

# 混合式影像消除接收機之設計，模擬，與驗證

陳俊全<sup>(1)</sup>，黃家齊<sup>(2)</sup>

交通大學電信工程系

新竹市大學路 1001 號

Email: [u8413809@cc.nctu.edu.tw](mailto:u8413809@cc.nctu.edu.tw)<sup>(1)</sup>, [huangcc@cc.nctu.edu.tw](mailto:huangcc@cc.nctu.edu.tw)<sup>(2)</sup>

TEL: 03-5712121 轉 54579<sup>(1)</sup>, 54510<sup>(2)</sup>

國科會計畫編號：89-2213-E-009-182

**摘要：**本篇文章在描述一個混合式影像消除接收機架構，並且藉由電腦模擬及實驗的方式來驗證所設計的接收機效能。這個混合式影像消除接收機架構包含有一個修正後的 Hartley 影像消除混波器及一個數位影像消除處理器。修正後的 Hartley 影像消除混波器產生兩個數位訊號的輸出。其中一個具有比較強的欲取訊號，另外一個具有比較強的影像訊號。而數位影像消除處理器首先量測出類比元件的不一致性(Mismatch)，然後再藉由補償不一致性的效應來消除影像訊號。根據電腦模擬的結果，所提出的混合式影像消除接收機效能比傳統的 Hartley 影像消除接收機效能提升許多。另外在實驗方面，我們利用一顆 2.4GHz CMOS 0.25um 製程的射頻接收機測試晶片中的混波器及數位示波器來產生數位訊號，然後再藉由 LabView 圖形介面儀器控制電腦軟體來模擬所提出的數位影像消除處理器。根據實驗的結果，所提出的混合式影像消除接收機也表現出不錯的效能。

**關鍵詞：**數位式不一致性補償、混合式影像消除接收機、低中頻、增益不一致性、相位不一致性

## 一、背景簡介

近年來，個人無線通訊產品趨向於低功率、體積小的開發與製造。其中，射頻模組的積體化是整個無線電通訊產品達到短小輕薄的重要關鍵。低中頻的接收機架構是屬於適合應用在積體電路設計與製作的一種射頻接收機架構。然而，由於中頻較低，所以會有嚴重的影像訊號(Image Signal)干擾現象產生。在 1928 年，Hartley 從單邊(Single-SideBand, SSB)調變的方法當中，提出一種類比式影像消除接收機架構[1]。理想上，此架構可以將影像訊號完全消除而得到欲取訊號(Desired signal)。但是在實際上，由於類比元件不一致(Mismatching)的特性，Hartley 所提出的架構並不能完全消除影像訊號，而且此架構所能達到的影像訊號消除比例(Image Rejection Ratio)是由類比元件的一致性(Matching)來決定。所以，如何提高影像消除比例進而達成整個射頻模組的積體化一直是低中頻接收機架構面臨的重要課題。

傳統上提高影像消除比例的法則是根據 Hartley 所提出的架構，製作出一致性較佳的實際電路。在 U.S. Patent 5140198 當中，它提出一個影像消除混頻器的積體化線路。此線路是根據 Hartley 的架構，將整個影像消除混頻器製作在單一晶片上，並且提供一個外接的可調式電阻來補償元件的不一致性。雖然積體化的電路元件會有較好的一致性，然而在實際製造過程中仍然會有元件的誤差，所以要達到較高的影像消除規格，必須使用外接電阻做

微調，仍舊是非常的困難。在 1999 年，Li Yu 和 M. Snelgrove 在基頻利用最小均方(Least-mean-square)演算法及適應性雜訊消除技術(Adaptive noise cancellation technique)來補償類比元件產生的不一致性[2]。然而此種影像訊號消除架構需要相當高的計算量。

因此，本計畫的主要目標是要提出一個適合積體電路製作的混合式影像消除接收機架構。我們希望能夠將傳統的 Hartley 影像消除接收機架構加以修改，使得射頻訊號經過此修改過的射頻前端電路後得到兩個基頻數位訊號。其中一個訊號以欲取訊號為主，而另外一個訊號以影像訊號為主。然後我們再以低複雜度的數位訊號處理方式來改善影像訊號消除比例，以減輕類比元件中一致性(Matching)的要求，進而達到無線電低中頻接收機積體電路化的目的。

## 二、混合式影像消除接收機架構

圖一所顯示的是混合式影像消除接收機的簡化方塊圖。這個混合式影像消除接收機可以分成兩個部分。其中一個部分是修正後的 Hartley 影像消除混波器，另一個部分是數位影像消除處理器。這個修正後的 Hartley 影像消除混波器產生兩個由欲取訊號(Desired signal)與影像訊號(Image signal)所組成的輸出訊號  $A_E$  與  $B_E$ 。其中  $A_E$  訊號是由較強的欲取訊號與較弱的影像訊號所組成；而  $B_E$  訊號則是由較強的影像訊號與較弱的欲取訊號所組成。而數位影像消除處理器則是利用  $A_E$  訊號與  $B_E$  訊號來達到更高比例的影像訊號消除。

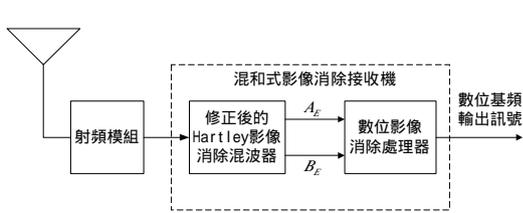
接下來，我們將先介紹修正後的 Hartley 影像消除混波器，接著介紹單級影像消除處理器，然後再介紹多級影像消除處理器。

1) 修正後的 Hartley 影像消除混波器：圖二顯示的是修正後的 Hartley 影像消除混波器的方塊圖。這個混波器基本上是延伸 Hartley 影像消除接收機的法則。假設射頻輸入訊號  $\epsilon_{in}(t)$  可以表示成

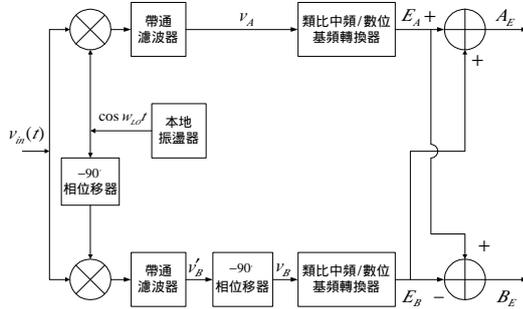
$$\epsilon_{in}(t) = \Re\{S(t)e^{j\omega_c t}\} + \Re\{I(t)e^{j\omega_c t}\} \quad (1)$$

其中， $\Re\{x\}$  代表實數部分，第一項是欲取訊號，而第二項是影像訊號。 $S(t)$  和  $I(t)$  則分別是欲取訊號與影像訊號的等效基頻訊號。

$$\begin{aligned} S(t) &= x_s(t) + j\hat{y}_s(t) \\ I(t) &= x_i(t) + j\hat{y}_i(t) \end{aligned} \quad (2)$$



圖一、混合式影像消除接收機的簡化方塊圖



圖二、修正後的 Hartley 影像消除混波器

同時，我們假設  $w_s - w_{LO} = w_{LO} - w_i = w_{IF}$ ，其中  $w_{LO}$  是本地振盪頻率， $w_{IF}$  是一低中頻的頻率。因此，我們可以得到上分支路徑的訊號  $v_A$  為

$$v_A = \Re\left\{\left[\frac{1}{2}x_s(t) + \frac{1}{2}x_i(t) + j\left(\frac{1}{2}y_s(t) - \frac{1}{2}y_i(t)\right)\right] \cdot e^{jw_{IF}t}\right\}. \quad (3)$$

而在下分支路徑當中，由於我們假設兩分支路徑的增益差異  $m$ ，及相位差異  $\sigma$ ，所以我們將輸入訊號  $\epsilon_{in}$  乘上  $m \cdot \cos(w_{LO}t - 90^\circ - \sigma)$  之後，可以得到  $v_B$  為

$$\begin{aligned} v_B &= \frac{1}{2}mx_s(t)\cos(w_{IF}t + 90^\circ + \sigma) - \frac{1}{2}my_s(t) \\ &\quad \cdot \sin(w_{IF}t + 90^\circ + \sigma) + \frac{1}{2}mx_i(t)\cos(w_{IF}t - 90^\circ - \sigma) \\ &\quad + \frac{1}{2}my_i(t)\sin(w_{IF}t - 90^\circ - \sigma). \end{aligned} \quad (4)$$

在經過  $-90^\circ$  的相位移及類比/數位轉換器之後，我們分別可以得到上分支路徑下分支路徑的離散時間(Discrete-time)輸出訊號分別為

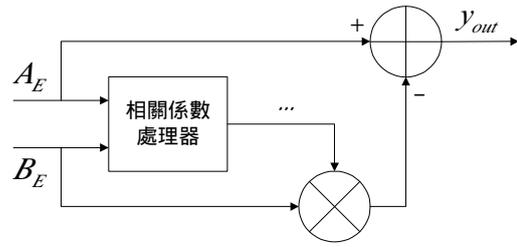
$$\begin{aligned} A_E &= h_1 S(n) + h_2 I^*(n) \\ B_E &= h_2^* S(n) + h_1 I^*(n) \end{aligned} \quad (5)$$

其中， $n$  是離散時間序數，

$$h_1 = \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2}m\cos\sigma\right) + j\frac{1}{2}m\sin\sigma$$

$$h_2 = \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{2}m\cos\sigma\right) + j\frac{1}{2}m\sin\sigma$$

根據式(5)，我們觀察到  $A_E$  欲取訊號的增益為  $h_1$ ，而影像訊號的增益為  $h_2$ 。另一方面，我們觀察到  $B_E$



圖三、單級影像消除處理器

中的欲取訊號的增益為  $h_1^*$ ，而影像訊號的增益為  $h_1$ 。一般而言，當  $m$  趨近於 1 而  $\sigma$  趨近於 0 時， $|h_1| \gg |h_2|$ 。因此，輸出訊號  $A_E$  當中具有較大的欲取訊號，而輸出訊號  $B_E$  當中具有較大的影像訊號。我們根據訊號  $A_E$  的結果可以計算出這個混波器的影像消除比例(Image Rejection Ratio, IRR)

$$IRR_{A_E} = \frac{(|h_1|^2 \cdot E[S(n)^2]) / (|h_2|^2 \cdot E[I(n)^2])}{E[S(n)^2] / E[I(n)^2]}$$

$$= \frac{|h_1|^2}{|h_2|^2}$$

$$= \frac{m^2 + 2 \cdot m \cos\sigma + 1}{m^2 - 2 \cdot m \cos\sigma + 1} \quad (6)$$

這個影像消除比例和原先 Hartley 影像消除接收機的影像消除比例是一樣的。

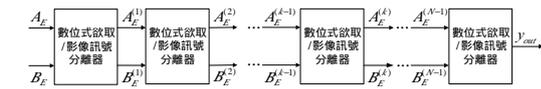
2) 單級影像消除處理器：為了要加強修正後的 Hartley 影像消除混波器的性能，我們將類比元件當中的不一致性用數位訊號處理的方式來做補償。在數位影像消除處理器當中，我們藉由消除訊號  $A_E$  當中的影像訊號成分來補償類比元件當中的不一致性。

圖三顯示單級影像消除處理器的方塊圖。這個處理器包含有一個相關係數處理器，一個乘法器，與一個減法器。而這個相關係數 ... 可以定義並經由計算得到

$$\begin{aligned} \dots &= \frac{E[A_E B_E^*]}{E[A_E^2] + E[B_E^2]} \\ &= \frac{h_1 h_2}{|h_1|^2 + |h_2|^2} \end{aligned} \quad (7)$$

我們可以發現這個相關係數 ... 只跟類比元件當中的不一致性有關。我們藉由輸入訊號  $B_E$  乘上相關係數 ... 來估測在訊號  $A_E$  當中的影像訊號成分。然後將輸入訊號  $A_E$  減去此估測的影像訊號分量，而得到輸出訊號  $y_{out}$ ，

$$y_{out} = A_E - \dots \cdot B_E$$



圖四、多級影像消除處理器

$$= \frac{|A_1|/|A_1|^2}{|A_1|^2+|B_1|^2} \cdot S(n) + \frac{|B_1|/|B_1|^2}{|A_1|^2+|B_1|^2} \cdot I^*(n) \quad (8)$$

根據式 (8)，我們可以計算出輸出訊號  $y_{out}$  的影像消除比例

$$IRR_{y_{out}} = \frac{|A_1|^6}{|B_1|^6} \quad (9)$$

因此，將修正後的 Hartley 影像消除混波器串接上一個單級影像消除處理器之後，輸出訊號的影像消除比例提升為修正後的 Hartley 影像消除混波器的三次方倍。

3) 多級影像消除處理器：圖四所顯示的是多級影像消除處理器的簡化方塊圖。此多級影像消除處

理器是由多個數位式欲取/影像訊號分離器[3]及一個單級影像消除處理器串接而成。每一級的數位式欲取/影像訊號分離器可用來更加分別純化欲取訊號與影像訊號。理論上來說，我們可以藉由串接更多級的數位式欲取/影像訊號分離器以獲得更高的影像消除比例。我們可以經由數學推導的方式[3]，計算出整個多級影像消除處理器輸出訊號  $y_{out}$  的影像消除比例為

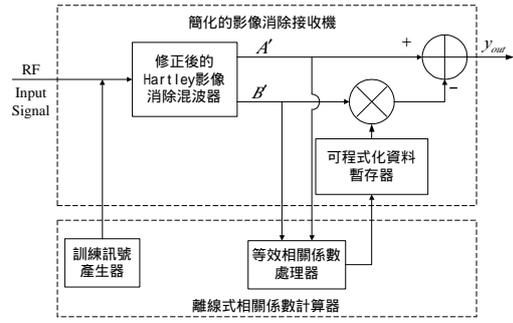
$$IRR_{y_{out}} = P_r \times 3^N \quad (dB) \quad (10)$$

其中， $P_r$  為修正後 Hartley 影像消除混波器的影像消除比例，而  $N$  是串接的級數（包含最後一級）。這個多級影像消除處理器雖然比單級影像消除處理器具有較高的計算量，但是卻大大提升了影像消除比例的效能。

### 三、混合式影像消除接收機的簡化製作

在這一節裡，我們提出一個混合式影像消除接收機的簡化製作方式。並且，我們假設類比元件當中的不一致性是固定的，以便相關係數的計算可以在離線(off-line)處理器當中進行。

圖五所顯示的是一種混合式影像消除接收機的簡化製作。這個架構包含一個簡化的影像消除接收機及一個離線式相關係數計算器。簡化的影像消除接收機包含一個修正後的 Hartley 影像消除混波器，一個可程式化的資料暫存器，及一個減法器。離線式相關係數計算器則包含有一個訓練訊號產生器及一個等效相關係數處理器。這個簡化系統的工作模式可以分為訓練模式與接收模式。在訓練模式當中，訓練訊號產生器同時產生兩個互相獨立的欲取訊號與影像訊號。從修正後的 Hartley 影像消除混波器所產生的兩個輸出訊號，分別輸入到等效相關係數處理器來計算出一個等效相關係數  $\sim$  值



圖五、混合式影像消除接收機的簡化製作

[3] 我們將  $\sim$  送入可程式化暫存器藉以完成訓練模式的操作。在接收模式當中，我們只需使用修正後的 Hartley 影像消除混波器所產生的輸出訊號及在訓練模式當中所產生的  $\sim$  值就可以得到輸出訊號  $y_{out}$

$$y_{out} = A_E - \sim \cdot B_E \quad (11)$$

根據[3]的分析，這個輸出訊號的影像消除比例效能等效於多級影像消除處理器的效能。

### 四、電腦模擬

在我們的模擬當中，我們假設在訓練模式時輸入兩個不同的複數單頻訊號，而在接收模式時輸入兩個複數高斯隨機訊號。同時，我們串接兩級的影像消除處理器。由於我們在模擬過程當中考慮量化效應(Quantization Effect) [4]，所以輸出訊號可以表示成

$$y_{out} = y_d + y_m + Q_n \quad (12)$$

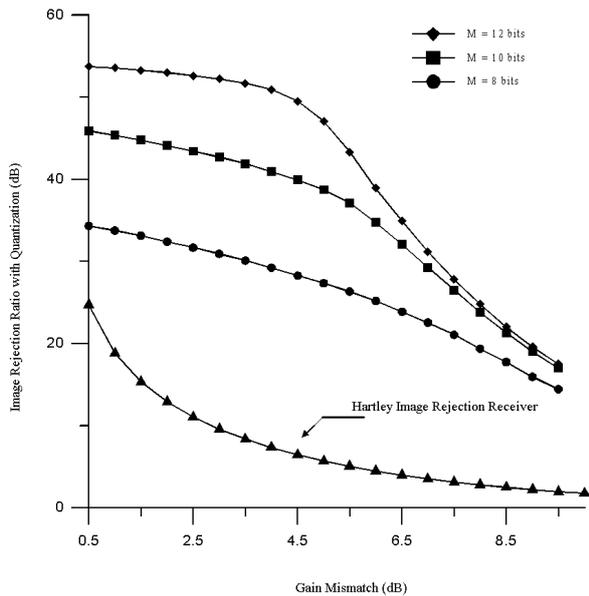
其中  $y_d$  為欲取訊號， $y_m$  為影像訊號， $Q_n$  為量化雜訊。則影像消除比例可以表示成

$$IRR = 10 \log \left( \frac{E[|y_d|^2]}{E[|y_{out} - y_d|^2]} \right) - r_m \quad (dB) \quad (13)$$

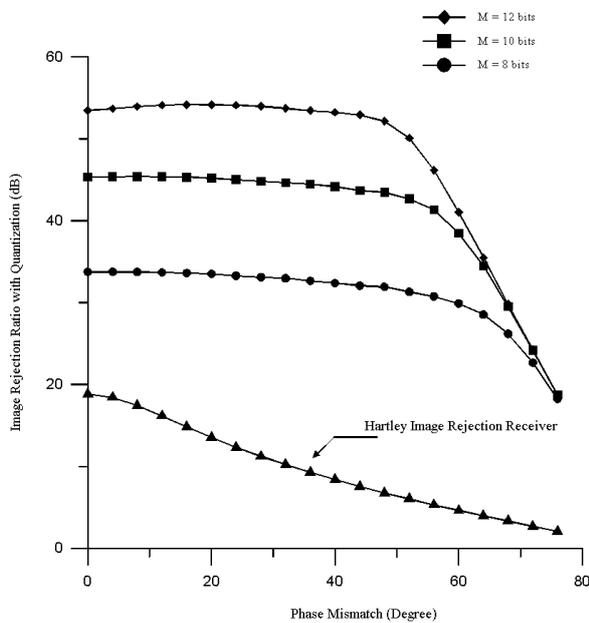
$r_m$  為輸入訊號中的欲取訊號與影像訊號功率比。我們根據式(13)來量測並評估我們的接收機效能。圖六與圖七所顯示的是在不同位元數的類比/數位轉換器之下的影像消除比例結果。我們可以發現我們所提出的接收機效能比傳統的 Hartley 影像消除接收機效能好很多。並且位元數愈高，則影像消除比例也愈大。同時在增益誤差或相位誤差不是很大時，幾乎是由位元數的大小來決定影像消除比例的效能。

### 四、實驗結果

我們使用兩台 ROHDE&SCHWARZ 公司的 SME03 信號產生器分別產生欲取訊號與影像訊號，其輸出功率固定為 -20 dBm。Local Oscillator 信號產生器是使用惠普公司的 HP8648C 其輸出功率亦固定為 -20 dBm。在另一方面，接收機的 RF 訊號處理是藉由使用工研院系統晶片技術中心之 2.4GHz CMOS 0.25um 製程的射頻接收機測試晶片所完成的。而在數位信號處理部分中，我們首先將 RF 模組輸出的



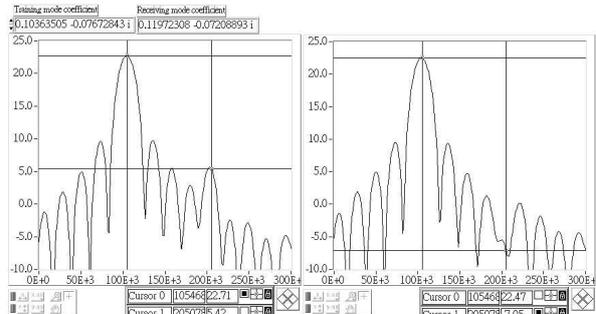
圖六、不同位元數的類比/數位轉換器之下的影像消除比例（相位誤差=1度）



圖七、不同位元數的類比/數位轉換器之下的影像消除比例（增益誤差=1 dB）

信號經由數位示波器(LC9360)擷取後,就經由 GPIB 介面傳送至電腦中。然後採用 National Instrument 公司的 LabVIEW 5.0 圖形介面儀器控制程式來作為數位信號處理之用。

接下來我們將描述我們實驗所使用的輸入訊號及實驗結果。在訓練模式時,我們輸入的本地振盪頻率為 2401MHz,欲取訊號與影像訊號分別為 2400MHz+100kHz 及 2402MHz+200kHz 的單頻訊號。在接收模式時,我們輸入的本地振盪頻率為 2401MHz,欲取訊號與影像訊號分別為 2400MHz+105kHz 及 2402MHz+205kHz 的單頻訊號。圖八所顯示的頻譜圖分別代表 Hartley 影像消



圖八、Hartley 影像消除接收機及單級影像消除處理器的輸出頻譜

除接收機及單級影像消除處理器的輸出頻譜。我們可以發現 Hartley 影像消除接收機大約消除了 18 dB 的影像訊號,而加上我們的單級影像消除處理器後大約消除了 30 dB 的影像訊號。由於本次實驗所採用之晶片的 I、Q 頻道約有 10 度左右的相位不匹配,參考圖七可得,在 I、Q 頻道有 10 度相位不匹配時,Hartley 影像消除接收機可消除約 17-18 dB 的影像訊號,然而由於實驗量化誤差的因素,在影像消除處理器之後,我們目前僅可消除 30 dB 左右的影像訊號。

## 五、結論

在本篇文章當中,我們提出一個混和式影像消除接收機架構。這個架構利用數位訊號處理的方式來補償類比元件當中的不一致性,以達到更進一步消除影像訊號的目的。同時,我們也提出了一個混合式影像消除接收機的簡化製作方式,來降低硬體製作的複雜度。藉由電腦模擬,我們證實所提出的架構可以大大地提昇了傳統的 Hartley 架構的影像訊號消除能力。同時,我們也設計了一個實驗來驗證這個架構的效能。根據實驗的結果,當類比元件有 10 度相位不一致時,傳統的 Hartley 影像消除接收機可消除約 17-18 dB 的影像訊號,而串接了我們的單級影像消除處理器後大約可消除 30 dB 左右的影像訊號。

## 參考文獻

- [1] R. Hartley, "Modulation system," U.S. Patent, 1666206, Apr. 1928.
- [2] L. Yu and M. Snelgrove, "A novel adaptive mismatch cancellation system for quadrature IF radio receiver," IEEE Trans. CAS-II, vol. 46, pp. 789-801, June 1999.
- [3] Chun-Chyuan Chen and Chia-Chi Huang, "On the architecture and performance of a hybrid image rejection receiver," IEEE JSAC, vol. 19, No. 6, pp. 1029-1040, June 2001.
- [4] A. V. Oppenheim and R. W. Schaffer, "Discrete-Time Signal Processing," Prentice-Hall, 1989.