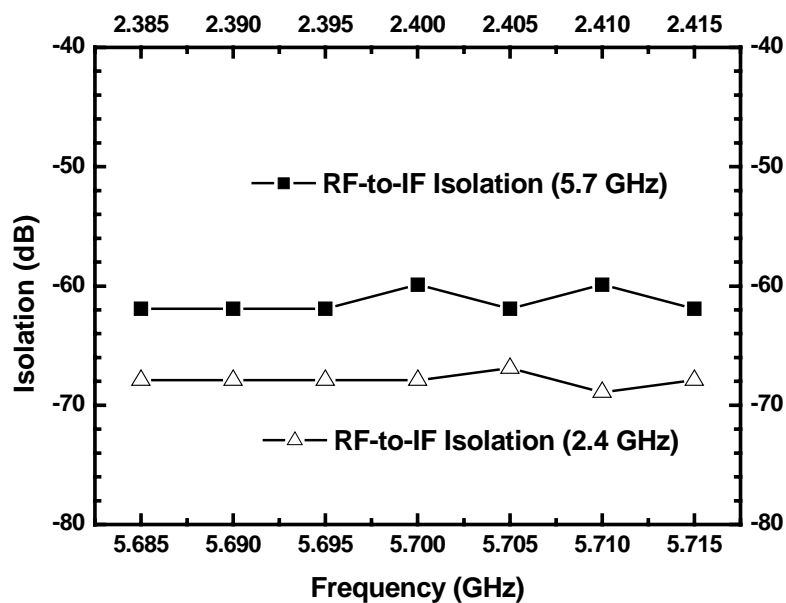


圖2.48 2.4/5.7 GHz RF 埠到 IF 埠隔離度

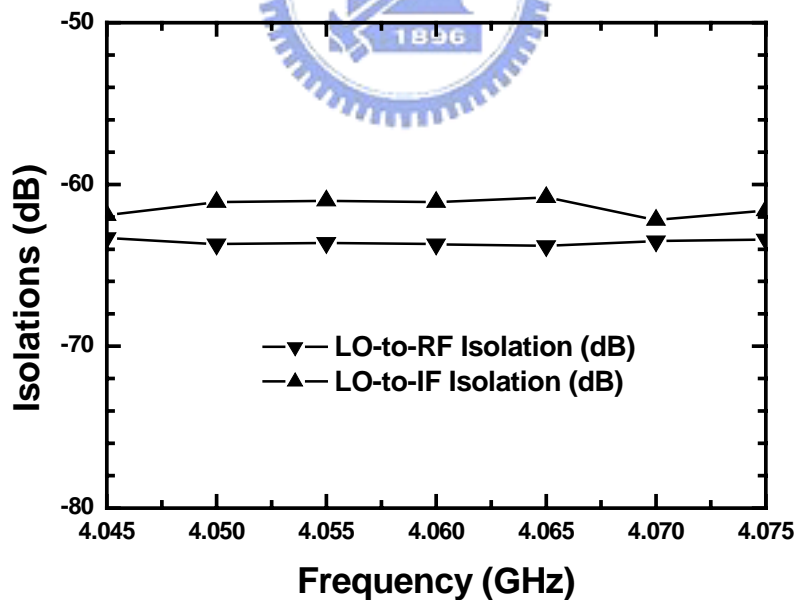


圖2.49 LO 埠到 RF 埠與 LO 埠到 IF 埠隔離度

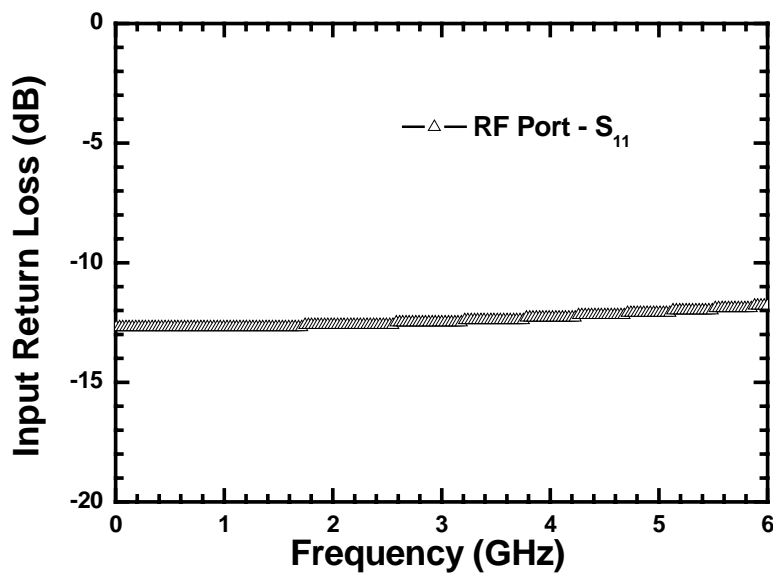


圖2.50 RF 埠輸入返回損耗

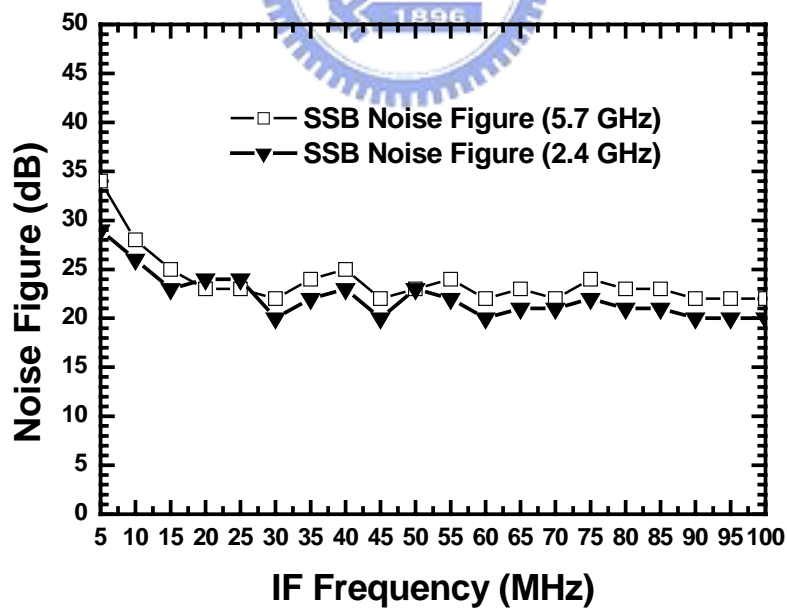


圖2.51 雜訊指數

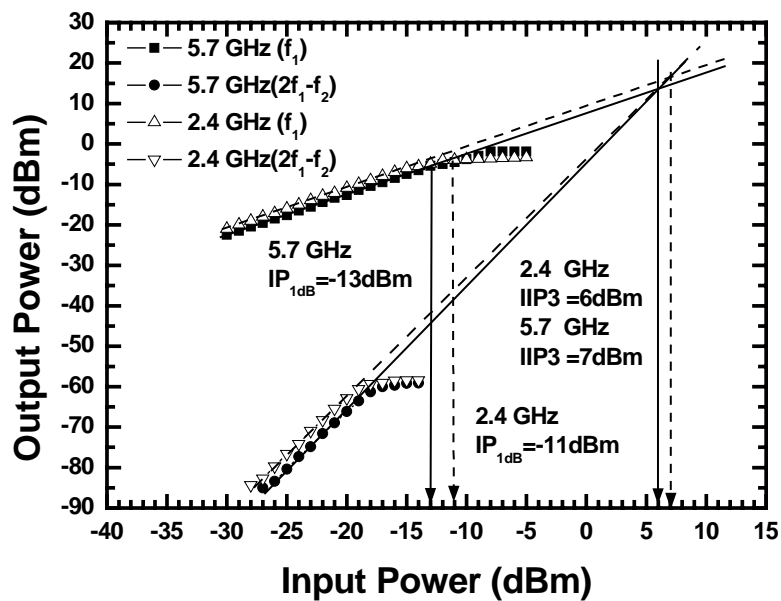


圖2.52 IP1dB 與 IIP3 量測結果

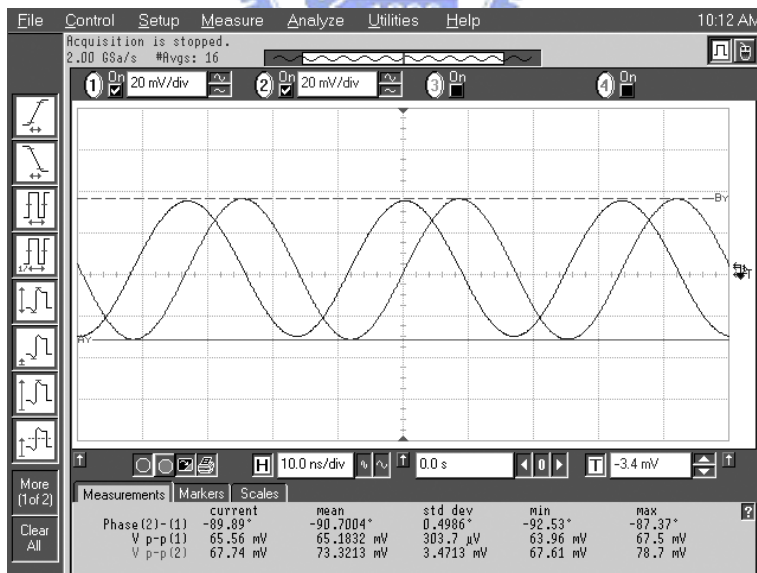


圖2.53 I、Q 通道輸出波形

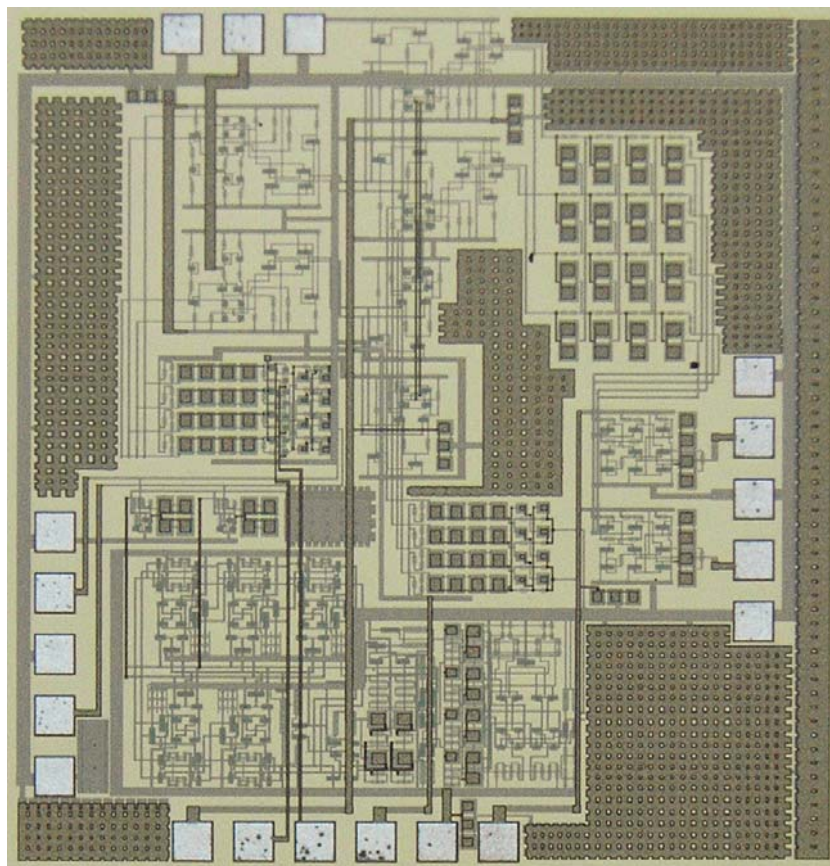


圖2.54 Die Photo

2.5.6 結果與討論

本電路採用 CMOS 製程。晶片照片如圖 2.54 所示，RF 埠採用 GSG pad，IF、LO 埠皆採用 GSGSG pad，此晶片的面積為 $2 \times 2 \text{mm}^2$ 。每個 DC 都加上很多電容作為穩壓之用，6 個混頻器的 $V_{DD}=1.8\text{V}(30\text{mA})$ ，LO2 訊號產生器的 $V_{DD}=2.5\text{V}(30\text{mA})$ ，輸出緩衝級的 $V_{DD}=2.5\text{V}(10\text{mA})$ ，全部功率消耗為 154mW。本電路為雙頻帶系統，RF 埠輸入頻率為 2.4/5.7GHz，LO1、LO2 的頻率分別為 4.05、1.62GHz，IF 的頻率為 30MHz。

如圖 2.45 所示，當 $RF=2.4\text{GHz}$ ，此電路在 LO power 為 5dBm 時轉換增益最大約為 9dB；當 $RF=5.7\text{GHz}$ ，此電路在 LO power 為 7dBm 時轉換增益最大約為 8dB。可見轉換增益的表現還不錯，而且在 $RF=2.4\text{GHz}$ 時比在 $RF=5.7\text{GHz}$ 所需要的 LO power 比較小。

圖 2.46 可以看到轉換增益對 IF 頻率掃頻的圖形，發現第一鏡像訊號的轉換增益幾乎是平的，因為第一鏡像的移除是靠訊號在頻譜上的移動；而第二鏡像訊號的轉換增益在接近中心頻率有一段區域比較小，遠離中心頻率則變大，且其曲線和 RC-CR 多相位濾波器的頻率響應相同，乃因為第二鏡像訊號是 RC-CR 多相位濾波器消除的。

圖 2.47 是鏡像消除比值對 IF 頻率掃頻的圖形。如圖 2.49(a)，當 $RF=2.4\text{GHz}$ 時，第一鏡像消除比值大約為 40dB，第二鏡像消除比值大約為 46dB；如圖 2.49(b)，當 $RF=5.7\text{GHz}$ 時，第一鏡像消除比值大約為 40dB，第二鏡像消除比值大約為 45dB。

RF 埠到 IF 埠的隔離度如圖 2.48 所示。當 $RF=2.4\text{GHz}$ 時，RF 埠到 IF 埠的隔離度大約為 -68dB，當 $RF=5.7\text{GHz}$ 時，RF 埠到 IF 埠的隔離度大約為 -60dB。

LO 埠到 RF 埠與 LO 埠到 IF 埠隔離度如圖 2.49 所示。LO 埠到 RF 埠大約為 -64dB，LO 埠到 IF 埠隔離度大約為 -62 dB。

RF 埠輸入返回損耗如圖 2.50 所示。當 $RF=2.4\text{GHz}$ 時， $S_{11}=-12\text{dB}$ ，當 $RF=5.7\text{GHz}$ 時， $S_{11}=-12\text{dB}$ ，可見因為第一級是微混頻器的緣故，輸入阻抗匹配是寬頻的。

雜訊指數(Noise Figure)如圖 2.51 所示，當 $RF=2.4\text{GHz}$ 時， $NF=-23\text{dB}$ ，當 $RF=5.7\text{GHz}$ 時， $NF=-25\text{dB}$ 。因為此電路沒有針對雜訊指數作最佳化，所以雜訊指數略高。

圖 2.52 是 IP_{1dB} 與 IIP_3 量測結果。當 $RF=2.4$ GHz 時， $IP_{1dB}=-11$ dBm，而 $IIP_3=6$ dBm，當 $RF=5.7$ GHz 時， $P_{1dB}=-13$ dBm，而 $IIP_3=7$ dBm。可見線性度的表現良好。

表 2.3 2.4/5.7GHz Dual-Band Weaver-Hartley Image Rejection Down Converter (CMOS 0.18 μ m) Summary

Item	2.4 GHz	5.7 GHz
IF Bandwidth (MHz)	12-48	12-48
Conversion Gain (dB)	9	8
Image Rejection of the First Image (dB)	40	40
Image Rejection of the Secondary Image (dB)	46	45
IP_{1dB} (dBm)	-11	-13
IIP_3 (dBm)	6	7
Input S_{11} (dB)	-12	-12
LO-to-RF Isolation (dB)	-64	-64
LO-to-IF Isolation (dB)	-62	-62
RF-to-IF Isolation (dB)	-68	-60
Single Sideband Noise Figure (dB)	23	25