

行政院國家科學委員會專題研究計畫 期中進度報告

總計畫：(2/3)

計畫類別：整合型計畫

計畫編號：NSC91-2219-E-002-022-

執行期間：91 年 08 月 01 日至 92 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：李學智，曹恆偉

計畫參與人員：鄭有益 游家豪 蔡佩芸 康欣祐

報告類型：精簡報告

處理方式：本計畫可公開查詢

中 華 民 國 92 年 5 月 30 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(2/3)
計畫編號: NSC 91-2219-E-002-022

執行期限: 91 年 8 月 1 日 至 92 年 7 月 31 日

主持人: 闕志達 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
蔡佩芸 國立台灣大學電機工程學研究所
康欣祐 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。

本計畫於第二年度內在演算法方面，提出一利用領航信號(pilot signal)得到信號傳輸通道之特性參數，並利用估測出來的結果，做為可適性天線陣列權重調整的依據。另外亦提出了用加權最小方差的演算法來用於多載波碼域多工(MC-CDMA)基頻接收機中的聯合估測載波頻率偏移與取樣時脈偏移。運用適當的加權則可使估測的均方根誤差最小，並使得次載波間的干擾可以降低。在電路架構上提出一修正發射機中功率放大器的非線性現象的預失真的補償方法。基頻接收處理方面亦已完成處理器的架構設計及細部模擬與 FPGA 實作驗證。

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 second year, we have proposed a new pilot-based channel estimation algorithm for the OFDM system and have successfully applied the estimation to adaptive antenna array. We have also proposed joint carrier frequency and timing frequency offset estimation algorithm using a weighted least square technique. In addition, to combat the non-linearity

impairment of the transmitter power amplifier, a pre-distortion technique has been implemented and tested on multi-carrier signals and was shown to be able to reduce the backoff in PA by 4 dB.. Finally, the baseband receiver architecture has been designed and a trial circuit design and FPGA emulation reveal the efficacy of the proposed architecture.

Keywords: MC-CDMA, adaptive array, channel estimation, pre-distortion compensation, synchronization, baseband receiver.

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 之上行系統即為前一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。其中基地台發射模組包括發射機之天線陣列(子計畫一)、多通道射頻/中頻(子計畫二)、可調式波束合成(adaptive beamforming)、多載波碼域多工基頻發射與通道編碼(子計畫三)等模組。手機之接收模組包含天線陣列、多樣性天線(antenna diversity)接收(子計畫一)、多通道射頻/中頻(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)。

三、方法及結果:

(A)通道量測

假設於 OFDM 與可適性天線陣列通訊系統中，含有領航信號。為了說明起見，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，首先考量其二階統計特性。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 $\mathbf{u}$ 。針對向量 $\mathbf{u}$ ，可求其自相關矩陣 (autocorrelation matrix)，並解出其特徵值 (eigenvalues) 及對應的特徵向量 (eigenvectors)。假設此矩陣維度為 $PL \times PL$ ，特徵值 (特徵向量) 之數目為 PL 。將這些特徵值依大小排列： $\lambda_1, \dots, \lambda_{LS} > \sigma_s$ ， $\mathbf{q}_1, \dots, \mathbf{q}_{LS}$ 為對應於 $\lambda_1, \dots, \lambda_{LS}$ 之特徵向量； $\lambda_{LS+1}, \dots, \lambda_{PL} \leq \sigma_s$ ， $\mathbf{q}_{LS+1}, \dots, \mathbf{q}_{PL}$ 為對應於 $\lambda_{LS+1}, \dots, \lambda_{PL}$ 之特徵向量。 σ_s 為 noise variance。根據以上所述，可定義出信號子空間 (signal subspace) 及雜訊子空間 (noise subspace) 如下：

$\mathbf{q}_1, \dots, \mathbf{q}_{LS}$ 組成信號子空間

$\mathbf{q}_{LS+1}, \dots, \mathbf{q}_{PL}$ 組成雜訊子空間

由雜訊子空間與信號子空間兩者正交的特性，可列出重要關係式如下：

$$\mathbf{H}^H \mathbf{q}_n = 0 \quad n=LS+1, \dots, PL \quad (1)$$

此處 $\mathbf{H}$ 為通道矩陣，可由各使用者所產生的發射信號，通道參數，接收信號三者之關係表示出來。參考 [1]，利用與雜訊子空間有關的特徵向量，我們可定義出 cost function 如下所示

$$\hat{\mathbf{h}}_s^H \mathbf{Q} \hat{\mathbf{h}}_s \quad (2)$$

$\hat{\mathbf{h}}_s$ 為欲估測的通道參數， $\mathbf{Q}$ 是由與雜訊子空間有關的特徵向量所組成。就多用戶 OFDM 傳輸系統而言，針對領航信號，我們利用最小平方法 [2] 解出相關的通道參數。其關係式如下所列：

$$\tilde{\mathbf{H}}_{\text{pil},p} = (\mathbf{X}_{\text{pil}}^H \mathbf{X}_{\text{pil}})^{-1} \mathbf{X}_{\text{pil}}^H \mathbf{U}_{\text{pil}} \quad (3)$$

此處 $\tilde{\mathbf{H}}_{\text{pil},p}$ ， $\mathbf{U}_{\text{pil}}$ 為與領航信號有關的通道參數矩陣及接收信號矩陣。 $\mathbf{X}_{\text{pil}}$ 為領航信號矩陣。結合 (2) 及 (3) 之求解結果，我們可利用 (4) 式，求出所有通道參數估測值。(4) 式列出如下：

$$\hat{\mathbf{h}}_s^{(m)H} \mathbf{Q}^{(m)} \hat{\mathbf{h}}_s^{(m)} + \sum_{p=0}^{P-1} \left\| \mathbf{F} \hat{\mathbf{h}}_{s,p}^{(m)} - \tilde{\mathbf{H}}_{s,p}^{(m)} \right\|^2 \quad (4)$$

在可適性天線陣列中，為了調整天線陣列元素權重，我們採用 MMSE 法則。公式如同 [3] 所示：

$$\mathbf{W} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{P} \quad (5)$$

$\mathbf{W}$ 為所欲求得之天線陣列元素權重， $\mathbf{R}$ 為各個天線之接收信號向量的自相關矩陣， $\mathbf{P}$ 為傳播向量 (propagation vector)。利用先前通道參數估測法所求得之通道參數，可做為傳播向量，由此可得天線陣列元素權重。最後由調整出來的天線陣列元素權重與接收信號做適當的運算，可求出主用戶之信號最佳解。

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，我們使用梳形 (comb-type) 領航信號配置模式。在這種模式下，pilot ratio 為

1/8。假設次載波數目為 64，最大正規化都卜勒頻率(normalized Doppler frequency)為 0.03125。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)。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 50 km/hr。將我們所提出的方法，通道參數理想值，其他數值內插法，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對系統性能的提升有很大的幫助。分析其原因，在於 subspace-LS 法則可不受通道環境影響其估測結果。如同以上所述的模擬環境，我們改變 pilot ratio 為 1/4，模擬結果如圖二所示。比較圖一及圖二，可發現當 pilot ratio 上升，可供利用之領航信號數目上升，通道參數估測結果會更準確，通訊系統傳輸性能愈好。

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，圖四所示。基本上與先前的分析結果相同。當 pilot ratio 降低的情況下，我們所提出的方法仍具有良好的系統性能。

(B)聯合頻率誤差估計

在 MC-CDMA 系統中若領航符元受到載波頻率偏移($\varepsilon=0.05$)與取樣時脈偏移($\delta=100$ p.p.m.)時的影響，因為收到的訊號包含有雜訊和子載波間干擾，因此偏離理想的兩條直線(如圖五)。在這種情形下，只要簡單的最小方差 (least squares) 演算法即可求得所要直線的斜率與截距，兩者分別與取樣時脈偏移以及載波頻率偏移有關。

當在多路徑衰減(multipath fading)的通道時，頻域的通道增益 H_k 會影響所收到訊號的相位與振幅，此外，當子載波受到嚴重的衰減時，其上所接收的訊號也較不可靠，因此，每個子載波給予不同的權重，通道增益較大的給予較高的權重，被嚴重衰減的子載波給予較小的權重，顯然可以降低估測的誤差值，再者，利用兩相鄰符元的相位差可以去除通道相位的共同影響，最後，線性迴歸的方法，提供了滿足最小誤差的解，並可同時找出斜率與截距，基於以上三點原因，我們提出利用加權最小方差(weighted least squares, WLS)的演算法來聯合估測載波頻率偏移與取樣時脈偏移，並尋找最佳的權重，使得估測的誤差最小。我們可以推導出載波頻率偏移與取樣時脈偏移的式子為

$$\varepsilon = \frac{\left(\sum_{j=0}^{J-1} w_j x_j^2 \right) \left(\sum_{j=0}^{J-1} w_j y_j \right) - \left(\sum_{j=0}^{J-1} w_j x_j \right) \left(\sum_{j=0}^{J-1} w_j y_j x_j \right)}{2\pi \frac{N_T}{N} \left[\left(\sum_{j=0}^{J-1} w_j \right) \left(\sum_{j=0}^{J-1} w_j x_j^2 \right) - \left(\sum_{j=0}^{J-1} w_j x_j \right)^2 \right]} \quad \text{與}$$

$$\delta = \frac{\left(\sum_{j=0}^{J-1} w_j \right) \left(\sum_{j=0}^{J-1} w_j y_j x_j \right) - \left(\sum_{j=0}^{J-1} w_j x_j \right) \left(\sum_{j=0}^{J-1} w_j y_j \right)}{2\pi \frac{N_T}{N} \left[\left(\sum_{j=0}^{J-1} w_j \right) \left(\sum_{j=0}^{J-1} w_j x_j^2 \right) - \left(\sum_{j=0}^{J-1} w_j x_j \right)^2 \right]}。$$

假設載波頻率偏移與取樣時脈偏移同時存在於系統中圖六與圖七顯示了不同的演算法在多路徑通道下估測的均方根誤差(root mean square error, RMSE), 所加入的載波頻率偏移量為 $\epsilon=0.05$ 與取樣時脈偏移 $\delta=20\text{p.p.m.}$, 從這兩張圖可以看出在大多數的情況下加權最小方差可以得到最佳的估測結果。

(C)預失真補償

簡介

預失真(predistortion)是我們針對 MC- CDMA 系統所採用的線性化方法。由於預失真器的設計上需要有適合的放大器模型以進行最佳化。以下將分別說明我們所使用的功率放大器模型, 以及預失真器的設計方法。最後, 我們將呈現預失真器的線性化成果, 並提出討論以及未來的方向。

功率放大器模型

欲獲得預失真的線性化效果, 有賴於精確的功率放大器模型。若我們將輸入信號的複數波跡 V 表示為:

$$V = r \angle \theta$$

則通過非線性放大器的輸出信號負數波跡 V_{out} 可表示為:

$$V_{out} = A(r) \angle [\theta + \phi(r)]$$

其中 $A(r)$ 描述放大器的振幅-振幅調變效應(AM-AM), 而 $\Phi(r)$ 則描述放大器的振幅-相位調變效應(AM-PM), 在一般的電晶體放大器中效應不大, 常常可以被忽略 [3]。

在現今行動通訊所使用的功率放大器的設計上, 由於操作偏壓點與電晶體的影響, 使得一般功率放大器之轉換特性往往並非單純只存在飽和的非線性現象。而是如圖八所示, 在輸入信號較小時, 會有指數線形下凹現象。這種現象將會對放大器模型的精確度造成不小的影響[4]。注意到這樣的現象, 我們改用以下五階多項式的放大器模型:

$$A(r) = a_1 r + a_2 r^2 + a_3 r^3 + a_4 r^4 + a_5 r^5 \quad \phi(r) = b_1 r + b_2 r^2 + b_3 r^3 + b_4 r^4 + b_5 r^5$$

預失真器的最佳化

由於功率放大器的轉換特性係為高階的非線性函數, 因此我們必須藉助演算法以求係數的最佳化[5]。

假設輸入信號的複數波跡為 $r \angle \theta$, 則使 V 通過預失真器所得輸出信號 V_p :

$$V_p = r_p \angle \theta_p$$

在功率放大器最後得到的輸出 V_{out} :

$$V_{out} = A(r_p) \angle [\theta_p + \phi(r_p)]$$

欲使輸出信號沒有失真，則 V_{out} 需滿足:

$$\begin{cases} g \cdot r = A(r_p) \\ \theta = \theta_p + \phi(r_p) \end{cases}$$

其中的 g 表示預失真後放大器的線性增益。

求解上面的聯立方程式，我們利用以下的演算法:

$$r[k+1] = r[k] + \alpha \{g \cdot r - A(r[k])\}$$

其中 $\alpha=0.85$ ，起始值 $r[0]=r$ 。當 $r[k+1]$ 趨近於 $r[k]$ 時，可得到針對輸入信號 $V = r e^{j\theta}$

預失真應輸出

$$\begin{cases} r_p(r) = r[k+1] \\ \theta_p(r) = \theta - \phi(r_p(r)) \end{cases}$$

再針對不同的 r 值，求出其所對應到的 r_p 與 θ_p ，最後可得到最佳預失真器的轉換特性曲線，結果如圖十。

預失真模擬結果

首先我們先輸入雙調信號(Two-tone)測試線性化的成果，結果如圖十一所示。IM3(inter modulation of 3rd order)在未進行補償時為 -25.6dBc；使用所設計的預失真器補償後 IM3 則下降至 -45.6dBc。

最後我們再輸入含有 800 個子載波之 OFDM 信號。每個載波皆載有一 QPSK 調變信號。結果由圖十二可見，未補償之信號通過功率放大器後，EVM 高達 2.9%；在進行預失真補償後，則可降低至 0.2%。

(D)接收機架構

本計劃接收機之架構雖已在去年的年度報告制定，但考量有部分修改來提高系統效能的情況，因此首先再次敘述接收機的架構；並且針對有作修改的部分做較多的著墨。接收機系統的功能方塊如圖十三所述。為方便描述起見，系統大致可分為三個部分，第一部份 (Rx version 1) 主要處理時域相關的信號處理，例如內插器(interpolator)是用來補償時脈頻率誤差(timing frequency offset, TFO)，反轉器(derotator)被用做補償解調載波頻率誤差(carrier frequency offset, CFO)。此外，由於 MC-CDMA

系統與 OFDM 系統類似，都必須用 FFT 來對以整個 1024 點長的符元(symbol)做解調之用，因此需要偵測符元邊界的機制，本計劃中我們先利用 training symbol 來粗估接收信號的符元邊界，此任務相對應餘圖五的"coarse symbol boundary detection"。第二部分(Rx version 2)包括時域轉頻域的轉換，由 FFT 完成。並且還有部分頻域相關的信號處理，包括偵測整數部分的 CFO(以子載波間距為單位)，如同上年度計劃報告，這部分是利用 training symbol 完成。新版本的接收機多增加細估符元邊界的機制，對應於圖五的"fine symbol boundary detection"。與去年度的接收機最大不同的部分為 TFO 與 CFO 的追蹤迴路，詳細架構會在下一節描述。最後一部份(Rx version 3)則牽涉通道響應評估，頻域等化器等機制把多路徑通道對信號的效應做還原。最後是解展頻以及 QAM demapping 的動作。

接收機系統模擬

根據上述各節所組成的接收基架構，我們根據某一個典型例子來做 C 程式語言模擬，模擬的參數如下列：

- a. 子載波頻率誤差(CFO)：2.2 子載波間距
- b. 取樣頻率誤差(TFO)：-6.2ppm
- c. 展頻碼長度(SF)：64
- d. 星狀圖結構：16-QAM
- e. 假設 TORC 之 threshold 可隨通道訊噪比調整
- f. 模擬通道環境是採用第二種 Rayleigh 的靜態通道

針對上面所列的模擬參數，我們對三種不同的人數個別分析，如圖十四所表示。雖然根據文獻指出多工干擾(MAI)大致會隨人數成長，但是此效應在人數少時卻容易被 ORC 所造成的雜訊放大所稀釋。

硬體之實作

按照輸出訊噪比當作判斷的準則，以下把一些重要的模組輸出輸入位元數列成下表。

節點名稱	所需位元數
ADC輸出	12
內插器更新輸入	8
內插器輸出	14
sin/cos對照表輸出	8
反轉器輸出	14
通道估測	12
FFT輸出	16
追蹤迴路之Y/X除法輸入	14
追蹤迴路之Y/X除法輸出	8
頻域等化器之輸出	18

最後針對定點數版本與原來浮點數版本的結果做比較，如圖十五。

有關硬體實現的進度方面，目前已經把各功能方塊完成並且整合，處於整合後的硬體系統模擬與驗證的階段。硬體實現的方式是將 C 程式語言的原始碼改寫成 Verilog 硬體描述語言，最後用 Field Programmable Gate Array(FPGA)實現，型號為 ALTERA 公司的。硬體描述語言的編譯與模擬則利用 QUARTUS II 2.2 版，各功能方塊的硬體資源使用如下表：

	邏輯元件(%)	內建記憶體(%)
內插器	2	0
反轉器	1	0
粗略符元邊界偵測器	12	8
快速傅立葉轉換器	16	24
整數部分載波頻率誤差偵測器	7	1
細微符元邊界偵測器	4	2
追蹤迴路偏差估測器	7	1
追蹤迴路低通濾波器	1	0
數位控制頻率震盪器	1	1
通道響應估測器	10	9
頻域等化器	5	0
解展頻	2	3
Demapping	1	0
總計	69	49

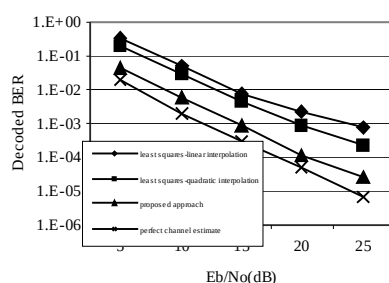
四、結論

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演算法；補償率放大器先線性度不足的預失真方法；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預失真電路與基頻接收處理電路完成架構設計與 FPGA 驗證。下年度開始將進各種電路的 IC 設計。

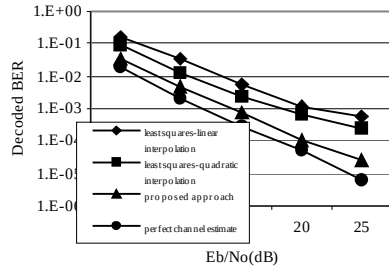
五、參考文獻

- [1] E. Moulines, P. Duhamel, J. F. Cardoso, and S. Mayrargue, "Subspace methods for the blind identification of multichannel FIR filters," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol.43, no.2, Feb. 1995, pp. 516-525
- [2] H. Stark and J. W. Woods, "Probability, Random Processes, and Estimation Theory for Engineers," 2nd ed, Prentice-Hall, 1994
- [3] E. Costa and S. Pupolin, "M-QAM-OFDM System Performance in the Presence of a nonlinear Amplifier and Phase Noise", *IEEE Trans. Communications*, vol.50, pp.462-472, March 2002.
- [4] M. Honkanen and Sven-Custav Haggman, "New Aspects on Nonlinear Power Amplifier Modeling in Radio Communication System Simulations", *Proc. IEEE Int. Symp. On Personal, Indoor, and Mobile Comm., PIMRC '97*, Helsinki, Finland, Sep1-4, 1997, pp. 844.
- [5] J. Jeon, Y. Shin and S. Im, "A Data predistortion technique for the compensation of nonlinear distortion in MC-CDMA system," *Signal Processing Advances in Wireless Communications*, 1999. SPAWC '99. 1999 2nd IEEE Workshop on, 1999

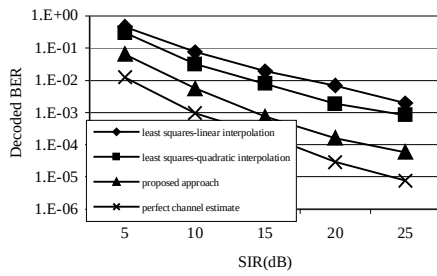
六、圖表



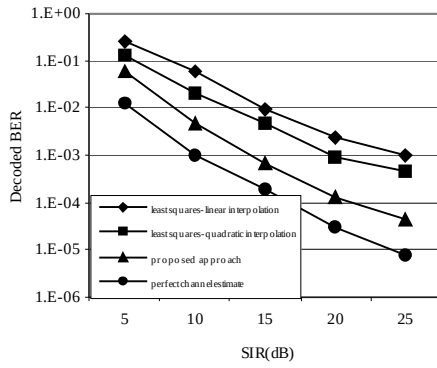
圖一： pilot ratio=1/8



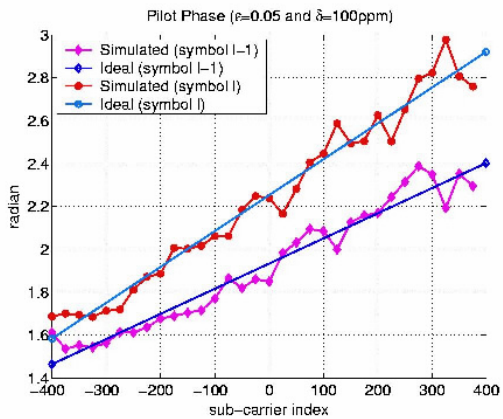
圖二： pilot ratio=1/8



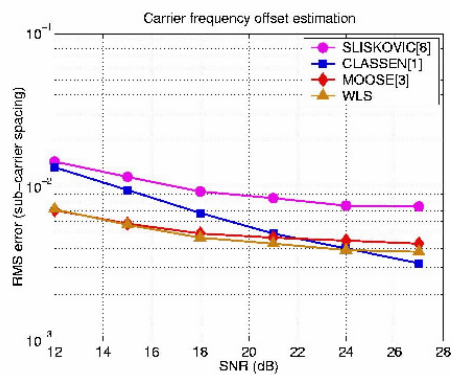
圖三： pilot ratio=1/4



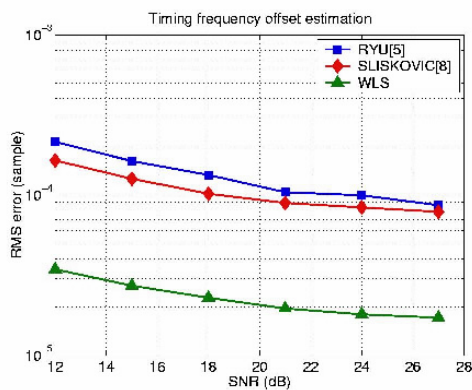
圖四： pilot ratio=1/4



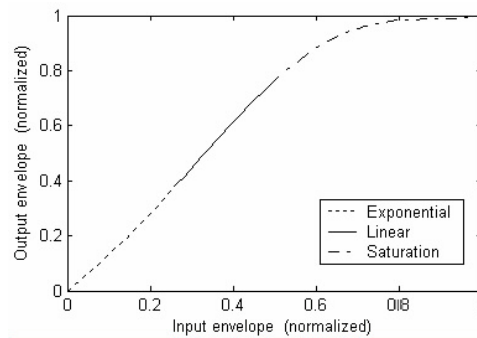
圖五：領航載波相角分佈



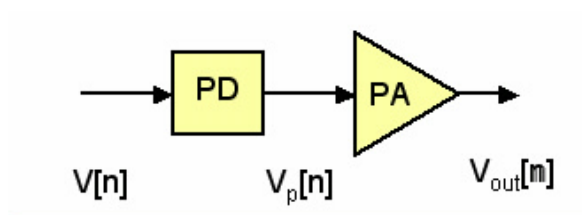
圖六：載波頻率偏移的估測結果



圖七：取樣時脈偏移的估測結果

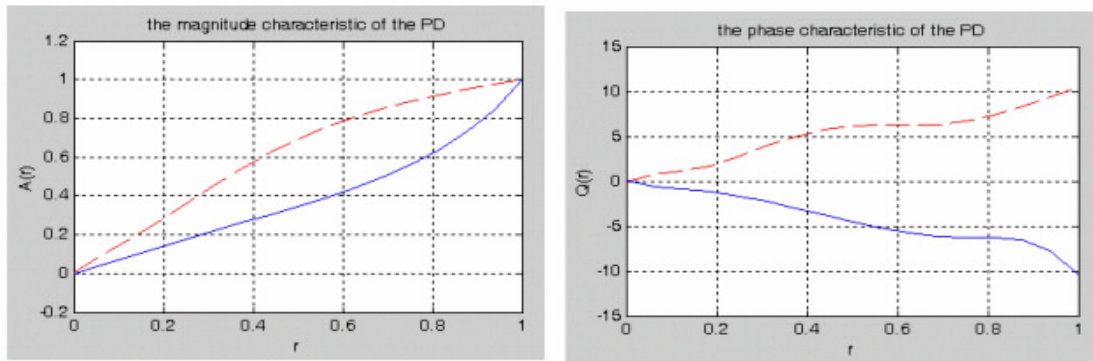


圖八：功率放大器的非線性轉換特性

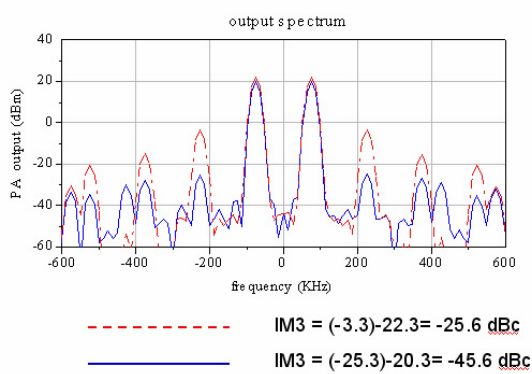


圖九：預失真線性化系統方塊圖。PD:

預失真器；PA: 功率放大器。

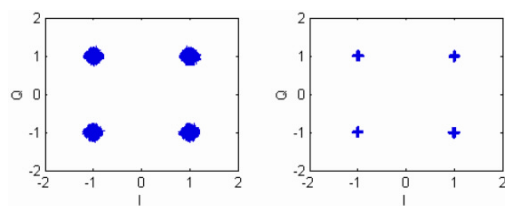


圖十:最佳化預失真轉換函數。上圖:振幅振幅調變補償;下圖:振幅-相位調變補償。(---放大器特性曲線;
—預失真器特性曲線)

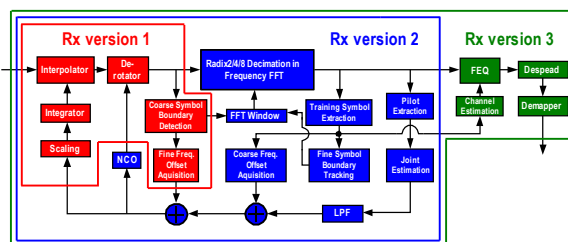


圖十一:雙調信號通過功率放大器之輸出

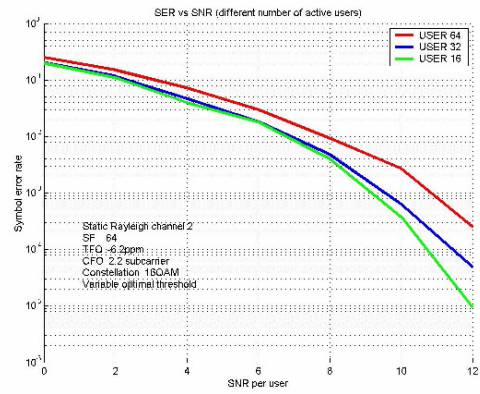
頻譜。



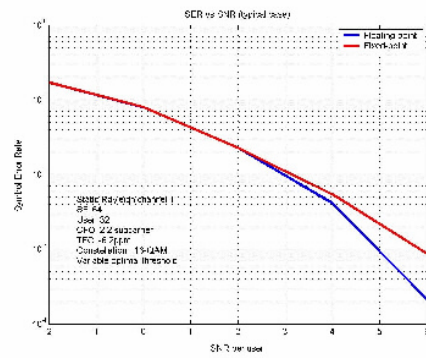
圖十二:用預失真補償 MC-CDMA 信號的結果。



圖十三:接收機功能方塊圖



圖十四:接收機系統模擬之表現



圖十五:定點數系統之表現