

# 行政院國家科學委員會補助專題研究計劃成果報告

## 自主整合式 W-CDMA 基地台接收系統(2/3) Autonomous Integrated Receive Systems (AIRS) for W-CDMA Base Stations (2/3)

計劃類別： 個別型計劃      整合型計劃

計劃編號：NSC89-2219-E009-024

執行期間：89 年 8 月 1 日至 90 年 7 月 31 日

計劃主持人： 蘇育德 教授

共同主持人：

本成果報告包括以下應繳交之附件：

赴國外出差或研習心得報告一份

赴大陸地區出差或研習心得報告一份

出席國際學術會議心得報告及發表之論文各一份

國際合作研究計劃國外研究報告書一份

執行單位：

中 華 民 國 90 年 10 月 25 日

# 行政院國家科學委員會專題研究計劃成果報告

## 自主整合式 W-CDMA 基地台接收系統(2/3)

### Autonomous Integrated Receive Systems (AIRS)

#### for W-CDMA Base Stations (2/3)

計劃編號: NSC89-2219-E009-024

執行期限: 89年8月1日至90年7月31日

總計劃主持人: 蘇育德教授 交通大學電信工程系

子計劃主持人: 蘇育德教授、吳文榕教授、蘇賜麟教授

#### 1. 中文摘要

隨著無線通訊市場的蓬勃成長, 相關的技術也如雨後春筍般的發展。國際電信聯盟 (ITU) 為此而發展了一套第三代行動通訊系統的概念, 稱之為 IMT-2000。這套系統概念可藉由寬頻技術的整合, 將原本只傳送聲音為主的電信事業帶往多媒體服務的行動通訊世界中。而在各國送交國際電信聯盟有關第三代地面無線電傳輸技術的十個方案中, 就有六個是使用寬頻分碼多重擷取的觀念。這幾套系統雖大同卻有小異, 在不同的通訊環境下, 各有其擅長之處。因此, 未來將這些技術整合在一起是無可避免的。設計一套能適應各種環境、系統標準的基地台設備是許多工程師的理想。這一類所謂的軟體無線電收發機, 或以軟體為基礎的通訊系統, 由於寬頻類比/數位轉換器與高速數位信號處理的技術進步一日千里而逐漸有實現的可能。

本計劃主要目的在提出一個以 FPGA 及 DSP 為基礎的寬頻碼域多重擷取 (W-CDMA) 基地台接收端之基頻架構, 完成各子系統 (含功率、擷取及允入控制) 的軟、硬體設計, 並測試、分析其相關性能。這些子系統包含內差式濾波器、亂碼擷取、追蹤、信號及雜訊干擾強度的估計、聲柵式接收機、後置同步自動增益控制器、多用戶偵測等。我們亦提出一個以 RAKE 接收機為中心的基頻架構。基地台接收端需同時具有同頻干擾消除、通道估測、路徑選擇合併、增益控制、軟式解碼及各類同步的能力, 並分析、與模擬其性能優劣。由於以往的設計具各項功能的子系統大都各別做最佳設計, 其間的相關性之考量並不被重視。最近亦有提倡以內、外接收機劃分功能之議。我們認為一個寬頻的無線通訊系統, 若有最佳的性能表現, 應將這些功能作整體的考量, 設計單一子系統時, 不但應考慮到它與其他子系統的銜接、互補性, 更應考慮如何的安排, 才會使得最後的輸出品質最好。我們希望在三年計劃完成後能有一套雛型可以展示, 因此在未來的第三年中將以 DSP 實現之前分析模擬所得到系統最佳化之雛形架構。

另一方面, 在設計一個經濟又可靠的通訊系統時, 通常會考慮有效率頻譜 (spectrum efficient) 的波形、具變通性的通訊協定以及多模態 (multi-mode) 或多頻帶 (multi-band) 功能等需求。對現今如此繁多的已知 W-CDMA 系統的標準而言, 整合上列之需求顯得格外的重要。而達到此目標的一種方法是將現有的類比元件與電路用已可程式化的機置來替代。由於目前的寬頻數位類比轉換器 (A/D D/A converter) 與高速數位信號處理 (DSP) 晶片的發達, 使得這種以軟體為基礎、可適用於多項標準的接收系統之構想能得以成真。在此整合 W-CDMA 基地台接收系統的設計與實現, 我們已經完成前半段的系統設計、模擬, 而未來後半段時間則專注於雛型系統的製作。所有工作將劃分成四項子計劃, 分別負責 1) 系統的架構、性能評估與部份子系統設計, 2) 亂碼產生、匹配、信號內差與多用戶偵測, 3) 載波、亂碼與符元同步子系統。目前, 我們已完成系統之軟、硬體分工之分析以及初步各子系統的設計。

總計劃包含三個子計劃, 由三位教授分別主持。子計劃一負責整個 W-CDMA 基地台接收系統架構以及部分子系統之研究, 並對整個系統的性能進行分析與評估, 因此與其他子計劃間需時常溝通以便分析在系統設計中各個子系統相關的影響。本計劃負責的子系統含亂碼之粗調、通道估計 (channel estimation)、RAKE 合成、信號與雜訊強度、C/I 之估計與 Post-Sync AGC。

子計劃二負責被動式與主動式解展頻 (passive and active de-spreading, correlation)、長/短亂碼之產生與多用戶偵測的部分, 前兩部份與同步子系統及接下來的解碼都有密切的關連。亂碼追蹤迴路需要通道估計的結果告知亂碼與主要路徑的大概位置及相位, 以便開始或重新追蹤。多用戶偵測線路在複雜環境下則需與 RAKE 合成配合作, 而解碼系統則需要其軟輸出 (含偵測符元之可靠度)。

子計劃三從事同步子系統之設計, 這其中包括頻率、載波與亂碼 (符元) 之同步。由於

這些同步系統之性能與信號強度有關，我們準備利用 AGC 的輸出來調整它們的頻寬以求得最佳的表現。載波追蹤部份需要通道估計子系統來提供瞬間的信號振幅，而亂碼（符元）追蹤迴路的輸出將供給輸入數位樣本之內差濾波器來調整其內差點以便重新計算解展頻值。

各子計劃互相關連，缺一不可其整合之必要性至為明顯。

關鍵詞：寬頻碼域多重擷取，數位信號處理器，複徑衰落，展頻通訊。

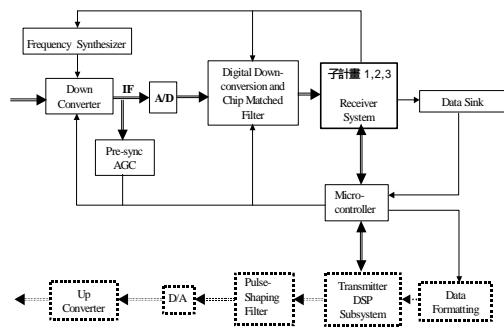


Fig. 1 AIRS Functional Block Diagram (I)

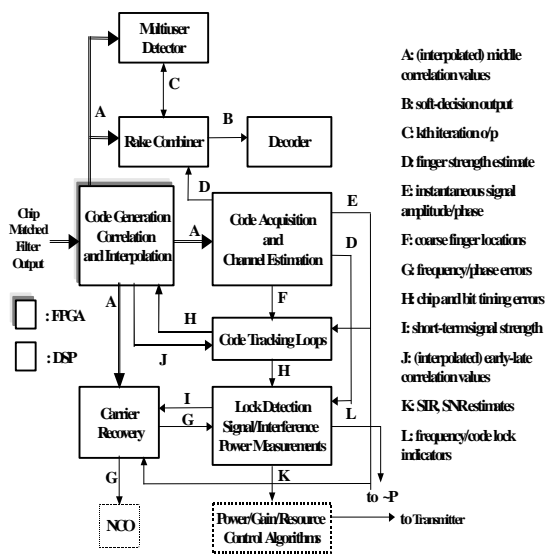


Fig. 2 AIRS Functional Block Diagram (II)

## 二、計劃緣由與目的

近十年來，由於無線通訊市場成長極為迅速，相關的技術也發展驚人，行動電話、低功率無線電話、衛星信等各類無線通訊系統群雄並起。為此，ITU 發展了一套第三代行動通訊系統的概念叫 IMT-2000 (International Mobile Telecommunications -2000)。這套系統概念越來越為世界各國通訊界所注目，似將成為二十一世紀初整合所

有行動通信系統的新標準。ITU 預計在 2000 年春會決定完整的 IMT-2000 無線傳輸技術規範，2002 年可以提供初步服務，正式商業化則可能需等到 2005 年。IMT-2000 發展的目的是希望以寬頻技術整合各類服務需求，達到多媒體行動通訊的理想，以提供更好的通話品質，更多樣化的服務，同時藉由衛星行動通訊的技術使得服務區域更廣泛，真正實現一機走天下的理想。雖然 IMT-2000 理想中應具有唯一的世界標準，但既有的行動通訊系統中已有很多的技術標準，因此在逐漸形成的系統觀念族 (FSC, Family of Systems Concept) 下，IMT-2000 將規定一些共通性的技術規範，以兼容並蓄各種不同的系統標準。由於 IMT-2000 強調的是「兼容並蓄」各種不同技術標準，是一種「概念族」，而非為單一技術標準，因此 IMT-2000 不是由誰主導規劃統一之系統，而是依地區既有標準加以發展擴充而成的多系統之組合。截至 1998 年 6 月 30 日為止，各國送交國際電信聯盟 ITU 的第三代行動通信系統技術方案已達 15 個，其中 10 個屬於地面通訊系統，5 個屬於衛星通信系統；而在這些方案中有 6 個採用 W-CDMA 技術，為歐聯及美、日等先進國家所共同支持。最近一年來，這些 W-CDMA 方案又整合成 3GPP 與 3GPP II 等兩大陣營，在一些主要系統參數上（如 bandwidth, chip rate）並已達成共識，可以相容。由此判斷，將來 ITU 選擇 W-CDMA 為主要無線傳輸技術的可能性最大，也因此電信國家型科技計劃也將 W-CDMA 列為無線通訊發展重點之一。

本整合型計劃之目的在提出一個以 FPGA 與 DSP 為基礎的 W-CDMA 基地台接收端之基頻架構，整合各子系統的軟、硬體設計設計，並完成一雛型系統。前面提到，設計單一無線通訊系統的子系統時，不但應考慮到它與其他子系統的銜接、互補性，更應考慮如何的安排，才會得到最佳的整體系統通訊品質。我們以底下三個例子來說明。

例一，RAKE 接收需要有通道參數；如各路徑的強度、相對延遲來輔助。在一個變動的環境中，這些參數的追蹤與亂碼、頻率、相位的同步有關，也和增益控制有關。但是在 RAKE 合併之後，我們需進行解碼，而軟式解碼在地面無線通訊的環境中可提供相當多的編碼增益(coding gain)。軟式解碼中所需的編碼符元(coded symbol)可靠度，雖可從 RAKE 合併後的輸出獲得，但較原始的通道估測結果可提供更多的資訊。另外，在解碼之前，一般需經解隔(de-interleaving)以便打散叢雜音(burst noise)。可是在尚未被打散前的信號其相關性強，用這一串相關性強的信號來估計符元可靠度顯然要比只用個別的 RAKE 輸出來估計較為適當。

例二，較先進的 CDMA 接收機都有干擾消除的功能。在 W-CDMA 系統中干擾來自於：寬頻的同系統用戶干擾、窄頻的其他系統用戶干擾及複徑衰褪造成的 ISI。干擾消除的方式有很多種、但通常與通道的估計有關。後者，如例一所述，和各同步子系統又有關。如果我們將這些子系統的參數之最佳比都鎖定同一損益函數 (cost function)，則彼此之間的關連就更為密切，也可彼此支援加強功能。(譬如，寬頻的消除之效果會受同步誤差的影響；先做干擾消除可改善通道估計等等。)

例三，由於經壓縮後的信號本身具有不等重要性的特色，因此在傳輸時可用不等效保護的改錯碼 (unequal-protection codes)。此外，不同媒體也有不同的信號品質要求，因此也需要不同程度的保護。除了使用不等效保護的碼外，也可用串接碼 (concatenated codes)，或穿孔式迴旋碼 (punctured convolutional codes) 來達成目的。這樣的不等效保護便需要在資料源編碼 (source coding) 與通道編碼間的配合。

除了整體的設計 (integrated design) 外，我們也瞭解到，並非所有的功能在任何的環境下都需要，一個好的接收系統應具有相當的彈性，可以在不同的環境中運作，也因此我們的架構須具有自我重組 (re-configuration) 的能力。這種要求使我們得將各種功能盡量模組化 (modularize)，並盡量利用信號處理器來完成大部份的基頻工作。

不論歐盟與日本之 WCDMA 或美國之 cdma-2000，其 IMT-2000 標準建議案之 reverse link (uplink) 都將傳送 code-multiplexed pilot signals 以達到同調接收 (coherent reception) 與其他好處 (如 smart antenna 設計及 multiple access cancellation 等)，既要同調接收、同步設計之重要性自不待多言。同時因此二系統之 reverse link 也都採用 complex spreading/QPSK 以達到降低傳送訊號 PAR (peak-to-average ratio) 並提高功率效率之目的。目前正式文獻中仍未見有關 complex spreading codes 之聲柵式接收機之報告，所以其設計及性能更值得吾人探討、分析。

本計劃描述了在 cdma-2000 上行鏈路系統中使用的複展頻與 QPSK 調變傳送信號之行為，至於在亂碼追蹤部分，我們完全針對 cdma2000 的系統架構，在高斯白雜訊通道與多路徑衰落通道下的性能分析，並利用數值方法分析出此架構的性能，且分析了使用聲柵式接收機來偵測傳送數據時的性能，並比較了兩種常用到聲柵式接收機系統——最大比率結合聲柵式接收機 (MRC RAKE Receiver) 與等增益結合聲柵式接收機 (EGC RAKE Receiver) 的性能差異。雖然聲柵式接收機對於符號間干擾 (ISI) 的消除有一定的效用，但是為了更有效的對抗多用戶干擾 (MAI) 可以加入多用戶偵測 (MUD) 的機制，而加入多用戶偵測的機制則是未來可以進一步研究的方向。

## 2. 結果與討論

### 子計劃一

#### 第一部份：系統傳送端與通道模型

Cdma-2000 系統上行鏈路的傳送端使用複展頻 (Complex Spreading) 與 QPSK 調變技術，其方式如 Fig. 3 所示。

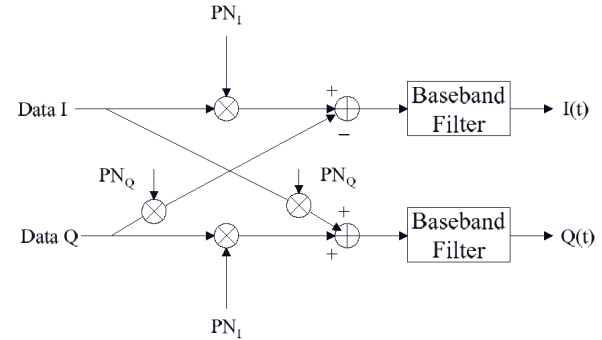


Fig. 3 複雜展頻示意圖

Cdma-2000 各個上行實體通道 (reverse physical channels) 信號經複雜展頻與 QPSK 調變示意圖：

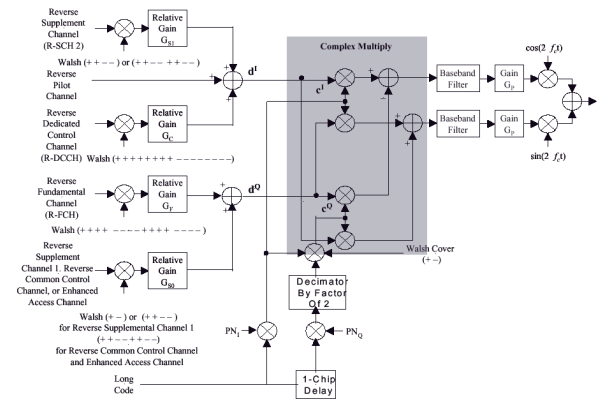


Fig. 4 上行鏈路通道調變器

經展頻與調變過後的傳送信號的數學表示式為：

$$\begin{aligned} \tilde{s}_T &= \sum_{k=1}^K \tilde{s}^{(k)}(t - t_k) \\ &= \sum_{k=1}^K \sum_{i=-\infty}^{\infty} d_{[i]}^{(k)} c_{[i]}^{(k)} g_T(t - iT - t_k) e^{j\omega_k t} \end{aligned}$$

其中  $K$  代表用戶個數， $T$  是符元 (symbol) 區間， $T_c$  是 chip 區間， $M$  是 spreading factor， $N$  是展頻碼週期， $d$  是要傳送的資料， $c$  是展頻碼， $g_T$  是 pulse shaping filter 的波形 (Square Root Raised-Cosine: SRRC)， $t_k$  是第  $k$  個用戶相對於第一個用戶的傳送信號時間差， $\omega_k$  是第  $k$  個用戶相對於第一個用戶傳送信號的相位差。

另外，通道的模型可以用下列時變虛數低通等效的 impulse response 表示：

$$h_p(\underline{t}; t) = \sum_{l=0}^{L_p} \alpha_l(t) u(t - \underline{t}_l)$$

$$\alpha_l(t) = r_l(t) e^{jw_l(t)}$$

其中  $L_p$  是可解析的通道數目,  $\alpha_l(t)$  是複數值的通道增益係數,  $\{r_l\}_{l=1}^{L_p}$ 、 $\{w_l\}_{l=1}^{L_p}$  與  $\{\underline{t}_l\}_{l=1}^{L_p}$  分別是時變通道的振幅、相位移動與延遲的時間差。

### 第二部分：同調羈耙式接收機性能分析

在用同調羈耙式接收機時, 我們利用粗調 (code acquisition) 的結果來選擇訊雜比較高的  $L_r$  個路徑, 並假設粗調已經將選擇的  $L_r$  條路徑上的 chip 時間差調整到 1/2 個 chip 區間內。接收機的示意圖如下：

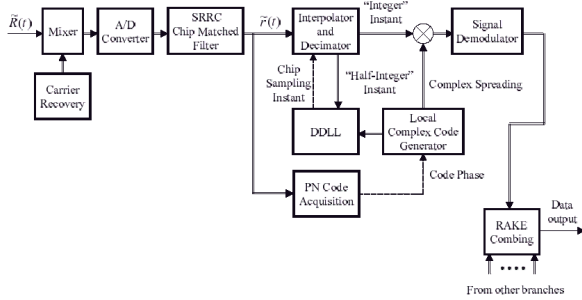


Fig. 5 接收機架構圖

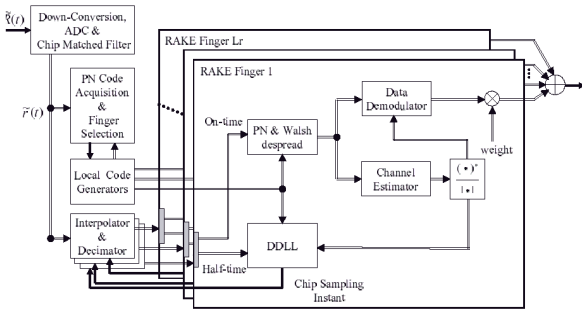


Fig. 6  $L_r$  個 finger 的 RAKE 接收機示意圖

等效的接收機頻信號可表示為：

$$\tilde{R}(t) = \sum_{k=1}^K \tilde{s}^{(k)}(t - \underline{t}_k) \otimes h_p^{(k)}(\underline{t}; t) |_{t=\underline{t}_k} + \tilde{n}(t),$$

$\tilde{n}(t)$  為基頻等效高斯白雜訊。

經過推導, 針對於我們感興趣信號 ( $k=1$ ) 的 RAKE 接收機輸出為：

$$U = \sum_{n=0}^{L_r-1} \left\{ \frac{1}{M} \sum_{j=mM}^{(m+1)M-1} \tilde{r}_{n,j} c_{j/N}^{(1)*} W_{F1/jM} \right\} \left\{ \frac{\hat{c}_{m,n}^{(1)*}}{\hat{c}_{m,n}^{(1)}} \right\} \tilde{S}_{m,n}$$

$$= U_s + U_{si} + U_{mai} + U_N$$

$U_s$  表示感興趣的信號部分,  $U_{si}$  表示相同用戶中其他路徑干擾的部分,  $U_{mai}$  表示其他用戶的干擾部分,  $U_N$  表示高斯白雜訊的部分。

接下來我們分別就最大比率結合羈耙式接收

機 (Maximum Ratio Combining RAKE Receiver) 與等增益結合羈耙式接收機 (Equal Gain Combining RAKE Receiver) 的架構及其性能並將之與模擬結果比較。

### A、MRC RAKE Receiver :

最大比率結合羈耙式接收機 (MRC RAKE Receiver) 的系統架構圖如下圖所示：

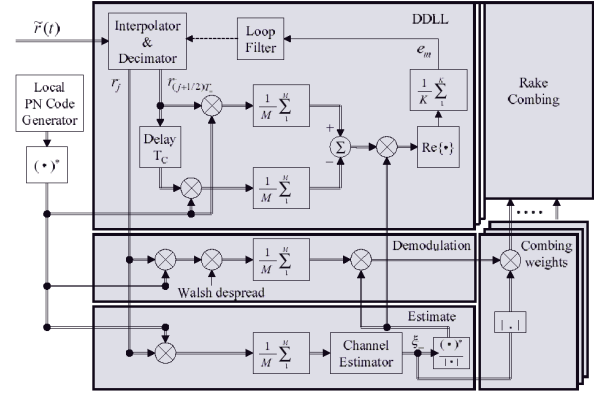


Fig. 7 MRC RAKE 接收機架構圖

在給定  $\{\hat{c}_{m,n}^{(1)}\}$  的情況底下, 其誤碼率為：

$$P_b = \int_0^\infty Q\left(\sqrt{\frac{F}{F^2}}\right) \left\{ \frac{\left(\frac{m_F}{\Omega}\right) F^{(m_F-1)}}{\Gamma(m_F)} e^{-\left(\frac{m_F}{\Omega}\right) F} \right\} dF$$

$$\approx \sqrt{\frac{\chi}{1+\chi}} \frac{(1+\chi)^{-m_F} \Gamma(m_F + 1/2)}{2\sqrt{F} \Gamma(m_F + 1)}$$

$$\cdot {}_2F_1(1, m_F + 1/2; m_F + 1; (1+\chi)^{-1})$$

其中  $\chi = \frac{\Omega_F}{2m_F t_F^2}$ , 而  ${}_2F_1(a, b, c, z)$  則為

hypergeometric 函數,  $F = \frac{(G_F)^2}{\Omega_{c_0}} \sum_{n=0}^{L_r-1} \left\{ \hat{r}_n^{(1)} \right\}^2$ 。

### B、EGC RAKE Receiver :

相同增益結合羈耙式接收機 (EGC RAKE Receiver) 的系統架構圖如下圖所示：

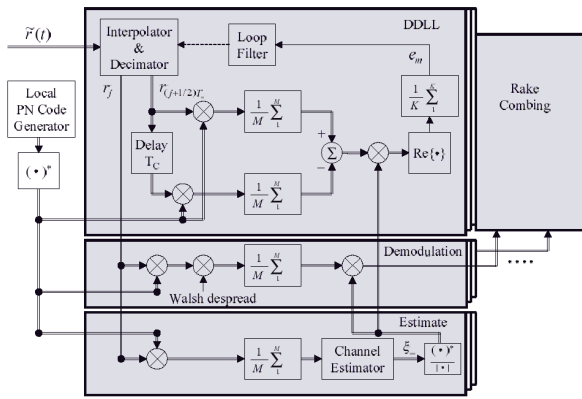


Fig. 8 MRC RAKE 接收機架構圖

經過計算，其誤碼率為：

$$P_b = \int_0^\infty Q\left(\sqrt{\frac{F}{f_F^2}}\right) \left\{ \frac{\left(\frac{m_F}{\Omega}\right)^{m_F-1}}{\Gamma(m_F)} e^{-\left(\frac{m_F}{\Omega}\right)F} \right\} dF$$

$$\approx \frac{\sqrt{\chi}}{\sqrt{1+\chi}} \frac{(1+\chi)^{-m_F} \Gamma(m_F+1/2)}{2\sqrt{f}\Gamma(m_F+1)}$$

$$\cdot {}_2F_1\left(1, m_F+1/2; m_F+1; (1+\chi)^{-1}\right)$$

其中  $\chi = \frac{\Omega_F}{2m_F f_F^2}$ ， ${}_2F_1(a, b, c, z)$  為 hypergeometric

函數， $F = \frac{(G_F)^2}{\Omega_{c_0}} \left\{ \sum_{n=0}^{L_F-1} r_n^{(1)} \right\}^2$ ；與 MRC RAKE 接收

機最大的差別在於 MRC 的  $F$  為  $\frac{(G_F)^2}{\Omega_{c_0}} \sum_{n=0}^{L_F-1} \{r_n^{(1)}\}^2$ 。

### 第三部分：模擬結果

在模擬時我們假設正確載波相位估計及粗調與理想 A/D 轉換器及 interpolator/decimator，以下為部分模擬的結果：

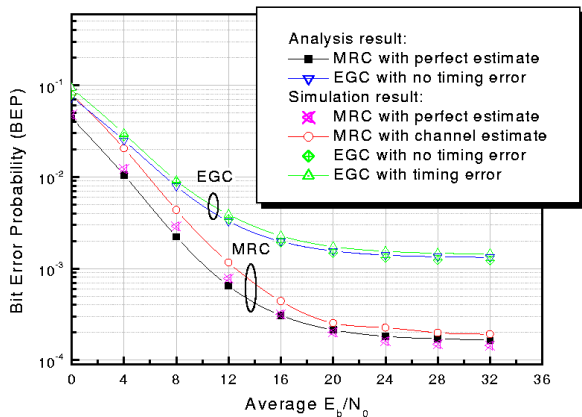


Fig. 9 兩種 RAKE 接收機誤碼率性能比較

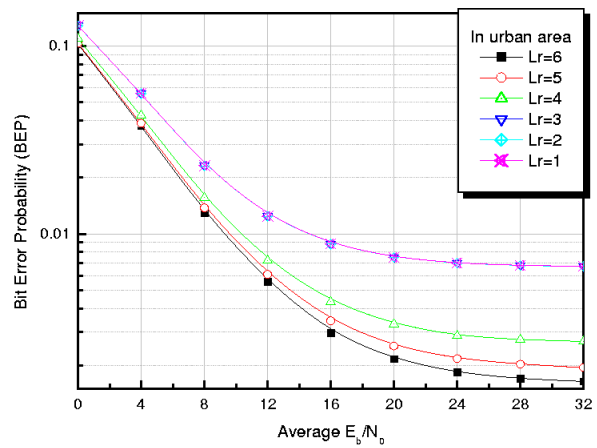


Fig. 10 MRC 接收機 finger 數目對誤碼率做圖

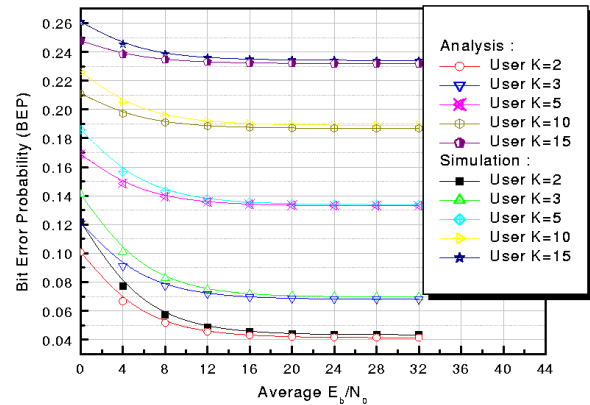


Fig. 11 MRC 接收機用戶數目對誤碼率做圖

### 第四部分：子計劃成果自評

此子計劃描述了在 cdma-2000 上行鏈路系統中使用的複展頻與 QPSK 調變傳送信號之行為，且分析了使用犁耙式接收機來偵測傳送數據時的性能，並比較了兩種常用到犁耙式接收機系統—最大比率結合犁耙式接收機 (MRC RAKE Receiver) 與等增益結合犁耙式接收機 (EGC RAKE Receiver) 的性能差異。正如所預期的，最大比率結合犁耙式接收機是最佳的結合機制，但是其性能常會受限於通道估計的不完美。未來的第三年我們將利用此架構與模擬分析結果做為 DSP 實現的參考依據。

### 子計劃二

#### 結果與討論：

在非同步展頻之直序列多重擷取系統中，檢測與同步扮演非常重要的角色。然而，在多使用者環境下，由於引入了多重進接擷取干擾，因此要做到精確的檢測與同步其難度增加。採用多用戶偵測技術將可有效降低此多重進接擷取干擾所造成的影響。本計劃所使用之平行干擾消除 (PIC) 便是實際應用中非常具有潛力的多用戶偵測技術。然而，平行干擾消除技術有賴於可靠的干擾值估測。因此我們提出了 partial PIC 架構來克服干擾值估測的問題。



在此子計畫中我們將部分平行干擾消除 (partial PIC) 整合到直序列展頻系統中, 以進行多用戶偵測。此外, 使用受到較少多重擷取干擾的信號以做為檢測與碼追蹤之用。由模擬結果得知, 我們所提出的架構較傳統的架構優良。圖13為系統架構的方塊圖, 圖14則顯示它與其它元件的週邊介面。

在本子計畫中每個用戶的部分消除因子 (partial cancellation factor PCF) 皆採固定值。事實上當訊號干擾比相當大的時後, 干擾的估測值其可信度便相對提高, 因此可以採用較大的 PCF 值, 反之亦然。如何根據訊號干擾比以調整 PCF 值將是未來研究的主要課題。此外, 若在本架構中結合碼擷取技術將會使系統架構更為完整。

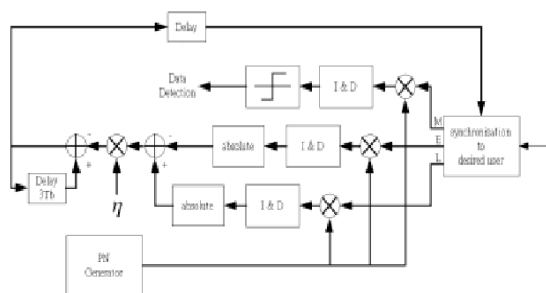


Figure 12: Modified noncoherent DLL



Figure 13: Overall proposed architecture

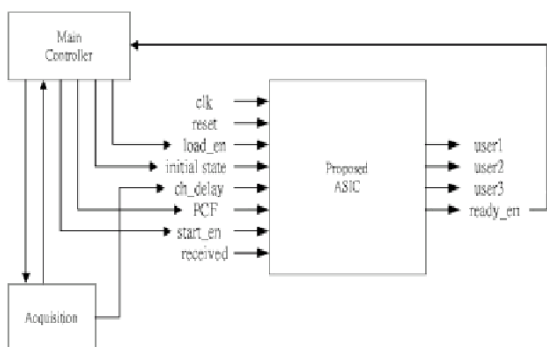


Figure 14: Overall proposed ASIC system

### 子計畫三

#### 第一部份：研究方法與成果

##### 結果與討論：

本計畫針對展頻碼同步系統中的非同調與同調延遲鎖定迴路作分析與比較, 其結果顯示, 非同調延遲鎖定迴路優於同調延遲鎖定迴路。

我們此子本計劃中利用資料頻道做為追蹤展頻碼相位的訊號, 採用判斷回授 (decision feedback) 的方式對載波以及展頻碼的相位追蹤。

非同調 DLL 的平方檢測 (Square-law detector) 所造成的平方損失 (Squaring loss) 為 3dB, 因此同調 DLL 的性能比非同調 DLL 好 3dB。但我們所得到的 Jitter 結果為: 訊雜比 (SNR = 0 dB) 較低時, 同調 DLL 比非同調 DLL 的性能好 1~1.5dB; 在較高的訊雜比 (SNR = 12 dB) 時, 兩者的效能幾乎是相同的, 而且分析模擬所得之 MTLL 結果顯示, 非同調 DLL 比同調 DLL 的性能好約 0.5dB。

在行動通訊系統中, 由於接收訊號功率的變動使得系統同步變得不穩定, 因此我們使用自動增益控制迴路 (AGC) 來控制與維持穩定的接收訊號功率, 我們已證實使用 AGC loop 結合 DLL 可以得到較佳的同步性能, 其研究成果已發表於 [30]。而在多重路徑衰減 (Multipath fading) 的環境下, 由於載波相位檢測的不準確, 導致同調 DLL 性能的嚴重惡化, 因此同調 DLL 比非同調 DLL 的性能差 [31], 尤其是在 nonline-of-sight 的環境下。以上之討論, 我們於子計畫三的報告中會有詳細圖示說明。

#### 第二部份：結論與討論

我們深入探討在第三代行動通訊系統中, 同調及非同調複數展頻延遲鎖定迴路的性能, 其結果顯示, 同調 DLL 的優點為: 在 AWGN 環境下且訊雜比 (SNR) 較低時, 同調 DLL 比非同調 DLL 的 Jitter 性能好 1~1.5dB。而使用非同調 DLL 的好處是: 1. 擁有較低的複雜度; 2. 非同調 DLL 比同調 DLL 具有較好的 MTLL 性能; 3. 在多重路徑衰減 (Multipath fading) 的環境下, 非同調 DLL 的性能優於同調 DLL。綜合以上之討論與比較, 我們所得的結論為: 使用非同調 DLL 是較佳的選擇。

### 五、參考文獻

1. V. K. Garg, IS-95 CDMA and cdma2000, NJ: Prentice Hall PTR, 2000.
2. H. G. Proakis, Digital communications, New York: McGraw-Hill, 3rd Ed., 1995.
3. T. S. Rappaport, Wireless communication: principles & practice, New Jersey: Prentice Hall, 1996.
4. D. Parsons, The mobile radio propagation channel, Addison-Wesley, 1992.
5. M. K. Simon and M.-S. Alouini, Digital communication over fading channels, New York: John Wiley & Sons, 2000.
6. H. Meyr, M. Moeneclaey, and S. A. Fechtel, Digital communication receivers: synchronization, channel estimation, and signal processing, New York: John Wiley & Sons,

- 1997.
7. TIA/EIA, Physical layer standard for cdma200 spread spectrum systems, 3GPP2 Document C.P0002-A. Edit Version 29, Nov. 18, 1999.
  8. A. Papoulis, Probability, random variables and stochastic process}, New York: McGraw-Hill, 3rd Ed., 1991.
  9. M. Abramowitz and I. A. Stegun, ed., Handbook of mathematical functions, New York: Dover, 1972.
  10. Y.-H. Hsu, "Analysis of complex tracking with channel estimation in bandlimited rayleigh fading channels," Mater Thesis, Department of Communication Eng., National Chiao Tung Univ., Hsinchu, Taiwan, June 2000.
  11. J. M. Holtzman, "A simple, accurate method to calculate spread-spectrum multiple-access error probabilities," IEEE Trans. Commun., vol. 40, NO. 3, pp.461-464, Mar. 1992.
  12. M.-S. Alouini, S. W. Kim, A. Goldsmith, "RAKE reception with maximal-ratio and equal-gain combining for DS-CDMA systems in Nakagami fading," IEEE Universal Personal Comm., vol.2, pp.708-712, 1997.
  13. T. Eng, and B. Milstein, "Coherent DS-CDMA performance in Nakagami multipath fadings," IEEE Trans. Commun., vol.44, pp.1117-1129, Sept. 1996.
  14. S.-H. Hwang, K. Cho, W.-R. Cho, and E.-K. Hong, "Revese link synchronous DS-CDMA cellular networks in Rayleigh multipath fading : system capacity," APCC/OECC Comm., vol. 1, 1999
  15. S. Willenegger, "cdma2000 Physical layer: an overview," Jour. Comm. Net., vol. 2, No. 1, Mar. 2000.
  16. R. L. Peterson, R. E. Ziemer, and D. E. Borth, *Introduction to spread spectrum communication*, Prentice-Hall, 1995.
  17. R. L. Pickholtz, D. L. Schilling, and L. B. Milstein, *Theory of Spread-Spectrum Communications-A Tutorial*, IEEE Trans. Commun., vol. COM-30, no. 5, pp. 855-883, May. 1982.
  18. W. Huang, I. Andonovic, and, M. Nakagawa, "Code tracking of DS-CDMA systems in the presence of multiuser interference and additive noise," IEEE 5th International Symposium, vol. 3, pp. 843-847, 1998.
  19. S. Verdu, "Minimum probability of error for asynchronous Gaussian multiple-access channels," IEEE Trans. Inform. Theory, vol. IT-32, pp. 85-96, Jan. 1986.
  20. S. Verdu, "Optimum multiuser asymptotic efficiency," IEEE Trans. Commun., vol. COM-34, pp. 890-897, Sep. 1986.
  21. S. Moshavi, "Multi-user detection for DS-CDMA communications," IEEE Personal Commun. Mag., pp. 124-136, Oct. 1996.
  22. Duel-Hallen, J. Holtzman, and Z. Zvonar, "Multiuser detection for DS-CDMA systems," IEEE Personal Commun., vol. 2, pp. 46-58, Apr. 1995.
  23. interference cancellation," IEEE Third International Symposium, vol. 1, pp. 69-78, 1994.
  24. N. S. CORREAL, R. M. BUEHREE, and B. D. WORNER, "A DSP-Based DS-CDMA multiuser receiver employing partial parallel interference cancellation," IEEE J. Select. Areas Commun., vol. 17, no. 4, pp. 613-630, Apr. 1999.
  25. J. K. Holmes, Coherent Spread Spectrum Systems, John Wiley & Sons. 1982
  26. Rodger E. Ziemer; Roger L. Peterson, Digital Communications and Spread Spectrum Systems, New York: Macmillan; London: Collier Macmillan, 1985.
  27. R. De Gaudenzi and M. Luise, "Decision-directed coherent delay-lock tracking loop for DS-spread-spectrum signals" IEEE Trans. on Communications, Vol. 39, pp. 758-765, May 1991.
  28. M. Sawahashi, F. Adachi, and H. Yamamoto, "Coherent Delay-locked Code Tracking Loop Using Time-Multiplexed Pilot for DS-CDMA Mobile Radio," IEICE Trans. Communications, pp. 1426-1432, July 1998.
  29. F. Adachi, M. Sawahashi, and H. Suda, "Wideband DS-CDMA for next-generation mobile communications systems" IEEE Communications Magazine, Vol. 36, pp. 56-69, Sept. 1998.
  30. Szu-Lin Su and Nan-Yang Yen, "Performance of Combined DDLL and AGC Loop for Direct-Sequence Spread-Spectrum Systems" IEEE Trans. on Communications, Vol. 48, pp. 1455-1458, Sep. 2000.
  31. R. De Gaudenzi, "Direct-Sequence Spread-Spectrum Chip Tracking in the Presence of Unresolvable Multipath Components" IEEE Trans. on Vehicular Thchnology, Vol. 48, pp. 1573-1583, Sep. 1999.