

分碼多重接取網路之下鏈多階碼擷取

何建興

國立澎湖科技大學電信工程系
jsho@npu.edu.tw

沈文和

國立交通大學電信工程系
whsheen@cm.nctu.edu.tw

摘要

本文針對分碼多重接取網路之多階碼擷取系統，提出整合性分析方法。本分析與傳統分析不同在於傳統分析模型未考慮起始取樣誤差及碼都普勒偏移(兩者合稱為取樣誤差)所造成的影響。由模擬結果發現，當碼都普勒偏移增加，則分析準確性明顯降低。新分析方法除了精確度提升外，更涵蓋多基地台及多重路徑通道下之多階碼擷取系統。本文要點整理如下：1)新分析方法之精確度優於傳統方法；2)新分析涵蓋多重路徑通道之分碼多重接取網路；3)分析結果可驗證在極高訊雜比下，多階碼擷取效能隨訊雜比提升而逆勢衰減之特殊現象。最後，比較分析與模擬數據發現，平均碼擷取時間 200 ms，碼都普勒偏移 12.5 ppm 時，新方法相當準確，而傳統方法誤差達 3 dB。

關鍵詞：碼擷取、分碼多重接取網路、碼都普勒偏移。

Abstract

In this paper, a general analysis is performed for multi-stage code acquisition (MSCA) systems in CDMA networks in the presence of carrier and code Doppler shift. The proposed analysis method is based on the well known flow graph techniques to evaluate mean acquisition time (MAT) of the MSCA system using corresponding flow graph diagram. In the traditional flow graph diagram, non-perfect sample time effects, resulting from the uncertain initial delay and code Doppler shift, are not considered for simplicity. If the non-perfect sample time effects are considered, the traditional flow graph diagram becomes quite inaccurate in large code Doppler shift and needs to be revamped. Moreover, in the CDMA networks, a MSCA receiver shall be able to

detect qualified base-stations (BS's) over multi-path channels. The contributions of this paper are summarized as follows: 1) the proposed analysis is very accurate in a wide range of carrier and code Doppler shift; 2) the ability of a MSCA receiver in different locations of the CDMA networks is investigated; 3) a *curve-rising effect* that is not observed from the traditional analysis is discussed in detail. From numerical results, the proposed analysis method is very accurate in all cases, while errors incurred by the traditional analysis are up to 3 dB under the mean acquisition time of 200 ms and code Doppler shift of 12.5 ppm.

Keywords: Code Acquisition, CDMA Network, Code Doppler Shift.

1. 前言

擬亂碼同步(PN Code Synchronization)是建立展頻(Spread Spectrum, SS)通訊的首要步驟。實現擬亂碼同步的方式是調整接收機之擬亂碼產生器，使其相位與接收到之擬亂碼相位誤差小於一碼片(chip)。由於擬亂碼具有良好的自相關特性，因此估計擬亂碼相位誤差可依相關器輸出值大小判斷。當擬亂碼相位誤差為零(即兩擬亂碼相位完全重合)，則相關器輸出訊號最強，若擬亂碼相位誤差超過一碼片，則相關器輸出為近似雜訊的訊號[1]。

為了降低擬亂碼同步系統複雜度，擬亂碼同步分成兩步驟完成：1) 擬亂碼擷取、2) 擬亂碼追蹤。前者的目標是控制擬亂碼相位誤差小於一碼片(通常設為 0.5 碼片)；後者則依據擬亂碼擷取的結果，進一步將相位誤差維持在更小的範圍內。倘若相位誤差超過擬亂碼追蹤容許範圍，則擬亂碼同步系統重回擬亂碼擷取步驟。依據上述規則，擬亂碼擷取-追蹤兩步驟交替進行，以確保通訊連線與維持通訊品質。本文將分析多階擬亂碼擷取系統在分碼多重接取網路，考慮碼都普勒偏移及多重路徑通道環境下之擬亂碼擷取效能。

在分碼多重接取網路(例如：衛星通訊、蜂巢式行動通訊網路)中，行動端開機後必須選擇與鄰近訊號品質佳之基地台同步，並接收系統廣播通道訊號，依據指示進入無線通訊網路。在地面行動通訊網路，尤其是都會區環境中，還需考慮多重路徑通道及多重接取的複雜效應。考慮行動端與基地台之間相對運動以及振盪器誤差的影響，收到訊號存在載波都普勒偏移以及碼都普勒偏移。其中載波都普勒偏移所造成的影響已有許多文獻加以探討[2-4]。至於碼都普勒效應對擬亂碼擷取效能的影響則經常忽略不計，或與高斯雜訊項合併計算，以簡化分析模型。實際上，碼都普勒偏移確實影響傳統分析結果的準確度。過去曾經以 3GPP WCDMA 系統之點對點三階段細胞搜尋為例，以模擬的方式探討碼都普勒偏移所造成的影響。也曾在點對點及白色高斯雜訊通道環境下，提出新的分析方法[6]。根據分析結果發現，當碼都普勒偏移為 15 ppm 且平均碼擷取時間 200 ms 時，傳統分析結果的誤差為 5 dB。若碼都普勒偏移減為 12.5 ppm，傳統分析方法的誤差亦有 3 dB。若為多點對點無線通訊網路下之多階擬亂碼擷取則需要提出新的分析方法。本分析方法欲將多點對點無線通道環境下多階擬亂碼擷取系統參數化，並區分成以下幾項討論：1)分碼多重接取網路(多基地台環境)、2)多重反射路徑通道、3)載波都普勒偏移、4)碼都普勒偏移、5)起始點取樣誤差。為擴大分析的範圍，本分析基於通用型多階碼擷取系統。最後，由分析數據可以發現高訊雜比環境下，擬亂碼擷取效能有隨訊雜比提升而逆勢衰減之特殊現象。這現象在傳統模型中無法顯現，因此命名為曲線揚升效應，以利後續探討。

本文架構如后：第二部份介紹通用型多階碼擷取架構。第三部份介紹本整合性的分析方法。第四部份探討分析與模擬結果。最後，第五部份總結本文貢獻。

2. 系統模型

擬亂碼擷取系統主要功能是調整接收端擬亂碼產生器，使其與接收到擬亂碼相位誤差小於一碼片(通常取 0.5 碼片)之內。然而，現代分碼多重接取網路中，擬亂碼擷取系統除了估計擬亂碼相位誤差外，尚需估計其他參數，例如：載波都普勒偏移、碼都普勒偏移、碼群識別(Code Group ID)、基地台編號。若使用最

大可能(Maximum Likelihood)原則同時估計所有參數大小，則會因複雜度過高而不可行。實際上，可將上述參數分成 N 階段依序估計，由於擬亂碼擷取分成數個階段完成，因此又稱為多階碼擷取。為了擴大分析的適用範圍，本文提出通用型多階碼擷取系統。傳統的多重停留(Multi-dwell)碼擷取系統亦可視為本通用型多階碼擷取系統之特例，其中第 n 個停留時間相對於本通用型多階碼擷取系統之第 n 個階段，其中 $n=1,2,3,\dots,N$ 。

本分析採用的等效低通訊號模型為：

$$r(t) = \sqrt{P} \sum_{m=-\infty}^{\infty} c_m h(t - mT_c + \tau_0 T_c) \times e^{-j2\pi\Delta f t + \phi_0} + n(t) \quad (1)$$

其中 P 為擬亂碼單一碼片之平均功率， c_m 為擬亂碼之 m 個碼片， $h(t)$ 為碼片之波形函數，本文採用均方根升餘弦函數(Square-Root Raised Cosine Function)， $\beta=0.5$ ， T_c 為碼片週期， $-0.5 \leq \tau_0 < 0.5$ 為起始取樣誤差， Δf 為載波都普勒誤差(包含頻率誤差)， ϕ_0 為起始相位誤差， $n(t)$ 為白色高斯隨機過程，以模擬外來的雜訊與干擾源，其雙邊功率頻譜密度為 $N_0/2$ (Watts / Hz)。

若將式(1)訊號依據取樣定理取樣，則第 i 取樣點的訊號可表示為

$$r[i] = r(t) \Big|_{t=i\tilde{T}_c/N_{os}} = \sqrt{P} \sum_{m=-\infty}^{\infty} c_m h\left(i \frac{\tilde{T}_c}{N_{os}} - mT_c + \tau_0 T_c\right) \times e^{-j2\pi\Delta f \cdot i \frac{\tilde{T}_c}{N_{os}} + \phi_0} + n\left(i \frac{\tilde{T}_c}{N_{os}}\right) \quad (2)$$

其中， \tilde{T}_c 為接收端擬亂碼產生器之碼片週期， $\tilde{T}_c = (1 + \xi)T_c$ ， $\xi = \Delta f / f_c$ 為載波都普勒偏移 Δf 與中心頻率 f_c 的比值， N_{os} 為過取樣倍率(單一碼片週期內之取樣點數)。取樣後的訊號，隨即通過理想碼片匹配濾波器 $h[i]$ 以提升訊雜比。為了擴大本通用模型之適用範圍，碼片匹配濾波器輸出之各取樣點以碼片週期為週期平行輸出。也就是說，碼片匹配濾波器平行輸出 N_{os} 路訊號，每路訊號取樣週期由原先的 \tilde{T}_c / N_{os} 降為 \tilde{T}_c 。隨後各階段偵測器依據個別演算法選用合適的相位執行後續之訊號處理。

圖一(a)為以 N 階碼擷取為例之通用型多階碼擷取系統架構。其中 $r_k^i[m]$ ， $k=0,1,2,\dots,N_{os}-1$ ，代表碼匹配濾波器輸出端

各過取樣點訊號，經過整理後表示如下：

$$r'_k[j] = r[i] \otimes h[i] \Big|_{i=jN_{cs}+k}$$

$$= \sqrt{P} \sum_{m=-\infty}^{\infty} c_m R[\underbrace{((j-m))}_I + \underbrace{(j\xi + \tau'_0)}_{II}] T_c \quad (3)$$

$$\times e^{-j2\pi f_c \cdot jT_c + \phi_0} + n'$$

其中 \otimes 為迴旋積分(Convolution)運算符號， $R(\Delta\tau)$ 為升餘弦函數(Raised Cosine Function)， $R(0)=1$ 且 $R(\pm T_c)=0$ ，假設碼匹配濾波器中載波偏移量可忽略不計。式(3)升餘弦函數中參數可分成兩部分：整數部分與小數部份。值得注意的是，小數部份為取樣時間 j 與碼都普勒偏移 ξ 的函數，因此小數部份數值會隨時間增加，若時間夠長則必然發生進位。換句話說，假設起始取樣誤差 $\tau'_0=0$ 且碼都普勒偏移 $\xi > 0$ ，則當時間 $j > 0$ 時，碼片匹配濾波器輸出訊號 $r'_k[j]$ 依據升餘弦函數發生衰減。為簡化分析，傳統流程圖模型將式(3)升餘弦函數參數中小數部份近似為零(i.e., $|(j\xi + \tau'_0)T_c| \approx 0, \forall j$)， n' 近似為白色高斯雜訊，其雙邊功率頻譜密度為 $N_0/2$ (Watts/Hz)。

擬亂碼相位同步通常安排在多階碼擷取系統之第一階段完成，並作為隨後各階段之參考相位，例如多重停留碼擷取系統[1]、3GPP WCDMA 之三階段細胞搜尋[5]。第一階段擬亂碼相位同步可選用 2007 年 Corazza 提出之各式後偵器(Post Detection Integrator, PDI)完成[2]。後偵器包含同調累加及非同調累加器。Corazza 介紹之後偵器架構著重在比較非同調累加器之間差異，而同調累加器部分則以主動相關器架構為例。實際上，除了主動相關器架構之外，尚可採取被動相關器架構實現。關於主動相關器與被動相關器的架構及其優缺點詳見[1]。使用主動相關器計算一個相關值需耗費一個擬亂碼週期(假設採用全週期相關)，因此長週期擬亂碼需耗費長時間完成所有相關值計算。若採用被動相關器架構，則在一個擬亂碼週期中，就可以完成所有相關值計算。使用被動相關器的缺點是複雜度高。為了借重被動相關器運算速度快的優點，並且避免複雜度高的缺點，分碼多重接取網路之基地台發送之領航訊號(Pilot Signals)，通常選用長度適中之擬亂碼，例如：GPS 之 CA 碼、3GPP WCDMA 系統之首要同步碼(Primary Synchronization Code, PSC)、次要同步碼(Secondary Synchronization Code, SSC)。因

此，本分析以被動相關器為例。儘管如此，經過調整，本分析方法亦適用於主動相關器架構及主動、被動混合型相關器架構。為了易於解說，圖一(b)中各階段偵測器分成四大區塊：取樣點選取、同調相關器、非同調累加器、最大可能偵測器。第一階段偵測到之擬亂碼相位，統一為多階碼擷取系統之參考相位。第 N 階段並額外增加以門檻值判斷為準則之偵測器，以降低誤判機率。門檻值的選取可依常數誤判機率(Constant False Alarm Rate, CFAR)原則決定。實際上，各階段偵測器可獨立設計，本分析方法不受限於偵測器種類的影響。圖一(b)中，各階段偵測的操作流程可採導管法(Pipeline)或是序列法(Serial)。採用導管法，所有階段偵測器皆同時操作，因此搜尋速度快，但因為所有階段均同時操作，故運算量大。序列法則循序執行各階段偵測器，因此同一時間僅有一階段執行運算。自第一階段循序執行到第 N 階段稱為一次“試驗”(Trial)，若某次試驗中， N 階段均偵測成功，則多階碼擷取宣告完成。反之，則依據導管法或序列法進行新的試驗。

3. 分析方法

本分析方法是將多階碼擷取系統操作過程，以流程圖模型表示，並計算流程圖模型的轉換函數(Transfer Function) $H(z)$ ，取其導函數將參數 z 設為 1，以獲得平均碼擷取時間(Mean Acquisition Time, MAT)。以下分節依序介紹。

3.1 多階碼擷取流程圖

圖二為圖一(b) N 階碼擷取系統之流程圖。其中狀態 S 為流程圖之起始點，當多階碼擷取系統開始運作，流程圖進入狀態 1，在狀態 1 中，第一階段偵測器執行偵測擬亂碼相位任務。若第一階段偵測器獲得正確擬亂碼相位，則流程圖進入狀態 2，反之則進入狀態 2b。在狀態 2 中，第二階段偵測器依據第一階段所得擬亂碼相位偵測第二階段待測參數(例如：碼群，符元框)，由於擬亂碼相位正確，故第二階段訊號模型如式(3)，其中包含訊號與雜訊成份。因此第二階段偵測器所獲得的結果與第一階段相同，可分成正確偵測(Detection)與錯誤偵測(False Detection)兩種，若正確偵測事件發生，則流程圖進入狀態 3，反之則進入狀態 3b。另一方面，若流程圖進

入狀態 2b，則代表第一階段偵測器提供錯誤擬亂碼相位。因此，式(3)僅存在雜訊。本文忽略不包含訊號的情況下獲得正確參數的可能性。上述流程持續進行，直到狀態 N 。由於第 N 階段偵測器包含門檻值判斷，因此狀態 N 的輸出有三種結果：正確偵測(Detection)、誤判(False Alarm)、以及誤失(Miss)。狀態 Nb 則有兩種結果：誤判、與誤失。當正確偵測發生，則完成多階碼擷取，並依據圖一(a)進入同步複判階段藉由讀取系統廣播通道的訊息，以驗證多階碼擷取結果的正確性。若發生誤判，則進入狀態 S 重新啟動 N 階碼擷取流程。若發生誤失，則進入狀態 1 持續進行下一次 N 階碼擷取試驗。誤失與誤判最主要的差異在於誤判發生須付出耗費額外時間讀取系統參數的代價才能重新進行 N 階碼擷取試驗，誤失則可即時進行下一次 N 階碼擷取試驗。圖二之流程圖，最終將抵達狀態 D 。

3.2 各階段偵測器效能

在分碼多重接取網路下，假設接收機收到的領航訊號中包含 N_c 基地台，且每個基地台均透過 P 路反射路徑抵達。考慮各路徑均為穩定通道(Static Channel)，則每次試驗的偵測機率 $P_D(\Delta\tau)$ 、誤失機率 $P_M(\Delta\tau)$ 、及誤判機率 $P_{FA}(\Delta\tau)$ 可表示為：

$$P_D(\Delta\tau_1) = \sum_{k=1}^{N_c} \sum_{\rho=1}^P p_{1k}^{2\rho}(\Delta\tau_1) \prod_{i=2}^{N-1} p_{ik}^{(i+1)\rho}(\Delta\tau_i) p_{Nk}^D(\Delta\tau_N) \quad (4)$$

$$P_M(\Delta\tau_1) = \sum_{k=1}^{N_c} \sum_{\rho=1}^P \sum_{i=1}^N \Psi_k^\rho(i, \Delta\tau_i) \quad (5)$$

$$P_{FA}(\Delta\tau_1) = 1 - P_D(\Delta\tau) - P_M(\Delta\tau) \quad (6)$$

其中，

$$\Psi_k^\rho(i, \Delta\tau_k) = \begin{cases} p_{1k}^{2b}(\Delta\tau_1) p_{Nb}^1 & i=1 \\ p_{1k}^{2\rho}(\Delta\tau_1) p_{2k}^{3\rho}(\Delta\tau_2) p_{Nb}^1 & i=2 \\ p_{1k}^{2\rho}(\Delta\tau_1) \prod_{n=2}^{i-1} p_{nk}^{(n+1)\rho}(\Delta\tau_n) p_{ik}^{(i+1)\rho}(\Delta\tau_i) p_{Nb}^1 & i=3, 4, 5, \dots, N-1 \\ p_{1k}^{2\rho}(\Delta\tau_1) \prod_{n=2}^{N-1} p_{nk}^{(n+1)\rho}(\Delta\tau_n) p_{Nk}^1(\Delta\tau_N) & i=N. \end{cases} \quad (7)$$

p_{Xk}^Y 代表多階碼擷取流程圖中狀態 X 到狀態 Y 所發生的機率，可以表示為：

$$p_{Xk}^Y(\Delta\tau_X) = \int_0^\infty F_1(t, \Delta\tau_X) F_2^k(t, \Delta\tau_X) \cdot F_3^{(k,p)}(t, \Delta\tau_X) f_{t|H_1}^p(t, \Delta\tau_X | H_1) dt \quad (8)$$

其中，

$$F_1(t, \Delta\tau_X) = \left[\int_0^t f_{S|H_0}(s, \Delta\tau_X | H_0) ds \right]^{N_c - N_c P} \quad (9)$$

$$F_2^k(t, \Delta\tau_X) = \prod_{j=1; j \neq k}^{N_c} \prod_{\rho=1}^P \left[\int_0^t f_{S|H_1}^{(\rho,j)}(s, \Delta\tau_X | H_1) ds \right] \quad (10)$$

$$F_3^{(k,p)}(t, \Delta\tau_X) = \left[\prod_{\rho=1, \rho \neq p}^P \int_0^t f_{S|H_1}^{(\rho,k)}(s, \Delta\tau_X | H_1) ds \right] \quad (11)$$

(9)-(11)式中，機率密度函數(pdf) $f_{S|H_1}(s | H_1)$ 及 $f_{S|H_0}(s | H_0)$ 分別為非中央卡方/中央卡方(Noncentral- χ^2 /Central- χ^2)分佈[1]。另外值得注意的是，式(4)-(11)中狀態轉換的發生機率與前一狀態的相位誤差有關。因此，圖二流程圖狀態間之轉換函數隨時間而變，故不在傳統流程圖法解決範疇。所幸，可以採用環狀狀態圖(Circular State Diagram)將時變狀態圖轉換成非時變狀態圖[6]。

3.3 平均碼擷取時間

由式(4)-(6)可知，每次試驗的偵測、誤失、誤判僅與該次試驗的第一階段起始取樣誤差有關。故可將圖二之灰底區域視為一穩態試驗，試驗與試驗之間則獨立成為不同的狀態。圖三中，狀態 I_Y^X 代表起始點誤差為 X 之第 Y 次試驗。其中起始點誤差 X 均勻分佈在一碼片週期內，若 M 值越大代表圖三流程圖之離散化誤差(Quantization Error)越低。若將各狀態之起始取樣誤差也取離散化數值，則圖三狀態圖的狀態數目就變成有限。因此可以利用知名的梅森氏法則(Mason's Rule)計算系統轉換函數 $H(z)$ [6]。

平均碼擷取時間為系統轉換函數的一階導函數，且將系統轉換函數之 Z 參數設為 1：

$$T_m = \left. \frac{dH(z)}{dz} \right|_{z=1} \quad (12)$$

由[6]可知，平均碼擷取時間為：

$$T_m = \frac{1}{\Delta^2(z)} \left\{ \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N \left[\Delta_n^m(z) \Delta(z) \frac{d}{dz} \Gamma_n^m(z) + \Gamma_n^m(z) \Delta(z) \frac{d}{dz} \Delta_n^m(z) + \Gamma_n^m(z) \Delta(z) \frac{d}{dz} \Delta_n^m(z) + \Gamma_n^m(z) \Delta_n^m(z) \frac{d}{dz} \Delta(z) \right] \right\} \Big|_{z=1} \quad (13)$$

其中

$$\Gamma_n^m(z) = \frac{1}{M} P_{D,n}^m \prod_{i=0}^{n-1} P_{M,i}^m z^{nK}, 1 \leq m \leq M, 1 \leq n \leq N; \quad (14)$$

$$\Delta_n^m(z) = \prod_{i=1; i \neq m}^M (1 - L_i(z)); \quad (15)$$

$$\Delta(z) = \prod_{m=1}^M (1 - L_m(z)) - \sum_{m=1}^M F_m(z) \prod_{i=1; i \neq m}^M (1 - L_i(z)); \quad (16)$$

$$L_m(z) \triangleq \prod_{n=1}^N P_{M,n}^m Z^{NK}; \quad (17)$$

$$F_m(z) \triangleq \sum_{n=1}^N \frac{1}{M} P_{FD,n}^m \prod_{i=0}^{n-1} P_{M,n}^m Z^{K_p+K}; \quad (18)$$

$$P_{M,0}^m \triangleq 1, \quad m=1, 2, \dots, M \quad (19)$$

4. 數值結果

本文以 3GPP WCDMA 之下鏈三階段細胞搜尋為例。為了分析方便，本文擬亂碼自相關函數皆假設為三角波形函數 $\Lambda(\Delta)$ ：

$$\Lambda(\Delta) = \begin{cases} 1 - \frac{|\Delta|}{T_c} & |\Delta| < T_c \\ 0 & |\Delta| \geq T_c \end{cases} \quad (20)$$

其中 Δ 為擬亂碼之相位誤差。每階段處理時間皆為 10ms ，碼片速率為 3.84Mcps ，各階段中取樣頻率為四倍碼片速率。

圖四為多階碼擷取接收機接收來自單一基地台的領航訊號，在兩路模型(Two-Ray Model)下的效能比較。其中每路皆為靜態通道(Static Channel)，且 σ_n 為第 n 路通道的平均功率。由圖四可知，當通道能量偏向集中在主要通道(Dominant Path)時，多階碼擷取系統效能較在等強度通道環境下為佳。這是因為功率集中可以提升試驗成功的機率。圖四數據可由另一角度觀察。圖四也可視為在頻率非選擇性通道(僅一路通道)下，接收來自兩個基地台的領航訊號。此時圖四的結果提供另一個結論：當接收機靠近某一基地台時，擬亂碼擷取效能較位於兩基地台中間(位處基地台覆蓋邊緣)時為佳。

圖五為各階段碼匹配濾波器的輸出波形，以方便解釋圖四，在高訊雜比下平均擬亂碼擷取時間隨訊雜比增加而逆勢上升的現象。在圖五中，由於第一階段偵測器獲得的取樣誤差 $\Delta\tau_1$ 隨訊雜比提升而減少。因此，在極高訊雜比的條件下(例如： $E_c/N_0 = -2\text{dB}$)， $\Delta\tau_1$ 幾乎為零。因此，多階碼擷取系統所能容許的最大擬亂碼相位偏移約為一碼片。反之，當訊雜比稍降，則 $\Delta\tau_1$ 開始增加。由於碼片波形對稱的關係，在 $\Delta\tau_1$ 增加但仍小於一碼片情況下，每個試驗最大可容忍擬亂碼相位偏移有一半機會可以超過一碼片至多可達兩碼片。這對

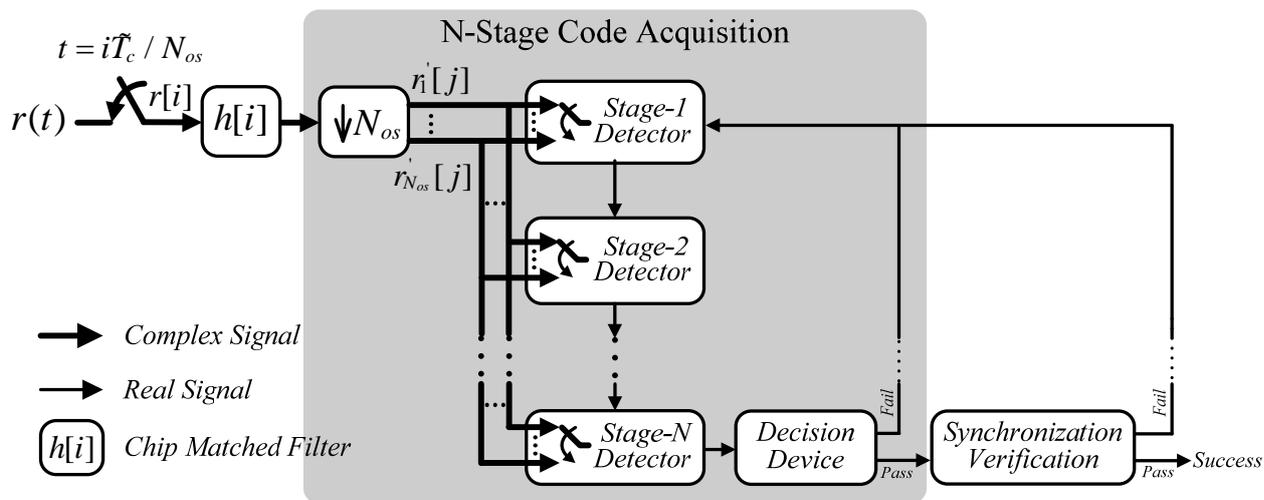
多階碼擷取系統在高碼都普勒效應下，有明顯的助益。這也就是本分析發現考慮碼都普勒效應時，在極高訊雜比情況下，平均碼擷取時間不減反增的現象。這現象過去尚未被探討，在此命名為曲線揚升效應(Curve-Rising Effect)。曲線揚升效應對靠近基地台，且振盪器精準度不佳的接收機影響顯著。

5. 結論

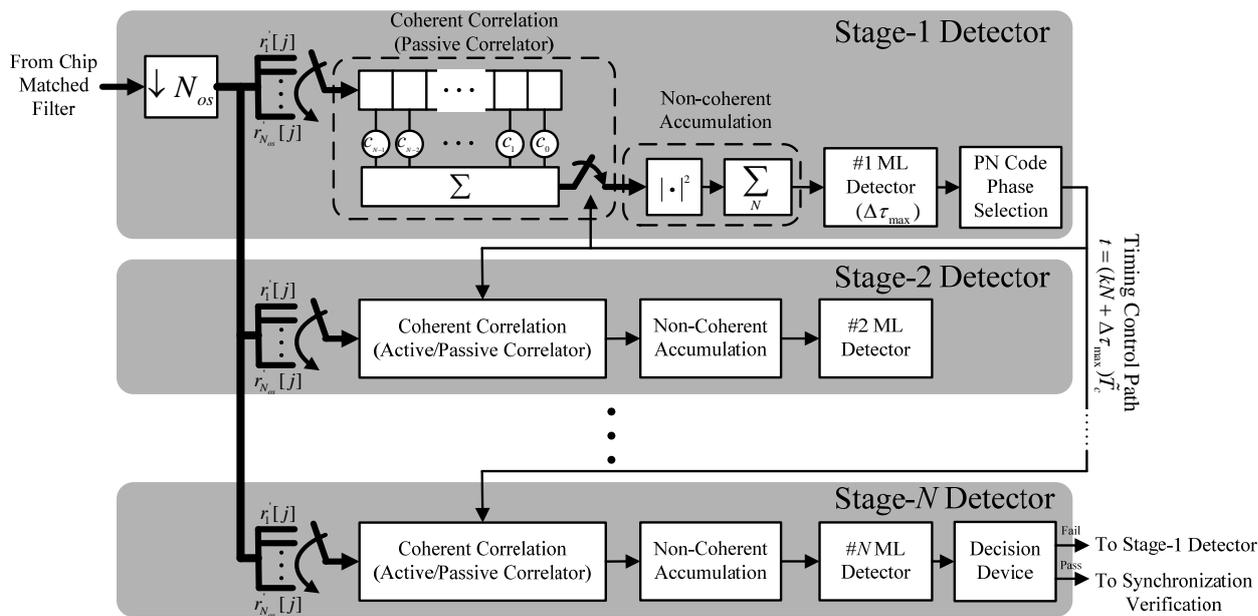
本文針對分碼多重接取網路之多階碼擷取系統，提出整合性分析方法。相較過去的研究，本分析結果除了提出多階碼擷取的一般性架構，也擴充過去分析方法的適用範圍，到多基地台，多路徑通道環境。除此之外，經由數值分析結果也發現曲線上揚效應，並且詳細解說其對實際系統所產生的影響。

參考文獻

- [1] Simon, M. K., Omura, J. K., Scholtz, R. A., and Levitt, B. K., *Spread Spectrum Communications Handbook. Rev. Ed.*, New York: McGraw-Hill, 1994.
- [2] Corazza, G. E., and Pedone, R., "Generalized and Average Likelihood Ratio Testing for Post Detection Integration," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-55, no. 11, pp. 2159-2171, Nov. 2007.
- [3] Villanti, M., Salmi, P., and Corazza, G. E., "Differential Post Detection Integration Techniques for Robust Code Acquisition," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-55, no. 11, pp. 2172-2184, Nov. 2007.
- [4] Ok, K. M., and Kang, C. G., "Generalized Window-Based PN Acquisition Scheme in CDMA Spread Spectrum Systems," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 7, no. 8, pp. 2851-2855, Aug. 2008.
- [5] Sheen, W. H., and Ho, J. S., "Cell Search for 3GPP W-CDMA/FDD with Chip Clock Shift and Non-Ideal Sampling," in *IEEE VTC-Fall'01*, Atlantic City, New Jersey, Oct. 2001, pp. 2369-2373.
- [6] 何建興、沈文和，"考慮載波及取樣頻率誤差之多階碼擷取分析新方法在可加性白色高斯雜訊通道"，2008 第六屆微電子技術發展與應用研討會，國立高雄海洋科技大學，台灣 2008。

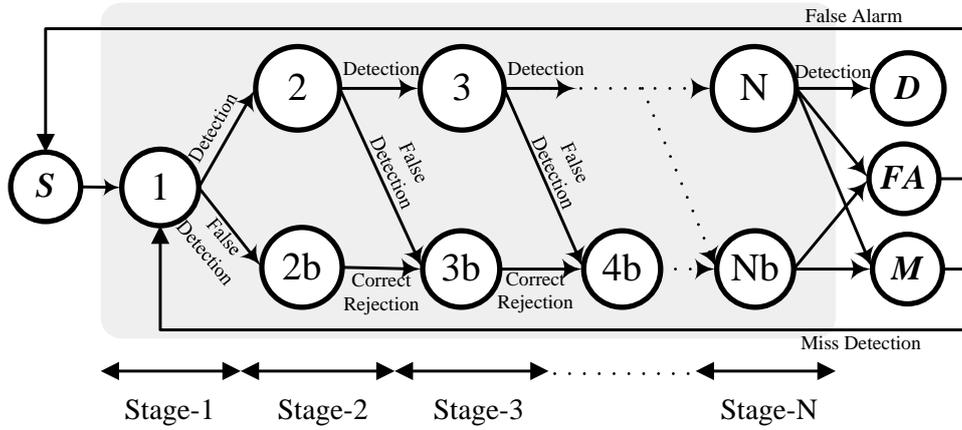


(a) 系統方塊圖

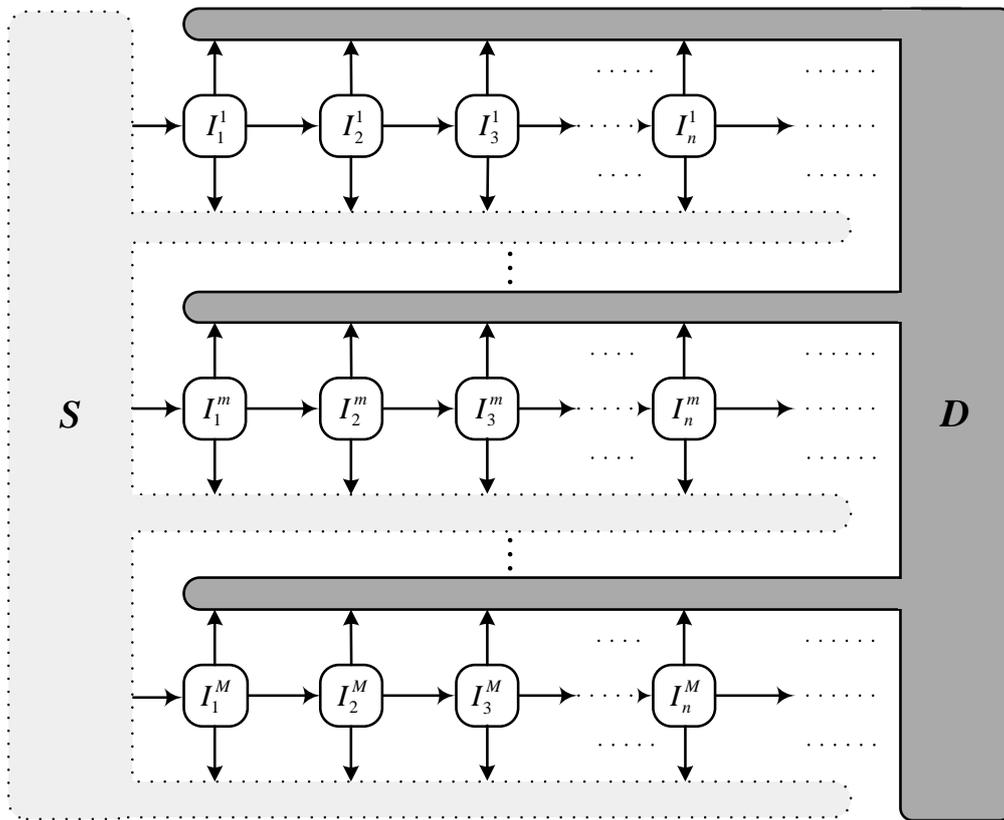


(b) 各階段細部方塊

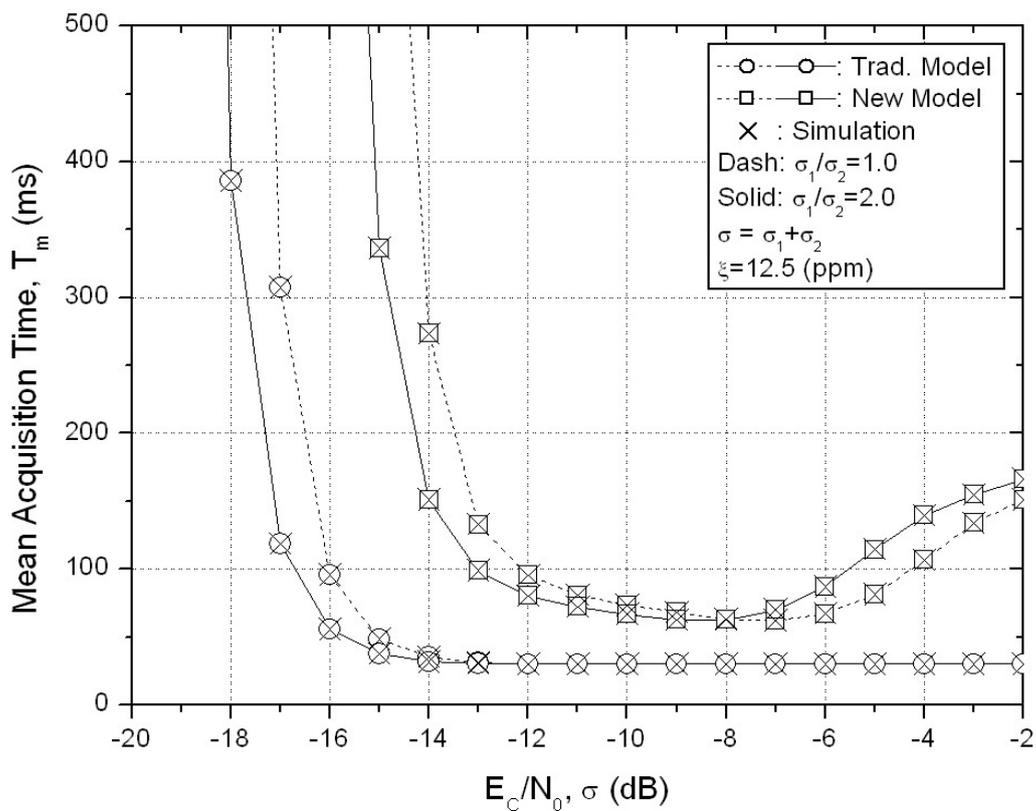
圖一 以 N 階碼擷取為例之通用型多階碼擷取系統架構：(a)系統方塊 (b)各階段細部方塊(各階段之間控制路徑未畫出)。



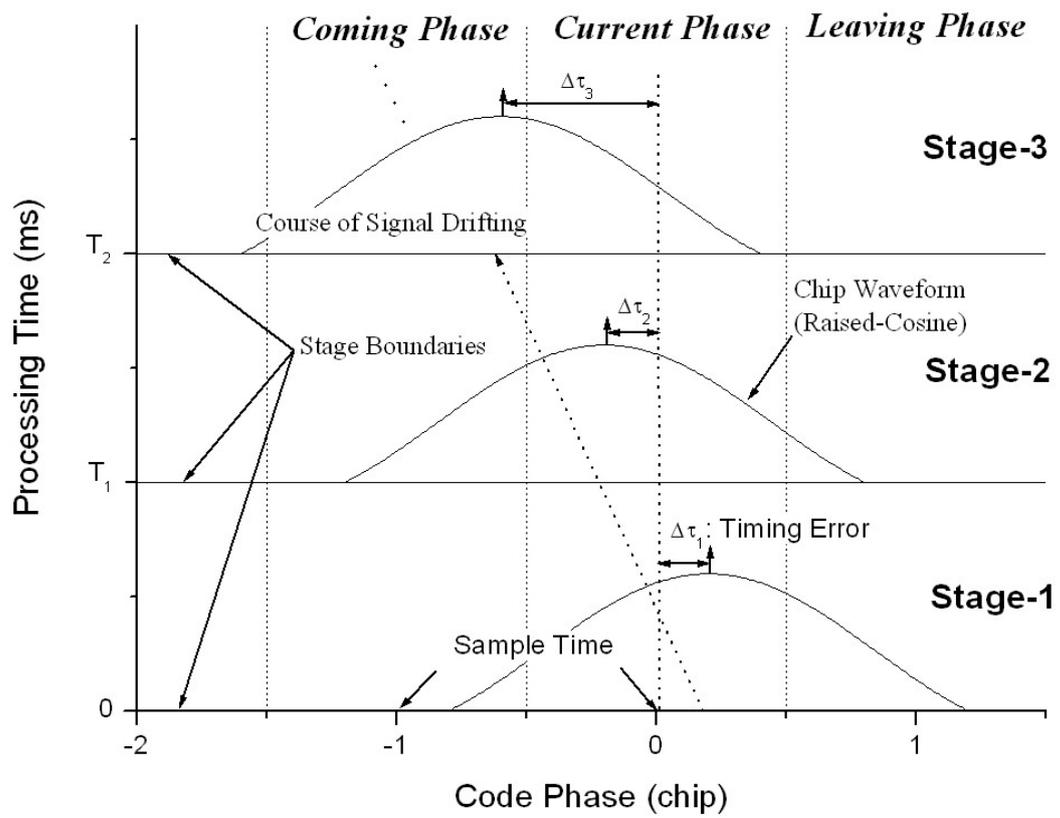
圖二 多階碼擷取流程圖



圖三 穩態多階碼擷取流程圖



圖四 多階碼擷取效能比較



圖五 碼都普勒效應與取樣誤差的關係