

行政院國家科學委員會專題研究計畫 成果報告

總計畫(3/3)

計畫類別：整合型計畫

計畫編號：NSC92-2219-E-002-009-

執行期間：92年08月01日至93年07月31日

執行單位：國立臺灣大學電機工程學系暨研究所

計畫主持人：闕志達

共同主持人：曹恆偉，李學智

計畫參與人員：鄭有益 游家豪 王滄正 鍾孟霖 蔡佩芸 黃俊迪 范育成 施維
中

報告類型：完整報告

處理方式：本計畫可公開查詢

中 華 民 國 93 年 12 月 13 日

行政院國家科學委員會專題研究計畫成果報告
下世代無線網際網路用的多載波碼域多工收發機之研製--總計畫(3/3)
計畫編號: NSC 92-2219-E-002-009

執行期限: 92 年 8 月 1 日 至 93 年 7 月 31 日

主持人: 關志達 教授 國立台灣大學電機工程學研究所
李學智 教授 國立台灣大學電信工程學研究所
曹恆偉 教授 國立台灣大學電信工程學研究所

計畫參與人員: 鄭有益 游家豪 國立台灣大學電信工程學研究所
王滄正 鍾孟霖 國立台灣大學電信工程學研究所
蔡佩芸 國立台灣大學電機工程學研究所
黃俊迪 范育成 施維中 國立台灣大學電子工程學研究所

一、中文摘要:

本計畫之主要目的是依據以前一期電信國家型計畫有關 WCDMA 收發機研究成果為基礎提出以多載波碼域多工 (MC-CDMA) 技術為主的下世代寬頻網際網路無線傳輸系統。並依此規格需求建立具備智慧型天線之下行收發機系統，含基地台發射端與手機接收端，並對所建立的系統進行實驗測試。

本計畫於第三年度內在演算法方面，結合 OFDM 調變技術與可適性天線陣列系統，設計接收器分集架構。提出了利用領航子載波進行通道估測的演算法，使得接收機在高速移動的狀態下，仍然可以得到正確的通道估測值。在電路架構上提出一適用於多載波系統之低中頻接收機，在 ADC 之後加上一包含 DDFS 及乘法器之全數位補償電路及可改善 I/Q 不平衡狀況而使系統之鏡像干擾拒斥比合乎所求。我們並以 FPGA 元件完成電路雛型實作以證實其可行性。此外亦完成了基頻接收機的硬體架構設計並以 IC 的形式實現此基頻接收機。

關鍵詞：多載波碼域多工，智慧型天線，

通道參數估測，預失真補償，同步演算法，基頻接收機。

Abstract:

In our previous project we have successfully built a 3GPP WCDMA base station receiver with smart antenna capability. This project uses the MC-CDMA as the downlink physical layer technique. This not only can complement our previous work on 3GPP uplink receiver implementation but also provides a backward-compatible evolutionary next-generation wireless standard for wide-band wireless internet services.

In the third year, we have proposed a receiver algorithm for OFDM with receiver diversity that uses a new multi-user generalization of the *maximum a posteriori* probability (MAP) selection diversity combining followed by successive interference cancellation with least-square projection for multi-user detection. We have also proposed a novel frequency-domain Interpolation-based channel estimation algorithm for the MC-CDMA system based on pilot subcarriers. In addition, to combat the I/Q imbalance of the analog frontend, we have implemented a fully digital

compensation circuit consisting mainly of a DDFS and two multipliers that can restore the IRR to acceptable level. Finally, the baseband receiver IC incorporating the proposed WLS error estimation as well as the channel estimation algorithm has been completed.

二、計畫緣由與目的:

國際電信聯盟 (ITU) 目前初步決定 IMT-2000 空中介面主要採行 W-CDMA 及 CDMA-2000 兩種標準。此二蜂巢式行動通信系統皆採直接序列展頻碼域多工方式 (Direct-Sequence Spread-Spectrum Code-Division Multiple Access) 傳輸信號，而其中 W-CDMA 之上行系統即為前期電信國家型計畫之實作目標。W-CDMA 系統規格要求利用 5MHz 頻帶提供最可達 2Mbps 之寬頻傳輸，期能配合持續增加之各種多媒體、資料傳輸、無線用戶迴路 (Wireless Local Loop) 甚或無線網路 (wireless Internet) 傳輸需求。然因通道容量 (capacity) 的限制，單一蜂巢同時間可提供之寬頻服務連結極其有限，且網路頻寬需求具非對稱性，下行傳輸相較於上行傳輸需要更大頻寬。故提昇第三代系統中下行傳輸速率及通道容量將成為相當重要的課題。

本計畫目的在於以 3GPP 規定頻帶為基礎，發展多載波碼域多工 (MC-CDMA) 下行傳輸收發機製作，包括基地台發射模組及手機之接收模組。接收模組包含多樣性天線 (antenna diversity) 接收演算法 (子計畫一)、多通道射頻/中頻電路 (子計畫二)、多載波碼域多工基頻接收、通道解碼模組、符元/時序/載波同步系統 (子計畫三) 等等。

三、方法及結果:

(A) 分集接收器架構

針對我們所提出的演算法，在估測通道參數時，每次考慮一個 OFDM symbol，次載波數目為 N ($N = \text{FFT size}$)。通道模型是以 FIR 模式表示之。使用者發射一個 OFDM 符號後，經由通道，由接收端天線所接收，共接收 L 個取樣符號。由旋積定理可知，接收信號是由通道參數及所有使用者所發射出來的 OFDM 信號所組成。此處假設使用者數目為 S ，且所有使用者之信號產生為同步狀態。

就接收信號而言，先將此信號成份做過量取樣，其倍數為 P ，並將所求信號表示成一向量 \mathbf{u} 。考量第 m 個接收天線，針對 \mathbf{u} ，我們求其 DFT 之解為 $\mathbf{U}^{(m)}$ ，其信號成份為 $U_{k,p}^{(m)}$ ， $X_{k,0}, \dots, X_{k,S-1}$ 為各個使用者的傳輸信號。針對特定之次載波 (subcarrier) k ，在取樣相位 p ，我們令 $m_{k,p}$ 為所選取的天線元素，根據最大事後機率法則，我們定義

$$(m_{k,0} \ \Lambda \ m_{k,p-1}) \equiv \arg \max_{l_0 \dots l_{p-1}} P_k(l_0 \ \Lambda \ l_{p-1}) \quad (1)$$

此處

$$P_k(l_0 \ \Lambda \ l_{p-1}) \equiv \Pr \left[\text{Corr. Det. of } X_{k,0} \ \Lambda \ X_{k,S-1} \left| \begin{array}{l} U_{k,0}^{(l_0)} \ \Lambda \ U_{k,p-1}^{(l_{p-1})} \\ \text{were observed} \end{array} \right. \right] \quad (2)$$

利用貝氏定理 (Bayes' rule)，同時假設所有使用者之傳輸信號為等機率分佈，我們可得到

$$P_k(l_0 \ \Lambda \ l_{p-1}) = \frac{K_1 \exp \left(-\frac{1}{2} (\mathbf{a} - \mathbf{B}\hat{\mathbf{x}})^H \mathbf{R}_V^{-1} (\mathbf{a} - \mathbf{B}\hat{\mathbf{x}}) \right)}{K_2 \sum_{\text{all possible } \mathbf{x}} \exp \left(-\frac{1}{2} (\mathbf{a} - \mathbf{B}\mathbf{x})^H \mathbf{R}_V^{-1} (\mathbf{a} - \mathbf{B}\mathbf{x}) \right)} \quad (3)$$

此處 \mathbf{a} 為與接收信號有關之向量， \mathbf{B} 為通道矩陣， \mathbf{x} 為傳輸信號向量， $\hat{\mathbf{x}}$ 為估測信號向量， K_1 及 K_2 為常數， \mathbf{R}_V 為雜訊的 covariance matrix。經由適當化簡，我們可得到近似的最大事後機率選擇式分集(MAP SDC)法則為

$$(m_{k,0} \ \Lambda \ m_{k,P-1}) \equiv \underset{l_0 \dots l_{P-1}}{\operatorname{argmin}} \Delta_k(l_0 \ \Lambda \ l_{P-1}) \quad (4)$$

此處

$$\Delta_k(l_0, \ \Lambda \ l_{P-1}) \equiv \sum_{p=0}^{P-1} \frac{|U_{k,p}^{(l_p)}|^2}{\sigma_V^2 + \sum_{s=0}^{S-1} \sigma_s^2 |H_{k,s,p}^{(l_p)}|^2} \quad (5)$$

令選擇式分集之輸出為

$$\mathbf{U}_k = \begin{bmatrix} U_{k,0}^{(m_{k,0})} & U_{k,1}^{(m_{k,1})} & \Lambda & U_{k,P-1}^{(m_{k,P-1})} \end{bmatrix}^T \quad (6)$$

$m_{k,0} \dots m_{k,P-1}$ 是經由(5)所得出。 \mathbf{U}_k 可重寫如下

$$\mathbf{U}_k = \sum_{s=0}^{S-1} \mathbf{H}_{k,s} X_{k,s} + \mathbf{V}_k \quad (7)$$

此處

$$\mathbf{H}_{k,s} = [H_{k,s,0}^{(m_{k,0})} \ H_{k,s,1}^{(m_{k,1})} \ \Lambda \ H_{k,s,P-1}^{(m_{k,P-1})}]^T \quad (8)$$

令 $\mathbf{A}_{k,s}$ 為 $P \times (S-s)$ 矩陣，其是由 $\mathbf{H}_{k,s} \dots \mathbf{H}_{k,S-1}$ 所組成。我們將 successive interference cancellation-least-squares projection(SIC-LSP) 計算步驟列於下方

步驟 1: Compute

$$\mathbf{U}'_k = \mathbf{U}_k - \sum_{s'=0}^{s-1} \mathbf{H}_{k,s'} \hat{X}_{k,s'} \quad (9)$$

步驟 2: Compute

$$\mathbf{E}_{k,s+1} \equiv \mathbf{A}_{k,s+1} (\mathbf{A}_{k,s+1}^H \mathbf{A}_{k,s+1})^{-1} \mathbf{A}_{k,s+1}^H \mathbf{U}'_k \quad (10)$$

步驟 3: Compute

$$\mathbf{Z}_{k,s} \equiv \frac{1}{\|\mathbf{H}_{k,s}\|^2} \mathbf{H}_{k,s}^H (\mathbf{U}'_k - \mathbf{E}_{k,s+1}) \quad (11)$$

步驟 4: Appropriately slice $\mathbf{Z}_{k,s}$ to obtain $\hat{X}_{k,s}$.

為了驗證所提出的方法，我們採用電腦模擬的方式來加以模擬。就 OFDM 系

統而言，假設次載波數目為 64，最大正規化都卜勒頻率 (normalized Doppler frequency) 為 0.0375。參考圖一，我們考慮在不同 SNR 值的情況下，其 BER 的變化情形(通道環境為 Typical Urban(TU)通道模型)[1]。假設使用者數目為 2，天線陣列元素數目為 2，所有使用者的移動速率均為 70 km/hr。將我們所提出的方法，與 maximum ratio combining，針對模擬結果來相互比較。比較結果之後，可發現我們所提出的方法其性能非常接近 maximum ratio combining approach，同時具有較低的運算複雜度。而針對多用戶信號偵測方面，將我們所提的方法與傳統的最小平方投影法(LSP)相比，模擬結果如圖二，我們發現 SIC-LSP 具有不錯的性能。

如同先前的系統及通道模擬環境，在多用戶之情況下，我們考慮在不同的 SIR 值下，其 BER 的變化情形，模擬結果如圖三所示。基本上與先前的分析結果相同。針對 selection diversity 及 multi-user detection，利用我們所提出的 selection metric 及信號偵測技術，可得到不錯的系統性能。

(B) 低複雜度頻域內插的通道估測器

當 M 個領航子載波經過反相傅立葉轉換，在時域上會產生週期為 MT_s 的通道脈衝響應，如圖一所示，若系統的符元邊界正確的話，時域上的通道脈衝響應的第一根脈波會在原點出現，而其餘的脈衝響應會出現在零點的右側 $[0, N_g T_s]$ 的範圍內，通常通道的延遲並非發生在整數的取樣點上 (T_s -spaced)，由於非整數點 (non- T_s -spaced) 的通道延遲在有限頻寬的多載波系統看來，等效上會有能量外洩 (energy leakage) 的現象發生[2]，因此在原

點左側也會存在有有效的通道脈衝響應，時域上的權重向量可用來取出最重要的通道脈衝響應，並同時去除假象效應的存在，從圖四可以看出，權重向量施加的區域必須要往右偏移，並非以原點為中心，而傳統實係數的內插器，會在原點左右產生一個對稱的權重向量窗(window)，要將時域上的權中向量窗平移，在頻域的內插器係數 等效上即是乘上一相位旋轉量。

其次，時域上的通道脈衝響應的量值會隨著時間延遲的增加而遞減，因此在通道脈衝響應能量較弱的地方，更容易受到雜訊與假象效應的影響，故在通道脈衝響應能量越強的地方，權重向量的增益必須維持平坦，以保持通道脈衝響應的原貌，反之，在能量越弱之處，增益就必須遞減，以降低雜訊與假象效應的影響，此外，時域上連續平滑遞減的權重向量，在頻域上可以得到衰減較快的內插器係數，故可以使用較少的級數來實現。

基於上述的考慮，我們提出使用 raised-cosine 函數來作為內插器，所以在頻域上的內插器係數為

$$W_{l,RC} = \frac{\sin(\pi Ml / N)}{\pi Ml / N} \cdot \frac{\cos(\pi \beta Ml / N)}{1 - 4\beta^2 (Ml / N)^2} \cdot e^{j2\pi ml / N}$$

其中， β 是 roll-off factor，我們使用上選取 0.5， d 則控制著權重向量右移的取樣點數，通常是會取決於必須承受的較長通道延遲。

模擬結果

圖五顯示的傳統內插器若考慮相位旋轉相可以得到的改善，由於一般的多項式內插器在時域上權重向量的特性都有著寬且不平坦的 mainlobe，因此重建的通道脈衝響應接會有失真，會產生較大的通

道估測誤差，而我們所提出的 raised-cosine 內插器則可以得到較好的表現。

圖六顯示了不同的時域以及頻域內插器在不同的訊雜比 (Signal-to-noise ratio, SNR) 下的估測誤差，RC-6 與 RC-8 分別代表了 6-tap 與 8-tap 的內插器係數，可以看出 6 級的係數就已經夠用了，從圖中也可以看出我們所提出的通道估測器較傳統內插器有大幅的改善，同時也比多數的時域通道估測器有較好的表現。

當考慮硬體可行性與複雜度時，我們所提出的複數頻域內插器可以如圖七的方式實現，故對於所提出的 J -tap 頻域內插器，需要 $2N_u J + 4N_u$ 的實數乘法器 (N_u 為去除 guardband 後的子載波數)， $2J$ 個儲存資料的緩衝器， $(D-1)J$ 個儲存實係數的緩衝器，由於通過內插器所造成的通道估測延遲為 $JD/2-1$ ，因此需要預存的複數資料量為 $J(D-1)/2$ 。如果是利用時域的通道估測器，假設傅立葉轉換的硬體架構是採用 radix-4，則需要 $4M \log_4 M + 4N \log_4 N$ 的實數乘法器，以及在時域上加權向量所需的 $2M$ 個實數乘法，和 $M+N-2$ 的複數緩衝器，加權向量需要 M 個緩衝器來儲存，由於傅立葉轉換的運算造成通道估測的延遲為 $2N-1$ 個取樣點，因此預存的複數資料量為 $2N_u$ 個，圖八描繪出在緩衝器與乘法器上時域與頻域通道估測器的硬體需求量，由圖可看出當多載波系統的子載波數越多時，兩種演算法的差異越大。

(C) I/Q 不平衡補償

數位式 I/Q 不平衡補償

補償分為兩個部分：增益補償以及相位補償。增益補償的部分我們使用了兩個分別位於 I 路以及 Q 路的乘法器來做兩路

的增益調整;至於相位補償的部分則是使用一個直接數位頻率合成器(DDFS)來達到相位調整的目的。圖九為相位補償的概念:若 1 及 4 為我們欲接收的信號(淺色),2 及 3 為鏡像干擾(斜線),那麼經過第一級的降頻後,因為相位不平衡 ϕ 的關係,將會使得鏡像干擾在經過第二級降頻後無法完全被排斥;但如果我們在第二級的降頻電路將此 ϕ 度的相位不平衡反相的將它補償回來,那麼就可以達到消除鏡像干擾的目的。

為了能精準的將此 ϕ 度的相位不平衡補償,我們使用直接數位頻率合成器來達到此一目的。圖十為此數位式 I/Q 不平衡補償之架構圖,其中 W1 即為相位控制字元,用來控制直接數位頻率合成器之輸出相位;而 W2 則差動地控制 I/Q 兩路的增益。

I/Q 不平衡補償偵測

為了能精準地偵測到 I/Q 不平衡的參數 ε 及 ϕ ,我們參考[3]使用了一個可適性濾波器(LMS)來偵測 I/Q 不平衡。圖十一的偵測方法為:在解調器前輸入一位於鏡像頻率之弦波,由於 I/Q 不平衡的緣故,此弦波在基頻將不會完美的被抵銷,而會產生出一個誤差電壓 $e(t)$ 。將此誤差電壓和理想值(0)作比較後,根據式(13)及式(14)更新 LMS 可適性濾波器中的參數 W1 及 W2:

$$w_1[(m+1)T] \approx w_1[mT] + 2\mu_1 e[mT] I_1'[mT] \sin(\omega_{LO2}[mT]) \quad (13)$$

$$w_2[(m+1)T] \approx w_2[mT] - 2\mu_2 e[mT] Q_1'[mT] \sin(\omega_{LO2}[mT]) \quad (14)$$

當 W1 及 W2 的值調整到可使得錯誤電壓趨近於理想值 0 時,式一及式二中的右邊

第二項將會消失,W1 及 W2 將會停止被更新,此時即表示增益及相位不平衡參數已被找到;此 W1 及 W2 的值將會被存在暫存器中,並輸入到補償電路中,而 I/Q 不平衡偵測電路則可被關掉以減少功率消耗。此時便可開始正常的接收動作。

定點數模擬的考量

因為增益不平衡及相位不平衡都會影響到鏡像干擾排斥比,因此二者的補償解析度都需要被考量。在增益補償方面,我們認為增益補償的精準度是受到類比數位轉換器的精準度所決定。這是因為當兩個有限精準度的數字相乘時,乘積的精準度將被乘數及被乘數中精準度較低的一方所限制住。

為了能達到 60dB 以上的鏡像干擾排斥比,我們選用了 12 位元的類比數位轉換器。在相位解析度方面,由於相位補償的解析度是由直接數位頻率合成器中的唯讀記憶體所決定,當增益不平衡補償解析度已限定在 12 位元時,太高的相位補償解析度對鏡相排斥比的提升並沒有幫助。因此選擇了 13 位元作為唯讀記憶體的位址位元數,對應到的相位解析度為 0.044 度。

若將一個弦波等分為四份,可發現第 2,3,4 區可將第 1 區經由對稱及反相的做法產生出來。我們使用了 Hutchison 的理論[4]。此理論的做法為:將四分之一弦波唯讀記憶體再分為一個粗調唯讀記憶體及一個細調唯讀記憶體。

在 MCCDMA 系統之應用

在低中頻式接收機中,相鄰頻道的信號經常是鏡像干擾的來源。而在[5]中提到:在 WCDMA 的規範中,接收機必須要在相鄰頻道信號的強度和欲接收的頻道信號強

度比是 51dB 時，還能正常地接收信號。而這有賴於接收機的鏡像干擾排斥能力。我們參照此一規範，將其應用於 MCCDMA 系統，接收機的鏡像干擾排斥能力必須使信號在進入基頻接收機前能有 6dB 以上的訊雜比。

為了能清楚的在基頻分辨出訊號與鏡像干擾，我們將訊號頻寬內的能量全部累積起來成為一個單頻信號(single-tone)，此信號和相鄰頻道信號的相對能量比仍是 51dB。此測試信號經由接收機接收並除去相鄰頻道干擾後，在基頻的頻譜如圖十二(I/Q 不平衡補償前)及圖十三(補償後)。

本實驗經由數位類比轉換器 AD9238 及 ALERA 的可編程邏輯元件 APEX20K1500E 驗證，實驗環境如圖十四。由實驗結果中可看出，訊雜比可由補償前的 -21.5dB(無法合乎規範)提升到 6.3dB(合乎規範)。

(D)接收機晶片

本計劃接收機之詳細電路架構雖已在去年的年度報告訂定，為了降低晶片製作的面積與功率，我們針對了之前的硬體架構又做了一些修改(圖十五)。

CORDIC-based 反正切函數(arctangent)

在我們的 MC-CDMA 系統中，無論是小數部分的載波頻率誤差或是符元邊界微調，以及殘餘載波頻率誤差(carrier frequency offset)與取樣時脈誤差(timing offset)的加權最小方差估測(WLS estimation)[6]，都需要用到反正切函數的運算，我們在硬體上利用 CORDIC 的演算法來實現，可節省查表所需的 ROM table 的面積。

FFT 架構的更動

在接收機中，需要一個 1024 點的傅立葉轉換器，前一版的設計，考量節省複數乘法器的需求，我們採用了 Radix-2 加上三級 Radix-2/4/8 的架構，在此晶片實作的版本，為了減少 twiddle factor 所佔據的 ROM 的面積，我們將 FFT 更動為三級 Radix-2/4/8 加上一級 Radix-2，如此 ROM 的長度可由原先所需求的 1024+512+64 降低為 1024+128+16，如圖十六所示。

CORDIC-based 臨界值正交性回覆合併(threshold orthogonality restore combining, TORC)

TORC 的演算法用在將同一個使用者利用展頻碼散在不同子載波上的資料回復，其公式是

$$G_k = \begin{cases} \frac{1}{H_k} & \text{if } |H_k| \geq \text{threshold} \\ \frac{H_k^*}{|H_k|} & \text{if } |H_k| < \text{threshold} \end{cases}, \quad (15)$$

如果不思新的架構，則除了乘法器之外，還需要一個絕對值的運算器，相當的耗費硬體，如果採用絕對值的近似公式，則又會有系統效能上的犧牲，在此我們提出 CORDIC-based 的 TORC 架構來解決此一問題，主要是利用 CORDIC 先將通道造成的角度修正，此一同時，通道增益的絕對量值也會一併得到，最後的除法則視經過角度修正後的子載波訊號的與臨界值大小來判斷是要將通道增益的絕對量值作為除數，抑或是 CORDIC 所造成的 scaling factor 作為除數，如圖十七所示，在此架構下，TORC 的兩個子運算 ORC 與 EGC(equal gain combining)可得到最大的硬體資源共享。

硬體資源共享

在晶片中，跨過功能區塊模組之間的資源共享除了先前所提到的CORDIC-based 反正切函數模組共享於小數部分載波頻率誤差估測，符元邊界微調模組，殘餘載波頻率誤差與取樣時脈誤差的加權最小方差估測之外，我們也極力降低所需要的 SRAM 的大小，讓系統所有的延遲線(delay line)共享於符元邊界偵測的 delay correlator, moving average, FFT, Bit-reversal 與通道增益係數的暫存，經過共享後，系統所需的 SRAM 大小可只需 5Kx16 位元。

單輸出/輸入埠(single port)的 SRAM

根據晶片製造商所提供的 SRAM 規格，以實作一條 512x16bits 的延遲線來看，運用單輸入/輸出埠與雙輸入/輸出埠(dual port)的 SRAM，其面積與功率的消耗如表一所示，在面積上單埠可較雙埠節省 29%，在功率上單埠則節省了 10%，因此我們所有的 SRAM 皆採用了單埠並加以乒乓(ping-pong)式的讀取，如此同時達到了面積與功率的節省。

閘控制時脈(gated clock)

由於多載波系統具有 guard time 與 guard band，在這些時間或是子載波輸出時，若非處於開機起始工作狀態系統是無需動作，同時接收機系統的功能模組，部分是扮演著參數擷取(acquisition)的角色，也就是一但得到參數就不需要再動作，像是符元邊界的粗調，或是整數部分與小數部分的載波頻率誤差擷取模組，都可以在參數得到後停止運算，故我們在這些可停止運算的模組都加上閘控制時脈，以期節省功率。

晶片規格

完成的晶片規格列如表二，其佈局圖如圖十八所示。

四、結論

本報告主要是在探討針對在 MC-CDMA 系統時所需開發的演算法及電路實作。如在可適性天線陣列中，如何設計通道參數估測與分集接收演算法；補償 I/Q 不平衡的方法；MC-CDMA 接收機中各種同步演算法。另外在硬體實作方面亦針對補償 I/Q 不平衡電路與基頻接收處理電路完成架構設計與 FPGA 驗證與 IC 設計。

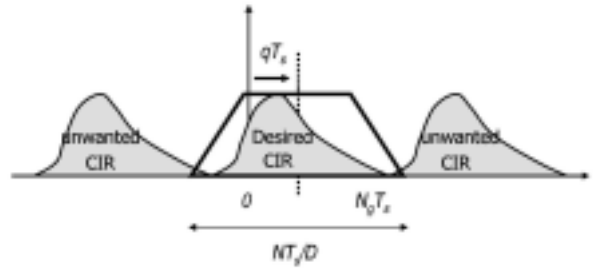
五、參考文獻

- [1] 3G TR 25.943: 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group(TSG) RAN WG4; Deployment aspects.
- [2] J. -J van de Beek, O. Edfors, M. Sandell, S. K. Wilson and P. O. Borjesson, "On channel estimation in OFDM systems," in *Proc. of 1995 IEEE 45th Vehicular Technology Conference*, vol. 2, Jul. 1995, pp. 815-819.
- [3] Der, L. and Razavi, B, "A 2 GHz CMOS image-reject receiver with sign-sign LMS calibration", *Digest of Technical Papers, IEEE ISSCC*. Feb. 5-7, 2001, pp. 294-295.
- [4] Bar-Giora Goldberg, *Digital Techniques In Frequency Synthesis*. McGraw-Hill International Edition. 1996.
- [5] O.K Jenson, T.E. Kolding, C.R Iversen, S.Laursen, "RF receiver requirements for 3G W-CDMA mobile equipment" Technical Feature.
- [6] P. Y. Tsai, H. Y. Kang and T. D. Chiueh, "Joint weighted least squares estimation of frequency and timing offset for OFDM systems over fading channels", in *Proc. of 2003 IEEE 57th Vehicular Technology Conference*.

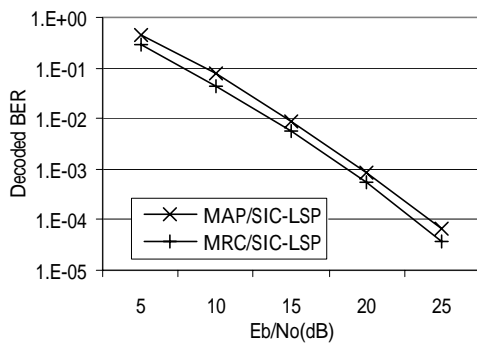
六、圖表

表一 晶片規格列表

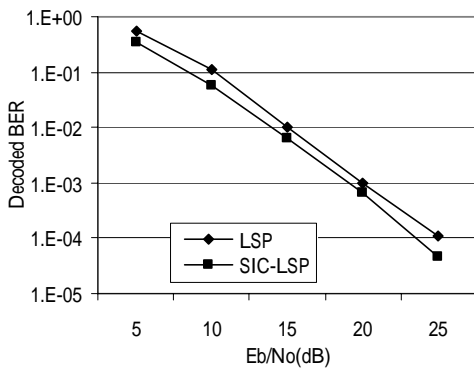
Process	UMC 0.18um 1P6M
Core Size	6.63mm ² (2.58umx2.58um)
Package	CQFP-100
Gate Count	343K
SRAM Size (bits)	81K
Operating Frequency (MHz)	5.76
Operating Voltage (V)	3.3/1.8 (Pad/Core)
Power Consumption	30mW
Chip Rate	21.7Mbps
Frequency Offset	20ppm
Timing Offset	10ppm



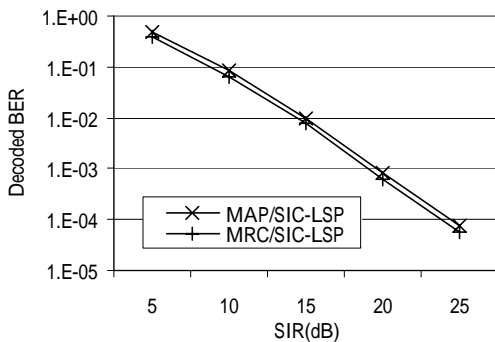
圖四：時域上週期性的通道脈衝響應



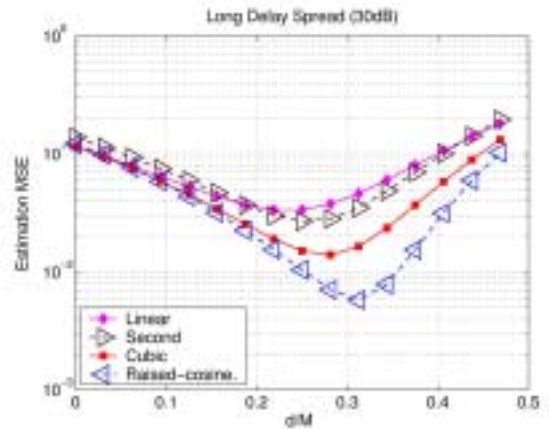
圖一：不同分集接收方法性能之比較



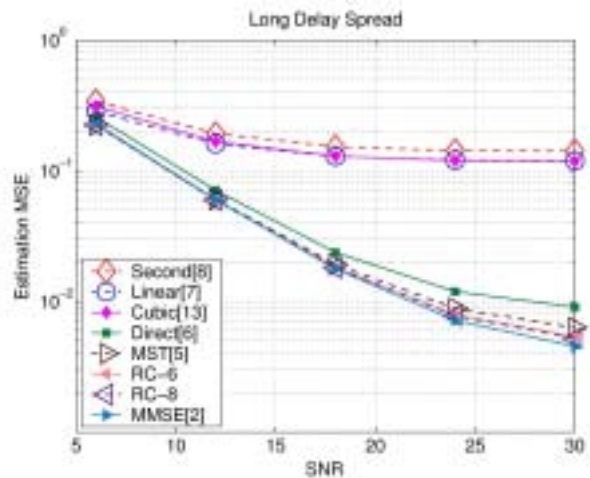
圖二：多用戶信號偵測方法性能比較



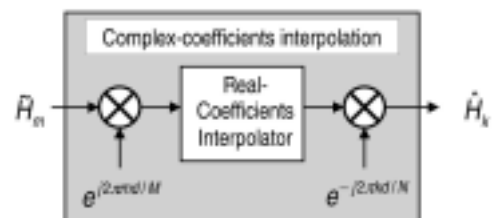
圖三：不同 SIR 下之比較



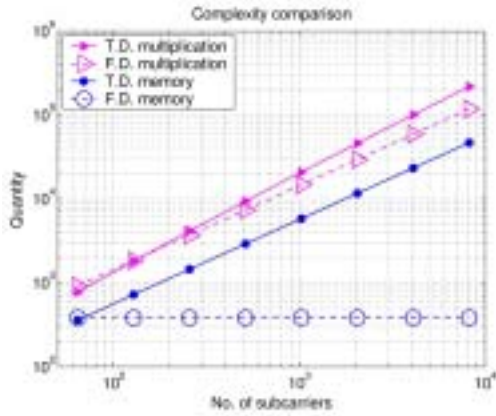
圖五：考慮相位旋轉像的表現改善



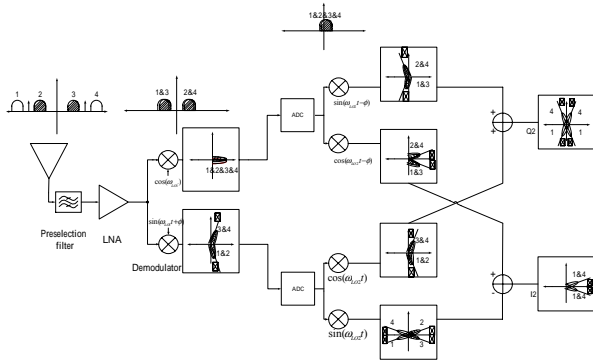
圖六：不同訊雜比下各通道估測器的表現



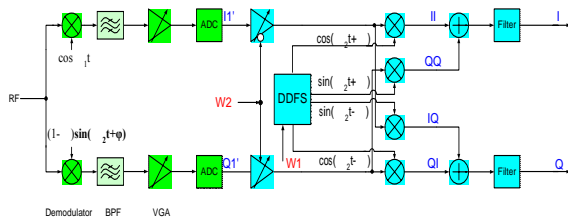
圖七：複數頻域內插器的實現方式



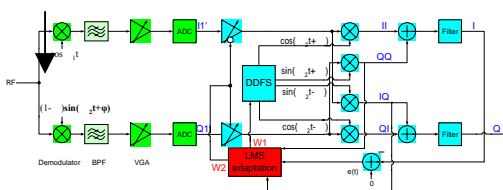
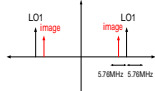
圖八：時域與頻域通道估測器的硬體需求



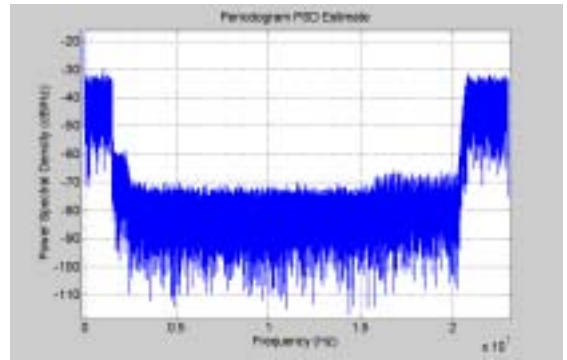
圖九：相位不平衡補償概念



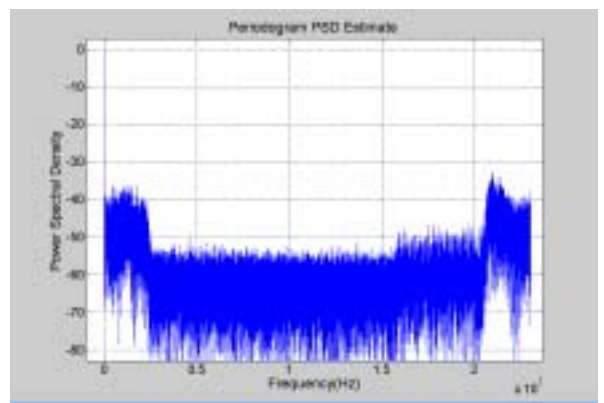
圖十：數位式 I/Q 不平衡補償架構



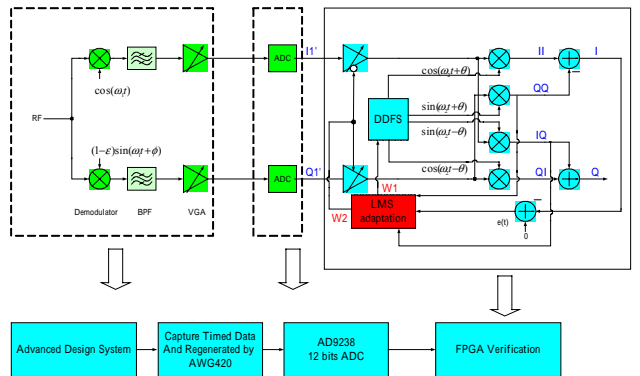
圖十一：I/Q 不平衡偵測機制



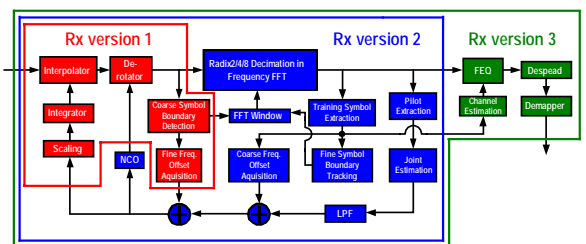
圖十二：MCCDMA 相鄰頻道拒斥比測試在基頻的頻譜。訊雜比為-20dB(補償前)



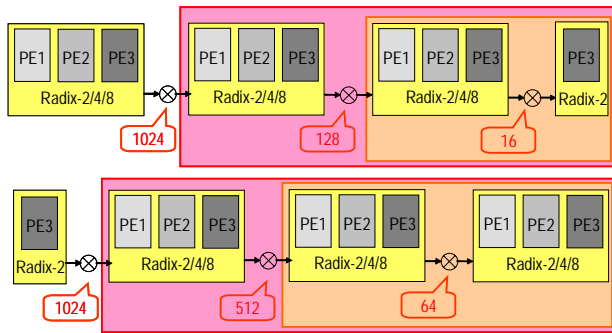
圖十三：MCCDMA 相鄰頻道拒斥比測試在基頻的頻譜。訊雜比為 7.8dB(補償後)。



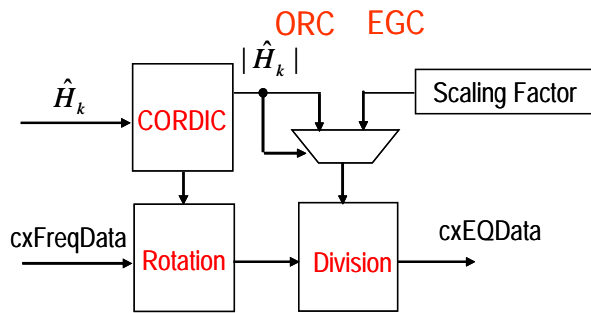
圖十四：I/Q 不平衡補償實驗環境



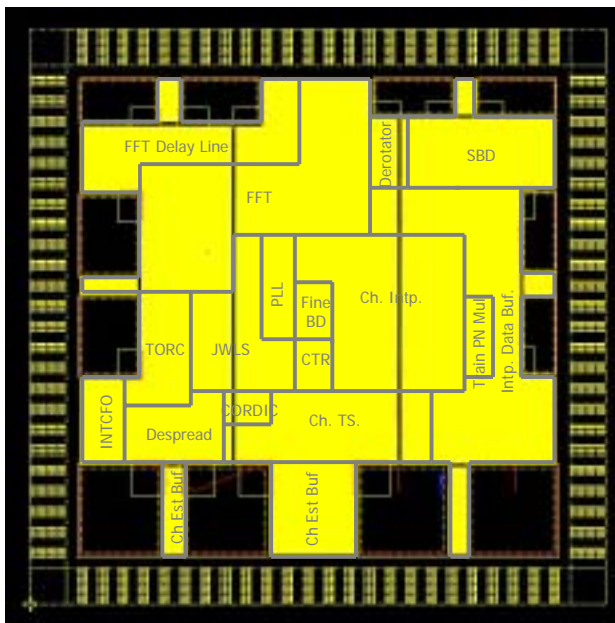
圖十五：接收機功能方塊圖



圖十六：FFT 架構更動(上:新版，下:舊版)



圖十七：所提出的 TORC 架構



圖十八：晶片佈局圖